

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

เครื่องวัดสภาพน้ำฝน



นาย สมวัฒน์ อรรถาคม
นาย สุวิทย์ เตชะไพฑูริ์

ส.พ.
๒๕๕๓

เลขหมู่..... 259.4
เลขทะเบียน.....
วันเดือนปี.....

๒๕๕๓/๒๙

โครงการพิเศษนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาด้านหลักสูตรวิศวกรรมบัณฑิต

ภาควิชาอิเล็กทรอนิกส์
คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. ๒๕๓๔ ✓

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

CONDUCTOMETER



**A SPECIAL PROJECT SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT OF THE REQUIREMENT
FOR THE DEGREE OF BACHELOR OF SCIENCE**

DEPARTMENT OF APPLIED PHYSICS

FACULTY OF SCIENCE

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

1991 ✓

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อโครงการพิเศษ
โดย

เครื่องวัดสภาพน้ำไฟฟ้า

นาย สมรัตน์ อรรคอุดม

นาย สุวิทย์ เตชะนิษณะ

ภาควิชา

ฟิสิกส์ประยุกต์

อาจารย์ที่ปรึกษา

อ. วิชิต ศิริโชติ

ผศ.ดร. จันทร์ชัย หึงประชูร

ผศ.ดร. อารีย์ วิเชียรฉาย

ภาควิชาฟิสิกส์ประยุกต์ คณะวิทยาศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า
เจ้าคุณทหาร ลาดกระบัง อนุมัติให้พิมพ์รายงานโครงการพิเศษนี้ เป็นส่วนหนึ่งของ
การศึกษาตามหลักสูตรวิทยาศาสตรบัณฑิต

(อ. เสน่ห์ เอกะวิภาต)

หัวหน้าภาควิชาฟิสิกส์ประยุกต์

คณะกรรมการสอบโครงการพิเศษ

(รศ. สรณพล รักวิจิตร)

ประธานกรรมการ

(อ. วิชิต ศิริโชติ)

กรรมการ

(ผศ.ดร. จันทร์ชัย หึงประชูร)

กรรมการ

(ผศ.ดร. อารีย์ วิเชียรฉาย)

กรรมการ

(ผศ.ดร. ปรีชา เทียนสมประสงค์)

กรรมการ

ลิขสิทธิ์ของภาควิชา ฟิสิกส์ประยุกต์ คณะวิทยาศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า เจ้าคุณทหาร ลาดกระบัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อโครงการ

เครื่องวัดสภาพนำไฟฟ้า

นักศึกษา

นาย สมรัตน์ อรรถอุดม

นาย สุวิทย์ เตชะพิชณะ

อาจารย์ที่ปรึกษา

อ. วิชิต ศิริโชติ

ผศ.ดร. จันทร์ชัย หึงษ์ประสูตร

ผศ.ดร. อารีย์ วิเชียรฉาย

ภาควิชา

ฟิสิกส์ประยุกต์

ปีการศึกษา

2533/4

บทคัดย่อ

เครื่องวัดสภาพนำไฟฟ้า เป็นการนำเอาวงจรทางด้านอนาลอกมาประกอบกับวงจรทางดิจิทัล เครื่องมือนี้สามารถสร้างได้ในราคาถูกและหาอุปกรณ์ได้ง่าย กระแสอินพุทที่ป้อนให้กับเครื่องจะเปลี่ยนแปลงตามสภาพความนำไฟฟ้าของสารละลาย ซึ่งจะถูกลบเป็นแรงดันไฟฟ้าโดยใช้ตัวแปลงกระแสเป็นแรงดันไฟฟ้า สามารถแสดงผลเป็นแบบดิจิทัล เครื่องวัดสภาพนำไฟฟ้านี้มีความละเอียดในการวัดสภาพนำไฟฟ้าตั้งแต่ $0.2 \mu\text{S}$ ถึง 10 mS

- ก -

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Special Project Title Conductometer
Name Mr. Somratana Akraudom
 Mr. Suwit Thechapitchaya
Special project Advisor Mr. Wichit Sirichote
 Ass.Prof. Janchai Yingprayoon
 Ass.Prof. Aree Wichianchai
Department Applied Physics
Academic Year 1990

Abstract

Conductometer has been designed by using analog circuit combined with digital circuit. It can be constructed with low cost and available equipments . The input current varied with electrolytic conductivity , displayed in digital form , is converted to voltage by using a current to voltage converter. Resolution of the measurement is capable of providing from 0.2 μ S to 10 mS

กิตติกรรมประกาศ

โครงการพิเศษฉบับนี้สำเร็จล่วงไปด้วยดีก็เพราะความกรุณาของ อาจารย์ วิจิต ศิริโชติ ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร. จันทวิชญ์ พึ่งประเสริฐ ที่ให้คำแนะนำและข้อมูลที่เป็นประโยชน์ ต่อการทำงานตลอดมาทั้งยังได้รับความใส่ใจจากอาจารย์ ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร. อารีย์ วิเชียร- ฉาย ที่คอยเอาใจใส่ไต่ถามอยู่เสมอ ขอขอบพระคุณเป็นอย่างยิ่ง

ขอขอบคุณพี่ เกียรติศักดิ์ คมวิริยะ ที่คอยห่วงใย สอบถาม และให้คำแนะนำที่เป็น ประโยชน์แก่ผู้เขียน

ขอขอบคุณห้องสมุดคณะวิทยาศาสตร์และกองห้องสมุดกลางที่เอื้ออำนวยความสะดวก เกี่ยวกับหนังสือและเอกสารที่ใช้ในการทดลอง

ขอขอบคุณภาควิชาเคมีอุตสาหกรรมที่ให้ความอนุเคราะห์ให้ผมเขียนได้ดูเครื่องวัด สภาพนำไฟฟ้าของจริง

ขอขอบคุณ คุณ นิภา ค้าคลอง เจ้าหน้าที่วิทยาศาสตร์ภาควิชาเคมีอุตสาหกรรมที่ให้ความสะดวกในการใช้เครื่องมือเตรียมสารเคมี

ขอขอบคุณ คุณ สมบูรณ์ศักดิ์ ที่จัดสารเคมีสำหรับทดลองให้

ขอขอบคุณ คุณ สุวรัตน์ ปราโมทย์ภัส ที่ให้ยืมตำราทางด้านไฟฟ้าเคมี

ขอขอบคุณเพื่อน ๆ ทุกคนที่ให้คำแนะนำและให้กำลังใจในการทำงาน

ขอขอบคุณ พี่ ๆ น้อง ๆ ที่เป็นห่วงคอยไต่ถามอยู่เสมอ

ท้ายที่สุดนี้ขอกราบขอบพระคุณ นาย ไพรัช อรรคอุดม นาง สมบัติ อรรคอุดม บิดา- มารดาของ นาย สมรัตน์ อรรคอุดม และ นาย ฉัตร เตชะนิษณะ นาง สุนิศา จันทรเกษมชัย บิดามารดาของ นาย สุวิทย์ เตชะนิษณะ ที่ให้ความอนุเคราะห์เกี่ยวกับค่าใช้จ่ายและคอยให้กำลังใจแก่ผู้เขียนมาตลอดจนสำเร็จการศึกษา

นาย สมรัตน์ อรรคอุดม

นาย สุวิทย์ เตชะนิษณะ

สารบัญตาราง

หน้า

ตารางที่ 2.1	แสดงค่าการนำไฟฟ้าจำเพาะของสารละลาย KCl ที่ความเข้มข้นต่าง ๆ.....	7
ตารางที่ 2.2	แสดงค่าการนำไฟฟ้าสมมูลของโซเดียมคลอไรด์ที่ความเข้มข้นต่าง ๆ	9
ตารางที่ 2.3	แสดงค่าการนำไฟฟ้าโพลาไรซ์เมื่อเจือจางที่สุดของไอออนต่าง ๆ ที่ 25 ° C.....	11
ตารางที่ 2.4	แสดงค่าการนำไฟฟ้าเมื่อเจือจางจนถึงที่สุดของอิเล็กโทรไลต์บางตัว คำนวณ โดยใช้กฎของ Kohlrausch เกี่ยวกับการเคลื่อนที่อย่างเป็นอิสระของไอออน.	12
ตารางที่ 4.1	แสดงค่าอุปกรณสำหรับเลือกขั้วแอโนดสูงสุด.....	45



สารบัญภาพ

หน้า

รูปที่	1.1 แสดงเครื่องวัดสภาพนำไฟฟ้าที่ใช้ในห้องปฏิบัติการทั่วไป.....	1
รูปที่	1.2 แสดงบล็อก ไดอะแกรมของเครื่องมือวัดสภาพนำไฟฟ้า.....	2
รูปที่	2.1 แสดงความสัมพันธ์ระหว่าง Λ กับ \sqrt{C} ของอิเล็กโทรไลต์อ่อน ๆ	10
รูปที่	3.1 แสดงปรากฏการณ์ที่เกิดขึ้นในเซลล์สำหรับวัดสภาพนำไฟฟ้า.....	15
รูปที่	3.2 แสดงลักษณะรูปคลื่นต่าง ๆ ที่สามารถผลิตขึ้นมาจากวงจรออสซิลเลเตอร์.....	16
รูปที่	3.3 แสดงบล็อก ไดอะแกรมของวงจรออสซิลเลเตอร์กำเนิดสัญญาณรูปคลื่นไซน์.....	17
รูปที่	3.4 แสดงการเปรียบเทียบลักษณะของสัญญาณรูปคลื่นทางทฤษฎีกับรูปคลื่นที่วัดได้.....	18
รูปที่	3.5 แสดงวงจรวินบริดจ์ออสซิลเลเตอร์.....	20
รูปที่	3.6 แสดงวงจรวิน-ที ออสซิลเลเตอร์.....	22
รูปที่	3.7 แสดงรูปเซลล์สำหรับการวัดสภาพนำไฟฟ้าชนิดต่าง ๆ.....	24
รูปที่	3.8 แสดงคอนดักติวิตี เซลล์สำหรับทำคอนดักโตเมตริกิตีเตชั่น.....	24
รูปที่	3.9 แสดงวงจรเปลี่ยนกระแสเป็นแรงดัน.....	25
รูปที่	3.10 แสดงวงจรเร็คติไฟเออร์แบบครึ่งคลื่น.....	27
รูปที่	3.11 แสดงวงจรเร็คติไฟเออร์ครึ่งคลื่นแบบให้แรงดันตรงสูง.....	27
รูปที่	3.12 แสดงวงจรเร็คติไฟเออร์แบบเต็มคลื่น.....	28
รูปที่	3.13 แสดงบล็อก ไดอะแกรมของวงจร A/D แบบแฟลช.....	29
รูปที่	3.14 แสดงบล็อก ไดอะแกรมของวงจร A/D แบบใช้วงจรมัลติเพลกซ์.....	30
รูปที่	3.15 แสดงบล็อก ไดอะแกรมของวงจร A/D แบบเทร็งกิ้ง.....	32
รูปที่	3.16 แสดงบล็อก ไดอะแกรมของวงจร A/D แบบประมาณทีละบิต.....	33
รูปที่	3.17 แสดงวงจร A/D แบบสไลด์.....	34
รูปที่	3.18 แสดงการชั่งแบบสแตติก.....	35
รูปที่	3.19 แสดงการชั่งแบบไดนามิก.....	36
รูปที่	3.20 แสดงพัลส์ที่ส่งออกมาจากวงจรมัลติเพล็กซ์.....	37
รูปที่	4.1 แสดงส่วนประกอบของวงจรที่ใช้ในโครงการพิเศษ.....	38
รูปที่	4.2 แสดงวงจรกำเนิดสัญญาณความถี่.....	39

รูปที่ 4.3	แสดงวงจรแปลงกระแสเป็นศักดาไฟฟ้า.....	41
รูปที่ 4.4	แสดงวงจรแปลงไฟฟ้ากระแสสลับเป็นไฟฟ้ากระแสตรง.....	43
รูปที่ 4.5	แสดงแผนภาพส่วนประกอบสำคัญของ ไอซี 7106.....	43
รูปที่ 4.6	แสดงวงจรดิจิทัล โวลท์มิเตอร์.....	44
รูปที่ 4.7	แสดงการต่ออิเล็กทรอนิกส์เพทสำหรับขับหลักของ LCD.....	45
รูปที่ 4.8	แสดงการต่อ R-C เพื่อเป็นวงจรออสซิลเลเตอร์ 40 KHZ.....	46
รูปที่ 5.1	แสดงภาพของเครื่องวัดสภาพน้ำไฟฟ้า.....	48



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	ก
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	ข
กิตติกรรมประกาศ.....	ค
สารบัญตาราง.....	ง
สารบัญภาพ.....	จ
บทที่ 1 บทนำ.....	1
บทที่ 2 ค่าสภาพนำไฟฟ้า.....	5
2.1 ค่าการนำไฟฟ้า.....	5
2.2 ค่าการนำไฟฟ้าจำเพาะหรือสภาพนำไฟฟ้า.....	6
2.3 การนำไฟฟ้าสมมูล.....	7
2.4 การนำไฟฟ้าสมมูลเมื่อสารละลายเจือจางถึงที่สุด.....	9
บทที่ 3 ส่วนประกอบพื้นฐานของเครื่องวัดสภาพนำไฟฟ้า.....	14
3.1 การวัดสภาพนำไฟฟ้า.....	14
3.2 วงจรออสซิลเลเตอร์.....	16
3.2.1 หลักการของวงจรออสซิลเลเตอร์.....	16
3.2.2 หน้าที่ของวงจรออสซิลเลเตอร์.....	16
3.2.3 เงื่อนไขการเกิดออสซิลเลเตอร์.....	17
3.2.4 ลักษณะของวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ดี.....	18
3.2.5 ตัวอย่างของวงจรออสซิลเลเตอร์.....	19
3.2.5.1 วงจรวินบริดจ์ออสซิลเลเตอร์.....	19
3.2.5.2 วงจรทวินท้อออสซิลเลเตอร์.....	22
3.3 เซลล์.....	23
3.4 การแปลงกระแสเป็นแรงดันไฟฟ้า.....	25
3.5 วงจรเรีคตีฟาย.....	26
3.5.1 วงจรเรีคตีฟายแบบอิลคทรอนิกส์.....	26

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.5.2	วงจรเรกติฟายชิตให้ความถี่ตรงสูง.....	27
3.5.2.1	แบบคลื่นครึ่งลูก.....	27
3.5.2.2	แบบเต็มคลื่น.....	27
3.6	การแปลงสัญญาณอนาลอกเป็นสัญญาณดิจิทัล.....	28
3.6.1	การแปลงสัญญาณอนาลอกเป็นสัญญาณดิจิทัลแบบเฟลช.....	29
3.6.2	การแปลงสัญญาณอนาลอกเป็นสัญญาณดิจิทัลแบบใช้วงจรรีบ.....	30
3.6.3	การแปลงสัญญาณอนาลอกเป็นสัญญาณดิจิทัลแบบแทร็กกิ้ง.....	31
3.6.4	การแปลงสัญญาณอนาลอกเป็นสัญญาณดิจิทัลแบบประมาณทีละบิท.....	32
3.6.5	การแปลงสัญญาณอนาลอกเป็นสัญญาณดิจิทัลแบบสไลด์.....	33
3.7	ภาคแสดงผล.....	34
3.7.1	การขับแบบสเตติก.....	34
3.7.2	การขับแบบไดนามิกส์.....	35
บทที่ 4	เครื่องวัดสภาพนำไฟฟ้า.....	38
4.1	วงจรกำเนิดสัญญาณความถี่.....	38
4.2	วงจรแปลงกระแสเป็นสัญญาณไฟฟ้า.....	40
4.3	วงจรแปลงไฟฟ้ากระแสสลับให้เป็นไฟฟ้ากระแสตรง.....	42
4.4	การแสดงผลแบบดิจิทัล.....	43
4.4.1	วงจรกำเนิดสัญญาณนาฬิกา.....	46
4.4.2	ค่าอ้างอิง.....	47
บทที่ 5	ผลการทดสอบและสรุปผล.....	48
5.1	ผลการทดสอบ.....	48
5.2	สรุปผล.....	49
5.3	ข้อเสนอแนะ.....	49
	เอกสารอ้างอิง.....	50
ภาคผนวก ก.	วิธีหาค่าคงที่ของเซลล์และแพคเตอร์สำหรับเปลี่ยนค่าสภาพนำไฟฟ้าของน้ำให้เป็น ค่า Equivalent.....	52
ภาคผนวก ข.	แสดงลายวงจรที่ออกแบบในโครงการพิเศษ.....	54
ภาคผนวก ค.	แสดงข้อมูลของอุปกรณ์ที่ใช้ในโครงการพิเศษ.....	58
	ประวัติผู้เขียน.....	99

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

ในการทำการทดลองทางวิทยาศาสตร์ ไม่ว่าจะเป็นระดับห้องปฏิบัติการหรือแม้แต่ในโรงงานอุตสาหกรรมก็ดี เพื่อให้ผลการวิเคราะห์ออกมาเที่ยงตรง จำเป็นต้องมีเครื่องมือวัดที่มีประสิทธิภาพ สามารถตอบสนองการเปลี่ยนแปลงของปฏิกิริยาได้อย่างรวดเร็ว

เครื่องวัดสภาพนำไฟฟ้าของสารละลาย (Conductometer) เป็นเครื่องมือสำหรับใช้วัดสภาพนำไฟฟ้าของสารละลาย (Electrolytic conductivity) ซึ่งสภาพนำไฟฟ้านี้ ในอุตสาหกรรมที่เกี่ยวข้องกับสารเคมี ใช้เป็นตัวกำหนดมาตรฐานของสารละลายซึ่งต้องควบคุมให้สม่ำเสมอ ในการทำน้ำกึ่งก็ใช้สภาพนำไฟฟ้านี้เป็นตัวกำหนดคุณภาพของน้ำด้วย เครื่องวัดสภาพนำไฟฟ้าที่ใช้ในห้องปฏิบัติการทั่วไปจะมีลักษณะดังรูปที่ 1.1

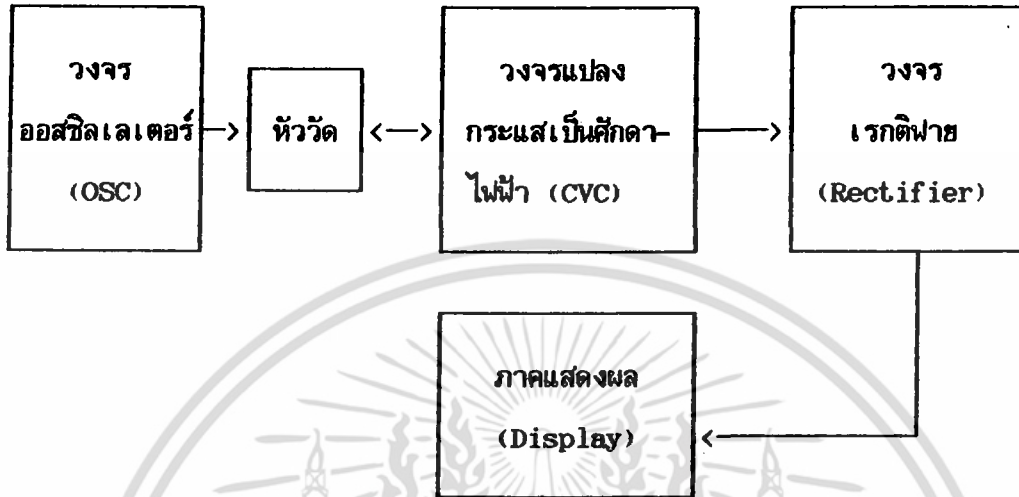


OSK 6607

รูปที่ 1.1 แสดงเครื่องวัดสภาพนำไฟฟ้าที่ใช้ในห้องปฏิบัติการทั่วไป

หลักการการทำงานของเครื่องวัดสภาพนำไฟฟ้าแสดงเป็นบล็อกไดอะแกรม

ได้ดังรูปที่ 1.2



รูปที่ 1.2 แสดงบล็อกไดอะแกรมของเครื่องมือวัดสภาพนำไฟฟ้า

จากบล็อกไดอะแกรมจะเห็นได้ว่าเครื่องมือวัดสภาพนำไฟฟ้าประกอบด้วย ส่วนสำคัญ 4 ส่วน ดังนี้

1. วงจรออสซิลเลเตอร์ (Oscillator, OSC.)
2. หัววัด (Probe)
3. วงจรแปลงกระแสเป็นศักดาไฟฟ้า (Current - to - Voltage Converter, CVC)
4. วงจรเรกติฟาย (Rectifier)
5. ภาคแสดงผล (Display)

สำหรับเครื่องที่สร้างในโครงการพิเศษนี้มีโครงสร้างคร่าวๆ ดังนี้

1.1 วงจรออสซิลเลเตอร์

วงจรนี้เป็นวงจรถูกกำเนิดความถี่ซึ่งให้ความถี่ 1591 Hz ในโครงการพิเศษนี้ใช้ออสซิลเลเตอร์เบอร์ 741 วงจรนี้ให้ออกพุท 3 สัญญาณที่มีเฟสต่างกัน 3 เฟส

1.2 หัววัด

หัววัดเป็นส่วนที่จุ่มลงในสารละลายเพื่อเป็นตัวตรวจจับค่าสภาพนำไฟฟ้า ในโครงการพิเศษนี้ใช้แผ่นสแตนเลส (Stainless steel) เป็นหัววัดแทนหัววัดที่ใช้กันทั่วไปซึ่งมีราคาแพง

1.3 วงจรแปลงกระแสเป็นศักดาไฟฟ้า

เป็นส่วนที่แปลงสัญญาณที่ผ่านหัววัดที่เป็นกระแสไฟฟ้าเพื่อให้เหมาะสมกับภาคแสดงผล ออสซิลเลเตอร์ที่ใช้ต้องมี Z_{in} สูง โครงการพิเศษนี้ใช้ออสซิลเลเตอร์ CA3140 ซึ่งมี $Z_{in} > 10^{12}$ โอห์ม

1.4 วงจรเรกติฟาย

เป็นวงจรแปลงไฟฟ้ากระแสสลับเป็นกระแสตรง เพื่อให้สามารถแสดงที่ภาคแสดงผลซึ่งเป็นดิจิตอลโวลต์มิเตอร์ได้ ในโครงการพิเศษนี้ใช้ไอซีเบอร์ 741 สร้างเป็นวงจรฟูลเวฟ (Full Wave Rectifier)

1.5 ภาคแสดงผลแบบดิจิตอล

โครงการพิเศษนี้ใช้ภาคแสดงผลเป็นแบบดิจิตอล โดยใช้ไอซีเบอร์ ICL7106 ซึ่งเป็นไอซีดิจิตอลโวลต์มิเตอร์แสดงผลบน LCD ขนาด 3 1/2 หลัก

1.6 วัตถุประสงค์ของโครงการพิเศษ

1. ศึกษาเทคนิคการวัดค่าสภาพนำไฟฟ้าของสารละลายโดยการใช้วงจรอิเล็กทรอนิกส์
2. สร้างเครื่องมือสำหรับวัดค่าสภาพนำไฟฟ้า
3. ทดสอบการใช้งาน

1.7 ขั้นตอนการดำเนินงาน

1. ศึกษาเทคนิคการวัดค่าสภาพนำไฟฟ้าของสารละลายด้วยวิธีต่างๆ
2. สร้างเครื่องมือสำหรับวัดสภาพนำไฟฟ้าและทดสอบการใช้งาน
3. ทดสอบและเปรียบเทียบความเที่ยงตรงของเครื่องมือที่สร้างขึ้น
4. สรุปผลการทดสอบ



บทที่ 2 ค่าสภาพนำไฟฟ้า

ค่าสภาพนำไฟฟ้า เป็นคุณสมบัติอย่างหนึ่งของสารละลายที่ขึ้นอยู่กับไอออนทั้งหมดในสารละลายนั้น เพราะไอออนทุกตัวมีความสามารถในการนำไฟฟ้าได้ แต่ความสามารถในการนำไฟฟ้าจะแตกต่างกัน ทั้งนี้ขึ้นอยู่กับชนิดของไอออน ความเข้มข้น อุณหภูมิ ความดัน และส่วนประกอบของสารละลาย ดังนั้นค่าของสภาพนำไฟฟ้าที่วัดได้จึงเป็นค่าที่ไม่เฉพาะเจาะจงต่อไอออนตัวใดตัวหนึ่งในสารละลาย

2.1 ค่าการนำไฟฟ้า (Conductance , L)

ค่าการนำไฟฟ้าของสารละลาย คือ ค่ากระแสที่วัดได้จากการเคลื่อนที่ของไอออนบวกไปยังแคโทด (Cathode) และไอออนลบไปยังแอโนด (Anode) เมื่อมีแรงเคลื่อนไฟฟ้าเท่ากับ 1 หน่วย กระแสที่เกิดขึ้นนี้เป็นไปตามกฎของโอห์ม คือ

$$i = E / R \quad (2.1)$$

เมื่อ $E = 1$

$$i = 1 / R$$

ค่า i ที่วัดได้เมื่อ $E = 1$ คือ ค่าการนำไฟฟ้า (L)

$$L = 1 / R \quad (2.2)$$

การไหลของกระแสจะมีค่ามากหรือน้อยขึ้นอยู่กับความต้านทานการเคลื่อนที่ของไอออนในสารละลาย ถ้ามีกระแสไหลภายในเซลล์ได้มากแสดงว่าความต้านทานของสารละลายมีค่าต่ำ ไอออนจึงสามารถเคลื่อนที่ได้ดี นับว่าสารละลายนั้นนำไฟฟ้าได้ดี นั่นคือการนำไฟฟ้าเป็นส่วนกลับของความต้านทาน (R) ดังแสดงในสมการ 2.2 ถ้าในสารละลายมีส่วนประกอบที่เป็นเนื้อเดียว

เดียวกันตลอดอย่างสม่ำเสมอ ความต้านทานการนำไฟฟ้าจะเป็นสัดส่วนโดยตรงกับความยาวเป็น เซนติเมตร (l) และเป็นสัดส่วนกลับกับพื้นที่หน้าตัด (A) ของตัวนำไฟฟ้านั้น

$$R \propto l / A \quad (2.3)$$

$$R = \rho l / A \quad (2.4)$$

เมื่อ ρ คือ ค่าคงที่ที่เรียกว่า ความต้านทานจำเพาะ (Specific resistance) หรือ สภาพต้านทาน (Resistivity) มีหน่วยเป็น โอห์ม - ซม. มีความหมายถึงความต้านทานของสารที่ขนาด 1 ลบ.ซม. คือมีความยาว $l = 1$ ซม. และพื้นที่หน้าตัด (A) 1 ตร.ซม.

2.2 ค่าการนำไฟฟ้าจำเพาะ (Specific conductance หรือ สภาพนำไฟฟ้า Conductivity, k)

ค่าการนำไฟฟ้าจำเพาะ คือ ส่วนกลับของความต้านทานจำเพาะ ($1/\rho$) มีหน่วยเป็น ซีเมนส์ต่อเซนติเมตร (Siemens/cm.) จากส่วนกลับของสมการ (2.4) คือ

$$L = 1/R = 1/\rho \cdot A/l$$

$$L = k \cdot A/l \quad (2.5)$$

ความยาวของตัวนำหรือสารละลายที่ถูกวัดค่าการนำไฟฟ้า (l) ต่อพื้นที่หน้าตัด (A) ของสารละลายนี้หมายถึงระยะห่างของขั้วทั้งสองของเซลล์ต่อพื้นที่หน้าตัดของขั้วนั่นเอง เรียกว่า ค่าคงที่ของเซลล์ (Cell constant) มีสัญลักษณ์เป็น θ

$$\theta = l / A \quad (2.6)$$

ซึ่งก็คือ $L = k / \theta \quad (2.7)$

หรือ $l / R = K / \theta \quad (2.8)$

จากสมการ (2.7) , (2.8) แสดงให้เห็นว่าค่าการนำไฟฟ้าของสารละลายที่วัดได้จะขึ้นอยู่กับค่าคงที่ของเซลล์ ดังนั้นในการวัดค่าการนำไฟฟ้าจำเป็นต้องทราบค่าคงที่ของเซลล์ที่ถูก

ต้อง จึงจะทำให้คำนวณหาค่าต่าง ๆ ได้ การหาค่าคงที่ของเซลล์ทำได้โดยใช้การเปรียบเทียบเซลล์ด้วยสารละลายมาตรฐานที่ทราบค่าสภาพนำไฟฟ้า จากนั้นจึงวัดค่าความต้านทานหรือค่าการนำไฟฟ้าของสารละลายมาตรฐานก็สามารถคำนวณหาค่าคงที่ของเซลล์ได้จาก สมการ (2.7) หรือ (2.8) เมื่อได้ค่าคงที่ของเซลล์แล้วสามารถนำไปใช้คำนวณค่าต่าง ๆ ของสารละลายตัวอย่างที่ใช้เซลล์ชนิดเดียวกันนั้นได้ สารละลายอิเล็กโทรไลต์แก๊ทินิยมใช้เป็นสารละลายมาตรฐานสำหรับหาค่าคงที่ของเซลล์ คือ โพแทสเซียมคลอไรด์ (KCl) ซึ่งมีค่าการนำไฟฟ้าจำเพาะที่ความเข้มข้นต่าง ๆ ดังแสดงในตารางที่ 2.1

ตารางที่ 2.1 แสดงค่าการนำไฟฟ้าจำเพาะ (k) ของสารละลาย KCl ที่ความเข้มข้นต่าง ๆ

กรัมของ KCl ต่อ กิโลกรัม ของสารละลาย	k (Siemens.cm ⁻¹)	
	18 °C	25 °C
71.1352	0.09784	0.11134
7.4191	0.01117	0.01286
0.7453 ^a	0.001221	0.001409

^a สารละลายนี้มีความเข้มข้นเท่ากับ 0.0100 M

2.3 การนำไฟฟ้าสมมูล (Equivalent Conductance, Λ)

ด้วยเหตุที่การนำไฟฟ้าของสารละลายขึ้นอยู่กับจำนวนไอออนต่อหนึ่งหน่วยปริมาตรของสารละลาย ถ้าสารละลายเจือจางก็มีผลทำให้การนำไฟฟ้าลดลง เนื่องจากค่าสภาพนำไฟฟ้า (k) ลดลงดังนั้นเพื่อความสะดวกจึงควรแสดงความสามารถในการนำไฟฟ้าของไอออนแต่ละตัวในเทอมของการนำไฟฟ้าสมมูล ซึ่งหมายถึง ค่าการนำไฟฟ้าของสารละลายที่เกิดเนื่องจากมีตัวถูกละลาย 1 กรัมสมมูลอยู่ระหว่างขั้วที่ขนานกันและมีขนาดเท่ากันโดยพื้นที่เท่ากับ 1 ตารางเซนติเมตร และห่างกัน 1 เซนติเมตร หรือหมายถึง ค่าสภาพนำไฟฟ้าต่อหนึ่งหน่วยความเข้มข้นของไอ

อินในสารละลาย นั่นคือ

$$\begin{aligned}\Lambda &= k / C_x && (\text{Siemens/cm}) / (\text{Equivalent/cm}^3) \\ &= k / C_x && (\text{Siemens.cm}^2 / \text{Equivalent})\end{aligned} \quad (2.9)$$

เมื่อ Λ คือ ค่าการนำไฟฟ้าสมมูลมีหน่วยเป็น Siemens/cm² / equivalent

C_x คือ ความเข้มข้นของไอออนในสารละลายมีหน่วยเป็นกรัมสมมูลต่อลูกบาศก์เซนติเมตร ซึ่งมีค่าเป็น 10⁻³ เท่าของหน่วยความเข้มข้นนอร์มอล (C_N)

$$C_x = C_N / 1000 \quad (2.10)$$

แทนสมการ 2.10 ลงในสมการ 2.9

$$\Lambda = k / (C_N / 1000) = 1000k / C_N \quad (2.11)$$

จากสมการ 2.7 แทนลงในสมการ 2.11

$$\Lambda = 1000L\theta / C_N \quad (2.12)$$

จากสมการที่ 2.12 จะเห็นได้ว่า ค่าการนำไฟฟ้าสมมูลของสารละลายแปรผกผันกับความเข้มข้น คือ ถ้าความเข้มข้นสูงขึ้นค่าการนำไฟฟ้าสมมูลจะลดลง เช่นตัวอย่างของสารละลายโพแทสเซียมคลอไรด์ที่ความเข้มข้นต่างกันจะมีค่าการนำไฟฟ้าสมมูล (Λ) ต่างกันดังแสดงในตาราง

2.2

ตารางที่ 2.2 แสดงค่าการนำไฟฟ้าสมมูลของโซเดียมคลอไรด์ที่ความเข้มข้นต่าง ๆ

ความเข้มข้นของ NaCl eq.wt./dm ³ (N)	(Siemens.cm ² equiv ⁻¹)
0.1	106.7
0.01	118.5
0.001	123.7
เจือจางเข้าใกล้ศูนย์	126.4 (Λ)

2.4 การนำไฟฟ้าสมมูลเมื่อสารละลายเจือจางถึงที่สุด

(Equivalent conductance at infinite dilution, Λ)

ความสามารถในการเคลื่อนที่ของไอออนในสารละลายขึ้นอยู่กับแรง 4 ชนิด คือ

1. **Electrical force** คือแรงที่เกิดขึ้นเนื่องจากความต่างศักย์ระหว่างขั้วเซลล์กับประจุของไอออน ทำให้ไอออนเคลื่อนที่ไปยังขั้วได้

2. **Frictional force** แรงที่ขึ้นอยู่กับคุณสมบัติเฉพาะตัวของไอออนชนิดหนึ่ง ๆ เป็นแรงที่เกิดตรงข้ามกับ Electrical force

3. **Electrophoretic effect** ในสารละลายที่มีไอออนอื่นผสมอยู่ด้วย ซึ่งมีประจุตรงข้ามกับไอออนที่สามารถพาโมเลกุลของตัวทำละลายเคลื่อนที่ได้ด้วย ทำให้ไอออนที่สนใจ (ตัวถูกละลาย) เกิดการเคลื่อนที่สวนทางกับการไหลของโมเลกุลของตัวทำละลาย

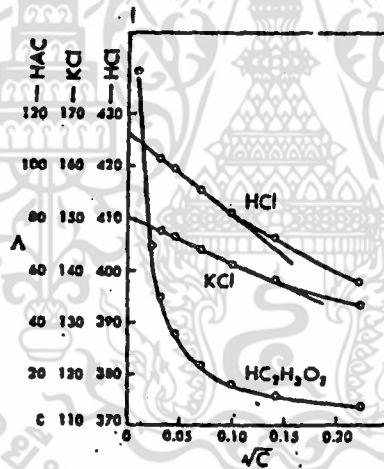
4. **Relaxation effect** เมื่อมีไอออนอื่น ๆ ล้อมรอบไอออนที่สนใจ และไอออนทั้งสองมีประจุตรงข้ามกันจะพบว่าการเคลื่อนที่ของไอออนจะช้าลง เพราะเกิดการดึงดูดกันระหว่างประจุที่ต่างกัน

แรง 2 ชนิดแรก คือ Electrical force และ Friction force มีผลสำคัญต่อค่าการนำไฟฟ้าจำเพาะของสารละลายที่เจือจาง ซึ่งภายใต้ผลนี้จะมีอิทธิพลทำให้ค่าการนำไฟฟ้าสมมูลของสารไม่ขึ้นอยู่กับความเข้มข้นของมัน แต่สำหรับแรงชนิดที่ 3 และ 4 จะมีผลต่อค่าการนำไฟฟ้าสมมูลได้ดีในสารละลายของอิเล็กโทรไลต์แก่ที่มีความเข้มข้นจำกัดแน่นอน ซึ่งจะมีผลทำให้

ค่าการนำไฟฟ้าสมมูลลดลงเมื่อความเข้มข้นสูงขึ้น เช่น สารละลายโซเดียมคลอไรด์ที่ได้แสดงไว้ในตารางที่ 2.2 Kohlrausch เป็นบุคคลแรกที่สังเกตเห็นว่าในสารละลายอิเล็กโทรไลต์แก๊สที่เจือจางมาก ๆ จะมีความสัมพันธ์ระหว่างค่าการนำไฟฟ้าสมมูลและความเข้มข้นเป็นสมการเส้นตรงดังนี้

$$\Lambda = \Lambda_0 - b\sqrt{C} \quad (2.13)$$

เมื่อสร้างกราฟระหว่างค่าการนำไฟฟ้าสมมูล (ให้เป็นแกน y) และรากที่สองของความเข้มข้น \sqrt{C} (ให้เป็นแกน x) จะได้กราฟดังแสดงในรูปที่ 2.1 โดยมีความชันเท่ากับ b ซึ่งเป็นค่าคงที่ของไอออนชนิดหนึ่ง ๆ เมื่อต่อเส้นตรงของกราฟไปตัดแกน y (เมื่อ $\sqrt{C} = 0$) จะได้ค่าการนำไฟฟ้าสมมูลเมื่อเจือจางถึงที่สุด (Λ_0) แต่ถ้าสารละลายเป็นอิเล็กโทรไลต์อ่อน เช่น กรดอะซิติก พบว่าความสัมพันธ์ระหว่าง Λ และ \sqrt{C} ไม่เป็นเส้นตรง ไม่สามารถหา Λ_0 จากกราฟได้ดังแสดงในรูปที่ 2.1



รูปที่ 2.1 แสดงความสัมพันธ์ระหว่าง Λ กับ \sqrt{C} ของอิเล็กโทรไลต์ชนิดต่าง ๆ

ค่าการนำไฟฟ้าสมมูลเมื่อเจือจางถึงที่สุดของสารละลายอิเล็กโทรไลต์อ่อน หาได้จากการประยุกต์กฎของ Kohlrausch เกี่ยวกับการเคลื่อนที่ของไอออนอย่างอิสระ กล่าวคือ ที่ความเข้มข้นเข้าใกล้ศูนย์ (Infinite Dilution) การแตกตัวของสารละลายอิเล็กโทรไลต์อ่อนทุกตัวจะเกิดขึ้นอย่างสมบูรณ์ (แตกตัวได้ 100 %) และไม่มีผลเนื่องจากการชนกันของไอออน ดังนั้นแต่ละไอออนจะเคลื่อนที่อย่างอิสระ นั่นคือ ค่าการนำไฟฟ้าสมมูลเมื่อเจือจางถึงที่สุดของอิเล็ก-

โทรไลต์อ่อนสามารถคำนวณได้จากผลรวมของการนำไฟฟ้าสมมูลเมื่อเจือจางถึงที่สุดของไอออนแต่ละไอออน นั่นคือ

$$\Lambda_0 = \lambda_+^0 + \lambda_-^0 \quad (2.14)$$

เมื่อ λ_+^0 และ λ_-^0 คือการนำไฟฟ้าสมมูลเมื่อเจือจางถึงที่สุดของแคตไอออนและแอนไอออนของเกลือตามลำดับ ตารางที่ 2.3 แสดงค่าการนำไฟฟ้าโมลาร์ (Molar conductance) เมื่อเจือจางถึงที่สุดของไอออนต่าง ๆ (λ_0)

ตามกฎนี้ จะเห็นได้ว่า ความแตกต่างระหว่าง Λ_0 ของอิเล็กโทรไลต์ที่ประกอบด้วยคอมมอนไอออน (common ion) ที่เหมือนกัน 1 ไอออน จะเท่ากับความแตกต่างระหว่าง λ_0 ของไอออนตัวที่ไม่ใช่คอมมอนไอออนที่เหมือนกัน ตัวอย่างเช่น KCl และ LiCl มีคอมมอนไอออนที่เหมือนกัน คือ Cl^- เมื่อพิจารณาจากตารางที่ 2.4 จะได้ความแตกต่างของค่า Λ_0 ระหว่าง KCl กับ LiCl เท่ากับ 34.9 ซึ่งจะเท่ากับความแตกต่างกันระหว่างค่าการนำไฟฟ้าสมมูลเมื่อเจือจางถึงที่สุดของไอออน K^+ กับ Li^+ ทั้งนี้เพราะ ไอออนแต่ละไอออนเคลื่อนที่อย่างเป็นอิสระ

ตารางที่ 2.3 แสดงค่าการนำไฟฟ้าโมลาร์ (Molar conductance) เมื่อเจือจางถึงที่สุดของไอออนต่าง ๆ ที่ 25 °C

Cation		Anion	
H_3O^+	349.8	OH^-	199.0
Li^+	38.7	Cl^-	76.3
Na^+	50.1	Br^-	78.1
K^+	73.5	I^-	76.8
NH_4^+	73.4	NO_3^-	71.1
Ag^+	61.9	ClO_4^-	67.3
$1/2\text{Mg}^{2+}$	53.1	$\text{C}_2\text{H}_3\text{O}_2^{2-}$	40.9

Cation	λ_m°	Anion	λ_m°
Ag^+	61.9	ClO_4^-	67.3
$1/2\text{Mg}^{2+}$	53.1	$\text{C}_2\text{H}_3\text{O}_2^{2-}$	40.9
$1/2\text{Ca}^{2+}$	59.5	$1/2\text{SO}_4^{2-}$	80.0
$1/2\text{Pb}^{2+}$	69.5	$1/2\text{C}_2\text{O}_4^{2-}$	74.2
$1/3\text{Fe}^{3+}$	68.0	$1/4\text{Fe}(\text{CN})_6^{4-}$	110.5
$1/3\text{La}^{3+}$	69.6	-	-

ตารางที่ 2.4 ค่าการนำไฟฟ้าสมมูลเมื่อเจือจางถึงที่สุดของอิเล็กโทรไลต์บางตัว
คำนวณโดยใช้กฎของ Kohlrausch เกี่ยวกับการเคลื่อนที่อย่างอิสระของไอออน

อิเล็กโทรไลต์	Λ° (25°C)	ค่าแตกต่าง
KCl	149.9	34.9
LiCl	115.0	
KNO_3	145.0	34.9
LiNO_3	110.1	
KOH	271.5	34.8

อิเล็กโทรไลต์	Λ_0 (25 °C)	ค่าแตกต่าง
LiNO_3	110.1	
KOH	271.5	34.8
LiOH	236.7	
HCl	426.2	4.9
HNO_3	421.3	
KCl	149.9	4.9
KNO_3	145.0	
LiCl	115.0	4.9
LiNO_3	110.1	

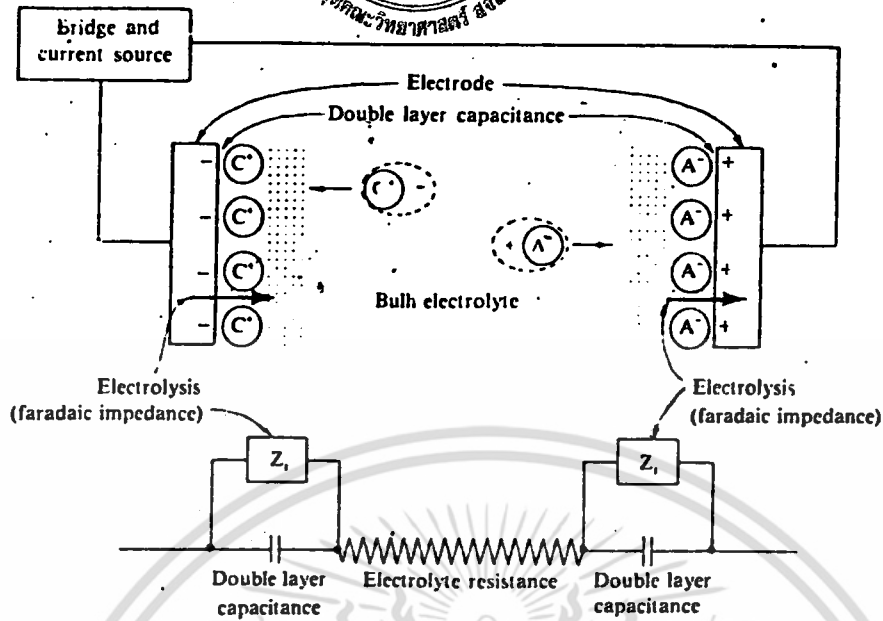
จากการนิยามจะเห็นว่าสารละลายของอิเล็กโทรไลต์แก่เมื่อความเข้มข้นลดลงเหลือ 0.001 ถึง 0.0001 N ค่าการนำไฟฟ้าสมมูล (Λ) มีค่าเกือบเท่ากับค่าการนำไฟฟ้าสมมูลที่เจือจางถึงที่สุด (Λ_0) แต่กรณีของสารละลายอิเล็กโทรไลต์อ่อน พบว่าเมื่อสารละลายเจือจางมาก ๆ ถ้าความเข้มข้นเปลี่ยนไปเล็กน้อยจะทำให้ค่าการนำไฟฟ้าสมมูลเปลี่ยนไปได้มาก (รูปที่ 2.1) ตัวอย่างสารละลาย NaCl เข้มข้น 0.001 N มีค่าการนำไฟฟ้าสมมูลเท่ากับ 123.7 ค่า Λ_0 มีค่าเท่ากับ 126.4 ซึ่งค่าทั้งสองต่างกันไม่มากในขณะที่กรดอะซิติกจะแตกต่างกันมาก พบว่าที่ความเข้มข้นและอุณหภูมิเดียวกันกับสารละลายของ NaCl กรดอะซิติกจะมีค่า Λ เท่ากับ 42.2 ค่า Λ_0 เท่ากับ 390.7 (พิจารณาหาค่า Λ_0 ของอิเล็กโทรไลต์แต่ละชนิดได้จากตารางที่ 2.3)

บทที่ 3

ส่วนประกอบพื้นฐานของเครื่องวัดสภาพนำไฟฟ้า

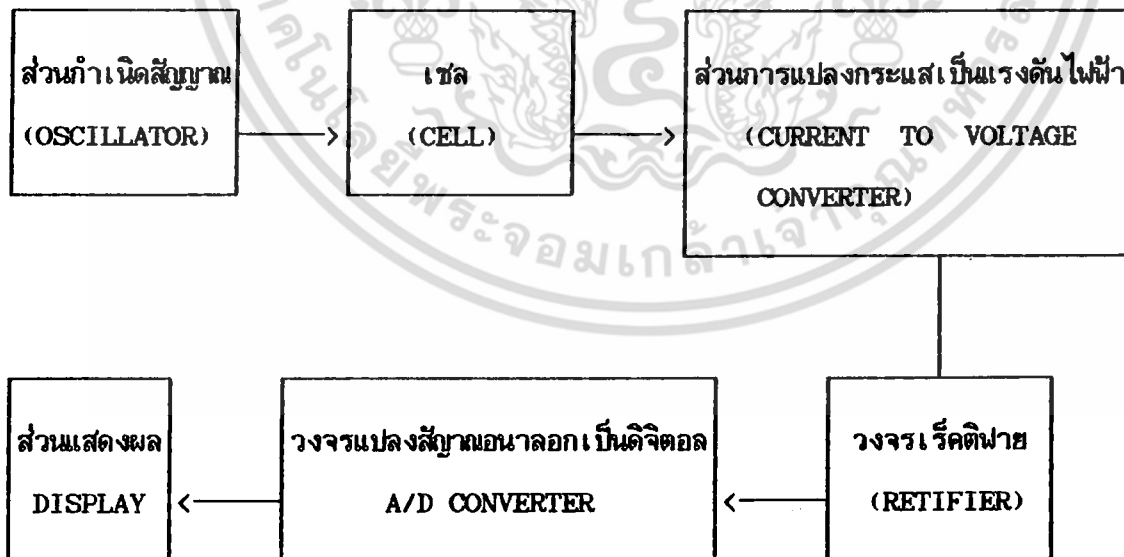
3.1 การวัดสภาพนำไฟฟ้าสารละลายอิเล็กโทรไลต์ (Measurement of Electrolytic conductivity)

ค่าสภาพนำไฟฟ้าเป็นค่าที่เกี่ยวข้องโดยตรงกับความต้านทาน ดังนั้นการวัดค่าสภาพนำไฟฟ้าจึงสามารถทำได้โดยการวัดค่าความต้านทานของสารละลายที่อยู่ระหว่างขั้ว 2 ขั้วที่ขนานกัน ซึ่งขั้วทั้ง 2 ที่ใช้กันคือโลหะแพลตตินัมที่ได้ทำการฉาบไว้ด้วยแพลตตินัมดำ (Platinum black) เพื่อเพิ่มพื้นที่ผิวและลดความต้านทานเนื่องจากการเกิดโพลาไรเซชัน เมื่อจุ่มขั้วทั้งสองลงในสารละลายอิเล็กโทรไลต์จะเกิดปรากฏการณ์ที่สำคัญขึ้นระหว่างขั้วทั้งสองคือ ไอออนลบจะเคลื่อนที่เข้าหาขั้วแอโนด และไอออนบวกจะเคลื่อนที่เข้าหาขั้วแคโทด ทำให้เกิดขึ้นของประจุสองชั้น (Double layer capacitance) ดังแสดงในรูปที่ 3.1 ในภาวเคลื่อนที่ของไอออนเข้าหาขั้วมีผลทำให้เกิดกระแสที่เรียกว่า กระแสนอนฟาราเดอิก (Nonfaradaic current) กระแสจะเกิดขึ้นมากหรือน้อยขึ้นอยู่กับความต้านทานของสารละลายระหว่างขั้วทั้งสองซึ่งเป็นไปตามกฎของโอห์ม เมื่อไอออนปรับสภาพถึงสมดุลเรียบร้อยแล้วก็จะไม่มีกระแสอีก แสดงว่ากระแสนอนฟาราเดอิกเป็นกระแสที่เกิดขึ้นเพียงชั่วขณะหนึ่งเท่านั้น การวัดค่าสภาพนำไฟฟ้าของสารละลาย คือ การวัดค่าความต้านทานที่มีผลทำให้เกิดกระแสนอนฟาราเดอิกได้มากหรือน้อยนั่นเอง ถ้าสารละลายสามารถให้กระแสนอนฟาราเดอิกได้มาก แสดงว่ามีความต้านทานต่ำ สามารถนำไฟฟ้าได้ดี จะเห็นได้ว่าการวัดค่าสภาพนำไฟฟ้าเกี่ยวข้องเฉพาะกระแสนอนฟาราเดอิกเท่านั้น ดังนั้นกระแสที่ใช้ควรใช้ควรเป็นกระแสสลับเพื่อไม่ให้มีผลในการเกิดโพลาไรเซชันและปฏิกิริยาออกซิเดชัน-รีดักชันที่ขั้วทั้งสองซึ่งจะมีผลทำให้เกิดกระแสนอนฟาราเดอิกที่ไม่เกี่ยวข้อง ถ้าวงจรไฟฟ้าที่ใช้เป็นกระแสตรงต้องปรับวงจรไม่ให้มีศักย์ไฟฟ้าสูงเกินไปจนทำให้เกิดกระแสนอนฟาราเดอิกอีกขึ้นได้



รูปที่ 3.1 แสดงปรากฏการณ์ที่เกิดขึ้นในเซลล์สำหรับวัดสภาพนำไฟฟ้า (Electrolytic conductivity cell)

เครื่องวัดสภาพนำไฟฟ้าจะต้องประกอบด้วยส่วนต่าง ๆ ดังนี้

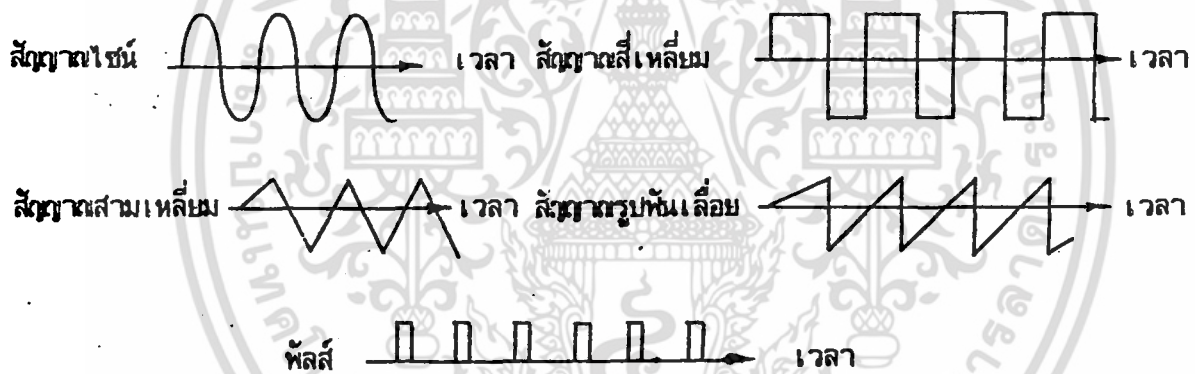


3.2 วงจรออสซิลเลเตอร์ (OSCILLATOR)

วงจรออสซิลเลเตอร์เป็นวงจรที่ใช้งานและพบได้บ่อยมากในวงจรอิเล็กทรอนิกส์ที่อยู่ในอุปกรณ์ไฟฟ้าชนิดต่าง ๆ เช่น โทรทัศน์ วิทยุ คอมพิวเตอร์ วิทยุรับส่ง เป็นต้น วงจรออสซิลเลเตอร์มีหลายชนิด เช่น วงจรออสซิลเลเตอร์แบบจูนคอลเลกเตอร์ (Tuned Collector Oscillator) วงจรออสซิลเลเตอร์แบบเฟสชิฟท์ (Phase Shift Oscillator) วงจรออสซิลเลเตอร์แบบวินบริดจ์ (Wien Bridge Oscillator) เป็นต้น

3.2.1 หลักการของวงจรออสซิลเลเตอร์

วงจรออสซิลเลเตอร์ คือ วงจรไฟฟ้าที่ทำหน้าที่ผลิตสัญญาณไฟฟ้าที่มีขนาดเปลี่ยนแปลงตามเวลา ซึ่งลักษณะของสัญญาณไฟฟ้าที่สร้างขึ้นมาเรียกว่า รูปคลื่น มีทั้งคลื่นรูปไซน์ (Sinusoidal wave) คลื่นรูปสี่เหลี่ยม (Square wave) คลื่นรูปสามเหลี่ยม (Triangle wave) คลื่นรูปฟันเลื่อย (Sawtooth wave) หรือสัญญาณพัลส์ดังแสดงในรูปที่ 3.2

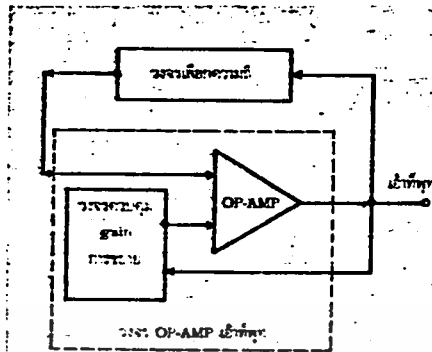


รูปที่ 3.2 แสดงลักษณะรูปคลื่นต่าง ๆ ที่สามารถผลิตขึ้นมาจากวงจรออสซิลเลเตอร์

3.2.2 หน้าที่ของวงจรออสซิลเลเตอร์

1. สร้างสัญญาณไฟฟ้าที่ใช้ในการควบคุมการทำงานของระบบไฟฟ้าอิเล็กทรอนิกส์
2. ให้จังหวะและช่วงเวลาที่ต้องแน่นอนแก่วงจรอิเล็กทรอนิกส์
3. ให้สัญญาณความถี่ต่าง ๆ เพื่อใช้ในการทำงานของวงจร

3.2.3 เงื่อนไขของการเกิดออสซิลเลเตอร์



รูปที่ 3.3 แสดงบล็อกไดอะแกรมของวงจรออสซิลเลเตอร์กำเนิดสัญญาณคลื่นรูปไซน์

ในโครงการพิเศษได้ใช้ออป-แอมป์ เป็นวงจรกำเนิดคลื่นรูปไซน์ ตามรูปที่ 3.3 ออปแอมป์สามารถให้การออสซิลเลตได้โดยการป้อนสัญญาณจากเอาต์พุทกลับมายังด้านอินพุท โดยผ่านวงจรเลือกความถี่ (หรือวงจรป้อนกลับ) ที่มีการควบคุมอัตราขยาย (Gain) ของวงจรเพื่อทำให้ออสซิลเลชันที่เกิดขึ้นแล้วออสซิลเลตออกมามีขนาดแรงดันไฟฟ้าสูงสุด โดยไม่มีการผิดเพี้ยนของสัญญาณ วงจรเลือกความถี่จะต้องทำให้เฟสที่เลื่อนไป (Phase Shift) ทั้งหมดรวมกันเป็นศูนย์องศา ในขณะที่อัตราขยายที่ความถี่ที่ต้องการเป็น 1 เสมอ โดยทั่วไปวงจรเลือกความถี่จะมีค่าอัตราขยายเป็นลบ เมื่อรวมกับอัตราขยายจากวงจรออปแอมป์จะต้องเท่ากับ 1 ถ้าหากอัตราขยายทั้งหมดของวงจรออสซิลเลเตอร์มีค่าน้อยกว่า 1 แล้ววงจรมันจะไม่เกิดการออสซิลเลต แต่ถ้าอัตราขยายทั้งหมดมีค่ามากกว่า 1 จะทำให้ออสซิลเลชันเอาต์พุทเกิดการแกว่งมากขึ้น ๆ จนเกิดการเพิ่มขึ้นของสัญญาณรูปไซน์

จากรูปที่ 3.3 ให้วงจรออปแอมป์มีอัตราขยายเป็น A_1 และมุมที่เลื่อนไปที่ความถี่กลางของวงจรออสซิลเลเตอร์ (f_0) ให้เป็น X° ส่วนวงจรเลือกความถี่ (วงจรป้อนกลับ) ให้มีอัตราขยายเป็น A_2 และมุมที่เลื่อนไปของความถี่ออสซิลเลเตอร์เป็น Y° ดังนั้นเงื่อนไขที่จะทำให้วงจรกำเนิดสัญญาณรูปไซน์จะเป็น

1. ผลรวมของมุมที่เลื่อนไปทั้งหมดของวงรมีค่า $= 0^\circ$ นั่นคือ

$$X^\circ + Y^\circ = 0$$

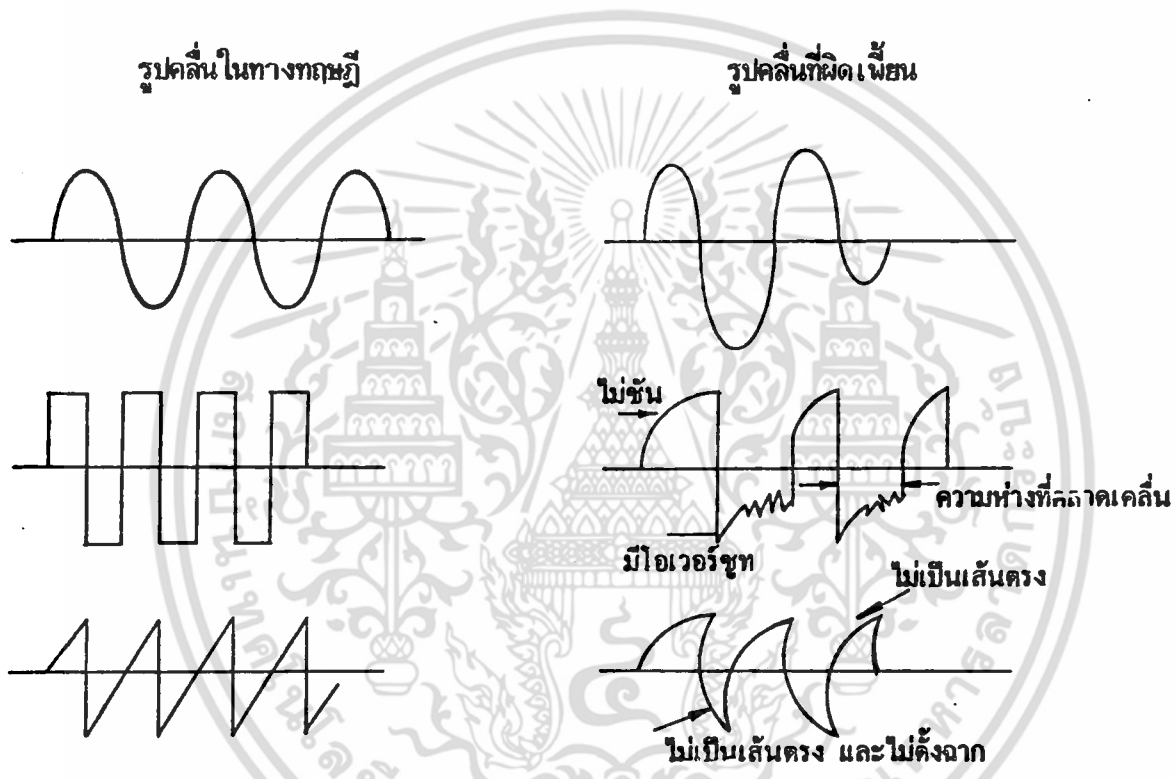
2. ผลรวมของอัตราขยายของวงจรรวมเท่ากับ 1 คือ

$$A_1 \times A_2 = 1$$

3.2.4 ลักษณะของวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ดี

1. มีความเพี้ยนของรูปสัญญาณคลื่นต่ำ (Low distortion)

ลักษณะของความเพี้ยนมีได้หลายลักษณะคือ ถ้าเป็นสัญญาณคลื่นรูปไซน์จะเรียกว่าความเพี้ยนฮาร์โมนิก (Harmonic distortion) คือ ถ้าสัญญาณเพี้ยนจะไม่เหมือนกับรูปไซน์จะบิดๆ เบี้ยวๆ ไปตามความเพี้ยนว่ามีมากหรือน้อย สาเหตุอาจจะเกิดได้จากลักษณะความไม่เป็นเชิงเส้นของวงจรขยาย หรือถ้าหากตัวเก็บประจุ (Capacitor) หรือ ขดลวดตัวนำ (Inductor) ผิดพลาดหรือผิดค่าก็จะทำให้สัญญาณเกิดการผิดพลาดได้



รูปที่ 3.4 แสดงการเปรียบเทียบลักษณะของสัญญาณรูปคลื่นทางทฤษฎีกับรูปคลื่นที่ผิดเพี้ยน

ลักษณะความเพี้ยนของสัญญาณเมื่อเทียบกับรูปคลื่นในอุดมคติ จากรูปจะเห็นว่าในกรณีของรูปคลื่นสี่เหลี่ยม ความเพี้ยนจะเกิดตรงบริเวณที่มีการเปลี่ยนแปลงแรงดันไฟฟ้า ซึ่งอาจจะทำให้เกิดความเพี้ยนในลักษณะที่ทำให้ไม่เรียบขึ้นหรือทำให้เกิดโอเวอร์ชูท (Over Shoot) อย่างใดอย่างหนึ่งหรือบางที่อาจจะทำให้เกิดความห่างของของลูกคลื่นแต่ละลูก ไม่สม่ำเสมอ นั่นคือเกิดความเพี้ยนทางเวลาขึ้น ส่วนรูปคลื่นแบบฟันเลื่อยจะเพี้ยนในลักษณะที่ไม่เป็นเส้นตรง

(Nonlinear distortion) และเวลาในการลดระดับสัญญาณลงมานั้น ไม่ตั้งฉากแต่จะเกิดเวลาหน่วง (Delay time) ของสัญญาณอยู่บ้าง

3.2.4.2 มีเสถียรภาพทางความถี่ (Frequency stability)

ในการใช้งานวงจรออสซิลเลเตอร์ร่วมกับวงจรอื่น ๆ จำเป็นที่จะต้องให้ค่าความถี่ของสัญญาณมีค่าคงที่ที่แน่นอน แต่องค์ประกอบหลายอย่างที่ประกอบกันเป็นวงจรมีผลทำให้ความถี่ของสัญญาณเปลี่ยนไปมาก เช่น

- แรงดันของแหล่งจ่ายไฟเปลี่ยนแปลง เช่น ไฟตก

โพลดของวงจรเปลี่ยนแปลงไป

- ค่าของอุปกรณ์ที่มีผลต่อการกำหนดความถี่เปลี่ยนแปลง เช่น ตัวต้านทาน ตัวเก็บประจุ ขดลวด มีคุณภาพไม่ดี มีค่าไม่ตรงกับที่บอกไว้บนอุปกรณ์ หรือเสื่อมคุณภาพจากการใช้งานมานาน

ดังนั้นในการออกแบบต้องคำนึงถึงที่จะพยายามนำแหล่งจ่ายไฟที่มีการปรับแรงดันเอาท์พุทหรือ วงจรเร็กกูเลท (Regulated) มาใช้ซึ่งค่าสัญญาณเอาท์พุทไม่ขึ้นกับวงจรขยายหรือเพิ่มวงจรบัฟเฟอร์เข้าไประหว่างวงจรออสซิลเลเตอร์กับโพลด หรือใช้กับอุปกรณ์ที่มีความเที่ยงตรงสูงและทนทาน ค่าไม่เปลี่ยนไปตามอุณหภูมิที่เปลี่ยน และอาจเปลี่ยนมาใช้วงจรออสซิลเลเตอร์ที่มีผลึกคริสตัลเป็นตัวกำหนดความถี่

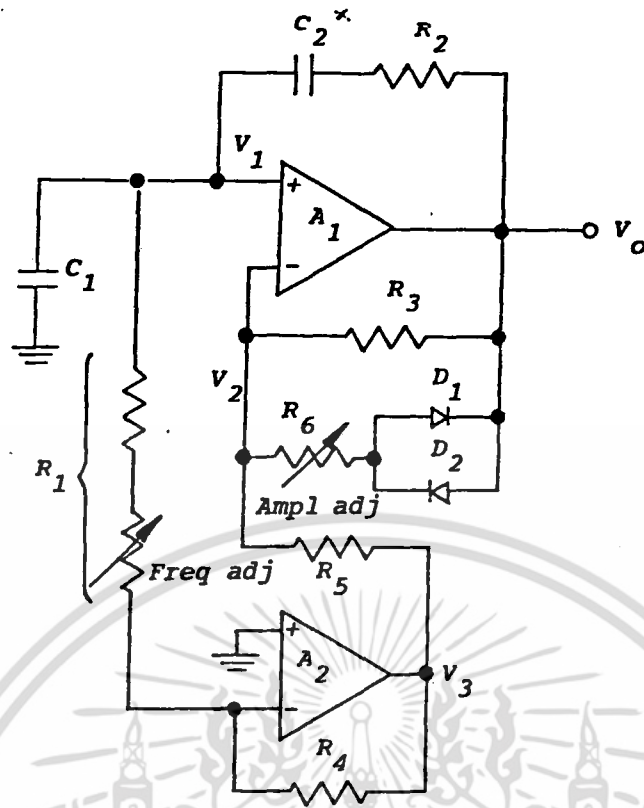
3.2.4.3 มีเสถียรภาพทางขนาดของสัญญาณ (Amplitude stability)

คือขนาดหรือแอมพลิจูดของสัญญาณจะต้องไม่มีการกระเพื่อม ขึ้น ๆ ลง ๆ มีขนาดของสัญญาณคงที่ได้ ทำได้โดยการออกแบบให้มีวงจรปรับอัตราขยายให้คงที่ด้วยวิธีต่าง ๆ

3.2.5 ตัวออสซิลเลเตอร์

3.2.5.1 วงจรวินบริดจ์ออสซิลเลเตอร์ (Wien-bridge oscillator)

วงจรวินบริดจ์ออสซิลเลเตอร์เป็นวงจรกำเนิดสัญญาณคลื่นรูปไซน์แบบต่อเนื่องแบบหนึ่งที่ใช้ได้ดีในช่วงความถี่ 1 Hz จนถึง 1 MHz สัญญาณที่ได้จะมีเสถียรภาพของความถี่สูง ความเพี้ยนของรูปสัญญาณต่ำ วงจรนี้เกิดจากการต่อวงจร RC อนุกรมกับวงจรบริดจ์ในแกนด้านหนึ่ง และต่อวงจร RC ขนานเข้ากับแกนอีกด้านหนึ่ง คือ R_1 , R_2 , C_1 , C_2 ดังรูปที่ 3.5



รูปที่ 3.5 แสดงวงจรวินบริดจ์ออสซิลเลเตอร์

ซึ่ง R_2 เป็นตัวควบคุมความถี่ที่ออสซิลเลตที่ทำงานร่วมกับ R_1 , C_1 , C_2
 R_3 เป็นตัวกำหนดอัตราขยายพื้นฐานของวงจร A_1 ที่ทำหน้าที่ออสซิลเลตสัญญาณ
 C_1, C_2 เป็นตัวกำหนดความถี่ที่ออสซิลเลตซึ่งทำงานสอดคล้องกับ R_1, R_2

วงจรออสซิลเลเตอร์แบบวินบริดจ์ ใช้อุปกรณ์เพียงตัวเดียวในการปรับค่าวงจรดังรูป
 3.5 ผลิตสัญญาณที่มีความถี่ f_0 ซึ่งมีความสัมพันธ์ดังนี้

$$f_0 = 1 / 2 \sqrt{(R_1 R_2 C_1 C_2)^{1/2}} \quad (3.1)$$

โดยที่เฟสของสัญญาณเอาต์พุตหรือ V_0 จะเหมือนกับเฟสของสัญญาณอินพุต วงจรนี้จะไม่สามารถผลิตสัญญาณคลื่นออกมาได้ถ้าไม่มีวงจรป้อนกลับแบบบวก (Positive feedback) ผ่าน R_1, R_2, C_1, C_2 และอัตราขยายของวงจรป้อนกลับนี้จะมีค่าเท่ากับอัตราขยายของวงจรที่ควบคุมโดย R_3, R_6 และ R_6 อัตราขยายของ V_1 ต่อ V_0 หรือเรียกว่า นีดแบคเฟคเตอร์

(Feedback factor) ที่มีความถี่ f_o จะมีค่าเท่ากับ A_f

$$A_f = 1 + R_2/R_1 + C_1/C_2 \quad (3.2)$$

ค่าอัตราขยายไปข้างหน้า (Forward gain) ของวงจรขยาย (สัญญาณไฟฟ้ากระแสตรง) มีค่าเท่ากับ A_{vc} A_{vc} คือ อัตราขยายของวงจร A_1 ซึ่งสมมติว่าไม่มีวงจรวินบริดจ์

$$A_{vc} = 1 + R_3/R_5 + R_3R_4/R_5R_1 \quad (3.3)$$

ซึ่งในกรณีที่ $R_2 = R_3 = R_4 = R_5$ และ $C_1 = C_2$ จะได้ว่า

$$A_f = A_{vc} \quad (3.4)$$

แต่ในทางปฏิบัติ R_3 จะมีค่าสูงกว่าประมาณ 5%-10%

จากวงจรในรูปที่ 3.5 R_1 จะต่อลงกราวด์เสมอ แต่ก็สามารถที่จะต่อเข้ากับจุดกราวด์เสมือน (virtual ground) ได้ที่จุดอินพุตที่ A_2 วงจรส่วนที่เพิ่มขึ้นมา คือ A_2 เป็นออปแอมป์ที่มีหน้าที่รักษาอัตราขยายของออปแอมป์ A_1 (ที่ทำหน้าที่ออสซิลเลตสัญญาณ) ให้คงที่เมื่อ R_1 มีการเปลี่ยนแปลงค่า, R_4 และ R_5 (ทำหน้าที่ควบคุมผลกระทบของวงจร A_2) นี้มีจุดประสงค์เพื่อที่ R_1 ในส่วนที่เป็นความต้านทานปรับค่าได้จะถูกใช้เป็นตัวปรับค่าวงจรส่วน A_2 จะช่วยปรับให้ค่าป้อนกลับแบบลบมีค่าเท่ากับแบบบวกสำหรับทุกค่าของ R_1 สำหรับส่วนของวงจรที่ประกอบขึ้นด้วย D_1 , D_2 และ R_6 นี้มีไว้เพื่อเป็นตัวปรับระดับของสัญญาณเอาท์พุท V_o ให้คงที่เสมอสำหรับค่าคงที่ R_1 ซึ่งเปลี่ยนแปลงไปได้ นั่นถ้าค่า R_1 มีค่าน้อยจากสมการ

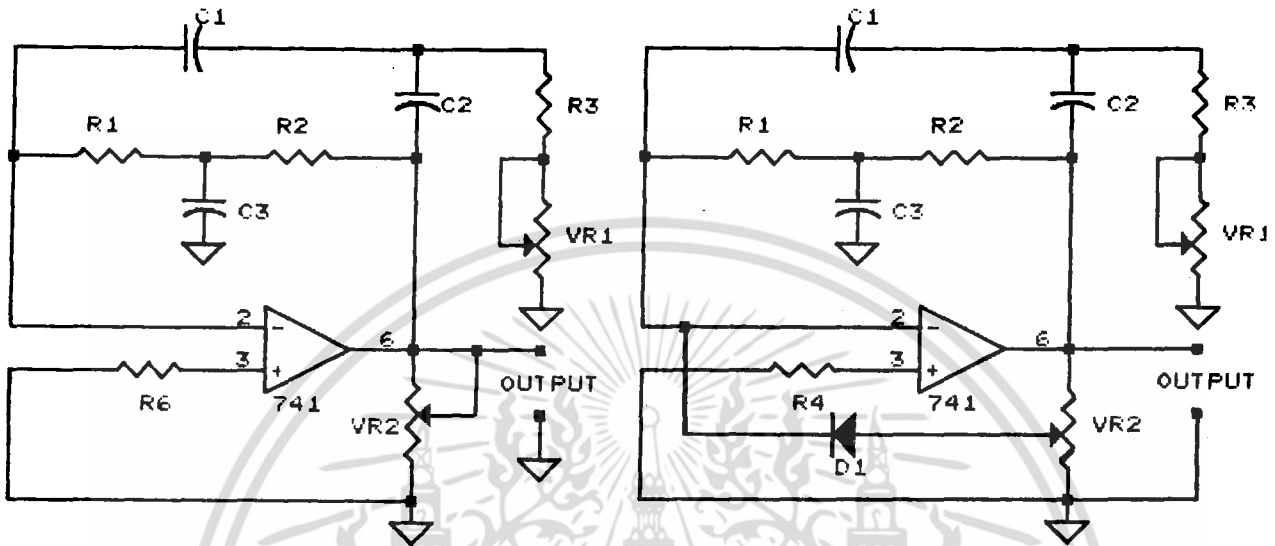
$$R_{1min} > (R_4^2 / 4(R_2C_1C_2f_{u2}^2))^{1/3} \quad (3.5)$$

ซึ่ง f_{u2} คือ ความถี่ที่ A_2

จะมีผลทำให้ค่าอัตราขยาย A_2 มีค่าสูงสุดที่ความถี่ f_o ซึ่งอัตราขยายของวงจรส่วน

A_2 ที่เป็นแบบรูปเปิด (Open loop gain) ที่ความถี่ f_o ในทางตรงกันข้ามถ้า R_1 มีค่ามาก ๆ จะมีผลทำให้ V_o ที่วงจรส่วน A_1 ถูกตัดหรือออฟเซ็ทไปด้วย I_{b_1} (เป็นกระแสไบแอสที่ขาเข้าของ A_1), R_1 จึงถูกจำกัดด้วยค่าออฟเซ็ทนี้

3.2.4.2 ทวิน-ทืออสซิลเลเตอร์ (Twin-T oscillator)



(ก) ทวิน-ทืออสซิลเลเตอร์แบบธรรมดา

(ข) ทวิน-ทืออสซิลเลเตอร์ที่ใช้

ไดโอดกำหนดอัตราขยาย

รูปที่ 3.6 แสดงวงจรทวิน-ทืออสซิลเลเตอร์

นอกจากวงจรวินบริดจ์ออสซิลเลเตอร์แล้ว วงจรทวิน-ทือ ออสซิลเลเตอร์ก็สามารถนำมาใช้กำเนิดสัญญาณรูปคลื่นไซน์ได้เช่นกัน โดยการต่อวงจรทวิน-ทือ เข้าไประหว่างเอาต์พุตกับขาอินเวอร์ตติ้งของออปแอมป์ตั้งวงจรในรูปที่ 3.6 แบ่งเป็น 2 ส่วนคือ ส่วน $R_1-R_2-C_3$ และส่วน $C_1-C_2-R_3-VR_1$ การจัดให้วงจรสมดุลจะช่วยคำนวณหาความถี่กลาง (f_o) ได้ง่ายขึ้น กำหนดให้

$$R_1 = R_2 = 2(R_3 + VR_1) \quad \Omega$$

$$C_1 = C_2 = C_3/2 \quad F$$

ค่าความถี่กลางขณะจัดวงจรให้สมดุลแล้วคือ

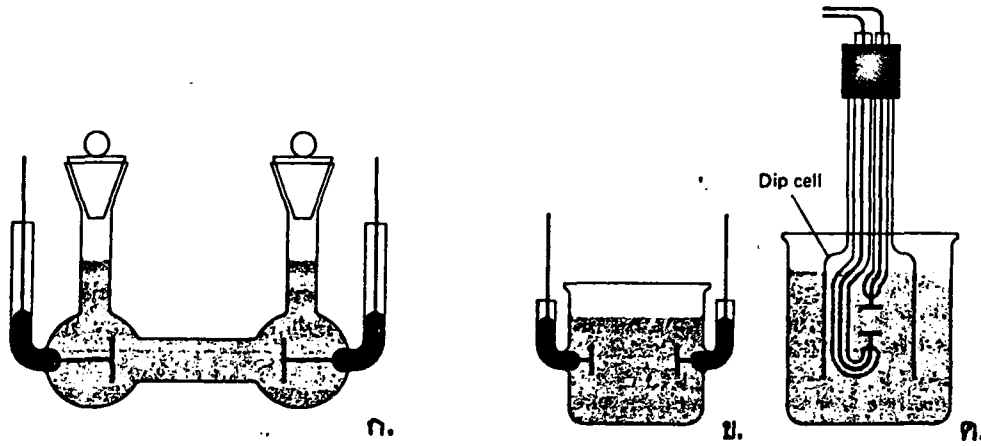
$$f_0 = 1/(2\pi R_1 C_1) \quad \text{Hz} \quad (3.6)$$

ถ้าวงจรไม่สมดุล มุมเฟสระหว่างสัญญาณอินพุตกับเอาต์พุตจะเป็น 0 องศาในตำแหน่งที่ไม่ใช่ความถี่กลาง เช่นถ้า $2(R_3 + VR_1)$ มีค่าต่างไปจาก R_1 และ R_2 สัญญาณอินพุตและเอาต์พุตจะมีมุมต่างเฟสเกิดขึ้น

ในรูปที่ 3.6 (ข) เป็นวงจรทวิน-ทีที่ปรับปรุงให้ควบคุมขนาดของสัญญาณให้มีความเพี้ยนน้อยลง สัญญาณป้อนกลับจาก VR_2 จะผ่านไดโอด D_1 ซึ่งจะนำกระแสที่แรงดันประมาณ 500 mV สามารถปรับ VR_2 ให้เอาต์พุต เปลี่ยนแปลงได้จาก 170 mV ถึง 3 V(rms) วงจรแบบทวิน-ทียังมีข้อจำกัด ถ้าจะนำไปใช้เพื่อการเปลี่ยนแปลงความถี่ เพราะทวิน-ทีออสซิลเลเตอร์มีแบนด์วิธแคบและควบคุมอุปกรณ์หลาย ๆ ตัวในเวลาเดียวกันลำบาก เหมาะสมสำหรับใช้ในการผลิตความถี่แบบคงที่มากกว่า

3.3 เซลล์ (Cells)

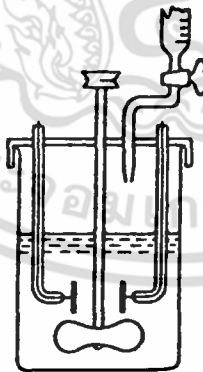
เซลล์สำหรับการวัดสภาพนำไฟฟ้าสามารถออกแบบได้หลายชนิด ดังแสดงในรูปที่ 3.7 ซึ่งแต่ละชนิดจะต้องประกอบด้วยส่วนสำคัญ คือ ขั้ว 2 ขั้วที่มีขนาดเท่ากันวางขนานกันในตำแหน่งที่แน่นอน มีรูปทรงทางเรขาคณิตที่เหมือนกัน โดยปกติขั้วทั้งสองทำจากโลหะแพลตตินัมที่เคลือบด้วยแพลตตินัมดำ บรรจุอยู่ในหลอดแก้ว เนื่องจากขนาดและระยะระหว่างขั้วทั้งสองคงที่ ดังนั้นค่าความต้านทานหรือค่าสภาพนำไฟฟ้าจะไม่ขึ้นอยู่กับปริมาณของสารละลายอิเล็กโทรไลต์ที่ต้องการวัด แต่ขึ้นอยู่กับความเข้มข้นตามปกติ ค่าความต้านทานที่วัดได้ควรมีค่าอยู่ระหว่าง 500-1,000 โอห์ม จึงจะทำให้การวัดมีความถูกต้องแม่นยำสูง มีข้อผิดพลาดอยู่ในช่วง 0.1% เท่านั้น ดังนั้นการวัดค่าสภาพนำไฟฟ้าของสารละลายที่มีค่าต่ำ เซลล์ควรมีพื้นที่ผิวของขั้ว (A) มาก ๆ และขั้วทั้งสองควรอยู่ใกล้ ๆ กัน (l มีค่าน้อย) สำหรับสารละลายที่มีค่าสภาพนำไฟฟ้าสูงพื้นที่ผิวของขั้วควรมีค่าน้อยและระยะห่างของขั้วทั้งสองควรมีค่ามาก ในการทดลองวัดสภาพนำไฟฟ้าสารละลายชนิดต่างๆ โดยใช้เซลล์อันเดียวกันควรทราบค่าคงที่ของเซลล์ด้วย ซึ่งสามารถหาได้โดยใช้สารละลายมาตรฐานที่ทราบค่าสภาพนำไฟฟ้าจำเพาะและความต้านทานแล้วคำนวณหาค่าคงที่เซลล์จากสมการที่สมการ 2.8



รูปที่ 3.7 แสดงเซลล์สำหรับวัดสภาพนำไฟฟ้าชนิดต่าง ๆ

ลักษณะของ เซลล์ที่ใช้สามารถออกแบบได้หลายชนิดแล้วแต่บริษัทผู้ผลิตและงานที่ใช้ ซึ่งสามารถแบ่งชนิดของ เซลล์ตามลักษณะงานที่ใช้ ซึ่งสามารถแบ่งชนิดของ เซลล์ตามลักษณะการใช้งานดังนี้

1. เซลล์ชนิดขรรจรดาค่าที่ใช้วัดค่าสภาพการไฟฟ้าทั่ว ๆ ไป เรียกว่า Dip-type cell ดังแสดงในรูปที่ 3.7 (ก) ขั้วแพลตตินัมทั้งสองมีพื้นที่ประมาณ 1 ตารางเซนติเมตร เซลล์นี้สะดวกในการใช้มากเพียงแต่เอาเซลล์จุ่มลงในสารละลายที่ต้องการวัดให้ท่วมขั้วก็ใช้งานได้เลย สามารถนำไปใช้กับการทำคอนดักโตเมตริกติเตชันได้ด้วย
2. เซลล์สำหรับทำคอนดักโตเมตริกติเตชัน เซลล์ชนิดนี้ประกอบด้วยขั้วแพลตตินัมที่ขนานกัน และมีพื้นที่เท่ากันเช่นเดียวกับ Dip-type cell แต่ระยะห่างของขั้วมีมากกว่า ภายในเซลล์ต้องมีเครื่องคนสารละลายด้วย ดังแสดงในรูปที่ 3.8



รูปที่ 3.8 แสดงคอนดักติวิตี เซลล์สำหรับทำคอนดักโตเมตริกติเตชัน

3. เซลล์ชนิดที่ควบคุมอุณหภูมิได้ที่เรียกว่า Fill-type cell มีรูปร่างดังที่แสดง

ในรูป 3.7(ค) เซลล์ชนิดนี้สามารถนำไปใช้ในแง่ที่ควบคุมอุณหภูมิและใช้เทอร์โมมิเตอร์สำหรับวัดอุณหภูมิของเซลล์จุ่มในสารละลายตรงที่มีจุดเปิดไว้

4. เซลล์ชนิด Epoxy cell ใช้สำหรับการวิเคราะห์สารละลายที่อุณหภูมิสูง ๆ ที่เป็นสารละลายที่กัดกร่อนได้ ยกเว้นสารละลายพวกตัวออกซิไดซ์

5. Pipet cell เป็นเซลล์ที่ออกแบบสำหรับใช้กับสารละลายปริมาณน้อยเพียง 0.01 ลูกบาศก์เซนติเมตร เท่านั้น

3.4 การแปลงกระแสเป็นแรงดันไฟฟ้า (Current to voltage converter)

วงจรแปลงกระแสเป็นแรงดันไฟฟ้า (CVC) เป็นวงจรที่ส่วนอินพุตเป็นสัญญาณในรูปของกระแสไฟฟ้าแล้วให้อาท์พุทเป็นสัญญาณในรูปของแรงดันไฟฟ้า (V_o) จะได้

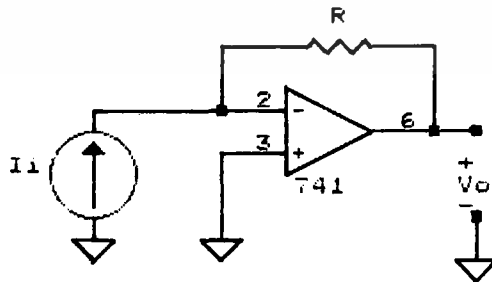
$$V_o = A \cdot I_1 \quad (3.7)$$

เมื่อ A เป็นอัตราขยาย (Gain) มีหน่วยเป็นโอห์ม วงจรนี้มีชื่อเรียกว่า Trans-resistance Amplifier การใช้ออปแอมป์มาสร้างเป็นวงจรนี้ ดังในรูปที่ 3.9 โดยมีกระแสไหลผ่านตัวต้านทานป้อนกลับ R (I_R) จะมีค่าเท่ากับ กระแส I_1 ซึ่งกระแสนี้มีค่าเท่ากับ

$$I_1 = (V^- - V_o) / R \quad (3.8)$$

เมื่อ V^- เป็นแรงดันไฟฟ้าที่ขั้วอินเวอร์ตของออปแอมป์ จากรูปที่ 3.9 V^- มีค่าเท่ากับศูนย์

$$V_o = -RI_1$$



รูปที่ 3.9 แสดงวงจรแปลงกระแสเป็นแรงดันไฟฟ้า

ค่าอัตราขยาย $(-R)$ มีค่าเป็นลบเนื่องจากคิดกระแสตามทิศของกระแส I_1 ที่ต่อเป็นวงจรขยาย วงจรนี้ยังสามารถปรับค่าอัตราขยายของวงจรได้โดยการเปลี่ยนตัวต้านทานเป็นแบบตัวต้านทานปรับค่าได้ เรียกววงจรใหม่นี้ว่า วงจรขยายโพเทนทิโอมิทริก เนื่องจากสว่าที่ใช้ทำเป็นตัวต้านทานมีความบริสุทธิ์ไม่ 100% การคิดค่าความต้านทานควรคิดเป็นค่าอิมพีแดนซ์รวมของวงจรจะได้

$$V_o = -ZI_1 \quad (3.9)$$

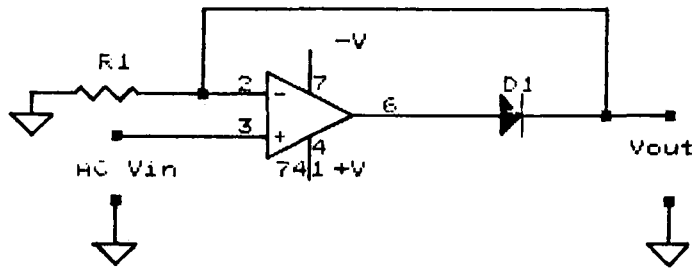
การใช้ออปแอมป์มาสร้างเป็นวงจรแปลงสัญญาณแบบนี้ เพื่อที่จะกำจัดการไหลที่ชั่วขณะและจากตัวต้านทานของแหล่งกำเนิดที่ปรากฏในวงจร (R_u) คือ วงจรนี้จะมีคุณสมบัติของออปแอมป์เตอร์ในอุดมคติ ซึ่งออปแอมป์จะกำจัดการเสถียรที่สูญเสียไปในขณะที่ผ่าน R_u โดยทำให้แรงดันไฟฟ้าที่ขั้วอินเวอร์ตเป็นศูนย์

3.5 วงจรเรกติฟาย (Rectifier)

3.5.1 วงจรเรกติฟายแบบอิเล็กทรอนิกส์ (Electronic rectifier)

วงจรเรกติฟายโดยทั่ว ๆ ไปนั้นจะไม่สามารถเรกติฟายแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ(AC) มีขนาด mV ได้ เนื่องจากไดโอดที่ทำหน้าที่เรกติฟาย มีค่าแรงดันคัทอิน (Cutin voltage) ประมาณ $600 mV$ สำหรับซิลิกอนไดโอด และ $300 mV$ สำหรับเซอรมันเนียมไดโอด ซึ่งไดโอดทั้งสองชนิดจะไม่สามารถเรกติฟายสัญญาณที่ต่ำกว่าแรงดันคัทอินได้เลย ออปแอมป์ถูกนำมาใช้ในการเรกติฟายเพื่อลดค่าแรงดันคัทอินของไดโอด โดยอาศัยคุณสมบัติอัตราขยายลูปเปิด (Open loop gain) ของออปแอมป์ จึงทำให้เรกติฟายสัญญาณได้ถึงขนาดน้อยกว่า mV

จากรูปที่ 3.10 เป็นวงจรขยายอินเวอร์ต ทำหน้าที่เป็นวงจรแปลงไฟแบบครึ่งคลื่น โดยมี D_1 เป็นตัวป้องกันสัญญาณเอาท์พุทได้จากขาอินเวอร์ตตั้งเมื่อขาอินเวอร์ตตั้งของออปแอมป์สวิงเป็นช่วงบวกขนาดเป็น μV อัตราขยายของออปแอมป์จะทำให้แรงดันเอาท์พุทเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็วจนถึงค่า $600 mV$ D_1 จะได้รับไบแอสตรง (Forward bias) ทำให้ขาอินเวอร์ตตั้งมีแรงดันตามสัญญาณที่เข้ามาอย่างใกล้ชิด เมื่อแรงดันอินพุทเป็นลบ D_1 จะได้รับไบแอสกลับ (Reverse bias) ทั้งนี้ ทำให้แรงดันเอาท์พุทไม่ปรากฏ

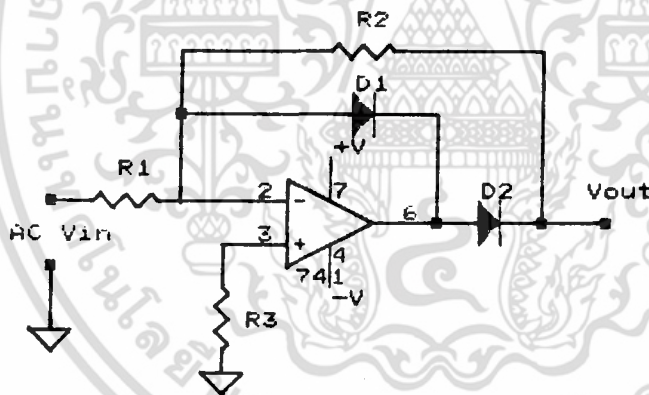


รูปที่ 3.10 แสดงวงจรเรกติฟายแบบครึ่งคลื่น

3.5.2 วงจรเรกติฟายชนิดที่ให้ความเที่ยงตรงสูง (Precision rectifiers)

3.5.2.1 แบบคลื่นครึ่งลูก (Half wave)

วงจรรูปที่ 3.11 เป็นเรกติฟายครึ่งคลื่นที่ให้ความเที่ยงตรงสูงเมื่อสัญญาณไฟ AC ที่อินพุตเป็นครึ่งลบ เอาท์พุทของออปแอมป์จะสวิงเป็นบวก D_1 ก็จะได้รับไบแอสตรง อัตราขยายของออปแอมป์มีค่าประมาณ 1 เพราะความต้านทานของ D_1 เมื่อเป็นไบแอสตรงมีค่าน้อยมาก เมื่อสัญญาณไฟ AC อินพุตที่เป็นครึ่งบวก เอาท์พุทจะสวิงเป็นลบประมาณ -600 mV และ D_2 เป็นไบแอสตรง แต่ D_1 เป็นตัวขัดขวางแรงดันออฟเซ็ทของออปแอมป์

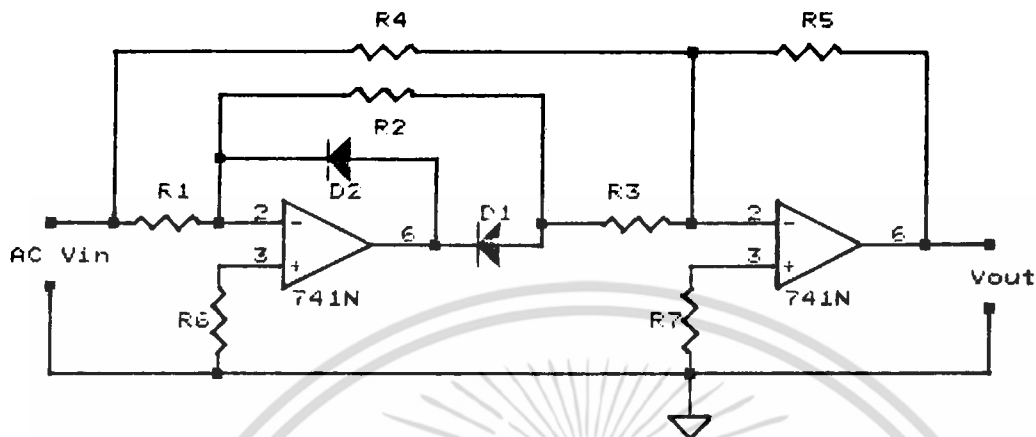


รูปที่ 3.11 แสดงวงจรเรกติฟายครึ่งคลื่นแบบที่ให้ความเที่ยงตรงสูง

3.5.2.2 แบบเต็มคลื่น (Full wave)

วงจรในรูปที่ 3.12 เป็นภาคนำวงจรเรกติฟายครึ่งคลื่นมาต่อรวมกันเป็นแบบเต็มคลื่น มีการทำงานดังนี้คือ เมื่อสัญญาณไฟ AC เป็นครึ่งลบจะทำให้เอาท์พุทของออปแอมป์ตัวที่ 1 เป็นบวกมีขนาด 600 mV เพราะ D_2 นำกระแส แต่ที่อินเวอร์ตอินพุทของออปแอมป์ตัวที่ 2 จะเป็น $-V_{in}$ เนื่องจากเป็นสัญญาณไฟ AC อินพุทผ่าน R_4 โดยมี R_6 เป็นตัวป้อนกลับ ดั้งนั้นเอาท์

พิกของ IC₂ ก็จะได้เป็น $+V_{in}$ เมื่อสัญญาณไฟ AC ที่อินพุตเป็นครึ่งบวก เอาท์พุทของออปแอมป์ตัวที่ 1 จะเป็นลบ เพราะ D₁ นำกระแสได้เอาท์พุทเป็น 2 เท่าของ V_{in} คือ $-2V_{in}$



รูปที่ 3.12 แสดงวงจรเรกติไฟเออร์แบบเต็มคลื่น

เมื่อผ่านออปแอมป์ตัวที่ 2 ซึ่งเป็นวงจรขยายอินเวอร์ต จะให้เอาท์พุทออกมาเป็น $+2V_{in}$ แต่ในขณะที่เดียวกันสัญญาณไฟ AC อินพุตที่เป็นบวกก็จะปรากฏที่ขา 2 ของออปแอมป์ตัวที่ 2 เป็น $+V_{in}$ ทำให้เอาท์พุทที่ขาที่ 6 ปรากฏเป็น $-V_{in}$ ดังนั้นผลรวมของแรงดันขาที่ 6 ของออปแอมป์ตัวที่ 2 จะเป็น $+V_{in} - V_{in}$ ซึ่งเท่ากับ $+V_{in}$

จะเห็นว่าเอาท์พุทของออปแอมป์ตัวที่ 2 จะเป็น $+V_{in}$ ออกมาไม่ว่าสัญญาณไฟ AC ที่อินพุทจะเป็นบวกหรือลบ เอาท์พุทที่ได้จะเป็นลักษณะพัลส์เซตติง (Pulsating) ที่ยังเป็นส่วนประกอบของ สัญญาณไฟ AC อยู่ จะเป็นสัญญาณไฟ DC ได้จะต้องมีวงจรกรองอีกต่อหนึ่ง

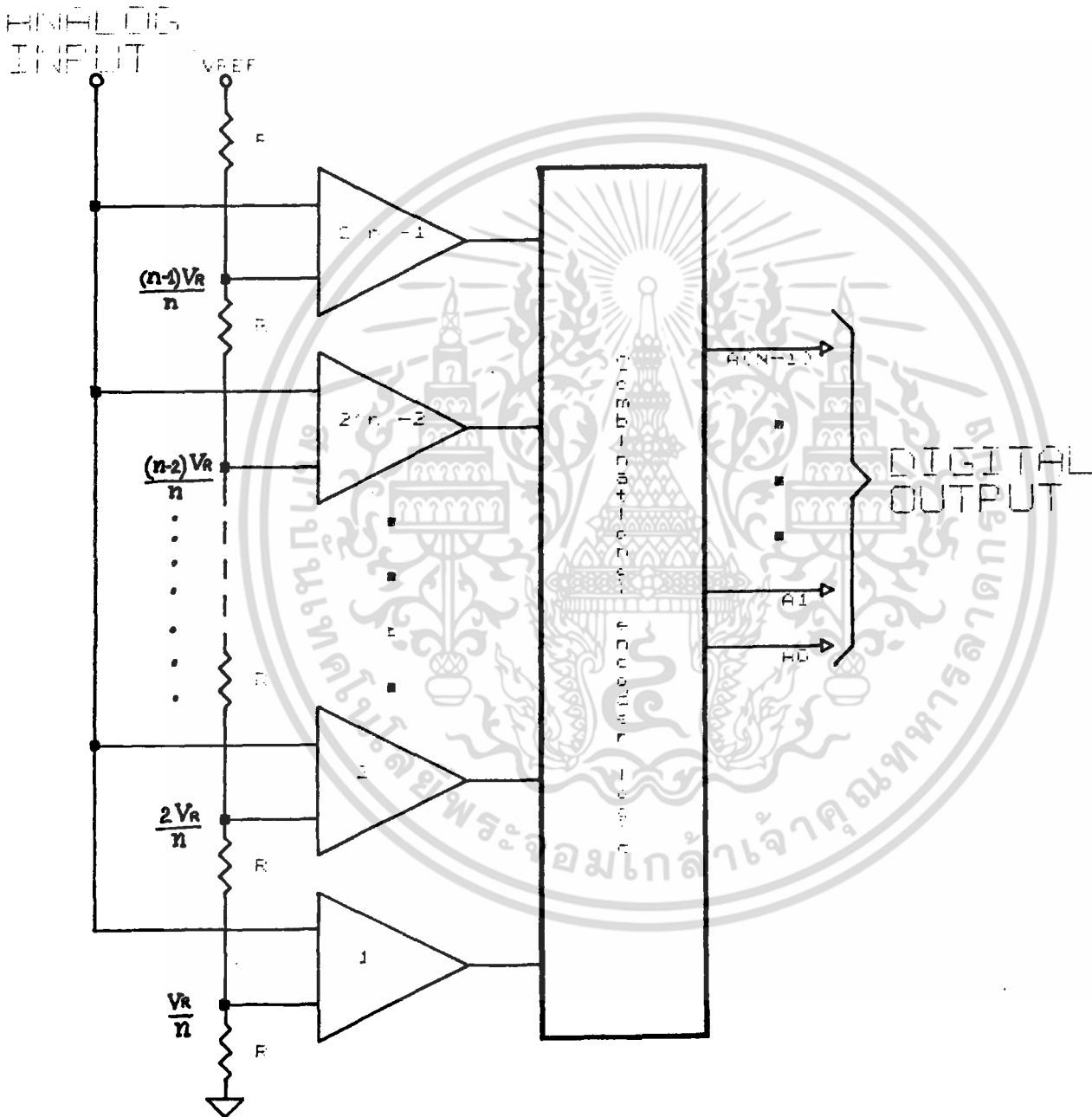
3.6 การแปลงสัญญาณอนาลอกเป็นสัญญาณดิจิทัล (Analog to digital Converter : ADC , A/D)

วงจร A/D เป็นวงจรที่แปลงแรงดันหรือกระแสที่เป็นสัญญาณอนาลอกไปเป็นตัวเลขหรือสัญญาณดิจิทัล เนื่องจากสัญญาณอนาลอกจะบอกขนาดด้วยแอมพลิจูด หรือความสูงของสัญญาณนั่นเอง ดังนั้นวงจรทั่วไปของ A/D มักจะต้องมีการเปรียบเทียบแรงดันไฟฟ้า (Voltage-comparator) เพื่อที่จะนำเอาท์พุทจากภาคแรงดันเปรียบเทียบนี้ไปทำการถอดรหัส (Decode) เพื่อให้ได้เป็นเลขฐานสอง หรืออาจใช้วงจรเปรียบเทียบแรงดันร่วมกับวงจรมับเลขฐานสอง ก็สา

มารถที่จะใช้เป็นวงจร A/D ได้เช่นกัน ซึ่งวงจร A/D จะมีหลายวิธี เช่น

3.6.1 การแปลงสัญญาณอนาล็อกให้เป็นสัญญาณดิจิทัลแบบแฟลช (Flash analog to digital converter)

วงจร A/D แบบขนานมีอีกชื่อหนึ่งว่า วงจร A/D แบบขนาน ซึ่งมีบล็อกไดอะแกรมแสดงดังรูปที่ 3.13

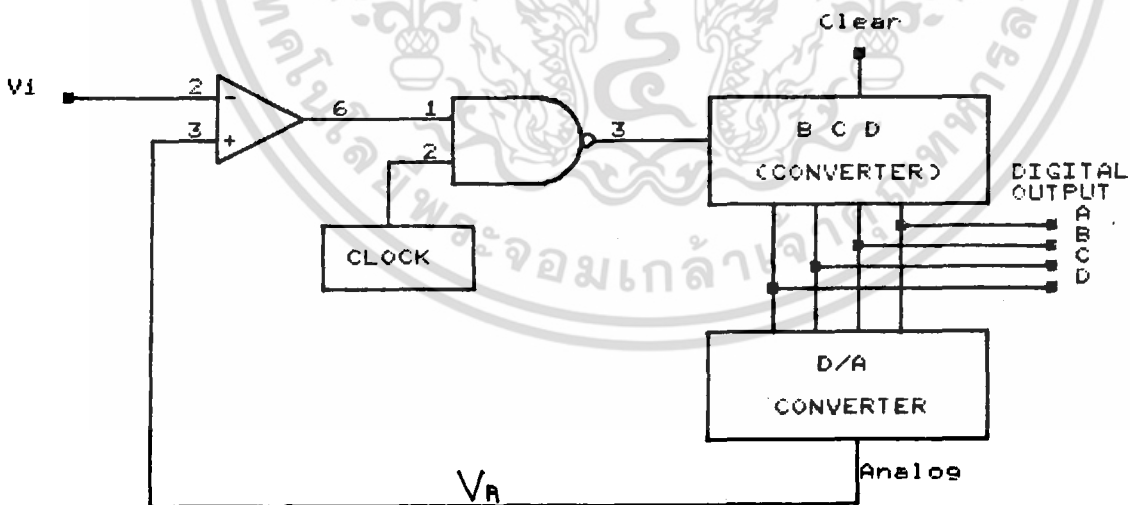


รูปที่ 3.13 แสดงบล็อกไดอะแกรมของวงจร A/D แบบแฟลช

วงจร A/D แบบนี้จะให้เอาท์พุทเป็นรหัสดิจิตอลพร้อมกันทุกบิต จึงทำให้เป็นวงจร A/D ที่ทำงานได้เร็วที่สุด (ขนาด 8 บิต จะใช้เวลาประมาณ 50 ns) วงจรประกอบด้วยวงจรเปรียบเทียบแรงดันจำนวน $2^n - 1$ ตัว เมื่อ n คือ จำนวนบิตของข้อมูลดิจิตอลที่ต้องการ เช่น ข้อมูลขนาด 3 บิต ต้องใช้วงจรเปรียบเทียบแรงดัน $2^3 - 1 = 7$ ตัว อินพุทของวงจรเปรียบเทียบแรงดันเป็นแรงดันอินพุท V_i ที่ต้องการแปลงเป็นดิจิตอล ส่วนอินพุทหนึ่งจะมีค่าเท่ากับจำนวนของ $V_R / 2^n$ เมื่อ V_R คือแรงดันอ้างอิง และ n คือจำนวนบิต อินพุทของวงจรเปรียบเทียบแรงดันจะมี $n-1$ ค่า จะมีค่าเป็น $V_R/n, 2V_R/n, 3V_R/n, \dots, (n-1)V_R/n$ ตามลำดับดังรูปที่ 3.13 แรงดันเหล่านี้โดยปกติจะได้อาจมาจากวงจรแบ่งแรงดัน ข้อดีของวงจรแบบนี้คือ ทำงานได้เร็วที่สุดเมื่อเทียบกับ A/D แบบอื่น ๆ แต่มีข้อเสียคือ ต้องใช้วงจรเปรียบเทียบแรงดันจำนวนมาก เช่น ขนาด 8 บิตจะต้องใช้ถึง $2^8 - 1 = 255$ ตัว และเอาท์พุทของวงจรเปรียบเทียบแรงดันนี้ยังไม่ใช่ข้อมูลดิจิตอล จึงต้องผ่านวงจรเพื่อแปลงให้เป็นข้อมูลดิจิตอลก่อน จึงทำให้มีความซับซ้อนและมีราคาแพงมาก

3.6.2 การแปลงสัญญาณอนาลอกเป็นสัญญาณดิจิตอลแบบใช้วงจรมับ (Single-Counter analog to digital converter)

วงจร A/D แบบใช้วงจรมับ มีบล็อกไดอะแกรมดังรูปที่ 3.14 วงจรนี้เป็นวงจรที่ง่าย แต่ทำงานได้ช้ากว่าวงจร A/D ชนิดอื่น ๆ



รูปที่ 3.14 แสดงบล็อกไดอะแกรมของวงจร A/D แบบใช้วงจรมับ

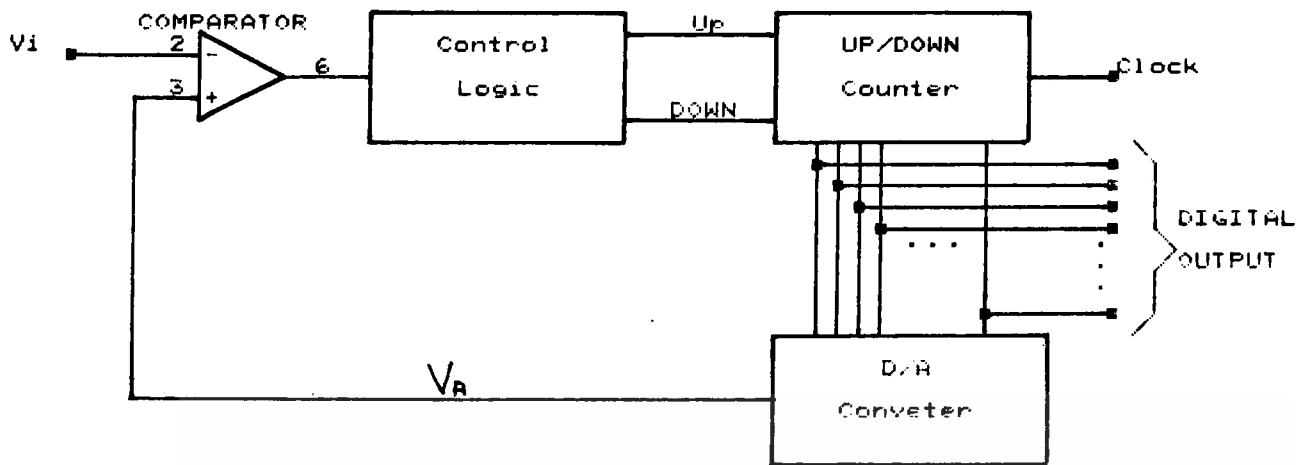
วงจร A/D ชนิดนี้ประกอบด้วยส่วนสำคัญ 3 ส่วนคือ

- วงจร D/A
- วงจรนับเลขฐานสอง
- วงจรเปรียบเทียบแรงดัน

วงจรเปรียบเทียบแรงดันนี้จะทำหน้าที่เปรียบเทียบสัญญาณอินพุต V_i ซึ่งเป็นสัญญาณอนาล็อก V_A ซึ่งเป็นเอาต์พุตของวงจร D/A การทำงานเริ่มต้นโดยสมมติว่า V_i มีค่าเป็นบวก และวงจรมัลติเพล็กซ์ให้เอาต์พุตเป็น 0000 ซึ่งค่านี้จะถูกแปลงเป็นอนาล็อกโดยวงจร D/A ซึ่งจะได้ค่า V_A เป็น 0 โวลต์ ดังนั้นเอาต์พุตของวงจรเปรียบเทียบแรงดันจะมีค่าเป็นลอจิก 1 สัญญาณนาฬิกาที่สามารถผ่าน NAND เกทไปยังวงจรมัลติเพล็กซ์ได้ เอาต์พุตของวงจรมัลติเพล็กซ์จะเพิ่มขึ้นทุก ๆ ครั้งที่มีพัลส์เข้ามา ตราบเท่าที่เอาต์พุตของวงจรเปรียบเทียบแรงดันยังคงเป็นลอจิก 1 อยู่ เมื่อเอาต์พุตของวงจรมัลติเพล็กซ์เป็นเลขฐานสองมีค่าเพิ่มขึ้น ก็จะทำให้เอาต์พุตของวงจรเปรียบเทียบแรงดันยังคงเป็นลอจิก 1 อยู่ เมื่อเอาต์พุตของวงจรมัลติเพล็กซ์เป็นเลขฐานสองมีค่าเพิ่มขึ้น ก็จะทำให้เอาต์พุตของ D/A มีค่าเพิ่มขึ้น จนในที่สุด V_A จะมีค่าเท่ากับหรือมากกว่า V_i ซึ่งจะทำให้เอาต์พุตของวงจรเปรียบเทียบเปลี่ยนเป็นลอจิก 0 วงจรมัลติเพล็กซ์จะหยุดนับ และขณะนั้นเอาต์พุตของวงจรมัลติเพล็กซ์จะเป็นรหัสดิจิทัลที่สัมพันธ์กับขนาดของสัญญาณที่เป็นอินพุต วงจร A/D แบบนี้จะทำงานได้เร็วหรือช้าขึ้นอยู่กับความถี่ของสัญญาณนาฬิกาและจำนวนบิตที่ต้องการ ตัวอย่างเช่น ถ้าอินพุตมีค่าสูงสุดคือเต็มสเกล เอาต์พุตของวงจรมัลติเพล็กซ์จะเปลี่ยนจาก 0 ทุกบิตเป็น 1 ทุกบิต ซึ่งต้องใช้พัลส์จำนวน $2^n - 1$ ลูก เมื่อ n คือจำนวนบิตที่ต้องการ เช่นถ้า $n = 10$ และสัญญาณนาฬิกามีความถี่ 10 MHz จะต้องใช้เวลาในการแปลงอนาล็อกที่มีค่าเต็มสเกลเป็นดิจิทัลมากกว่า 100 s ซึ่งไม่เหมาะที่จะใช้วงจรนี้ในการแปลงสัญญาณอนาล็อกที่มีการเปลี่ยนแปลงตามเวลาอย่างรวดเร็ว

3.6.3 การแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นสัญญาณดิจิทัลแบบแทร็กกิ้ง (Tracking analog to digital converter)

วงจร A/D แบบแทร็กกิ้งมีส่วนประกอบคล้ายวงจร A/D แบบใช้วงจรมัลติเพล็กซ์ แต่เปลี่ยนวงจรมัลติเพล็กซ์มาเป็นวงจรมัลติเพล็กซ์ขึ้น-ลง (Up-down counter) และแหล่งกำเนิดสัญญาณนาฬิกาต่อเข้าโดยตรงกับวงจรมัลติเพล็กซ์โดยไม่ต้องผ่าน Nand เกท ดังรูปที่ 3.15



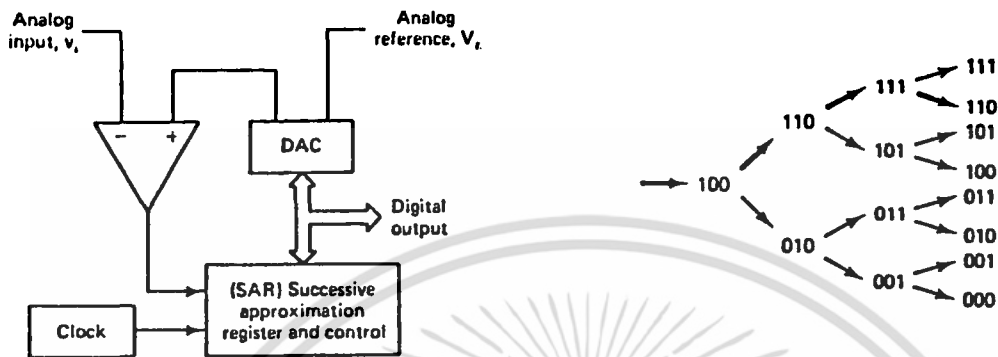
รูปที่ 3.15 แสดงบล็อกไดอะแกรมของวงจร A/D แบบทีริกกิ่ง

การทำงานของวงจรนี้ต่างจากวงจรแบบใช้นับคือ เอาท์พุทของวงจรเปรียบเทียบแรงดันจะไม่ทำหน้าที่ควบคุมให้วงจรมันเริ่มนับหรือหยุดนับ ทำนั้น แต่จะควบคุมให้วงจรมันนับขึ้นหรือนับลงโดยการนำสัญญาณจากวงจรเปรียบเทียบแรงดัน ไปป้อนที่วงจรควบคุมลอจิก (Control-logic) เพื่อทำการเปลี่ยนค่าของวงจรมันเลขฐานสองขึ้น-ลง (Up-down binary converter) ถ้าสัญญาณจาก A/D (V_A) มีค่าน้อยกว่าสัญญาณ V_i ก็จะทำให้เอาท์พุทของวงจรเปรียบเทียบแรงดันมีค่า ๆ หนึ่งที่จะป้อนเข้าวงจรควบคุมลอจิก ทำให้วงจรมันทำงานแบบนับขึ้น เอาท์พุทของวงจรมันก็จะเพิ่มขึ้นเรื่อย ๆ ซึ่งจะทำให้ V_A มีค่าเพิ่มขึ้นด้วยจนกระทั่ง V_A มีค่ามากกว่า V_i เป็นผลให้เอาท์พุทของวงจรเปรียบเทียบแรงดันเปลี่ยนระดับแรงดันป้อนเข้าวงจรควบคุมลอจิกทำให้วงจรมันทำหน้าที่นับถอยหลัง เอาท์พุทของวงจรมันและค่าแรงดัน V_A ก็เริ่มมีค่าลดลงจะทำแบบนั้นต่อไปเรื่อย ๆ จนค่า V_i เท่ากับค่า V_A ก็จะทำให้วงจรเปรียบเทียบให้ค่า 0 แล้วจะทำการส่งค่านี้ไปยังวงจรควบคุมลอจิกให้ทำการหยุดนับ ดังนั้นรหัสดิจิทัลที่ได้จะมีบิตที่สำคัญต่ำที่สุดเปลี่ยนแปลงรอบ ๆ ค่าที่แท้จริงเสมอ ข้อดีของวงจรคือ จะได้เอาท์พุทเป็นดิจิทัลสมกับสัญญาณอนาลอกอยู่ตลอดเวลาถึงแม้อินพุทจะมีการเปลี่ยนแปลงตามเวลา โดยไม่ต้องทำการเคลียร์วงจรมันทุกครั้งที่ดังเช่น วงจร A/D แบบใช้นับ

3.6.4 การแปลงสัญญาณอนาลอกเป็นสัญญาณดิจิทัลแบบประมาณทีละบิต (Successive approximation analog to digital converter)

วงจร A/D แบบนี้เป็นแบบที่ใช้กันแพร่หลายที่สุด ทำงานโดยเช็คบิตต่าง ๆ ในวิธี

เตอร์ซึ่งจะเป็นอินพุตวงจร D/A จนกระทั่งได้เอาท์พุทเท่ากับสัญญาณอินพุทเท่ากับสัญญาณอนาลอกอินพุท แต่การเซตค่าในรีจิสเตอร์ใช้วิธีต่างจากวงจร A/D แบบวงจรมีบ คือ วงจร A/D แบบวงจรมีบจะเพิ่มค่าจากบิตที่มีนัยสำคัญต่ำสุดก่อน จนกระทั่งค่าเท่ากับอินพุท วิธีนี้เป็นวิธีที่ง่ายแต่ไม่มีประสิทธิภาพ



รูปที่ 3.16 แสดงบล็อกโคอะแกรมของวงจร A/D แบบ ประมาณทีละบิต

การทำงานของวงจร A/D แบบประมาณทีละบิตหลักการที่ว่า เริ่มต้นทำการเคลียร์ค่าในบิตรีจิสเตอร์ และจะเซตค่าที่ตำแหน่งบิตที่มีนัยสำคัญสูงสุด (Most significant bit หรือ MSB) ให้เป็น 1 ในบิตรีจิสเตอร์ สัญญาณเอาท์พุทที่ออกมาจากรีจิสเตอร์จะไปเข้าวงจร D/A และนำสัญญาณที่ได้เข้าวงจรเปรียบเทียบแรงดัน เพื่อเปรียบเทียบกับสัญญาณอินพุทที่เข้ามา ถ้าสัญญาณอินพุทมีค่ามากกว่าสัญญาณที่มาจาก D/A บิตที่มีค่ามีนัยสำคัญสูงสุดจะคงค่าเดิมคือ 1 ไว้ แต่ถ้าสัญญาณอินพุทมีค่าน้อยกว่าสัญญาณที่มาจาก D/A บิตที่มีค่ามีนัยสำคัญสูงสุดจะเปลี่ยนเป็น 0 แทน หลังจากนั้นค่อย ๆ เปรียบเทียบบิตที่ถัดไปจะทำตามข้างต้นเช่นเดียวกันจนกระทั่งถึง บิตสุดท้ายจะเป็นบิตที่มีนัยสำคัญต่ำสุด (Least significant bit หรือ LSB) จนกระทั่งจะได้รหัสดิจิตอลที่มีค่าสมนัยกับสัญญาณอนาลอกตามต้องการ

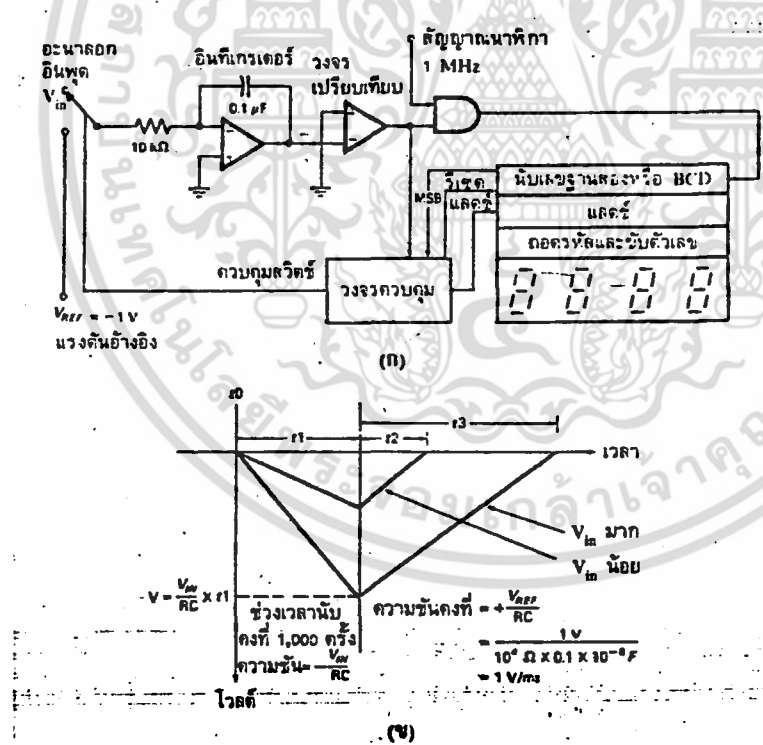
จากการทำงานจะเห็นว่าวงจรต้องการพัลส์ 1 ลูกต่อการเปลี่ยนแปลง 1 บิต ดังนั้นเวลาที่ใช้ทั้งหมดในการแปลง n บิต คือ $t = n/f$ เมื่อ f คือ ความถี่ ของสัญญาณนาฬิกาที่ควบคุมการทำงาน เมื่อรวมเวลาการทำงานของส่วนอื่น ๆ แล้ววงจร A/D แบบนี้ขนาด 10 บิต จะใช้เวลาในการแปลงประมาณ 4-30 s ซึ่งจะเร็วกว่าแบบอื่น ๆ ยกเว้น A/D แบบขนาน

3.6.5 การแปลงสัญญาณอนาลอกเป็นสัญญาณดิจิตอลแบบสโลปคู่ (Dual slope analog to digital converter)

จากวงจรในรูปที่ 3.17 อธิบายได้ คือ เมื่อสวิตช์ต่อกับสัญญาณอินพุทจะทำให้มีแรง

ต้นบวกจากอินพุตป้อนเข้าสู่วงจรอินทิเกรเตอร์ ได้เอาที่พุกออกมาเป็นสัญญาณแรมป์ทางลบ วงจรเปรียบเทียบกับก็จะได้แรงดันลบจากวงจรอินทิเกรเตอร์แล้วให้เอาที่พุกเป็นบวกทำการเปิดสัญญาณแอนด์เกตให้สัญญาณนาฬิกาผ่านเข้าไปวงจรนับ วงจรนับก็จะนับไปยังค่าคงที่กำหนดไว้คงที่ (t_1) แล้วทำการสับสวิตช์เข้ากันกับแรงดันอ้างอิง ในช่วงที่วงจรนับด้วยค่าคงที่ที่นับวงจรอินทิเกรตจะให้สัญญาณแรมป์ทางลบที่มีค่าสูงสุดตามแต่ระดับแรงดันอินพุต เมื่อทำการสวิตช์อินพุตของวงจรอินทิเกรตให้ไปที่แรงดันอ้างอิงค่าลบ เอาที่พุกของวงจรจึงได้เป็นแรมป์ทางบวก คือ ช่วง t_2 รูปที่ 3.17 พร้อม ๆ กับรีเซ็ตค่าของวงจรนับลงเป็นศูนย์เพื่อทำการนับใหม่

เมื่อเอาที่พุกของวงจรอินทิเกรเตอร์เพิ่มขึ้นถึงแรงดัน 0 อีกครั้งเอาที่พุกของวงจรเปรียบเทียบกับแรงดันก็จะ เป็นลบ (หรือเป็นศูนย์) วงจรควบคุมจับการเปลี่ยนแปลงอันนี้ได้ส่งสัญญาณสไตรบให้วงจรนับเก็บค่าที่ได้ไว้ที่วงจรแลตช์ จากนั้นรีเซ็ตให้เป็นศูนย์แล้วทำการสวิตช์ให้อินพุตของวงจรอินทิเกรเตอร์ต่อกับแรงดันอินพุตเป็นการเริ่มทำการเปลี่ยนสัญญาณอีกรอบหนึ่ง จำนวนที่นับได้ที่เก็บไว้ในวงจรแลตช์จะเป็นสัดส่วนโดยตรงกับแรงดันอินพุต V_{in}



รูปที่ 3.17 แสดงวงจร A/D แบบสไลบคู่

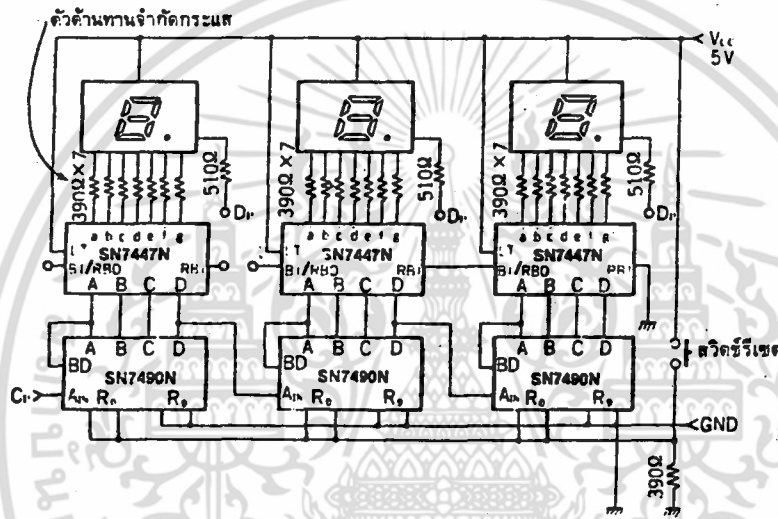
- ก) แสดงบล็อกไดอะแกรม
- ข) เอาที่พุกของวงจรอินทิเกรเตอร์เทียบกับเวลา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.7 ส่วนแสดงผล (Display)

3.7.1 การขับแบบสถิติก (Static drive)

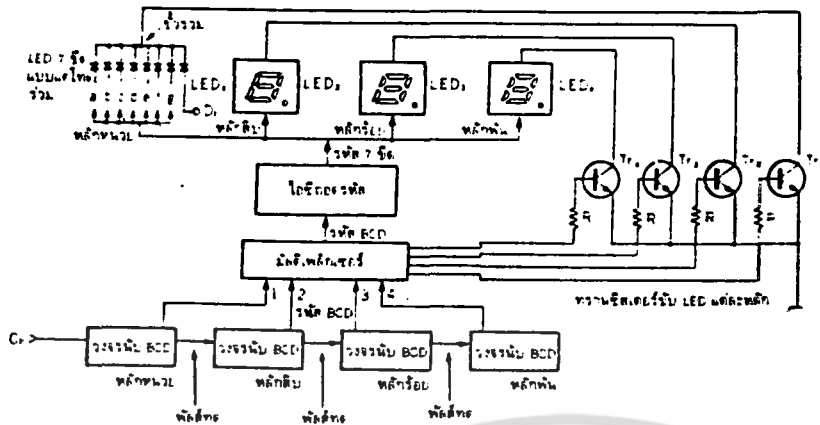
ลักษณะการขับ LED แบบนี้ต้องใช้ไอซีถอดรหัสกับ LED 7 ซิตทุก ๆ ตัวควบคู่กันไป ซึ่งจะแสดงให้เห็นในรูปที่ 3.18 ใช้ไอซี TTL เบอร์ SN7490N นับพัลส์ที่เข้ามา ค่าที่นับได้เป็นรหัส BCD จากนั้นรหัสจะถูกแปลงเป็นตัวเลขด้วยไอซีถอดรหัส กับ LED 7 ซิต โดยมีหลักหน่วยจะอยู่ทางซ้ายมือ ส่วนหลักหรือยจะอยู่ทางขวามือ วิธีแบบนี้เป็นวิธีการขับ LED โดยตรง เป็นวิธีที่ง่าย แต่ถ้าจำนวน LED เพิ่มมากขึ้น จำนวนของไอซีถอดรหัสจะเพิ่มขึ้นตามไปด้วย ทำให้ไม่เป็นผลการประหยัดและกินไฟเพิ่มมากขึ้น



รูปที่ 3.18 แสดงการขับแบบแบบสถิติก

3.4.2 การขับแบบไดนามิก (Dynamic drive)

วิธีนี้วงจรถอดรหัสจะถอดรหัสให้ตัวเลขแต่ละตัวเรียงกันไปและเวียนกลับมาอยู่ตลอดเวลา ดังรูปที่ 3.19

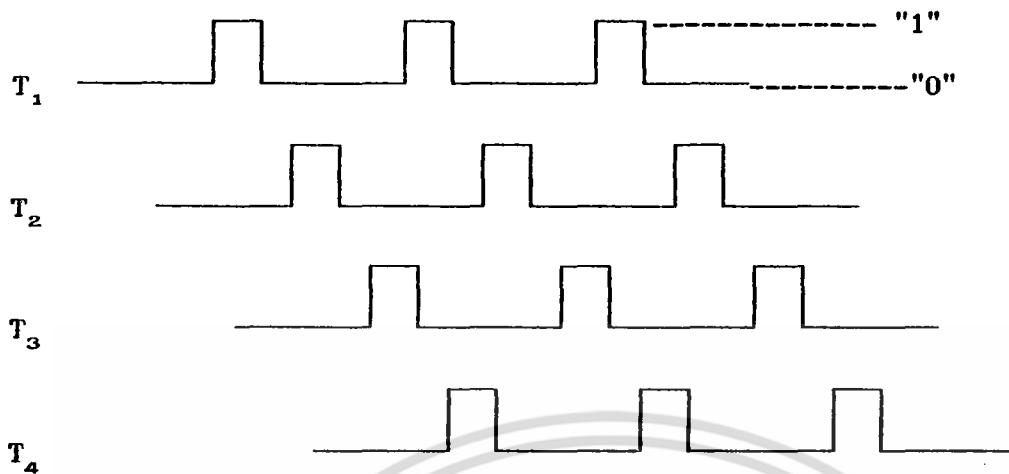


รูปที่ 3.19 แสดงการขับแบบไดนามิก

ในรูปที่ 3.19 มี LED 7 ซิตอยู่ 4 ตัวและมีวงจรนับอยู่ 4 หลักตัวเลขที่นับได้แต่ละหลักต้องการไปแสดงที่ LED 7 ซิตแต่ละตัว แต่ใช้วงจรถอดรหัสเพียงส่วนเดียวแต่มีอุปกรณ์เพิ่มจากการขับแบบสถติก คือ ตัวมัลติเพล็กซ์เซอร์ (Multiplexer) จะเป็นศูนย์กลางสำคัญในการผ่านตัวเลขจากวงจรนับไปป้อนให้กับวงจรถอดรหัสและกำเนิดพัลส์เพื่อควบคุมการติดสว่างของ LED แต่ละตัว

ในเมื่อมีไอซีถอดรหัสเพียงตัวเดียวที่ใช้ร่วมกันในการถอดรหัสตัวเลขทุกหลัก ดังนั้นตัวเลขจากวงจรนับแต่ละหลักจะต้องสลับการส่งข้อมูลผ่านวงจรถอดรหัส ในช่วงเวลาที่ต่างกัน มัลติเพล็กซ์เซอร์จะแบ่งช่วงเวลาออกเป็น 4 ช่วง สำหรับวงจรนับแต่ละครั้ง สมมติตั้งชื่อเวลาเป็น T_1 , T_2 , T_3 และ T_4 ตามลำดับช่วงเวลา T_1 เป็นช่วงเวลาที่มัลติเพล็กซ์เซอร์จะผ่านข้อมูลรหัส BCD ของวงจรนับหลักหน่วยไปยังวงจรถอดรหัสเพื่อขับ LED อีกทีหนึ่ง ช่วงเวลา T_2 เป็นช่วงเวลาของวงจรนับหลักสิบ T_3 เป็นช่วงเวลาของวงจรนับหลักร้อย T_4 เป็นช่วงเวลานับหลักพันตามลำดับ

มัลติเพล็กซ์เซอร์จะผลิตพัลส์ออกมาเป็น 4 แบบออกทางเอาต์พุต 4 เส้นพัลส์แต่ละแบบจะกำหนดช่วงเวลา T_1 , T_2 , T_3 และ T_4 โดยพัลส์จะเหลื่อมกันดังแสดงในรูป 3.20



รูปที่ 3.20 แสดงพัลส์ที่ส่งออกมาจากวงจรมัลติเพล็กซ์

การทำงานของวงจรมัลติเพล็กซ์เซอร์จะเป็นดังนี้

ในช่วงเวลาที่พัลส์ T_1 เป็น "1" นั้น มัลติเพล็กซ์เซอร์จะผ่านตัวเลขหลักหน่วยจากวงจรนับทางซ้ายสุดไปยังวงจรถอดรหัส ตัวเลขนี้เป็นรหัส BCD ซึ่งมี 4 เส้นหลังจากที่ถอดรหัสแล้วจะได้เอาที่พุ่มมาขับ LED รหัสนี้จะป้อนให้แก่ LED ทุกตัว แต่จะมีตัวซ้ายสุดเท่านั้นที่ติดสว่าง เนื่องจากตัวมัลติเพล็กซ์เซอร์จะใช้พัลส์ T_1 ไปขับทรานซิสเตอร์ Tr_1 ทำให้ทรานซิสเตอร์ Tr_1 ทำงาน สำหรับทรานซิสเตอร์ตัวอื่น ๆ จะไม่ทำงานเนื่องจากพัลส์ในช่วงเวลา T_2, T_3, T_4 เป็น "0"

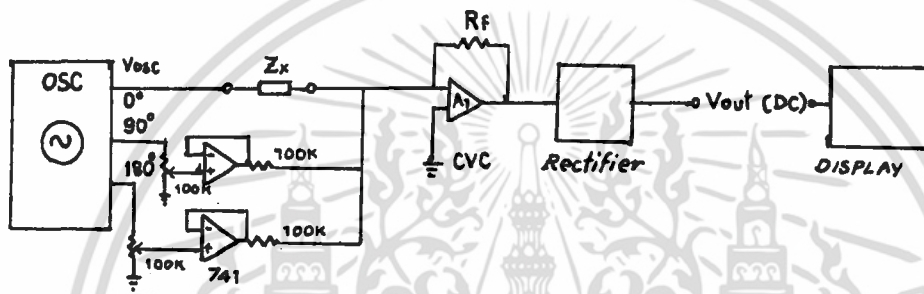
ในช่วงเวลาที่มาถึงพัลส์ T_1 จะเปลี่ยนเป็นศูนย์และพัลส์ T_2 เป็นหนึ่งในช่วงเวลานี้ มัลติเพล็กซ์เซอร์จะผ่านตัวเลขหลักสิบจากวงจรนับตัวถัดมาไปให้วงจรถอดรหัส และขับเป็นตัวเลขแสดงผล ในช่วงนี้ทรานซิสเตอร์ Tr_2 จะทำงาน เพราะพัลส์ T_2 เป็น "1"

มัลติเพล็กซ์เซอร์จะผ่านตัวเลขหลักร้อยและหลักพันจากวงจรนับไปยังวงจรถอดรหัสก็ ตามวิธีการเช่นนี้เรื่อย ๆ ตามจังหวะของพัลส์ T_3 และ T_4 เมื่อตัวเลขทุกตัวแสดงบน LED ได้ครบก็จะวกกลับมาแสดงที่ LED ของหลักหน่วยใหม่วนเวียนไปตามจังหวะของพัลส์

การขับ LED แบบไดนามิกเช่นนี้ LED จะสลับกันติดสว่างเรียงลำดับกันไปและวนเวียนกันเช่นนี้ตลอดเวลา ถ้าความถี่ของพัลส์ต่ำเราจะเห็น LED กระพริบ แต่ถ้าเพิ่มความถี่ของพัลส์ขึ้นเรื่อย ๆ จนประมาณ 50 Hz เราจะมองไม่เห็นการกระพริบเพราะสายตาของเราไวไม่พอ

บทที่ 4
เครื่องวัดสภาพนำไฟฟ้า

โครงการพิเศษนี้ทำการสร้างเครื่องมือวัดสภาพการนำไฟฟ้าของสารละลาย ซึ่งสามารถติดตามวัดค่าสภาพการนำไฟฟ้าที่เปลี่ยนแปลงไปอย่างรวดเร็วได้ ส่วนประกอบทั้งหมดของเครื่องมือนี้ แบ่งออกเป็นส่วนใหญ่ๆได้ ดังนี้



รูปที่ 4.1 แสดงส่วนประกอบของวงจรที่ใช้ในโครงการพิเศษ

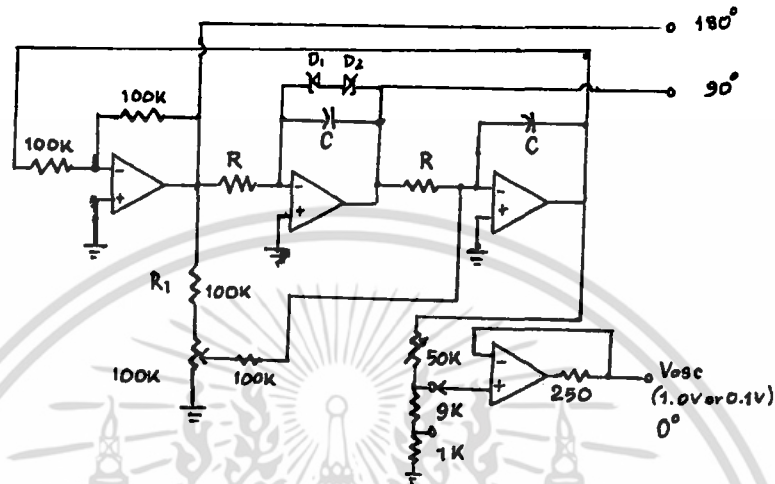
1. วงจรกำเนิดสัญญาณความถี่ (Oscillator)
2. วงจรแปลงกระแสเป็นศักดาไฟฟ้า (Current to voltage converter)
3. วงจรแปลงไฟฟ้ากระแสสลับเป็นกระแสตรง (Rectifier)
4. ภาคแสดงผลเป็นดิจิตอล (Digital display)

4.1 วงจรกำเนิดสัญญาณความถี่

วงจรกำเนิดสัญญาณความถี่ จากรูปที่ 4.1 เป็นวงจรซึ่งให้สัญญาณเป็นรูปคลื่นที่เรียบ โดยมีสัญญาณเอาต์พุต 3 สัญญาณที่มีเฟสต่างกัน 3 เฟสด้วยกันคือ 0° (sine), 90° (cosine) และ 180° (-sine)

วงจรนี้ให้ความถี่ออกมาตามสมการ

$$\omega = 1/RC \quad (4.1)$$



รูปที่ 4.2 แสดงวงจรกำเนิดสัญญาณความถี่

จากวงจรนี้ใช้ค่า C เป็น 0.01 μ F และ R เป็น 100 K ซึ่งทำให้ได้ความถี่เป็น 1591 Hz และ R_2 มีไว้เพื่อปรับสัญญาณเอาต์พุต (90°) เรียบ (Flattened peak) สัญญาณเอาต์พุต (0°) ซึ่งจ่ายความต่างศักย์คงที่ (V_{oec}) แก่ความต้านทานที่ต้องการวัด (หรือสภาพการนำไฟฟ้า) ถูกจำกัดให้ได้ความต่างศักย์ 1.000 V และสะเทินสัญญาณโดย A_4 (Current-limited follower) จุดเลือก 2 จุด (Tap 1, Tap 2) มีไว้สำหรับเลือกสัญญาณเอาต์พุตเป็น 0.1 V หรือ 1.0 V ความต่างศักย์ 0.1 V มีไว้สำหรับกรณีวัดค่าสภาพนำไฟฟ้าที่สูงมากๆ (Low resistance) เพื่อจำกัดให้กระแสที่ไหลผ่านจุดที่วัดเหลือเพียง 1.0 mA สำหรับตัวความต้านทานจำกัดกระแส (Current-limiting resistor) ในบัฟเฟอร์ (Buffer) มีไว้เพื่อป้องกันการบิดเบือน (Distortion) และทำให้สัญญาณเอาต์พุตของบัฟเฟอร์สมดุล

เราจะเลือกค่า V_{in} , ω และ R_f ในกรณีต่าง ๆ กัน ดังนี้

- 1) I_{RMS} เอาต์พุตของวงจรกำเนิดสัญญาณความถี่น้อยกว่าหรือเท่ากับ 1 mA (ตารางที่ 4.1)

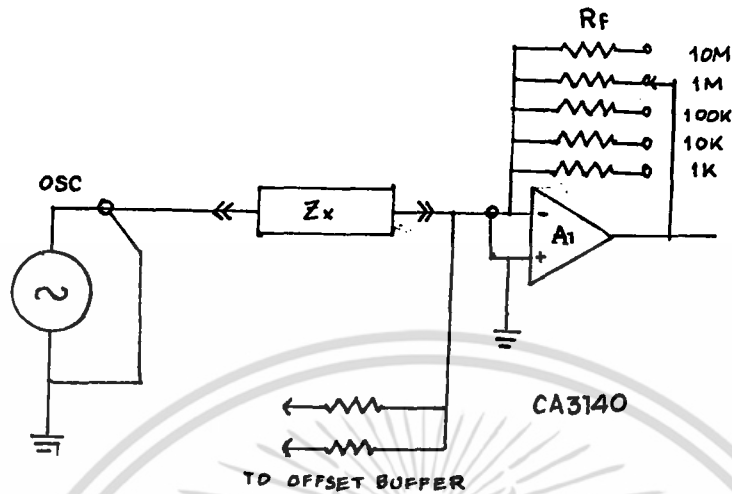
2) ค่าของ R_f ควรจะให้ค่าที่สูงสุด แต่ต้องเหมาะสมกับ V_{out} และไม่ทำให้ V_{out} มีค่าเกิน $5 V_{RMS}$ (ตารางที่ 4.2)

ความถี่เอาต์พุตที่มีเฟส 90° , 180° จะถูกส่งไปที่ความต้านทานปรับค่าได้ขนาด 100 K ซึ่งจะถูกบัฟเฟอร์สัญญาณโดยวงจรตามศักดาสัญญาณ (Voltage follower) และส่งไปที่ความต้านทาน 100 K และจุดสัญญาณเข้าแบบอินเวอร์ตติ้ง (Inverting input) ของวงจรแปลงกระแสเป็นศักดาไฟฟ้า (cvc) เพื่อให้เกิดกระแสป้อนกลับ (Backing off current) ความถี่เอาต์พุต (90°) จะทำให้กระแสอินพุต (Input current) ที่มีค่าเกิน 45 A ถูกตัดออกไป (มีไว้กรณีต้องการตัดแปลงเครื่องให้สามารถวัดค่าความจุได้) ความถี่ที่มีเฟส 180° มีไว้สำหรับตัดกระแสที่ผ่านตัวต้านทาน (Resistive current) ที่มีค่าเกิน

4.2 วงจรแปลงกระแสเป็นศักดาไฟฟ้า

วงจรแปลงกระแสเป็นศักดาไฟฟ้านี้ ทำงานตามหลักการที่ว่า วงจรออปแอมป์ (Operational amplifier) ที่มีกำลังขยาย (Gain) สูงจะพยายามรักษาความแตกต่างระหว่างจุดสัญญาณเข้าแบบอินเวอร์ตติ้ง และจุดสัญญาณเข้าแบบนอนอินเวอร์ตติ้ง (Non-inverting - input) ให้เป็นศูนย์ โดยการป้อนกลับกระแสผ่านความต้านทานป้อนกลับ (Feedback resistor, R_f) ให้เท่ากับกระแสที่ไหลผ่าน UNKNOWN (Z_x) เมื่อ UNKNOWN เป็นความต้านทาน กระแสอินพุต (Input current) คือ

$$i_{in} = V_{osc} / R_x = V_{out} / R_f \quad \text{เมื่อ } i_{in} = i_{fb} \quad (4.2)$$



รูปที่ 4.3 วงจรแปลงกระแสเป็นศักดาไฟฟ้า (CVC)

หลักสำคัญของวิธีการนี้ คือ ความต้านทานเทียบกับกราวด์ (Ground) จากปลายทั้งสองของ UNKNOWN (ซึ่งจากวงจรปล่อยขลอยไว้) มีผลต่อความต่างศักย์เอาต์พุต (Output voltage) เพียงเล็กน้อยเท่านั้น ที่ปลายของ UNKNOWN ด้านวงจรกำเนิดสัญญาณจะโหลด (Load) วงจรกำเนิดสัญญาณ ในขณะที่ปลายของ UNKNOWN ด้านวงจรแปลงกระแสเป็นศักดาไฟฟ้า จะเพียงแค่ออกให้เกิดสัญญาณผิดเพี้ยน เมื่อความต้านทานภายใน (Input impedance) ของวงจรแปลงกระแสเป็นศักดาไฟฟ้า ซึ่งได้จาก R_f/A_{o1} (เมื่อ A_{o1} เป็นค่าขยายศักดาแบบลูปเปิด (Open loop gain) ของวงจรขยาย (Amplifier) ซึ่งมีค่าในช่วง 3×10^4 ถึง 10^5) มีค่ามากพอ เมื่อเทียบกับ ความต้านทานภายในจากปลายของ UNKNOWN ด้านวงจรแปลงกระแสเป็นศักดาไฟฟ้าเทียบกับกราวด์ ถ้า UNKNOWN เป็นลักษณะการต่อขนานกันของตัวต้านทานและตัวเก็บประจุ V_{out} จะได้จาก

$$V_{out} = (C_x^2 + L_x^2)^{1/2} v_{osc} / R_f \quad (4.3)$$

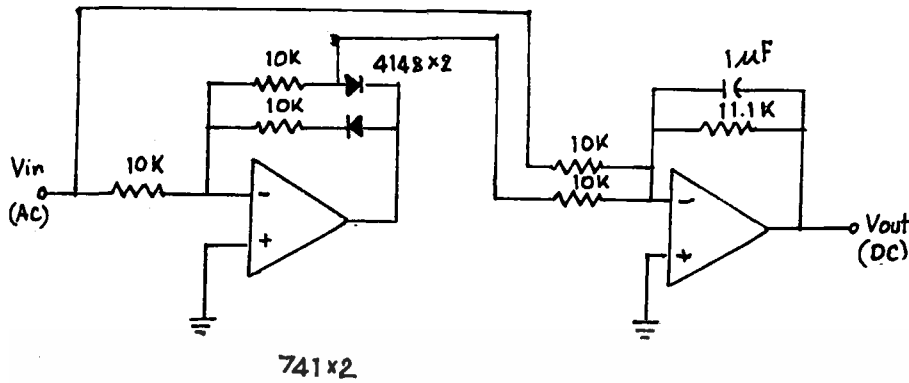
เมื่อกระแสอินพุตเกิดจากการรวมกันของกระแสที่ไหลผ่าน R, C และสามารถคำนวณกระแสที่ไหลผ่าน R_f ได้ ถ้าขนาดของความต้านทานภายในของ R, C มีค่าใกล้เคียงกัน

หรือต่างกันน้อยกว่า 1/5 เท่า แล้ว Phase - sensitive detection จะถูกใช้เพื่อแยกสัญญาณออกมาให้เป็นสัญญาณจากที่เกิดจากส่วนรีซิสตีฟ (0°) (Resistive (0°) component) และสัญญาณที่เกิดจากส่วนคาปาซิตีฟ (Capacitive (90°) component) ของความต่างศักย์เอาท์พุท แต่อย่างไรก็ตามถ้าค่าความต้านทานภายในของทั้งสองต่างกันมากกว่า 1/7 ถึง 1/10 ของค่าความต้านทานภายในของ UNKNOWN ที่มีค่ามากกว่าจะหาได้ (โดยไม่สนใจความต้านทานภายในของ UNKNOWN ที่มีค่าน้อย) โดยมีค่าผิดพลาดเพียง 1% หรือน้อยกว่า ซึ่งจากกรณีนี้มักจะพบในการหาค่าสภาพนำไฟฟ้าของสารละลาย (Aqueous solution) ซึ่งมีลักษณะเหมือนการต่อขนานกันของ Capacitance และ conductance

ในการเลือกออปแอมป์สำหรับใช้ในวงจรแปลงกระแสเป็นศักดาไฟฟ้า นารามิเตอร์สำคัญที่ต้องคำนึงถึง คือ ความต้านทานภายในของออปแอมป์ (Input impedance) ค่าความต้านทานภายในควรจะต้องสูงเพื่อไม่ให้ออปแอมป์โหลด ความต้านทานป้อนกลับมากเกินไปในการเลือกใช้ค่า R_f สูงๆ ซึ่งสมการ (4.2) จะใช้ได้ในการที่ $R_f/A_{o1} \ll Z_{in}$ ของออปแอมป์ จากโครงการพิเศษนี้ใช้ออปแอมป์เบอร์ CA 3140 ซึ่งมี $Z_{in} > 10^{12}$ ohm ซึ่งมากกว่า R_f สูงสุดที่มีในวงจรนี้

4.3 วงจรแปลงไฟฟ้ากระแสสลับเป็นกระแสตรง

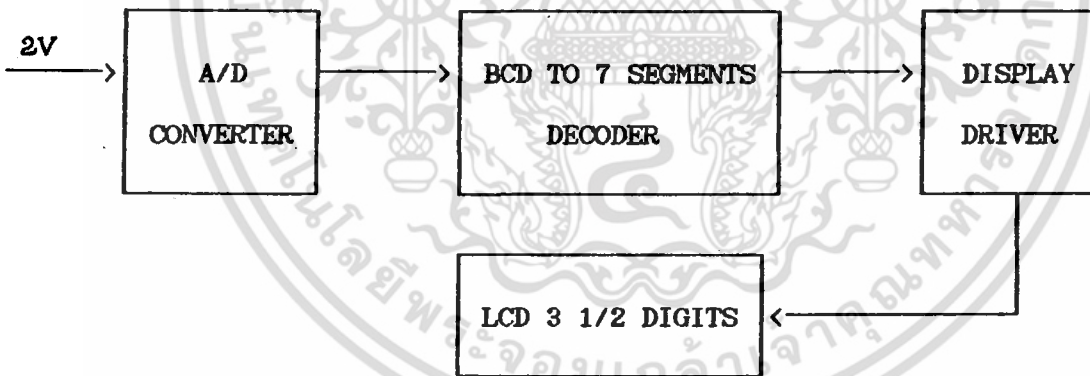
วงจรแปลงไฟฟ้ากระแสสลับเป็นกระแสตรงที่ใช้ทำงานโดยการรวมสัญญาณครึ่งคลื่นทางด้านลบ (Negative half cycle) จากวงจรแคลมป์ (Clamp circuit, A_1) กับสัญญาณเต็มคลื่น (Full cycle) ที่มีแอมพลิจูดเป็น $1 \frac{1}{2}$ จากอินพุทเพื่อก่อให้เกิดเป็นสัญญาณเต็มคลื่นที่เป็นเอาท์พุทของวงจรแปลงไฟฟ้ากระแสสลับเป็นกระแสตรงนี้ ซึ่งจะถูกรองและขยาย (ประมาณ $\times 1.11$) เพื่อที่จะปรับเอาท์พุทเฉลี่ยของวงจรแปลงไฟฟ้ากระแสสลับเป็นกระแสตรง ($V_{avg} = V_{pk} \pi/2$) ให้เข้ากันได้กับเอาท์พุทสแควร์รูท (Root mean square output) ซึ่งใช้แสดงผลขนาดแสดงผล ($V_{RMS} = 2V_{pk} \pi/2$)^{1/2}



รูปที่ 4.4 วงจรแปลงไฟฟ้ากระแสสลับเป็นไฟฟ้ากระแสตรง (Rectifier)

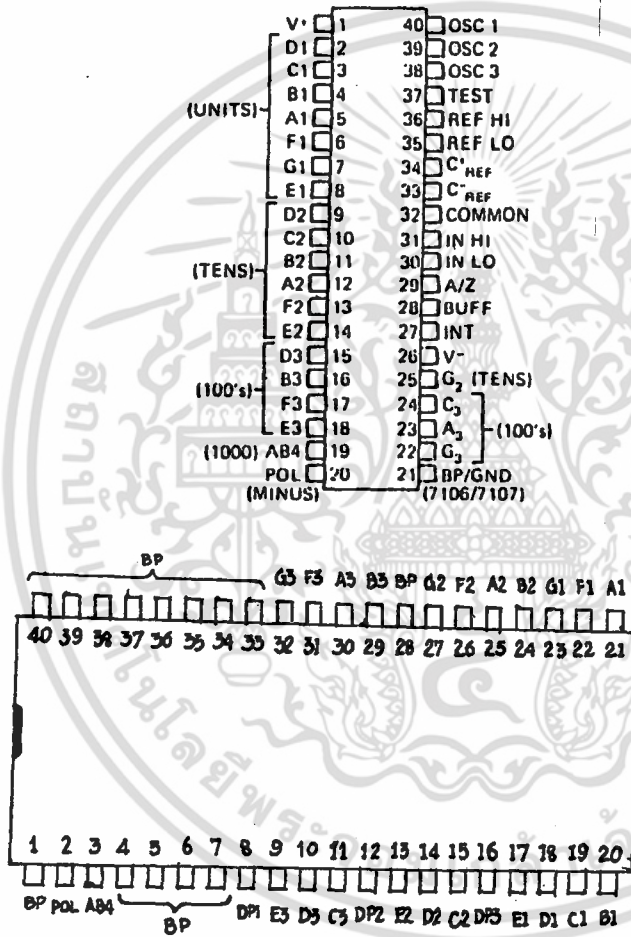
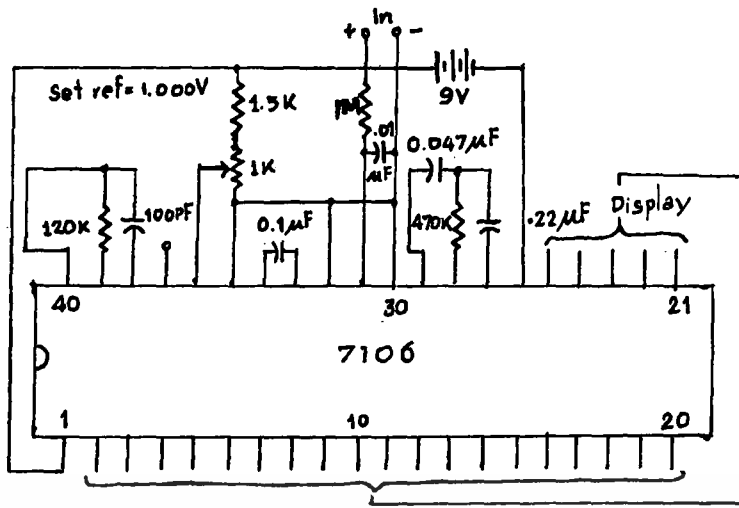
4.4 ภาคแสดงผลแบบดิจิทัล

ภาคแสดงผลในโครงการนี้ เป็นแบบผลึกเหลว (Liquid crystal) แสดงผลเป็นตัวเลข 3 1/2 หลัก ใช้ไอซีซีเอ็มอส (CMOS) ที่เป็นดิจิทัลโวลต์มิเตอร์ เบอร์ ICL 7106 ซึ่งส่วนประกอบสำคัญภายในไอซีนี้ แสดงดังรูปที่ 4.5



รูปที่ 4.5 แสดงแผนภาพของส่วนประกอบสำคัญของไอซี 7106

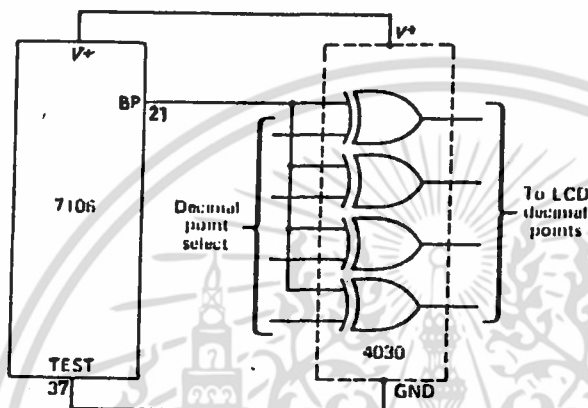
จากแผนภาพของรูป 4.5 แสดงให้เห็นว่าไอซี 7106 นี้รวมส่วนต่างๆของภาคแสดงผลไว้หมด ทำให้สามารถต่อไอซีนี้เข้ากับแผงผลึกเหลวนี้ได้เลย ดังแสดงในรูปที่ 4.6



รูปที่ 4.6 ก. วงจรดิจิทัลโวลท์มิเตอร์
 ข. แสดงขาของ ICL 7106
 ง. แสดงขาของ LCD 3 1/2 หลัก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในวงจรการที่จะเลือกหลัก (Decimal point) ของภาคแสดงผลจำเป็นต้องต่อ
 เอ็กคลูซีฟออร์เกต (Exclusive-or gate) เข้าไปในวงจร เพื่อใช้ขับหลักภาคแสดงผล ดัง
 แสดงในรูปที่ 4.7



รูปที่ 4.7 แสดงการต่อเอ็กคลูซีฟออร์เกต สำหรับขับหลักของ LCD

ไอซี 7106 ได้รับการออกแบบให้สามารถเลือกย่านวัดสูงสุด (Full scale) ได้
 หลายค่า เช่น 200.0 mV , 2.000 V , 20.00 V ฯลฯ ในการเลือกย่านวัดสูงสุดทำได้โดย
 เปลี่ยนค่าของอุปกรณ์ตามตารางที่ 4.1

อุปกรณ์	200.0 mV	2.000 V
C ₂	0.47 F	0.047 F
R ₁	24 K	1.5 K
R ₂	47 K	470 K

ตารางที่ 4.4.1 แสดงค่าอุปกรณ์สำหรับเลือกย่านวัดสูงสุด

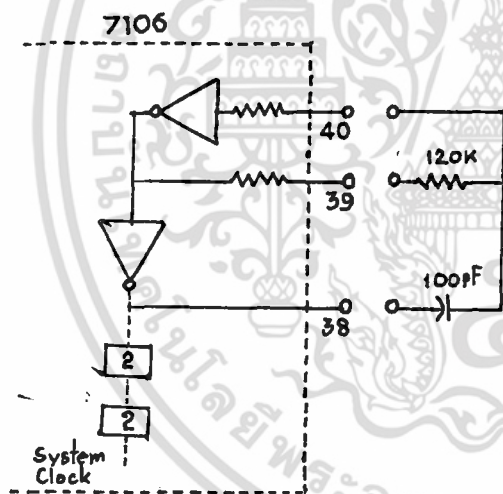
ภาคแสดงผลสำหรับโครงงานพิเศษนี้ใช้ย่านวัดสูงสุดเป็น 2.000 V

4.4.1 วงจรกำเนิดสัญญาณนาฬิกา (Clock)

หัวใจสำคัญสำหรับภาคแสดงผลแบบดิจิทัล คือ สัญญาณนาฬิกา โครงงานพิเศษนี้ใช้ความถี่สัญญาณนาฬิกา 400 KHz โดยใช่วงจร R-C ต่อเป็นวงจรรอสซิลเลเตอร์ ที่ขา 39,40 ดังรูป 4.8 โดยใช้ความถี่คำนวณจาก

$$f = 0.45 / RC \quad (4.4)$$

เมื่อกำหนดความถี่เท่ากับ 40 KHz และตัวเก็บประจุเท่ากับ 100 pF จึงต้องใช้ตัวต้านทานเท่ากับ 112.5 K แต่ในโครงงานพิเศษนี้ใช้ตัวต้านทานค่า 120 K แทน



รูปที่ 4.8 แสดงการต่อ R-C เพื่อเป็นวงจรรอสซิลเลเตอร์ 40 KHz

4.4.2 คำอ้างอิง (Reference)

ความต่างศักย์ระหว่าง V^+ และ คอมมอน (Common) ได้ถูกเรกูเรท (Regu-

late) จากภายในอุปกรณ์เป็น 2.8 V ซึ่งค่าอ้างอิงนี้ก็พอเพียงสำหรับงานที่ไม่ต้องการค่าความละเอียดมาก แต่เพื่อให้ภาคแสดงผลนี้สมดุลมากขึ้นจึงปรับค่าอ้างอิงภายนอกให้เป็น 1.000 V (เนื่องจากย่านวัดสูงสุดของวงจรนี้เป็น 2.000 V)



บทที่ 5

ผลการทดสอบและสรุปผล

5.1 ผลการทดสอบ

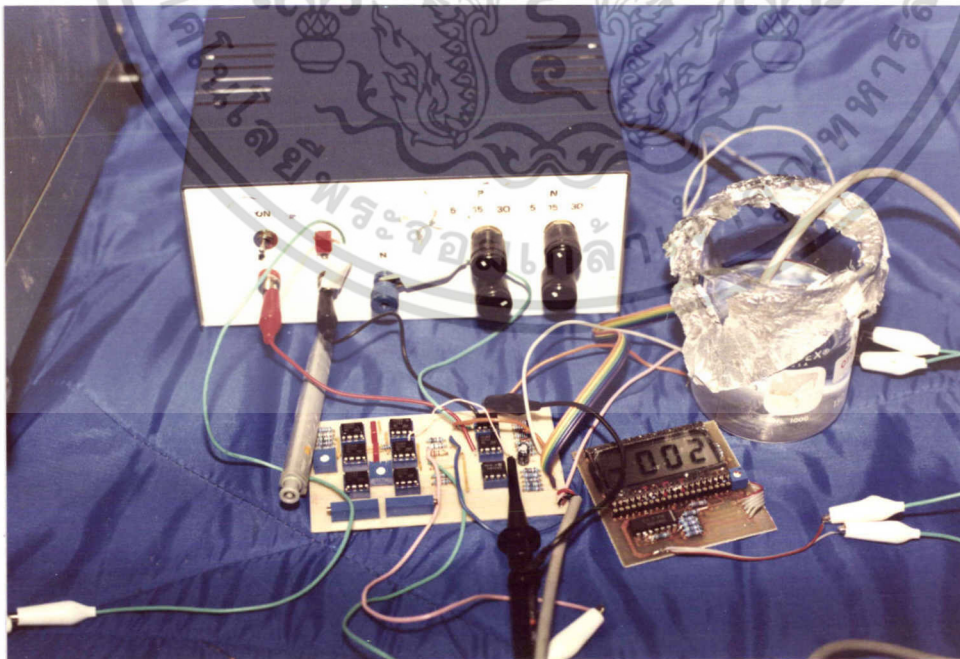
โครงการพิเศษนี้ ได้ทำการสร้างเครื่องวัดสภาพน้ำไฟฟ้าของสารละลาย ซึ่งแสดงผลดิจิทัลโวลต์มิเตอร์เป็นแบบ LCD 3 1/2 หลัก ได้ทำการทดลองโดยการปรับเทียบมาตรฐานกับสารละลายมาตรฐานโพแทสเซียมคลอไรด์ (KCl) 0.01 โมลาร์ แล้วทำการหา

1. ค่าคงที่ของเซลล์ทำการทดลองวัดค่าความต้านทานของเซลล์ได้ 1063 โอห์ม นำไปแทนในสูตร $\theta = 0.001413 \times R_{KCl}$ ที่อุณหภูมิ 25 °C

ในโครงการพิเศษนี้ ได้ค่าคงที่ของเซลล์ = 1.502 ซม.¹

2. ทำการทดลองกับสารละลายที่มีความเข้มข้นต่าง ๆ สามารถวัดค่าสภาพน้ำไฟฟ้าได้ในช่วง 0.2 μ S/cm. ถึง 10mS/cm.

3. เมื่อทำการต่อกับภาคแสดงผล LCD 3 1/2 หลัก ปรากฏว่าตัวเลขที่ปรากฏก่อนหน้านี้จะสวิงไปมา อาจเกิดจากการออกแบบแผ่นปริ้นท์ไม่ใช่แบบ Plate through hole



รูปที่ 5.1 แสดงภาพเครื่องวัดสภาพน้ำไฟฟ้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อที่ 48 และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.2 สรุปผล

เครื่องวัดสภาพนำไฟฟ้าในโครงการพิเศษจะมีส่วนประกอบ 2 ส่วน คือ ส่วนเครื่องวัดและส่วนแสดงผล โดยที่เครื่องวัดใช้เซลล์เป็นตัววัดค่าความต้านทานทางไฟฟ้าแล้ววงจรในเครื่องวัดจะทำการแปลงจากความต้านทานให้เป็นค่าสภาพนำไฟฟ้าและต้องทำการปรับเทียบมาตรฐานกับสารละลายมาตรฐานโพแทสเซียมคลอไรด์ (KCl) 0.01 โมลาร์ เพื่อหาค่าคงที่ของเซลล์แล้วจึงนำไปวัดกับสารละลายอื่น ๆ ที่ความเข้มข้นต่าง ๆ และค่าที่วัดได้ต้องไปคูณกับค่าคงที่ของเซลล์เพื่อให้ได้ค่าที่ถูกต้อง ในโครงการพิเศษไม่ต้องนำมาคูณกับค่าคงที่ของเซลล์เนื่องจากได้ออกแบบภาคแสดงผลที่ใช้วงจรดิจิทัลสามารถอ่านค่าสภาพนำไฟฟ้าได้เลย แต่ค่านี้ยังขึ้นกับอุณหภูมิ ต้องทำการแปลงค่าที่วัดได้จากอุณหภูมิที่ทำการวัดให้เป็นค่าสภาพนำไฟฟ้าที่อุณหภูมิ 25 °C (วิธีการแปลงดูจากภาคผนวก ก.) ซึ่งจะเป็นค่ามาตรฐานที่ใช้วัดกัน ค่าผิดพลาดจากการวัดอาจจะเนื่องมาจากการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิที่ทำให้เราไม่ทราบค่าที่แน่นอนและอื่นเนื่องมาจากเซลล์อาจถูกสารละลายมาทำปฏิกิริยากับเซลล์ทำให้ค่าที่วัดได้เปลี่ยนไป

5.3 ข้อเสนอแนะ

โครงการพิเศษนี้สามารถปรับปรุง

1. สามารถปรับปรุงให้วัดได้ในช่วงที่กว้างขึ้นด้วยการเพิ่มตัวต้านทาน R_f ของวงจรแปลงกระแสเป็นศักดาไฟฟ้าขึ้นไปอีกโดยมีค่าเพิ่มใน Order ของสิบ
2. เนื่องจากค่าสภาพนำไฟฟ้านี้จะเปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิ ดังนั้นเพื่อความสะดวกในการเทียบให้ค่าสภาพนำไฟฟ้าเข้าสู่มาตรฐาน (คือที่ 25 °C) จึงต้องมีวงจร Temperature compensate อยู่ระหว่างวงจรรอสวิตช์เลเตอร์กับวงจรแปลงกระแสเป็นศักดาไฟฟ้า
3. เซลล์ที่ใช้ควรจะเป็นแบบโลหะที่ทำการฉาบแพลตตินัมค่า ซึ่งเซลล์ชนิดนี้จะไม่ทำปฏิกิริยากับสารละลายต่าง ๆ ที่ทำการวัดทำให้ได้ค่าที่ถูกต้อง
4. ภาคแสดงผลควรออกแบบเป็นแบบ Plate through hole เนื่องจากการทำ Pltate ชนิดนี้มีราคาแพง จึงทำแบบ 2 หน้าขั้วธรรมดาทำให้ขั้วกริ่งลำบากทำให้ขั้วกริ่งไม่ดีจะมีผลต่อวงจร

เอกสารอ้างอิง

1. Robert N Neslon, "A capacitance and conductance adaptor for the DVM.," J.Phys.E:Sci.Instrum., Vol 13, pp. 376-379 Great Britains, 1980.
2. Hai Hung Chiang. in Electrical and Instrumentation 1st.ed., PP.515-525, Wiley-interscience, Newyork, 1984
3. Walter G.Jung. in IC-Op-Amp Cookbook), 1st.ed., pp.192-194, 170, Howard W. Sams & Co., Inc, Indiana, 1977
4. Harry L.Helms in Contemporary Electronics Circuit Deskbook 1st., pp 207, McGraw-Hill Book Co, Singapore, 1987
5. รัชชัย ศรีวิบูลย์, เคมีวิเคราะห์ 2 ฉบับครั้งที่ 2 หน้า 339-364 ฝ่ายตำราและอุปกรณ์การศึกษา มหาวิทยาลัยรามคำแหง กรุงเทพฯ 2531
6. David F.Stout Milton Kangman in Handbook of Operational Amplifier Circuit Design 1st.ed., 21-1 - 21-5 , McGraw-Hill Book Compan, 1976
7. นิเชษฐ์ ฤทธิสุนทร "หยิบเอาเนอมาไปใช้งาน" คอมพิวเตอร์อิเล็กทรอนิกส์เวิลด์ ฉบับที่ 130 (พศ.2533):13-22
8. ชัยวัฒน์ ลิ้มพรจิตรวิไล, ประมวล หนูราช "ออกแบบและสร้างสัญญาณช่ายน์ เซมิคอนดักเตอร์ ฉบับที่ 103 (พศ.2533) (พศ.2533):282
9. เปรมจิตร วิสุทธิศรี "พื้นฐานวงจร เกตส์, ดีทีเอ ตอน2 "เซมิคอนดักเตอร์อิเล็กทรอนิกส์ ฉบับที่ 103 (พศ. 2533) : 304-305
10. ชูชัย หนสาวตั้งเจริญ "การออกแบบวงจรออสซิลเลเตอร์ วงจรฟิลเตอร์ และวงจรเร็กกูเลเตอร์ โดยใช้โอเอเอ็มบี" ฉบับครั้งที่1 หน้า 1-131 นิสิกส์ เซนเตอร์การนิคม์
11. กฤษดา วิชาวีรานนท์ , เรียน/เล่น/ใช้ ไอซีดิจิตอล, ฉบับครั้งที่ 2 หน้า 177-181 , บริษัทที่เอ็ดยูเคชั่นจำกัด, พศ. 2531
12. Douglas A Skoag in Principle of Instrumental Analysis 3rd.ed, pp. 704-708 , Saunders Collage Publishing Toronto, 1985

13. นางสาว ชಾವตี นิชัยรัตน์ ,นาย ศรารุช วังบุญคง ,นาย สมภพ ภูริวิกรัยพงศ์, "เครื่องควบคุมอุณหภูมิแบบโปรแกรมได้" วิทยานิพนธ์ปริญญาตรี, ภาควิชาฟิสิกส์ประยุกต์, คณะวิทยาศาสตร์, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า เจ้าคุณทหารลาดกระบัง, พศ. 2531
14. นาย ตักดีชัย ปาสาณพงศ์, นาย อนิวรรณ ลีลาภัทร์ "Data Converter box for Assyst" วิทยานิพนธ์ปริญญาตรี, ภาควิชาฟิสิกส์ประยุกต์, คณะวิทยาศาสตร์, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า เจ้าคุณทหารลาดกระบัง, พศ. 2532
15. กรรณิการ์ สิริสิงห์ เคมีของน้ำ น้ำไฮโดรเจน และการวิเคราะห์ พิมพ์ครั้งที่ 2 หน้า 73-81 บริษัทประยูรวงศ์ จำกัด พศ. 2525





ภาคผนวก ก.

วิธีหาค่าคงที่ของเซลล์และเพดเตอร์สำหรับเปลี่ยนค่าสภาพนำไฟฟ้าของน้ำให้เป็นค่า Equivalent ที่ 25 °C

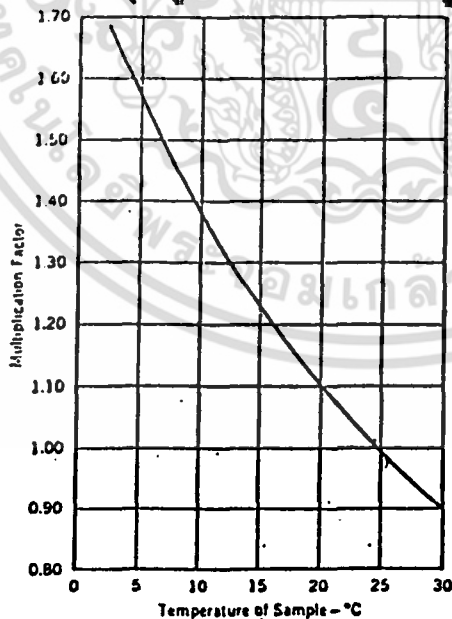
การหาค่าคงที่ของเซลล์ (Cell constant)

ในทางปฏิบัติต้องทำการคาร์ริเบรทคอนดักทิวิตีเซลล์ (Conductivity cell) ก่อนที่จะใช้วัดตัวอย่างเพื่อหาค่าคงที่ของเซลล์ โดยวัดค่าความต้านทาน (R) ของสารละลายมาตรฐานโดยการใช้โพแทสเซียมคลอไรด์ (KCl) 0.001 M ซึ่งจะมีค่าสภาพนำไฟฟ้า (K) เท่ากับ 0.001413 mS/cm. หรือ 1413 S/cm. ที่อุณหภูมิ 25 °C คำนวณหาค่าคงที่ของเซลล์ได้จากสูตร

$$\begin{aligned} &= K_{\text{KCl}} \times R_{\text{KCl}} \\ &= 0.001413 \times R_{\text{KCl}} \quad \text{ที่อุณหภูมิ } 25^\circ\text{C} \end{aligned}$$

แฟกเตอร์สำหรับเปลี่ยนค่าสภาพนำไฟฟ้าของน้ำให้เป็นค่า Equivalent ที่ 25 °C

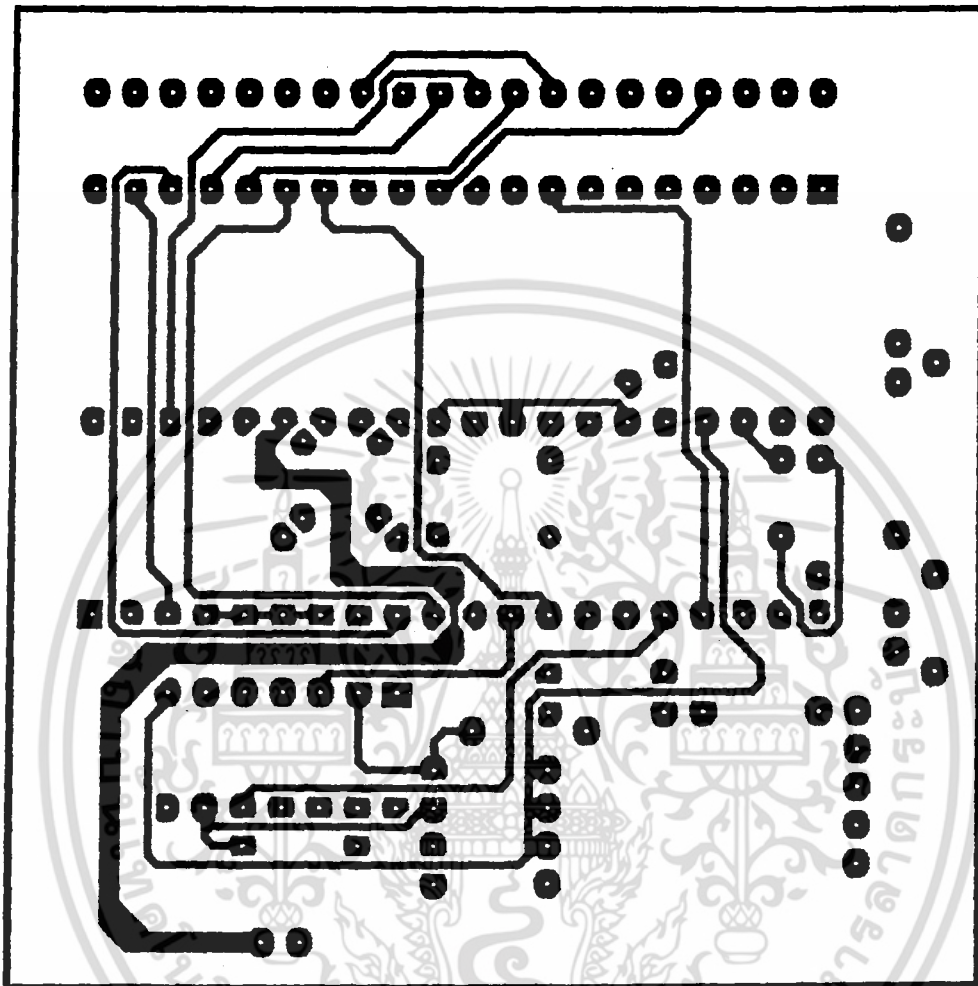
เนื่องจากค่าสภาพนำไฟฟ้าขึ้นอยู่กับอุณหภูมิ ดังนั้นควรทำการวัดค่าความต้านทานของสารละลายมาตรฐานและตัวอย่างที่อุณหภูมิเดียวกัน แต่เนื่องจากค่าสภาพนำไฟฟ้ามักจะรายงานผลที่ 25 °C ดังนั้นในการเปลี่ยนค่าสภาพนำไฟฟ้าของตัวอย่างที่ทำการวัดอุณหภูมิอื่นในช่วง 0-30 °C มาเป็นที่ 25 °C จึงต้องหาแฟกเตอร์มาคูณ ซึ่งแฟกเตอร์นี้ก็ได้รับการใช้ 0.001 โมลาร์ KCl เป็นหลักดังแสดงในกราฟ เช่น ถ้าที่อุณหภูมิ 30 °C ก็ใช้ 0.90 คูณ หรือที่ 20 °C ก็ใช้ 1.10 คูณ เป็นต้น



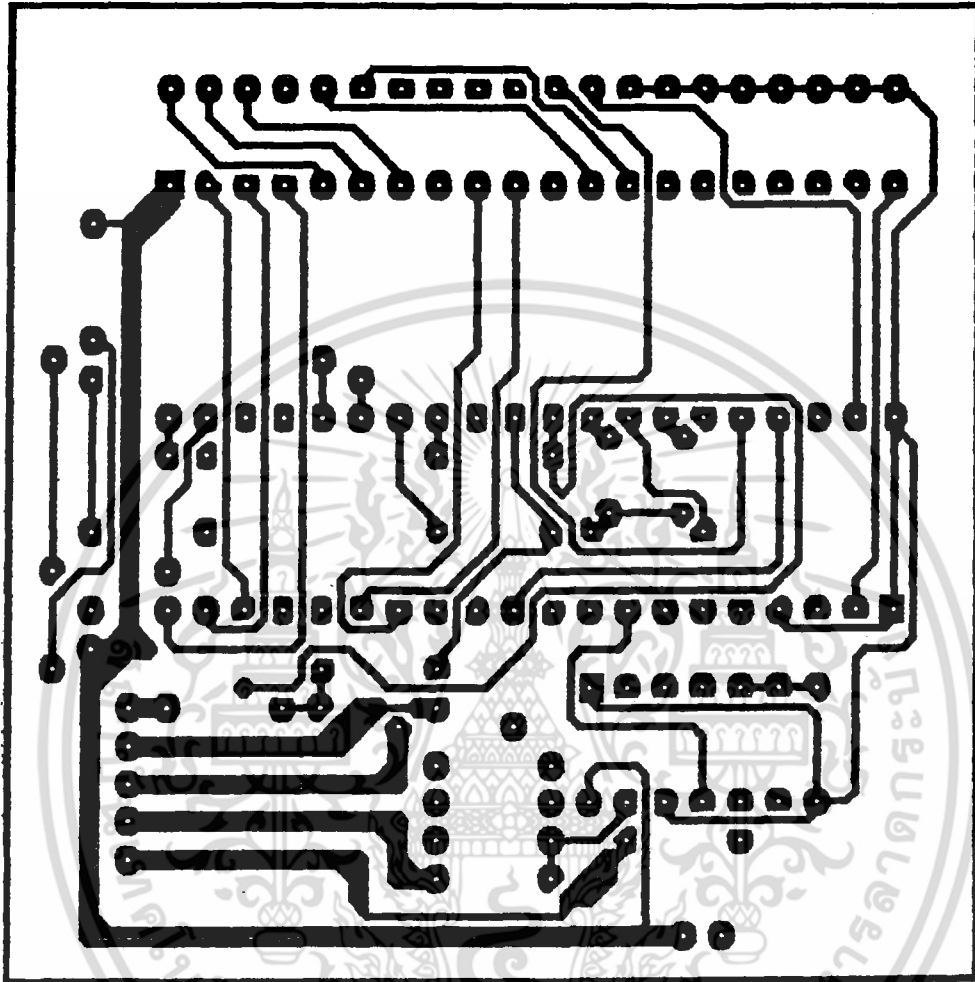
กราฟแสดงแฟกเตอร์สำหรับเปลี่ยนค่าสภาพนำไฟฟ้าของน้ำให้เป็นค่า Equivalent ที่ 25 °C

(ใช้สารละลาย KCl 0.001 โมลาร์เป็นหลัก)

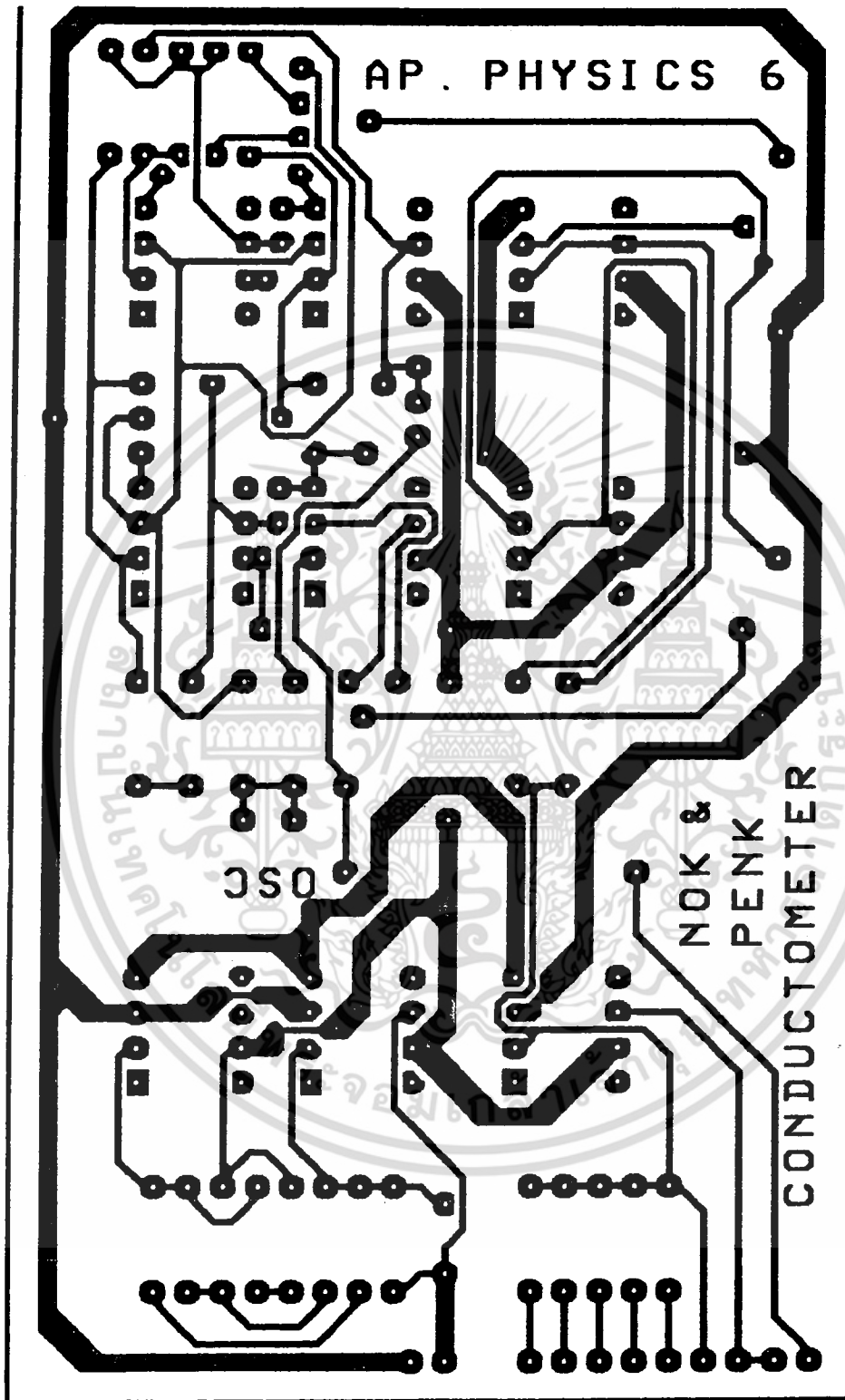




รูปแสดงลายวงจรภาคแสดงผลด้านอุปกรณ์ (Component side) ขยาย 2 เท่า



รูปแสดงลายวงจรภาคแสดงผลด้านทองแดง (Solder side) ขยาย 2 เท่า



รูปแสดงลายวงจรส่วนเครื่องวัดสภาพนำไฟฟ้าด้านทองแดง (Solder side) ขยาย 2 เท่า
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้-57-การศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

APPENDIX 1

μ A741 Frequency- Compensated Operational Amplifier*

*Courtesy of Fairchild Semiconductor, a Division of Fairchild Camera and Instrument Corporation.

399

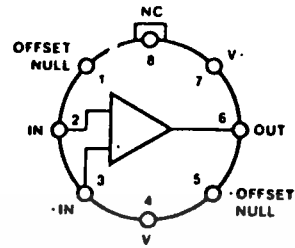
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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.

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

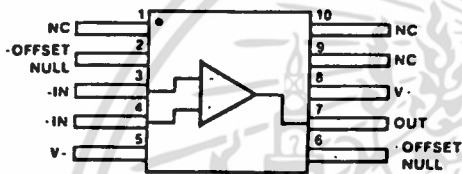
**Connection Diagram
8-Pin Metal Package**



(Top View)

Pin 4 connected to case

**Connection Diagram
10-Pin Flatpak**

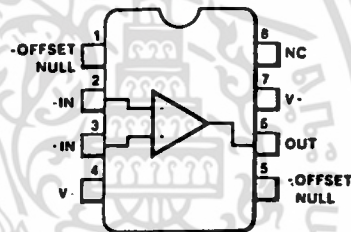


(Top View)

Order information

Type	Package	Code	Part No.
μA741	Metal	5W	μA741HM
μA741A	Metal	5W	μA741AHM
μA741C	Metal	5W	μA741HC
μA741E	Metal	5W	μA741EHC

**Connection Diagram
8-Pin DIP**



(Top View)

Order Information

Type	Package	Code	Part No.
μA741	Flatpak	3F	μA741FM
μA741A	Flatpak	3F	μA741AFM

Order information

Type	Package	Code	Part No.
μA741C	Molded DIP	9T	μA741TC
μA741C	Ceramic DIP	6T	μA741RC

Absolute Maximum Ratings

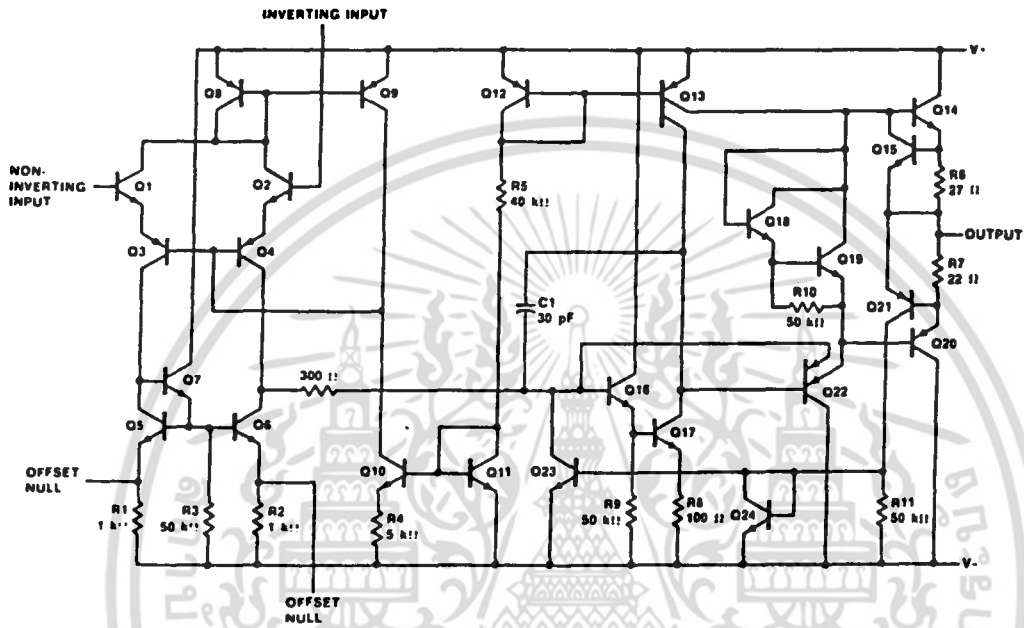
Supply Voltage	± 22 V
μA741A, μA741, μA741E	± 18 V
μA741C	± 18 V
Internal Power Dissipation (Note 1)	
Metal Package	500 mW
DIP	310 mW
Flatpak	570 mW
Differential Input Voltage	± 30 V
Input Voltage (Note 2)	± 15 V
Storage Temperature Range	
Metal Package and Flatpak	-65°C to +150°C
DIP	-55°C to +125°C

Operating Temperature Range

Military (μA741A, μA741)	-55°C to +125°C
Commercial (μA741E, μA741C)	0°C to +70°C
Pin Temperature (Soldering 60 s)	
Metal Package, Flatpak, and Ceramic DIP	300°C
Molded DIP (10 s)	260°C
Output Short Circuit Duration (Note 3)	Indefinite

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้เฉพาะเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Equivalent Circuit



Notes

1 Rating applies to ambient temperatures up to 70°C. Above 70°C ambient derate linearly at 6.3 mW/°C for the metal package, 7.1 mW/°C for the flatpak, and 5.6 mW/°C for the DIP.

2 For supply voltages less than +15 V, 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°C case temperature or 75°C ambient temperature.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

μ A741 and μ A741CElectrical Characteristics $V_S = \pm 15$ V, $T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified

Characteristic	Condition	μ A741			μ A741C			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Input Offset Voltage	$R_S \leq 10$ k Ω		1.0	5.0		2.0	6.0	mV
Input Offset Current			20	200		20	200	nA
Input Bias Current			80	500		80	500	nA
Power Supply Rejection Ratio	$V_S = +10, -20$ $V_S = +20, -10$ V, $R_S = 50$ Ω		30	150		30	150	$\mu\text{V/V}$
Input Resistance		.3	2.0		.3	2.0		M Ω
Input Capacitance			1.4			1.4		pF
Offset Voltage Adjustment Range			± 15			± 15		mV
Input Voltage Range					± 12	± 13		V
Common Mode Rejection Ratio	$R_S \leq 10$ k Ω				70	90		dB
Output Short Circuit Current			25			25		mA
Large Signal Voltage Gain	$R_L \geq 2$ k Ω , $V_{OUT} = \pm 10$ V	50k	200k		20k	200k		
Output Resistance			75			75		Ω
Output Voltage Swing	$R_L \geq 10$ k Ω				± 12	± 14		V
	$R_L \geq 2$ k Ω				± 10	± 13		V
Supply Current			1.7	2.8		1.7	2.8	mA
Power Consumption			50	85		50	85	mW
Transient Response (Unity Gain)	Rise Time	$V_{IN} = 20$ mV, $R_L = 2$ k Ω , $C_L \leq 100$ pF	.3		.3			μs
	Overshoot		5.0		5.0			%
Bandwidth (Note 4)			1.0			1.0		MHz
Slew Rate	$R_L \geq 2$ k Ω		.5			.5		V/ μs

Notes

4. Calculated value from $\text{BW}(\text{MHz}) = \frac{0.35}{\text{Rise Time}(\mu\text{s})}$
5. All $V_{CC} = 15$ V for μ A741 and μ A741C.
6. Maximum supply current for all devices
 $25^\circ\text{C} = 2.8$ mA
 $125^\circ\text{C} = 2.5$ mA
 $-55^\circ\text{C} = 3.3$ mA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

μ A741 and μ A741C

Electrical Characteristics (Cont.) The following specifications apply over the range of $-55^{\circ}\text{C} \leq T_A \leq 125^{\circ}\text{C}$ for μ A741, $0^{\circ}\text{C} \leq T_A \leq 70^{\circ}\text{C}$ for μ A741C

Unit	Characteristic	Condition	μ A741			μ A741C			Unit
			Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
mV	Input Offset Voltage							7.5	mV
nA		$R_S \leq 10 \text{ k}\Omega$		1.0	6.0				
nA	Input Offset Current							300	nA
$\mu\text{V/V}$		$T_A = +125^{\circ}\text{C}$		7.0	200				nA
M Ω		$T_A = -55^{\circ}\text{C}$		85	500				nA
pF	Input Bias Current							800	nA
mV		$T_A = +125^{\circ}\text{C}$.03	.5				μA
V	Input Voltage Range								μA
dB		$T_A = -55^{\circ}\text{C}$.3	1.5				μA
mA	Common Mode Rejection Ratio	$R_S \leq 10 \text{ k}\Omega$	± 12	± 13					V
Ω	Adjustment for Input Offset Voltage			± 15			± 15		dB
V	Supply Voltage Rejection Ratio	$V_S = +10, -20;$ $V_S = +20, -10 \text{ V}, R_S = 50 \Omega$		30	150				mV
mA	Output Voltage Swing	$R_L \geq 10 \text{ k}\Omega$	± 12	± 14					$\mu\text{V/V}$
mW		$R_L \geq 2 \text{ k}\Omega$	± 10	± 13		± 10	± 13		V
μs	Large Signal Voltage Gain	$R_L = 2 \text{ k}\Omega, V_{OUT} = \pm 10 \text{ V}$	25k			15k			V
$^{\circ}\text{C}$		Supply Current	$T_A = +125^{\circ}\text{C}$		1.5	2.5			
MHz	Power Consumption	$T_A = -55^{\circ}\text{C}$		2.0	3.3				mA
V/ μs		$T_A = +125^{\circ}\text{C}$		45	75				mW
		$T_A = -55^{\circ}\text{C}$		60	100				mW

Notes

4. Calculated value from $BW(\text{MHz}) = \frac{0.35}{\text{Rise Time } (\mu\text{s})}$
5. All $V_{CC} = 15 \text{ V}$ for μ A741 and μ A741C
6. Maximum supply current for all devices
 $25^{\circ}\text{C} = 2.8 \text{ mA}$
 $125^{\circ}\text{C} = 2.5 \text{ mA}$
 $-55^{\circ}\text{C} = 3.3 \text{ mA}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

μ A741A and μ A741EElectrical Characteristics $V_S = \pm 15$ V, $T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified.

Characteristic	Condition	μ A741A / E			Unit
		Min	Typ	Max	
Input Offset Voltage	$R_S \leq 50 \Omega$		0.8	3.0	mV
Average Input Offset Voltage Drift				15	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
Input Offset Current			3.0	30	nA
Average Input Offset Current Drift				0.5	$\text{nA}/^\circ\text{C}$
Input Bias Current			30	80	nA
Power Supply Rejection Ratio	$V_S = +10, -20; V_S = +20 \text{ V}, -10 \text{ V}, R_S = 50 \Omega$		15	50	$\mu\text{V}/\text{V}$
Output Short Circuit Current		10	25	40	mA
Power Consumption	$V_S = \pm 20 \text{ V}$		80	150	mW
Input Impedance	$V_S = \pm 20 \text{ V}$	1.0	6.0		M Ω
Large Signal Voltage Gain	$V_S = \pm 20 \text{ V}, R_L = 2 \text{ k}\Omega, V_{\text{OUT}} = \pm 15 \text{ V}$	50	200		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)	$V_{\text{IN}} = \pm 10 \text{ V}$	0.3	0.7		V/ μs

The following specifications apply over the range of $-55^\circ\text{C} \leq T_A \leq 125^\circ\text{C}$ for the 741A, and $0^\circ\text{C} \leq T_A \leq 70^\circ\text{C}$ for the 741E.

Input Offset Voltage				4.0	mV	
Input Offset Current				70	nA	
Input Bias Current				210	nA	
Common Mode Rejection Ratio	$V_S = \pm 20 \text{ V}, V_{\text{IN}} = \pm 15 \text{ V}, R_S = 50 \Omega$	80	95		dB	
Adjustment For Input Offset Voltage	$V_S = \pm 20 \text{ V}$	10			mV	
Output Short Circuit Current		10		40	mA	
Power Consumption	$V_S = \pm 20 \text{ V}$	μ A741A	-55 $^\circ\text{C}$		165	mW
			+125 $^\circ\text{C}$		135	mW
		μ A741E			150	mW
Input Impedance	$V_S = \pm 20 \text{ V}$	0.5			M Ω	
Output Voltage Swing	$V_S = \pm 20 \text{ V}$	$R_L = 10 \text{ k}\Omega$	± 16		V	
		$R_L = 2 \text{ k}\Omega$	± 15		V	
Large Signal Voltage Gain	$V_S = \pm 20 \text{ V}, R_L = 2 \text{ k}\Omega, V_{\text{OUT}} = \pm 15 \text{ V}$		32		V/mV	
		$V_S = \pm 5 \text{ V}, R_L = 2 \text{ k}\Omega, V_{\text{OUT}} = \pm 2 \text{ V}$	10		V/mV	

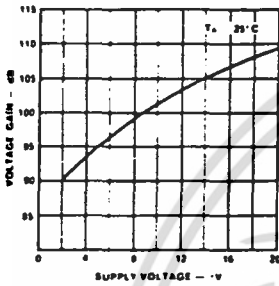
Notes

- 0.35
Rise Time (μs)
- Calculated value from: $\text{BW}(\text{MHz}) = \frac{0.35}{\text{Rise Time} (\mu\text{s})}$
 - All $V_{\text{CC}} = 15 \text{ V}$ for μ A741 and μ A741C
 - Maximum supply current for all devices
 - 25 $^\circ\text{C} = 2.8 \text{ mA}$
 - 125 $^\circ\text{C} = 2.5 \text{ mA}$
 - 55 $^\circ\text{C} = 3.3 \text{ mA}$

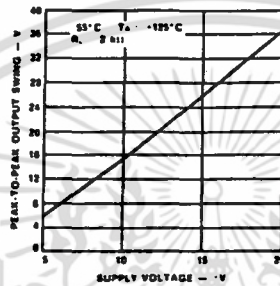
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Performance Curves for μ A741A and μ A741

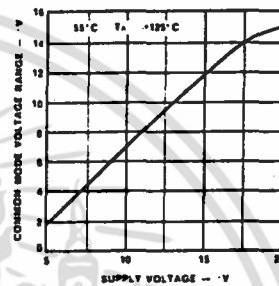
Open Loop Voltage Gain as a Function of Supply Voltage



Output Voltage Swing as a Function of Supply Voltage

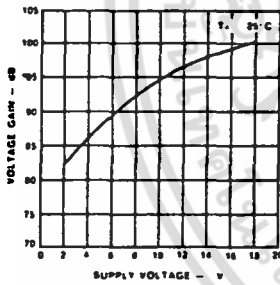


Input Common Mode Voltage as a Function of Supply Voltage

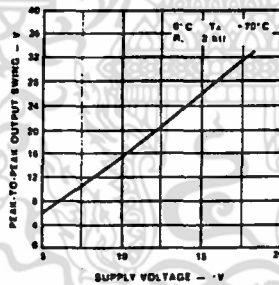


Typical Performance Curves for μ A741E and μ A741C

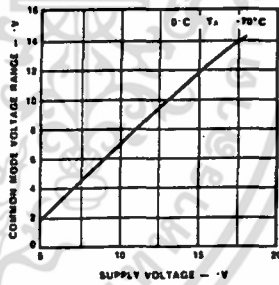
Open Loop Voltage Gain as a Function of Supply Voltage



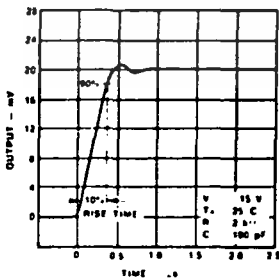
Output Voltage Swing as a Function of Supply Voltage



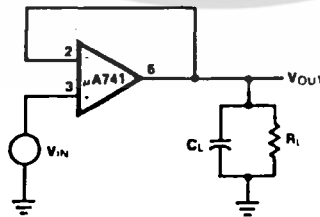
Input Common Mode Voltage Range as a Function of Supply Voltage



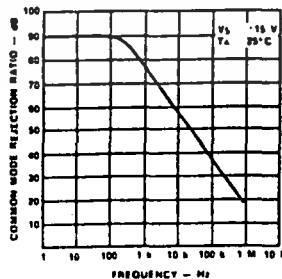
Transient Response



Transient Response Test Circuit



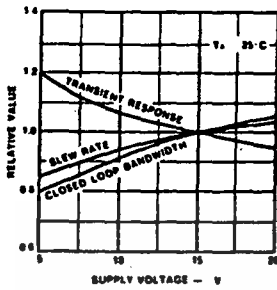
Common Mode Rejection Ratio as a Function of Frequency



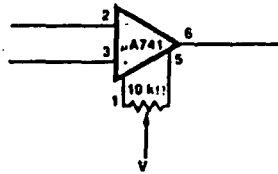
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Performance Curves for μA741E and μA741C (Cont.)

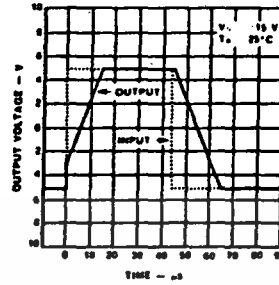
Frequency Characteristics as a Function of Supply Voltage



Voltage Offset Null Circuit

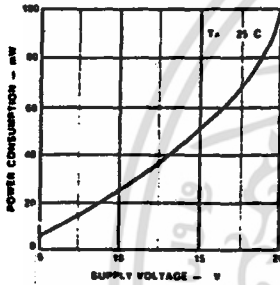


Voltage Follower Large Signal Pulse Response

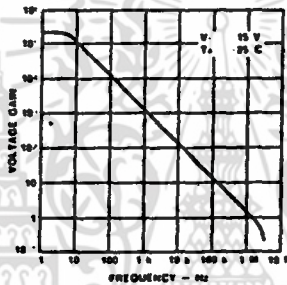


Typical Performance Curves for μA741A, μA741, μA741E and μA741C

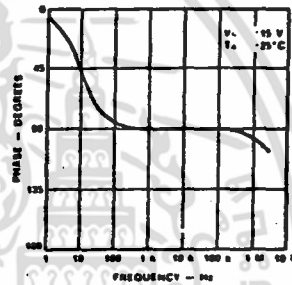
Power Consumption as a Function of Supply Voltage



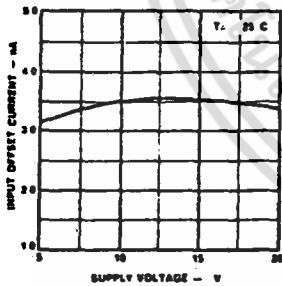
Open Loop Voltage Gain as a Function of Frequency



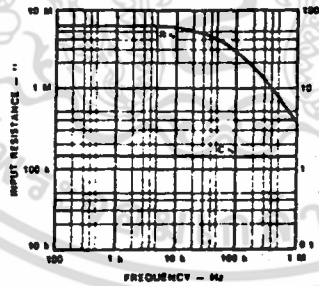
Open Loop Phase Response as a Function of Frequency



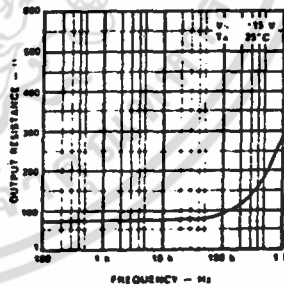
Input Offset Current as a Function of Supply Voltage



Input Resistance and Input Capacitance as a Function of Frequency



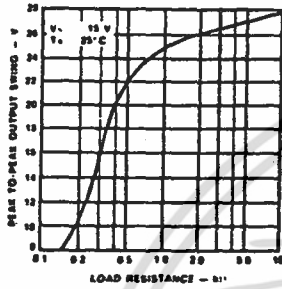
Output Resistance as a Function of Frequency



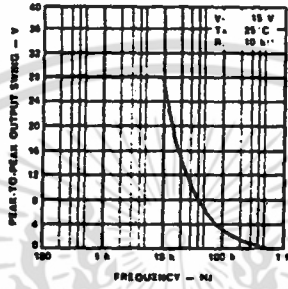
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Performance Curves for μ A741A, μ A741, μ A741E and μ A741C (Cont.)

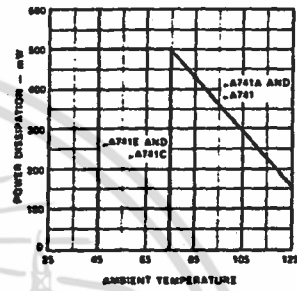
Output Voltage Swing as a Function of Load Resistance



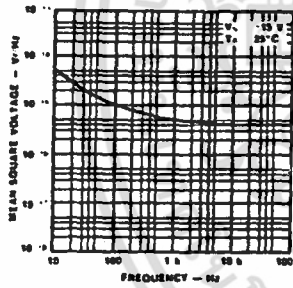
Output Voltage Swing as a Function of Frequency



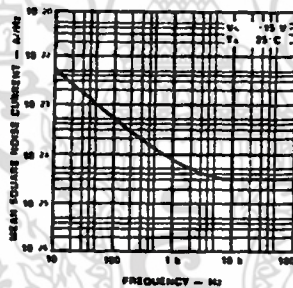
Absolute Maximum Power Dissipation as a Function of Ambient Temperature



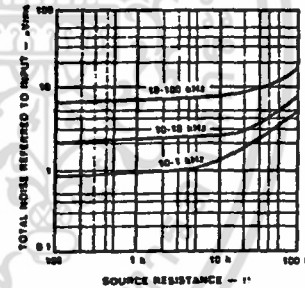
Input Noise Voltage as a Function of Frequency



Input Noise Current as a Function of Frequency

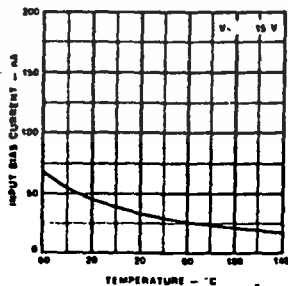


Broadband Noise for Various Bandwidths

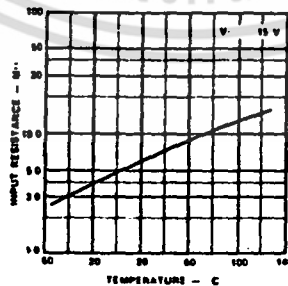


Typical Performance Curves for μ A741A and μ A741

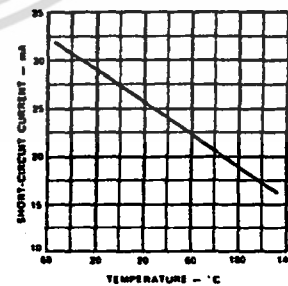
Input Bias Current as a Function of Ambient Temperature



Input Resistance as a Function of Ambient Temperature

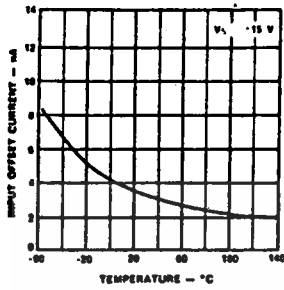


Output Short-Circuit Current as a Function of Ambient Temperature

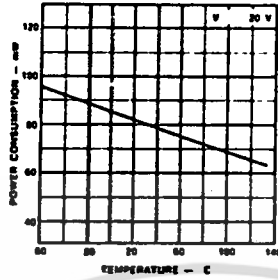


Typical Performance Curves for μ A741A and μ A741 (Cont.)

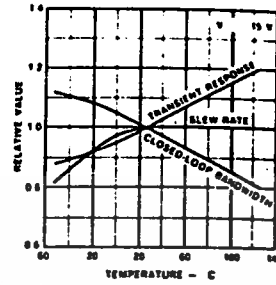
Input Offset Current as a Function of Ambient Temperature



Power Consumption as a Function of Ambient Temperature

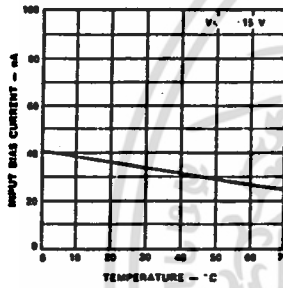


Frequency Characteristics as a Function of Ambient Temperature

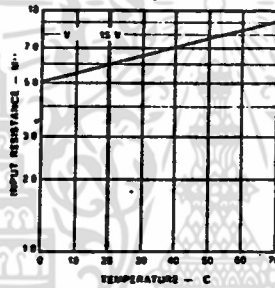


Typical Performance Curves for μ A741E and μ A741C

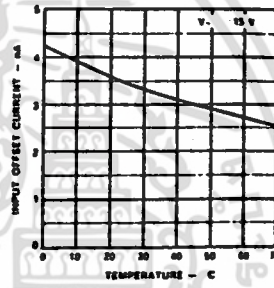
Input Bias Current as a Function of Ambient Temperature



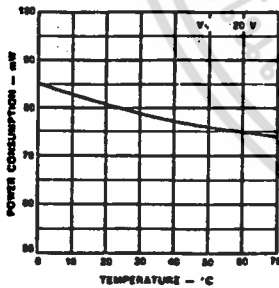
Input Resistance as a Function of Ambient Temperature



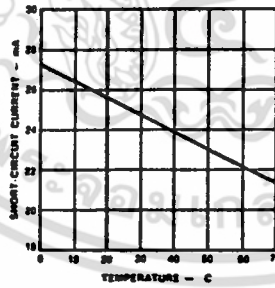
Input Offset Current as a Function of Ambient Temperature



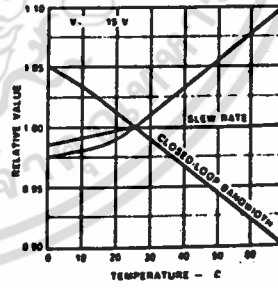
Power Consumption as a Function of Ambient Temperature



Output Short Circuit Current as a Function of Ambient Temperature



Frequency Characteristics as a Function of Ambient Temperature



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

CA3140A, CA3140

BiMOS Operational Amplifiers

With MOSFET Input/Bipolar Output

Features:

MOSFET Input Stage

- (a) Very high input impedance (Z_{in})-1.5 T Ω typ.
 - (b) Very low input current: (I_i)-10 pA typ. at ± 15 V
 - (c) Wide common-mode input-voltage range (V_{icm})- can be swung 0.5 volt below negative supply-voltage rail
 - (d) Output swing complements input common-mode range
- Directly replaces industry type 741 in most applications

The CA3140A and CA3140 are integrated-circuit operational amplifiers that combine the advantages of high-voltage MOS transistors with high-voltage bipolar transistors on a single monolithic chip. Because of this unique combination of technologies, this device can now provide designers, for the first time, with the special performance features of the A3130 CMOS operational amplifiers and the versatility of the 741 series of industry-standard operational amplifiers.

The CA3140A and CA3140 BiMOS operational amplifiers feature gate-protected MOSFET (PMOS) transistors in the input circuit to provide very-high-input impedance, very-low-input current, and high-speed performance. The CA3140A and CA3140 operate at supply voltages from 4 to 18 volts (either single or dual supply). These operational amplifiers are internally phase-compensated to achieve stable operation in unity-gain follower operation, and, additionally, have access terminals for a supplementary external capacitor if additional frequency roll-off is desired. Terminals are also provided for use in applications requiring input offset-voltage nulling. The use of PMOS load-effect transistors in the input stage results in common-mode input-voltage capability down to 0.5 volt below the negative-supply terminal, an important attribute for single-supply applications. The output stage uses bipolar transistors and includes built-in protection against damage from load-terminal short-circuiting to either supply-rail or ground.

The CA3140 Series has the same 8-lead terminal pin-out as for the "741" and other industry-standard operational amplifiers. They are supplied in either the standard 8-lead TO-8 style package (T suffix), or in the 8-lead dual-in-line metal-lead TO-5 style package "DIL-CAN" (S suffix). The CA3140 is available in chip form (H suffix). The CA3140A and CA3140 are also available in an 8-lead dual-in-line plastic package (Mini-DIP - E Suffix). The CA3140A and CA3140 are intended for operation at supply voltages up to 18 volts (± 18 volts). All types can be operated safely over temperature range from -55°C to $+125^\circ\text{C}$.

Applications:

- Ground-referenced single-supply amplifiers in automobile and portable instrumentation
- Sample and hold amplifiers
- Long-duration timers/multivibrators (microseconds-minutes-hours)
- Photocurrent instrumentation
- Peak detectors
- Active filters
- Comparators
- Interface in 5 V TTL systems and other low-supply voltage systems
- All standard operational amplifier applications
- Function generators
- Tone controls
- Power supplies
- Portable instruments
- Intrusion alarm systems

File Number 957

307

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

CA3140A, CA3140**TYPICAL ELECTRICAL CHARACTERISTICS**

CHARACTERISTIC		TEST CONDITIONS $V^+ = +15\text{ V}$ $V^- = -15\text{ V}$ $T_A = 25^\circ\text{C}$	CA3140A (T,S,E)	CA3140 (T,S,E)	UNITS
Input Offset Voltage Adjustment Resistor		Typ. Value of Resistor Between Term. 4 and 5 or 4 and 1 to Adjust Max. V_{IO}	18	4.7	$k\Omega$
Input Resistance	R_i		1.5	1.5	$T\Omega$
Input Capacitance	C_i		4	4	pF
Output Resistance		R_O	60	60	Ω
Equivalent Wideband Input Noise Voltage (See Fig. 39)		e_n BW = 140 kHz $R_S = 1\text{ M}\Omega$	48	48	μV
Equivalent Input Noise Voltage (See Fig. 10)		e_n $f = 1\text{ kHz}$ $R_S =$ $f = 10\text{ kHz}$ $100\ \Omega$	40 12	40 12	$n\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$
Short-Circuit Current to Opposite Supply Source		I_{OM}^+ Sink I_{OM}^-	40 18	40 18	mA
Gain-Bandwidth Product, (See Figs. 5 & 18)		f_T	4.5	4.5	MHz
Slew Rate, (See Fig. 6)		SR	9	9	$\text{V}/\mu\text{s}$
Sink Current From Terminal 8 To Terminal 4 to Swing Output Low			220	220	μA
Transient Response: Rise Time		$R_L = 2\text{ k}\Omega$ $C_L = 100\text{ pF}$	0.08	0.08	μs
Overshoot (See Fig. 37)		t_r	10	10	%
Settling Time at 10 V_{p-p} , (See Fig. 17)		t_s $R_L = 2\text{ k}\Omega$ $C_L = 100\text{ pF}$ Voltage Follower	4.5 1.4	4.5 1.4	μs

CA3140A, CA3140

ELECTRICAL CHARACTERISTICS FOR EQUIPMENT DESIGN

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

CHARACTERISTIC	LIMITS						UNITS
	CA3140A			CA3140			
	Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.	
Input Offset Voltage, $ V_{IO} $	-	2	5	-	5	15	mV
Input Offset Current, $ I_{IO} $	-	0.5	20	-	0.5	30	pA
Input Current, I_I	-	10	40	-	10	50	pA
Large-Signal Voltage Gain, A_{OL}° (See Figs. 4,18)	20 k	100 k	-	20 k	100 k	-	V/V
	86	100	-	86	100	-	dB
Common-Mode Rejection Ratio, CMRR (See Fig.9)	-	32	320	-	32	320	$\mu\text{V/V}$
	70	90	-	70	90	-	dB
Common-Mode Input-Voltage Range, V_{ICR} (See Fig.20)	-15	-15.5 to +12.5	12	-15	-15.5 to +12.5	11	V
Power-Supply Rejection Ratio, PSRR (See Fig.11)	-	100	150	-	100	150	$\mu\text{V/V}$
	76	80	-	76	80	-	dB
Max. Output Voltage [■] (See Figs.13,20)	V_{OM}^+	+12	13	-	+12	13	V
	V_{OM}^-	-14	-14.4	-	-14	-14.4	
Supply Current, I^+ (See Fig.7)	-	4	6	-	4	6	mA
Device Dissipation, P_D	-	120	180	-	120	180	mW
Input Offset Voltage Temp. Drift, $\Delta V_{IO}/\Delta T$	-	6	-	-	8	-	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
Max. Output Voltage, [*]	V_{OM}^+	-	-	-	-	-	V
	V_{OM}^-	-	-	-	-	-	

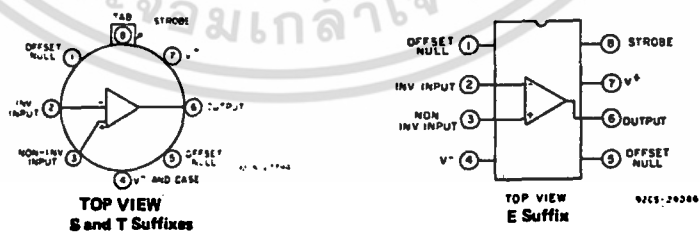
* At $V_O = 26\text{V}_{p-p}$, $+12\text{V}$, -14V and $R_L = 2\text{ k}\Omega$.■ At $R_L = 2\text{ k}\Omega$.

Fig. 1 - Functional diagrams of the CA3140 series.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

CA3140A, CA3140

MAXIMUM RATINGS, Absolute-Maximum Values:

CA3140, CA3140A

DC SUPPLY VOLTAGE (BETWEEN V ⁺ AND V ⁻ TERMINALS)	36 V
DIFFERENTIAL-MODE INPUT VOLTAGE	± 8 V
COMMON-MODE DC INPUT VOLTAGE	(V ⁺ +8 V) to (V ⁻ -0.5 V)
INPUT-TERMINAL CURRENT	1 mA
DEVICE DISSIPATION:	
WITHOUT HEAT SINK -	
UP TO 55°C	630 mW
ABOVE 55°C	Derate linearly 6.67 mW/°C
WITH HEAT SINK -	
UP TO 55°C	1 W
ABOVE 55°C	Derate linearly 16.7 mW/°C
TEMPERATURE RANGE:	
OPERATING (ALL TYPES)	-55 to +125°C
STORAGE (ALL TYPES)	-65 to +150°C
OUTPUT SHORT-CIRCUIT DURATION*	INDEFINITE
LEAD TEMPERATURE (DURING SOLDERING):	
AT DISTANCE 1/16 ± 1/32 INCH (1.59 ± 0.79 MM)	
FROM CASE FOR 10 SECONDS MAX	+265°C

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

TYPICAL ELECTRICAL CHARACTERISTICS FOR DESIGN GUIDANCE

At V⁺ = 5 V, V⁻ = 0 V, T_A = 25°C

CHARACTERISTIC	CA3140A (T,S,E)	CA3140 (T,S,E)	UNITS
Input Offset Voltage V _{IO}	2	5	mV
Input Offset Current I _{IO}	0.1	0.1	pA
Input Current I _I	2	2	pA
Input Resistance	1	1	TΩ
Large-Signal Voltage Gain A _{OL}	100 k	100 k	V/V
(See Figs. 4, 18)	100	100	dB
Common-Mode Rejection Ratio, CMRR	32	32	μV/V
	90	90	dB
Common-Mode Input-Voltage Range VICR	-0.5	-0.5	V
(See Fig. 20)	2.6	2.6	
Power-Supply Rejection Ratio ΔV _{IO} /ΔV ⁺	100	100	μV/V
	80	80	dB
Maximum Output Voltage V _{OM} ⁺	3	3	V
(See Figs. 13, 20)	V _{OM} ⁻	0.13	0.13
Maximum Output Current:			
Source I _{OM} ⁺	10	10	mA
Sink I _{OM} ⁻	1	1	
Slew Rate (See Fig. 6)	7	7	V/μs
Gain-Bandwidth Product (See Fig. 5)	f _T	3.7	3.7
			MHz
Supply Current (See Fig. 7)	I ⁺	1.6	1.6
			mA
Device Dissipation P _D	8	8	mW
Sink Current from Term. 8 to Term. 4 to Swing Output Low	200	200	μA

CA3140A, CA3140

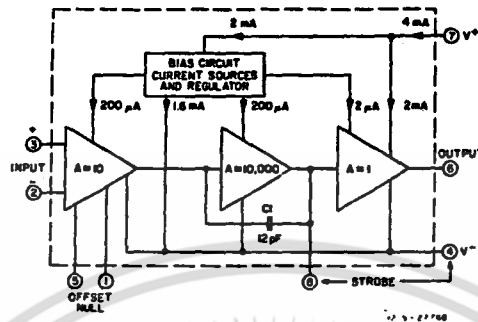


Fig.2 - Block diagram of CA3140 series.

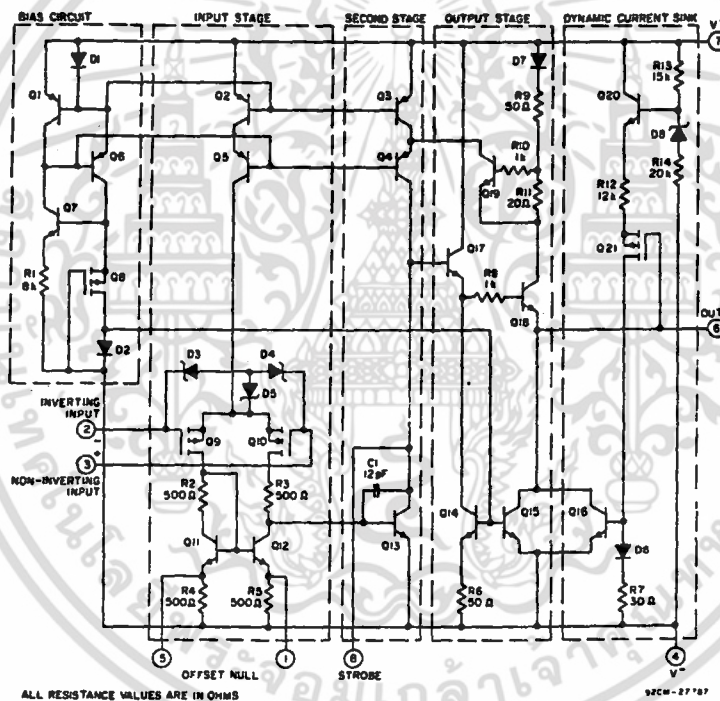


Fig.3 - Schematic diagram of CA3140 series.

CIRCUIT DESCRIPTION

Fig.2 is a block diagram of the CA3140 Series PMOS Operational Amplifiers. The input terminals may be operated down to 0.5 V below the negative supply rail. Two class A amplifier stages provide the voltage gain, and a unique class AB amplifier stage provides the current gain necessary to drive low-impedance loads.

A biasing circuit provides control of cascoded constant-current flow circuits in the first and second stages. The CA3140 includes an on-

chip phase-compensating capacitor that is sufficient for the unity gain voltage-follower configuration.

Input Stages - The schematic circuit diagram of the CA3140 is shown in Fig.3. It consists of a differential-input stage using PMOS field-effect transistors (Q9, Q10) working into a mirror pair of bipolar transistors (Q11, Q12) functioning as load resistors together with resistors R2 through R5. The mirror-pair transistors also function as a differen-

CA3140A, CA3140

tial-to-single-ended converter to provide base-current drive to the second-stage bipolar transistor (Q13). Offset nulling, when desired, can be effected with a 10-k Ω potentiometer connected across terminals 1 and 5 and with its slider arm connected to terminal 4. Cascode-connected bipolar transistors Q2, Q5 are the constant-current source for the input stage. The base-biasing circuit for the constant-current source is described subsequently. The small diodes D3, D4, D5 provide gate-oxide protection against high-voltage transients, e.g., static electricity.

Second Stage – Most of the voltage gain in the CA3140 is provided by the second amplifier stage, consisting of bipolar transistor Q13 and its cascode-connected load resistance provided by bipolar transistors Q3, Q4. On-chip phase compensation, sufficient for a majority of the applications is provided by C1. Additional Miller-Effect compensation (roll-off) can be accomplished, when desired, by simply connecting a small capacitor between terminals 1 and 8. Terminal 8 is also used to strobe the output stage into quiescence. When terminal 8 is tied to the negative supply rail (terminal 4) by mechanical or electrical means, the output terminal 6 swings low, i.e., approximately to terminal 4 potential.

Output Stage – The CA3140 Series circuits employ a broadband output stage that can sink loads to the negative supply to complement the capability of the PMOS input stage when operating near the negative rail. Quiescent current in the emitter-follower cascade circuit (Q17, Q18) is established by transistors (Q14, Q15) whose base-currents are "mirrored" to current flowing through diode D2 in the bias circuit section. When the CA3140 is operating such that output terminal 6 is sourcing current, transistor Q18 functions as an emitter-follower to source current from the V+ bus (terminal 7), via D7, R9, and R11. Under these conditions, the collector potential of Q13 is sufficiently high to permit the necessary flow of base current to emitter follower Q17 which, in turn, drives Q18.

When the CA3140 is operating such that output terminal 6 is sinking current to the V- bus, transistor Q16 is the current-sinking

element. Transistor Q16 is mirror-connected to D6, R7, with current fed by way of Q21, R12, and Q20. Transistor Q20, in turn, is biased by current-flow through R13, zener D8, and R14. The dynamic current-sink is controlled by voltage-level sensing. For purposes of explanation, it is assumed that output terminal 6 is quiescently established at the potential mid-point between the V+ and V- supply rails. When output-current sinking-mode operation is required, the collector potential of transistor Q13 is driven below its quiescent level, thereby causing Q17, Q18 to decrease the output voltage at terminal 6. Thus, the gate terminal of PMOS transistor Q21 is displaced toward the V- bus, thereby reducing the channel resistance of Q21. As a consequence, there is an incremental increase in current flow through Q20, R12, Q21, D6, R7, and the base of Q16. As a result, Q16 sinks current from terminal 6 in direct response to the incremental change in output voltage caused by Q18. This sink current flows regardless of load; any excess current is internally supplied by the emitter-follower Q18. Short-circuit protection of the output circuit is provided by Q19, which is driven into conduction by the high voltage drop developed across R11 under output short-circuit conditions. Under these conditions, the collector of Q19 diverts current from Q4 so as to reduce the base-current drive from Q17, thereby limiting current flow in Q18 to the short-circuited load terminal.

Bias Circuit – Quiescent current in all stages (except the dynamic current sink) of the CA3140 is dependent upon bias current flow in R1. The function of the bias circuit is to establish and maintain constant-current flow through D1, Q6, Q8 and D2. D1 is a diode-connected transistor mirror-connected in parallel with the base-emitter junctions of Q1, Q2, and Q3. D1 may be considered as a current-sampling diode that senses the emitter current of Q6 and automatically adjusts the base current of Q6 (via Q1) to maintain a constant current through Q6, Q8, D2. The base-currents in Q2, Q3 are also determined by constant-current flow D1. Furthermore, current in diode-connected transistor D2 establishes the currents in transistors Q14 and Q15.

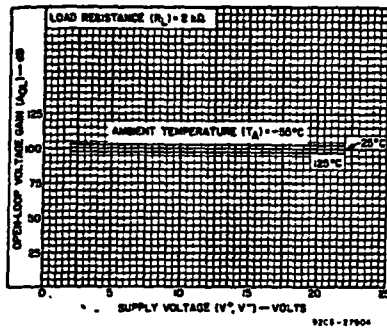


Fig. 4 - Open-loop voltage gain vs supply voltage and temperature.

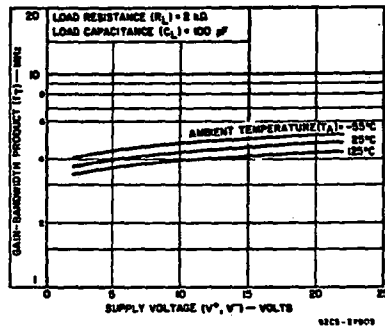


Fig. 5 - Gain-bandwidth product vs supply voltage and temperature.

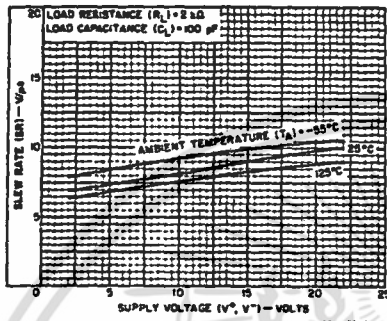


Fig. 6 - Slew rate vs supply voltage and temperature.

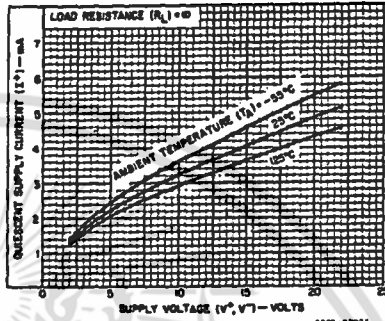


Fig. 7 - Quiescent supply current vs supply voltage and temperature.

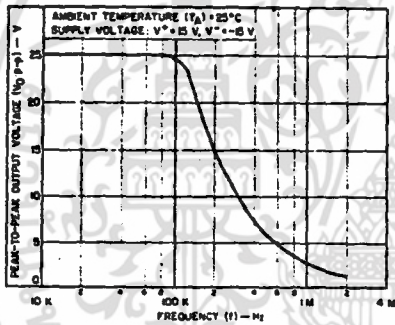


Fig. 8 - Maximum output voltage swing vs frequency.

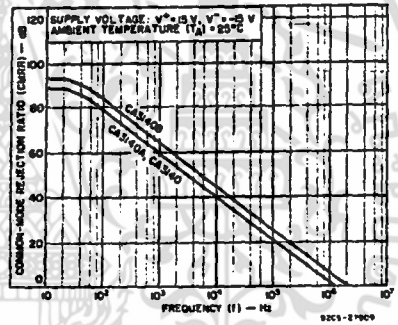


Fig. 9 - Common-mode rejection ratio vs frequency.

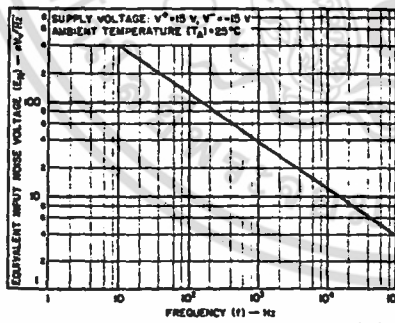


Fig. 10 - Equivalent input noise voltage vs frequency.

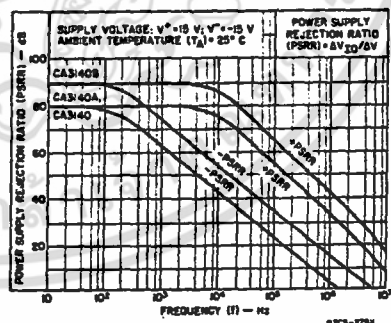


Fig. 11 - Power supply rejection ratio vs frequency.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

CA3140A, CA3140

APPLICATIONS CONSIDERATIONS

Wide dynamic range of input and output characteristics with the most desirable high input-impedance characteristic is achieved in the CA3140 by the use of an unique design based upon the PMOS-Bipolar process. Input-common-mode voltage range and output-swing capabilities are complementary, allowing operation with the single supply down to four volts.

The wide dynamic range of these parameters also means that this device is suitable for many single-supply applications, such as, for example, where one input is driven below the potential of terminal 4 and the phase sense of the output signal must be maintained — a most important consideration in comparator applications.

OUTPUT CIRCUIT CONSIDERATIONS

Excellent interfacing with TTL circuitry is easily achieved with a single 6.2-volt zener diode connected to terminal 8 as shown in Fig.12. This connection assures that the maximum output signal swing will not go more positive than the zener voltage minus two base-to-emitter voltage drops within the CA3140. These voltages are independent of the operating supply voltage.

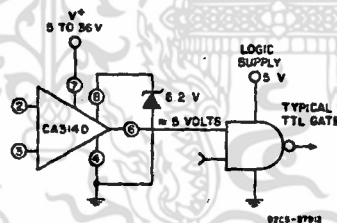


Fig.12 — Zener clamping diode connected to terminals 8 and 4 to limit CA3140 output swing to TTL levels.

Fig.13 shows output current-sinking capabilities of the CA3140 at various supply voltages. Output voltage swing to the negative supply rail permits this device to oper-

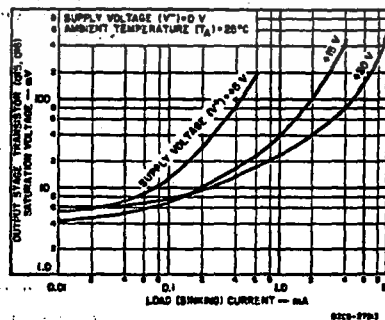


Fig.13 — Voltage across output transistors O18 and O16 vs load current.

ate both power transistors and thyristors directly without the need for level-shifting circuitry usually associated with the 741 series of operational amplifiers.

Fig.16 show some typical configurations. Note that a series resistor, R_L , is used in both cases to limit the drive available to the driven device. Moreover, it is recommended that a series diode and shunt diode be used at the thyristor input to prevent large negative transient surges that can appear at the gate of thyristors, from damaging the integrated circuit.

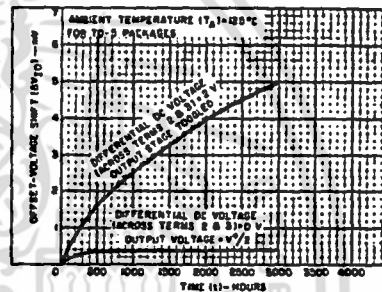


Fig.14 — Typical incremental offset-voltage shift vs operating life.

OFFSET-VOLTAGE NULLING

The input-offset voltage can be nulled by connecting a 10-k Ω potentiometer between terminals 1 and 5 and returning its wiper arm to terminal 4, see Fig.15a. This technique, however, gives more adjustment range than required and therefore, a considerable portion of the potentiometer rotation is not fully utilized. Typical values of series resistors that may be placed at either end of the potentiometer, see Fig.15b, to optimize its utilization range are given in the table "Typical Electrical Characteristics" shown in this bulletin.

An alternate system is shown in Fig.15c. This circuit uses only one additional resistor of approximately the value shown in the table. For potentiometers, in which the resistance does not drop to zero ohms at either end of rotation, a value of resistance 10% lower than the values shown in the table should be used.

LOW-VOLTAGE OPERATION

Operation at total supply voltages as low as 4 volts is possible with the CA3140. A current regulator based upon the PMOS threshold voltage maintains reasonable constant operating current and hence consistent performance down to these lower voltages.

The low-voltage limitation occurs when the upper extreme of the input common-mode voltage range extends down to the voltage at terminal 4. This limit is reached at a total

CA3140A, CA3140

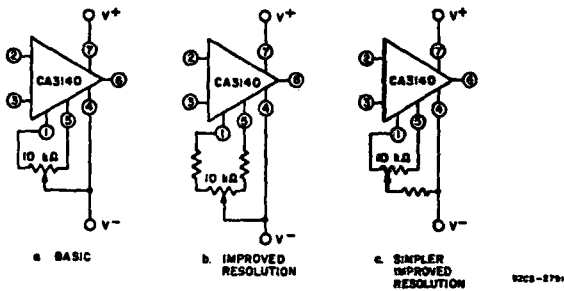


Fig. 15 - Three offset-voltage nulling methods.

supply voltage just below 4 volts. The output voltage range also begins to extend down to the negative supply rail, but is slightly higher than that of the input. Fig. 20 shows these characteristics and shows that with 2-volt dual supplies, the lower extreme of the input common-mode voltage range is below ground potential.

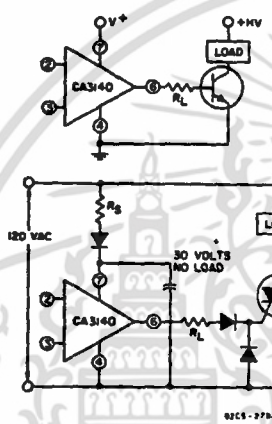
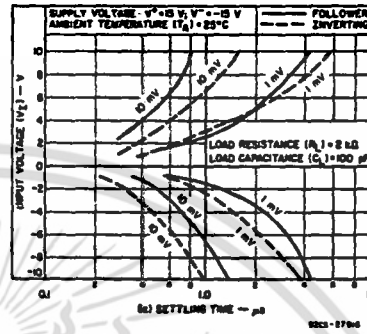


Fig. 16 - Methods of utilizing the $V_{CE(sat)}$ sinking-current capability of the CA3140 series.

BANDWIDTH AND SLEW RATE

For those cases where bandwidth reduction is desired, for example, broadband noise reduction, an external capacitor connected between terminals 1 and 8 can reduce the open-loop -3 dB bandwidth. The slew rate will, however, also be proportionally reduced by using this additional capacitor. Thus, a 20% reduction in bandwidth by this technique will also reduce the slew rate by about 20%.

Fig. 17 shows the typical settling time required to reach 1 mV or 10 mV of the final value for various levels of large signal inputs for the voltage-follower and inverting unity-gain amplifiers. The exceptionally fast settling time characteristics are largely due to the high combination of high gain and wide bandwidth of the CA3140; as shown in Fig. 18.

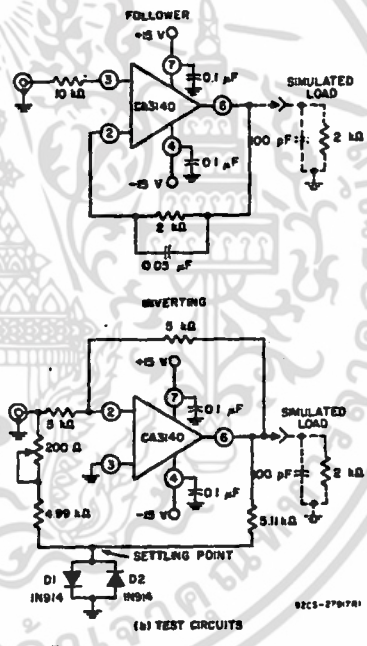


Fig. 17 - Input voltage vs settling time.

INPUT CIRCUIT CONSIDERATIONS

As mentioned previously, the amplifier inputs can be driven below the terminal 4 potential, but a series current-limiting re-

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

CA3140A, CA3140

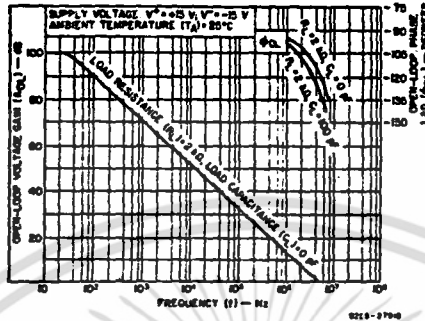


Fig. 18 - Open-loop voltage gain and phase lag vs frequency.

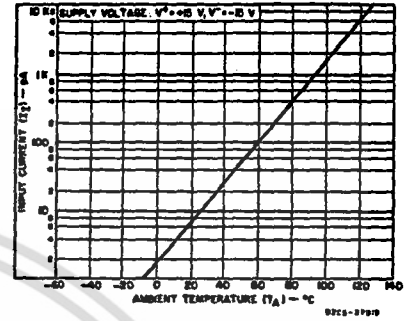


Fig. 19 - Input current vs ambient temperature.

sistor is recommended to limit the maximum input terminal current to less than 1 mA to prevent damage to the input protection circuitry.

Moreover, some current-limiting resistance should be provided between the inverting input and the output when the CA3140 is used as a unity-gain voltage follower. This resistance prevents the possibility of extremely large input-signal transients from forcing a signal through the input-protection network and directly driving the internal constant-current source which could result in positive feedback via the output terminal. A 3.9-k Ω resistor is sufficient.

The typical input current is in the order of 10 pA when the inputs are centered at nominal device dissipation. As the output supplies load current, device dissipation will increase, raising the chip temperature and resulting in increased input current. Fig. 19 shows typical input-terminal current versus ambient temperature for the CA3140.

It is well known that MOS/FET devices can exhibit slight changes in characteristics (for example, small changes in input offset voltage) due to the application of large differential input voltages that are sustained over long periods at elevated temperatures.

Both applied voltage and temperature accelerate these changes. The process is reversible and offset voltage shifts of the opposite polarity reverse the offset. Fig. 14 shows the typical offset voltage change as a function of various stress voltages at the maximum rating of 125°C (for TO-5); at lower temperatures (TO-5 and plastic), for example, at 85°C, this change in voltage is considerably less. In typical linear applications, where the differential voltage is small and symmetrical, these incremental changes are of about the same magnitude as those encountered in an operational amplifier employing a bipolar a transistor input stage.

SUPER SWEEP FUNCTION GENERATOR

A function generator having a wide tuning range is shown in Fig. 21. The 1,000,000/1

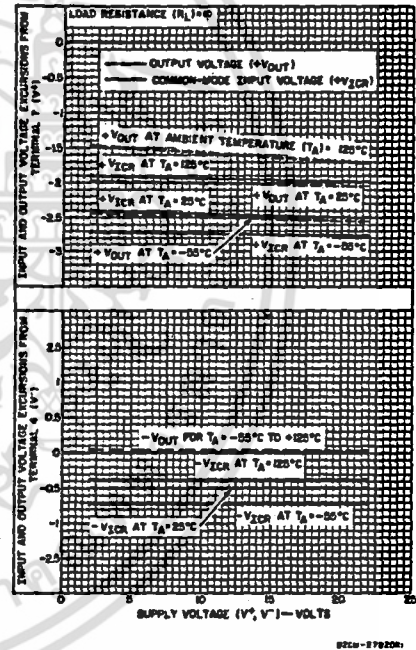


Fig. 20 - Output-voltage-swing capability and common-mode input-voltage range vs supply voltage and temperature.

adjustment range is accomplished by a single variable potentiometer or by an auxiliary sweeping signal. The CA3140 functions as a non-inverting read-out amplifier of the triangular signal developed across the integrating capacitor network connected to the output of the CA3080A current source.

Buffered triangular output signals are then applied to a second CA3080 functioning as a high-speed hysteresis switch. Output from the switch is returned directly back to the

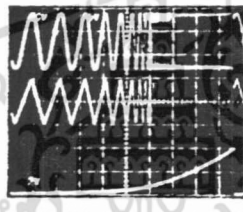
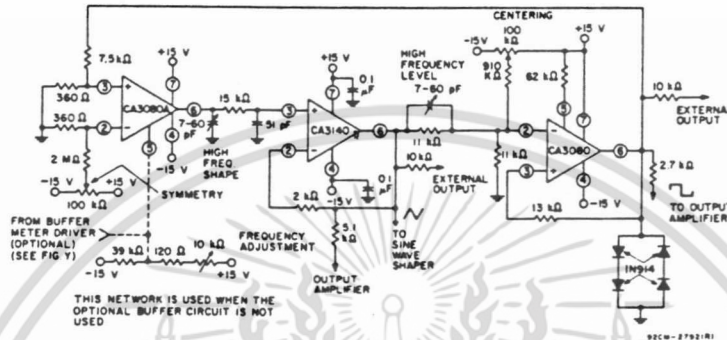
CA3140A, CA3140

input of the CA3080A current source, thereby, completing the positive feedback loop. The triangular output level is determined by the four 1N914 level-limiting diodes of the second CA3080 and the resistor-divider network connected to terminal No.2 (input) of the CA3080. These diodes establish the input trip level to this switching stage and, therefore, indirectly determine the amplitude of the output triangle.

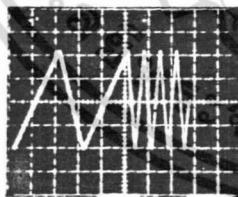
Compensation for propagation delays around the entire loop is provided by one adjust-

ment on the input of the CA3080. This adjustment, which provides for a constant generator amplitude output, is most easily made while the generator is sweeping. High-frequency ramp linearity is adjusted by the single 7-to-60 pF capacitor in the output of the CA3080A.

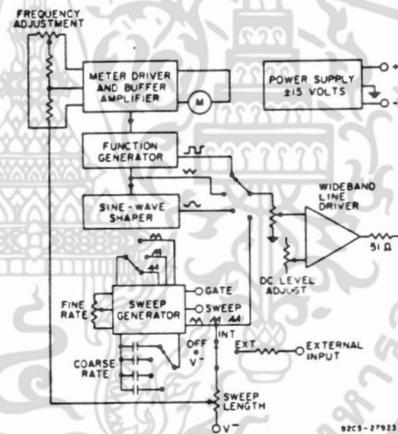
It must be emphasized that only the CA3080A is characterized for maximum output linearity in the current-generator function.



(b1) Function generator sweeping



(b2) Function generator with fixed frequencies



1V/DIV and 1 sec/DIV
Three tone test signals, highest frequency > 0.5 MHz. Note the slight asymmetry at the three-second/cycle signal. This asymmetry is due to slightly different positive and negative integration from the CA3080A and from the pc board and component leakages at the 100-pA level.

Fig.21 - Function generator.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

CA3140A, CA3140

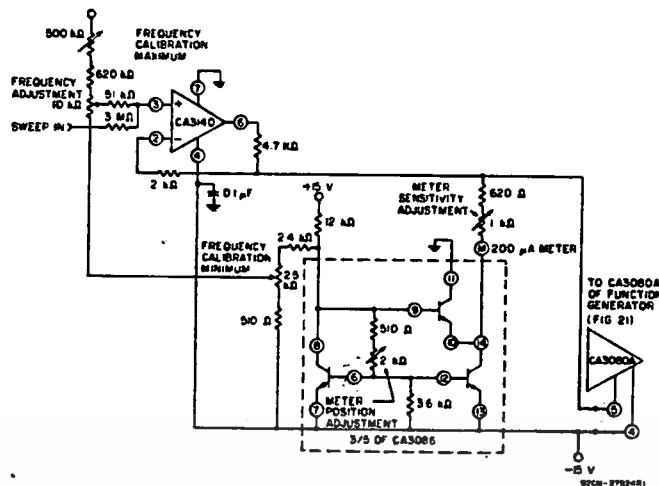


Fig. 22 — Meter driver and buffer amplifier.

METER DRIVER AND BUFFER AMPLIFIER

Fig. 22 shows the CA3140 connected as a meter driver and buffer amplifier. Low driving impedance is required of the CA3080A current source to assure smooth operation of the Frequency Adjustment Control. This low-driving impedance requirement is easily met by using a CA3140 connected as a voltage follower. Moreover, a meter may be placed across the input to the CA3080A to give a logarithmic analog indication of the function generator's frequency.

Analog frequency readout is readily accomplished by the means described above because the output current of the CA3080A varies approximately one decade for each 60-mV change in the applied voltage, VABC (voltage between terminals 5 and 4 of the CA3080A of the function generator). Therefore, six decades represent 360-mV change in VABC.

Now, only the reference voltage must be established to set the lower limit on the meter. The three remaining transistors from the CA3086 Array used in the sweep generator are used for this reference voltage. In addition, this reference generator arrangement tends to track ambient temperature variations, and thus compensates for the effects of the normal negative temperature coefficient of the CA3080A VABC terminal voltage.

Another output voltage from the reference generator is used to insure temperature tracking of the lower end of the Frequency Adjustment Potentiometer. A large series resistance simulates a current source, assuring similar temperature coefficients at both ends of the Frequency Adjustment Control.

To calibrate this circuit, set the Frequency Adjustment Potentiometer at its low end. Then adjust the Minimum Frequency Calibration Control for the lowest frequency. To establish the upper frequency limit, set the Frequency Adjustment Potentiometer to its upper end and then adjust the Maximum Frequency Calibration Control for the maximum frequency. Because there is interaction among these controls, repetition of the adjustment procedure may be necessary.

Two adjustments are used for the meter. The meter sensitivity control sets the meter-scale width of each decade, while the meter position control adjusts the pointer on the scale with negligible effect on the sensitivity adjustment. Thus, the meter sensitivity adjustment control calibrates the meter so that it deflects 1/6 of full scale for each decade change in frequency.

SINE-WAVE SHAPER

The circuit shown in Fig. 23 uses a CA3140 as a voltage follower in combination with diodes from the CA3019 Array to convert the triangular signal from the function generator to a sine-wave output signal having typically less than 2% THD. The basic zero-crossing slope is established by the 10-k Ω potentiometer connected between terminals 2 and 6 of the CA3140 and the 9.1-k Ω resistor and 10-k Ω potentiometer from terminal 2 to ground. Two break points are established by diodes D₁ through D₄. Positive feedback via D₅ and D₆ establishes the zero slope at the maximum and minimum levels of the sine wave. This technique is necessary because the voltage-follower configuration approaches unity gain rather than the zero gain required to shape the sine wave at the two extremes.

CA3140A, CA3140

This circuit can be adjusted most easily with a distortion analyzer, but a good first approximation can be made by comparing the output signal with that of a sine-wave generator. The initial slope is adjusted with the potentiometer R₁, followed by an adjustment of R₂. The final slope is established by adjusting R₃, thereby adding additional segments that are contributed by these diodes. Because there is some interaction among these controls, repetition of the adjustment procedure may be necessary

SWEEPING GENERATOR

Fig. 24 shows a sweeping generator. Three CA3140's are used in this circuit. One CA3140 is used as an integrator, a second device is used as a hysteresis switch that determines the starting and stopping points of the sweep. A third CA3140 is used as a logarithmic shaping network for the log function. Rates and slopes, as well as sawtooth, triangle, and logarithmic sweeps are generated by this circuit.

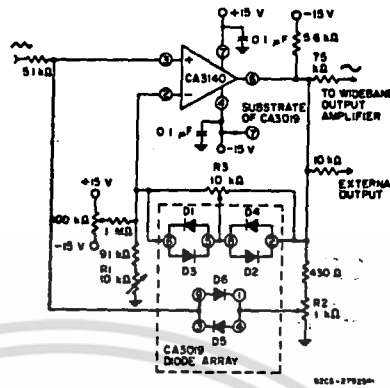


Fig. 23 - Sine-wave shaper.

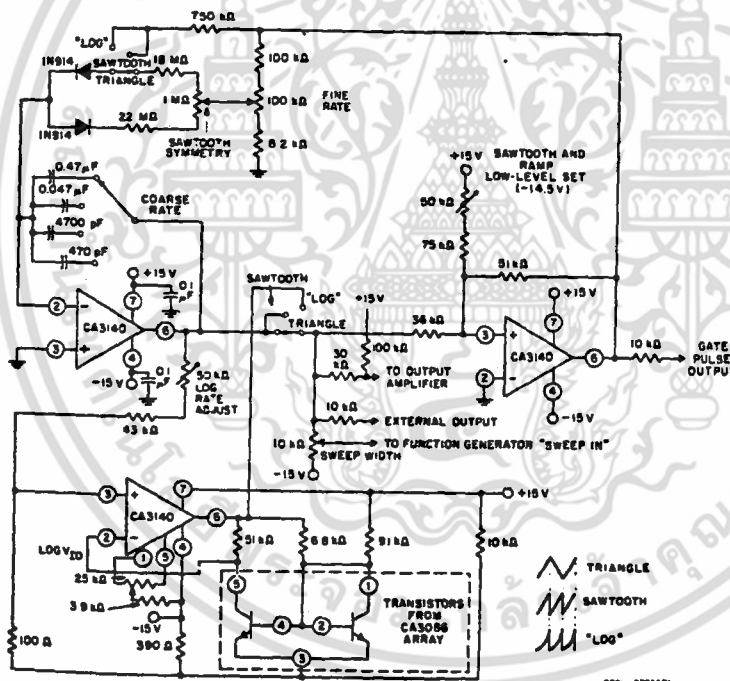


Fig. 24 - Sweeping generator.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

CA3140A, CA3140

The high impedance presented by terminal 8 is advantageous in effecting current limiting. Thus, only a small signal transistor is required for the current-limit sensing amplifier. Resistive decoupling is provided for this transistor to minimize damage to it or the CA3140 in the event of unusual input or output transients on the supply-rail.

Figs. 27 and 28, show circuits in which a D2201 high-speed diode is used for the current sensor. This diode was chosen for its slightly higher forward-voltage drop characteristic thus giving greater sensitivity. It must be emphasized that heat sinking of this diode is essential to minimize variation of the current trip point due to internal heating of the diode. That is, 1 ampere at 1 volt forward drop represents one watt which can result in significant regenerative changes in the current trip point as the diode temperature rises. Placing the small-signal reference amplifier in the proximity of the current-sensing diode also helps minimize the variability in the trip level due to the negative temperature coefficient of the diode. In spite of those limitations, the current limiting point can easily be adjusted over the range from 10 mA to 1 ampere with a single adjustment potentiometer. If the temperature stability of the current-limiting system is a serious consideration, the more usual current-sampling resistor-type of circuitry should be employed.

A power Darlington transistor (in a heat sink TO-3 case), is used as the series-pass element for the conventional current-limiting system, Fig. 27, because high-power Darlington dissipation will be encountered at low output voltage and high currents.

A small heat-sink VERSAWATT transistor is used as the series-pass element in the foldback current system, Fig. 28, since dissipation levels will only approach 10 watts. In this system, the D2201 diode is used for current sampling. Foldback is provided by the 3 k Ω and 100 k Ω divider network connected to the base of the current-sensing transistor.

Both regulators, Figs. 27 and 28, provide better than 0.02% load regulation. Because there is constant loop gain at all voltage settings, the regulation also remains constant. Line regulation is 0.1% per volt. Hum and noise voltage is less than 200 μ V as read with a meter having a 10-MHz bandwidth.

Fig. 31 (a) shows the turn ON and turn OFF characteristics of both regulators. The slow turn-on rise is due to the slow rate of rise of the reference voltage. Fig. 29 (b) shows the transient response of the regulator with the switching of a 20- Ω load at 20 volts output.

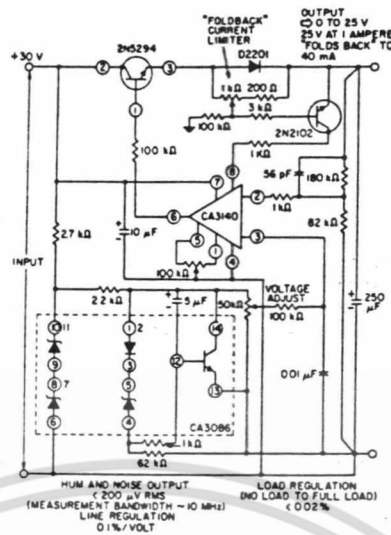
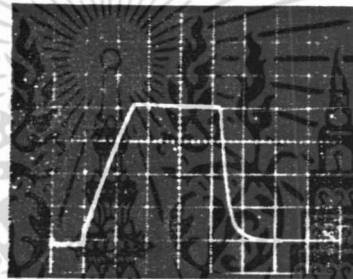
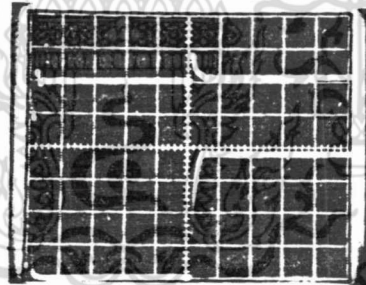


Fig. 28 - Regulated power supply with "foldback" current limiting.



(a) SUPPLY TURN-ON AND TURN-OFF CHARACTERISTICS (5 VOLTS/DIV AND 1 μ /DIV) 92CS-27882



(b) TRANSIENT RESPONSE
TOP TRACE OUTPUT VOLTAGE
(200 mV/DIV AND 5 μ s/DIV)
BOTTOM TRACE COLLECTOR OF LOAD
SWITCHING TRANSISTOR,
LOAD = 1 AMPERE
(5 VOLTS/DIV AND 5 μ s/DIV)
92CS-27881

Fig. 29 - Waveforms of dynamic characteristics of power supply currents shown in Figs. 29 and 30.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

CA3140A, CA3140

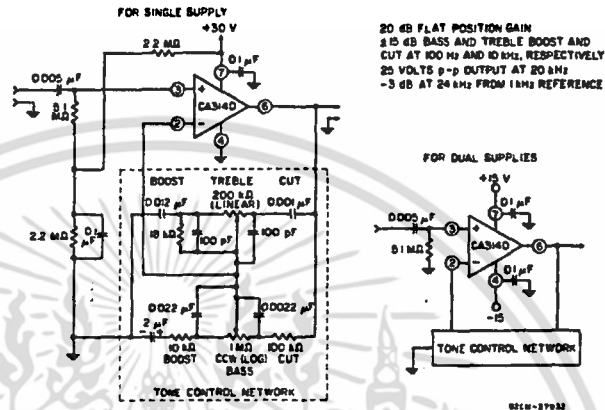


Fig. 30 - Tone control circuit using CA3130 series (20-dB midband gain).

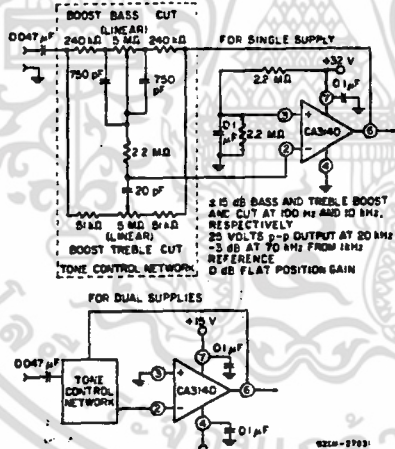


Fig. 31 - Baxendall tone control circuit using CA3140 series.

Bass treble boost and cut are ± 15 dB at 100 Hz and 10 kHz, respectively. Full peak-to-peak output is available up to at least 20 kHz due to the high slew rate of the CA3140. The amplifier gain is -3 dB down from its "flat" position at 70 kHz.

Fig. 30 shows another tone-control circuit with similar boost and cut specifications. The wideband gain of this circuit is equal to the ultimate boost or cut plus one, which in this case is a gain of eleven. For 20-dB boost and cut, the input loading of this circuit is essentially equal to the value of the resistance from terminal No.3 to ground. A detailed analysis of this circuit is given in "An IC Operational Transconductance Amplifier (OTA) With Power Capability" by L. Kaplan and H. Wittlinger, IEEE Transactions on Broadcast and Television Receivers, Vol. BTR-18, No.3, August, 1972.

TONE CONTROL CIRCUITS

High-slew-rate, wide-bandwidth, high-output voltage capability and high input impedance are all characteristics required of tone-control amplifiers. Two tone control circuits that exploit these characteristics of the CA3140 are shown in Figs. 30 and 31.

The first circuit, shown in Fig. 31, is the Baxendall tone-control circuit which provides unity gain at midband and uses standard linear potentiometers. The high input impedance of the CA3140 makes possible the use of low-cost, low-value, small-size capacitors, as well as reduced load of the driving stage.

WIEN BRIDGE OSCILLATOR

Another application of the CA3140 that makes excellent use of its high input-impedance, high-slew-rate, and high-voltage qualities is the Wien Bridge sine-wave oscillator. A basic Wien Bridge oscillator is shown in Fig. 32. When $R_1 = R_2 = R$ and $C_1 = C_2 = C$, the frequency equation reduces to the familiar $f = 1/2\pi RC$ and the gain required for oscillation, A_{OSC} is equal to 3. Note that if C_2 is increased by a factor of four and R_2 is reduced by a factor of four, the gain required for oscillation becomes 1.5, thus per-

CA3140A, CA3140

mitting a potentially higher operating frequency closer to the gain-bandwidth product of the CA3140.

Oscillator stabilization takes on many forms. It must be precisely set, otherwise the amplitude will either diminish or reach some form of limiting with high levels of distortion. The element, R_5 , is commonly replaced with some variable resistance element. Thus, through some control means, the value of R_5 is adjusted to maintain constant oscillator output. A FET channel resistance, a thermistor, a lamp bulb, or other device whose resistance is made to increase as the output amplitude is increased are a few of the elements often utilized.

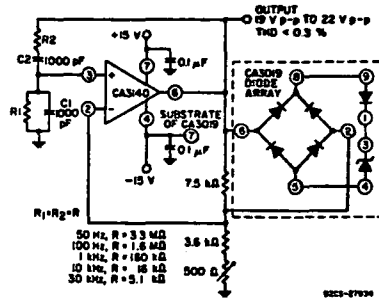


Fig. 33 - Wien bridge oscillator circuit using CA3140 series.

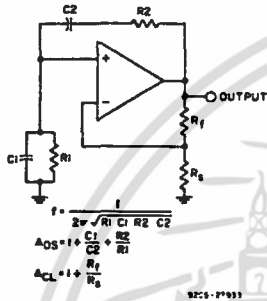


Fig. 32 - Basic Wien bridge oscillator circuit using an operational amplifier.

Fig. 33 shows another means of stabilizing the oscillator with a zener diode shunting the feedback resistor (R_5 of Fig. 32). As the output signal amplitude increases, the zener diode impedance decreases resulting in more feedback with consequent reduction in gain; thus stabilizing the amplitude of the output signal. Furthermore, this combination of a monolithic zener diode and bridge rectifier circuit tends to provide a zero temperature coefficient for this regulating system. Because this bridge rectifier system has no time constant, i.e., thermal time constant for the lamp bulb, and RC time constant for filters often used in detector networks, there is no lower frequency limit. For example, with 1- μ F polycarbonate capacitors and 22 M Ω for the frequency determining network, the operating frequency is 0.007 Hz.

As the frequency is increased, the output amplitude must be reduced to prevent the output signal from becoming slew-rate limited. An output frequency of 180 kHz will reach a slew rate of approximately 9 volts/ μ s when its amplitude is 16 volts peak-to-peak.

SIMPLE SAMPLE-AND-HOLD SYSTEM

Fig. 34 shows a very simple sample-and-hold system using the CA3140 as the readout amplifier for the storage capacitor. The CA3080A serves as both input buffer amplifier and low feed-through transmission switch.* System offset nulling is accom-

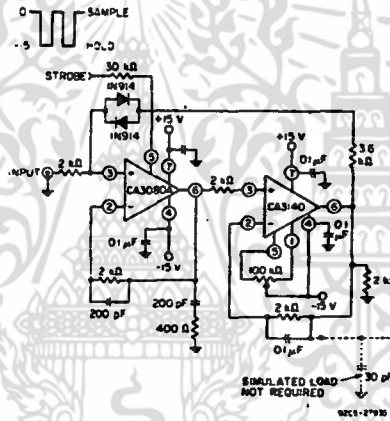


Fig. 34 - Sample-and hold circuit.

plished with the CA3140 via its offset nulling terminals. A typical simulated load of 2 k Ω and 30 pF is shown in the schematic.

In this circuit, the storage compensation capacitance (C_1) is only 200 pF. Larger value capacitors provide longer "hold" periods but with slower slew rates. The slew rate $\frac{dv}{dt} = \frac{i}{c} = 0.5 \text{ mA}/200 \text{ pF} = 2.5 \text{ V}/\mu\text{s}$.

* ICAN-6668 "Applications of the CA3080 and CA3080A High-Performance Operational Transconductance Amplifiers".

CA3140A, CA3140

Pulse "droop" during the hold interval is $170 \text{ pA}/200 \text{ pF}$ which is $= 0.85 \text{ } \mu\text{V}/\mu\text{s}$; (i.e., $170 \text{ pA}/200 \text{ pF}$). In this case, 170 pA represents the typical leakage current of the CA3080A when strobed off. If C_1 were increased to 2000 pF , the "hold-droop" rate will decrease to $0.085 \text{ } \mu\text{V}/\mu\text{s}$, but the slew rate would decrease to $0.25 \text{ V}/\mu\text{s}$. The parallel diode network connected between terminal

3 of the CA3080A and terminal 6 of the CA3140 prevents large input-signal feed-through across the input terminals of the CA3080A to the 200 pF storage capacitor when the CA3080A is strobed off. Fig. 35 shows dynamic characteristic waveforms of this sample-and-hold system.

CURRENT AMPLIFIER

The low input-terminal current needed to drive the CA3140 makes it ideal for use in current-amplifier applications such as the one shown in Fig. 36. In this circuit, low current is supplied at the input potential as the power supply to load resistor R_L . This load current is increased by the multiplication factor R_2/R_1 , when the load current is monitored by the power supply meter M . Thus, if the load current is 100 nA , with values shown, the load current presented to the supply will be $100 \text{ } \mu\text{A}$, a much easier current to measure in many systems.

Note that the input and output voltages are transferred at the same potential and only the output current is multiplied by the scale factor.

The dotted components show a method of decoupling the circuit from the effects of high output-load capacitance and the potential oscillation in this situation. Essentially, the necessary high-frequency feedback is provided by the capacitor with the dotted series resistor providing load decoupling.

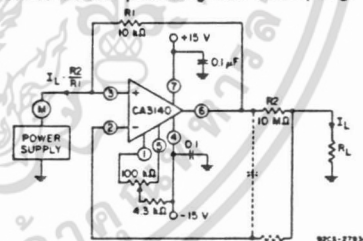
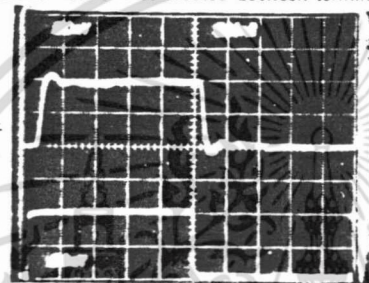


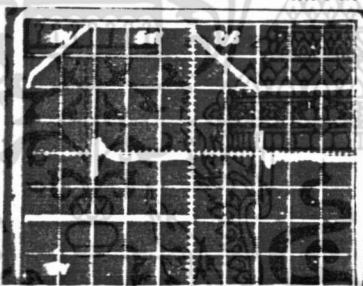
Fig. 36 — Basic current amplifier for low-current measurement systems.

Fig. 37 shows a single-supply, absolute-value, ideal full-wave rectifier with associated waveforms. During positive excursions, the input signal is fed through the feedback network directly to the output. Simultaneously, the positive excursion of the input signal also drives the output terminal (No.6) of the inverting amplifier in a negative-going excursion such that the 1N914 diode effectively disconnects the amplifier from the signal path. During a negative-going excursion of the input signal, the CA3140 functions as a normal inverting amplifier with a gain equal to $-R_2/R_1$. When the equality of the two equations shown in Fig. 37 is satisfied, the full-wave output is symmetrical.

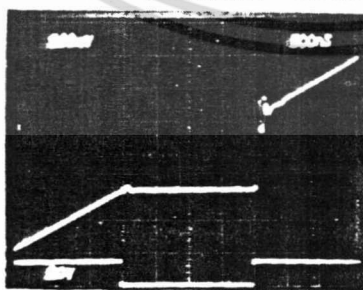
- "Operational Amplifiers Design and Applications", J. G. Graeme, McGraw-Hill Book Company, page 308 — "Negative Immittance Converter Circuits".



TOP TRACE: OUTPUT
(50 mV/DIV AND 200 ns/DIV)
BOTTOM TRACE: INPUT
(50 mV/DIV AND 200 ns/DIV)
92CS-27883



LARGE-SIGNAL RESPONSE AND
SETTLING TIME
TOP TRACE: OUTPUT SIGNAL
(5 V/DIV AND 2 μs/DIV)
BOTTOM TRACE: INPUT SIGNAL
(5 V/DIV AND 2 μs/DIV)
CENTER TRACE: DIFFERENCE OF INPUT AND OUTPUT
SIGNALS THROUGH TEKTRONIX
AMPLIFIER 7A13
(5 mV/DIV AND 2 μs/DIV) 92CS-27884



SAMPLING RESPONSE
TOP TRACE: SYSTEM OUTPUT
(100 mV/DIV AND 500 ns/DIV)
BOTTOM TRACE: SAMPLING SIGNAL
(20 V/DIV AND 500 ns/DIV)
92CS-27885

Fig. 35 — Sample-and-hold system dynamic characteristic waveforms.

Operational Amplifiers CA3140A, CA3140

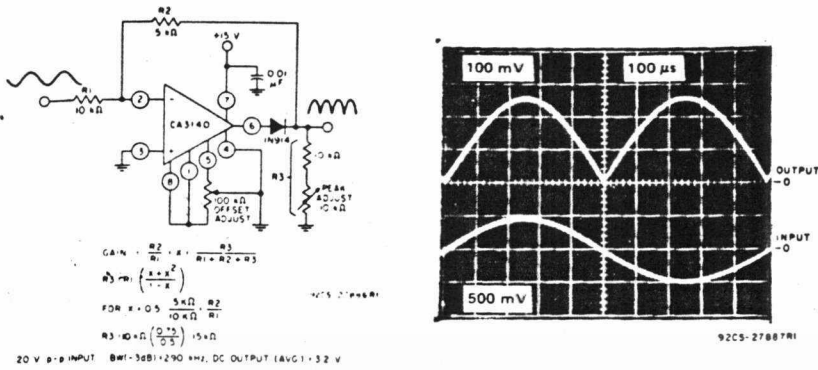


Fig. 37 — Single-supply, absolute-value, ideal full-wave rectifier with associated waveforms.

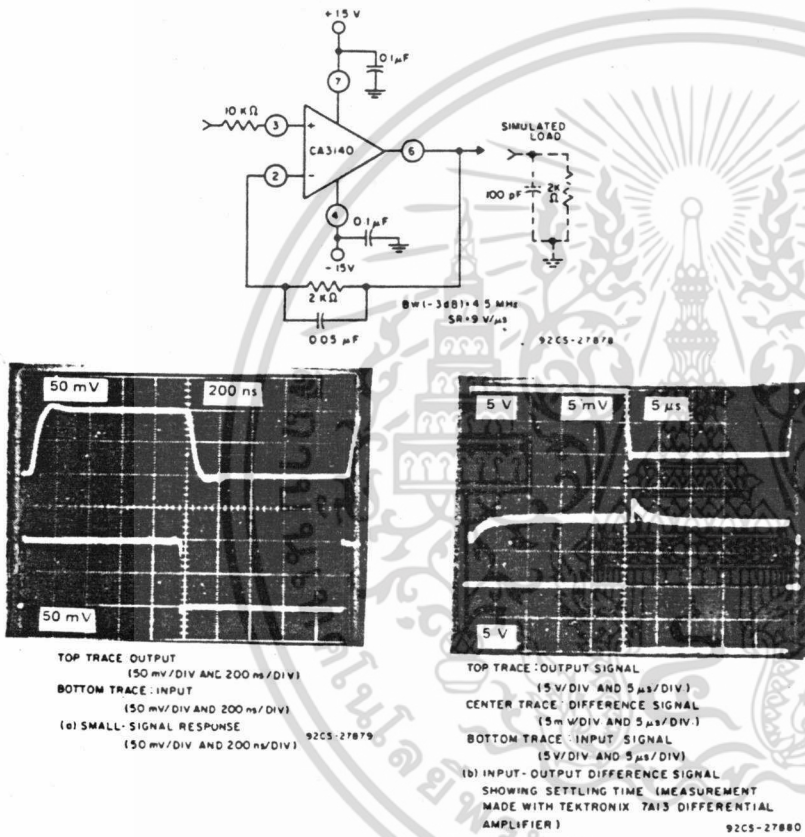


Fig. 38 — Split-supply voltage-follower test circuit and associated waveforms.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

CA3140A, CA3140

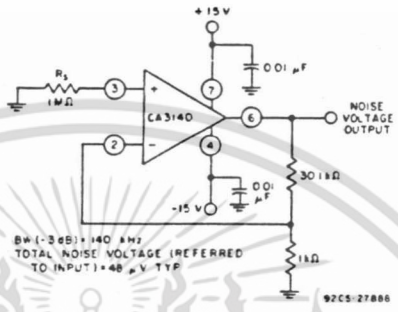
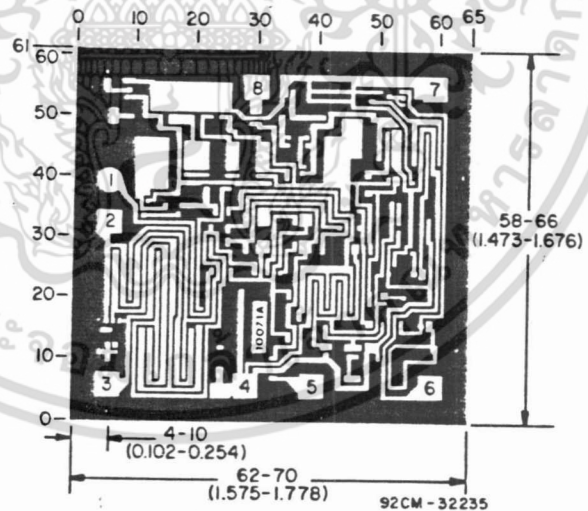


Fig. 39 - Test circuit amplifier (30-dB gain) used for wideband noise measurement.



The photographs and dimensions represent a chip when it is part of the wafer. When the wafer is cut into chips, the cleavage angles are 57° instead of 90° with respect to the face of the chip. Therefore, the isolated chip is actually 7 mils (0.17 mm) larger in both dimensions.

Dimensions in parentheses are in millimeters and are derived from the basic inch dimensions as indicated. Grid graduations are in mils (10⁻³ inch).

INTERSIL

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

FEATURES

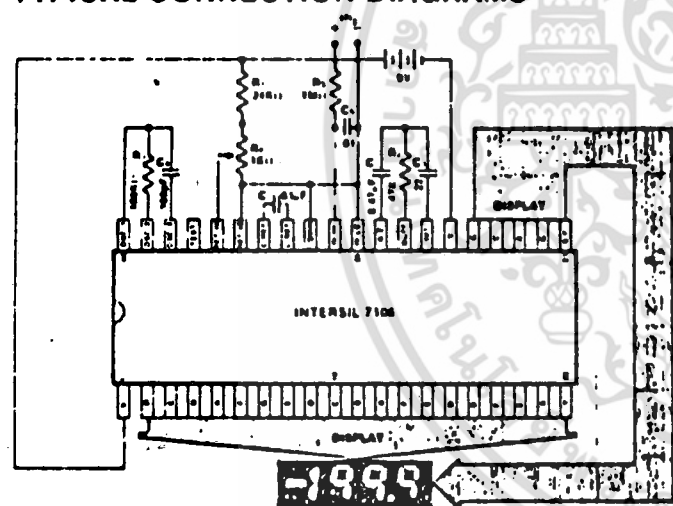
- Guaranteed zero reading for 0 volts input on all scales.
- True polarity at zero for precise null detection.
- 1 pA input current typical.
- True differential input and reference.
- Direct display drive - no external components required. — LCD ICL7106
— LED ICL7107
- Low noise - less than 15µV pk-pk.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

GENERAL DESCRIPTION

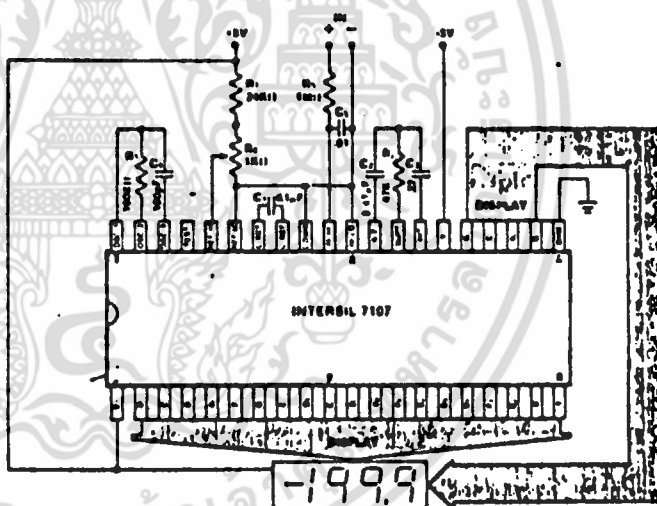
The Intersil ICL7106 and 7107 are high performance, low power 3-1/2 digit A/D converters. All the necessary active devices are contained on a single CMOS I.C., including seven segment decoders, display drivers, reference, and a clock. The 7106 is designed to interface with a liquid crystal display (LCD)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

The 7106 and 7107 bring together an unprecedented combination of high accuracy, versatility, and true economy. High accuracy like auto-zero to less than 10µV, zero drift of less than 1µV/°C, input bias current of 10 pA max., and roll-over error of less than one count. The versatility of true differential input and reference is useful in all systems, but gives the designer an uncommon advantage when measuring load cells, strain gauges and other bridge-type transducers. And finally the true economy of single power supply operation (7106), enabling a high performance panel meter to be built with the addition of only 7 passive components and a display.

TYPICAL CONNECTION DIAGRAMS



ICL7106 with Liquid Crystal Display

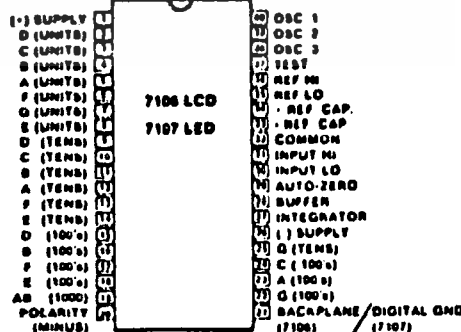


ICL7107 with LED Display

ORDERING INFORMATION

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

PIN CONFIGURATION



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

(408) 996-5000 TWX: 910-338-0171

Printed in U.S.A.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

CL7106/ICL7107

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

ICL 7106

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

ICL 7107

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

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

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Note 3)

CHARACTERISTICS	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Digital Input Reading	Vin = 0.0V Full Scale = 200.0 mV	-000.0	± 000.0	+000.0	Digital Reading
Analog Reading	Vin = Vref Vref = 100 mV	999	909/1000	1000	Digital Reading
Overflow Error (Difference in reading for equal positive and negative reading near Full Scale)	-Vin = +Vin = 200.0mV	-1	± 2	+1	Counts
Linearity (Max. deviation from best straight line fit)	Full scale = 200mV or full scale = 2.000V	-1	± 2	+1	Counts
Common Mode Rejection Ratio (Note 4)	Vcm = $\pm 1V$, Vin = 0V. Full Scale = 200.0mV.		50		$\mu V/V$
Offset (Pk - Pk value not exceeded % of time)	Vin = 0V Full Scale = 200.0mV		15		μV
Package Current @ Input	Vin = 0V		1	10	pA
Digital Reading Drift	Vin = 0 0° < TA < 70°C		0.2	1	$\mu V/^\circ C$
Scale Factor Temperature Coefficient	Vin = 199.0mV 0 < TA < 70°C (Ext. Ref. 0ppm/°C)		1	5	ppm/°C
Supply Current (Does not include LED current for 7107)	Vin = 0		0.8	1.8	mA
Analog Common Voltage (With respect to pos. supply)	25K Ω between Common & pos. Supply	2.4	2.8	3.2	Volts
Temp. Coeff. of Analog Common (with respect to pos. Supply)	25K Ω between Common & pos. Supply		80		ppm/°C
7 ONLY -Pk Segment Drive Voltage (Note 5)	V Supply = 9V	4	5	6	Volts
7 ONLY -Pk Backplane Drive Voltage (Note 5)	V Supply = 9V	4	5	6	Volts
7 ONLY Segment Sinking Current (except Pin 19)	+Supply = 5.0V Segment voltage = 3V	5	8.0		mA
7 ONLY Segment Sinking Current (Pin 19 only)	+Supply = 5.0V Segment voltage = 3V	10	16		mA

- 3: Unless otherwise noted, specifications apply to both the 7106 and 7107 at TA = 25°C, fclock = 48kHz. 7106 is tested in the circuit of Figure 1. 7107 is tested in the circuit of Figure 2.
 4: Refer to "Differential Input" discussion on page 4.
 5: Back plane drive is in phase with segment drive for 'off' segment, 180° out of phase for 'on' segment. Frequency is 20 times conversion rate. Average DC component is less than 50mV.

TEST CIRCUITS

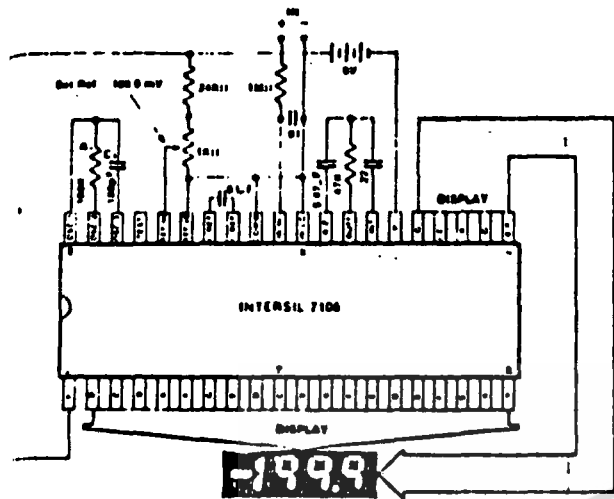


Figure 1: 7106

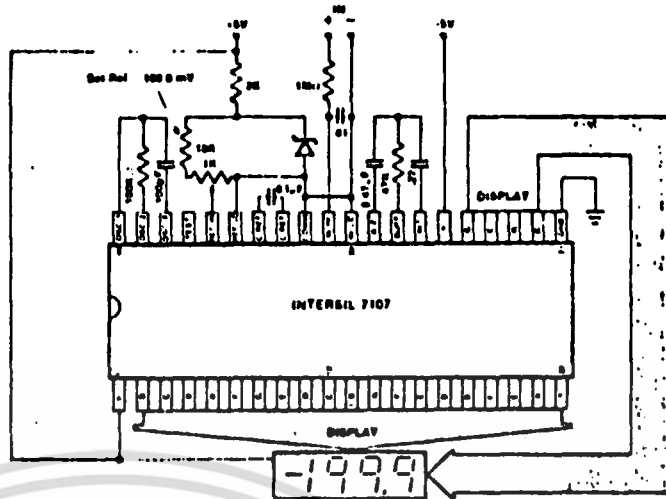


Figure 2: 7107

DETAILED DESCRIPTION
ANALOG SECTION

Figure 3 shows the Block Diagram of the Analog Section for the ICL7106 and 7107. Each measurement cycle is divided

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

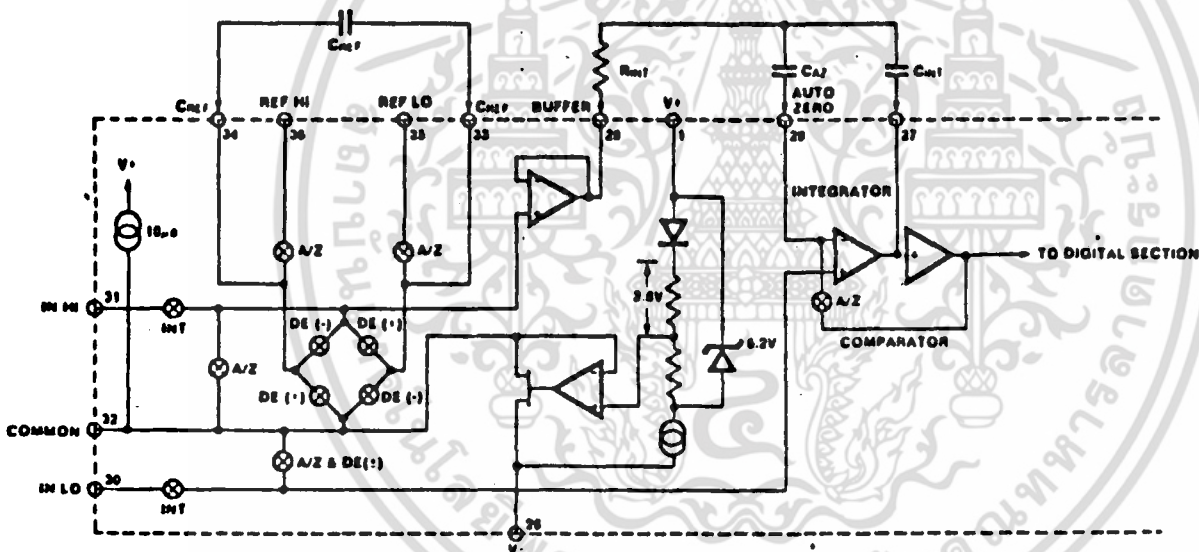


Figure 3: Analog Section of 7106/7107

Auto-zero phase

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

Signal Integrate phase

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

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

3. De-integrate phase

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

ICL7106/ICL7107

Differential Input

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

Differential Reference

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

Analog Common

This pin is included primarily to set the common mode voltage for battery operation (7106) or for any system where the input signals are floating with respect to the power supply. The common pin sets a voltage that is approximately 2.8 volts more negative than the positive supply. This is selected to give a minimum end-of-life battery voltage of about 6V. However, the analog common has some of the attributes of a reference voltage. When the total supply voltage is large enough to cause the zener to regulate (>7V), the common voltage will have a low voltage coefficient (1.001%/V), low output impedance ($\approx 15\Omega$), and a temperature coefficient typically less than 80ppm/ $^{\circ}\text{C}$.

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

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

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

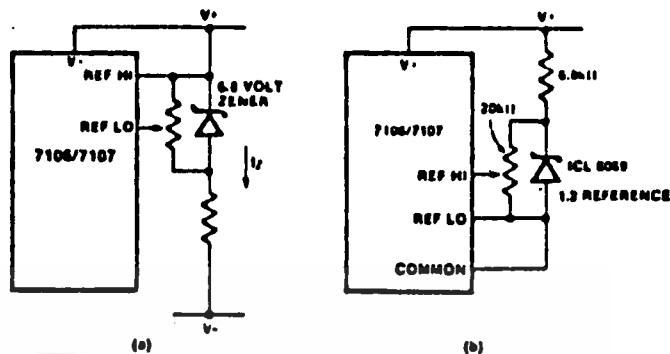


Figure 4: Using an External Reference

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

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

Test

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

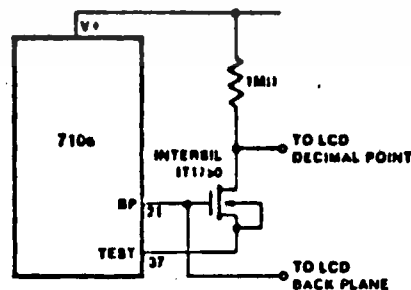


Figure 5: Simple Inverter for Fixed Decimal Point

ICL7106/ICL7107

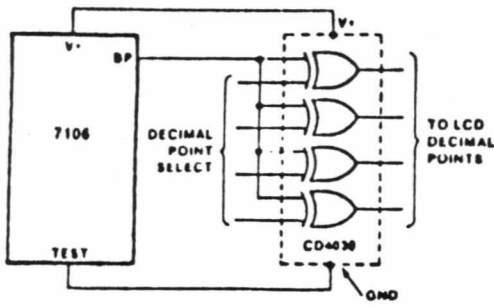


Figure 6: Exclusive 'OR' Gate for Decimal Point Drive

DIGITAL SECTION

Figures 7 and 8 show the digital section for the 7106 and 7107, respectively. In the 7106, an internal digital ground is generated from a 6 volt Zener diode and a large P channel source follower. This supply is made stiff to absorb the relative large capacitive currents when the back plane (BP) voltage is switched. The BP frequency is the clock frequency divided by 800. For three readings/second this is a 60 Hz square wave with a nominal amplitude of 5 volts. The segments are driven at the same frequency and amplitude and are in phase with BP when OFF, but out of phase when ON. In all cases negligible d-c voltage exists across the segments.

Figure 8 is the Digital Section of the 7107. It is identical except the regulated supply and back plane drive have been eliminated and the segment drive has been increased from 2 to 8 mA, typical for Instrument size common anode LED displays. Since the 1000 output (pin 19) must sink current from two LED segments, it has twice the drive capability or 16 mA.

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

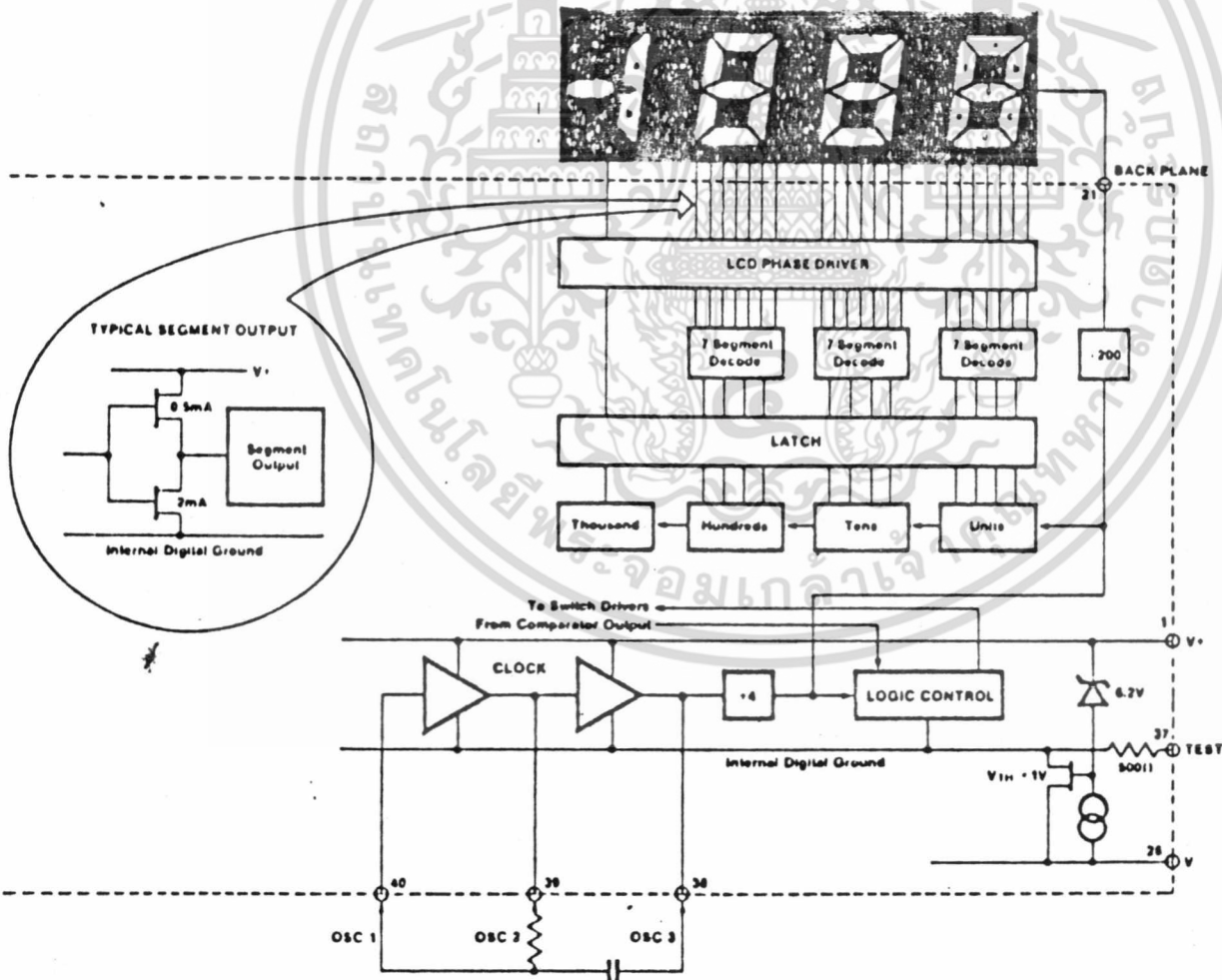


Figure 7: Digital Section 7106

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

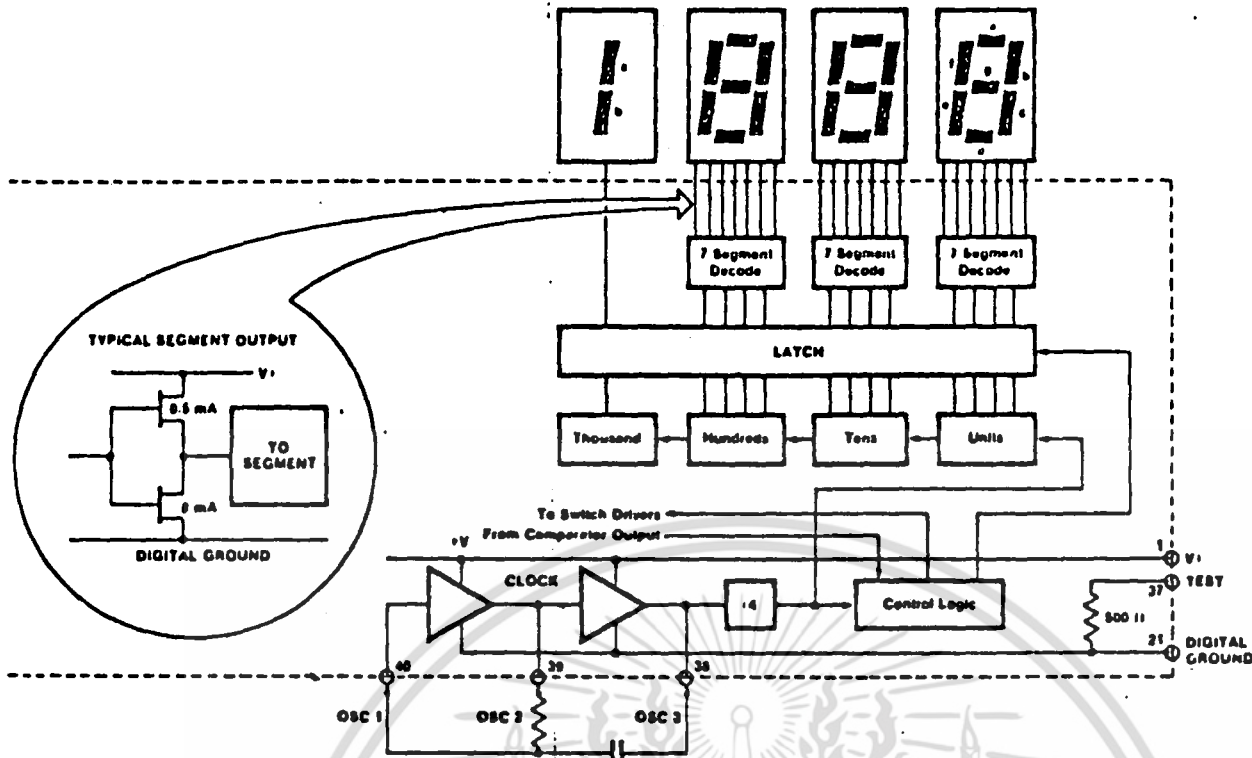


Figure 8: Digital Section 7107

Item Timing

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

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

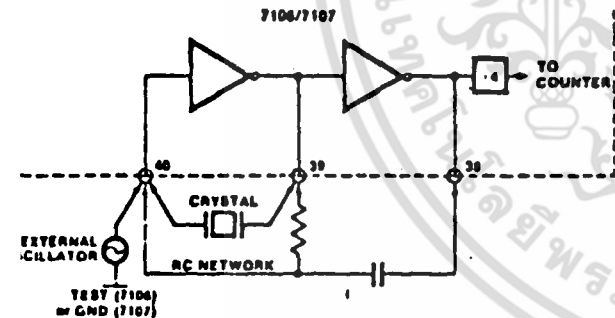


Figure 9: Clock Circuits

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

To achieve maximum rejection of 60 Hz pickup, the signal rate cycle should be a multiple of 60 Hz. Oscillator frequencies of 240kHz, 120kHz, 80kHz, 60kHz, 48kHz, 33 1/2 kHz, etc. should be selected. For 50Hz resolution, oscillator frequencies of 200kHz, 100kHz, 80kHz, 50kHz, 40kHz, etc. would be suitable. Note that

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

COMPONENT VALUE SELECTION

1. Integrating Resistor

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

2. Integrating Capacitor

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

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

3. Auto-Zero Capacitor

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

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

Reference Capacitor

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

Oscillator Components

For all ranges of frequency a $100\text{K}\Omega$ resistor is recommended and the capacitor is selected from the equation $f = \frac{4.5}{\pi RC}$. For 48kHz clock (3 readings/second), $C = 100\text{pF}$.

Reference Voltage

The analog input required to generate full-scale output (2000 counts) is: $V_{in} = 2V_{ref}$. Thus, for the 200.0 mV and 2.000 volt scale, V_{ref} should equal 100.0 mV and 1.000 volt, respectively. However, in many applications where the A/D is connected to a transducer, there will exist a scale factor other than unity between the input voltage and the digital reading. For instance, in a weighing system, the designer might like to have a full scale reading when the voltage from the transducer is 0.682V. Instead of dividing the input down to 200.0 mV, the designer should use the input voltage directly and select $V_{ref} = .341\text{V}$. Suitable values for integrating resistor and capacitor would be $120\text{K}\Omega$ and $.22\mu\text{F}$. This makes the system slightly quieter and also avoids a divider network on the input. The 7107 with ± 5 volts supplies can accept input signals up to ± 4 volts. Another advantage of this system occurs when a digital reading of zero is desired for $V_{in} \neq 0$. Temperature

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

7. 7107 Power Supplies

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

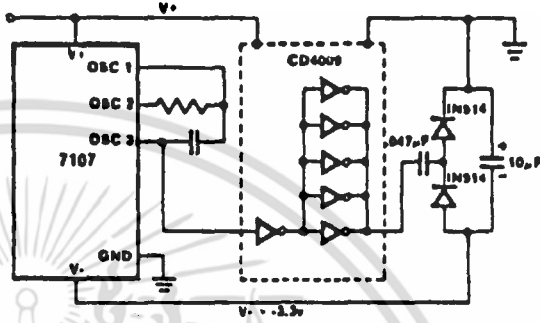


Figure 10: Generating Negative Supply from +5v

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

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

TYPICAL APPLICATIONS

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

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

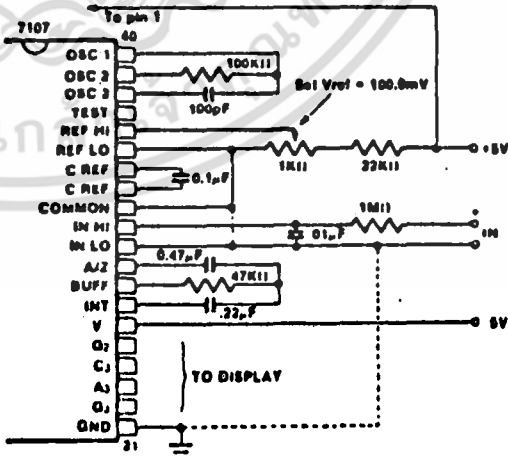
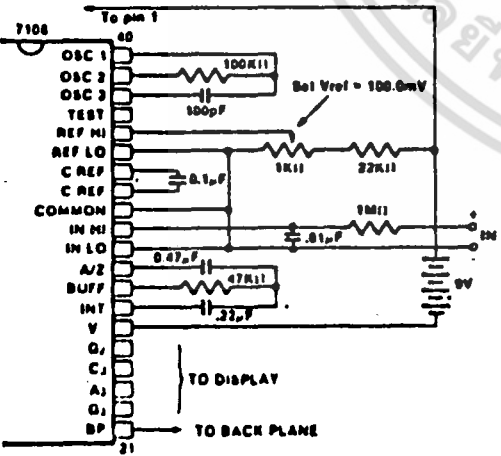


Figure 12: 7107 using the internal reference. Values shown are for 200.0 mV full scale, 3 readings per second. IN LO may be tied to either COMMON for inputs floating with respect to supplies, or GND for single ended inputs. (See discussion under Analog Common on page 4).

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

TYPICAL APPLICATIONS (Contd.)

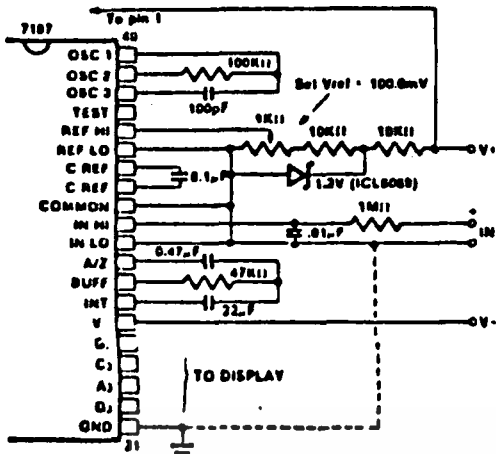


Figure 13: 7107 with an external band-gap reference (1.2V type). IN LO is tied to COMMON, thus establishing the correct common mode voltage. If COMMON is not shorted to GND, the input voltage may float with respect to the power supply and COMMON acts as a pre-regulator for the reference. If COMMON is shorted to GND, the input is single ended (referred to supply ground) and the pre-regulator is over-ridden.

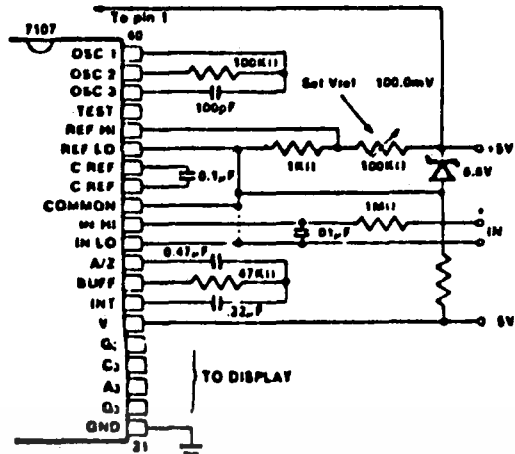


Figure 14: 7107 with Zener diode reference. Since low T.C. zeners have breakdown voltages $\approx 6.8V$, diode must be placed across the total supply (10V). As in the case of Figure 12, IN LO may be tied to either COMMON or GND.

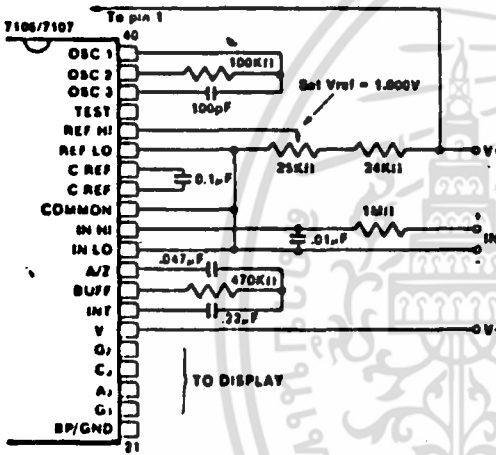


Figure 15: 7106/7107: Recommended component values for 2.000V full scale.

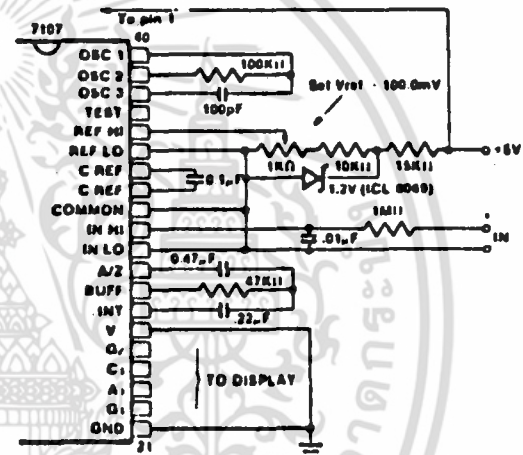


Figure 16: 7107 operated from single +5V supply. An external reference must be used in this application, since the voltage between V+ and V- is insufficient for correct operation of the internal reference.

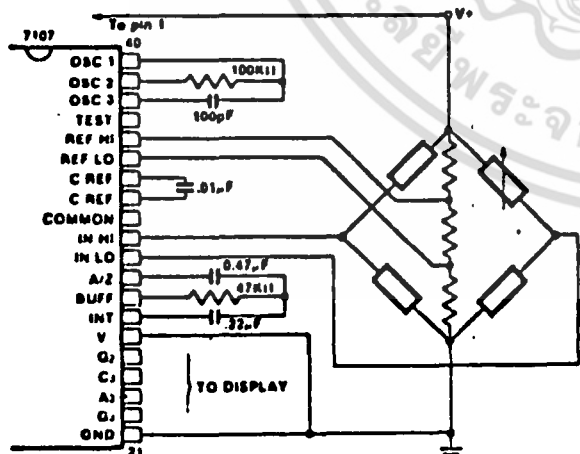


Figure 17: 7107 measuring ratiometric values of Quad Load Cell. The resistor values within the bridge are determined by the desired sensitivity.

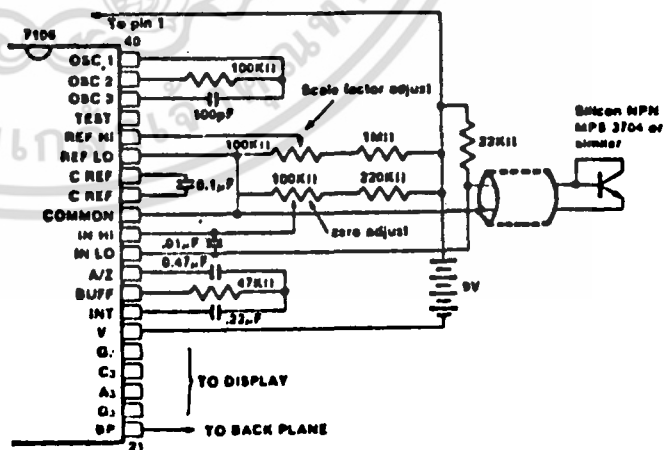


Figure 18: 7106 used as a digital centigrade thermometer. A silicon diode-connected transistor has a temperature coefficient of about $-2mV/^{\circ}C$. Calibration is achieved by placing the sensing transistor in ice water and adjusting the zeroing potentiometer for a 000.0 reading. The sensor should then be placed in boiling water and the scale-factor potentiometer adjusted for 100.0 reading

ICL7106/ICL7107

TYPICAL APPLICATIONS (Contd.)

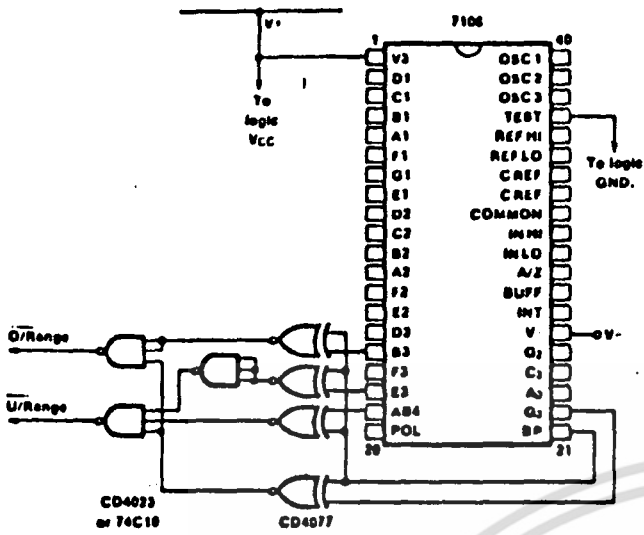


Figure 19: Circuit for developing Underrange and Overage signals from 7106 outputs.

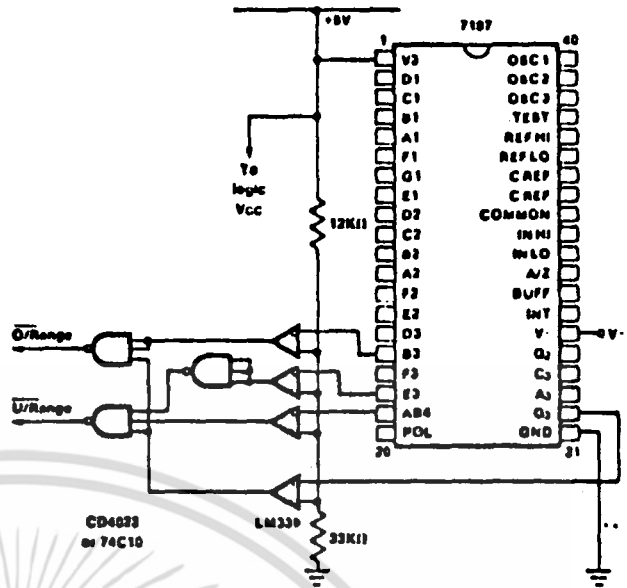


Figure 20: Circuit for developing Underrange and Overage signals from 7107 outputs. The LM339 is required to ensure logic compatibility with heavy display loading.

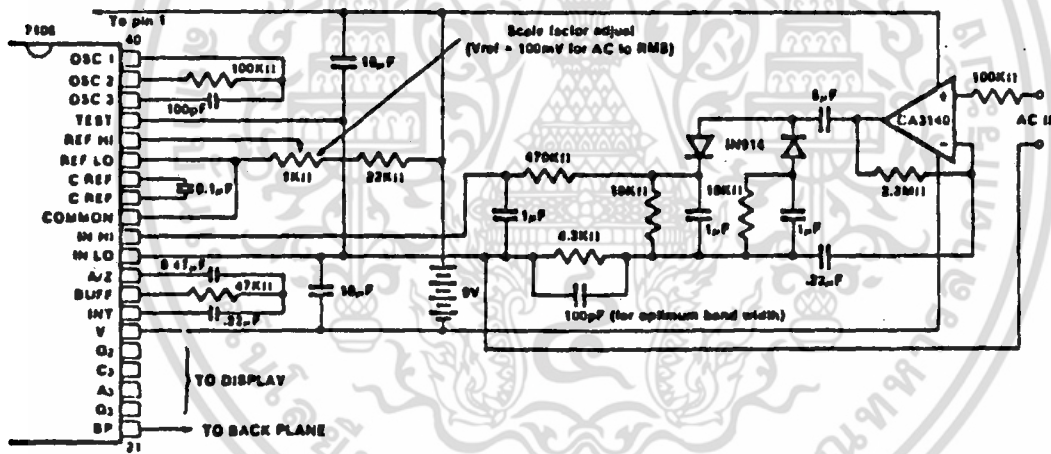


Figure 21: AC to DC Converter with 7106. Test is used as a common mode reference level to ensure compatibility with most op-amps.

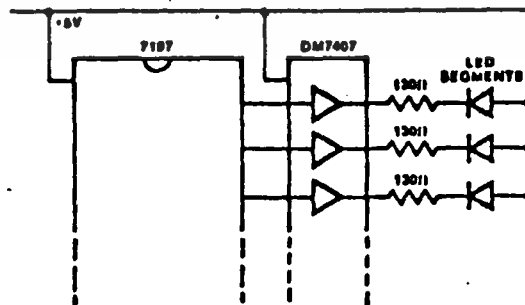


Figure 22: Display Buffering for increased drive current. Requires four DM7407 Hex Buffers. Each buffers is capable of sinking 40 mA max.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

106/7107 EVALUATION KITS

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

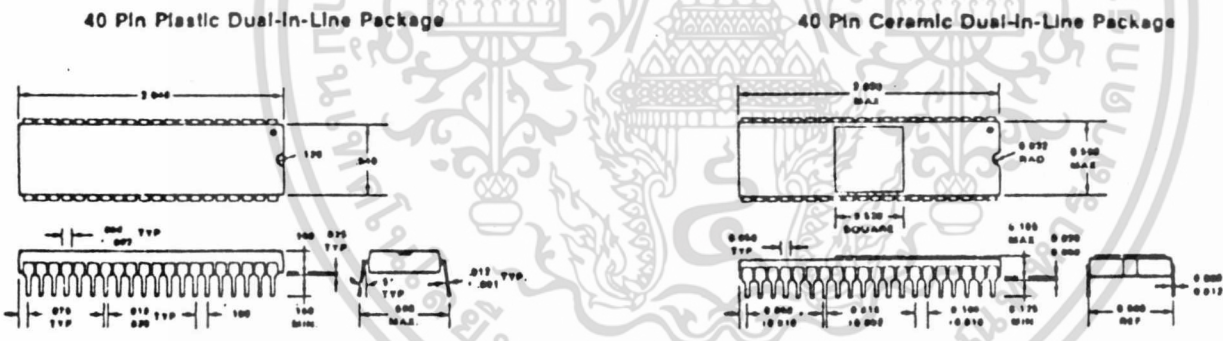
Two kits are offered, the ICL7106EV/KIT and the ICL7107EV/KIT. Both contain the appropriate IC, a circuit board, a display (LCD for 7106EV/KIT, LEDs for 7107EV/KIT), passive components, and miscellaneous hardware.



APPLICATION NOTES

- 016 "Selecting A/D Converters," by David Fullagar
- 017 "The Integrating A/D Converter," by Lee Evans
- 018 "Do's and Don't's of Applying A/D Converters," by Peter Bradshaw and Skip Osgood
- 019 "4 1/2 Digit Panel Meter Demonstrator/Instrumentation Boards," by Michael Dufort.
- 023 "Low Cost Digital Panel Meter Designs," by David Fullagar & Michael Dufort.

PACKAGE DIMENSIONS



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

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

ประวัติผู้เขียน

นาย สมรัตน์ อรรถอุดม เกิดเมื่อวันที่ 15 มีนาคม 2510 จบการศึกษาระดับมัธยมศึกษาตอนต้นที่โรงเรียนเซนต์หลุยส์จังหวัดฉะเชิงเทรา และเข้ามาศึกษาต่อที่โรงเรียนเซนต์คาเบรียล จนจบระดับมัธยมศึกษาตอนปลาย เข้าศึกษาต่อในระดับปริญญาตรีที่ คณะวิทยาศาสตร์ ในสาขาวิชาฟิสิกส์ประยุกต์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า เจ้าคุณทหารลาดกระบัง และสำเร็จการศึกษาในปีการศึกษา 2533

กิจกรรมที่ทำการระหว่างการศึกษา

- เป็นประธานชมรมยูโดในปี 2532
- เป็น STAFF เชียร์ปี 2532
- เข้าร่วมการแข่งขันกีฬามหาวิทยาลัยในปี 2533
- เข้าร่วมการแข่งขันยูโดอุดมศึกษาในปี 2531-2534

นาย สุวิทย์ เตชะนิมิตต์ เกิดเมื่อวันที่ 22 พฤษภาคม 2513 จบการศึกษาระดับมัธยมศึกษาตอนต้นและมัธยมศึกษาตอนปลายจากโรงเรียนเตรียมอุดมศึกษานานาชาติ จังหวัดกรุงเทพฯ ฯ และเข้าศึกษาต่อในระดับปริญญาตรีที่ คณะวิทยาศาสตร์ ในสาขา วิชาฟิสิกส์ประยุกต์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า เจ้าคุณทหารลาดกระบัง และสำเร็จการศึกษาในปีการศึกษา 2533

กิจกรรมที่ทำการหว่างศึกษา

- เป็นสมาชิกชมรมอนุรักษ ปี 2532-2533
- เป็น STAFF เชียร์ ปี 2532-2533