



เครื่องแสดงผลค่าวัตต์, เพาเวอร์แฟคเตอร์ และ เฟสมิเตอร์
WATT , POWER FACTOR AND PHASE METER



วัน เดือน ปี..... 17 พ.ศ. 2537
เลขทะเบียน..... 034731
เลขเรียกหนังสือ..... T 37031 06

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิศวกรรมระบบควบคุม
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2537

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์อื่นใด
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

034731

เครื่องแสดงผลค่าวัตต์, เพาเวอร์แฟคเตอร์ และ เฟสมิเตอร์
WATT , POWER FACTOR AND PHASE METER



ปริญญาานิพนธ์สำหรับปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมระบบควบคุม
คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2537

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาานิพนธ์ ปีการศึกษา 2537
ภาควิชา วิศวกรรมระบบควบคุม
คณะ วิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหาร ลาดกระบัง

เรื่อง เครื่องแสดงผลค่า วัดต์, เพาเวอร์แฟคเตอร์ และเฟสมิเตอร์
WATT , POWER FACTOR AND PHASE METER

ผู้จัดทำ 1. นายวิจารณ์ มหัทธพงศ์
 2. นายอดิรักษ์ กาญจนเหตุภัย



..... อาจารย์ที่ปรึกษา

(อาจารย์ เกียรติศักดิ์ คมวัชระ)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เครื่องแสดงผลค่า วัตต์ , เพาเวอร์แฟคเตอร์ และ เฟสมิเตอร์
(WATT / POWER FACTOR AND PHASE METER)

โดย นาย วิจารณ์ มหัทธพงศ์
นาย อติรักษ์ กาญจนนฤทัย

อาจารย์ที่ปรึกษา อ. เกียรติศักดิ์ คมวัชร

บทคัดย่อ

ในปัจจุบันอุปกรณ์แต่ละชนิด สามารถวัดค่าทางไฟฟ้าได้เพียงไม่กี่ค่า แต่ถ้าวิศวกรต้องการวัดค่าหลายค่าพร้อมกัน จึงเป็นการยากที่จะหาอุปกรณ์หลายชนิดได้ในเวลาเดียวกัน โครงการนี้จึงเป็นการรวมอุปกรณ์หลักที่จำเป็นต้องใช้เช่นวัตต์มิเตอร์, เพาเวอร์แฟคเตอร์มิเตอร์ และ เฟสมิเตอร์ไว้ในชุดอุปกรณ์เดียวกันทั้งหมด โดยหลักการ การวัดค่าต่างๆซึ่งอาจมีได้หลายแนวคิด สำหรับโครงการนี้เป็นการเสนอแนวความคิดหนึ่งซึ่งมีความถูกต้องพอที่จะนำไปใช้ได้ในการวัดค่าทางไฟฟ้าไม่ว่าจะเป็นค่าวัตต์, ความต่างเฟสซึ่งอาจจะเป็นการ LEADหรือการ LAGและ บอค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์ (POWER FACTOR)ซึ่งเป็นค่าที่สำคัญทางไฟฟ้ากำลังได้สะดวกมากขึ้น แต่สำหรับโครงการนี้จะมีข้อจำกัดคือไม่สามารถวัดกับอุปกรณ์ที่มีกำลังไฟฟ้าสูงกว่า 3 กิโลวัตต์ได้

ABSTRACT

In the present, each instrument can measure only few electrical values but when engineers need to measure many values simultaneously, it is difficult to find many instruments in the same time. This project is a cooperation of main instruments that are frequently used, for instance, watt meter, power factor meter and phase meter. These devices are assembled in usage jointly. There are many points of view in the methods of measurement but this project is a presentation of idea that has sufficient accuracy to measure electrical values, for example, watt, phase difference which may be lead or lag, and power factor which is significant in electrical power. It takes part in measurement more conveniently. But this project has a limitation, it can not measure the instrument which has a electrical power more than 3 kilowatts.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

ปริญญาพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลงด้วยดี ก็เพราะได้รับความเมตตาจาก อาจารย์ เกียรติศักดิ์ คมวัชระ ที่ได้ให้ความกรุณาแนะนำแก่ผู้จัดทำ ผู้จัดทำ รัฐศึกษาซึ่งและ ขอกราบขอบพระคุณเป็นอย่างสูง

ขอขอบคุณ เพื่อนๆ ภาคระบบควบคุมที่ให้กำลังใจเสมอมา และ ประการ สำคัญที่สุด ขอกราบขอบพระคุณ คุณพ่อและคุณแม่ ที่ให้กำเนิด และสนับสนุนด้านการ ศึกษาตั้งแต่อดีตถึงปัจจุบัน



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

III

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อ	I
กิตติกรรมประกาศ	II
สารบัญ	III
สารบัญตาราง	IV
สารบัญภาพ	V
บทที่ 1. บทนำ	1
บทที่ 2. ทฤษฎีและหลักการการทำงานของวงจร	2
2.1 ส่วนของภาคแสดงผล	3
2.2 ส่วนของวงจรคูณ	13
2.3 ส่วนของอนาล็อก ทู ดิจิตอล คอนเวอร์เตอร์ (Single - chip A/D convertor)	19
บทที่ 3. การประยุกต์การใช้งานและผลการทดลอง	21
3.1 เพาเวอร์แฟคเตอร์ มิเตอร์ (POWER FACTOR METER)	23
3.2 เฟสมิเตอร์1(PHASE METER1)	33
3.3 เฟสมิเตอร์2(PHASE METER2)	37
3.4 วัตต์มิเตอร์(WATT METER)	43
บทที่ 4. สรุปและวิจารณ์	55
บรรณานุกรม	56
ภาคผนวก	57

สารบัญตาราง

ตารางที่ 1 แสดงการเปรียบเทียบวงจรคุณแบบต่าง ๆ

หน้า 16



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูปภาพ

รูปที่ 1	โครงสร้างของ LCD	หน้า 3
รูปที่ 2	การทำงานของพื้นฐานของตัวแสดงผลแบบนิแมติกแบบเกลียว ก ขณะไม่ทำงาน ข ขณะทำงาน	หน้า 4
รูปที่ 3	การแสดงผลเชิงบวก	หน้า 5
รูปที่ 4	การแสดงผลแบบต่างๆ ของ LCD	หน้า 5
รูปที่ 5	การสลับเฟสของการขับโดยตรง โดยมี XOR เกิดควบคุม แรงดันไปยังส่วนต่างๆ	หน้า 7
รูปที่ 6	ตัวเลข 1 ตัว พร้อมจุดทศนิยม (8 ส่วน) โดยใช้มัลติเพล็กซ์ 1::3	หน้า 8
รูปที่ 7	โครงสร้างของการแสดงผลแบบ TFT	หน้า 10
รูปที่ 8	การทำงานของจอแสดงผลแบบ TFT	หน้า 10
รูปที่ 9	เทคนิคการต่อขา LCD	หน้า 11-12
รูปที่ 10	แผนภาพแสดงหลักการคูณแบบเศษหนึ่งส่วนสี่ของกำลังสอง	หน้า 13
รูปที่ 11	แผนภาพของวงจรถูกโดยการมอดูเลตความสูงและความกว้าง ของพัลส์	หน้า 14
รูปที่ 12	วงจรมูลฐานและการคูณโดยการแปรค่าอัตราส่วนนำ	หน้า 15
รูปที่ 13	ลักษณะการคูณช่วงแปรของสัญญาณทุกสัญญาณจะเท่ากับ+10 และ-10โวลต์	หน้า 15
รูปที่ 14	แสดงสัญลักษณ์ของวงจรถูก	หน้า 17
รูปที่ 15	วงจรถูก	หน้า 17
รูปที่ 16	วงจรถูก	หน้า 18
รูปที่ 17	Exclusive OR gate สำหรับการ Drive จุดทศนิยม	หน้า 20
รูปที่ 18	แสดงระบบของวัตต์ เพาเวอร์แฟคเตอร์และเฟสมิเตอร์	หน้า 22
รูปที่ 19	แสดงองค์ประกอบง่ายๆของ POWER FACTOR METER	หน้า 23
รูปที่ 20	แสดงวงจรเฟสชิฟเตอร์ (PHASE- SHIFTER)	หน้า 24
รูปที่ 21	แสดงวงจรซีโรครอสซิงดิเทคเตอร์ (ZERO CROSSING DETECTOR)	หน้า 25
รูปที่ 22	แสดงวงจรของINV/NON-INV AMP.กับวงจรถูกINTEGRATOR	หน้า 27
รูปที่ 23	แสดง สัญญาณ Vin และ lin มีลักษณะ IN PHASE กัน	หน้า 26

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 24	แสดงการทำงานของไอซี 741 (IC741) ซึ่งทำงานเป็นอินเวอร์สดีงแอมพลิฟาย (NON- INVERTING AMPLIFIER)	หน้า 28
รูปที่ 25	IC741 ทำงานเป็นอินเวอร์สดีงแอมพลิฟาย (INVERTING AMPLIFIER)	หน้า 28
รูปที่ 26	แสดงเอาพุท (OUTPUT) ของสัญญาณที่ Vin และ lin เฟสเดียวกัน (IN-PHASE)	หน้า 29
รูปที่ 27	แสดงอินพุท (INPUT) ของสัญญาณที่มี Vin ตาม (LAG) lin 90 องศา	หน้า 29
รูปที่ 28	แสดงเอาพุท (OUTPUT) ของสัญญาณ Vin ตาม (LAG) lin 90 องศา	หน้า 30
รูปที่ 29	แสดงความสัมพันธ์ของ $\cos\theta$ กับมุมในการนำ และ ตาม (LEAD-LAG)	หน้า 31
รูปที่ 30	แสดงวงจรของเฟสชิฟเตอร์(PHASE SHIFT)ที่จะให้ lin นำ (LEAD) Vin	หน้า 32
รูปที่ 31	แสดงลักษณะบล็อกไดอะแกรม (BLOCK DIAGRAM) ของเฟสมิเตอร์1	หน้า 33
รูปที่ 32	แสดงลักษณะสัญญาณที่มีทั้งการ นำและตาม (LEAD-LAG)	หน้า 33
รูปที่ 33	แสดงความสัมพันธ์ ระหว่าง e_o กับ θ ทั้งนำ (LEAD) และตาม(LAG)	หน้า 35
รูปที่ 34	แสดงรูปวงจรของ PHASE METER1	หน้า 34
รูปที่ 35	แสดงวงจรเฟสมิเตอร์2	หน้า 38
รูปที่ 35.1	แสดงลักษณะสัญญาณตามจุดต่างของรูปที่ 35	หน้า 39
รูปที่ 36	ความสัมพันธ์ระหว่าง ความต่างเฟส (θ) กับ V_{dc1}	หน้า 40
รูปที่ 37	แสดงสัญญาณ ที่เป็น Vin,lin,Vo และ Vdc	หน้า 41
รูปที่ 38	แสดงสัญญาณของ Vin ,lin ,Voและ Vdc เมื่อมีเฟสเดียวกัน $V_{dc} = 0$	หน้า 41
รูปที่ 39	กราฟแสดงคุณสมบัติของ MC 1595L	หน้า 44
รูปที่ 40/1	ภาคแหล่งจ่ายไฟฟ้า	หน้า 46
รูปที่ 40/2	แสดงส่วนเปลี่ยนกำลังไฟฟ้าเป็นแรงดันไฟฟ้า	หน้า 47
รูปที่ 41	วงจรส่วนภาคแสดงผลแบบ LCD	หน้า 48
รูปที่ 42	แสดงตำแหน่งอุปกรณ์และการเดินสาย	หน้า 49
รูปที่ 43	แสดงการเปลี่ยนแปลงของแรงดันเอาพุท	หน้า 52

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ ห้ามนำไปใช้โดยไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ในการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 44 แสดงตัวคุณชั้นพื้นฐาน

หน้า 54

รูปที่ 45 แสดงการนำวงจรคุณร่วมกับอุปแอมป์ในการเลื่อนระดับ

หน้า 54



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

เครื่องแสดงผลค่าวัตต์ เพาเวอร์แฟคเตอร์ และเฟสมิเตอร์ (WATT , POWER FACTOR AND PHASE METER)

เนื่องจากการทำงานในไฟฟ้านั้น ค่าทางไฟฟ้ามีความสำคัญเป็นอย่างยิ่งในทางอุตสาหกรรมซึ่งได้แก่ ค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์ , กำลังไฟฟ้าที่ได้ออกมา และ การพิจารณาว่าสัญญาณนั้นเกิดการนำ หรือ การตาม โดยอุปกรณ์ที่จะทำการวัดค่าต่างๆ ออกมานั้นมีลักษณะที่แยกจากกันโดยสิ้นเชิง ทำให้เกิดการยุ่งยากในการวัดค่า

จากการที่แต่ละอุปกรณ์ที่ได้ต่ออยู่ร่วมกันในรูปที่กะทัดรัดเพื่อให้งานเป็นไปอย่างที่สามารถวัดค่าต่างๆ ในขณะเดียวกันทำให้เกิดความสะดวกรวดเร็วยิ่งขึ้นในการใช้งาน โดยเครื่องแสดงผลค่าวัตต์ เพาเวอร์แฟคเตอร์และเฟสมิเตอร์นี้จะสามารถประกอบขึ้นจากแนวความคิดได้หลายรูปแบบไม่ตายตัว ที่อาจจะสร้างเครื่องวัดค่าได้เหมือนกันแต่การใช้งานในบางกรณีอาจจะให้ค่าที่วัดได้นั้นไม่ได้ผลเป็นที่น่าเชื่อถือนัก แต่สำหรับเครื่องแสดงผลดังกล่าวนี้ เป็นการเสนอแนวความคิดหนึ่งที่ให้ผลอยู่ในขอบเขตที่เชื่อถือได้

การทำงานของระบบโดยรวมของเครื่องวัดค่า วัตต์ เพาเวอร์แฟคเตอร์ และ เฟส มิเตอร์ คือการรับอินพุตเข้ามาเป็น ไฟ 220 โวลต์ และทำการแปลงเป็นแหล่งจ่ายไฟของระบบ และ อินพุตอีกส่วนหนึ่งได้มาจากค่าไหลดที่ทำการวัดค่าซึ่งแสดงผลออกมาเป็นค่าๆ ประกอบด้วยจำนวนวัตต์ที่ใช้ , เพาเวอร์แฟคเตอร์ และบอกการนำและการตามของผลที่เกิดขึ้นจากไหลด

บทที่ 2

ทฤษฎีและหลักการทำงานของวงจร

ส่วนของภาคแสดงผล (LCD)

ในชีวิตประจำวันอุปกรณ์ทางด้านดิจิทัลคอมพิวเตอร์ เครื่องมือ อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ต่างๆ ตลอดจนเครื่องใช้ไฟฟ้าในชีวิตประจำวัน มักจะแสดงผลด้วยจอ LCD เช่น นาฬิกา เครื่องคิดเลข ดิจิตอลมัลติมิเตอร์ แม้กระทั่งจอโทรทัศน์เล็กๆ

คำจำกัดความของ LCD

LCD ย่อมาจาก Light Crystal Display นั่นคือ ตัวแสดงผลแบบผลึกเหลว ผลึกเหลวที่วุ้นนี้ เป็นสารที่รวมกันอย่างได้สัดส่วนระหว่างของเหลวกับผลึก เมื่อถึงจุดหลอมเหลวของสาร โมเลกุลของสารจะเคลื่อนที่ได้เหมือนของเหลว ในปี พ.ศ.2513 มีการค้นพบว่าแผ่นสารผลึกเหลว สามารถเปลี่ยนตัวเองจากโปร่งแสงเป็นทึบแสง หรือจากทึบแสงกลายเป็นโปร่งแสงได้ โดยการป้อนแรงดันเข้าไป คุณสมบัตินี้ก็คือ หลักการพื้นฐานของ LCD ในปัจจุบันนั่นเอง

ข้อดีของ LCD

1. บางเบา และ พกพาสะดวก สามารถผลิตให้มีความหนาเพียงไม่กี่มิลลิเมตร
2. ใช้พลังงานน้อย ทำให้ใช้งานได้นาน ถึงแม้ว่าจะมีแบตเตอรี่ขนาดเล็กเป็นตัวจ่ายกำลัง แต่ก็สามารถใช้ได้ยาวนานเป็นปีๆ
3. ใช้งานได้ในช่วงอุณหภูมิกว้างและมีอายุการใช้งานนาน
4. มีราคาถูก ทำให้มีการใช้งานกันอย่างกว้างขวางและนิยมกันมาก

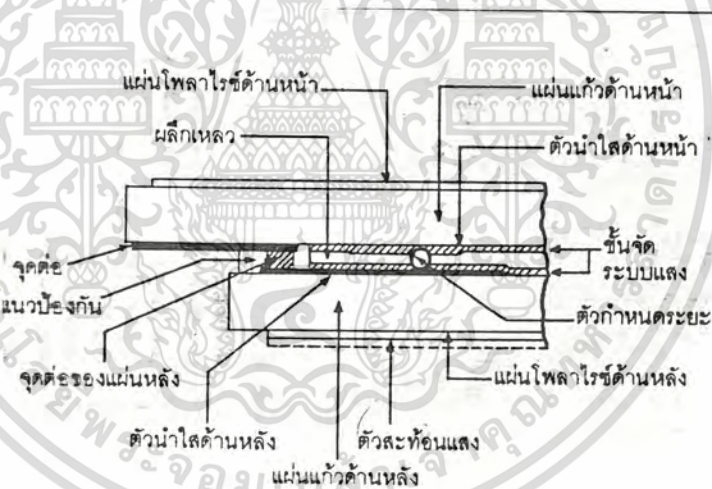
LCD เป็นอุปกรณ์ที่ต้องอาศัยแสงจากภายนอก มาใช้ในการอ่าน แต่ความเข้มของการแสดงผลไม่ได้จางลงเลย เมื่อแสงสว่างจากภายนอกเพิ่มขึ้น ถ้าเราต้องการอ่านค่าในที่มืดก็ทำได้โดยใช้แสงไฟส่องมาจากด้านหลังของแผง LCD

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โครงสร้างของ LCD

โครงสร้างของ LCD ประกอบด้วย แผ่นแก้ว 2 แผ่นประกบกัน โดยเว้นช่องกลาง 6 ถึง 10 ไมโครเมตร (ไมโครเมตรเท่ากับหนึ่งส่วนล้านของเมตร) จากรูปที่ 1 ผิวด้านในของแผ่นแก้ว จะเคลือบด้วยตัวนำไฟฟ้าชนิดใส ไว้ที่ตัวแสดงอักษร สัญลักษณ์หรือ เครื่องหมายต่าง ๆ ระหว่างตัวนำไฟฟ้าชนิดใสกับผลึกเหลว จะมีชั้นสารที่ทำให้โมเลกุลของผลึกรวมตัวกัน ในทิศทางของแสงที่ส่องมา ชั้นสารนี้เราเรียกว่า ชั้นจัดระบบแสง และ ระยะห่างระหว่างแผ่นแก้วทั้งสองถูกจำกัดด้วยตัวกำหนดระยะ สังกะสีรูปที่ 1 จะเห็นเป็นวงกลมระหว่างชั้น ชนิดของผลึกเหลวที่เรา นิยมใช้กันโดยทั่วไปคือ แบบนีเมติก (nematic) โมเลกุลของผลึกเหลวแบบนีเมติกนี้ จะวางขนานกันไปเป็นแนวตรงคล้ายเส้นลวดยาว ถ้าหากวางในทิศทางที่ต่างกันจะทำให้คุณสมบัติของมันเปลี่ยนไป

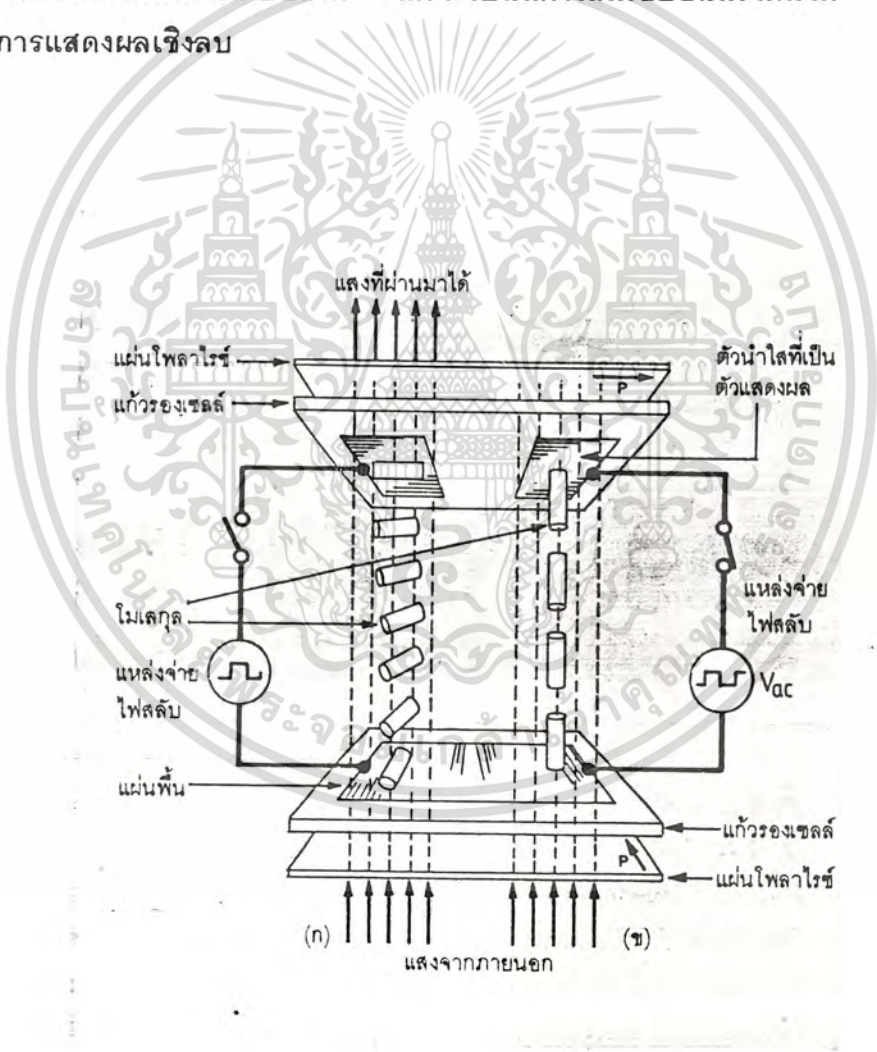


รูปที่ 1 โครงสร้างของ LCD

LCD แบบนีเมติกชนิดเกลียว

การทำงานของ LCD แบบนีเมติกชนิดเกลียว (twisted nematic) แสดงในรูปที่ 2 โมเลกุลของผลึกเหลวจะถูกจัดวางไว้ในตำแหน่งหนึ่งโดยจัดชั้นระบบรับแสง ตำแหน่งของการรับแสงระหว่างแผ่นล่างและแผ่นบนจะต่างกัน 90 องศา เมื่อมีแสงจากด้านล่างผ่านโมเลกุลของผลึกเหลวที่บิดเป็นเกลียวขึ้นไปยังแผ่นบน ทำให้ตำแหน่งของเอกสารนี้เป็นเอกสารที่ส่องสว่างสำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แสงหมุนไป 90 องศา แสงจึงลอดผ่านแผ่นโพลาไรซ์ออกไปได้ ตามรูปที่ 2 ก ถ้ามีแรงดันป้อนให้ที่ตัวนำไฟฟ้าชนิดใส การวางตัวของโมเลกุลจึงเปลี่ยนไปจากที่แสดงในรูปที่ 2 ก เป็นเหมือนในรูปที่ 2 ข แต่แสงก็ยังคงผ่านแผ่นโพลาไรซ์ด้านบนออกไปได้ เราจึงมองเห็นจอ LCD แสดงผลออกมา เมื่อเราหยุดป้อนแรงดัน โมเลกุลจะเรียงตัวตามเดิมอีกครั้งหนึ่ง แสงก็จะทะลุผ่านไปได้อีก การทำงานของ LCD แบบนี้เรียกว่า การแสดงผลเชิงบวกแสดง ดังรูปที่ 3 ถ้าเราวางแผ่นโพลาไรซ์ให้หมุนไปมากกว่า 90 องศา ผลจะเกิดตรงกันข้ามคือ LCD จะมืดทึบเมื่อไม่มีแรงดันป้อนให้ แต่จะเป็นแสงใสเมื่อป้อนแรงดันให้ แบบนี้เรียกว่า การแสดงผลเชิงลบ



รูปที่ 2 การทำงานพื้นฐานของตัวแสดงผลแบบนี้เมติกแบบเกลียว ก ขณะไม่ทำงาน

ข ขณะทำงาน

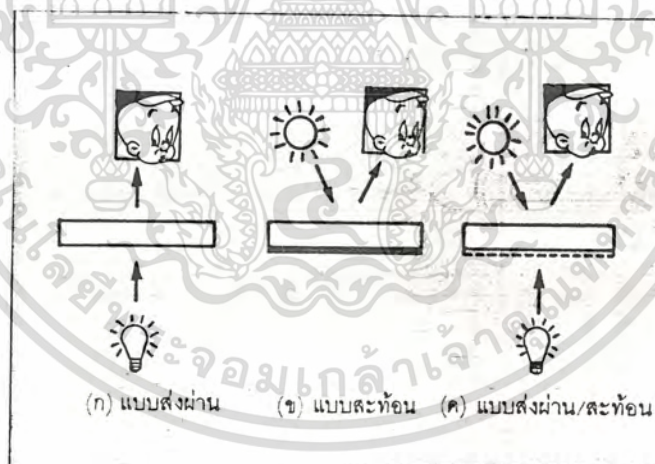
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3 การแสดงผลเชิงบวก

การแสดงผลแบบต่างๆ ของ LCD

LCD ที่เราใช้กันทั่วไป สามารถแสดงผลให้เราทราบกันได้ โดยมีหลักการอยู่ 3 แบบ ได้แสดงไว้ในรูปที่ 4



รูปที่ 4 การแสดงผลแบบต่างๆ ของ LCD

1. แบบส่งผ่าน (transmissive mode) แสดงในรูปที่ 4 ก แบบนี้มักใช้กับ LCD ที่มี การแสดงผลเชิงลบ และ จะวางหลอดไฟไว้ด้านหลังทำให้อ่านค่าได้ชัดเจน

2. แบบสะท้อน (reflective mode) จะมีสารประเภทโลหะเคลือบอยู่ที่แผ่นหลังของ LCD เช่น เคลือบด้วยอะลูมิเนียมพอยล์จะทำการสะท้อนแสงจากภายนอกผ่านตัว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แสดงผลไปยังตาของเรา ตามรูปที่ 4 ข แบบนี้เหมาะสำหรับที่ ที่มีแสงสว่างเพียงพอ ข้อดีคือไม่ต้องการแหล่งจ่ายแรงดันป้อนให้กับหลอดไฟใด ๆ อีก

3. แบบส่งผ่านสะท้อน (transflective mode) แสดงในรูปที่ 4 ค แบบนี้เป็น การรวม 2 แบบที่กล่าวมาแล้ว โดยตัวแสดงผลอ่านได้จากการแสดงผลของแสง ภายนอก และมีแสงส่องสว่างจากหลอดไฟด้านหลัง เมื่อต้องการอ่านค่าในที่มืด

ความสว่างและความเข้มขึ้นอยู่กับชนิดของแผ่นโพลาลิซ สำหรับตัวแสดงผลแบบสะท้อนเชิงบวก แผ่นโพลาลิซประสิทธิภาพต่ำ จะให้ความสว่างมากแต่ความเข้ม น้อย ส่วนแผ่นโพลาลิซประสิทธิภาพสูง จะให้ความเข้มสูงแต่ความสว่างจะลดลง

การขับ LCD

ถ้าเราจ่ายแหล่งจ่ายไฟตรงให้ LCD จะทำให้เกิดปฏิกิริยาเคมีไฟฟ้า เป็นผลให้อายุการใช้งาน LCD ลดลง ด้วยเหตุนี้เมื่อใช้งานเราจะใช้สัญญาณไฟสลับรูปสี่เหลี่ยม ป้อนให้กับ LCD ด้วยกำลังงานไม่เกิน 100 มิลลิวัตต์ ในบางครั้งเราจะเห็นการกระ พริบของ LCD ในนาฬิกา ที่มีราคาถูกนั้นเป็นเพราะ ความถี่ของสัญญาณไฟสลับที่ ป้อนให้กับ LCD มีค่าต่ำมากจึงเห็นไฟกระพริบได้ ดังนั้นในกรณีที่เรต้องการประ สสิทธิภาพสูง ๆ จะใช้ความถี่ให้ไม่ต่ำกว่า 30 Hz และกระแสไฟฟ้าที่เราใช้กันทั่วไปคือ 1.5 ไมโครแอมแปร์ต่อตารางเซนติเมตรของแผ่น LCD กระแสที่ LCD ต้องการจะเพิ่มขึ้น เป็นสัดส่วนโดยตรงกับความถี่ของสัญญาณที่ป้อนเข้าไป ถ้าเราใช้ความถี่มากเกินไป จะทำให้เกิดเงาในการแสดงผล ดังนั้นจึงต้องมีการระวังเป็นพิเศษเมื่อใช้ตัวแสดงผล ที่ใหญ่และยุ่งยาก

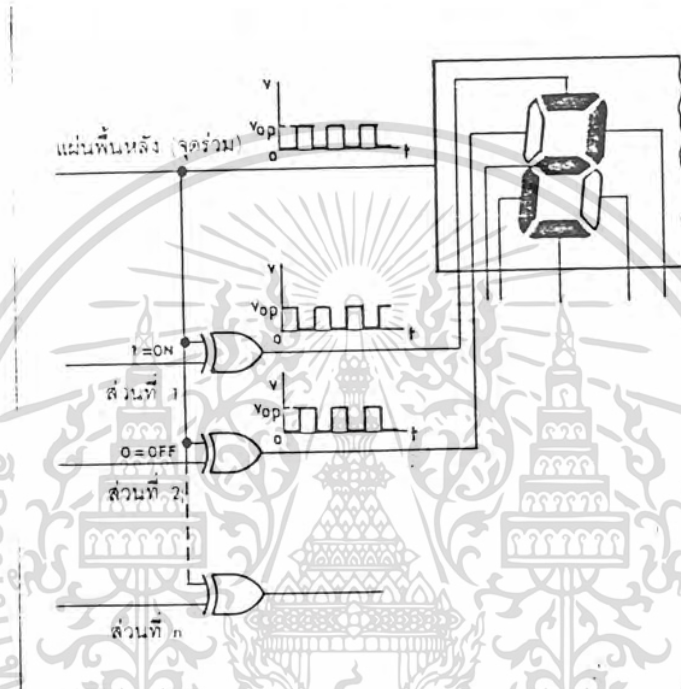
การขับ LCD ที่เราใช้กันมีอยู่ 2 วิธีคือการขับโดยตรงกับการขับแบบมัลติเพล็กซ์

การขับโดยตรง

การขับ LCD โดยตรง มีการต่อแยกขับแต่ละส่วน และขับแผ่นหลัง หรือส่วนจุด ร่วมอีก 1 จุด จากรูปที่ 5 จะเห็นได้ว่าแผ่นหลังจะถูกป้อนด้วยคลื่นสี่เหลี่ยม การ เลือกส่วนให้ทำงานทำได้โดยส่งคลื่นรูปเดียวกันแต่กลับเฟสไปให้ส่วน ๆ นั้นเพราะเอาต์ พุดของ XOR เกตต์ จะมีที่ต่อเมื่ออินพุตทั้งสองแตกต่างกันเท่านั้น ส่วนอื่นที่ไม่ได้เลือก

เอกสารนี้เผยแพร่โดยมูลนิธิส่งเสริมวิชาการไทย 1967 จำกัด ไม่หวังกำไร หวังแต่เพียงให้คนได้รู้และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ให้ทำงานก็จะป้อนสัญญาณเฟสเดียวกับแผ่นหลัง ซึ่งเป็นจุดร่วมและเพื่อป้องกัน การกระพริบของส่วนแสดงผลคลื่นทั้งสอง ต้องเป็นส่วนที่สมมาตรกัน การขับโดยตรงมีผลดีคือ ใช้งานได้ในย่านอุณหภูมิกว้าง มุมมองกว้าง ตอบสนองเร็ว และมีความผิดพลาดน้อยแต่การต่อใช้งานต้องต่อหลายจุดถ้าเป็นวงจรใหญ่แล้วจะเกิดความยุ่งยากมากมาย



รูปที่ 5 การขับเฟสของการขับโดยตรงโดยมี XOR เกิดควบคุมแรงดันไปยังส่วนต่าง ๆ

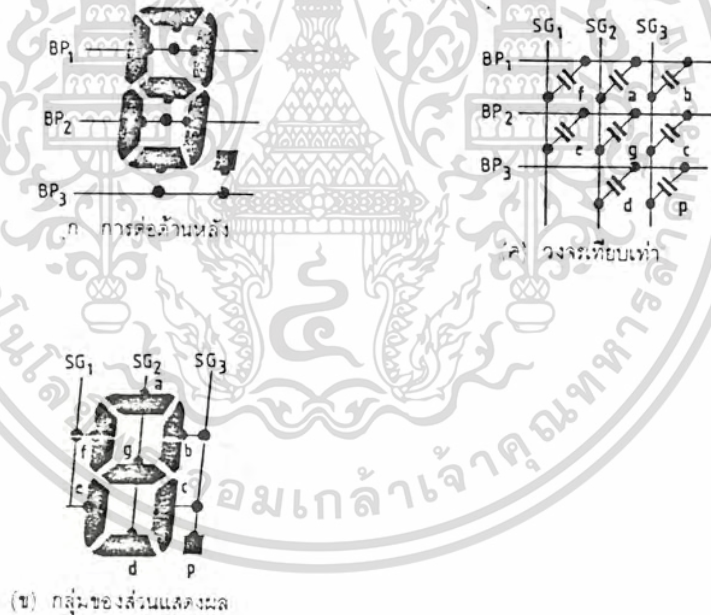
การขับแบบมัลติเพล็กซ์

การขับแบบมัลติเพล็กซ์ เหมาะสำหรับภาคแสดงผลจำนวนมาก เช่นการต่อคอมพิวเตอร์ เพราะถ้าจะไปต่อแต่ละส่วนแยกกันเหมือนแบบขับโดยตรง จะเกิดความยุ่งยากและสิ้นเปลืองโดยไม่จำเป็นขั้วของตัวมัลติเพล็กซ์วางอยู่ในรูปแบบเมตริกซ์ (ตารางสี่เหลี่ยมเล็กๆ เรียงกัน) ส่วนต่างๆของภาคแสดงผลจะมีต่อกันเป็นกลุ่มๆ แผ่นหลังจะแยกกันเป็นหลายจุดร่วม ดังนั้นแต่ละส่วนในกลุ่มหนึ่งจะมีจุดร่วมต่างกัน อัตราส่วนของการมัลติเพล็กซ์เขียนอยู่ในรูป 1:N โดย N คือจำนวนจุดร่วมของแผ่นหลังหรือจำนวนของส่วนแสดงผลในแต่ละกลุ่ม รูปที่ 6 แสดงการต่อส่วนแสดงผล และแผ่นพื้นหลังด้วย การขับ LCDแบบมัลติเพล็กซ์ 1:3 จำนวนจุดต่อจะลดลงจากแบบต่อตรงจาก 9 จุด เหลือ 6 จุด และ รูปที่ 6 ค แสดงวงจรเทียบเท่าของภาคแสดงผลแต่ละส่วน จำนวนจุดต่อที่ลดลงนี้เอง ทำให้ระบบมัลติเพล็กซ์น่าสนใจมาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปเผยแพร่โดยไม่ขออนุญาต

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เพราะถ้าเรามีการแสดงผล M ส่วน และ ใช้มัลติเพล็กซ์ 1:N การต่อจะเหลือเพียง $M/N + N$ จุด เช่น ตัวแสดงผล 100 ส่วน เมื่อต่อแบบขับโดยตรงจะต้องต่อ 101 จุด แต่ถ้าใช้แบบมัลติเพล็กซ์ 1:4 จุด แต่จะเหลือเพียง $100/4 + 4 = 29$ จุด แสดงส่วนแสดงผลจะติดได้เมื่อมีระดับความต่างศักย์ไฟฟ้าของส่วนนั้นกับจุดร่วมเพียงพอ ถ้าอัตราส่วนของมัลติเพล็กซ์มีค่าเพิ่มขึ้นจะทำให้อัตราส่วนระหว่างแรงดันที่ทำงาน และ ไม่ทำงานลดลง ทำให้ส่วนที่เราไม่ต้องการให้ทำงานมีสี ทำให้มองเห็นได้ จึงควรระวังเมื่อนำไปใช้งาน โดยปกติถ้าภาคแสดงผลมีมากคือ 100 - 150 ส่วน นิยมใช้มัลติเพล็กซ์แบบ 1:2 เพราะอัตราส่วนระหว่างแรงดันทำงาน และ แรงดันไม่ทำงานจะสูง ทำให้มีความคมชัดมากและโดยทั่วไป อัตราส่วนมัลติเพล็กซ์ไม่ควรเกิน 1 : 8 เพราะจะทำให้เรามองเห็นส่วนที่ไม่ทำงาน ทำให้อ่านค่าผิดพลาดก็สามารถใช้ อุปกรณ์แสดงผลตัวใหม่คือ STN ซึ่งสามารถใช้อัตราส่วนได้ถึง 1:100



รูปที่ 6 ตัวเลข 1 ตัว พร้อมจุดทศนิยม (8 ส่วน) โดยใช้มัลติเพล็กซ์ 1::3

เทคโนโลยีของ LCD

ปัจจุบันได้เกิดการพัฒนา LCD ที่สามารถแสดงผลได้หลายส่วน และ มีความคมชัดสูง ซึ่งได้เกิด LCD หลายชนิดด้วยกันคือ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



LCD แบบ STN

STN มาจากคำว่า Super Twisted Nematic โดยการทำให้มุมบิดตัวของผลึกเพิ่มขึ้นจาก 90 องศา เป็น 180 องศา ถึง 270 องศา มุมบิดที่มากขึ้นนี้ จะทำได้โดยการเจือสารโคเรสเทอริกเข้าไปในผลึกเหลวแบบนีเมติก STN สามารถแสดงเป็นสีต่าง ๆ ได้ เช่น ให้แสดงผลเป็นสีฟ้าบนพื้นโรซี หรืออาจให้ตัวแสดงผลโรซีบนพื้นสีเหลืองก็ได้ มุมมองกว้าง และมัลติเพล็กซ์ได้ถึง 1:100 หรือมากกว่านั้น

LCD แบบ GHD

จากปัญหาของตัวแสดงผลนีเมติกแบบเกลียวก็คือ ความเข้มของแสงจะลดลงเมื่อมุมมองเปลี่ยนและมีความสว่างที่ค่อนข้างน้อยที่เป็นเช่นนี้ เพราะใช้แผ่นโพลารไรซ์ถึง 2 แผ่น เราจึงหันมาใช้ตัวแสดงผลแบบ GHD ซึ่งมาจากคำว่า Guest - Host Display แบบนี้จะมีแผ่นโพลารไรซ์แผ่นเดียวหรือไม่มีเลย

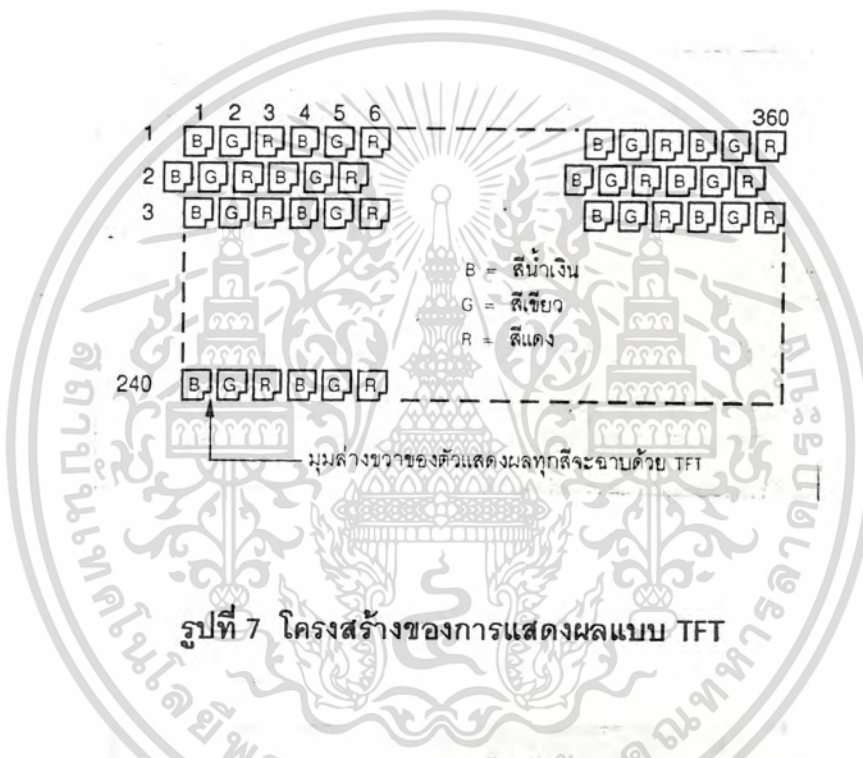
ใน GHD เป็นการรวมกันของโมเลกุลไดโครอิกดายนกับผลึกเหลวนีเมติกเมื่อไม่ได้รับแรงดัน โมเลกุลจะเรียงขนานไปกับผิวของตัวแสดงผล แสงที่ผ่านไปกระทบโมเลกุลของไดโครอิกดายนที่ปรากฏเป็นสีส้มขึ้น และ ถ้าได้รับแรงดันโมเลกุลจะเรียงกันไปเป็นแนวตั้ง ทำให้แสงผ่านไปได้ ส่วนที่แสดงผลก็จะสว่าง ส่วนพื้นจะเป็นสีอะไรก็ขึ้นอยู่กับดายน แบบนี้มีข้อดีคือ ให้มุมมองมากกว่า แต่ต้องใช้แรงดันไฟฟ้าสูง และมัลติเพล็กซ์ได้ต่ำ

LCD แบบ TFT

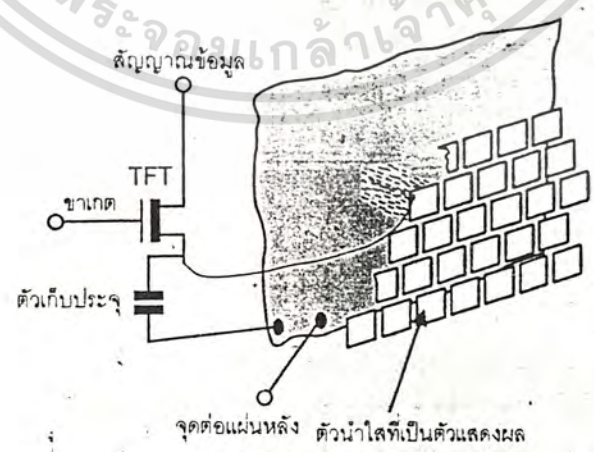
LCD แบบนี้จะมีลักษณะพิเศษกว่าแบบอื่น เพราะจะใช้ทรานซิสเตอร์ มาควบคุมแสดงผลอีกที ทำให้เกิดความคมชัดสม่ำเสมอตลอดจอแสดงผล ในโทรทัศน์สีจอเล็ก ซึ่งได้มีผู้ผลิตออกสู่ตลาดเมื่อไม่นานมานี้

TFT มาจากคำว่า Thin - Film Transistor หมายความว่าทรานซิสเตอร์ที่เป็นแผ่นฟิล์มบาง ๆ โดยทำมาจากสารซิลิคอนฉาบลงบนแผ่นแก้วตามรูปที่ 7 จอแสดงผลนั้นจะประกอบไปด้วย ตัวแสดงผลซึ่งมีพื้นสีอยู่ทั้งหมด 3 สี คือ สีน้ำเงิน สีแดง สีเขียว ตัว

แสดงผลมีขนาดเล็กมาก ด้านยาวของจอแสดงผลจะมีตัวแสดงผลอยู่ 360 ตัว และด้านกว้างมีอยู่ 240 ตัว ดังนั้นจอแสดงผลจะมีตัวแสดงผลอยู่ทั้งหมด 86400 ตัว ทำให้ภาพที่ออกมามีความละเอียดมาก การทำงานของ TFT แสดงไว้ในรูปที่ 8 เมื่อเราต้องการให้ตัวแสดงผลส่วนใดทำงาน ก็ป้อนแรงดันไปเข้าที่ขาเกต (gate) ของ TFT จะทำให้ความต้านทานของ TFT มีค่าต่ำมากเปรียบเสมือนลัดวงจร ดังนั้นจึงมีแรงดันมาตกคร่อมตัวเก็บประจุ ซึ่งมาจากสัญญาณข้อมูลที่มาเรื่อยๆ เป็นผลให้ตัวแสดงผลนั้นทำงาน



รูปที่ 7 โครงสร้างของการแสดงผลแบบ TFT



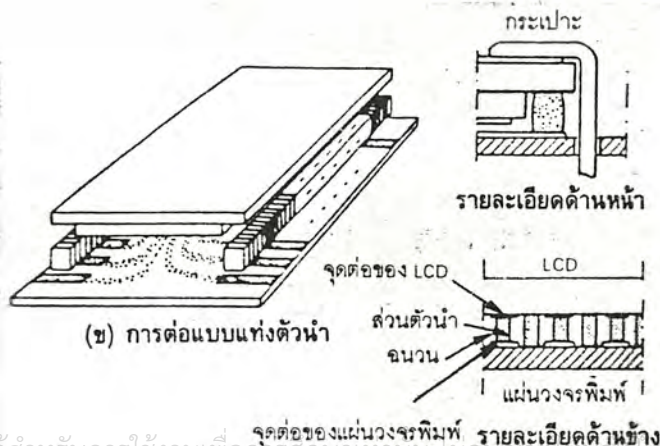
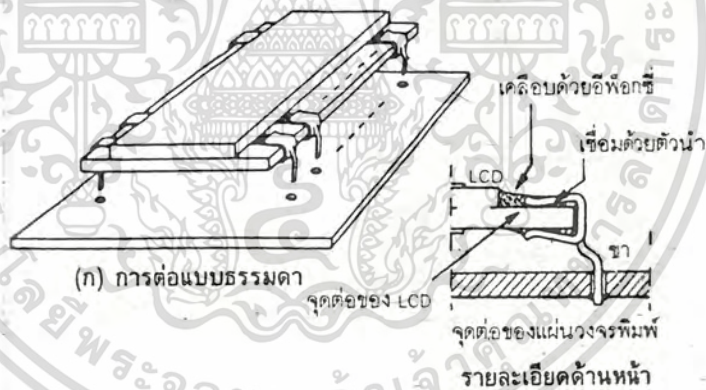
รูปที่ 8 การทำงานของจอแสดงผลแบบ TFT

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

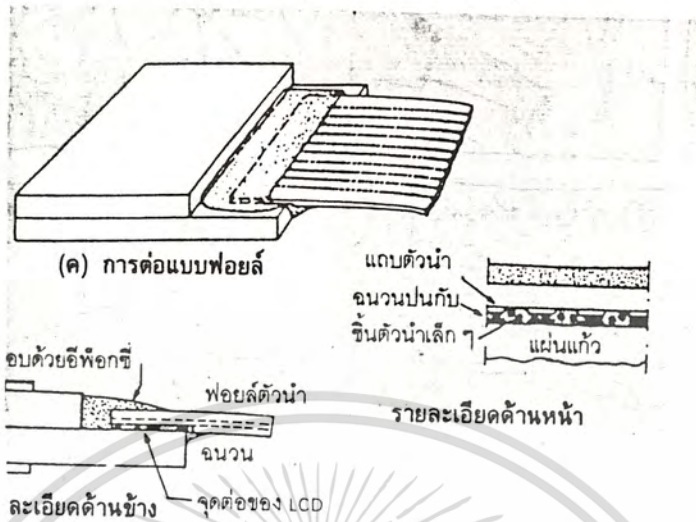
เทคนิคการต่อ LCD ใช้งาน

วิธีต่อใช้งานโดยทั่วไปมีอยู่ 3 แบบ คือ การต่อขาแบบธรรมดา แบบแท่งตัวนำ และ แบบฟอยล์ จะเลือกแบบไหนนั้นแล้วแต่ลักษณะการใช้งานของเรา

1. การต่อขาแบบธรรมดา แสดงในรูปที่ 9 ก แบบนี้มีลักษณะขายื่นออกมาจากตัวถึงเหมือนขา ของ IC สามารถบัดกรีเข้ากับ แผ่นวงจรพิมพ์โดยตรงวิธีนี้จะสะดวกสำหรับ LCD ที่มีจุดต่อไม่มาก
2. แบบแท่งตัวนำ ประกอบด้วยตัวนำสัญญาณไฟสลัและฉนวนเรา เรียกว่า แถบนำลาย ทั้งสองสิ่งนี้จะคั่นอยู่ระหว่างตัว LCD กับแผ่นวงจรพิมพ์ ตามรูปที่ 9 ข
3. การต่อแบบฟอยล์ แสดงในรูปที่ 9 ค ประกอบด้วยตัวนำยึด LCD ติดกับแผ่นฟอยล์มักใช้กับตัวแสดงผลที่บางมากหรือที่ต้องการแสงไฟส่องจากด้านหลัง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น ไม่อนุญาตให้เผยแพร่ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 9 เทคนิคการต่อจอ LCD



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ส่วนของวงจรคูณ

การคูณโดยใช้วงจรถ่าย มีข้อจำกัดข้อหนึ่งคือ แรงดันที่นำมาคูณ ต้องมีค่าบวก เราเรียกการคูณเช่นนี้ว่า การคูณในควอดแดรนต์ที่หนึ่ง โดยทั่วไปเราต้องการคูณแรงดันที่มีทั้ง ค่าบวก และ ลบ หรือต้องการคูณในควอดแดรนต์ทั้งสี่นั่นเอง วงจรคูณสี่ควอดแดรนต์มีอยู่หลาย แบบที่สำคัญคือ

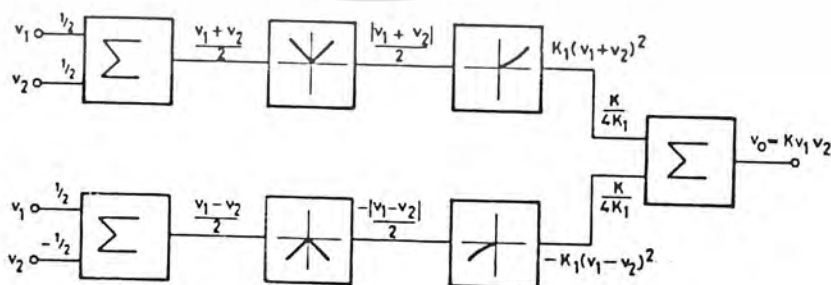
1. คูณแบบเศษหนึ่งส่วนสี่ของกำลังสอง (quarter-square)
2. คูณโดยมอดูเลตความสูงและความกว้างของพัลส์
3. คูณโดยแปรค่าอัตราความนำ (variable transconductance)

การคูณแบบเศษหนึ่งส่วนสี่ของกำลังสอง

การคูณแบบเศษหนึ่งส่วนสี่ของกำลังสอง มีพื้นฐานมาจากสมการพีชคณิตดังนี้

$$(X + Y)^2 / 4 - (X - Y)^2 / 4 = XY$$

เราจะเอาแรงดันที่ต้องการคูณกันนั้นมาบวก และ มาลบกันผลบวกและผลต่างจะนำไปยกกำลังสอง โดยใช่วงจรถ่ายกำเนิดฟังก์ชันที่ใช้ไดโอด ท้ายสุดเอาเทอมยกกำลังสองนั้น มาลบกันตามสมการก็จะได้เป็นผลคูณตามต้องการ แผนภาพบล็อกของการคูณแบบนี้ แสดงอยู่ในรูปที่ 10



รูปที่ 10 แผนภาพแสดงหลักการคูณแบบเศษหนึ่งส่วนสี่ของกำลังสอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การคูณโดยมอดูเลตความสูง และความกว้างของพัลส์

การคูณโดยมอดูเลตความสูง และความกว้างของพัลส์มีหลักการอยู่ว่าเราจะกำเนิดสัญญาณพัลส์ให้มีช่วงสูงเท่ากับ V_1 แต่ความกว้างของพัลส์จะขึ้นอยู่กับแรงดัน V_2 ค่าเฉลี่ยของสัญญาณพัลส์นี้ จะขึ้นอยู่กับพื้นที่ภายใต้รูปพัลส์ ซึ่งจะเป็นปฏิภาคกับ ความสูง คูณ กับความกว้าง ดังนั้นค่าเฉลี่ยจะเป็นปฏิภาคกับผลคูณ $V_1 V_2$ นั้นเอง รูปที่ 11 แสดงแผนภาพบล็อกของการคูณแบบนี้ ในรูปที่ 11 ถ้าสวิตช์ตัดวงจรแรงดันออกของวงจรบวก V จะมีค่าเท่ากับ V ถ้าสวิตช์ต่อวงจร V จะเท่ากับ $-V_1$ นั่นคือช่วงสูงของพัลส์เท่ากับ $+V_1$ และ $-V_1$ ความกว้างของพัลส์ ขึ้นอยู่กับเวลาที่สวิตช์ตัดวงจร ซึ่งขึ้นอยู่กับ V_2 ดังนั้นเราเอา V_2 ไปบวกกับสัญญาณสามเหลี่ยม และเมื่อ V_2 เป็นบวก สัญญาณสามเหลี่ยม จะเลื่อนสูงขึ้น ช่วงเวลาระหว่าง จุดที่ตัดแกนศูนย์โวลต์ก็มากขึ้นด้วย ถ้า V_2 เป็นลบช่วงเวลานี้จะน้อยลง เราใช้วงจรเปรียบเทียบ เพื่อตรวจจับการผ่านศูนย์ สัญญาณออกของวงจรเปรียบเทียบ V' จะเป็นพัลส์ ช่วงเวลาที่ V' เป็นบวกจะขึ้นอยู่กับ V_2 เราใช้ V' นี้เพื่อควบคุมสวิตช์ก็ได้ความกว้างของพัลส์ V ที่ขึ้นอยู่กับ V_2 ตามที่ต้องการ



รูปที่ 11 แผนภาพของวงจรคูณโดยการมอดูเลตความสูงและความกว้างของพัลส์

การคูณโดยแปรค่าอัตราความนำ

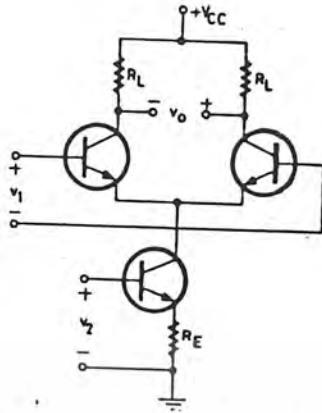
เราใช้วงจรเชื่อมโยงผ่านอิมิตเตอร์เป็น วงจรพื้นฐานในการคูณ จากการที่ได้ศึกษาไว้ในตอนต้นเราสามารถคำนวณได้โดยง่ายว่า แรงดันขาออกของวงจรในรูปที่ 12 เท่ากับ

$$V_o = (V_1 V_2 R_L) / (R_E V_T)$$

ซึ่งแสดงว่าวงจรนี้ทำหน้าที่คูณนั่นเอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับนักเรียนเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

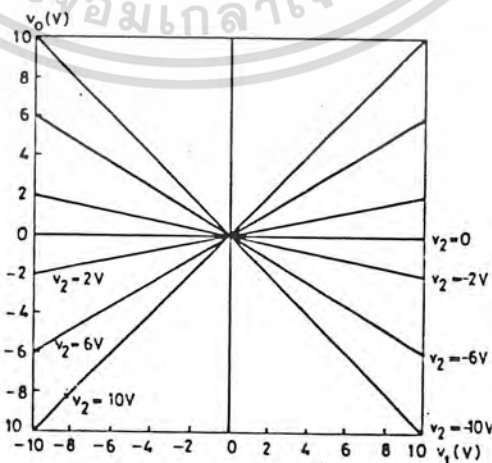
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 12 วงจรพื้นฐานและการคูณโดยการแปรค่าอัตรากรนำ

ในปัจจุบัน ได้มีผู้ผลิตวงจรประมวล ที่ทำหน้าที่คูณ และ ใช้วงจรเชื่อมโยงผ่านอิมิตเตอร์เป็น วงจรพื้นฐาน แต่วงจรภายในของวงจรประมวลเช่นนี้ จะมีความซับซ้อนกว่าวงจรในรูปที่ 12 เช่นอาจจะใช้วงจรเชื่อมโยงผ่านอิมิตเตอร์ถึง 4 วงจรของวงจรแรกสำหรับแปลงแรงดันขาเข้าทั้งสอง ให้เป็นรูปกระแสอีกสองวงจรจะต่อไขว้กันเพื่อตัดปัญหาสัญญาณร่วม เราจะอธิบายการทำงานของวงจรได้สะดวกโดยยึดอัตราส่วนของกระแสเป็นหลัก ในการคำนวณดังนั้นวงจรคูณเช่นนี้จึงมีชื่อเรียกอีกชื่อหนึ่งว่า วงจรคูณโดยจัดอัตราส่วนกระแส (current ratioing) วงจรประมวลที่ทำหน้าที่คูณ จะได้รับการออกแบบ ให้มีช่วงแปรของสัญญาณเข้าที่กว้าง โดยทั่วไปเราจะให้สัญญาณเข้าสามารถแปรได้ ในช่วง + 10 และ - 10 โวลต์ ดังนั้น เพื่อที่จะให้สัญญาณออกมีช่วงแปร + 10 และ - 10 โวลต์ เช่นกัน สัมประสิทธิ์การคูณ จึงเท่ากับ 1 / 10 และความสัมพันธ์ระหว่าง แรงดันออกกับแรงดันเข้าจะเป็นดังนี้

$$V_o = V_1 V_2 / 10$$



รูปที่ 13 ลักษณะการคูณช่วงแปรของสัญญาณทุกสัญญาณจะเท่ากับ +10 และ -10 โวลต์ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การเปรียบเทียบวงจรถูก

วงจรถูกแบบต่าง ๆ มีข้อดีข้อเสียต่าง ๆ กัน แต่ดูเหมือนว่าวงจรถูกแบบเศษหนึ่งส่วนสี่ของกำลังสอง จะได้รับความนิยมน้อยลง เนื่องจากราคาแพง วงจรถูกแบบมอดูเลตความสูง และ ความกว้างของพัลส์ จะมีความคลาดเคลื่อนน้อยกว่าเพื่อน แต่ก็ทำงานที่ความถี่ต่ำ

สรุปแล้วเรานิยมใช้ วงจรถูกโดยแปรค่าอัตราความนำเพราะราคาถูกกว่าเพื่อน และ ทำงานได้ดีที่ความถี่สูง เมื่อพิจารณาคุณสมบัติเชิงความถี่ของวงจรถูกแถบความถี่ 3 เดซิเบล แทบจะไม่มีประโยชน์ในการบอกสมรรถนะของวงจรถูกนี้เพราะความถี่ 3 เดซิเบล การจรถูกจะมีความคลาดเคลื่อนมากเกินไป เนื่องจากความต่างเฟสเป็นสำคัญ วงจรถูกจะทำงานได้ดีโดยมีความคลาดเคลื่อนน้อยกว่าความถี่ซึ่งต่ำกว่าความถี่ 3 เดซิเบลนับร้อยเท่า

ตารางที่ 1 แสดงการเปรียบเทียบวงจรถูกแบบต่าง ๆ

แบบ	ความคลาดเคลื่อนสถิต (%)	แถบความถี่ 3 dB	แถบความถี่ 1%	อัตราการเหวี่ยง (slew rate)	ราคา
เศษหนึ่งส่วนสี่ของกำลังสอง	0.25-5	1-2 MHz	30 KHz	10 V/ μ s	แพงมาก
มอดูเลตความสูงและความกว้างของพัลส์	0.1	100 KHz	700 Hz	1V/ μ s	แพง
แปรค่าอัตราความนำ	0.5-2	1-10 MHz	50 KHz	100 V/ μ s	ปานกลาง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การใช้วงจรถคูณ

ในตัวอย่างการใช้วงจรถคูณที่จะกล่าวต่อไปนี้ เราจะสมมติว่าวงจรถคูณเป็นแบบสี่ควอดแรนต์ และการคูณเป็นไปตามสมการที่กล่าวมาแล้ว สัญลักษณ์ของวงจรถคูณแสดงอยู่ในรูปที่ 14



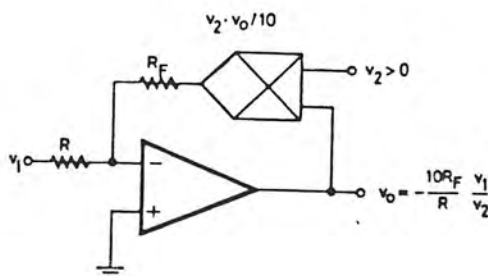
รูปที่ 14 แสดงสัญลักษณ์ของวงจรถคูณ

การหาร

เราอาจใช้วงจรถคูณทำหน้าที่หารได้ โดยต่อวงจรถคูณเป็นวงจรถ้อนกลับซึ่งก็คล้ายกับวงจรในรูปที่ 14 นั่นเอง รูปที่ 15 แสดงการต่อวงจรถหารสำหรับ วงจรนี้เราสามารถคำนวณได้โดยง่ายว่า

$$V_o = - \left[10 R_F / R * V_1 / V_2 \right]$$

กำหนดให้ $V_2 > 0$



รูปที่ 15 วงจรถหาร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่สามารถนำไปใช้

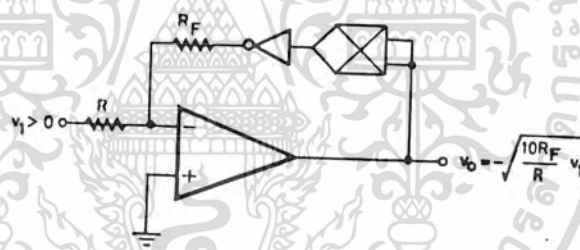
โดยเพื่อเสถียรภาพของวงจร เราต้องทำการป้อนกลับแบบลบซึ่งก็เป็นเงื่อนไขที่จำกัดให้ V_2 มีค่าบวกนั่นเอง

วงจรถอดราก

การถอดราก (square - rooting) เป็นฟังก์ชันกลับของการยกกำลังสอง ดังนั้นเราจึงใช้วงจรที่มีโครงสร้างเหมือน ในรูปที่ 15 วงจรที่ทำหน้าที่ถอดรากแสดงอยู่ในรูปที่ 16 เราคำนวณได้โดยง่ายว่า

$$V_O = - \left[10 R_F / R * V_1 \right]$$

เพื่อให้มีการป้อนกลับแบบลบตามข้อกำหนด เราต้องต่อวงจรกลับเฟส (inverter) อนุกรมกับวงจรรยกกำลังสอง ดังแสดงในรูปที่ 16



รูปที่ 16 วงจรถอดราก

วงจรที่วัดค่ายังผล (RMS)

การหาค่ายังผลกระทำได้โดยการยกกำลังสอง แล้วหาค่าเฉลี่ยแล้ว นำมาถอดรากเราสามารถใช่วงจรคูณเพื่อให้ได้วงจรที่ทำหน้าที่วัดค่ายังผลได้โดยตรงโดยไม่ต้องสมมติว่า รูปคลื่นเป็นไซน์แล้วทำการวัดช่วงสูง โดยการเรียงกระแสและคำนวณค่ายังผลจากช่วงสูง

ICL 7106 / ICL 7107

3 1/2 - DIGIT LCD / LED

single - chip A/D converter

รายละเอียดทั่วไป

INTERSIL ICL 7106 และ 7107 มีคุณสมบัติที่ดีมาก กินไฟต่ำ ใน 3¹/₂ DIGIT A / D CONVERTER ซึ่งมีความสำคัญมากในอุปกรณ์ active ที่ใช้บน single CMOS I.C. รวมไปถึง seven segment decoders , display drivers , reference และ clock 7106 ถูกออกแบบมาเพื่อติดต่อกับ LCD (liquid crystal display) และรวมไปถึง backplane drive ซึ่ง 7107 จะขับโดยตรงกับ LED (light emitting diode) 7106 และ 7107 ถูกนำมาใช้แบบไม่มีต้นแบบมาก่อน

ในการเชื่อมโยงด้วยความแม่นยำสูง และยังมีใช้อย่างแพร่หลายแล้วยังประหยัดอีกด้วย ทั้ง 7106 และ 7107 มีคุณสมบัติของ auto-zero น้อยกว่า 10 uV, zero drift น้อยกว่า 1 uV / องศาเซลเซียส , กระแส input bias มากถึง 10 pA และ rollover error น้อยกว่าเมื่อนับจำนวนครั้ง input ที่แตกต่างกัน และที่ใช้เป็น reference มีประโยชน์มาก ในทุก ๆ ระบบ แต่ทำให้ผู้ออกแบบได้เปรียบอย่างมาก เมื่อนำไปวัด load cells strain gauges และ bridge - type transducers ชนิดที่เหลือ

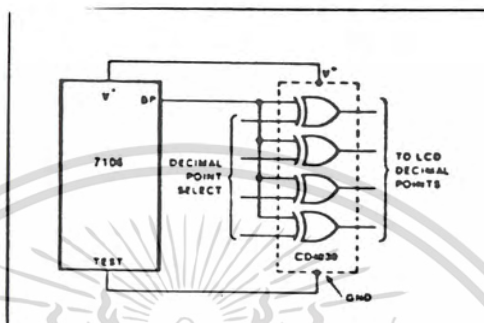
ท้ายที่สุดในเรื่องของความประหยัดของการทำงานของ single power supply (ใน 7106) สามารถเป็นไปได้ว่ามีคุณสมบัติใน panel meter เพื่อใช้ในการสร้างชิ้นส่วนเพิ่มเติม 10 ส่วนประกอบแบบ passive และ ส่วนแสดงผลเท่านั้น

การเลือก Reference Voltage

มีสูตรว่า $V_{in} = 2 V_{ref}$ ถ้า V_{in} (full scale) = 200 mV เพราะฉะนั้น set ค่า reference voltage เท่ากับ 100 mV ถ้า V_{in} ต้องการ scale = 2 V เพราะฉะนั้น set ค่า reference voltage เท่ากับ 1V ในกรณีต้องการใช้งานที่จุด point ใน LCD

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สามารถทำได้โดยการต่อวงจรดังรูปที่ 17 โดยใช้ขา BP (back plane) และขา TEST ร่วมด้วย



รูปที่ 17 Exclusive OR gate สำหรับการ Drive จุดทศนิยม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

การประยุกต์ใช้งานและผลการทดลอง เครื่องแสดงผลค่าวัตต์เพาเวอร์แฟคเตอร์และเฟสมิเตอร์

ลักษณะการทำงานเป็นการประกอบด้วยส่วนหลักที่สำคัญดังนี้

1. เพาเวอร์แฟคเตอร์มิเตอร์ (POWER FACTOR METER)
2. เฟสมิเตอร์ (PHASE METER)
3. วัตต์มิเตอร์ (WATT METER)

พิจารณารูปที่ 18

เป็นการศึกษาโครงสร้างของระบบด้วยรวมว่าทำงานอย่างไรว่า เมื่อมีการใส่ โหลด จะทำให้เกิดค่า สัญญาณ Vin และ lin ซึ่งสัญญาณดังกล่าวที่ได้นี้ จะเป็น อินพุทของ ระบบใน ส่วนของ เพาเวอร์แฟคเตอร์มิเตอร์ , เฟสมิเตอร์ , และ วัตต์มิเตอร์ ซึ่ง สัญญาณดังกล่าวนี้ อาจจะมีลักษณะ ที่มีการนำและตาม (LEAD-LAG) หรือ จะมีเฟสเดียวกัน (IN PHASE) โดยส่วนแรกจะนำค่า อินพุท (INPUT) ที่เป็น Vin และ lin จะถูกนำมาหาค่า เพาเวอร์แฟคเตอร์ (POWER FACTOR) โดยแสดงออกทาง เพาเวอร์แฟคเตอร์มิเตอร์ และในขณะเดียวกัน Vin และ lin จะถูกนำมาหาค่า ความต่างของเฟส (θ)ว่าจะเป็นการนำ-ตาม (LEAD-LAG) หรือจะมีเฟสเดียวกัน (IN PHASE) ในส่วนของ เฟสมิเตอร์ (PHASE METER) และ ในส่วนของวัตต์มิเตอร์ (WATT METER) นั้น จะนำค่าของ Vin และ lin มาทำการเปลี่ยนให้เป็น ในรูปของ โวลต์เดจ ทั้งคู่ แล้วนำมาทำการคูณกันแล้ว นำ เอาท์พุท (OUTPUT) ของทั้ง 3 ส่วนนี้ มา แสดงผลเป็น ดิจิตอล (DIGITAL) โดยการเลือก ว่าต้องการทราบค่า เพาเวอร์แฟคเตอร์มีค่าเท่าไร หรือ การเลื่อนเฟส (PHASE SHIFT) ว่ามีค่าเท่าไร และจะใช้ จำนวน วัตต์ (WATT) เท่าไร และอีกส่วนหนึ่งมีการนำ อินพุทจาก ไฟ 220 โวลต์ นำมา เป็น แหล่งจ่ายของระบบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

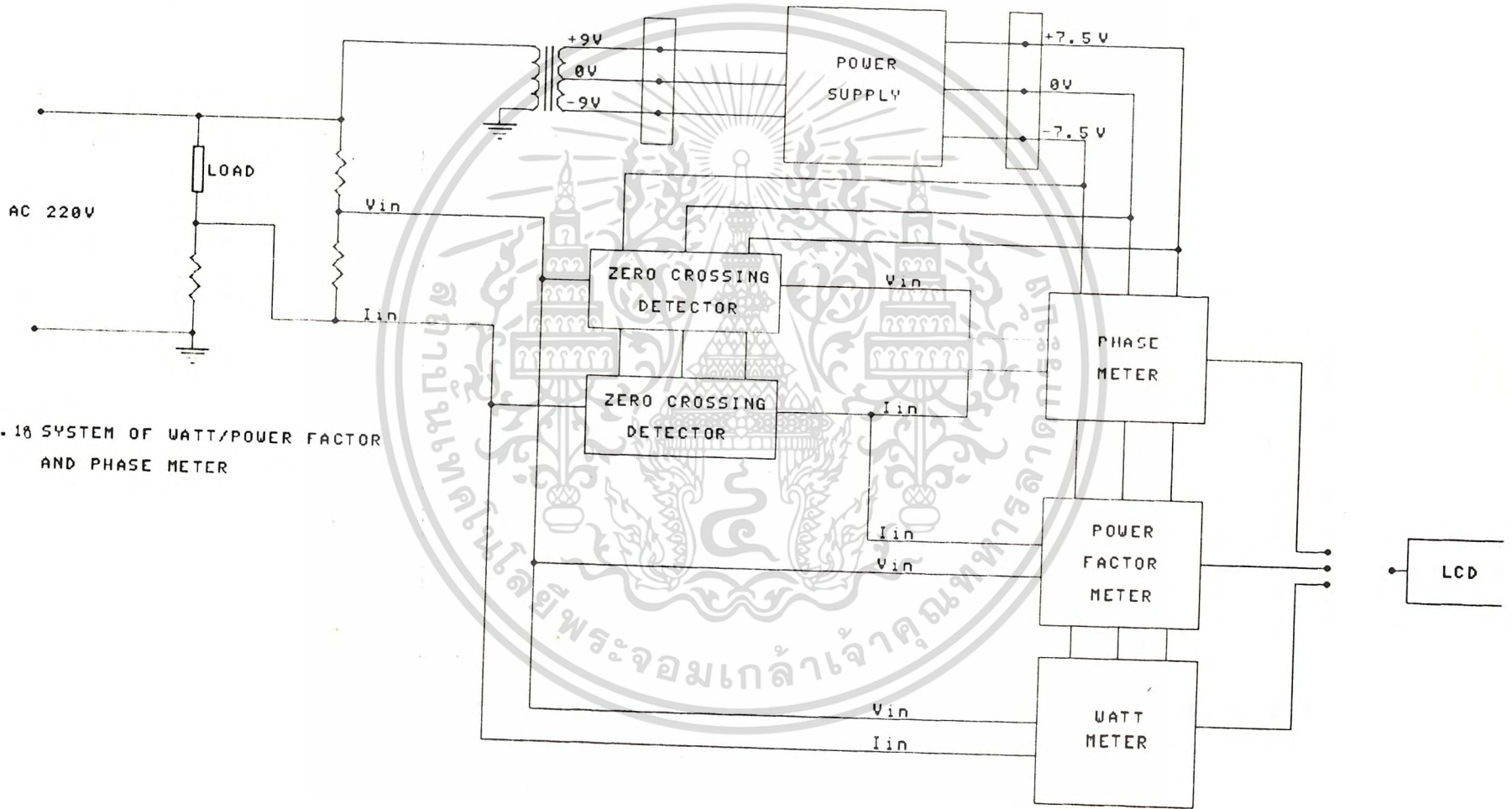
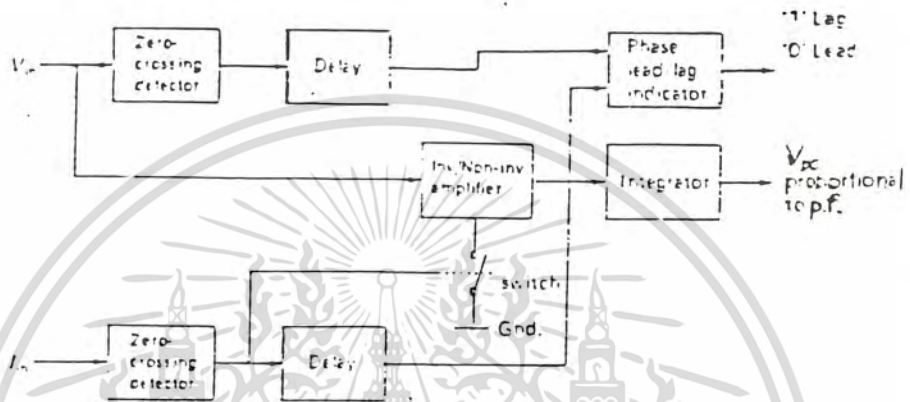


FIG. 18 SYSTEM OF WATT/POWER FACTOR AND PHASE METER

POWER FACTOR METER (เพาเวอร์แฟคเตอร์ มิเตอร์)



รูปที่ 19 แสดงองค์ประกอบง่ายๆของ POWER FACTOR METER

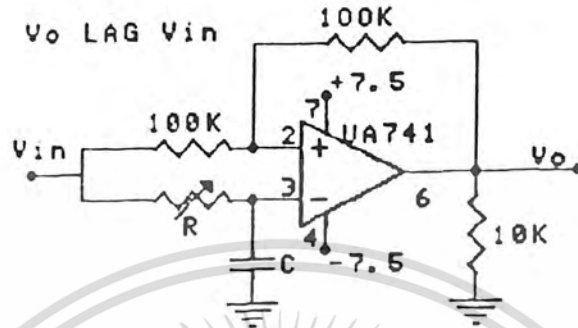
จาก บล็อกไดอะแกรม (BLOCK DIAGRAM) ที่แสดง POWER - FACTOR CIRCUIT (วงจรการทำงานของเพาเวอร์แฟคเตอร์) จะมีส่วน ประกอบหลัก 5 ส่วน ซึ่งมิตั้งต่อไปนี้

1. เฟสชิฟเตอร์ (PHASE SHIFTER)
2. ซีโรครอสซิงดีเทคเตอร์ (ZERO CROSSING DETECTOR)
3. อินเวอร์สดีตติ้งและนอนอินเวอร์สดีตติ้งแอมพลิฟาย (INV / NON-INVERTING AMPLIFIER)
4. อินทีเกรเตอร์ (INTEGRATOR)
5. เฟส ลีด-แลค อินดิเคเตอร์ (PHASE LEAD - LAG INDICATOR)

1. เฟสชิฟเตอร์ (PHASE-SHIFTER)

เป็นส่วนที่สร้างขึ้นเพื่อนำมาใช้ในการทดลองและให้สอดคล้องกับการนำไปใช้งานจริงที่มีการ LEAD - LAG โดยจะแสดงในรูปที่ 20 โดยกำหนดให้ θ เป็นมุมของการ SHIFT PHASE โดยอาจจะเป็นการ LEAD หรือ LAG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 20 แสดงวงจรเฟสชิฟเตอร์ (PHASE- SHIFTER)

โดยจะพิจารณา ที่ขา 2 ในรูปที่ 20

$$(1/100k + 1/100k) V2 = Vi/100k + Vo/100k$$

จะได้ว่า

$$2 V2 = Vi + Vo$$

และที่ ขา 3

$$(1/R + SC) V3 = Vi/R$$

จะได้ว่า

$$V3 = Vi / (1 + SCR)$$

และจาก

$$V2 = V3$$

โดยจะได้ว่า

$$Vi / (1 + SCR) - Vi = Vo$$

ดังนั้น

$$Vo / Vi = (1 - SCR) / (1 + SCR)$$

กำหนด ให้ $S = j\omega$

ดังนั้น

$$Vo / Vi = (1 - j\omega CR) / (1 + j\omega CR)$$

จะได้ว่า

$$= - 2 \text{ arcTAN } \omega CR$$

$$= - 2 \text{ arc TAN } 2\pi fRC; \omega = 2\pi f$$

โดยการพิจารณา ในการทดลองนี้ จะพิจารณาโดยมี ขอบเขตดังนี้

$$0 < \theta < 90 \text{ องศา}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และในการทดลองจะกำหนด ค่าต่าง ดังนี้

$$C = 1 \mu F$$

$$f = 50 \text{ Hz}$$

จะได้ว่า

$$90 = -2 \text{ arc TAN } 2\pi f R_{\text{max}} C$$

$$R_{\text{max}} = 1 / 2\pi f C$$

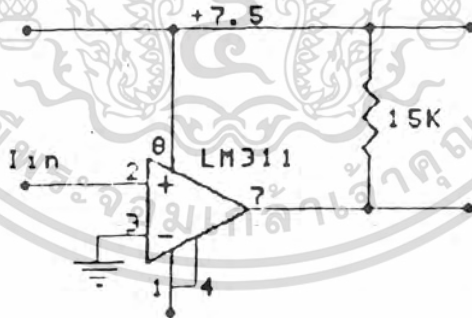
$$= 310 \text{ K}$$

เมื่อที่พิจารณา อยู่ในช่วง $0 < \theta < 90$

จะได้ว่า R ก็อยู่ในช่วง $0 < \theta < 310$

2. ซีโร่ ครอสซิงดีเทคเตอร์ (ZERO CROSSING DETECTOR)

เป็นขบวนการเปลี่ยนจากสัญญาณซาย (SINE) ที่มีการนำ-ตาม (LEAD - LAG) กันอยู่ไปเป็น สัญญาณ สแควร์เวฟ (SQUARE WAVE) เพื่อง่ายต่อการเปรียบเทียบกัน ระหว่างสัญญาณนำ-ตาม (LEAD - LAG) กันอย่างไร โดยการพิจารณา ที่จุดที่ สัญญาณเป็น 0 และทำการสร้างสัญญาณเป็นสแควร์เวฟ (SQUARE WAVE) ที่มีทั้ง ทางด้านบวกและลบ โดยมีลักษณะวงจรดังรูปที่ 21



รูปที่ 21 แสดงวงจรซีโร่ครอสซิงดีเทคเตอร์ (ZERO CROSSING DETECTOR)

จากเอาต์พุต (OUTPUT) ที่ได้จะนำไปใช้ในขบวนการอินเวอร์สดีงแอนด์อนอินเวอร์สดีงแอมพลิฟาย (INVERTING/NON-INVERTING AMPLIFIER) และเฟสลีด-แลคอินดิเคเตอร์ (PHASE LEAD-LAG INDICATOR) ต่อไป และยังเป็นอินพุต (INPUT) ในส่วนของเฟสมิเตอร์ (PHASE METER)

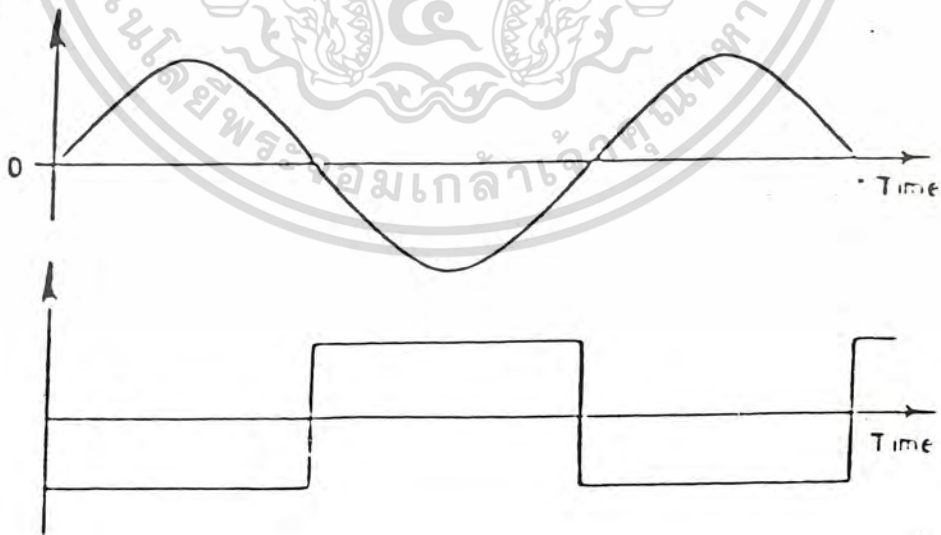
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3. อินเวอร์สดีงแอนด้นอนอินเวอร์สแอมพลิฟาย (INVERTING / NON-INVERTING AMPLIFIER)

ประกอบด้วยส่วนจากอินพุทที่เป็นสัญญาณซายน์ และ ส่วนจากซีโรครอสซิงดีเทคเตอร์ (ZERO CROSSING DETECTOR) ซึ่งมีลักษณะเป็น สแควร์เวฟ (SQUARE WAVE) ที่มีทั้งทางด้านซีกบวกและทางด้านซีกลบโดยนำมาผ่านทรานซิสเตอร์ (TRANSISTOR) 2SC458ซึ่งทำหน้าที่เป็นสวิทช์ (SWITCH) เปลี่ยนแปลงการทำงานเป็นอินเวอร์สดีงแอมพลิฟาย (INVERTING AMPLIFIER) หรือ นอนอินเวอร์สดีงแอมพลิฟาย (NON-INVERTING AMPLIFIER) ตามสัญญาณสแควร์เวฟ (SQUARE WAVE) ที่มีทั้งซีกบวกและซีกลบดังแสดงในรูปที่ 22 เพื่อแสดงให้เห็นจริงโดยจะเลือกพิจารณาเป็น 2 กรณี

1. $\theta = 0$ องศา
2. $\theta = 90$ องศา

เมื่อ $\theta = 0$ องศาคือระบบในที่นี้ มีลักษณะเฟสเดียวกัน (IN-PHASE กัน) โดยจะแสดงในรูปที่ 23 ประกอบดังนี้



รูปที่ 23 แสดง สัญญาณ V_{in} และ V_{out} มีลักษณะ IN PHASE กัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

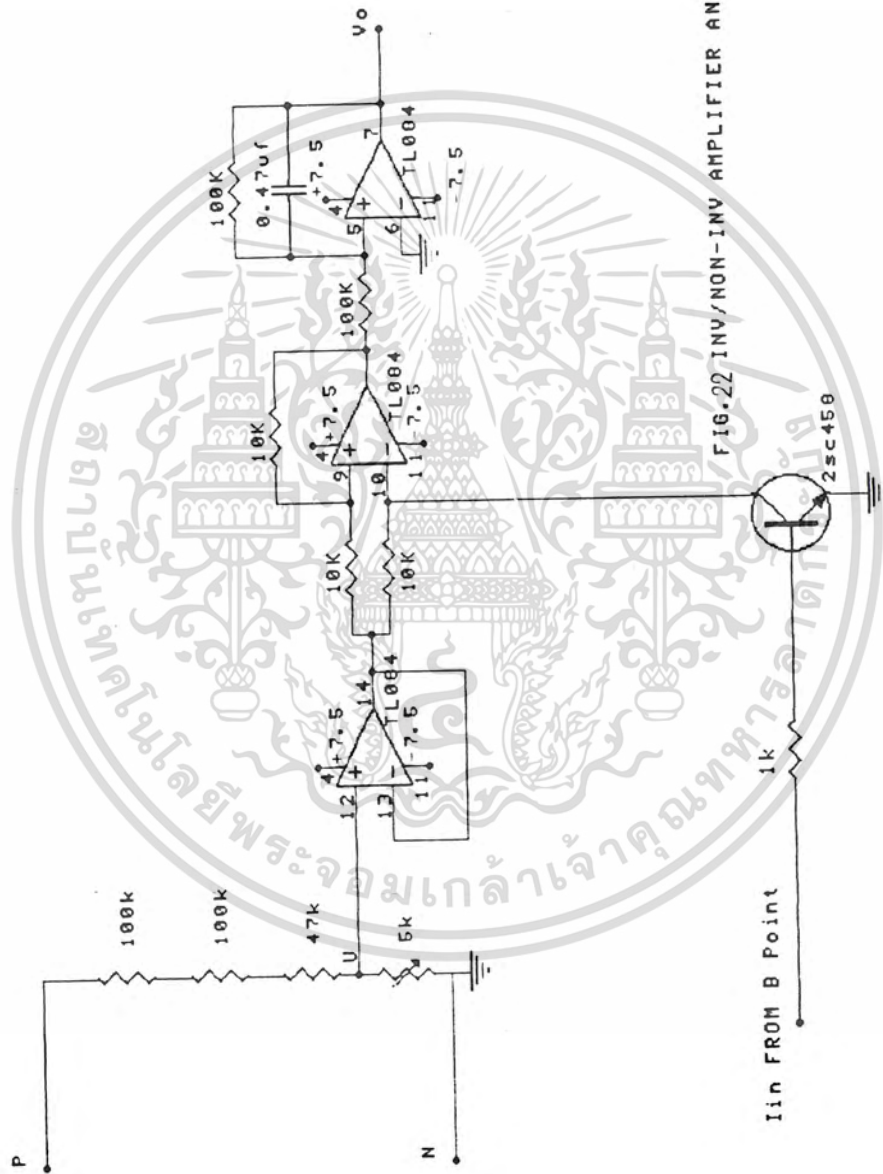
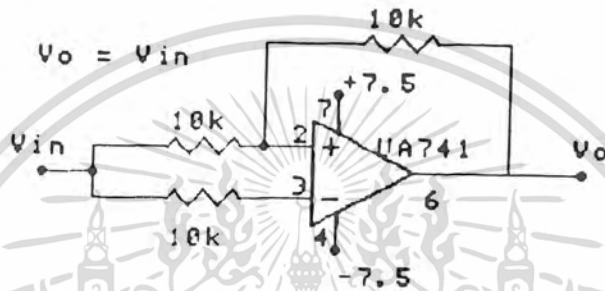


FIG. 22 INV/NON-INV AMPLIFIER AND INTEGRATOR CIRCUIT

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยจะพิจารณา ในช่วง 0 ถึง 180 องศา จะเห็นได้ว่า I_{in} เป็น ลบ ซึ่ง $I_{in} = I_b$ ของ 2SC458 ซึ่งไม่ สามารถ ไบอัส (BIAS) ให้ 2SC458 ทำงานได้จึงทำให้ไม่เกิด กระแสคอลเลคเตอร์ (I_c) และ ทำให้ที่ ขา 3 ของไอซี 741 (IC741)จะถูกปลดออกจาก สวิตช์ (SWITCH) โดยจะได้ดังรูปที่ 24 โดยจะพบว่าไอซี 741 (IC741) จะทำงานเป็น นอนอินเวอร์สดีแอมพลิฟาย (NON-INV ERTING AMPLIFIER) ซึ่ง จะได้ว่า

$$V_o = V_{in}$$

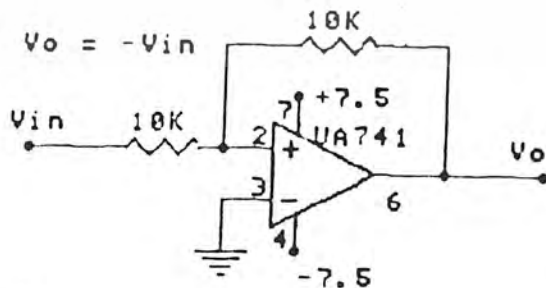


รูปที่ 24 แสดงการทำงานของไอซี 741 (IC741) ซึ่งทำงานเป็น อินเวอร์สดีแอมพลิฟาย (NON- INVERTING AMPLIFIER)

เมื่อพิจารณาในช่วง 180 ถึง 360 องศา ในช่วงนี้จะพบว่า I_{in} เป็น บวก ซึ่งเมื่อ กระแสเบส (I_b) เป็นบวก ก็จะสามารถ ไบอัส (BIAS) 2SC458ให้ทำงานให้เกิด I_c ไหลลง กราวด์ (GND) จะได้ดังรูปที่ 25

โดยจะพบว่า IC741 ทำงานเป็นอินเวอร์สดีแอมพลิฟาย (INVERTING AMPLIFIER) จะได้ว่า

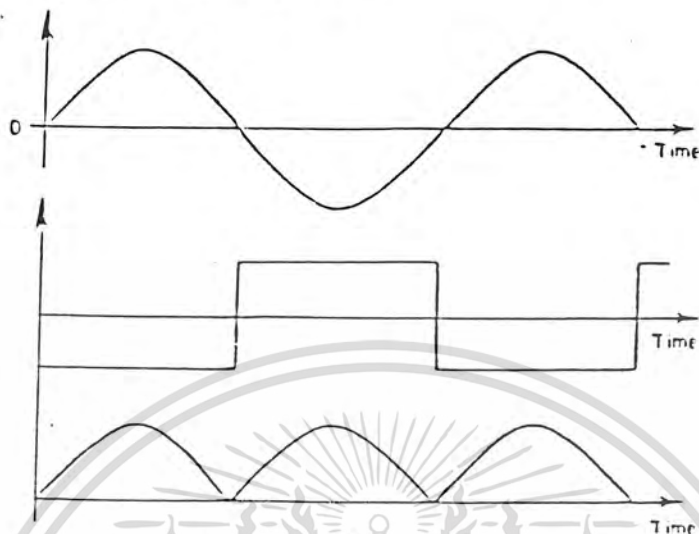
$$V_o = -V_{in}$$



รูปที่ 25 IC741 ทำงานเป็นอินเวอร์สดีแอมพลิฟาย(INVERTING AMPLIFIER)

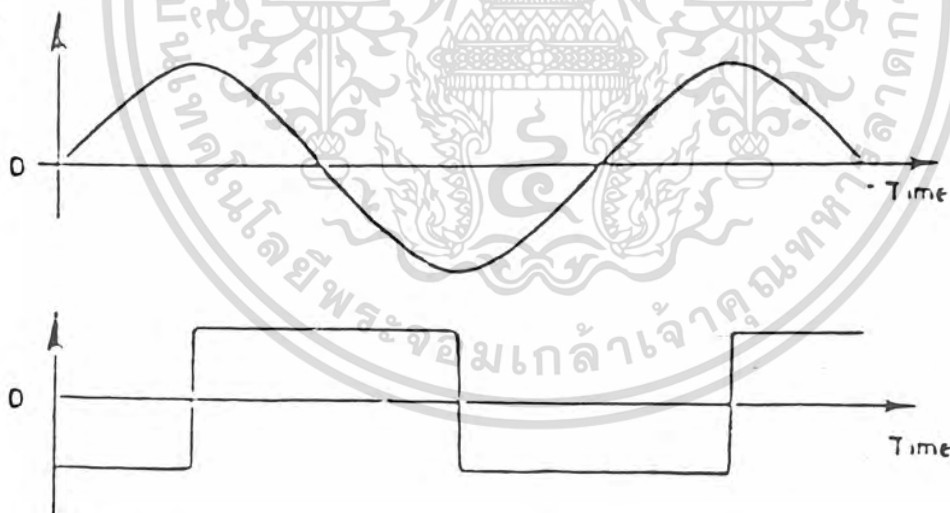
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะได้ เอาพุท (OUTPUT) ดังรูปที่ 26



รูปที่ 26 แสดงเอาพุท(OUTPUT)ของสัญญาณที่ V_{in} และ l_{in} เฟสเดียวกัน (IN-PHASE)

เมื่อ $\theta = 90$ องศา คือมุมที่ l_{in} จะเกิดการ LAG กันกับ V_{in} จะได้ดังรูปที่ 27

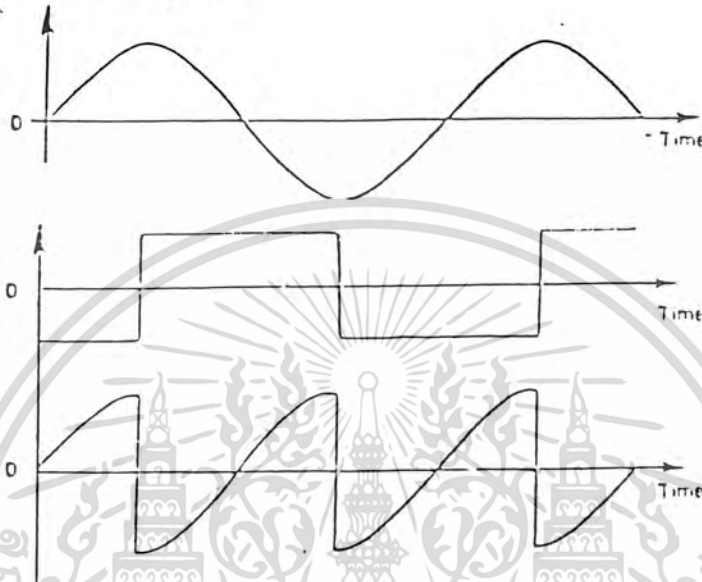


รูปที่ 27 แสดงอินพุท (INPUT) ของสัญญาณที่มี V_{in} ตาม (LAG) l_{in} 90 องศา

เมื่อพิจารณาในช่วง 0 ถึง 90 องศา จะเห็นได้ว่า l_{in} ช่วงนี้ เป็น ลบ ซึ่งไม่สามารถ ไบอัส (BIAS) 2SC458 ให้เกิดกระแสคอลเลคเตอร์ (I_c) ได้จึงเป็นผลให้ไอซี 741 (IC741) ทำงานเป็นนอนอินเวอร์สดีงแอมพลิฟาย (NON- INVERTING AMPLIFIER) และ จะได้ $V_o = V_{in}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อพิจารณาในช่วง 90 ถึง 270 องศา จะเห็นว่า ในช่วงนี้ \sin มีค่าเป็น บวก ซึ่งสามารถจะไบอัส(BIAS) 2SC458 ให้เกิดกระแสคอลเลคเตอร์(Ic)ได้ จึงทำให้ ไอซี (IC74-1) ทำงานเป็น อินเวอร์สตั้งแอมพลิฟาย (INVERTING AMPLIFIER) และจะได้ $V_o = -V_{in}$ โดยจะได้ดังรูปที่ 28



รูปที่ 28 แสดงเอาต์พุต (OUTPUT) ของสัญญาณ V_{in} ตาม (LAG) \sin 90 องศา

4. อินทิเกรเตอร์ (INTEGRATOR)

เป็นการนำ เอาท์พุต(OUTPUT) ของ อินเวอร์สตั้ง-นอนอินเวอร์สตั้งแอมพลิฟาย (INV/ NON-INVERTING AMPLIFIER) มาเปลี่ยน เป็น ดีซีโวลต์เตล V_{dc}

โดยจากการพิจารณาที่ $\theta = 0$ องศา ในรูปที่ 26

$$\begin{aligned}
 \text{จะได้ว่า} \quad V_{dc} &= V_o / 2\pi \left[\int \sin \omega t \right] d\omega t \\
 &= 2V_o / 2\pi \left[\int \sin \omega t \right] d\omega t \\
 &= V_o / \pi \left[-\cos \omega t \right] \\
 &= 2V_o / \pi
 \end{aligned}$$

และจากการทดลอง เราจะได้ $V_o = 1.6$ V

ดังนั้น $V_{dc} = 1$ V

และในทำนองเดียวกัน จากรูปที่ 28

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

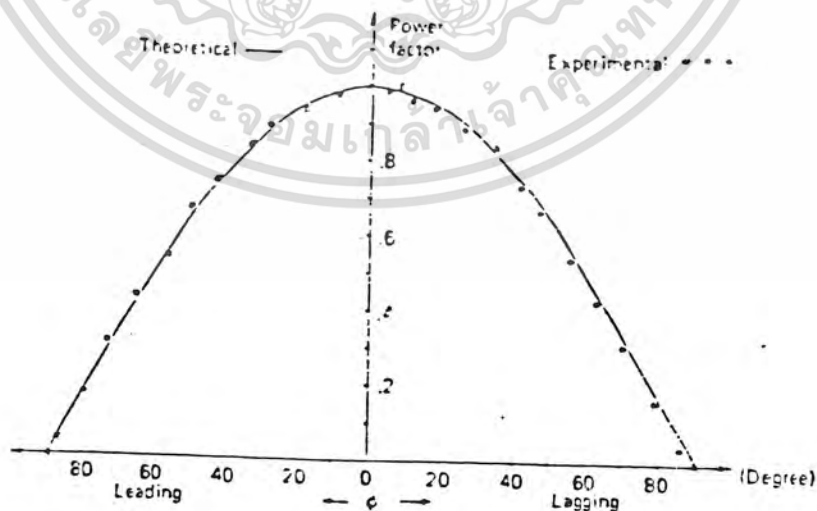
$$\begin{aligned}
 V_{dc} &= V_o/2\pi \left[\int \sin \omega t \right] d\omega t \\
 &= V_o/2\pi \left[\int \sin \omega t d\omega t - \int \sin \omega t d\omega t \right. \\
 &\quad \left. + \int \sin \omega t d\omega t \right] \\
 &= V_o/2\pi \left[-\cos \omega t \Big| + \cos \omega t \Big| \right. \\
 &\quad \left. - \cos \omega t \Big| \right] \\
 &= 0
 \end{aligned}$$

ซึ่งจะพบว่า

เพาเวอร์แฟคเตอร์ (PF) ที่ $\cos 0 = 1$

เพาเวอร์แฟคเตอร์ (PF) ที่ $\cos 90 = 0$

และเมื่อทำการทดลองจริง โดยการปรับมุมนำ-ตาม (LEAD-LAG) ที่เฟสชิฟเตอร์ (PHASE SHIFTER) จาก 0 ถึง 90 องศา และทำการทดลองวัด ความสัมพันธ์ ระหว่าง $\cos \theta$ กับ มุม นำและตาม (LEAD-LAG) จะได้ดังรูปที่ 29 โดยวงจรที่ lin นำ (LEAD) V_{in} แสดงในรูปที่ 30

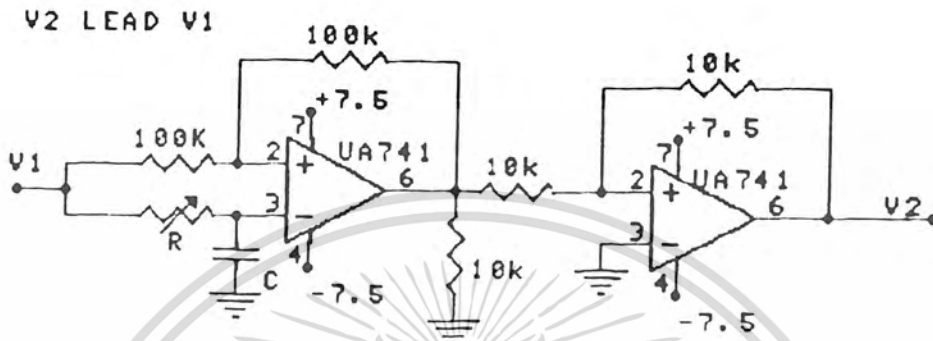


รูปที่ 29 แสดงความสัมพันธ์ ของ $\cos \theta$ กับมุมในการนำและตาม (LEAD-LAG)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จาก เอาพุท (OUTPUT) ของ อินทิเกรเตอร์ (INTEGRATOR)



รูปที่ 30 แสดงวงจรของเฟสชิฟเตอร์ (PHASE SHIFT) ที่จะให้ lin นำ (LEAD) Vin

5. เฟส ลีด-แลค อินดิเคเตอร์ (PHASE LEAD-LAG INDICATOR)

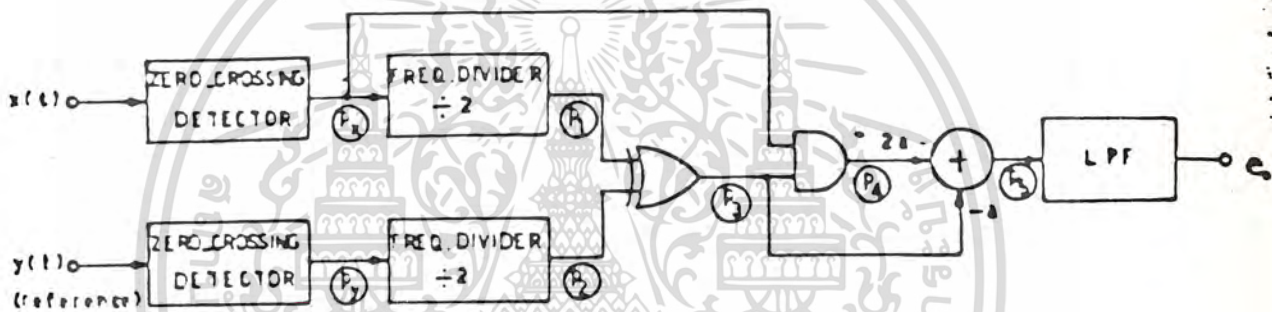
โดยในที่นี้จะขอกล่าวในส่วนของ PHASE METER

PHASE METER1 (เฟสมิเตอร์1)

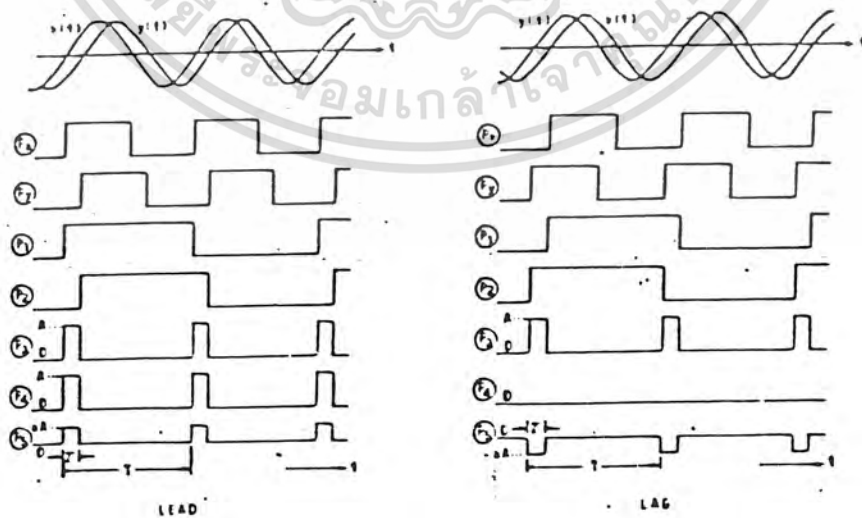
พิจารณาจากบล็อกไดอะแกรม (BLOCK DIAGRAM) ของเฟสมิเตอร์ และ ลักษณะสัญญาณทั้งเกิดการนำ (LEAD) หรือการตาม (LAG) ดังในรูปที่ 32 โดย กำหนด ให้ อินพุต (INPUT) ของสัญญาณ เป็น $X(t)$ และ $Y(t)$ ซึ่งสมมติให้ มีความถี่เท่ากันโดยเท่ากับ $f (= 1/T)$ และมีความต่างเฟสกันเท่ากับ θ

กำหนดให้ $X(t) = A_x \sin(2\pi ft + \theta)$, $Y(t) = A_y \sin(2\pi ft)$

พิจารณาที่ บล็อกไดอะแกรม (BLOCK DIAGRAM) ดังนี้



รูปที่ 31 แสดงลักษณะบล็อกไดอะแกรม (BLOCK DIAGRAM) ของเฟสมิเตอร์1



รูปที่ 32 แสดงลักษณะสัญญาณที่มีทั้งการ นำและตาม (LEAD-LAG)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เริ่มจากอินพุตที่เป็นสัญญาณซายน์(SINE)นำมาเปลี่ยนเป็นสัญญาณพัลส์PULSE โดยใช้ซีโรครอสซิงดีเทคเตอร์ (ZERO CROSSING DETECTOR) จากนั้นนำเอาพุทที่ได้นั้นมาทำการหาร 2 จะได้เป็นสัญญาณ P1(t) และ P2(t) ตามลำดับ โดยยังมีความต่างเฟสเป็น θ เช่นเดิม และผลลัพธ์ที่ได้นี้จะนำมาทำการ เอกคลูซิฟออล (EXCLUSIVE OR) จะได้เป็น สัญญาณ P3(t) โดยสัญญาณที่ได้นี้ ทั้งในกรณีนำ (LEAD) หรือตาม (LAG) จะมีความกว้างของพัลส์ (PULSE) เป็น τ ซึ่งจะขึ้นอยู่กับความต่างเฟสที่เกิดขึ้น และมีขนาดเท่ากับ A และเพื่อที่จะหาว่าสัญญาณดังกล่าวนั้นเกิดการนำ(LEAD) หรือตาม(LAG) โดยทำการนำ P3(t) มาทำการแอนด์(AND)กับ เอาพุท(OUTPUT) ของส่วนซีโรครอสซิงดีเทคเตอร์ (ZERO CROSSING DETECTOR) คือสัญญาณ PX(t) จะได้เป็นสัญญาณ P4(t) จะได้ว่า

$$P4(t) = P3(t) \text{ เมื่อเกิดการนำ (LEAD)}$$

$$= 0 \text{ เมื่อเกิดการตาม (LAG)}$$

จากนั้น สัญญาณ P3(t) และ P4(t) จะนำมาหาค่าความแตกต่าง โดยใช้ดิฟเฟอเรนซ์ แอมพลิฟาย (DIFFERENCE AMPLIFIER) จะได้เป็น P5(t)

$$P5(t) = a [2P4(t) - P3(t)]$$

จะได้ว่า

กำหนดให้ a เป็น ค่าคงที่จำนวนบวก

$$P5(t) = aP3(t) \text{ เมื่อเกิดการนำ (LEAD)}$$

$$= -aP3(t) \text{ เมื่อเกิดการตาม (LAG)}$$

$$= 0 \text{ เมื่อเฟสเดียวกัน (INPHASE)}$$

โดยกำหนดให้ τ เป็นส่วนที่เกิดการนำ(LEAD) หรือตาม(LAG)

จะได้ว่า

$$e_o = aA\tau / T$$

และ T เป็น คาบเวลาของสัญญาณ

จะได้ว่า ค่าเฉลี่ยของสัญญาณ P5(t) เท่ากับ e_o

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์หรือการใช้งานเพื่อการศึกษานั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดย

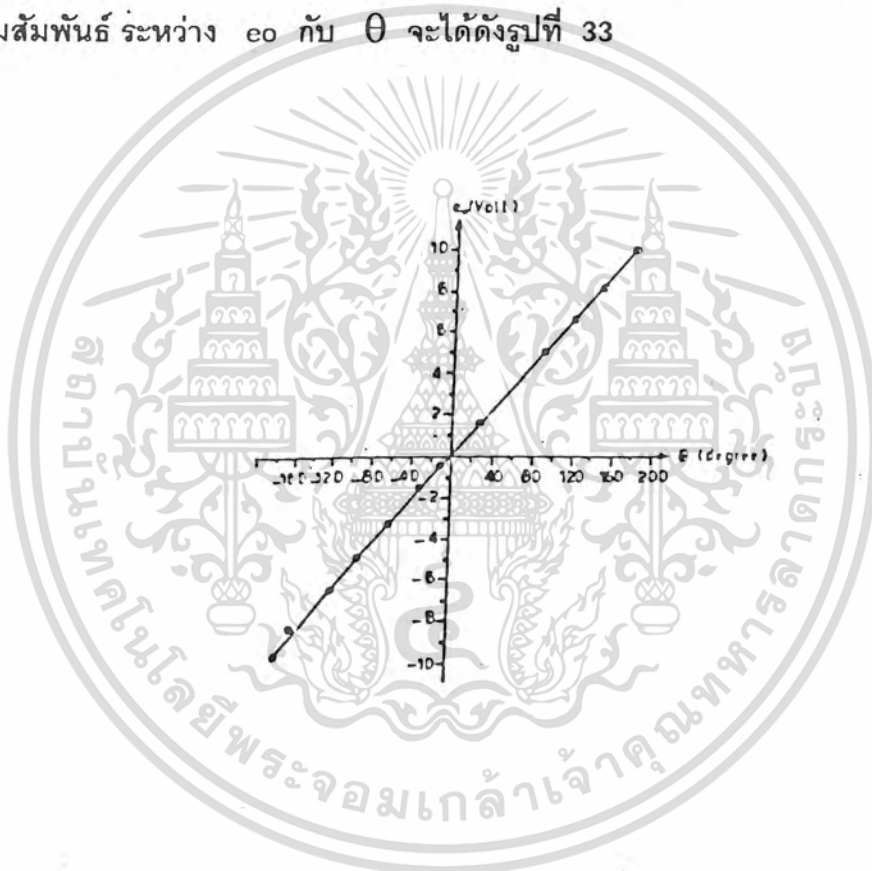
$$e_o = 1/T \left(\int V(t) dt \right)$$

$$e_o = aA\tau/T \text{ เมื่อเกิดการนำ (LEAD)}$$

$$= -aA\tau/T \text{ เมื่อเกิดการตาม (LAG)}$$

$$= 0 \text{ เมื่อเกิดเฟสเดียวกัน (INPHASE)}$$

และเมื่อทำการปรับเป็นค่า ในการนำ (LEAD) และตาม (LAG) 0 และนำมา แสดง ความสัมพันธ์ ระหว่าง e_o กับ θ จะได้ดังรูปที่ 33



รูปที่ 33 แสดงความสัมพันธ์ ระหว่าง e_o กับ θ ทั้งนำ (LEAD) และตาม (LAG)

และจะพบว่า

ถ้า $e_o = 0$ เมื่อ เฟสเดียวกัน (INPHASE)

ถ้า $e_o = +$ เมื่อเกิดการนำ (LEAD)

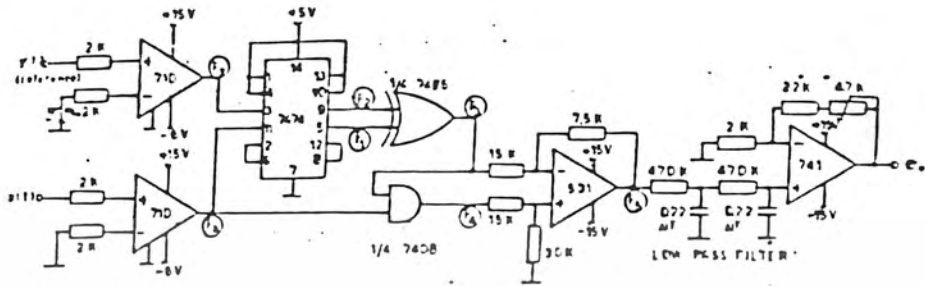
ถ้า $e_o = -$ เมื่อเกิดการตาม (LAG)

โดยเมื่อได้ ความสัมพันธ์ ระหว่าง มุมในการนำและตาม (LEAD-LAG) กับ e_o เราจะ

นำมาแสดง ต่อไป และ แสดงรูปวงจรถัดรูปที่ 34

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 34 แสดงรูปวงจรของ PHASE METER 1



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

PHASE METER2 (เฟสมิเตอร์2)

เริ่มจากมีลักษณะคล้ายกับ ส่วนของเฟสมิเตอร์1(PHASE METER1) คือรับ สัญญาณอินพุต(INPUT)เข้ามาเป็น V_{in} และ I_{in} ซึ่งแสดงในรูปที่ 35และ35.1 โดยมีเฟสต่างกัน θ และนำมาป้อนสู่ ส่วนของซีโรครอสซิงดีเทคเตอร์(ZERO CROSSING DETECTOR) โดยยังคงรักษาความต่างเฟสไว้เท่ากับ θ ซึ่งจะได้จุด A และ B ตามลำดับ หลังจากนั้นเมื่อผ่าน ตัวเก็บประจุ และ ตัวไดโอด ซึ่งจะทำการเก็บประจุ (CHARGE) และคายประจุ (DISCHARGE)

ที่จุด A เริ่มจากในช่วงขอบขาลง ตัวเก็บประจุจะทำการเก็บประจุ (CHARGE) และช่วงขอบขาขึ้น ตัวเก็บประจุจะทำการคายประจุ (DISCHARGE) ซึ่งจะได้แสดงดังรูปที่ 35 และ35.1ที่จุด C

ที่จุด B เริ่มจากในช่วงขอบขาขึ้น ตัวเก็บประจุจะทำการเก็บประจุ (CHARGE) และในช่วงขอบขาลง ตัวเก็บประจุ จะทำการคายประจุ (DISCHARGE) ผ่านความต้านทาน ($R = 47k$) ซึ่ง ความต่างศักย์ที่ตกคร่อม ตัว R จะมีทั้งส่วนของซิกด้านบน และซิกด้านล่าง ซึ่งส่วนที่จะนำมาพิจารณานั้นจะพิจารณาเพียงซิกบนวอก ดังนั้นจึงใช้ ตัว ไดโอดตัดส่วนที่เป็นซิกลบทิ้งไปเพราะฉะนั้นจะได้เอาพุท ดังรูปที่ 35 และ35.1ที่จุด D

เอาท์พุท (OUTPUT) ทั้ง 2 จากจุดC และDตามลำดับจะนำมาเป็นอินพุต(INPUT) สู่ NE555 ซึ่งจะทำหน้าที่เสมือนเป็นฟลิปฟลอป (FLIP-FLOP) เมื่อได้รับสัญญาณ ทริก(TRIG) จากจุด D จะทำการเปลี่ยนสถานะกลับเป็น 0 ก็คือ การรีเซต(RESET) ส่วนเมื่อได้รับสัญญาณทริก (TRIG) ที่ได้มาจากจุด C จะทำให้ NE555ทำการเปลี่ยนสถานะกลับเป็น 1 หรือ +7.5 ซึ่งจะเห็นได้ว่า เมื่อมีความต่างเฟสมากขึ้น โดยจะกล่าวในกรณีเกิดการนำ (LEAD) กันของสัญญาณ V_{in} นำ I_{in} เมื่อมีการเลื่อนของเฟสมากขึ้นจากส่วนที่มีดิวิตีไซเคิล (DUTY CLCYE) มากขึ้นตามไปด้วย ในทำนองเดียวกัน ถ้าเป็นการที่ V_{in} ตาม (LAG) I_{in} จะมีลักษณะ ที่ดิวิตีไซเคิล(DUTY CLCYE) น้อยลงเรื่อย ๆ ซึ่งจะเห็นได้จาก เอาท์พุท (OUTPUT) ที่จุด E เริ่มจากการที่สัญญาณจากจุด Cเข้ามา ทำการทริก (TRIG) ที่ขา 2 ของ NE555 ก็จะทำให้สร้างสัญญาณที่มีสถานะเป็น 1หรือ +7.5V และจะสร้างไปเรื่อยๆจนกว่าจะมีสัญญาณเข้ามา ทริกที่ ขา 6และ 7ของ NE555 ก็จะทำให้การรีเซต (RESET) ให้มีสถานะเป็น 0 และทำงานสลับกันไปเรื่อยๆ โดยจะเอาท์พุท (OUTPUT)

จาก NE555 ซึ่งมีสถานะเป็น 1 หรือ 0 นำมาผ่าน LM 311 ซึ่งมีลักษณะการ เปลี่ยน

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

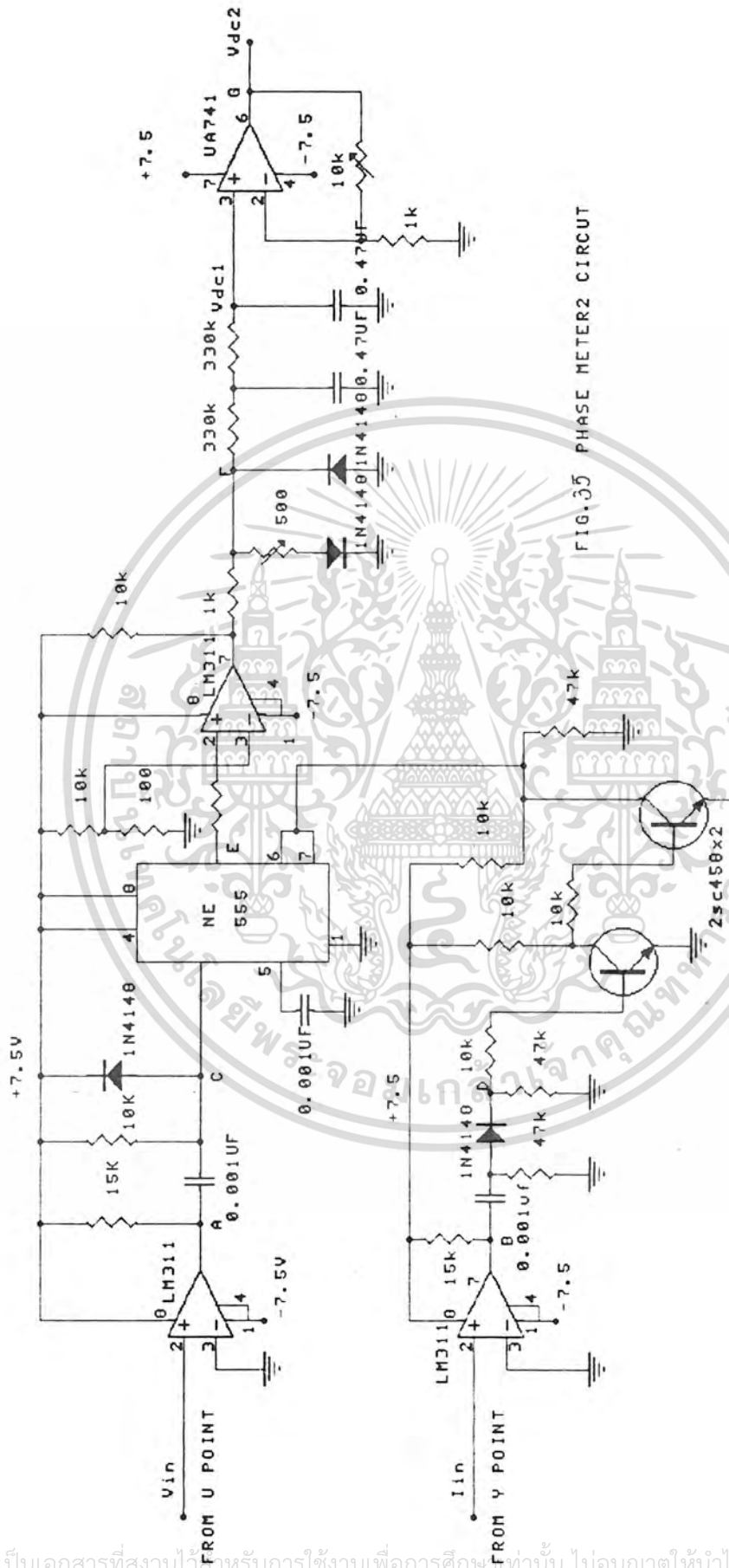
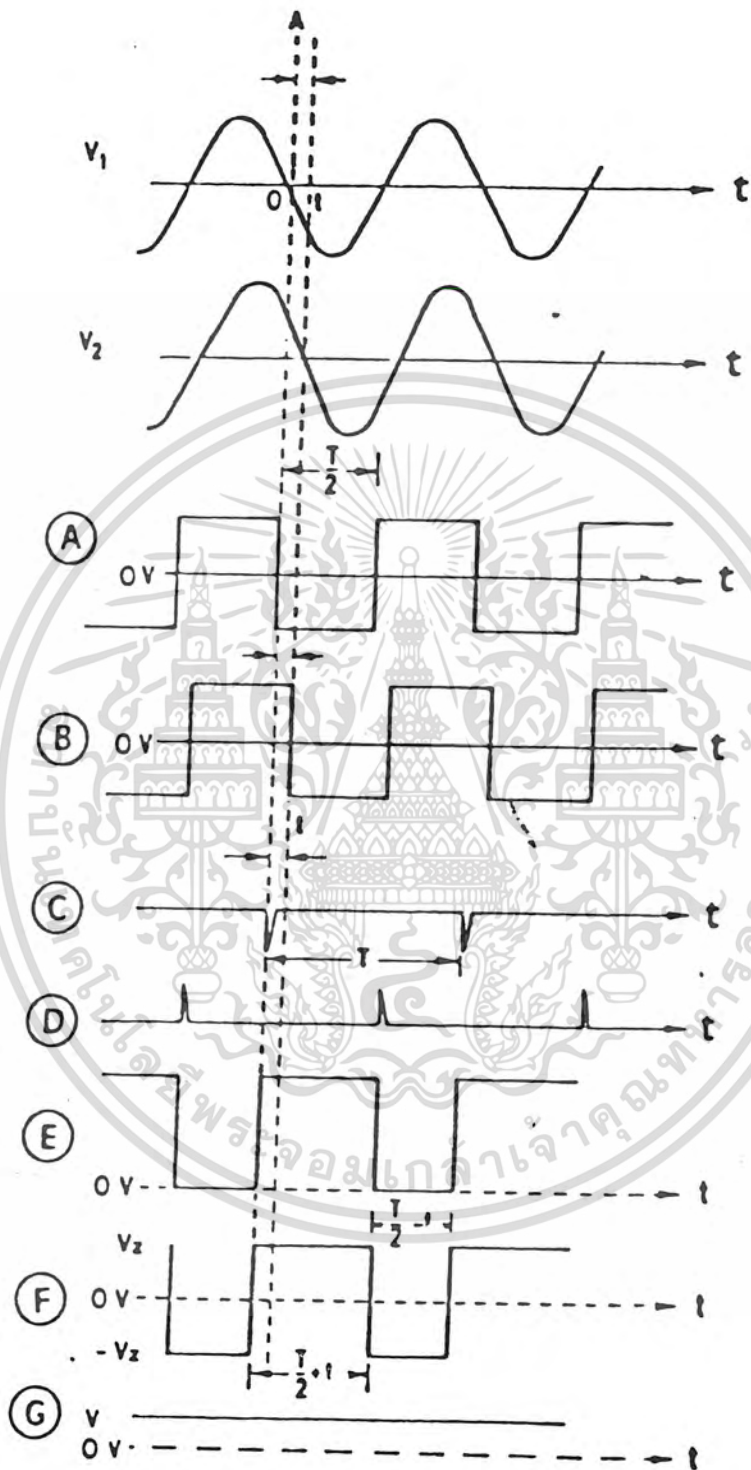


FIG. 35 PHASE METER2 CIRCUIT

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



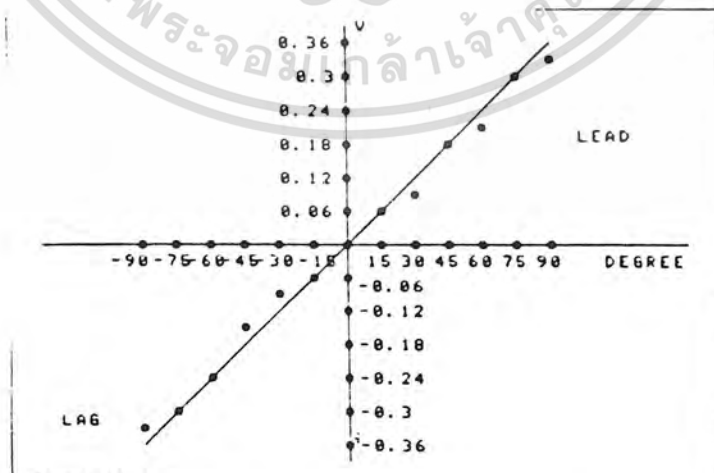
รูปที่ 35.1 แสดงลักษณะสัญญาณตามจุดต่างของรูปที่ 35

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณจากสัญญาณ บวกกับ สัญญาณ ศูนย์ ไปเป็น สัญญาณ บวกกับ สัญญาณ ลบ โดยกำหนดความต่างศักย์อ้างอิง คือถ้ามากกว่าให้เป็น ความต่างศักย์บวก ค่าหนึ่ง และถ้าต่ำกว่าจะให้เป็นความต่างศักย์ลบ และนำเอาที่พุดดังกล่าวซึ่งมีทั้งทางด้านบวกและด้านลบให้มีระดับความต่างศักย์ที่เท่ากัน ซึ่งจะได้แสดงในรูปที่ 35 ที่จุด F โดยแสดงให้เห็นว่า ช่วงเวลาที่ NE555 มีสถานะเป็น 1 หรือ +7.5 V จะมีค่าเท่ากับ $T/2 + t$ และในทำนองเดียวกันช่วงเวลาที่ NE555 มีสถานะเป็น 0 จะมีค่าเท่ากับ $T/2 - t$ และทำการเปลี่ยนแปลงเป็นสัญญาณ ดิซี (DC) ด้วยวงจรรวมอินทิเกรเตอร์ (INTEGRATOR) โดยใช้ ไลว์พาสฟิลเตอร์ (LOWPASS RC FILTER) อันดับที่ 2 ซึ่งจะได้ สัญญาณดิซี (DC) ออกมาค่าหนึ่ง โดยสัญญาณดังกล่าวที่ได้นี้ จะมีความสัมพันธ์กันโดยตรงกับ ค่าความต่างเฟส (θ) ที่เกิดขึ้น และเพื่อให้สามารถที่จะนำไปแสดงผลในรูปที่เป็นมุมของค่าความต่างเฟสได้ทันที

ดังนั้นจึงทำการใส่วงจรรขยาย (AMPLIFIER) เพื่อให้สอดคล้องกับมุมที่เกิดการนำ (LEAD) หรือตาม (LAG) โดยเมื่อทำการวัดความสัมพันธ์ ระหว่าง ความต่างศักย์ของมุมที่เกิดการนำ (LEAD) หรือตาม (LAG) ซึ่งแสดงในรูปที่ 36 และจะพบว่า

- เมื่อเกิดการนำ (LEAD) กันของสัญญาณจะพบว่าจะได้ความต่างศักย์มีค่าเป็นบวก
- เมื่อเกิดการตาม (LAG) กันของสัญญาณจะพบว่าความต่างศักย์มีค่าเป็นลบ
- เมื่อเกิดเฟสเดียวกัน (INPHASE) กันของสัญญาณจะพบว่าความต่างศักย์มีค่าเป็นศูนย์

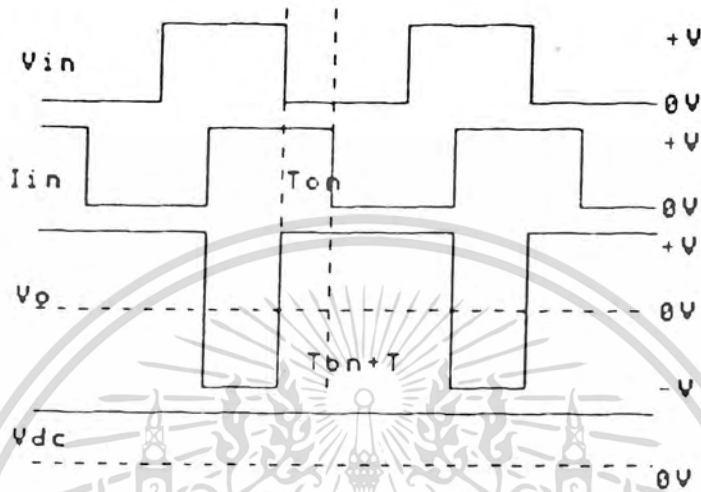


รูปที่ 36 ความสัมพันธ์ระหว่าง ความต่างเฟส (θ) กับ V_{dc1}

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การพิจารณาค่า θ กับ ค่าแรงดัน (V_{dc}) ของวงจรเฟสเมเตอร์ 2 (PHASE METER 2) พิจารณา ในรูปที่ 37

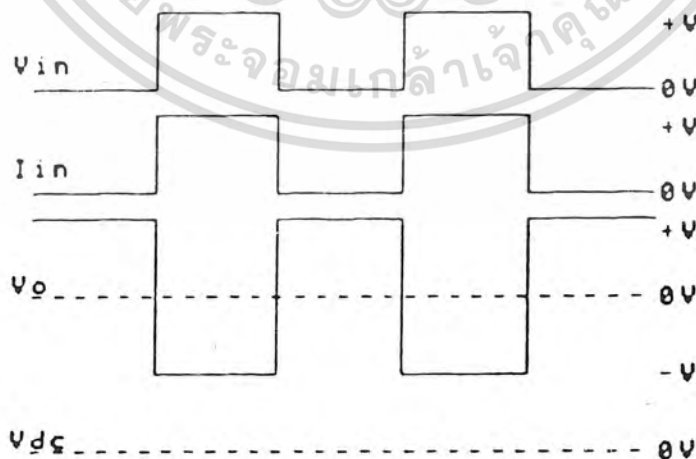


รูปที่ 37 แสดงสัญญาณ ที่เป็น V_{in}, I_{in}, V_o และ V_{dc}

จากวงจร อินทิเกรเตอร์ (INTEGRATOR) จะได้ว่า

$$V_{dc} = 1/T \int V_o(t) dt$$

เช่น ในกรณีที่มีเฟสเดียวกัน (IN PHASE) จะได้ดังรูปที่ 38



รูปที่ 38 แสดงสัญญาณของ V_{in}, I_{in}, V_o และ V_{dc} เมื่อมีเฟสเดียวกัน $V_{dc} = 0$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะได้ว่า

$$\begin{aligned} V_{dc} &= (T_{on}/T) * V_o \\ &= (T_{on}/T) * 2V \end{aligned}$$

จากการพิจารณา เพื่อให้สะดวกโดยพิจารณาให้ T_{on} เป็นส่วนที่เกิดการเฟสชิฟเตอร์ (SHIFT PHASE)

กำหนดให้ $= \theta$

และพิจารณาให้ T เป็น คาบที่มี 360 องศา

จะได้ว่า $V_{dc} = (\theta/360) * 2V$

เพื่อสะดวกในการพิจารณาให้ $V = 1.8V$

จะได้ว่า $V_{dc2} = (\theta/360) * 3.6$
 $= 0.01\theta$

แต่ในทางปฏิบัติที่เราไม่สามารถกำหนดให้ $V = 1.8V$

ซึ่งจะเห็นได้ว่า จากรูปที่ 35 $V = V_z$ ซึ่งได้จากการทดลองโดยมีค่าเท่ากับ $0.72V$

จะได้ว่า

$$\begin{aligned} V_{dc1} &= (\theta/360) * 2 * 0.72V \\ &= 0.004\theta \end{aligned}$$

ในส่วนการขยาย (AMPLIFIER) เพื่อให้สะดวกสำหรับการแสดงผล จะได้ว่าจากรูปที่ 35

$$V_{dc2} / V_{dc1} = 1 + R$$

จะได้ว่า

$$\begin{aligned} R &= (V_{dc2} / V_{dc1}) - 1 \\ &= (0.01 / 0.004) - 1 \\ &= 1.5 \text{ K}\Omega \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วัตต์มิเตอร์(WATT METER)

โดยปกติการหากำลังทางไฟฟ้า เรียกทับศัพท์ว่า วัตต์ นั้นตามทฤษฎี จะได้เท่ากับ แรงดันคูณกับกระแส แต่เพราะโหลดทั่วไปนั้นอาจมีการเลื่อนเฟสกันระหว่าง แรงดัน และ กระแส ซึ่งมาจากค่าอินดักทิฟ หรือ ค่าคาซิทิฟในโหลดนั้น ๆ เพราะฉะนั้นถ้าวัดแรงดันและกระแสขณะนั้น มาหาค่าวัตต์จะไม่ได้ค่าวัตต์จริงของโหลดนั้น ที่รวมถึงรูปแบบของแรงดันไฟฟ้าที่ป้อนเข้าไปในโหลด จะต้องเป็นรูปไซน์บริสุทธิ์เท่านั้นและเป็นวิธีหนึ่งที่ย่ง่ายในการคำนวณค่าวัตต์จริง สามารถทำได้โดยใช้ไอซีเบอร์ MC 1495 L เป็นไอซีคูณแรงดันไฟฟ้าสองค่ากับ ค่าคงที่ค่าหนึ่งโดยจะนำแรงดันที่ตกคร่อมโหลด และ กระแสที่ไหลผ่านโหลด แล้วเปลี่ยนเป็นแรงดันแล้วมาคูณกัน และคูณกับค่าคงที่ค่าหนึ่ง ผลที่ได้จากการคูณค่าทั้ง 3 เข้าด้วยกัน จะออกมาเป็นแรงดันไฟฟ้าค่าหนึ่ง ที่สามารถนำไปแสดงผลในภาคแสดงผลต่อไปได้ และจะมีความสามารถสูงสุด ในการวัดโหลดที่ไม่เกิน 3 กิโลวัตต์ ก็พอเพียงที่วัดเครื่องใช้ไฟฟ้าที่ใช้ในชีวิตประจำวันแล้ว

การทำงานของวงจร

เริ่มแรกควรรู้ว่าไอซี MC 1495 L นั้นมีการทำงานเป็นอย่างไร จากกราฟในรูปที่ 39 กำหนดให้ k คือ ค่าคงที่โดยสามารถใช้อุปกรณ์ภายนอกเป็นตัวกำหนดค่านั้น ในที่นี้จะตั้งไว้ให้มีค่าเป็น $1/10$ และ สมมติให้ $V_y = +10\text{ V}$ ส่วนค่าเอาต์พุต (V_0) จะได้สมการ

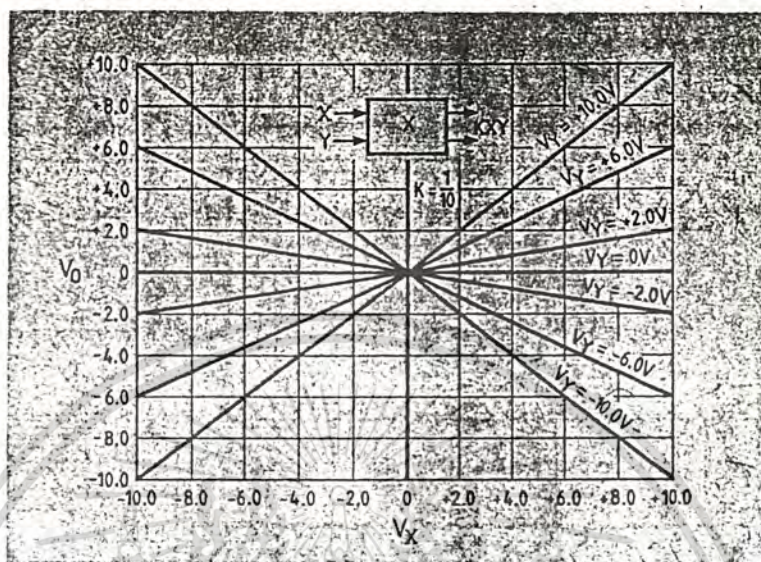
$$V_0 = k V_x V_y \quad (1)$$

เมื่อให้แรงดัน V_x มีค่าเป็น $+2\text{ V}$ ถ้าดูกราฟรูปที่ 39 จะได้ค่าเอาต์พุต เป็น $+2\text{ V}$ และจากหลักการเดียวกัน ถ้า V_x เปลี่ยนเป็น -2 V บ้าง เอาต์พุตก็จะเท่ากับ -2 V เช่นกัน จากกราฟจะเห็นว่าทั้ง V_x V_y และ เอาต์พุตสามารถมีได้ทั้งค่าบวกและลบทำให้สามารถแบ่งความสัมพันธ์ได้เป็น 4 ควอดแดรนต์ ในส่วนของวงจรประกอบด้วย 2 ภาค คือ ภาคเปลี่ยนกำลังไฟฟ้าเป็นแรงดันไฟฟ้า และ ภาคแสดงผลแบบ LCD ซึ่งแสดงในรูปที่ 40 และรูปที่ 41 ตามลำดับทางด้านซ้ายมือสุดของวงจรในรูปที่ 40 โหลด (R_L) ที่ต่ออยู่กับ K_2 นี้ จะเป็นอุปกรณ์ที่เราต้องการทราบค่าวัตต์ เช่น มอเตอร์ หรือ อุปกรณ์ไฟฟ้าอื่น ๆ R_6 R_7 ที่ต่อขนานกันเป็นตัวรับกระแสที่ไหลผ่าน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์หรือการสงวนเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้ใดเห็นใบเซอร์โฮมเมดนี้ทางค่า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ไหลแล้วเปลี่ยนเป็นแรงดันไฟฟ้าจากผลของการขนานตัวต้านทานทั้งสองเข้าด้วยกันจะทำให้ได้ความต้านทานรวมเท่ากับ 0.05 โอห์ม จะยังสามารถทนกำลังไฟฟ้าได้ 10 W



รูปที่ 39 กราฟแสดงคุณสมบัติของ MC 1595L

แรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อม R_6 , R_7 จะถูกขยายขึ้นประมาณ 6 เท่า โดยออปแอมป์ $IC_{3/1}$ และ ต่อไปยังขา 4 ของ IC_4 ซึ่งเป็นขารับแรงดันไฟฟ้า ที่ได้กำหนดไว้ ให้เป็น V_Y สวิตช์ S_1 จะเป็นสวิตช์เลือกย่านการวัด (*1 และ *10) R_3 , R_4 , R_5 ต่อเป็นชุดแบ่งแรงดันไฟฟ้า โดยต่อขนานกับ R_L ส่วน R_8 จะป้อนแรงดันที่แบ่งมาแล้วจากชุดดังกล่าว ไปยังขา 9 ของ IC_4 ซึ่งเป็นขารับแรงดันไฟฟ้าที่ได้กำหนดให้เป็น V_X R_3 และ R_4 ที่ใช้ตัวต้านทาน 100 กิโลโอห์มต่ออนุกรมกันเพื่อให้กำลังงานที่สูญเสียแบ่งไปเท่า ๆ กัน ทำให้ปลอดภัยกว่า เมื่อใช้ตัวต้านทานขนาด 200 กิโลโอห์มตัวเดียว (เปรียบเทียบ เมื่อค่าวัตต์ของความต้านทานเท่ากัน) D_1 - D_4 ต่อเป็นวงจรถลิบเปอร์ (clipper) เพื่อป้องกันอินพุตของออปแอมป์ $IC_{3/1}$ และ IC_4 โดยถ้าแรงดันที่ป้อนผ่าน R_8 มาสูงกว่าแหล่งจ่าย 0.7 V ก็จะทำให้ D_1 , D_3 ทำงาน และ ถ้าน้อยกว่าแหล่งจ่ายทางด้านลบ 0.7 V ก็จะทำให้ D_2 , D_4 ทำงาน ดังนั้นแรงดันที่เข้าไอซีทั้งสองจึงไม่เกิน + 8.2 และ - 8.2 จากสมการที่ 1 ในการหาค่าเอาต์พุตของ IC_4 จะสามารถหาค่า K จากอุปกรณ์ภายนอกดังสมการ

$$K = 2R_0/R_x R_y I_3 \quad (2)$$

จากวงจรในรูปที่ 40 R_0 ในสมการที่ 2 คือ R_{22} และ R_{24} โดยต่ออยู่ที่ขา 2

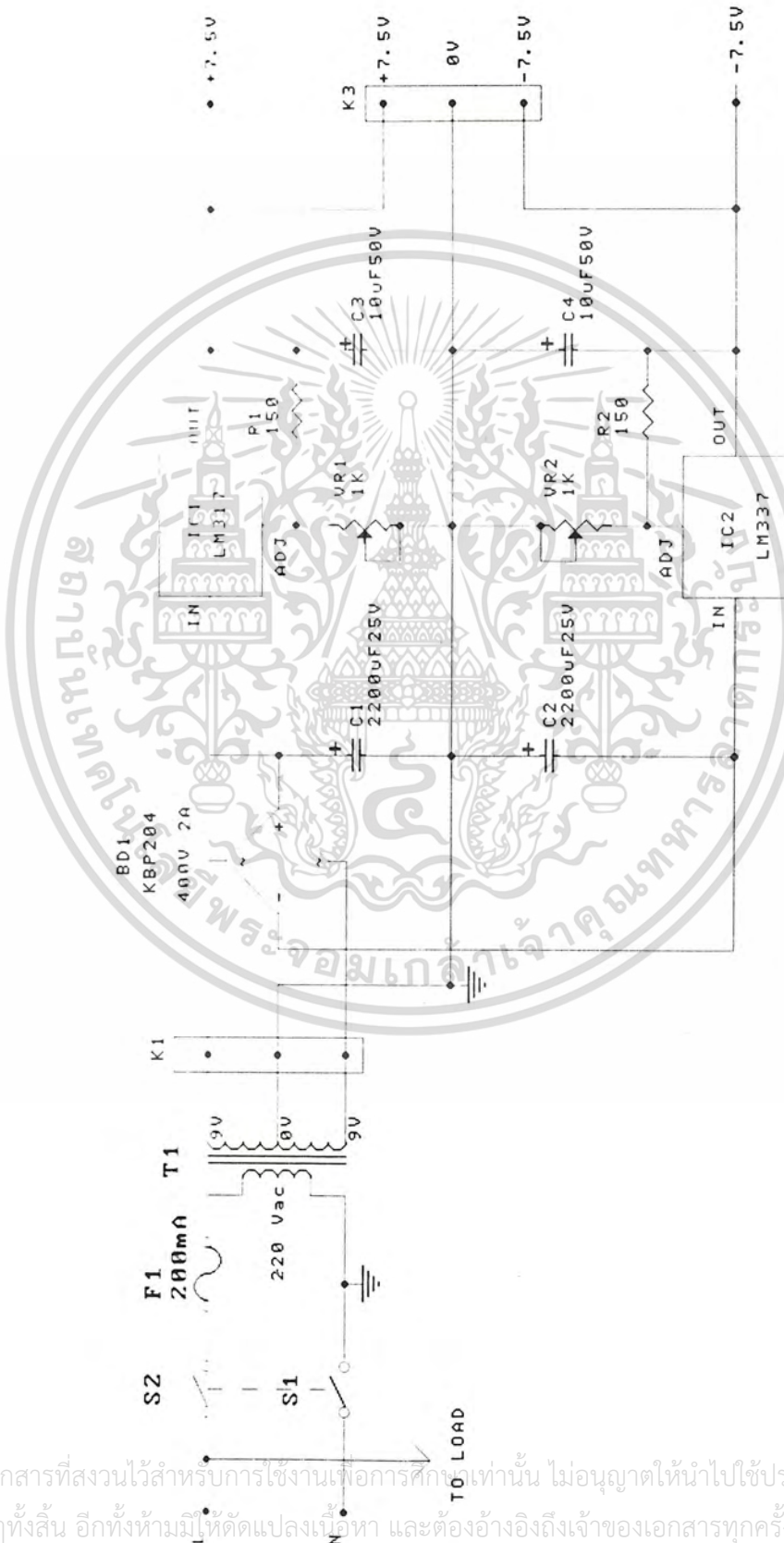
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และขา 14 ของ IC₄ ส่วน R_x และ R_y คือ R₁₇ และ R₁₈ ตามลำดับ และ I₃ ในสมการที่ 2 คือ กระแสไฟฟ้าที่ไหลจากขา 3 ของ IC₄ ลงกราวด์ โดยสามารถปรับค่าได้จาก VR₆ ส่วน VR₄ และ VR₅ ใช้ในการปรับแรงดันออฟเซตที่อินพุตขา 8 และ ขา 12 ของ IC₄ และ IC_{3/2} จะขยายสัญญาณเอาต์พุตของ IC₄ ก่อนที่จะส่งต่อไปยังภาคแสดงผล

ในส่วนของภาคแสดงผลแบบ LCD จะใช้ไอซีเบอร์ ICL 7106 ซึ่งวงจรแสดงดังรูปที่ 41 ภายใน IC₅ นั้นจะประกอบด้วย วงจรเอชดีและชุดขับ LCD ส่วน R₂ และ C₂ ประกอบเป็น ชุดออสซิลเลเตอร์ และ R₃ , R₄ เป็นชุดปรับแรงดันศูนย์อัตโนมัติ C₃ ใช้เป็นตัวเก็บประจุเปรียบเทียบกับ IC₅ และ VR₈ ไว้สำหรับปรับแรงดันอ้างอิงให้กับ IC₅

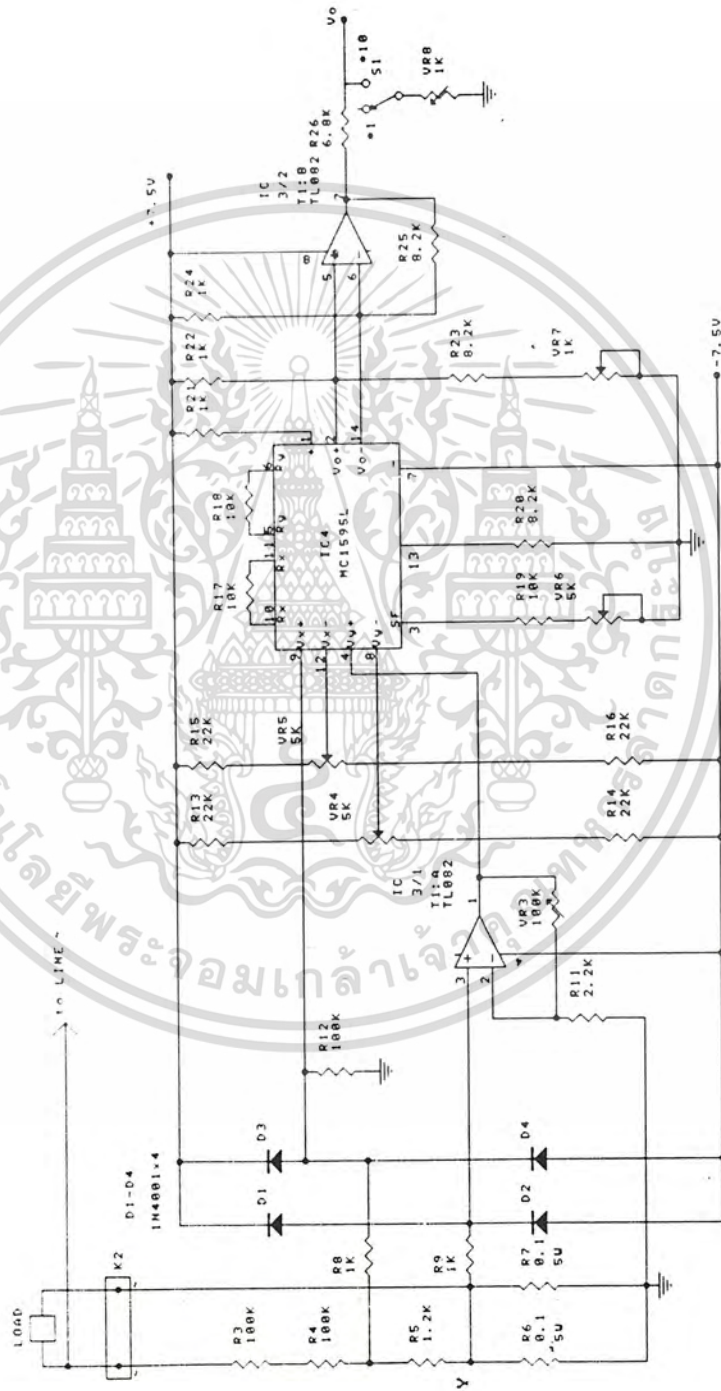
ในส่วนของภาคจ่ายไฟนี้ ควรใช้ไอซีเรกูเลเตอร์เบอร์ LM317 และ LM337 ซึ่งเรกูเลเตอร์ทั้งด้านบวก และ แรงดันลบโดยสามารถปรับ ให้ได้แรงดัน + 7.5 และ - 7.5 โดยปรับที่ VR₁ และ VR₂ และต้องปรับแรงดันทั้งสองให้สมมาตรกันเสมอ

รูปที่ 40 /1 ภาคแหล่งจ่ายไฟฟ้า



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

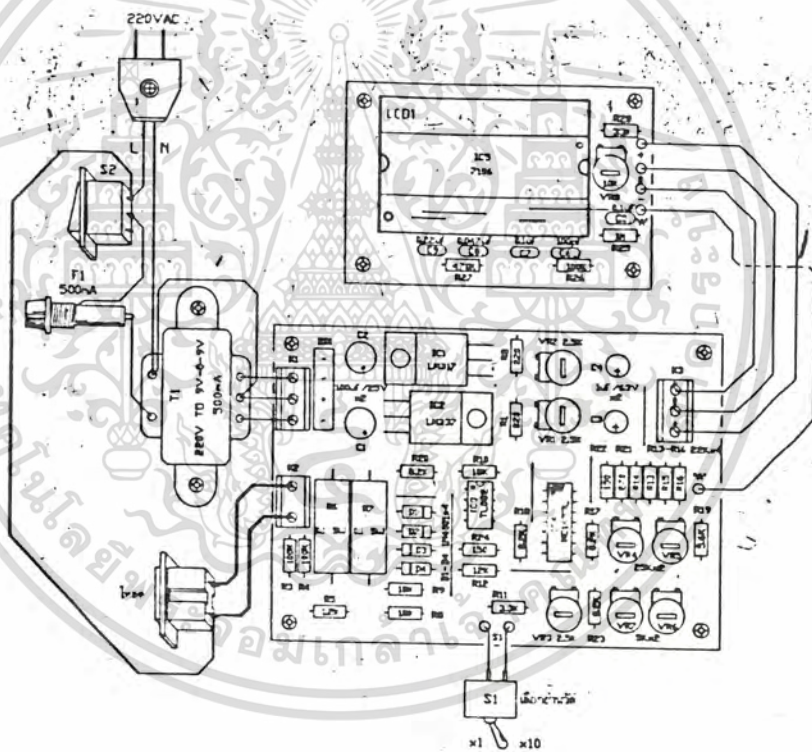
รูปที่ 40/2 แสดงส่วนเปลี่ยนกำลังไฟฟ้าเป็นแรงดันไฟฟ้า



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การสร้าง

เมื่อเตรียมอุปกรณ์ต่าง ๆ พร้อมแล้ว ลงอุปกรณ์ให้ครบตามที่แสดงไว้และสามารถดูการเดินสายได้ในรูปที่ 42 ส่วน K₂ ที่สำหรับต่อโหลด นั้นควรจะเป็นเต้าเสียบไฟฟ้าได้ 220 โวลต์ และ ทนกระแสไฟฟ้าไม่ควรต่ำกว่า 15 A เนื่องจากเป็นไฟฟ้าแรงดันสูงจึงควรระมัดระวังในการเดินสายส่วนนี้ต้องระวังเป็นพิเศษ รวมทั้งต้องใช้สายไฟฟ้า ขนาด 2.5 mm² ในส่วนนี้ด้วย เพราะกระแสเมื่อใช้เต็มทีประมาณ 13 A (ที่โหลด 3 KW)



รูปที่ 42 แสดงตำแหน่งอุปกรณ์และการเดินสาย

ข้อควรระวัง

จากวงจรจะเห็นว่าสายนิวตรอนนั้น ต่ออยู่กับกราวด์ของวงจรและ สายลายน์ ต่ออยู่กับ R_L ฉะนั้นในการเสียบปลั๊กไฟ AC จะต้องตรวจสอบให้แน่ใจว่าเสียบปลั๊กถูกซ้ำ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้ยูเอเห็นใบเซบระเช่นนี้ในการศึกษาไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แล้วและส่วนภาคแสดงผลควรรัดกรี IC7 ติดกับแผ่นวงจรพิมพ์ถ้าไม่มั่นใจจะใช้ socket ก็ได้ แต่ LCD จะติดซ้อนบนไอซีซึ่งขาของ LCD นั้นอาจจะยาวไม่ถึงแผ่นวงจรพิมพ์ จึงต้องใส่ socket เสริมให้พอดีโดยใช้ socket ขนาด 20 ขา ตัดครึ่งแทน ในการยึดแผ่นวงจรพิมพ์จึงควรวัดความสูงของแผ่นวงจรพิมพ์ ในระดับ LCD ตรงกับที่เจาะ ทำการเจาะหน้าปัด แล้วจึงยึดแผ่นวงจรพิมพ์นั้นกับกล่องสำหรับสาย AC นั้นต้องเป็นขนาด 2.5 mm^2 ด้วย

การปรับแต่งและทดสอบ

อุปกรณ์ที่ใช้ในการปรับแต่งคือดิจิตอลมัลติมิเตอร์ และ เครื่องกำเนิดสัญญาณชานน์เวฟ อันดับแรกให้ปรับ VR₁ และ VR₂ ที่ภาคจ่ายไฟให้ได้แรงดัน + 7.5 V และ -7.5 V ขั้นตอนต่อไป ต่อเครื่องกำเนิดสัญญาณพร้อมทั้งตั้งแรงดันเอาต์พุตให้ได้ประมาณ 3 V_{pp} เข้าที่ขา 3 และ ทำการปรับดิซออปเซตของเครื่องกำเนิดสัญญาณให้เป็น 0 V ด้วย ถ้าไม่มีเครื่องกำเนิดสัญญาณสามารถใช้หม้อแปลงที่มีขนาดแรงดัน 0 - 3 V ต่อแทนได้ ทำการลัดวงจร R₁₀ ซึ่งเป็นตัวต้านทานป้อนกลับของ IC_{3/1} ต่อขา 9 ของ IC₄ ลงกราวด์แล้วเปิดสวิตช์ S₁ ปรับ VR₄ ให้แรงดันที่จุด A มีค่าต่ำสุด เมื่อปรับเสร็จแล้ว ให้ต่อเครื่องกำเนิดสัญญาณ เข้าที่ขา 7 ของ IC₄ และต่อขา 3 ของ IC 3/1 ลงกราวด์ ปรับ VR₅ ให้แรงดันที่จุด A ต่ำสุดอีกครั้งหนึ่ง จากนั้นปรับ VR₇ ให้แรงดันที่จุด A ต่ำสุดเป็นครั้งสุดท้าย ทำการต่อโหลดที่ไม่มีค่ารีแอคทีฟ เช่น โหลดไฟแบบไส้ควรใช้หลอดไฟที่มีขนาด 100 W เข้าที่ K₂ เสียบปลั๊กแล้วเปิดเครื่อง

จากนั้นทำการวัดแรงดันที่ตกคร่อมหลอดไฟ เสร็จแล้ววัดกระแสที่ไหลผ่านหลอดไฟนั้น ด้วยดิจิตอลมัลติมิเตอร์ โดยที่ค่าที่นำมาคำนวณนั้นต้องเป็นค่า rms เมื่อได้แรงดันไฟฟ้า และ กระแส เรียบร้อยแล้วให้นำมาคำนวณโดยนำค่าทั้งสองมาคูณกัน จะได้ค่าวัตต์จริงเพราะหลอดไฟนั้นมีค่ารีแอคทีฟน้อยมาก ดังนั้นผลจากการเลื่อนเฟสนั้นน้อยมาก จึงทำให้ค่าที่วัดได้เป็นค่าวัตต์จริง และ แรงดันที่จะได้ที่จุด A นั้นควรจะเป็น 1 mV ต่อ วัตต์

ดังนั้นเมื่อเราต่อหลอดไฟ ขนาด 100 W ที่จุด A จึงจะได้ 100 mV ถ้าไม่ได้ค่าตามนี้ให้ปรับ VR₆ ช่วยเพื่อให้ได้ค่าวัตต์จริง ขั้นตอนต่อไปอาจจะต้องปรับ VR₈ ซึ่งอยู่ที่ภาคแสดงผล เพื่อให้ค่าวัตต์ที่แสดงออกมาเท่ากับ ที่เราคำนวณได้ ขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตอนสุดท้ายปรับย่านวัด x 10 ปิดสวิตช์ S₂ ซึ่งปรับ VR₃ จนกระทั่งที่จุด A มีแรงดันไฟฟ้าเป็น 1 / 10 เท่าของแรงดันที่วัดได้ในตอนแรก ซึ่งมีแรงดัน 10 mV เมื่อปรับแต่งเสร็จทุกขั้นตอนแล้ว วัดค่ามิเตอร์เครื่องนี้ก็พร้อมที่จะใช้งานได้

คุณสมบัติโดยทั่วไป

- วัดค่าวัดดีผิดพลาดน้อยมาก
- ใช้การคำนวณแบบการคูณ 4 ควอดแดรนต์
- แสดงผลด้วย LCD ขนาด 3 1/2 หลัก
- มี 2 ย่านการวัดคือ *1 และ *10 วัดดี
- ค่าสูงสุดในการวัด 3 กิโลวัตต์

ข้อมูลของการทำงานและการประยุกต์ใช้งาน

1. ทฤษฎีของการทำงาน

MC1595L เป็นอุปกรณ์ประเภทโมโนลิธิค ประเภทตัวคูณ 4 ควอดแดรนต์ ซึ่งทำงานตามพื้นฐานทฤษฎีของตัวนำที่แปรเปลี่ยน ผลของการวิเคราะห์กระแสเอาท์พุทที่เปลี่ยนแปลงของตัวคูณนั้น จะได้ว่า

$$I_a - I_b = \Delta I_b$$

$$= 2V_x V_y / (R_x R_y I_3)$$

ซึ่ง I_a และ I_b เป็นกระแสที่ไหลเข้าขา 14 และ 2 ตามลำดับ

V_x และ V_y เป็นแรงดันอินพุทที่จุด X และ Y ของอินพุทของตัวคูณตามลำดับ

2. การออกแบบ

ทฤษฎีทั่วไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC1595L ที่ถูกออกแบบเป็นตัวคุณนั้น มีคุณสมบัติเฉพาะซึ่งสามารถเลือกให้เหมาะสมตามอุปกรณ์ที่นำมาต่อภายนอก ซึ่งอุปกรณ์ที่นำมาต่อภายนอกนั้นจะต้องถูกเลือกให้เหมาะสมที่สุดกับวงจรที่ต้องการให้ทำงาน ตัวอย่างเช่น bandwidth เป็นต้น ซึ่งจะนำมาเป็นข้อจำกัดกับพารามิเตอร์ตัวอื่นๆ พารามิเตอร์ที่สำคัญแต่ละตัวนั้นจะถูกคำนวณหาในหัวข้ออื่นๆ ต่อไป

การเป็นเส้นตรงและผิดพลาดของเอาต์พุต (E_{Rx} และ E_{Ry})

ค่าผิดพลาดของเส้นตรง ถูกจำกัดโดยการเปลี่ยนแปลงของแรงดันเอาต์พุตอย่างสูงสุด จากเส้นตรงของฟังก์ชันถ่ายโอน แสดงค่าความผิดพลาดในรูปเปอร์เซ็นต์ของค่าเต็มสเกล ในที่นี้กำหนดให้ การเปลี่ยนแปลงสูงสุด, $V_E(\max)$ จะเท่ากับ +100 และ -100 มิลลิโวลต์ และค่าของเอาต์พุตเต็มสเกลเท่ากับ 10 โวลต์ จะได้ว่า

$$\begin{aligned} \text{Percentage Error} &= \{V_E(\max)/V_E(\max)\} * 100 \\ &= \{100 \text{ mV} * 100\}/10 \\ &= 1\% \end{aligned}$$

รูปที่ 43 แสดงการเปลี่ยนแปลงของแรงดันเอาต์พุต

ค่าผิดพลาดของเส้นตรงถูกวัดได้หลายวิธี ยกตัวอย่างเช่น

- ใช้ X-Y plotter กับวงจรดังกล่าว ทำให้ได้ค่า X และ Y ดังรูปข้างบน
- ใช้กับวงจรซึ่งใช้ วิธีเปลี่ยนระดับเอาต์พุตของตัวคุณ ด้วยอินพุตแรกเริ่มค่าเอาต์พุตสูงสุดของออปแอมป์แบบ null จะเท่ากับแรงดันที่ผิดพลาด, $V_E(\max)$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เพื่อที่จะหลีกเลี่ยง ค่าที่ผิดพลาดของแหล่งกำเนิด การเสื่อมสภาพที่ชาอิมิตเตอร์ ทำให้ R_x และ R_y ถูกเลือกให้มีขนาดใหญ่เพียงพอเพื่อว่า การไม่เป็นเส้นตรงของแรงดันที่ขาเบสและชาอิมิตเตอร์จะได้ไม่นำมาพิจารณาได้ ค่าความผิดพลาดที่คาดว่าจะได้รับจากแหล่งกำเนิด แสดงการทำงานของค่าต่างๆ ใน MC 1595L ของค่า R_x และ R_y ด้วยกระแสทำงานประมาณ 1 มิลลิแอมป์ ทำให้ได้ค่า I_3 เท่ากับ I_{13} คือ 1 มิลลิแอมป์

3 dB - Bandwidth และการเลื่อนเฟส

bandwidth ที่ถูกกำหนดขึ้นในตอนแรกเริ่ม โดยความต้านทานของโหลด และ ค่าความจุไฟฟ้าของเอาต์พุต ของตัวคูณประเภทสเตอริ (stray multiplier) และ ออปแอมป์จะถูกใช้ในการเลื่อนระดับเอาต์พุต แต่ถ้าการทำงานอยู่ในช่วงกว้างนั้น เป็นที่ต้องการ ค่าที่ต่ำของความต้านทานโหลดและออปแอมป์ที่มีช่วงการทำงานกว้าง จะใช้นำมาใช้ ค่าความจุเอาต์พุตประเภท stray จะต้องขึ้นกับโครงสร้างของวงจรมหาศาล

การเลื่อนเฟสในวงจรมีผลมาจากแหล่งกำเนิด 2 แหล่งคือ

1. Phase shift common to both X and Y channels ถูกใช้ในกรณีที่เกี่ยวข้องกับ ตำแหน่งโพลของความต้านทานของโหลด และ ความจุไฟฟ้าเอาต์พุต
2. Relative phase shift between X and Y channels จะเกี่ยวกับความแตกต่างของค่าทรานสมิตแดนส์ ในช่องของ X และ Y

ถ้าค่าของการเลื่อนเฟสจากอินพุตไปยังเอาต์พุต เท่ากับ 0.6 องศา ค่าเอาต์พุตของกราฟิ์ 2 กราฟจะแสดงออกมาทางแวกเตอร์ประมาณ 1 เปอร์เซ็นต์ การเลื่อนเฟสแบบ Relative ที่ค่า 3 องศา ระหว่าง V_x และ V_y จะมีผลทางแวกเตอร์ผิดพลาดประมาณ 5 เปอร์เซ็นต์

ค่าแรงดันอินพุตสูงสุด

$$\text{กำหนดให้ใช้ } V(\max) = I_{13} R_y$$

$$V(\max) = I_3 R_y$$

ยิ่งไปกว่านั้นค่านี้จะนำไปขีดด้านหนึ่งของอินพุตของวงจรมหาศาลเพื่อที่จะหยุดการทำงาน (cutoff) และ เป็นเหตุให้การทำงานไม่เป็นเส้นตรง กระแส I_3 และ I_{13} ถูกเลือกที่ค่าที่สะดวกในการใช้งาน (การตรวจสอบข้อจำกัดของการสูญเสียพลังงาน)

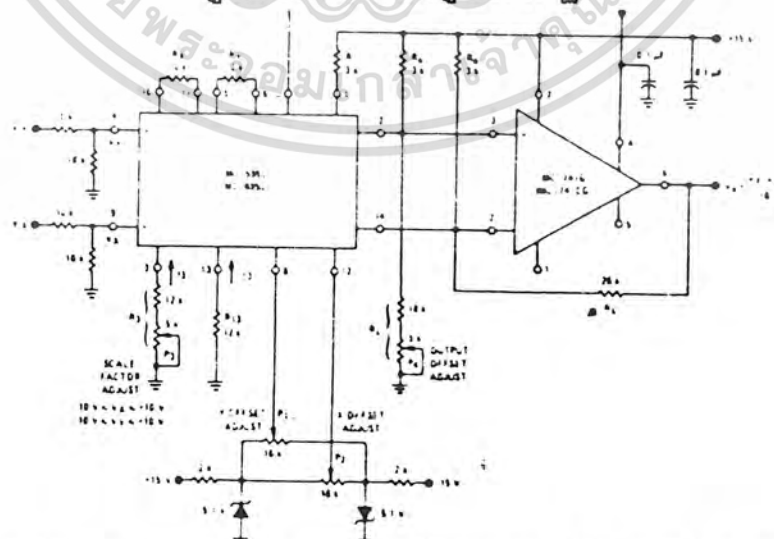
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่ค่าระหว่าง 0.5 และ 2 มิลลิแอมป์ ก็คือประมาณ 1 มิลลิแอมป์ ทำให้ได้ค่า R_x และ R_y โดยพิจารณาจากความต้องการในการควบคุมสัญญาณอินพุต สำหรับ $V_x(\max)$ และ $V_y(\max)$ เท่ากับ 10 โวลต์ จะได้ค่า R_x และ $R_y > (10 \text{ v} / 10\text{mA})$ ซึ่งเท่ากับ $10 \text{ k}\Omega$

การขึ้นลง(swing)ของแรงดันเอาต์พุตสูงสุด

การขึ้นลงของแรงดันเอาต์พุตสูงสุดจะขึ้นกับแพคเตอร์ที่กล่าวไปแล้วจากรูปที่ 44 การขึ้นลงของเอาต์พุตสูงสุดจะขึ้นกับค่า V สำหรับการขึ้นลงของค่าบวกซึ่งขึ้นกับค่าแรงดันที่ขา 1 สำหรับการขึ้นลงของค่าลบ ความต่างศักย์ที่ขา 1 จะกำหนดระดับที่คงที่ (Quiescent) สำหรับทรานซิสเตอร์ Q_5, Q_6, Q_7, Q_8 ค่าความต่างศักย์นี้จะสัมพันธ์กันเพื่อว่าการขึ้นลงของค่าลบที่ขา 2 หรือ ขา 14 จะไม่ทำให้ทรานซิสเตอร์เหล่านั้นอิ่มตัว ถ้าออปแอมป์ถูกใช้สำหรับเลื่อนระดับดังรูปที่ 45 ค่าการขึ้นลงของเอาต์พุตของตัวคุณจะถูกลดลงอย่างมาก

รูปที่ 44 แสดงตัวคุณขั้นพื้นฐาน



รูปที่ 45 แสดงการนำวงจรคุณร่วมกับออปแอมป์ในการเลื่อนระดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

สรุปและวิจารณ์

ในส่วนของเครื่องวัดค่าวัตต์ เพาเวอร์แฟคเตอร์ และเฟสมิเตอร์ประกอบด้วยส่วน วัตต์มิเตอร์ ,เพาเวอร์แฟคเตอร์มิเตอร์ ,เฟสมิเตอร์ และส่วนแสดงผล LCD โดยถูกควบคุมในการเลือกโดยสวิทช์ 3 ทาง

วิจารณ์

เนื่องจาก ทางคณะผู้จัดทำมีประสบการณ์ทางด้านการประยุกต์ ,การวิเคราะห์โครงสร้างวงจร,การซื้ออุปกรณ์ ฯลฯ น้อย จึงทำให้เกิดความผิดพลาดเกิดขึ้นได้
-อุปกรณ์ไม่มีจำหน่ายตามขนาดที่ได้จากใช้งาน

สำหรับแนวการพัฒนาต่อไป

เนื่องจากแนวความคิดที่นำเสนอดังกล่าวเป็นเพียงจุดเริ่มต้นเพื่อนำไปสู่การพัฒนา ที่ จะสามารถได้ค่าที่วัดได้นั้นมีความถูกต้องที่สุดในด้านมีความละเอียดมากขึ้นหรืออาจทำการวัดเป็นโวลต์และกระแสเพิ่มขึ้นอีกเพื่อใช้ในการนำไปใช้ได้สะดวกและรวดเร็ว

บรรณานุกรม

1. S. ENAMUL HAQUE , ANWAR A. KHAN , ABDUL RAHMAN ALAMOUD AND M. SALAH SMIAI , “ Single phase meter with lead / lag indication ” , INT. J. ELECTRONICS , 1985 , VOL.59 ,NO.4 , 517-524
2. T.K.M. BABU AND TAK WING WONG , “ Novel low cost electronic power-factor meter ” , INT . J. ELECTRONICS, 1989, VOL.67, NO.1,147-151
3. M . M . ABDUL - NIBY AND R. S. FYATH, “ Wide band frequency - invariant phase meter with lead - lag indication ” , INT. J. ELECTRONIC , 1987, VOL.62, NO.1,141-144
4. อำนาจ กุลโลหะมงคล กัมปนาท พิววงศ์ และ ณรินทร์ เพียรสุขขมณี, “วัตต์มิเตอร์ทุกรูปแบบ” , วารสารเซมิคอนดักเตอร์อิเล็กทรอนิกส์ , ฉบับที่ 124 , มกราคม ,2536, หน้า 26-31

**MC1495L
MC1595L**

ORDERING INFORMATION

Device	Temperature Range	Package
MC1495L	0°C to +70°C	Ceramic DIP
MC1595L	-55°C to +125°C	Ceramic DIP

Specifications and Applications Information

WIDEBAND MONOLITHIC FOUR-QUADRANT MULTIPLIER

designed for uses where the output is a linear product of two input voltages. Maximum versatility is assured by allowing the user to select the level shift method. Typical applications include: multiply, divide, square root, mean square, phase detector, frequency doubler, balanced modulator/demodulator, electronic gain control. *Also used with an operational amplifier.

- Wide Bandwidth
- Excellent Linearity - 1% Max Error of X Input, 2% Max Error of Y Input - MC1595L
- Excellent Linearity - 2% Max Error of X Input, 3% Max Error of Y Input - MC1495L
- Adjustable Scale Factor, K
- Excellent Temperature Stability
- Wide Input Voltage Range - 10 Volts
- 15 Volt Operation

LINEAR FOUR-QUADRANT MULTIPLIER

SILICON MONOLITHIC INTEGRATED CIRCUIT



CERAMIC PACKAGE
CASE 632-02
MO-001AA

FIGURE 1 - FOUR QUADRANT MULTIPLIER TRANSFER CHARACTERISTIC

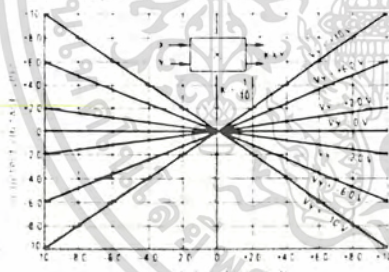


FIGURE 2 - TRANSCONDUCTANCE BANDWIDTH

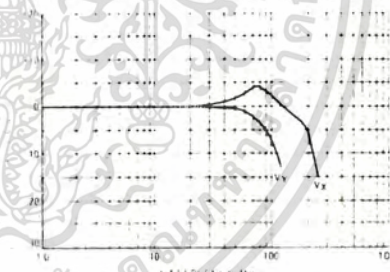
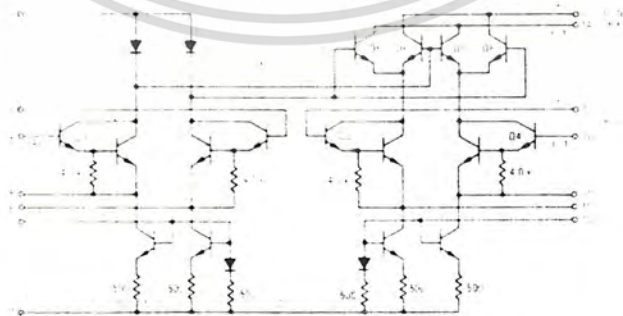


FIGURE 3 - CIRCUIT SCHEMATIC



11

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

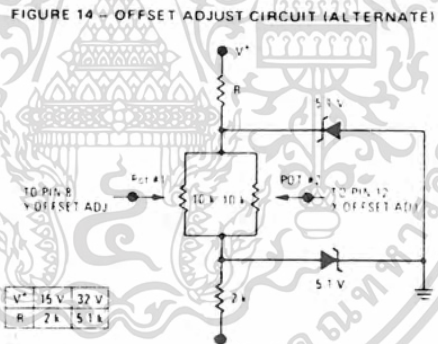
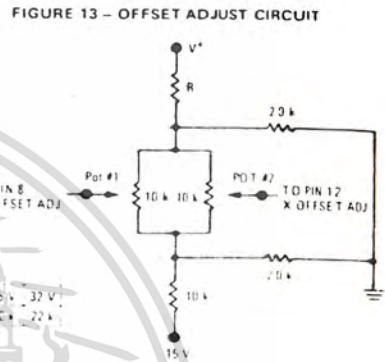
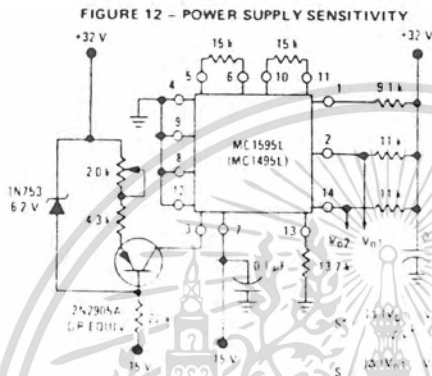
MC1495L, MC1595L

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V^+ = +32V$, $V^- = -15V$, $T_A = +25^\circ C$, $I_3 = I_{13} = 1mA$, $R_X = R_Y = 15k\Omega$, $R_L = 11k\Omega$ unless otherwise noted)

Characteristic	Figure	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Linearity Output Error in Percent of Full Scale. $T_A = +25^\circ C$ $-10 < V_X < +10$ ($V_Y \pm 10V$) MC1495 MC1595 $-10 < V_Y < +10$ ($V_X \pm 10V$) MC1495 MC1595 $T_A = 0$ to $+70^\circ C$ $-10 < V_X < +10$ ($V_Y \pm 10V$) $-10 < V_Y < +10$ ($V_X \pm 10V$) MC1495 MC1595 $T_A = -55^\circ C$ to $+125^\circ C$ $-10 < V_X < +10$ ($V_Y \pm 10V$) $-10 < V_Y < +10$ ($V_X \pm 10V$)	5	E_{RX} E_{RY} E_{RX} E_{RY} E_{RX} E_{RY}	-	± 1.0 ± 0.5 ± 2.0 ± 1.0 ± 1.5 ± 3.0 ± 0.75 ± 1.50	± 2.0 ± 1.0 ± 4.0 ± 2.0 -	%
Squaring Mode Error Accuracy in Percent of Full Scale After Offset and Scale Factor Adjustment $T_A = +25^\circ C$ MC1495 MC1595 $T_A = 0$ to $+70^\circ C$ MC1495 MC1595 $T_A = -55^\circ C$ to $+125^\circ C$ MC1495 MC1595	5	E_{SQ}	-	± 0.75 ± 0.5 ± 1.0 ± 0.75	-	%
Scale Factor (Adjustable) $K = \frac{2H_1}{1 + H_1 + H_2}$		K	-	1.1	-	-
Input Resistance #1 20 Hz MC1495 MC1595 #2 20 Hz MC1495 MC1595		R_{iNX} R_{iNY} R_{iNX} R_{iNY}	-	20 35 20 0	-	M Ω
Differential Output Resistance (#1 20 Hz)	8	R_{oD}	-	100	-	k Ω
Input Bias Current $I_{iX} = \frac{I_{i1} + I_{i2}}{2}$ $I_{iY} = \frac{I_{i4} + I_{i5}}{2}$ MC1495 MC1595 MC1495 MC1595	9	I_{iX} I_{iY}	-	2.0 2.0 2.0 2.0	12 8.0 12 8.0	μA
Input Offset Current $I_{i1} - I_{i2}$ MC1495 MC1595 $I_{i4} - I_{i5}$ MC1495 MC1595	6	I_{io1} I_{io2}	-	0.4 0.2 0.4 0.2	2.0 1.0 2.0 1.0	μA
Average Temperature Coefficient of Input Offset Current $(T_A = 0$ to $+70^\circ C)$ MC1495 $(T_A = -55^\circ C$ to $+125^\circ C)$ MC1595	6	TC_{io}	-	2.5 2.5	-	$nA/^\circ C$
Output Offset Current #14 I_{o1} MC1495 MC1595	6	I_{o1}	-	20 10	100 50	μA
Average Temperature Coefficient of Output Offset Current $(T_A = 0$ to $+70^\circ C)$ MC1495 $(T_A = -55^\circ C$ to $+125^\circ C)$ MC1595	6	TC_{o1}	-	20 20	-	$nA/^\circ C$
Frequency Response 3.0 dB Bandwidth, $R_L = 11k\Omega$ 3.0 dB Bandwidth, $R_L = 50\Omega$ (Transconductance Bandwidth) 3 $^\circ$ Relative Phase Shift Between V_X and V_Y 1% Absolute Error Due to Input-Output Phase Shift	9,10	BW_{3dB} TBW_{3dB} f_c f_p	-	3.0 80 750 30	-	MHz MHz kHz kHz
Common Mode Input Swing (Either Input) MC1495 MC1595	11	CMV	± 10.5 ± 11.5	± 12 ± 13	-	Vdc
Common Mode Gain (Either Input) MC1495 MC1595	11	ACM	-40 -50	-50 -60	-	dB
Common Mode Quiescent Output Voltage	12	V_{o1} V_{o2}	-	21 21	-	Vdc
Differential Output Voltage Swing Capability	9	V_o	-	114	-	V _{peak}
Power Supply Sensitivity	12	S^+ S^-	-	5.0 10	-	mV/V
Power Supply Current	12	I_7	-	6.0	7.0	mA
DC Power Dissipation	12	P_D	-	135	170	mW

MC1495L, MC1595L

TEST CIRCUITS (continued)

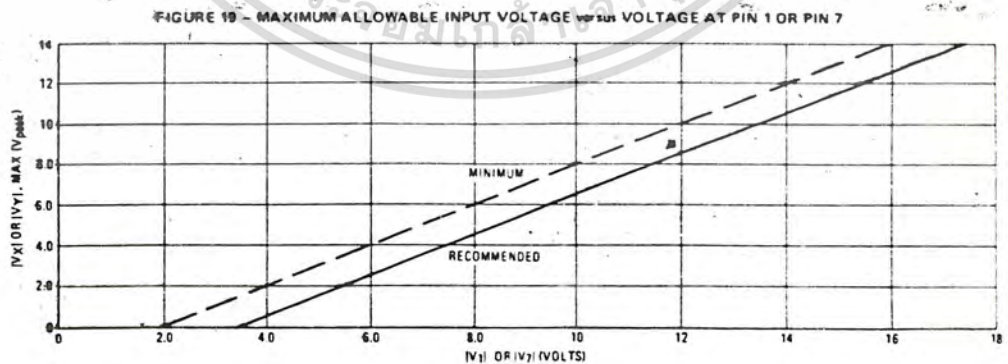
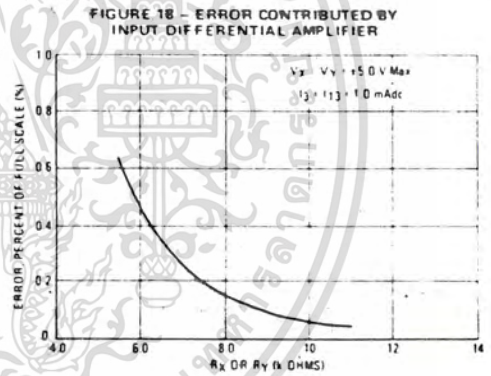
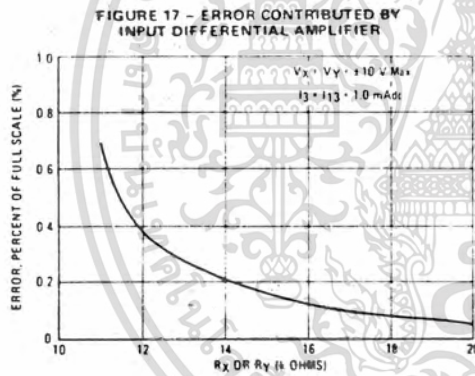
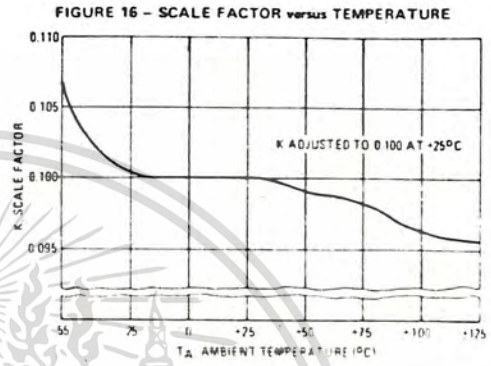
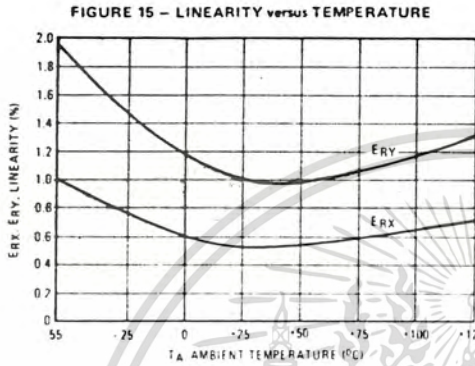


11

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC1495L, MC1595L

TYPICAL CHARACTERISTICS



MC1495L, MC1595L

OPERATION AND APPLICATIONS INFORMATION

1. Theory of Operation

The MC1595 (MC1495) is a monolithic, four-quadrant multiplier which operates on the principle of variable transconductance. The detailed theory of operation is covered in Application Note AN-489, Analysis and Basic Operation of the MC1595. The result of this analysis is that the differential output current of the multiplier is given by

$$I_A - I_B = \alpha I = \frac{2V_X V_Y}{R_X R_Y I_3}$$

where I_A and I_B are the currents into pins 14 and 2, respectively, and V_X and V_Y are the X and Y input voltages at the multiplier input terminals.

2. Design Considerations

2.1. General

The MC1595 (MC1495) permits the designer to tailor the multiplier to a specific application by proper selection of external components. External components may be selected to optimize a given parameter (e.g. bandwidth) which may in turn restrict another parameter (e.g. maximum output voltage swing). Each important parameter is discussed in detail in the following paragraphs.

2.1.1. Linearity, Output Error, E_R or E_Y

Linearity error is defined as the maximum deviation of output voltage from a straight line transfer function. It is expressed as error in percent of full scale (see figure below).



For example, if the maximum deviation, $V_E(\max)$, is ± 100 mV and the full scale output is 10 volts, then the percentage error is

$$E_R = \frac{V_E(\max)}{V_O(\max)} \times 100 = \frac{100 \times 10^{-3}}{10} \times 100 = \pm 1.0\%$$

Linearity error may be measured by either of the following methods:

- Using an X-Y plotter with the circuit shown in Figure 5, obtain plots for X and Y similar to the one shown above.
- Use the circuit of Figure 4. This method nulls the level shifted output of the multiplier with the original input. The peak output of the null operational amplifier will be equal to the error voltage, $V_E(\max)$.

One source of linearity error can arise from large signal non-linearity in the X and Y input differential amplifiers. To avoid introducing error from this source, the emitter degeneration resistors R_X and R_Y must be chosen large enough so that non-linear base-emitter voltage variation can be ignored. Figures 17 and 18 show the error expected from this source as a function of the values of R_X and R_Y with an operating current of 1.0 mA in each side of the differential amplifiers (i.e., $I_3 = I_{13} = 1.0$ mA).

2.1.2. 3 dB Bandwidth and Phase Shift

Bandwidth is primarily determined by the load resistors and the stray multiplier output capacitance and/or the operational amplifier used to level shift the output. If wideband operation is desired, low value load resistors and/or a wideband operational amplifier should be used. Stray output capacitance will depend to a large extent on circuit layout.

Phase shift in the multiplier circuit results from two sources: phase shift common to both X and Y channels (due to the load resistor-output capacitance pole mentioned above) and relative phase shift between X and Y channels (due to differences in transmittance in the X and Y channels). If the input to output phase shift is only 0.6° , the output product of two sine waves will exhibit a vector error of 1%. A 3° relative phase shift between V_X and V_Y results in a vector error of 5%.

2.1.3. Maximum Input Voltage

$V_X(\max)$, $V_Y(\max)$ maximum input voltages must be such that

$$V_X(\max) \leq I_{13} R_Y$$

$$V_Y(\max) \leq I_{13} R_X$$

Exceeding this value will drive one side of the input amplifier to cutoff and cause non-linear operation.

Currents I_3 and I_{13} are chosen at a convenient value (to satisfy power dissipation limitations) between 0.5 mA and 2.0 mA, approximately 1.0 mA. Then R_X and R_Y can be determined by considering the input signal handling requirements.

For $V_X(\max)$, $V_Y(\max) = 10$ volts

$$R_X = R_Y = \frac{10 \text{ V}}{1.0 \text{ mA}} = 10 \text{ k}\Omega$$

The equation $I_A - I_B = \frac{2V_X V_Y}{R_X R_Y I_3}$

$$\text{derived from } I_A - I_B = \frac{2V_X V_Y}{R_X R_Y I_3}$$

$$(R_X + 2kT) \frac{2kT}{qI_3} + (R_Y + 2kT) \frac{2kT}{qI_3} \geq 10 \text{ k}\Omega$$

with the assumption $R_X \gg \frac{2kT}{qI_3}$ and $R_Y \gg \frac{2kT}{qI_3}$,

$$At T_A = -25^\circ\text{C and } I_3 = I_{13} = 1 \text{ mA,}$$

$$\frac{2kT}{qI_3} + \frac{2kT}{qI_3} = 52 \Omega$$

Therefore, with $R_X = R_Y = 10 \text{ k}\Omega$ the above assumption is valid. Reference to Figure 19 will indicate limitations of $V_X(\max)$ or $V_Y(\max)$ due to V_1 and V_7 . Exceeding these limits will cause saturation or "cutoff" of the input transistors. See Step 4 of Section 3 (General Design Procedure) for further details.

2.1.4. Maximum Output Voltage Swing

The maximum output voltage swing is dependent upon the factors mentioned below and upon the particular circuit being considered.

For Figure 20 the maximum output swing is dependent upon V^+ for positive swing and upon the voltage at pin 1 for negative swing. The potential at pin 1 determines the quiescent level for transistors Q_5 , Q_6 , Q_7 , and Q_8 . This potential

MC1495L, MC1595L

OPERATION AND APPLICATIONS INFORMATION (continued)

should be related so that negative swing at pins 2 or 14 does not saturate those transistors. See Section 3 for further information regarding selection of these potentials.

If an operational amplifier is used for level shift, as shown in Figure 21, the output swing (of the multiplier) is greatly reduced. See Section 3 for further details.

3. General Design Procedure

Selection of component values is best demonstrated by the following example. Assume resistive dividers are used at the X and Y inputs to limit the maximum multiplier input to ± 5.0 volts ($V_X = V_Y[\max]$) for a ± 10 -volt input ($V_X' = V_Y'[\max]$). (See Figure 21). If an overall scale factor of 1/10 is desired, then

$$V_o = \frac{V_X' \cdot V_Y' \cdot (2V_X) (2V_Y)}{10} = 4/10 V_X V_Y$$

Therefore, $K = 4/10$ for the multiplier (excluding the divider network).

Step 1. The first step is to select current I_3 and current I_{13} . There are no restrictions on the selection of either of these currents except the power dissipation of the device. I_3 and I_{13} will normally be one or two milliamperes. Further, I_3 does not have to be equal to I_{13} , and there is normally no need to make them different. For this example, let

$$I_3 = I_{13} = 1 \text{ mA}$$

To set currents I_3 and I_{13} to the desired value, it is only necessary to connect a resistor between pin 13 and ground, and between pin 3 and ground. From the schematic shown in Figure 3,

FIGURE 20 - BASIC MULTIPLIER

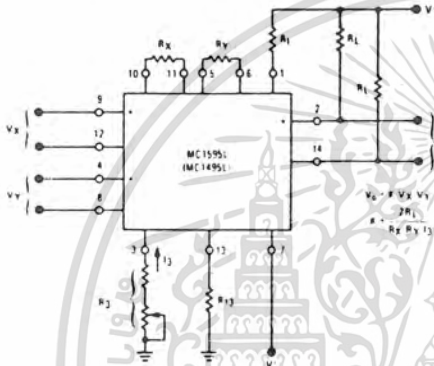
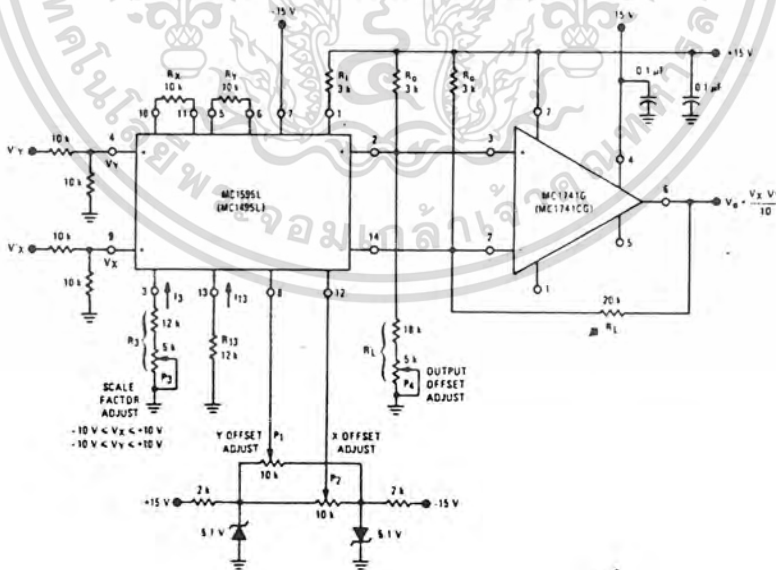


FIGURE 21 - MULTIPLIER WITH OP AMPL LEVEL SHIFT



MC1495L, MC1595L

OPERATION AND APPLICATIONS INFORMATION (continued)

it can be seen that the resistor values necessary are given by:

$$R_{13} + 500 \Omega = \frac{|V| - 0.7 \text{ V}}{I_{13}}$$

$$R_3 + 500 \Omega = \frac{|V| - 0.7 \text{ V}}{I_3}$$

Let $V = -15 \text{ V}$

Then $R_{13} + 500 = \frac{14.3 \text{ V}}{1 \text{ mA}}$ or $R_{13} = 13.8 \text{ k}\Omega$

Let $R_{13} = 12 \text{ k}\Omega$

Similarly, $R_3 = 13.8 \text{ k}\Omega$

Let $R_3 = 15 \text{ k}\Omega$

However, for applications which require an accurate scale factor, the adjustment of R_3 and consequently, I_3 , offers a convenient method of making a final trim of the scale factor. For this reason, as shown in Figure 21, resistor R_3 is shown as a fixed resistor in series with a potentiometer.

For applications not requiring an exact scale factor (balanced modulator, frequency doubler, AGC amplifier, etc.), pins 3 and 13 can be connected together and a single resistor from pin 3 to ground can be used. In this case, the single resistor would have a value of one-half the above calculated value for R_{13} .

Step 2—The next step is to select R_X and R_Y . To insure that the input transistors will always be active, the following conditions should be met:

$$\frac{V_X}{R_X} < I_{13} \quad \frac{V_Y}{R_Y} < I_3$$

A good rule of thumb is to make $I_3 R_Y > 15 V_Y(\text{max})$ and $I_{13} R_X > 15 V_X(\text{max})$.

The larger the $I_3 R_Y$ and $I_{13} R_X$ product in relation to V_Y and V_X respectively, the more accurate the multiplier will be (see Figures 17 and 18).

Let $R_X = R_Y = 10 \text{ k}\Omega$

Then $I_3 R_Y = 10 \text{ V}$

$I_{13} R_X = 10 \text{ V}$

since $V_X(\text{max}) + V_Y(\text{max}) = 5.0$ volts the value of $R_X = R_Y = 10 \text{ k}\Omega$ is sufficient.

Step 3—Now that R_X , R_Y and I_3 have been chosen, R_L can be determined

$$K = \frac{2R_L}{R_X R_Y I_3} = \frac{4}{10}$$

$$\text{or } \frac{(2)(R_L)}{(10 \text{ k})(10 \text{ k})(1 \text{ mA})} = \frac{4}{10}$$

Thus $R_L = 20 \text{ k}\Omega$.

Step 4. To determine what power supply voltage is necessary for this application, attention must be given to the circuit schematic shown in Figure 3. From the circuit schematic it can be seen that in order to maintain transistors Q_1 , Q_2 , Q_3 and Q_4 in an active

region when the maximum input voltages are applied ($V_X = V_Y = 10 \text{ V}$ or $V_X = 5.0 \text{ V}$, $V_Y = 5.0 \text{ V}$), their respective collector voltage should be at least a few tenths of a volt higher than the maximum input voltage. It should also be noticed that the collector voltage of transistors Q_3 and Q_4 are at a potential which is two diode drops below the voltage at pin 1. Thus, the voltage at pin 1 should be about two volts higher than the maximum input voltage. Therefore, to handle $+5.0$ volts at the inputs, the voltage at pin 1 must be at least $+7.0$ volts. Let $V_1 = 9.0 \text{ Vdc}$.

Since the current flowing into pin 1 is always equal to $2I_3$, the voltage at pin 1 can be set by placing a resistor, R_1 from pin 1 to the positive supply

$$R_1 = \frac{V' - V_1}{2I_3}$$

Let $V' = +15 \text{ V}$

Then $R_1 = \frac{15 \text{ V} - 9 \text{ V}}{(2)(1 \text{ mA})}$

$R_1 = 3 \text{ k}\Omega$

Note that the voltage at the base of transistors Q_5 , Q_6 , Q_7 and Q_8 is one diode drop below the voltage at pin 1. Thus in order that these transistors stay active, the voltage at pins 2 and 14 should be approximately halfway between the voltage at pin 1 and the positive supply voltage. For this example, the voltage at pins 2 and 14 should be approximately 11 volts.

Step 5—Level Shifting

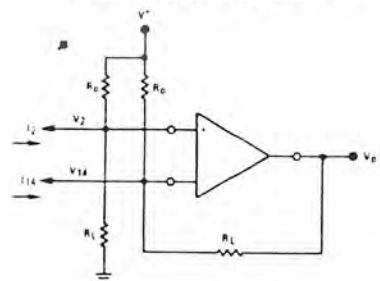
For applications such as the multiply, divide and square root functions, it is usually desirable to convert the differential output to a single ended output voltage referenced to ground. The circuit shown in Figure 22 performs this function. It can be shown that the output voltage of this circuit is given by:

$$V_o = (I_2 - I_{14}) R_L$$

And since $I_2 - I_{14} = I_2 - I_{14} = \frac{2I_X I_Y}{I_3} = \frac{2 V_X V_Y}{I_3 R_X R_Y}$

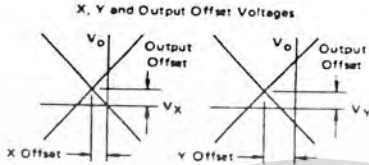
Then $V_o = \frac{2R_L V_X V_Y}{4R_X R_Y I_3}$ where $V_X V_Y$ is the voltage at the input to the voltage dividers

FIGURE 22 — LEVEL SHIFT CIRCUIT



MC1495L, MC1595L

OPERATION AND APPLICATIONS INFORMATION (continued)



For most dc applications, all three offset adjust potentiometers (P_1 , P_2 , P_4) will be necessary. One or more offset adjust potentiometers can be eliminated for ac applications (See Figures 28, 29, 30, 31).

If well regulated supply voltages are available, the offset adjust circuit of Figure 13 is recommended. Otherwise, the circuit of Figure 14 will greatly reduce the sensitivity to power supply changes.

4.2 Scale Factor

The scale factor, K , is set by P_3 (Figure 21). P_3 varies I_3 which inversely controls the scale factor K . It should be noted that current I_3 is one half the current through R_1 . R_1 sets the bias level for O_5 , O_6 , O_7 , and O_8 (See Figure 3). Therefore, to be sure that these devices remain active under all conditions of input and output swing, care should be exercised in adjusting P_3 over wide voltage ranges (see Section 3, General Design Procedure).

4.3 Adjustment Procedures

The following adjustment procedure should be used to null the offsets and set the scale factor for the multiply mode of operation. (See Figure 21)

1. X Input Offset
 - (a) Connect oscillator (1 kHz, 5 Vpp sine wave) to the "Y" input (pin 4).
 - (b) Connect "X" input (pin 9) to ground.
 - (c) Adjust X offset potentiometer, P_2 , for an ac null at the output.
2. Y Input Offset
 - (a) Connect oscillator (1 kHz, 5 Vpp sine wave) to the "X" input (pin 9).
 - (b) Connect "Y" input (pin 4) to ground.
 - (c) Adjust "Y" offset potentiometer, P_1 , for an ac null at the output.
3. Output Offset
 - (a) Connect both "X" and "Y" inputs to ground.
 - (b) Adjust output offset potentiometer, P_4 , until the output voltage V_0 is zero volts dc.
4. Scale Factor
 - (a) Apply +10 Vdc to both the "X" and "Y" inputs.
 - (b) Adjust P_3 to achieve +10.00 V at the output.
 5. Repeat steps 1 through 4 as necessary.

The ability to accurately adjust the MC1595 (MC1495) depends upon the characteristics of potentiometers P_1 through P_4 . Multi-turn, infinite resolution potentiometers with low-temperature coefficients are recommended.

5. DC Applications

5.1 Multiply

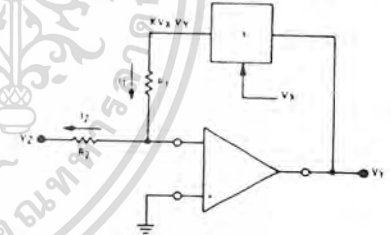
The circuit shown in Figure 21 may be used to multiply signals from dc to 100 kHz. Input levels to the actual multiplier are 5.0 V (max). With resistive voltage dividers the maximum could be very large - however, for this application two-to-one dividers have been used so that the maximum input level is 10 V. The maximum output level has also been designed for 10 V (max).

5.2 Squaring Circuit

If the two inputs are tied together, the resultant function is squaring, that is $V_0 = KV^2$ where K is the scale factor. Note that all error terms can be eliminated with only three adjustment potentiometers, thus eliminating one of the input offset adjustments. Procedures for nulling with adjustments are given as follows:

1. AC Procedure
 - (a) Connect oscillator (1 kHz, 15 Vpp) to input.
 - (b) Monitor output at 2 kHz with tuned voltmeter and adjust P_3 for desired gain (be sure to peak response of the voltmeter).
 - (c) Tune voltmeter to 1 kHz and adjust P_1 for a minimum output voltage.
 - (d) Ground input and adjust P_4 (output offset) for zero volts dc output.
 - (e) Repeat steps a through d as necessary.
2. DC Procedure
 - (a) Set $V_X = V_Y = 0$ V and adjust P_4 (output offset potentiometer) such that $V_0 = 0.0$ Vdc.
 - (b) Set $V_X = V_Y = 1.0$ V and adjust P_1 (Y input offset potentiometer) such that the output voltage is +0.100 volts.
 - (c) Set $V_X = V_Y = 10$ Vdc and adjust P_3 such that the output voltage is +10.00 volts.
 - (d) Set $V_X = V_Y = -10$ Vdc. Repeat steps a through d as necessary.

FIGURE 24 - BASIC DIVIDE CIRCUIT



5.3 Divide Circuit

Consider the circuit shown in Figure 24 in which the multiplier is placed in the feedback path of an operational amplifier. For this configuration, the operational amplifier will maintain a "virtual ground" at the inverting (-) input. Assuming that the bias current of the operational amplifier is negligible, then $I_1 = I_2$ and

$$K V_X V_Y = \frac{-V_2}{R_2} \quad (1)$$

$$\text{Solving for } V_Y, \quad V_Y = \frac{-R_1}{R_2 K} \frac{V_2}{V_X} \quad (2)$$

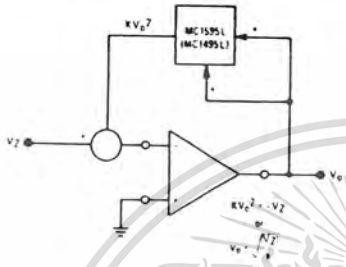
$$\text{If } R_1 = R_2 \quad V_Y = \frac{-V_2}{K V_X} \quad (3)$$

$$\text{If } R_1 = K R_2 \quad V_Y = \frac{-V_2}{V_X} \quad (4)$$

MC1495L, MC1595L

OPERATION AND APPLICATIONS INFORMATION (continued)

FIGURE 26 - BASIC SQUARE ROOT CIRCUIT



as indicated in Figure 26. This circuit may suffer from latch-up problems similar to those of the divide circuit. Note that only one polarity of input is allowed and diode clamping (see Figure 27) protects against accidental latch-up.

This circuit also may be adjusted in the closed loop mode as follows:

1. Set V_2 to -0.01 volts and adjust P_4 (output offset) for $V_0 = +0.316$ volts, being careful to approach the output from the positive side to preclude the effect of the output diode clamping.
2. Set V_2 to -0.9 volts and adjust P_2 (X adjust) for $V_0 = +3.0$ volts.
3. Set V_2 to -10 volts and adjust P_3 (scale factor adjust) for $V_0 = +10$ volts.
4. Steps 1 through 3 may be repeated as necessary to achieve desired accuracy.

6. AC Applications

The applications that follow demonstrate the versatility of the monolithic multiplier. If a potted multiplier is used for these cases, the results generally would not be as good because the potted units have circuits that, although they optimize dc multiplication operation, can hinder ac applications.

6.1 Frequency doubling often is done with a diode where the fundamental plus a series of harmonics are generated. However, extensive filtering is required to obtain the desired harmonic, and the second harmonic obtained under this technique usually is small in magnitude and requires amplification.

When a multiplier is used to double frequency the second harmonic is obtained directly, except for a dc term, which can be removed with ac coupling.

$$V_0 = KE^2 \cos^2 \omega t$$

$$= \frac{KE^2}{2} (1 + \cos 2\omega t)$$

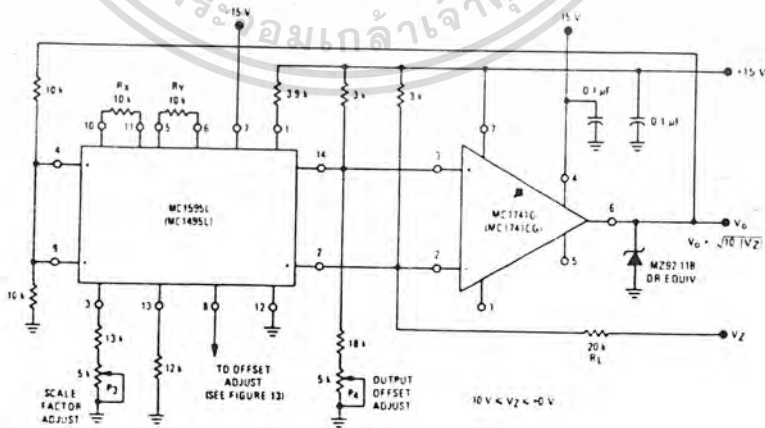
A potted multiplier can be used to obtain the double frequency component, but frequency would be limited by its internal level shift amplifier. In the monolithic units, the amplifier is omitted.

In a typical doubler circuit, conventional ± 15 -volt supplies are used. An input dynamic range of 5.0 volts peak-to-peak is allowed. The circuit generates wave forms that are double frequency, less than 1% distortion is encountered without filtering. The configuration has been successfully used in excess of 200 kHz, reducing the scale factor by decreasing the load resistors can further expand the bandwidth.

A slightly modified version of the MC1595 (MC1495) — the MC1596 (MC1496) — has been successfully used as a doubler to obtain 400 MHz. (See Figure 28.)

6.2 Figure 29 represents an application for the monolithic multiplier as a balanced modulator. Here, the audio input signal is 1.6 kHz and the carrier is 40 kHz.

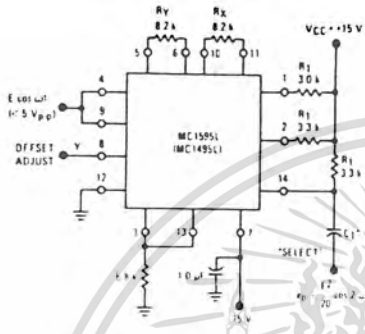
FIGURE 27 - SQUARE ROOT CIRCUIT



MC1495L, MC1595L

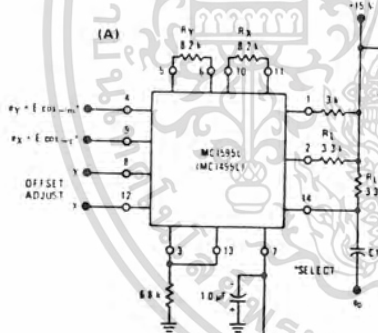
OPERATION AND APPLICATIONS INFORMATION (continued)

FIGURE 28 - FREQUENCY DOUBLER

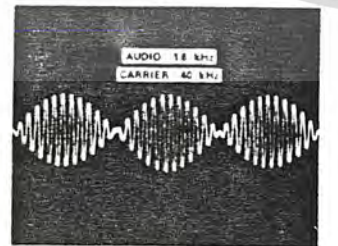


When two equal (100 mV) sine waves are applied to 4 and 5, the result is a wave shape of twice the input frequency. In this example the input wave is 150 MHz signal, output was 30 MHz.

FIGURE 29 - BALANCED MODULATOR



(A)



(B)

The defining equation for balanced modulation is

$$K E_m \cos \omega_m t (E_c \cos \omega_c t) = \frac{K E_c E_m}{2} [\cos (\omega_c + \omega_m) t + \cos (\omega_c - \omega_m) t]$$

where ω_c is the carrier frequency, ω_m is the modulator frequency and K is the multiplier gain constant.

AC coupling at the output eliminates the need for level translation or an operational amplifier; a higher operating frequency results.

A problem common to communications is to extract the intelligence from single sideband received signal. The ssb signal is of the form

$$E_{ssb} = A \cos (\omega_c + \omega_m) t$$

$$\text{and } f \text{ multiplied by the appropriate carrier waveform, } \cos \omega_c t,$$

$$E_{ssb} \text{ carrier} = \frac{AK}{2} [\cos (2\omega_c + \omega_m) t + \cos \omega_m t].$$

If the frequency of the band-limited carrier signal ω_c is ascertained in advance the designer can insert a low-pass filter and obtain the $(AK/2) \cos \omega_m t$ term with ease. He also can use an operational amplifier for a combination level shift/active filter, as an external component. But in potted multipliers, even if the frequency range can be covered, the operational amplifier is inside and not accessible, so the user must accept the level shifting provided, and still add a low-pass filter.

6.3 Amplitude Modulation

The multiplier performs amplitude modulation, similar to balanced modulation, when a dc term is added to the modulating signal with the V offset adjust potentiometer. (See Figure 30.)

Here the identity is

$$E_m (1 + m \cos \omega_m t) E_c \cos \omega_c t = K E_m E_c \cos \omega_c t + \frac{K E_m E_c m}{2} [\cos (\omega_c + \omega_m) t + \cos (\omega_c - \omega_m) t]$$

where m indicates the degree of modulation. Since m is adjustable via potentiometer P1, 100% modulation is possible. Without extensive tweaking, 96% modulation may be obtained where ω_c and ω_m are the same as in the balanced modulator example.

6.4 Linear Gain Control

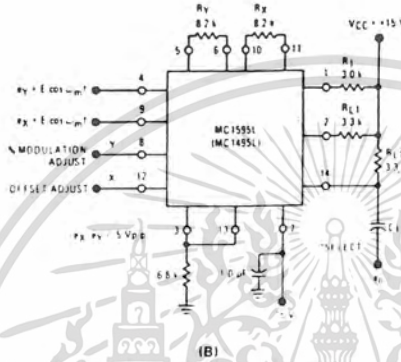
To obtain linear gain control, the designer can feed to one of the two MC1595 (MC1495) inputs a signal that will vary the unit's gain. The following example demonstrates the feasibility of this application. Suppose a 200 kHz sine wave, 1.0 volt peak-to-peak, is the signal to which a gain control will be added. The dynamic range of the control voltage V_C is 0 to +1.0 volt. These must be ascertained and the proper values of R_X and R_Y can be selected for optimum performance. For the 200-kHz operating frequency, load resistors of 100 ohms were chosen to broaden the operating bandwidth of the multiplier, but gain was sacrificed. It may be made up with an amplifier operating at the appropriate frequency. (See Figure 31.)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC1495L, MC1595L

OPERATION AND APPLICATIONS INFORMATION (continued)

FIGURE 30 - AMPLITUDE MODULATION



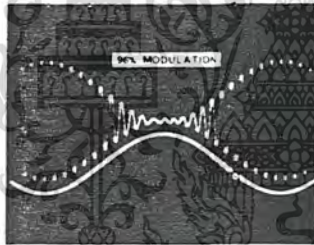
The signal is applied to the unit's Y input. Since the total input range is limited to 1.0 volt p-p, a 2.0-volt swing, a current source of 2.0 mA and an R_Y value of 1.0 kilohm is chosen. This takes best advantage of the dynamic range and insures linear operation in the Y-channel.

Since the X input varies between 0 and +1.0 volt, the current source selected was 1.0 mA and the R_X value chosen was 2.0 kilohms. This also insures linear operation over the X input dynamic range.

Choosing $R_L = 100$ assures wide bandwidth operation. Hence, the scale factor for this configuration is

$$K = \frac{R_L}{R_X R_Y I_Y}$$

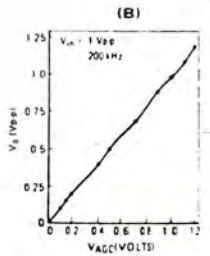
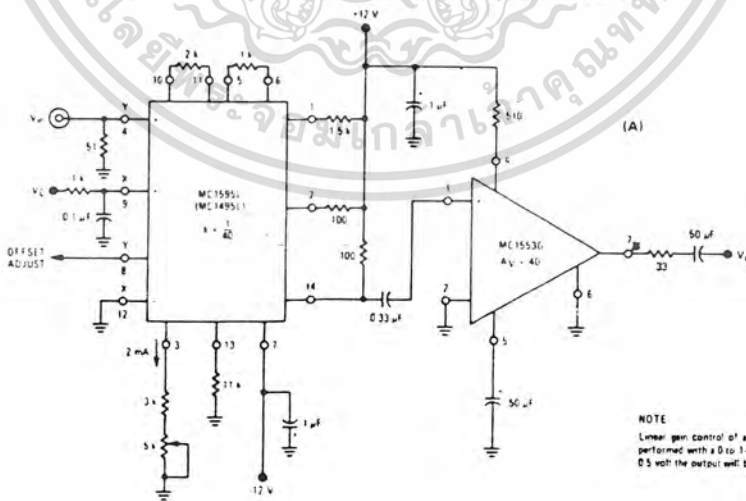
$$K = \frac{100}{(2 \times 10^3)(1 \times 10^3)(2 \times 10^{-3})} = \frac{1}{40} \text{ V/V}$$



The 2 in the numerator of the equation is missing in this scale factor expression because the output is single-ended and ac coupled.

To recover the gain, an MC1552 video amplifier with a gain of 40 is used. An operational amplifier also could have been used with frequency compensation to allow a gain of 40 at 200 kHz. The MC1539 operational amplifier can be tailored for this use, and the MC1520 operational amplifier does it directly.

FIGURE 31 - LINEAR GAIN CONTROL



NOTE
Linear gain control of a 1-volt peak to peak signal is performed with a 0 to 1-volt control voltage. If V_C is 0.5 volt the output will be 0.5 volt p-p.

11

ICL7106/ICL7107
INTERSIL
ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Supply Voltage	
ICL7106, V ⁺ to V ⁻	15V
ICL7107, V ⁺ to GND	+6V
ICL7107, V ⁻ to GND	-9V
Analog Input Voltage (either input)(Note 1)	V ⁺ to V ⁻
Reference Input Voltage (either input)	V ⁺ to V ⁻
Clock Input	
ICL7106	TEST to V ⁺
ICL7107	GND to V ⁺

Power Dissipation (Note 2)

Ceramic Package	1000mW
Plastic Package	800mW
Operating Temperature	0°C to +70°C
Storage Temperature	-65°C to +150°C
Lead Temperature (Soldering, 10sec)	300°C

NOTE: Stresses above those listed under "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only and functional operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operational sections of the specifications is not implied. Exposure to absolute maximum rating conditions for extended periods may affect device reliability.

Note 1: Input voltages may exceed the supply voltages provided the input current is limited to $\pm 100\mu\text{A}$.

Note 2: Dissipation rating assumes device is mounted with all leads soldered to printed circuit board.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Note 3)

Characteristics	Test Conditions	Min	Typ	Max	Unit
Zero Input Reading	V _{IN} = 0.0V Full Scale = 200.0mV	-000.0	± 000.0	+000.0	Digital Reading
Ratiometric Reading	V _{IN} = V _{REF} V _{REF} = 100mV	999	999/1000	1000	Digital Reading
Rollover Error (Difference in reading for equal positive and negative inputs near Full Scale)	-V _{IN} = +V _{IN} = 200.0mV	-1	± 2	+1	Counts
Linearity (Max. deviation from best straight line fit)	Full scale = 200.0mV or full scale = 2.000V (Note 6)	-1	± 2	+1	Counts
Common Mode Rejection Ratio (Note 4)	V _{CM} = $\pm 1\text{V}$, V _{IN} = 0V Full Scale = 200.0mV		50		$\mu\text{V}/\text{V}$
Noise (Pk-Pk value not exceeded 95% of time)	V _{IN} = 0V Full Scale = 200.0mV		15		μV
Leakage Current Input	V _{IN} = 0 (Note 6)		1	10	pA
Zero Reading Drift	V _{IN} = 0 0°C < T _A < 70°C (Note 6)		0.2	1	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
Scale Factor Temperature Coefficient	V _{IN} = 199.0mV 0°C < T _A < 70°C (Ext. Ref. Oppm/°C) (Note 6)		1	5	ppm/°C
V ⁺ Supply Current (Does not include LED current for 7107)	V _{IN} = 0		0.8	1.8	mA
V ⁻ Supply Current (7107 only)			0.6	1.8	mA
Analog Common Voltage (With respect to Pos. Supply)	25k Ω between Common & Pos. Supply	2.4	2.8	3.2	V
Temp. Coeff. of Analog Common (With respect to Pos. Supply)	25k Ω between Common & Pos. Supply		80		ppm/°C

INTERSIL'S SOLE AND EXCLUSIVE WARRANTY OBLIGATION WITH RESPECT TO THIS PRODUCT SHALL BE THAT STATED IN THE WARRANTY ARTICLE OF THE CONDITION OF SALE. THE WARRANTY SHALL BE EXCLUSIVE AND SHALL BE IN LIEU OF ALL OTHER WARRANTIES, EXPRESS, IMPLIED OR STATUTORY, INCLUDING THE IMPLIED WARRANTIES OF MERCHANTABILITY AND FITNESS FOR A PARTICULAR USE.

NOTE: All typical values have been characterized but are not tested.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

CL7106/ICL7107



ICL7106/ICL7107

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Note 3) (Continued)

Characteristics	Test Conditions	Min	Typ	Max	Unit
7106 ONLY Pk-Pk Segment Drive Voltage Pk-Pk Backplane Drive Voltage (Note 5)	V+ to V- = 9V	4	5	6	V
7107 ONLY Segment Sinking Current (Except Pin 19 & 20)	V+ = 5.0V Segment voltage = 3V	5	8.0		mA
(Pin 19 only)		10	16		mA
(Pin 20 only)		4	7		mA

NOTES: 3. Unless otherwise noted, specifications apply to both the 7106 and 7107 at TA = 25°C, f_{clock} = 48kHz. 7106 is tested in the circuit of Figure 2. 7107 is tested in the circuit of Figure 3.

4. Refer to "Differential Input" discussion.
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.
6. Not tested, guaranteed by design.

2

TEST CIRCUITS

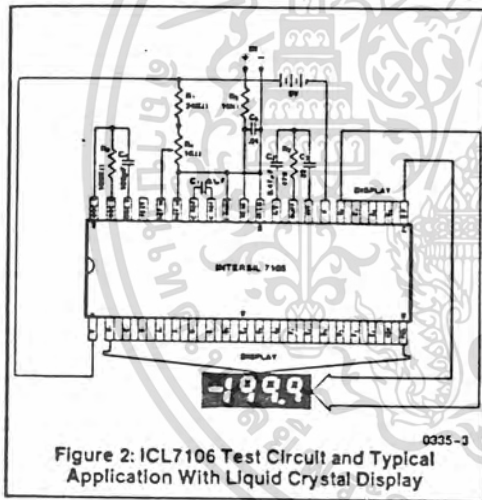


Figure 2: ICL7106 Test Circuit and Typical Application With Liquid Crystal Display

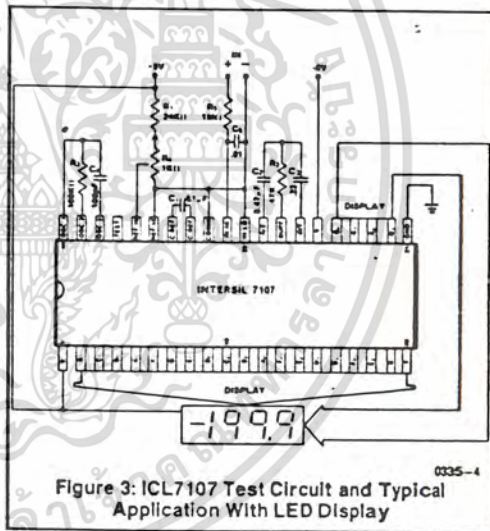


Figure 3: ICL7107 Test Circuit and Typical Application With LED Display

INTERSIL'S SOLE AND EXCLUSIVE WARRANTY OBLIGATION WITH RESPECT TO THIS PRODUCT SHALL BE THAT STATED IN THE WARRANTY ARTICLE OF THE CONDITION OF SALE. THE WARRANTY SHALL BE EXCLUSIVE AND SHALL BE IN LIEU OF ALL OTHER WARRANTIES, EXPRESS, IMPLIED OR STATUTORY, INCLUDING THE IMPLIED WARRANTIES OF MERCHANTABILITY AND FITNESS FOR A PARTICULAR USE.

NOTE: All typical values have been characterized but are not tested.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

7106/ICL7107

large enough in comparison to the stray capacitance, this error can be held to less than 0.5 count worst case. (See Component Value Selection.)

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, analog COMMON has some of the attributes of a reference voltage. When the total supply voltage is large enough to cause the zener to regulate ($> 7V$), the COMMON voltage will have a low voltage coefficient (0.001%/V), low output impedance ($\approx 15\Omega$), and a temperature coefficient typically less than 80ppm/ $^{\circ}C$.

The limitations of the on-chip reference should also be recognized, however. With the 7107, the internal heating which results from the LED drivers can cause some degradation in performance. Due to their higher thermal resistance, plastic parts are poorer in this respect than ceramic. The combination of reference Temperature Coefficient (TC), internal chip dissipation, and package thermal resistance can increase noise near full scale from 25 μV to 80 μV -p. 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 overrange condition. This is because overrange is a low dissipation mode, with the three least significant digits blanked. Similarly, units with a negative TC may cycle between overrange and a nonoverrange 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 Figure 5.

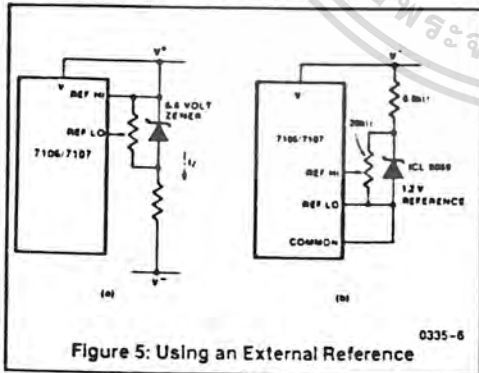


Figure 5: Using an External Reference

Analog COMMON is also used as the input low return during auto-zero and de-integrate. If IN LO 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 IN LO 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 tied 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 approximately 30mA 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 6 and 7 show such an application. No more than a 1mA load should be applied.

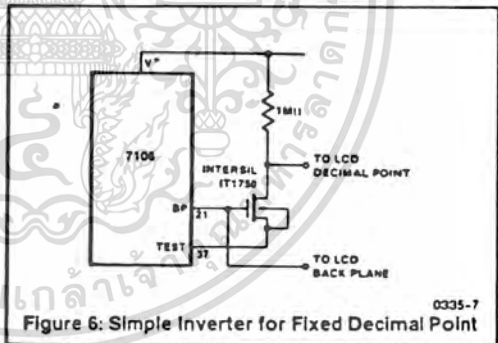


Figure 6: Simple Inverter for Fixed Decimal Point

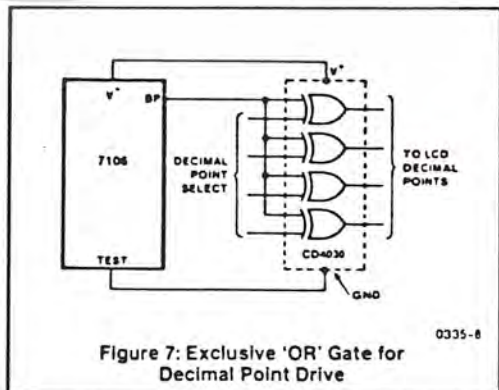


Figure 7: Exclusive 'OR' Gate for Decimal Point Drive

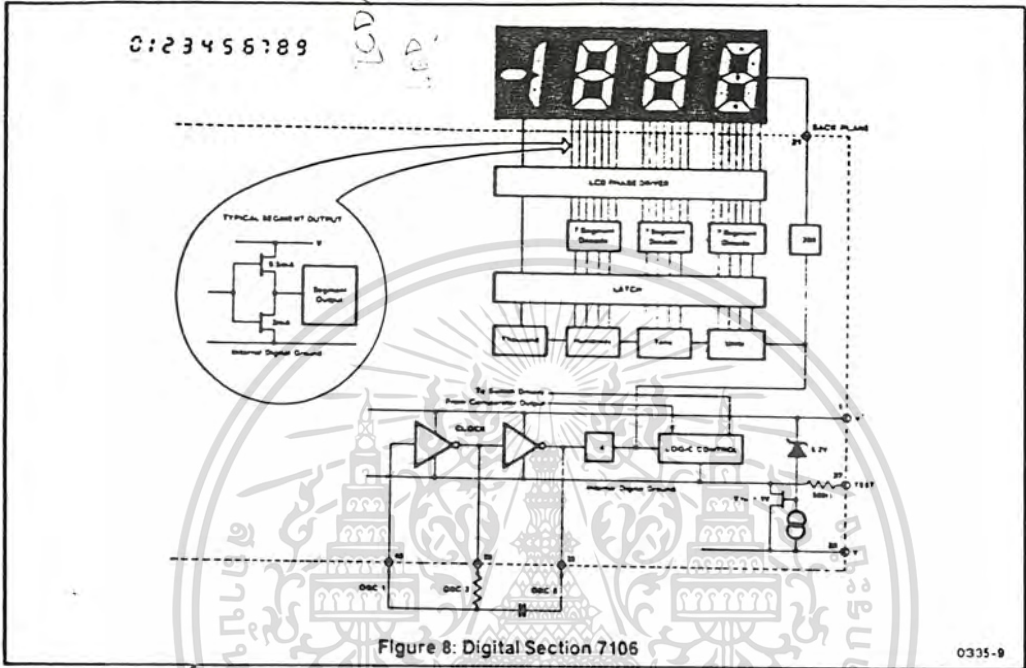
INTERSIL'S SOLE AND EXCLUSIVE WARRANTY OBLIGATION WITH RESPECT TO THIS PRODUCT SHALL BE THAT STATED IN THE WARRANTY ARTICLE OF THE CONDITION OF SALE. THE WARRANTY SHALL BE EXCLUSIVE AND SHALL BE IN LIEU OF ALL OTHER WARRANTIES, EXPRESS, IMPLIED OR STATUTORY, INCLUDING THE IMPLIED WARRANTIES OF MERCHANTABILITY AND FITNESS FOR A PARTICULAR USE.

NOTE: All typical values have been characterized but are not tested.

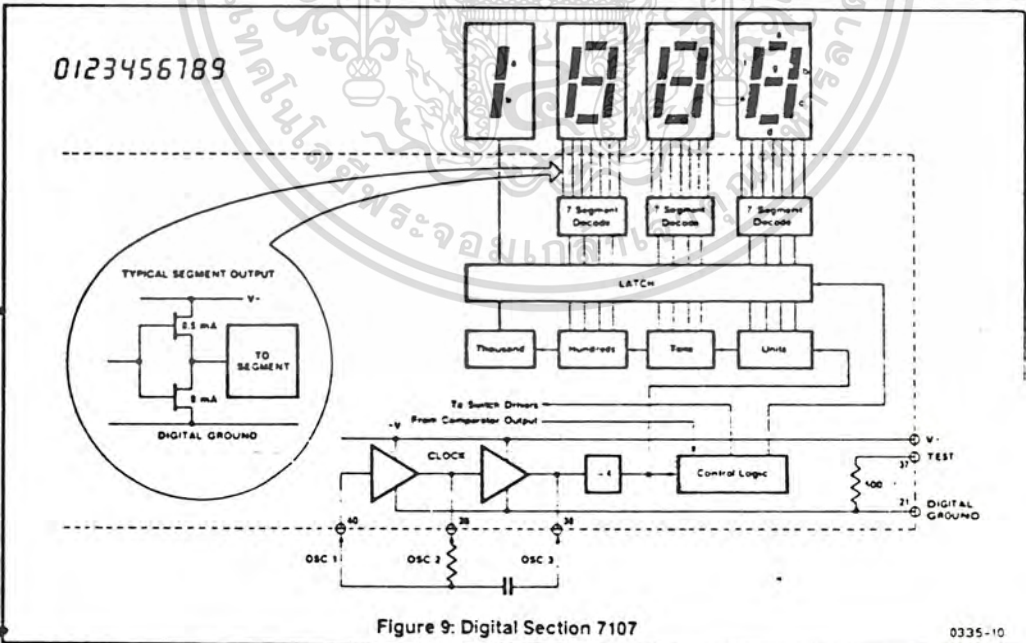
ICL7106/ICL7107

INTERNATIONAL

DISPLAY FONT



0335-9



0335-10

INTERNATIONAL'S SOLE AND EXCLUSIVE WARRANTY OBLIGATION WITH RESPECT TO THIS PRODUCT SHALL BE THAT STATED IN THE WARRANTY ARTICLE OF THE CONDITION OF SALE. THE WARRANTY SHALL BE EXCLUSIVE AND SHALL BE IN LIEU OF ALL OTHER WARRANTIES EXPRESS WRITTEN OR STATUTORY INCLUDING THE IMPLIED WARRANTIES OF MERCHANTABILITY AND FITNESS FOR A PARTICULAR USE.

NOTE: All typical values have been characterized but are not tested.

L7106/ICL7107

INTERSIL

ICL7106/ICL7107

The second function is a "lamp test". When TEST is pulled high (to V^+) all segments will be turned on and the display should read — 1888. The TEST pin will sink about 10mA under these conditions.

Caution: on the 7106, in the lamp test mode, the segments have a constant DC voltage (no square-wave) and may burn the LCD display if left in this mode for several minutes.

DIGITAL SECTION

Figures 8 and 9 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 60Hz 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 DC voltage exists across the segments.

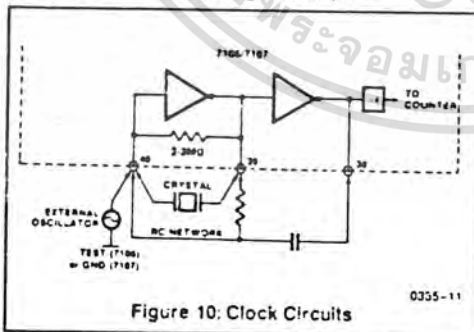
Figure 9 is the Digital Section of the 7107. It is identical to the 7106 except that the regulated supply and back plane drive have been eliminated and the segment drive has been increased from 2 to 8 mA, typical for instrument size common anode LED displays. Since the 1000 output (pin 19) must sink current from two LED segments, it has twice the drive capability or 16mA.

In both devices, the polarity indication is "on" for negative analog inputs. If IN LO and IN HI are reversed, this indication can be reversed also, if desired.

System Timing

Figure 10 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.



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

To achieve maximum rejection of 60Hz pickup, the signal integrate cycle should be a multiple of 60Hz. Oscillator frequencies of 240kHz, 120kHz, 80kHz, 60kHz, 48kHz, 40kHz, 33 $\frac{1}{3}$ kHz, etc. should be selected. For 50Hz rejection, Oscillator frequencies of 200kHz, 100kHz, 66 $\frac{2}{3}$ kHz, 50kHz, 40kHz, etc. would be suitable. Note that 40kHz (2.5 readings/second) will reject both 50 and 60Hz (also 400 and 440Hz).

COMPONENT VALUE SELECTION

Integrating Resistor

Both the buffer amplifier and the integrator have a class A output stage with 100 μ A of quiescent current. They can supply 20 μ A 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, 470k Ω is near optimum and similarly a 47k Ω for a 200.0 mV scale.

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 0.22 μ F and 0.10 μ F, 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 that it must have a 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.

Auto-Zero Capacitor

The size of the auto-zero capacitor has some influence on the noise of the system. For 200mV full scale where noise is very important, a 0.47 μ F capacitor is recommended. On the 2 volt scale, a 0.047 μ F capacitor increases the speed of recovery from overload and is adequate for noise on this scale.

INTERSIL'S SOLE AND EXCLUSIVE WARRANTY OBLIGATION WITH RESPECT TO THIS PRODUCT SHALL BE THAT STATED IN THE WARRANTY ARTICLE OF THE COPY OF SALE. THE WARRANTY SHALL BE EXCLUSIVE AND SHALL BE IN LIEU OF ALL OTHER WARRANTIES, EXPRESS IMPLIED OR STATUTORY, INCLUDING THE IMPLIED WARRANTIES OF MERCHANTABILITY AND FITNESS FOR A PARTICULAR USE.

NOTE: All values shown have been characterized but are not tested.

ICL7106/ICL7107

Reference Capacitor

A 0.1µF capacitor gives good results in most applications. However, where a large common mode voltage exists (i.e. the REF LO pin is not at analog COMMON) and a 200mV scale is used, a larger value is required to prevent roll-over error. Generally 1.0µF will hold the roll-over error to 0.5 count in this instance.

Oscillator Components

For all ranges of frequency a 100kΩ resistor is recommended and the capacitor is selected from the equation $f = \frac{0.45}{RC}$. For 48kHz clock (3 readings/second), C = 100pF.

Reference Voltage

The analog input required to generate full-scale output (2000 counts) is: $V_{IN} = 2V_{REF}$. Thus, for the 200.0mV and 2.000 volt scale, V_{ref} should equal 100.0 mV and 1.000 volt, respectively. However, in many applications where the A/D is connected to a transducer, there will exist a scale factor other than unity between the input voltage and the digital reading. For instance, in a weighing system, the designer might like to have a full scale reading when the voltage from the transducer is 0.682V. Instead of dividing the input down to 200.0mV, the designer should use the input voltage directly and select $V_{REF} = 0.341V$. Suitable values for integrating resistor and capacitor would be 120kΩ and 0.22µF. This makes the system slightly quieter and also avoids a divider network on the input. The 7107 with ±5V supplies can accept input signals up to ±4V. Another advantage of this system occurs when a digital reading of zero is desired for $V_{IN} = 0$. Temperature and weighing systems with a variable tare are examples. This offset reading can be conveniently generated by connecting the voltage transducer between IN HI and COMMON and the variable (or fixed) offset voltage between COMMON and IN LO.

7107 Power Supplies

The 7107 is designed to work from ±5V 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 11 shows this application. See ICL7660 data sheet for an alternative.

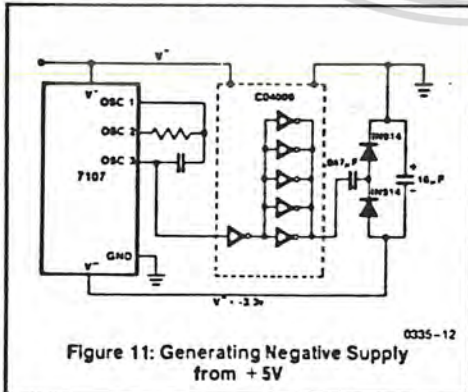


Figure 11: Generating Negative Supply from +5V

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

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

TYPICAL APPLICATIONS

The 7106 and 7107 may be used in a wide variety of configurations. The circuits which follow show some of the possibilities, and serve to illustrate the exceptional versatility of these A/D converters.

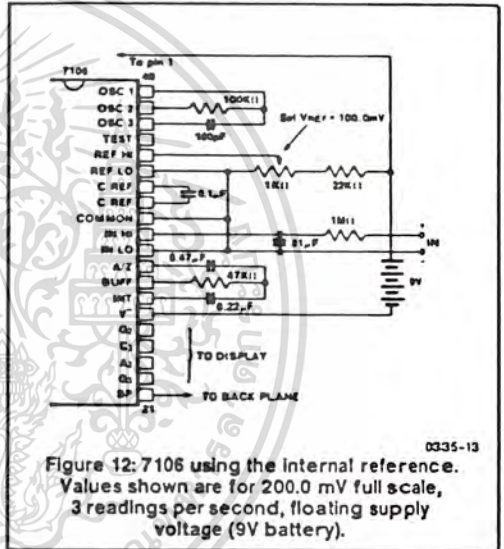


Figure 12: 7106 using the internal reference. Values shown are for 200.0 mV full scale, 3 readings per second, floating supply voltage (9V battery).

INTERSIL'S SOLE AND EXCLUSIVE WARRANTY OBLIGATION WITH RESPECT TO THIS PRODUCT SHALL BE THAT STATED IN THE WARRANTY ARTICLE OF THE CONDITION OF SALE THE WARRANTY SHALL BE EXCLUSIVE AND SHALL BE IN LIEU OF ALL OTHER WARRANTIES, EXPRESS, IMPLIED OR STATUTORY, INCLUDING THE IMPLIED WARRANTIES OF MERCHANTABILITY AND FITNESS FOR A PARTICULAR USE

NOTE: All typical values have been characterized but are not tested.

.7106/ICL7107

ICL7106/ICL7107

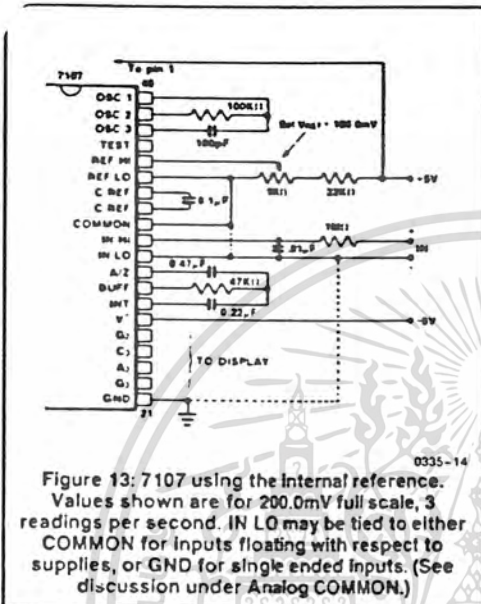


Figure 13: 7107 using the internal reference. Values shown are for 200.0mV full scale, 3 readings per second. IN LO may be tied to either COMMON for inputs floating with respect to supplies, or GND for single ended inputs. (See discussion under Analog COMMON.)

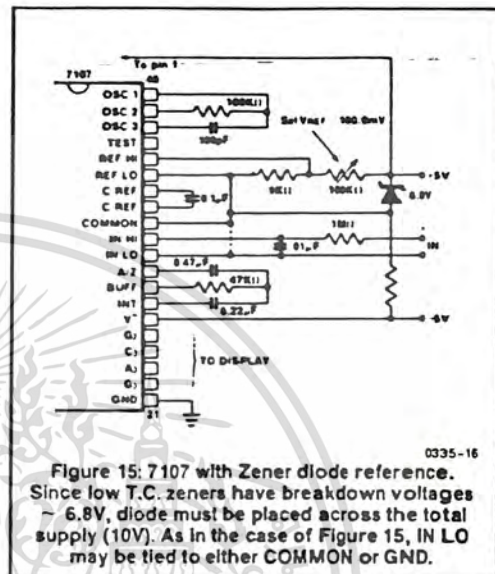


Figure 15: 7107 with Zener diode reference. Since low T.C. zeners have breakdown voltages ~ 6.8V, diode must be placed across the total supply (10V). As in the case of Figure 15, IN LO may be tied to either COMMON or GND.

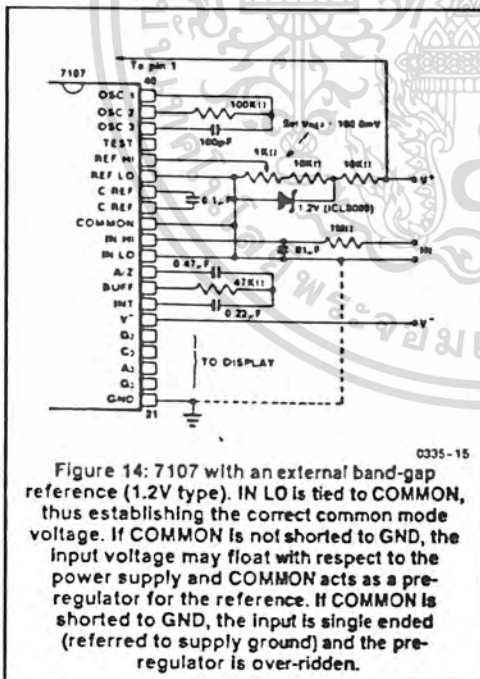


Figure 14: 7107 with an external band-gap reference (1.2V type). IN LO is tied to COMMON, thus establishing the correct common mode voltage. If COMMON is not shorted to GND, the input voltage may float with respect to the power supply and COMMON acts as a pre-regulator for the reference. If COMMON is shorted to GND, the input is single ended (referred to supply ground) and the pre-regulator is over-ridden.

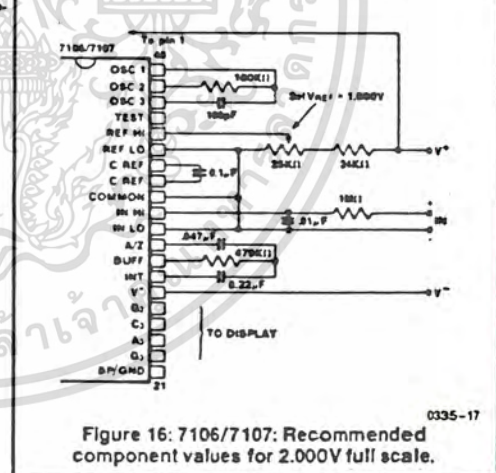


Figure 16: 7106/7107: Recommended component values for 2.000V full scale.

INTERSIL'S SOLE AND EXCLUSIVE WARRANTY OBLIGATION WITH RESPECT TO THIS PRODUCT SHALL BE THAT STATED IN THE WARRANTY ARTICLE OF THE CONDITION OF SALE. THE WARRANTY SHALL BE EXCLUSIVE AND SHALL BE IN LIEU OF ALL OTHER WARRANTIES, EXPRESS, IMPLIED OR STATUTORY, INCLUDING THE IMPLIED WARRANTIES OF MERCHANTABILITY AND FITNESS FOR A PARTICULAR USE.

NOTE: All typical values have been characterized but are not tested.

ICL7106/ICL7107

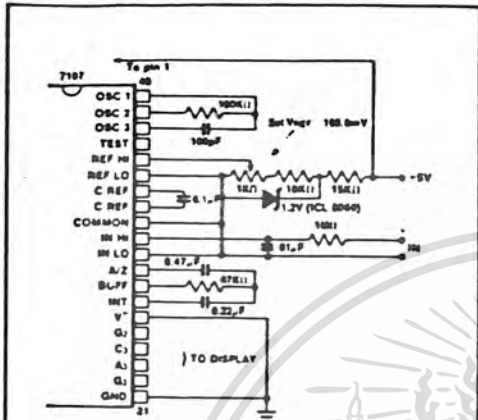


Figure 17: 7107 operated from single +5V supply. An external reference must be used in this application, since the voltage between V+ and V- is insufficient for correct operation of the internal reference.

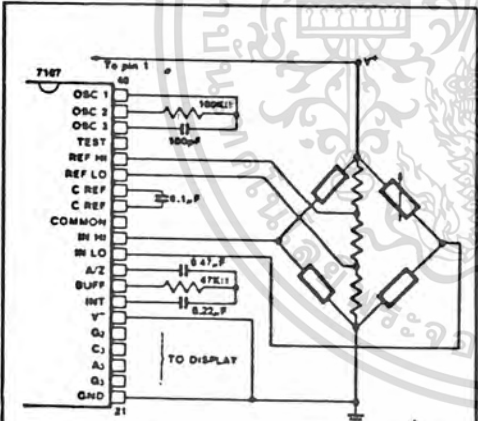


Figure 18: 7107 measuring ratiometric values of Quad Load Cell. The resistor values within the bridge are determined by the desired sensitivity.

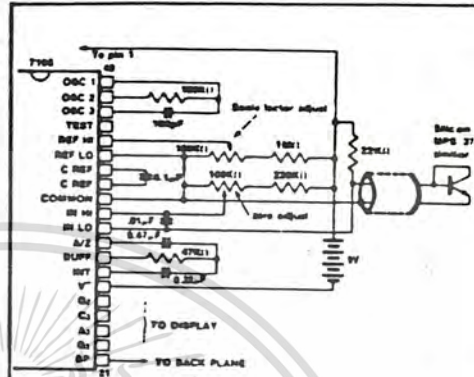


Figure 19: 7106 used as a digital centigrade thermometer. A silicon diode-connected transistor has a temperature coefficient of about $-2\text{mV}/^\circ\text{C}$. Calibration is achieved by placing the sensing transistor in ice water and adjusting the zeroing potentiometer for a 000. reading. The sensor should then be placed in boiling water and the scale-factor potentiometer adjusted for 100.0 reading.

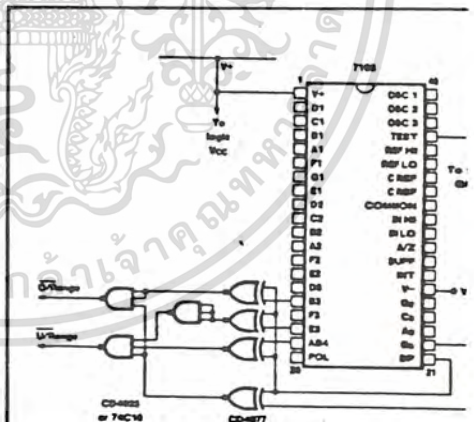
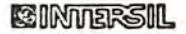


Figure 20: Circuit for developing Underrange and Overrange signals from 7106 outputs.

INTERSIL'S SOLE AND EXCLUSIVE WARRANTY OBLIGATION WITH RESPECT TO THIS PRODUCT SHALL BE THAT STATED IN THE WARRANTY ARTICLE OF THE CONDITION OF THE WARRANTY SHALL BE EXCLUSIVE AND SHALL BE IN LIEU OF ALL OTHER WARRANTIES, EXPRESS, IMPLIED OR STATUTORY, INCLUDING THE IMPLIED WARRANTY MERCHANTABILITY AND FITNESS FOR A PARTICULAR USE

NOTE: All typical values have been characterized but are not tested.

ICL7106/ICL7107



ICL7106/ICL7107

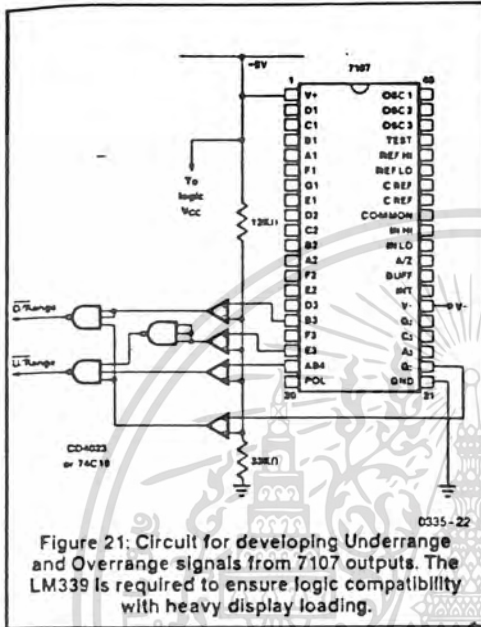


Figure 21: Circuit for developing Underrange and Overrange signals from 7107 outputs. The LM339 is required to ensure logic compatibility with heavy display loading.

all 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

- A016 "Selecting A/D Converters", by David Fullagar.
- A017 "The Integrating A/D Converter", By Lee Evans.
- A018 "Do's and Don'ts of Applying A/D Converters", by Peter Bradshaw and Skip Osgood.
- A023 "Low Cost Digital Panel Meter Designs", by David Fullagar and Michael Dufort.
- A032 "Understanding the Auto-Zero and Common Mode Performance of the ICL7106/7/9 Family", by Peter Bradshaw.
- A046 "Building a Battery-Operated Auto Ranging DVM with the ICL7106", by Larry Goff.
- A052 "Tips for Using Single-Chip 3 1/2-Digit A/D Converters", by Dan Watson.

7106/7107 EVALUATION KITS

After purchasing a sample of the 7106 or the 7107, the majority of users will want to build a simple voltmeter. The parts can then be evaluated against the data sheet specifications, and tried out in the intended application. However, locating and purchasing even the small number of addition-

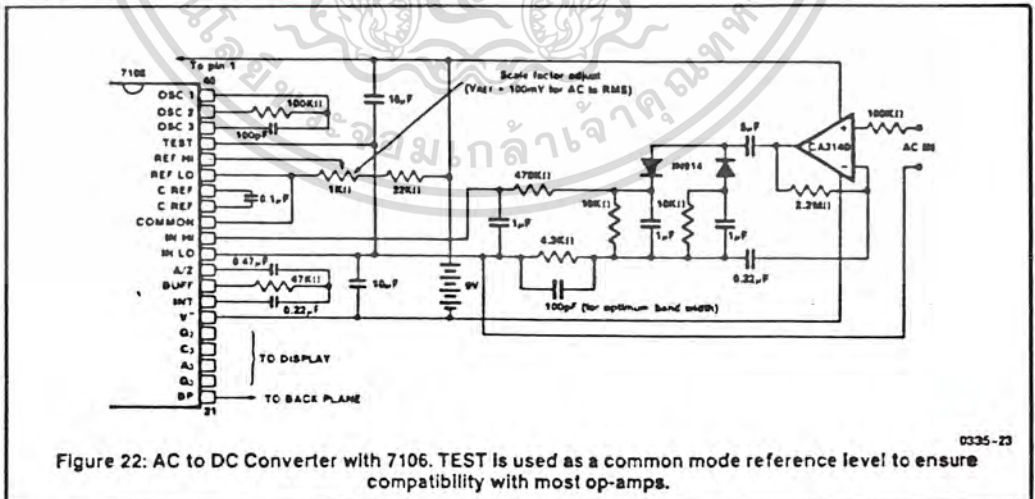


Figure 22: AC to DC Converter with 7106. TEST is used as a common mode reference level to ensure compatibility with most op-amps.

INTERSil's SOLE AND EXCLUSIVE WARRANTY OBLIGATION WITH RESPECT TO THIS PRODUCT SHALL BE THAT STATED IN THE WARRANTY ARTICLE OF THE CONDITION OF SALE. THE WARRANTY SHALL BE EXCLUSIVE AND SHALL BE IN LIEU OF ALL OTHER WARRANTIES, EXPRESS, IMPLIED OR STATUTORY, INCLUDING THE IMPLIED WARRANTIES OF MERCHANTABILITY AND FITNESS FOR A PARTICULAR USE.

NOTE: All typical values have been characterized but are not tested.

ICL7106/ICL7107

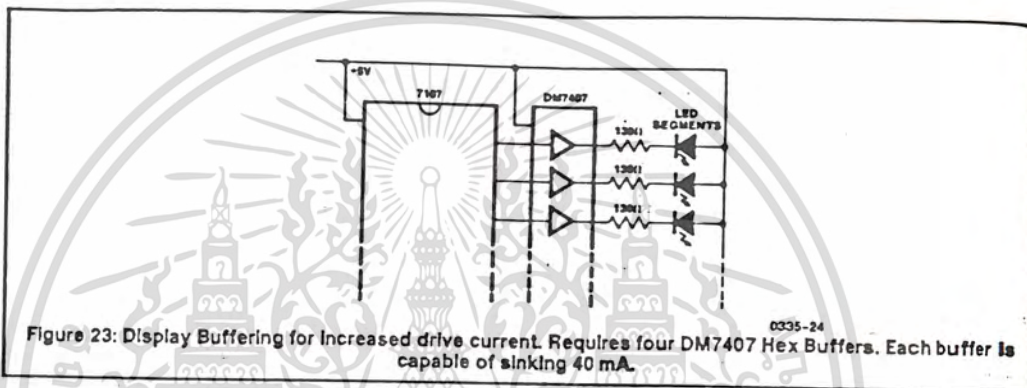
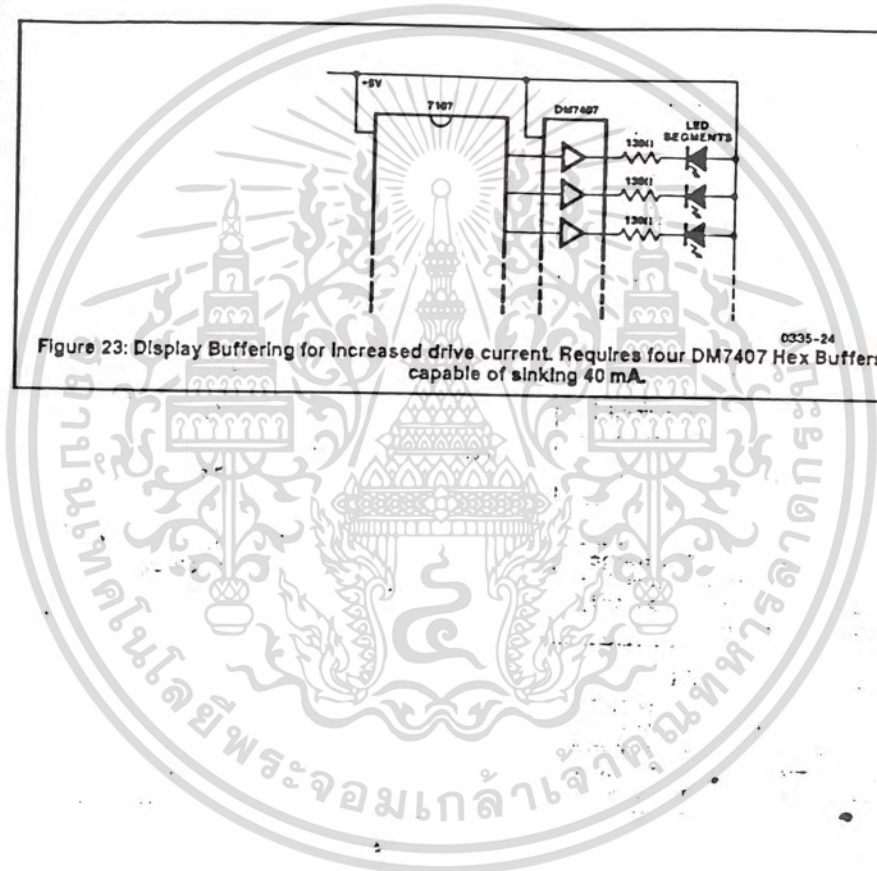
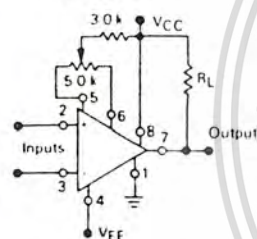
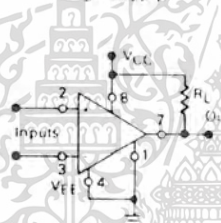
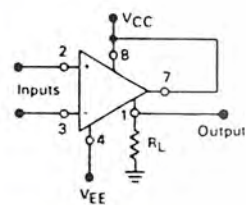


Figure 23: Display Buffering for Increased drive current. Requires four DM7407 Hex Buffers. Each buffer is capable of sinking 40 mA.

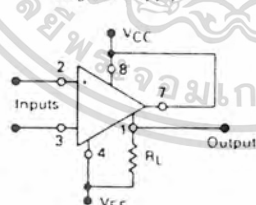



MOTOROLA
**LM111
LM211
LM311**
HIGHLY FLEXIBLE VOLTAGE COMPARATORS

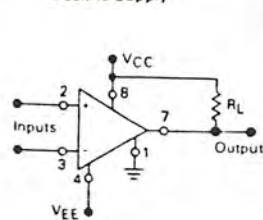
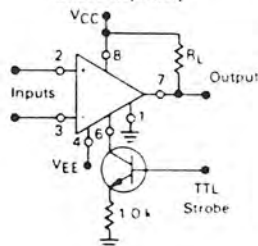
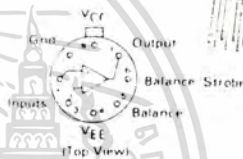
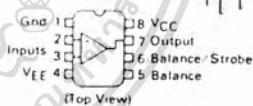
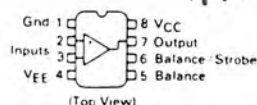
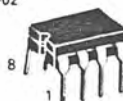
The ability to operate from a single power supply of 5.0 to 30 volts or ± 15 volt split supplies, as commonly used with operational amplifiers, makes the LM111/LM211/LM311 a truly versatile comparator. Moreover, the inputs of the device can be isolated from system ground while the output can drive loads referenced either to ground, the VCC or the VEE supply. This flexibility makes it possible to drive DTL, RTL, TTL, or MOS logic. The output can also switch voltages to 50 volts at currents to 50 mA. Thus the LM111, LM211, LM311 can be used to drive relays, lamps or solenoids.

**HIGH PERFORMANCE
VOLTAGE COMPARATORS**
**SILICON MONOLITHIC
INTEGRATED CIRCUIT**
TYPICAL COMPARATOR DESIGN CONFIGURATIONS
**Split Power Supply with
Offset Balance**

Single Supply

Ground-Referred Load


Input polarity is reversed when
Gnd pin is used as an output.

**Load Referred to
Negative Supply**


Input polarity is reversed when
Gnd pin is used as an output.

**Load Referred to
Positive Supply**

Strobe Capability

**H SUFFIX
METAL PACKAGE
CASE 601-04**

**N SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 626-04
(LM311 Only)**

**J-B SUFFIX
CERAMIC PACKAGE
CASE 693-02**

ORDERING INFORMATION

Device	Temperature Range	Package
LM111H	-55°C to +125°C	Metal Can
LM111J-B		Ceramic DIP
LM211H	25°C to +85°C	Metal Can
LM211J-B		Ceramic DIP
LM311H	0°C to +70°C	Metal Can
LM311J-B		Ceramic DIP
LM311N		Plastic DIP

LM111, LM211, LM311

MAXIMUM RATINGS (T_A = +25°C unless otherwise noted)

Rating	Symbol	Value		Unit
		LM111 LM211	LM311	
Total Supply Voltage	V _{CC} + V _{EE}	36	36	V _{dc}
Output to Negative Supply Voltage	V _O - V _{EE}	50	40	V _{dc}
Ground to Negative Supply Voltage	V _{EE}	30	30	V _{dc}
Input Differential Voltage	V _{ID}	±30	±30	V _{dc}
Input Voltage (Note 2)	V _{in}	±15	±15	V _{dc}
Voltage at Strobe Pin	—	V _{CC} to V _{CC} -5	V _{CC} to V _{CC} -5	V _{dc}
Power Dissipation and Thermal Characteristics				
Metal Package	P _D	680		mW
Derate above T _A = +25°C	1/θ _{JA}	5.5		mW/°C
Plastic and Ceramic Dual In-Line Packages	P _D	625		mW
Derate above T _A = +25°C	1/θ _{JA}	5.0		mW/°C
Operating Ambient Temperature Range	T _A	-55 to +125 25 to +85	— 0 to +70	°C
Operating Junction Temperature	T _{J(max)}	+150	+150	°C
Storage Temperature Range	T _{stg}	-65 to +150	-65 to +150	°C

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (V_{CC} = +15 V, V_{EE} = -15 V, T_A = +25°C unless otherwise noted [Note 1])

Characteristic	Symbol	LM111 LM211			LM311			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Input Offset Voltage (Note 3) R _S ≤ 50 kΩ, T _A = +25°C R _S ≤ 50 kΩ, T _{low} ≤ T _A ≤ T _{high} *	V _{IO}	—	0.7	3.0	—	2.0	7.5	mV
Input Offset Current (Note 3) T _A = +25°C T _{low} ≤ T _A ≤ T _{high} *	I _{IO}	—	1.7	10	—	1.7	50	nA
Input Bias Current, T _A = +25°C T _{low} ≤ T _A ≤ T _{high} *	I _{IB}	—	45	100	—	45	250	nA
Voltage Gain	A _v	40	200	—	40	200	—	V/mV
Response Time (Note 4)	—	—	200	—	—	200	—	ns
Saturation Voltage V _{ID} ≤ -5.0 mV, I _O = 50 mA } T _A = +25°C V _{ID} ≤ -10 mV, I _O = 50 mA } V _{CC} ≥ 4.5 V, V _{EE} = 0, T _{low} ≤ T _A ≤ T _{high} * V _{ID} ≤ -6.0 mV, I _{sink} ≤ 8.0 mA } V _{ID} ≤ -10 mV, I _{sink} ≤ 8.0 mA }	V _{OL}	—	0.75	1.5	—	0.75	1.5	V
Strobe "On" Current (Note 5)	I _S	—	3.0	—	—	3.0	—	mA
Output Leakage Current V _{ID} ≥ 5.0 mV, V _O = 35 V } T _A = +25°C V _{ID} ≥ 10 mV, V _O = 35 V } I _{strobe} = 3.0 mA V _{ID} ≥ 5.0 mV, V _O = 35 V, T _{low} ≤ T _A ≤ T _{high} *	—	—	0.2	1.0	—	0.2	50	nA nA μA
Input Voltage Range (T _{low} ≤ T _A ≤ T _{high} *)	V _{IR}	-14.5	-14.7 to 13.8	13.0	-14.5	-14.7 to 13.8	13.0	V
Positive Supply Current	I _{CC}	—	+2.4	+6.0	—	+2.4	+7.5	mA
Negative Supply Current	I _{EE}	—	-1.3	-5.0	—	-1.3	-5.0	mA

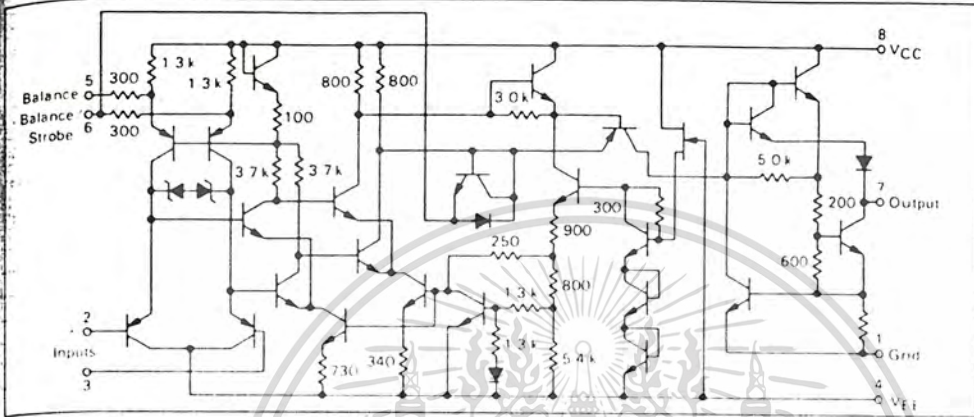
NOTES

- * T_{low} = -55°C for LM111
= -25°C for LM211
= 0°C for LM311
- T_{high} = +125°C for LM111
= +85°C for LM211
= +70°C for LM311
- 1. Offset voltage, offset current, and bias current specifications apply for a supply voltage range from a single 5.0 volt supply up to ±15 volt supplies.
- 2. This rating applies for ±15 volt supplies. The positive input voltage limit is 30 volts above the negative supply. The negative input voltage limit is equal to the negative supply voltage or 30 volts below the positive supply, whichever is less.
- 3. The offset voltages and offset currents given are the maximum values required to drive the output within a volt of either supply with a 1.0 mA load. Thus, these parameters define an error band and take into account the "worst case" effects of voltage gain and input impedance.
- 4. The response time specified is for a 100 mV input step with 5.0 mV overdrive.
- 5. Do not short the strobe pin to ground, it should be current driven at 3.0 to 5.0 mA.

สารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านอื่น
 8-4 เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านอื่น
 8-4 เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านอื่น

LM111, LM211, LM311

FIGURE 1 - CIRCUIT SCHEMATIC



TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS

FIGURE 2 INPUT BIAS CURRENT versus TEMPERATURE

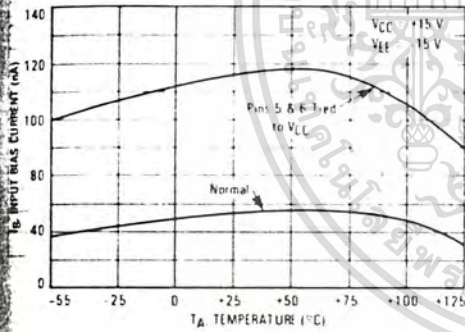


FIGURE 3 INPUT OFFSET CURRENT versus TEMPERATURE

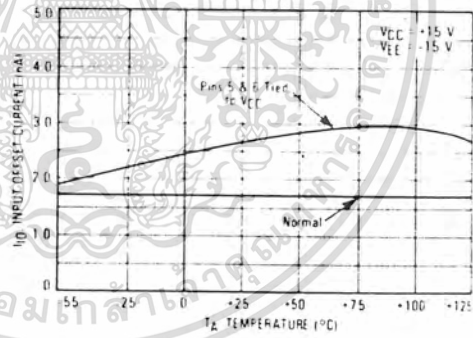


FIGURE 4 - INPUT BIAS CURRENT versus DIFFERENTIAL INPUT VOLTAGE

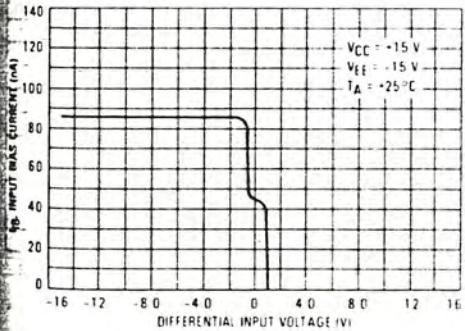
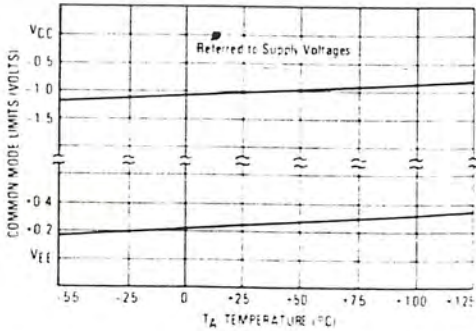


FIGURE 5 - COMMON MODE LIMITS versus TEMPERATURE



8

LM111, LM211, LM311

TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS

FIGURE 6 — RESPONSE TIME FOR VARIOUS INPUT OVERDRIVES

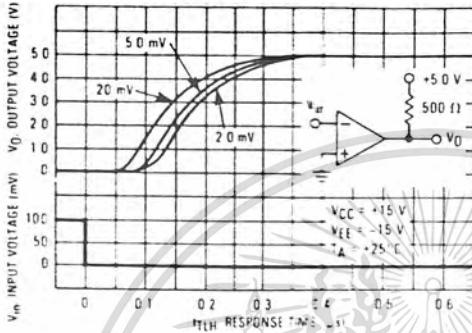


FIGURE 7 — RESPONSE TIME FOR VARIOUS INPUT OVERDRIVES

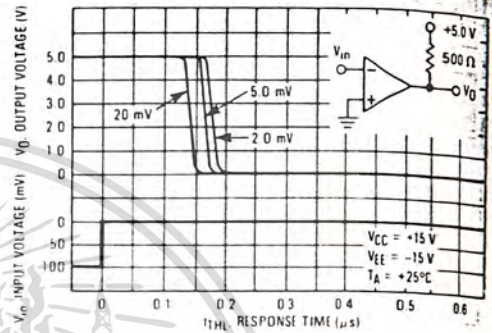


FIGURE 8 — RESPONSE TIME FOR VARIOUS INPUT OVERDRIVES

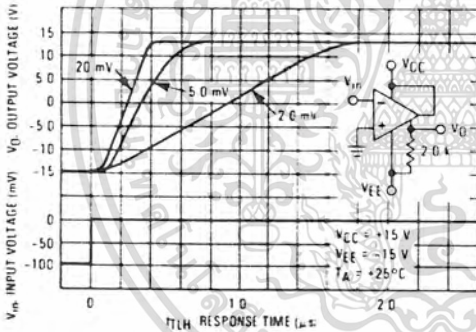


FIGURE 9 — RESPONSE TIME FOR VARIOUS INPUT OVERDRIVES

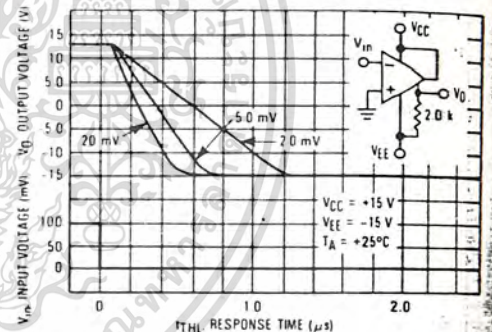


FIGURE 10 — OUTPUT SHORT CIRCUIT CURRENT CHARACTERISTICS AND POWER DISSIPATION

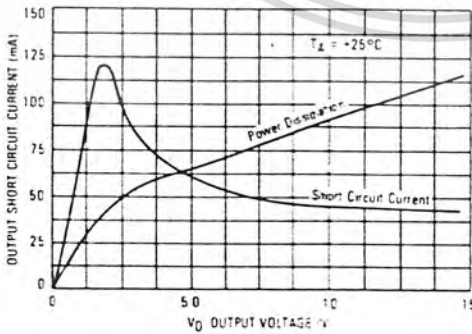
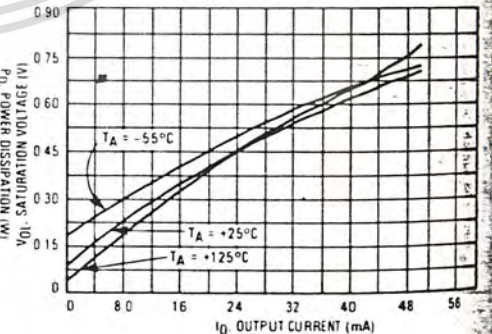


FIGURE 11 — OUTPUT SATURATION VOLTAGE versus OUTPUT CURRENT



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS (Continued)

FIGURE 12 — OUTPUT LEAKAGE CURRENT versus TEMPERATURE

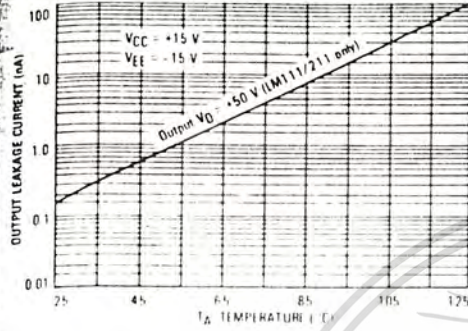


FIGURE 13 — POWER SUPPLY CURRENT versus SUPPLY VOLTAGE

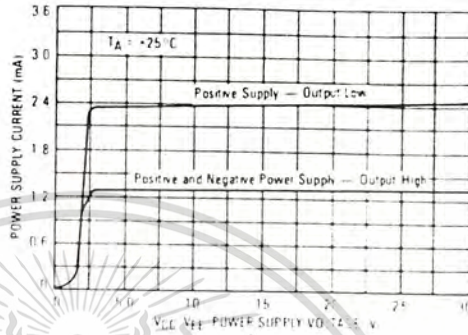
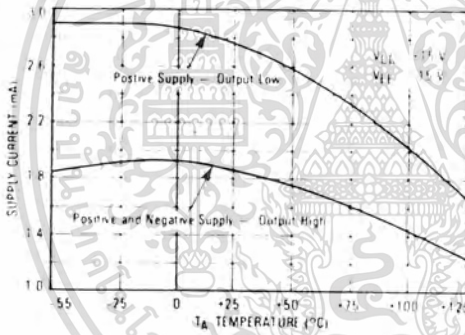


FIGURE 14 — POWER SUPPLY CURRENT versus TEMPERATURE



APPLICATIONS INFORMATION

FIGURE 15 — IMPROVED METHOD OF ADDING HYSTERESIS WITHOUT APPLYING POSITIVE FEEDBACK TO THE INPUTS

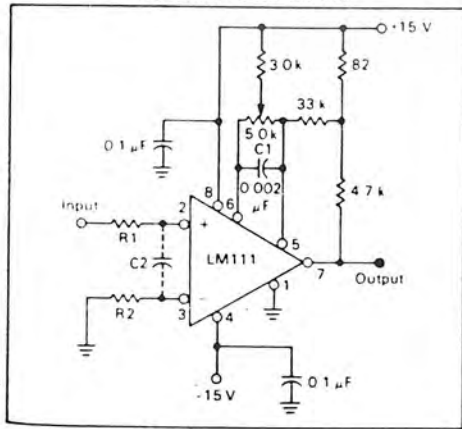
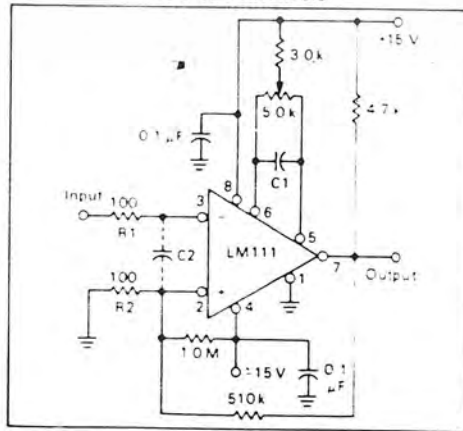


FIGURE 16 — CONVENTIONAL TECHNIQUE FOR ADDING HYSTERESIS



LM111, LM211, LM311

APPLICATIONS INFORMATION

Techniques for Avoiding Oscillations in Comparator Applications

When a high-speed comparator such as the LM111 is used with high-speed input signals and low source impedances, the output response will normally be fast and stable, providing the power supplies have been bypassed (with 0.1 μF disc capacitors) and that the output signal is routed well away from the inputs (Pins 2 and 3) and also away from Pins 5 and 6.

However, when the input signal is a voltage ramp or a slow sine wave, or if the signal source impedance is high (10 k Ω to 100 k Ω), the comparator may burst into oscillation near the crossing point. This is due to the high gain and wide bandwidth of comparators like the LM111 series. To avoid oscillation or instability in such a usage, several precautions are recommended as shown in Figure 15.

The trim pins (Pins 5 and 6) act as unwanted active inputs. If these pins are not connected to a trim pot, they should be shorted together. If they are connected to a trim pot, a 0.1 μF capacitor (C1) between Pins 5 and 6 will minimize the susceptibility to capacitive coupling. A smaller capacitor is used if Pin 5 is used for positive feedback as in Figure 15.

Certain sources will produce a cleaner, less distorted output waveform if a 100 pF to 1000 pF capacitor (C2) is connected directly across the input pins. When the signal source is supplied through a resistive network, R1 is used as a shunt resistor to choose R2 of the same value, both for d.c. and for dynamic (a.c.) considerations. Carbon, tin oxide, and metal film resistors have all been used with good results in comparator input circuitry, but inductive wirewound resistors should be avoided.

When comparator circuits use input resistors (e.g. summing resistors), their value and placement are particularly important. In all cases the body of the resistor should be away from the device or socket. In other words, there should be a well-ventilated (air) or printed circuit foil run between comparators and resistor to radiate or pick up signals. The same applies to output pins, etc. For example, if $R1 = 10\text{ k}\Omega$, a stiff lead is run between the resistors and the input pins can result in oscillations that are very hard to dampen. Twisting these input leads tightly is the best alternative to placing resistors close to the comparator.

Since feedback to almost any pin of a comparator can result in oscillation, the printed circuit layout should be engineered thoughtfully. Preferably there should be a groundplane underneath the LM111 circuitry (e.g. one side of a double layer printed circuit board). Ground, positive supply or negative supply foil should extend between the output and the inputs, to act as a guard. The foil connections for the inputs should be as small and compact as possible, and should be essentially surrounded by ground foil on all sides to guard against capacitive coupling from any fast high-level signals (such as the output). If Pins 5 and 6 are not used, they should be shorted together. If they are connected to a trim pot, the trim pot should be located no more than a few inches away from the LM111, and a 0.01 μF capacitor should be installed between Pin 5 and 6. If this capacitor cannot be used, a shielding plane or cutout may be advisable between Pins 6 and 7. The ground supply bypass capacitors should be located within a few inches of the LM111.

A standard procedure is to add hysteresis to a comparator to prevent oscillation, and to avoid excessive noise on the output. In the circuit of Figure 16, the feedback resistor of 510 k Ω from the output to the positive input will cause about 30 mV of hysteresis. However, if R2 is larger than 100 Ω , such as 50 k Ω , it would not be practical to simply increase the value of the positive feedback resistor proportionally above 510 k Ω to maintain the same amount of hysteresis.

When both inputs of the LM111 are connected to active signals, or if a high impedance signal is driving the positive input of the LM111 so that positive feedback would be disruptive, the circuit of Figure 15 is ideal. The positive feedback is applied to Pin 5 (one of the offset adjust trim pins). This will be sufficient to cause 1.0 to 2.0 mV hysteresis and sharp transitions with input triangle waves from a few Hz to hundreds of kHz. The positive feedback signal across the 82 Ω resistor swings 240 mV below the positive supply. This signal is centered around the nominal voltage at Pin 5, so this feedback does not add to the offset voltage of the comparator. As much as 80 mV of offset voltage can be trimmed out, using the 5.0 k Ω pot and 3.0 k Ω resistor as shown.

FIGURE 17 — ZERO-CROSSING DETECTOR DRIVING CMOS LOGIC

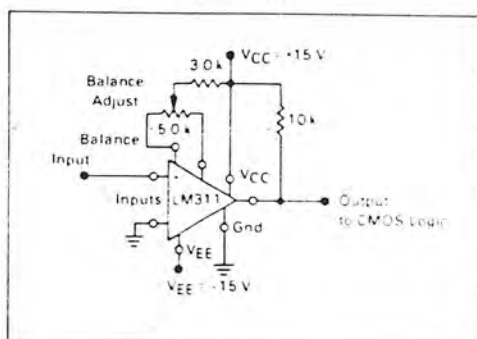
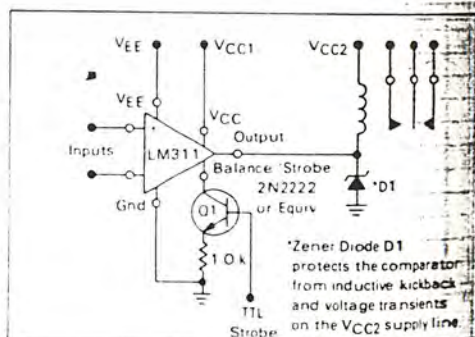


FIGURE 18 — RELAY DRIVER WITH STROBE CAPABILITY





Industrial Blocks

LM555/LM555C

LM555/LM555C Timer

General Description

The LM555 is a highly stable device for generating accurate time delays or oscillation. Additional terminals are provided for triggering or resetting if desired. In the time delay mode of operation, the time is precisely controlled by one external resistor and capacitor. For astable operation as an oscillator, the free running frequency and duty cycle are accurately controlled with two external resistors and one capacitor. The circuit may be triggered and reset on falling waveforms, and the output circuit can source or sink up to 200 mA or drive TTL circuits.

- Adjustable duty cycle
- Output can source or sink 200 mA
- Output and supply TTL compatible
- Temperature stability better than 0.005% per °C
- Normally on and normally off output

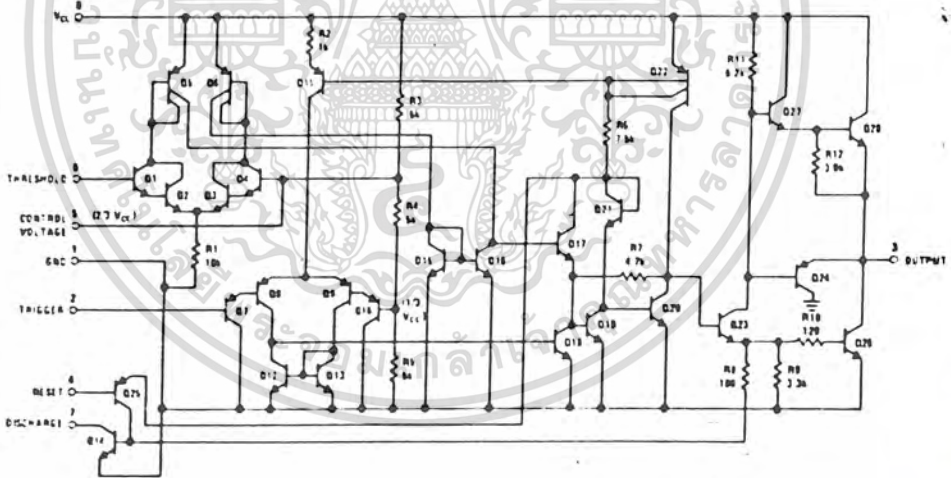
Applications

- Precision timing
- Pulse generation
- Sequential timing
- Time delay generation
- Pulse width modulation
- Pulse position modulation
- Linear ramp generator

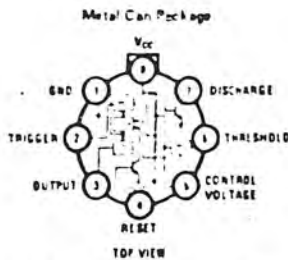
Features

- Direct replacement for SE555/NE555
- Timing from microseconds through hours
- Operates in both astable and monostable modes

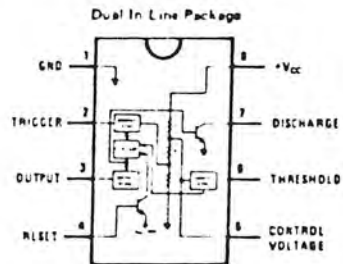
Schematic Diagram



Connection Diagrams



Order Number LM555H, LM555CH
See NS Package H08C



TOP VIEW

Order Number LM555CN
See NS Package N08B
Order Number LM555J or LM555CJ
See NS Package J08A

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LM555/LM555C

Absolute Maximum Ratings

Supply Voltage	+18V
Power Dissipation (Note 1)	600 mW
Operating Temperature Ranges	
LM555C	0°C to +70°C
LM555	-55°C to +125°C
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)	300°C

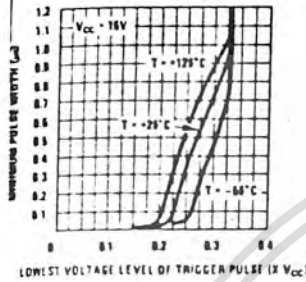
Electrical Characteristics (T_A = 25°C, V_{CC} = +5V to +15V, unless otherwise specified)

PARAMETER	CONDITIONS	LIMITS						UNITS
		LM555			LM555C			
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Supply Voltage		4.5		18	4.5		16	V
Supply Current	V _{CC} = 5V, R _L = ∞ V _{CC} = 15V, R _L = ∞ (Low State) (Note 2)		3 10	5 12		3 10	6 15	mA mA
Timing Error, Monostable			0.5			1		%
Initial Accuracy			30			50		ppm/°C
Drift with Temperature	R _A , R _B = 1k to 100k C = 0.1μF, (Note 3)							%
Accuracy over Temperature			15			15		%
Drift with Supply			0.05			0.1		%/V
Timing Error, Astable			1.5			2.25		%
Initial Accuracy			90			150		ppm/°C
Drift with Temperature			2.5			3.0		%
Accuracy over Temperature			0.15			0.30		%/V
Drift with Supply								%/V
Threshold Voltage			1.667			0.667		x V _{CC}
Trigger Voltage	V _{CC} = +15V V _{CC} = 5V	4.8 1.45	5 1.67	5.2 1.9		5 1.67		V V
Trigger Current			0.01	0.5		0.5	0.9	μA
Reset Voltage		0.4	0.5	1	0.4	0.5	1	V
Reset Current			0.1	0.4		0.1	0.4	mA
Threshold Current	(Note 4)		0.1	0.25		0.1	0.25	μA
Control Voltage Level	V _{CC} = 15V V _{CC} = 5V	9.6 2.9	10 3.33	10.4 3.8	9 2.6	10 3.33	11 4	V V
Pin 7 Leakage Output High			1	100		1	100	nA
Pin 7 Sat (Note 5)								
Output Low	V _{CC} = 15V, I _O = 15 mA		150			180		mV
Output Low	V _{CC} = 4.5V, I _O = 4.5 mA		70	100		80	200	mV
Output Voltage Drop (Low)	V _{CC} = 15V I _{SINK} = 10 mA I _{SINK} = 50 mA I _{SINK} = 100 mA I _{SINK} = 200 mA V _{CC} = 5V I _{SINK} = 8 mA I _{SINK} = 5 mA		0.1 0.4 2 2.5	0.15 0.5 2.2		0.1 0.4 2 2.5	0.25 0.75 2.5	V V V V
Output Voltage Drop (High)	I _{SOURCE} = 200 mA, V _{CC} = 15V I _{SOURCE} = 100 mA, V _{CC} = 15V V _{CC} = 5V	13 3	12.5 13.3 3.3		12.75 13.3 2.75	12.5 13.3 3.3		V V V
Rise Time of Output			100			100		ns
Fall Time of Output			100			100		ns

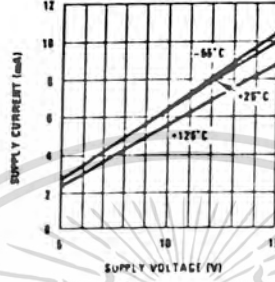
Note 1: For operating at elevated temperatures the device must be derated based on a +150°C maximum junction temperature and a thermal resistance of +45°C/W junction to case for TO-5 and +150°C/W junction to ambient for both packages.
 Note 2: Supply current when output high typically 1 mA less at V_{CC} = 5V.
 Note 3: Tested at V_{CC} = 5V and V_{CC} = 15V.
 Note 4: This will determine the maximum value of R_A + R_B for 15V operation. The maximum total (R_A + R_B) is 20 MΩ.
 Note 5: No protection against excessive pin 7 current is necessary providing the package dissipation rating will not be exceeded.

Typical Performance Characteristics

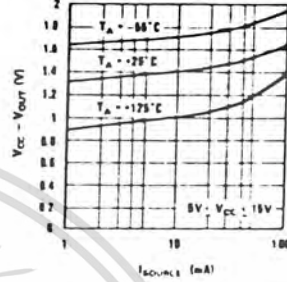
Minimum Pulse Width Required for Triggering



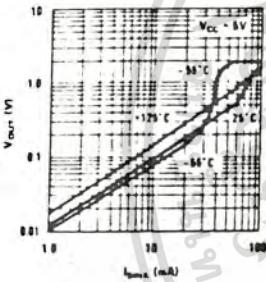
Supply Current vs Supply Voltage



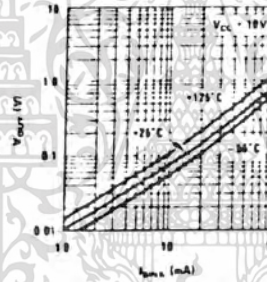
High Output Voltage vs Output Source Current



Low Output Voltage vs Output Sink Current



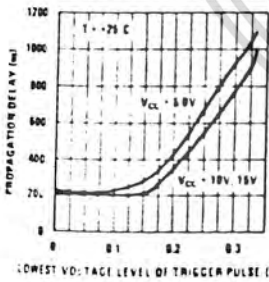
Low Output Voltage vs Output Sink Current



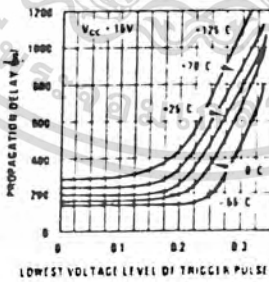
Low Output Voltage vs Output Sink Current



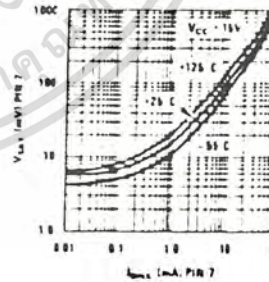
Output Propagation Delay vs Voltage Level of Trigger Pulse



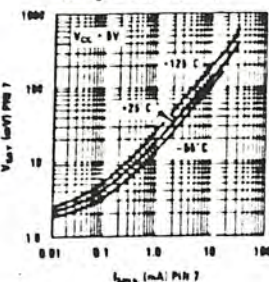
Output Propagation Delay vs Voltage Level of Trigger Pulse



Discharge Transistor (Pin 7) Voltage vs Sink Current



Discharge Transistor (Pin 7) Voltage vs Sink Current



Applications Information

MONOSTABLE OPERATION

In this mode of operation, the timer functions as a one-shot (Figure 1). The external capacitor is initially held discharged by a transistor inside the timer. Upon application of a negative trigger pulse of less than $1/3 V_{CC}$ to pin 2, the flip flop is set which both releases the short circuit across the capacitor and drives the output high.

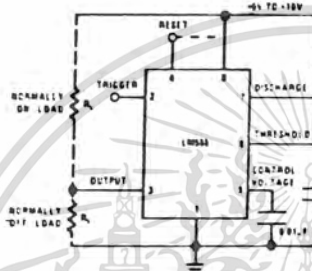


FIGURE 1. Monostable

The voltage across the capacitor then increases exponentially for a period of $t = 1.1 R_A C$, at the end of which time the voltage equals $2/3 V_{CC}$. The comparator then resets the flip flop which in turn discharges the capacitor and drives the output to its low state. Figure 2 shows the waveforms generated in this mode of operation. Since the charge and the threshold level of the comparator are both directly proportional to supply voltage, the timing interval is independent of supply.

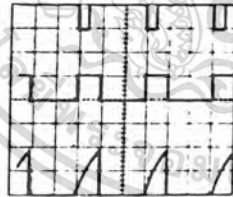


FIGURE 2. Monostable Waveforms
 $V_{CC} = 5V$
 TRIG - 0.1µs DIV
 $R_A = 8.7k\Omega$
 $C = 0.01\mu F$
 Top Trace: 5V Div
 Middle Trace: 0.1µs Div
 Bottom Trace: Cap. Voltage 1V Div

FIGURE 2. Monostable Waveforms

During the timing cycle when the output is high, the further application of a trigger pulse will not effect the circuit. However the circuit can be reset during this time by the application of a negative pulse to the reset terminal (pin 4). The output will then remain in the low state until a trigger pulse is again applied.

When the reset function is not in use, it is recommended that it be connected to V_{CC} to avoid any possibility of false triggering.

Figure 3 is a nomograph for easy determination of R, C values for various time delays.

NOTE: In monostable operation, the trigger should be driven high before the end of timing cycle.

ASTABLE OPERATION

If the circuit is connected as shown in Figure 4 (pins 2 and 6 connected) it will trigger itself and free run as a

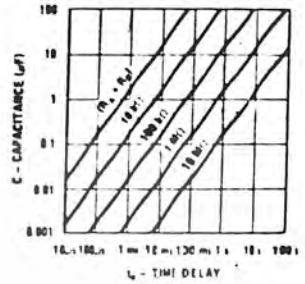


FIGURE 3. Time Delay

multivibrator. The external capacitor charges through $R_A + R_B$ and discharges through R_B . Thus the duty cycle may be precisely set by the ratio of these two resistors.

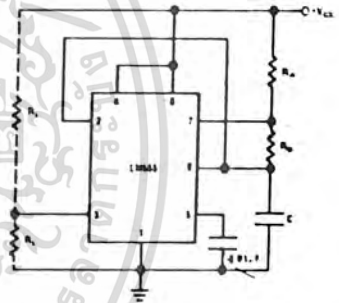


FIGURE 4. Astable

In this mode of operation, the capacitor charges and discharges between $1/3 V_{CC}$ and $2/3 V_{CC}$. As in the triggered mode, the charge and discharge times, and therefore the frequency are independent of the supply voltage.

Figure 5 shows the waveforms generated in this mode of operation.

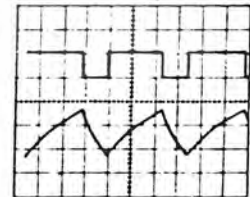


FIGURE 5. Astable Waveforms
 $V_{CC} = 5V$
 TRIG - 20µs DIV
 $R_A = 3.3k\Omega$
 $R_B = 3.3k\Omega$
 $C = 0.01\mu F$
 Top Trace: 5V Div
 Bottom Trace: Cap. Voltage 1V Div

FIGURE 5. Astable Waveforms

The charge time (output high) is given by:
 $t_1 = 0.693 (R_A + R_B) C$

And the discharge time (output low) by:
 $t_2 = 0.693 (R_B) C$

Thus the total period is:
 $T = t_1 + t_2 = 0.693 (R_A + 2R_B) C$

Applications Information (Continued)

The frequency of oscillation is:

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1.44}{(R_A + 2R_B)C}$$

Figure 6 may be used for quick determination of these PC values.

The duty cycle is: $D = \frac{R_B}{R_A + 2R_B}$

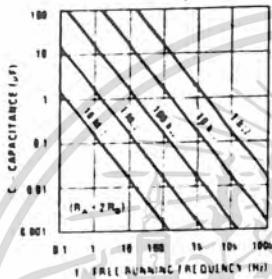


FIGURE 6. Free Running Frequency

FREQUENCY DIVIDER

The monostable circuit of Figure 7 can be used as a frequency divider by adjusting the length of the timing cycle. Figure 7 shows the waveforms generated in a divide by three circuit.



FIGURE 7. Frequency Divider

PULSE WIDTH MODULATOR

When the timer is connected in the monostable mode and triggered with a continuous pulse train, the output pulse width can be modulated by a signal applied to pin 5. Figure 8 shows the circuit, and in Figure 9 are some waveform examples.

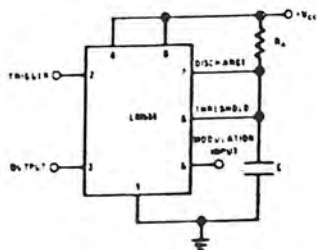
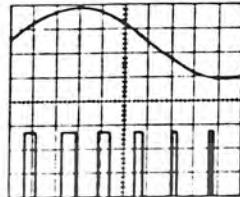


FIGURE 8. Pulse Width Modulator



V_{CC} = 5V
TIME = 0.2 μs/Div
R_A = 0.1kΩ
C = 0.01μF
Top Trace: Modulation 1V/Div
Bottom Trace: Output 2V/Div

FIGURE 9. Pulse Width Modulator

PULSE POSITION MODULATOR

This application uses the timer connected for astable operation, as in Figure 10, with a modulating signal again applied to the control voltage terminal. The pulse position varies with the modulating signal, since the threshold voltage and hence the time delay is varied. Figure 11 shows the waveforms generated for a triangle wave modulation signal.

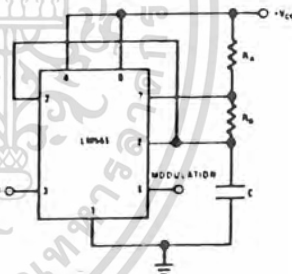
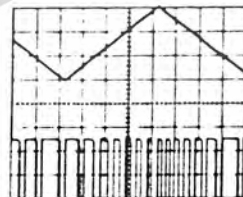


FIGURE 10. Pulse Position Modulator



V_{CC} = 5V
TIME = 0.1 μs/Div
R_A = 20kΩ
R_B = 20kΩ
C = 0.01μF
Top Trace: Modulation 1V/Div
Bottom Trace: Output 2V/Div

FIGURE 11. Pulse Position Modulator

LINEAR RAMP

When the pullup resistor, R_A, in the monostable circuit is replaced by a constant current source, a linear ramp is

Applications Information (Continued)

generated. Figure 12 shows a circuit configuration that will perform this function.

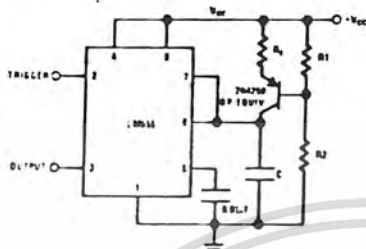


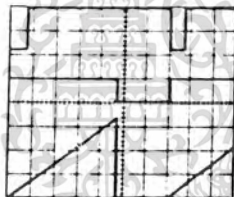
FIGURE 12.

Figure 13 shows waveforms generated by the linear ramp.

The time interval is given by:

$$T = \frac{2/3 V_{CC} R_E (R_1 + R_2) C}{R_1 V_{CC} - V_{BE} (R_1 + R_2)}$$

$V_{BE} \approx 0.6V$



$V_{CC} = 5V$
 $T_{RAMP} = 75 \mu s$
 $R_1 = 47 k\Omega$
 $R_2 = 100 k\Omega$
 $R_E = 10 k\Omega$
 $C = 0.01 \mu F$

FIGURE 13 Linear Ramp

50% DUTY CYCLE OSCILLATOR

For a 50% duty cycle, the resistors R_A and R_B may be connected as in Figure 14. The time period for the out-

put high is the same as previous, $t_1 = 0.693 R_A C$. For the output low it is $t_2 =$

$$[(R_A R_B)/(R_A + R_B)] C \ln \left[\frac{R_B - 2R_A}{2R_B - R_A} \right]$$

Thus the frequency of oscillation is $f = \frac{1}{t_1 + t_2}$

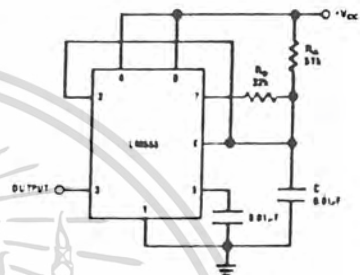


FIGURE 14. 50% Duty Cycle Oscillator

Note that this circuit will not oscillate if R_B is greater than $1/2 R_A$ because the junction of R_A and R_B cannot bring pin 2 down to $1/3 V_{CC}$ and trigger the lower comparator.

ADDITIONAL INFORMATION

Adequate power supply bypassing is necessary to protect associated circuitry. Minimum recommended is $0.1\mu F$ in parallel with $1\mu F$ electrolytic.

Lower comparator storage time can be as long as $10\mu s$ when pin 2 is driven fully to ground for triggering. This limits the monostable pulse width to $10\mu s$ minimum.

Delay time reset to output is $0.47\mu s$ typical. Minimum reset pulse width must be $0.3\mu s$, typical.

Pin 7 current switches within $30 ns$ of the output (pin 3) voltage.



Operational Amplifiers/Buffers

LM741/LM741A/LM741C/LM741E Operational Amplifier
General Description

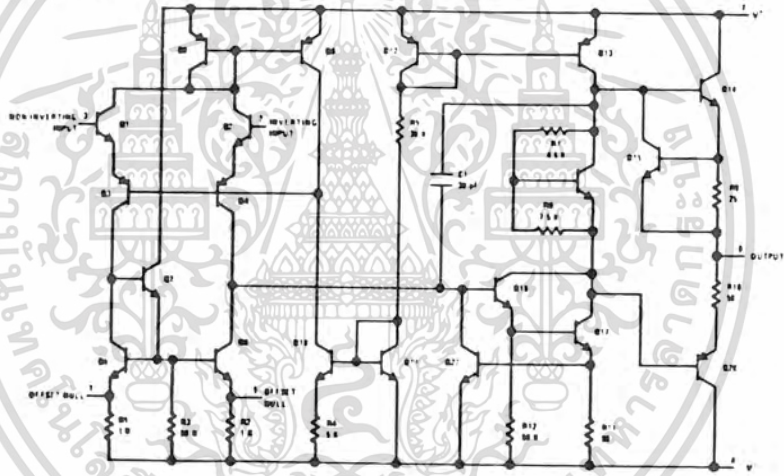
The LM741 series are general purpose operational amplifiers which feature improved performance over industry standards like the LM709. They are direct, plug-in replacements for the 709C, LM201, MC1439 and 748 in most applications.

The amplifiers offer many features which make their application nearly foolproof: overload pro-

tection on the input and output, no latch-up when the common mode range is exceeded, as well as freedom from oscillations.

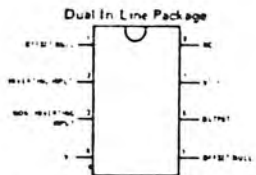
The LM741C/LM741E are identical to the LM741/LM741A except that the LM741C/LM741E have their performance guaranteed over a 0°C to +70°C temperature range, instead of -55°C to +125°C.

Schematic and Connection Diagrams (Top Views)

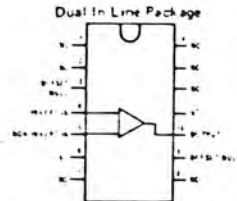


Metal Can Package

Order Number LM741H, LM741AH,
LM741CH or LM741EH
See NS Package H08C



Order Number LM741CN or LM741EN
See NS Package N08B
Order Number LM741CJ
See NS Package J08A



Order Number LM741CN 14
See NS Package N14A
Order Number LM741J 14, LM741AJ 14
or LM741CJ 14
See NS Package J14A

LM741/LM741A/LM741C/LM741E



LM741/LM741A/LM741C/LM741E

Absolute Maximum Ratings

	LM741A	LM741E	LM741	LM741C
Supply Voltage	±22V	±22V	±22V	±18V
Power Dissipation (Note 1)	500 mW	500 mW	500 mW	500 mW
Differential Input Voltage	±30V	±30V	±30V	±30V
Input Voltage (Note 2)	±15V	±15V	±15V	±15V
Output Short Circuit Duration	Indefinite	Indefinite	Indefinite	Indefinite
Operating Temperature Range	-55°C to +125°C	0°C to +70°C	-55°C to +125°C	0°C to +70°C
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C	-65°C to +150°C	-65°C to +150°C	-65°C to +150°C
Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)	300°C	300°C	300°C	300°C

Electrical Characteristics (Note 3)

PARAMETER	CONDITIONS	LM741A LM741E			LM741			LM741C			UNITS
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Input Offset Voltage	TA = 25°C						1.0	5.0	2.0	6.0	mV
	RS = 10 kΩ										mV
	RS = 50 Ω		0.8	3.0							mV
	TAMIN ≤ TA ≤ TAMAX RS = 50 Ω RS = 10 kΩ		4.0				6.0			7.5	mV
Average Input Offset Voltage Drift			15								μV/°C
Input Offset Voltage Adjustment Range	TA = 25°C, VS = ±20V		±10			±15			±15		mV
Input Offset Current	TA = 25°C		3.0	30		20	200		20	200	nA
	TAMIN ≤ TA ≤ TAMAX			70		85	500		300		nA
Average Input Offset Current Drift			0.5								nA/°C
Input Bias Current	TA = 25°C		30	80		80	500		80	500	nA
	TAMIN ≤ TA ≤ TAMAX			0.210		1.5			0.8		μA
Input Resistance	TA = 25°C, VS = ±20V	1.0	6.0		0.3	2.0		0.3	2.0		MΩ
	TAMIN ≤ TA ≤ TAMAX VS = ±20V	0.5									MΩ
Input Voltage Range	TA = 25°C							-12	-13		V
	TAMIN ≤ TA ≤ TAMAX										V
Large Signal Voltage Gain	TA = 25°C, RL = 2 kΩ			50							V/mV
	VS = ±20V, VO = ±15V										V/mV
	VS = ±15V, VO = ±10V					50	200		20	200	V/mV
	TAMIN ≤ TA ≤ TAMAX RL = 2 kΩ										V/mV
Output Voltage Swing	VS = ±20V, VO = ±15V		32								V/mV
	VS = ±15V, VO = ±10V					25			15		V/mV
	VS = ±5V, VO = ±2V		10								V/mV
	VS = ±20V RL ≥ 10 kΩ		±16								V
Output Short Circuit Current	TA = 25°C	10	25	35		25					mA
	TAMIN ≤ TA ≤ TAMAX	10		40							mA
	TAMIN ≤ TA ≤ TAMAX RS = 10 kΩ, VCM = ±12V										dB
	RS = 50 kΩ, VCM = ±12V	80	95			70	90		70	90	dB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Electrical Characteristics (Continued)

PARAMETER	CONDITIONS	LM741A/LM741E			LM741			LM741C			UNITS
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Supply Voltage Rejection Ratio	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$ $V_S = \pm 20V$ to $V_S = \pm 5V$ $R_S \leq 50\Omega$ $R_S \leq 10k\Omega$	86	96								dB
Transient Response	$T_A = 25^\circ C$, Unity Gain				77	96		77	96		dB
Rise Time			0.25	0.8		0.3			0.3		μs
Overhoot			6.0	20		5			5		%
Bandwidth (Note 4)	$T_A = 25^\circ C$	0.437	1.5								MHz
Slew Rate	$T_A = 25^\circ C$, Unity Gain	0.3	0.7			0.5			0.5		V/ μs
Supply Current	$T_A = 25^\circ C$					1.7	2.8		1.7	2.8	mA
Power Consumption	$T_A = 25^\circ C$										mW
LM741A	$V_S = \pm 20V$		80	150							mW
	$V_S = \pm 15V$				50	85		50	85		mW
	$T_A = T_{AMIN}$			165							mW
	$T_A = T_{AMAX}$			135							mW
LM741E	$V_S = \pm 20V$			150							mW
	$T_A = T_{AMIN}$			150							mW
	$T_A = T_{AMAX}$			150							mW
LM741	$V_S = \pm 15V$				60	100					mW
	$T_A = T_{AMIN}$				45	75					mW
	$T_A = T_{AMAX}$										mW

Note 1: The maximum junction temperature of the LM741/LM741A is 150°C, while that of the LM741C/LM741E is 100°C. For operation at elevated temperatures, devices in the TO-5 package must be derated based on a thermal resistance of 150°C/W junction to ambient, or 45°C/W junction to case. The thermal resistance of the dual-in-line package is 100°C/W junction to ambient.

Note 2: For supply voltages less than $\pm 15V$, the absolute maximum input voltage is equal to the supply voltage.

Note 3: Unless otherwise specified, these specifications apply for $V_S = \pm 15V$, $-5^\circ C \leq T_A \leq +125^\circ C$ (LM741/LM741A). For the LM741C/LM741E, these specifications are limited to $0^\circ C \leq T_A \leq +70^\circ C$.

Note 4: Calculated value from BW (MHz) = $0.35 / \text{Rise Time} (\mu s)$.

