

การประยุกต์ใช้สมการคณิตศาสตร์ในการวัดค่าไฟฟ้า 2  
APPLICATIONS OF MATHEMATICAL FUNCTION TO  
ELECTRICAL PARAMETER MEASUREMENTS 2



ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต  
สาขาวิชาวิศวกรรมระบบควบคุม  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
ปีการศึกษา 2546

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกรายละเอียดที่ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีกรนำไปใช้  
เลขหมู่.....  
เลขทะเบียน.....55670  
วัน,เดือน,ปี 4 พ.ค. 2548

b. ให้ประโยชน์ด้านการค้า  
a. ครั้งที่มีกรนำไปใช้

ปริญญาานิพนธ์ปีการศึกษา 2546

ภาควิชาวิศวกรรมระบบควบคุม


คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง การประยุกต์ใช้สมการคณิตศาสตร์ในการวัดค่าทางไฟฟ้า 2  
APPLICATIONS OF MATHEMATICAL FUNCTION TO  
ELECTRICAL PARAMETER MEASUREMENTS 2

ผู้จัดทำ

นายอัสมน เหมวาสูธา- 44015315



  
.....อาจารย์ที่ปรึกษา  
(ผศ.ดร.วรวงศ์ ตั้งศรีรัตน์)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การประยุกต์ใช้สมการคณิตศาสตร์ในการวัดค่าทางไฟฟ้า 2  
 APPLICATIONS OF MATHEMATICAL FUNCTION TO  
 ELECTRICAL PARAMETER MEASUREMENTS 2

นาย อัสมน เขมวสุธา รหัส 44015315

ผศ.ดร.วรพงษ์ ตั้งศรีรัตน์ อาจารย์ที่ปรึกษา

ปีการศึกษา 2546

บทคัดย่อ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้เสนอการประยุกต์ใช้สมการคณิตศาสตร์ในการวัดค่าทางไฟฟ้า ได้แก่ ค่าเฉลี่ย, ค่าประสิทธิภาพ, ค่ากำลังงานปรากฏ, ค่ากำลังงานเฉลี่ยและค่าตัวประกอบกำลัง วงจรสังเคราะห์สมการคณิตศาสตร์ที่นำเสนอประกอบด้วยวงจรคูณสัญญาณ ไอซีเบอร์ AD633 และ ออปแอมป์เบอร์ LF351 เป็นอุปกรณ์แอคทีฟหลัก ผลการต่อวงจรทดลองจริงแสดงให้เห็นถึงค่าที่สอดคล้องใกล้เคียงกับค่าที่คำนวณได้ในทางทฤษฎี

Abstract

This thesis presents an applications of mathematical functions to measure electrical parameters, such as, average value, effective value (root-mean-square, rms), apparent power, average power and power factor. The proposed mathematical circuits mainly consist of a multiplier circuit IC AD633, and an operational amplifier (op-amp) LF351 as active components. Experimental results are closely agreement with the predicted values.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญ

บทคัดย่อ	I
Abstract	I
สารบัญ	II
สารบัญภาพ	IV
สารบัญตาราง	VI
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 ความสำคัญและความเป็นมาของโครงการ	1
1.2 วัตถุประสงค์	1
1.3 ขอบเขตของโครงการ	2
บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการ	3
2.1 ค่าเฉลี่ยแรงดันและกระแส	3
2.2 ค่าประสิทธิผลของแรงดันและกระแส	5
2.3 ค่ากำลังงานปรากฏ	6
2.4 ค่ากำลังงานเฉลี่ย	7
2.5 ตัวประกอบกำลัง	7
บทที่ 3 การออกแบบวงจร	8
3.1 วงจรพื้นฐานต่างๆ	10
3.1.1 วงจรคูณแรงดันไฟตรง	10
3.1.2 วงจรคูณแรงดันไฟสลับ	11
3.1.3 วงจรยกกำลังสอง	12
3.1.4 วงจรถอดรอกที่สอง	13
3.1.5 วงจรหารสัญญาณอนาล็อก	15
3.1.6 วงจรกรองผ่านความถี่ต่ำ	17
3.1.7 วงจรเรียงกระแสเต็มลูกคลื่น	20
3.2 วงจรหาค่าเฉลี่ย	21
3.3 วงจรหาค่าประสิทธิผล	22
3.4 วงจรหาค่ากำลังงานปรากฏ	23
3.5 วงจรหาค่ากำลังงานเฉลี่ย	24

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.6	วงจรถอดค่าตัวประกอบกำลัง	24
บทที่ 4	การทดลองและผลการทดลอง	26
4.1	การทดลองหาค่าเฉลี่ย	26
4.2	การทดลองหาค่าประสิทธิผล	28
4.3	การทดลองหาค่ากำลังงานปรากฏ	30
4.4	การทดลองหาค่ากำลังงานเฉลี่ย	32
บทที่ 5	สรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง	35
5.1	สรุป	35
5.2	ปัญหาที่เกิดขึ้น	35
5.3	แนวทางแก้ไขและพัฒนา	35
กิตติกรรมประกาศ		36
หนังสืออ้างอิง		37
ภาคผนวก		38



## สารบัญภาพ

รูปที่ 3.1	AD 633 multiplier	8
รูปที่ 3.2	การต่อเพิ่มส่วนเฟลคเตอร์ตัวแปร	9
รูปที่ 3.3	วงจรคูณที่เป็นวงจรต้นแบบ	10
รูปที่ 3.4	วงจรคูณแรงดันไฟตรง	11
รูปที่ 3.5	วงจรรยกำลังสอง	13
รูปที่ 3.6	วงจรถอดรากที่สอง	14
รูปที่ 3.7	วงจรถอดรากที่สองที่ต้องวงจรมายสัญญาณแบบกลับเฟส	15
รูปที่ 3.8	วงจรมหารสัญญาณอนาล็อก	16
รูปที่ 3.9	วงจรมหารสัญญาณอนาล็อกที่ต้องวงจรมายสัญญาณแบบกลับเฟส	16
รูปที่ 3.10	กราฟผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรรองผ่านความถี่ต่ำ	17
รูปที่ 3.11	วงจรรองผ่านความถี่ต่ำ	18
รูปที่ 3.12	ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรมหาร	19
รูปที่ 3.13	วงจรมหารกระแสเต็มลูกคลื่น	20
รูปที่ 3.14	วงจรมหารค่าเฉลี่ย	21
รูปที่ 3.15	การหาค่าประสิทธิภาพผล	22
รูปที่ 3.16	การหาค่ากำลังงานปรากฏ	23
รูปที่ 3.17	การหาค่ากำลังงานเฉลี่ย	24
รูปที่ 3.18	การหาค่าตัวประกอบกำลัง	24
รูปที่ 4.1	แสดงผลการทดลองหาค่าเฉลี่ยเมื่อป้อนแรงดัน 2V	27
รูปที่ 4.2	แสดงผลการทดลองหาค่าเฉลี่ยเมื่อป้อนแรงดัน 4V	27
รูปที่ 4.3	แสดงผลการทดลองหาค่าประสิทธิภาพเมื่อป้อนแรงดัน 1V	29
รูปที่ 4.4	แสดงผลการทดลองหาค่าประสิทธิภาพเมื่อป้อนแรงดัน 4V	29
รูปที่ 4.5	แสดงผลการทดลองหาค่ากำลังงานปรากฏเมื่อป้อนแรงดัน 2V	30
รูปที่ 4.6	แสดงผลการทดลองหาค่ากำลังงานปรากฏเมื่อป้อนแรงดัน 3V	31
รูปที่ 4.7	แสดงผลการทดลองหาค่ากำลังงานปรากฏเมื่อป้อนแรงดัน 4V	31
รูปที่ 4.8	แสดงผลการทดลองหาค่ากำลังงานเฉลี่ยเมื่อป้อนแรงดัน 1V	32
รูปที่ 4.9	แสดงผลการทดลองหาค่ากำลังงานเฉลี่ยเมื่อป้อนแรงดัน 1.5V	33
รูปที่ 4.10	แสดงผลการทดลองหาค่ากำลังงานเฉลี่ยเมื่อป้อนแรงดัน 2V	33

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 4.11 แสดงผลการทดลองหาค่ากำลังงานเฉลี่ยเมื่อป้อนแรงดัน 2.5V	34
รูปที่ 4.12 แสดงผลการทดลองหาค่ากำลังงานเฉลี่ยเมื่อป้อนแรงดัน 3V	34



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญตาราง

ตารางที่ 4.1 แสดงผลทดลองหาค่าเฉลี่ย	26
ตารางที่ 4.2 แสดงผลทดลองหาค่าประสิทธิผล	28
ตารางที่ 4.3 แสดงผลทดลองหาค่ากำลังงานปรากฏ	30
ตารางที่ 4.4 แสดงผลทดลองหาค่ากำลังงานเฉลี่ย	32



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# บทที่ 1

## บทนำ

### 1.1 ความสำคัญและความเป็นมาของโครงการ

การทดลองในห้องปฏิบัติการเกี่ยวกับการวัดค่าทางไฟฟ้าพื้นฐานนั้นจำเป็นต้องมีเครื่องมือวัดอ้างอิงประเภทต่าง ๆ ที่ใช้วัดค่าแรงดันและกระแส ในปัจจุบันสามารถที่จะบอกค่าเป็นตัวเลขได้เลย เช่น ดิจิตอลมิเตอร์ (Digital meter) หรือออสซิลโลสโคป (Oscilloscope) ที่สามารถมองเห็นทั้งสัญญาณและบอกค่าการวัดเป็นตัวเลข แต่การวัดค่าเฉลี่ย (Average Value), ค่าประสิทธิผล (Effective Value), ค่ากำลังงานเฉลี่ย (Average Power), ค่ากำลังงานปรากฏ (Apparent Power) และค่าตัวประกอบกำลัง (Power Factor) ยังจำเป็นที่จะต้องหาโดยการคำนวณ ซึ่งอาศัยการอ่านค่ากระแสและแรงดันจากเครื่องมือวัดด้วยเหตุผลที่ค่าต่าง ๆ ที่ต้องการนั้นล้วนแต่มีสูตรคำนวณทางคณิตศาสตร์ที่แน่นอน ดังนั้นหากสามารถสร้างวงจรที่ทำหน้าที่คำนวณค่าในลักษณะต่าง ๆ ได้ย่อมสามารถที่จะสร้างเครื่องมือวัดได้ แต่สูตรการคำนวณส่วนใหญ่จะมีการคูณ, การหาร, การยกกำลังสองและการหารากที่สองของฟังก์ชันซึ่งในอดีตการคำนวณในลักษณะดังกล่าวทำได้ค่อนข้างยาก ปัจจุบันมีการผลิตไอซีที่ทำหน้าที่การคูณสัญญาณที่สามารถนำมาประยุกต์ใช้ในการสร้างวงจรหาร, วงจรยกกำลังสองและวงจรถอดรากที่สองได้ ดังนั้นจึงนำสมการทางคณิตศาสตร์ที่ใช้สำหรับหาค่าทางไฟฟ้านำมาออกแบบเป็นวงจรที่วัดค่าทางไฟฟ้าประกอบด้วยค่าเฉลี่ยของกระแสและแรงดัน, ค่าประสิทธิผลของกระแสและแรงดัน, ค่ากำลังงานเฉลี่ย, ค่ากำลังงานปรากฏและค่าตัวประกอบกำลังซึ่งคิดอยู่ในรูปแบบของสมการคณิตศาสตร์ที่แน่นอนที่มีประสิทธิภาพได้

เครื่องมือวัดทางไฟฟ้าที่ถูกประยุกต์จากสมการคณิตศาสตร์นี้ได้ถูกออกแบบมาเพื่อใช้ในประกอบกับเครื่องวัดไฟฟ้าชนิดอื่น ๆ เช่น มัลติมิเตอร์ (Multimeter), ออสซิลโลสโคป เพื่อให้ได้เห็นจริงถึงค่าต่าง ๆ เปรียบเทียบกับการศึกษาในทางทฤษฎีที่ได้จากการคำนวณกับผลการทดลอง

### 1.2 วัตถุประสงค์

1. เพื่อศึกษาโครงสร้างการทำงานตลอดจนลักษณะต่าง ๆ ของวงจรคูณ
2. เพื่อศึกษาและออกแบบวงจรเพื่อสร้างเครื่องมือวัดทางไฟฟ้า
3. สามารถนำไอซีวงจรคูณมาประยุกต์ใช้ในการสร้างวงจรวัดไฟฟ้าได้
4. เพื่อสังเคราะห์สมการคณิตศาสตร์เป็นวงจรไฟฟ้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 1.3 ขอบเขตของโครงการ

1. สามารถนำสมการทางคณิตศาสตร์มาประยุกต์ใช้เพื่อคำนวณหาค่าวัดทางการไฟฟ้าได้
2. สามารถนำสมการที่ใช้ในการคำนวณหาค่าวัดทางไฟฟ้ามาออกแบบเป็นวงจรเพื่อสร้างเป็นเครื่องมือวัดไฟฟ้าที่มีประสิทธิภาพได้
3. สามารถทำการวัดค่าทางไฟฟ้าต่าง ๆ ได้ดังนี้
  - ค่าเฉลี่ยของแรงดันและกระแส (Average value)
  - ค่าประสิทธิภาพของแรงดันและกระแส (Effective value, RMS)
  - ค่ากำลังงานไฟฟ้าเฉลี่ย (Average power)
  - ค่ากำลังงานไฟฟ้าปรากฏ (Apparent power)
  - ค่าตัวประกอบกำลัง (Power factor, PF)



## บทที่ 2

### ทฤษฎีและหลักการ

ในการคำนวณที่เกี่ยวกับเรื่องวงจรไฟฟ้ากระแสสลับนั้น เรามักจะพิจารณาด้วยรูปคลื่นไซน์ (sine wave) เพราะพบมากที่สุดเมื่อเทียบกับรูปคลื่นในแบบอื่น ๆ รูปคลื่นไซน์มีความสำคัญมากในเรื่องของวงจรไฟฟ้ากระแสสลับเพราะการกำเนิดรูปคลื่นสามารถกระทำได้ง่ายอีกทั้งรูปคลื่นชนิดอื่นๆ ในทุกรูปแบบเราสามารถที่จะทำการวิเคราะห์และสังเคราะห์ได้จากรูปคลื่นไซน์ที่ประกอบอยู่ในรูปคลื่นเหล่านั้น รูปคลื่นของไฟฟ้ากระแสสลับจะมีลักษณะเกิดขึ้นเป็นระยะสลับไปสลับมา หรือเปลี่ยนขั้วกลับไปกลับมาจากค่าบวกเป็นค่าลบ หรือจากค่าลบเป็นค่าบวกตลอดเวลา และเกิดขึ้นในช่วงเวลาเท่าๆ กันอย่างสม่ำเสมอ ในช่วงระหว่างการเปลี่ยนขั้วกลับไปกลับมา นั้นค่าหรือขนาดของแรงดันหรือกระแสของไฟฟ้ากระแสสลับจะเปลี่ยนแปลงตลอดเวลา แต่ในการคำนวณเราจะพิจารณาค่าหรือขนาดของแรงดันหรือกระแสของไฟฟ้ากระแสสลับ ณ เวลาชั่วขณะใดขณะหนึ่งเท่านั้น

ค่าชั่วขณะใด ๆ ของแรงดันรูปคลื่นไซน์ จะเขียนสมการได้เป็น

$$v(t) = V_p \sin \omega t \quad (2.1)$$

ค่าชั่วขณะใด ๆ ของกระแสรูปคลื่นไซน์ จะเขียนสมการได้เป็น

$$i(t) = I_p \sin \omega t \quad (2.2)$$

#### 2.1 ค่าเฉลี่ยแรงดันและกระแส

สัญญาณทางไฟฟ้านั้นถ้าเป็นสัญญาณไฟตรงอย่างเดียวจะเป็นการง่ายในการคำนวณค่าปริมาณทางไฟฟ้าแต่โดยปกติขนาดของปริมาณทางไฟฟ้านั้นจะแปรตามเวลามากกว่าที่จะมีค่าคงที่เมื่อรูปคลื่นมีรูปร่างแปรไปตามเวลาการวัดค่าของปริมาณที่จะแทนด้วยรูปคลื่นที่จุดเวลาเพียงจุดเดียวนั้นไม่สามารถทำการวัดเพียงครั้งเดียวเพื่อให้ได้ทุกสิ่งที่ต้องการรู้เกี่ยวกับสัญญาณได้ จากเหตุผลข้างต้นทำให้จำเป็นต้องหาค่าเฉลี่ยของสัญญาณที่แปรตามเวลาซึ่งอธิบายความหมายของค่าเฉลี่ยได้คือ ค่าความสูงเฉลี่ยของรูปคลื่น โดยเป็นค่าเฉลี่ยของค่าฟังก์ชันของเวลาซึ่งจะมีลักษณะเช่นเดียวกับการหาค่าเฉลี่ยของปริมาณต่าง ๆ ทั่วไปทางคณิตศาสตร์โดยค่าเฉลี่ยของสัญญาณทางไฟฟ้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หาค่าได้จากกรณาค่าผลรวมของขนาดของสัญญาณในช่วงเวลาที่พิจารณารด้วยเวลาที่แปรเปลี่ยนไปในช่วงที่พิจารณา ถ้าพิจารณาสัญญาณใน 1 คาบเวลา (ตั้งแต่ 0 ถึง T) จะเขียนสมการได้เป็น

$$F_{av} = \frac{1}{T} \int_0^T f(t) dt \quad (2.3)$$

ค่าเฉลี่ยของรูปคลื่นไซน์ใน 1 คาบเวลา ซึ่งจะมีค่าเท่ากับ 0 V เพราะว่ารูปไซน์เป็นรูปที่มีลักษณะเท่ากันทุกประการทั้งทางด้านบวกและด้านลบ ดังนั้น จึงคิดค่าเฉลี่ยเพียงครึ่งรูปไซน์ (ตั้งแต่ 0 ถึง  $\pi$ ) จะเขียนสมการได้เป็น

$$F_{av} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} f(t) dt \quad (2.4)$$

ค่าเฉลี่ยของแรงดันรูปคลื่นไซน์ จะเขียนสมการได้เป็น

$$\begin{aligned} V_{av} &= \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} v(t) dt \\ &= \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} V_p \sin \omega t dt \end{aligned}$$

$$= \frac{2}{\pi} V_p$$

$$= 0.636 V_p \quad (2.5)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าเฉลี่ยของกระแสรูปคลื่นไซน์จะเขียนสมการได้เป็น

$$\begin{aligned}
 I_{av} &= \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} i(t) dt \\
 &= \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} I_p \sin \omega t dt \\
 &= \frac{2}{\pi} I_p \\
 &= 0.636 I_p
 \end{aligned} \tag{2.6}$$

## 2.2 ค่าประสิทธิผลของแรงดันและกระแส

ค่าประสิทธิผลของรูปคลื่นไซน์สามารถหาได้โดยการยกกำลังสองของขนาดรูปคลื่นที่แต่ละช่วงระยะเวลาหนึ่งหรือจุดเวลา จากนั้นจึงทำการเฉลี่ยค่าของรูปคลื่นที่ยกกำลังสอง สุดท้ายทำการถอดรากที่สองของค่าเฉลี่ยนี้จะได้ค่าประสิทธิผลที่ต้องการ ด้วยลำดับขั้นตอนการคำนวณดังกล่าวเลยทำให้ได้ชื่อว่า RMS (Root - Mean - Square) สามารถเขียนสมการคณิตศาสตร์ได้เป็น

$$F_{rms} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} f^2(t) dt} \tag{2.7}$$


ค่าประสิทธิผลของแรงดันรูปคลื่นไซน์ จะเขียนสมการได้เป็น

$$V_{rms} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} v^2(t) dt}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
 &= \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} (V_p \sin \omega t)^2 dt} \\
 &= \frac{V_p}{\sqrt{2}} \\
 &= 0.707V_p
 \end{aligned} \tag{2.8}$$

ค่าประสิทธิภาพของกระแสรูปคลื่นไซน์ จะเขียนสมการได้เป็น



$$\begin{aligned}
 I_{rms} &= \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} i^2(t) dt} \\
 &= \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} (I_p \sin \omega t)^2 dt} \\
 &= \frac{I_p}{\sqrt{2}}
 \end{aligned} \tag{2.9}$$

### 2.3 ค่ากำลังงานปรากฏ

ค่ากำลังงานปรากฏคือ ค่ากำลังงานที่มากที่สุดที่แหล่งจ่ายสามารถจ่ายออกไปได้ เป็นกำลังไฟฟ้าที่ได้จากผลคูณค่าประสิทธิภาพผลแรงดันกับค่าประสิทธิภาพกระแส จะเขียนสมการได้เป็น

$$S = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} v^2(t) dt} \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} i^2(t) dt} = V_{rms} I_{rms} \tag{2.10}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 2.4 ค่ากำลังงานเฉลี่ย

ค่ากำลังงานเฉลี่ยคือ กำลังงานไฟฟ้าที่แท้จริงที่ทำให้เกิดกำลังงานขึ้นภายในวงจร ซึ่งเรียกว่า กำลังไฟฟ้าจริง ในการหาค่ากำลังงานเฉลี่ยของฟังก์ชันที่เป็นคาบ คือการอินทิกรัล (Integral) ของ ฟังก์ชันหนึ่งคาบเวลาหารด้วยหนึ่งคาบ นั่นคือกำลังงานเฉลี่ยของกำลังชั่วขณะหนึ่ง จะเขียนสมการ ได้เป็น

$$\begin{aligned}
 P_{av} &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} p(t) dt \\
 &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v(t)i(t) dt \\
 &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} (V_p \sin \omega t) \times (I_p \sin \omega t + \theta) dt \\
 &= \frac{V_p I_p}{2\pi} \int_0^{2\pi} (\sin \omega t) \times (\sin \omega t + \theta) dt \\
 &= \frac{V_p I_p}{2} \cos \theta
 \end{aligned} \tag{2.11}$$

## 2.5 ตัวประกอบกำลัง

ค่าตัวประกอบกำลังคือ ค่าที่แสดงความสามารถที่โหลดสามารถนำกำลังงานที่จ่ายจากแหล่งจ่ายไปใช้งานได้มากน้อยเพียงไร สามารถคำนวณได้โดยการนำสัญญาณที่ผ่านการหาค่ากำลังงานเฉลี่ยหารด้วยสัญญาณที่ผ่านการหาค่ากำลังงานปรากฏ จะเขียนสมการได้เป็น

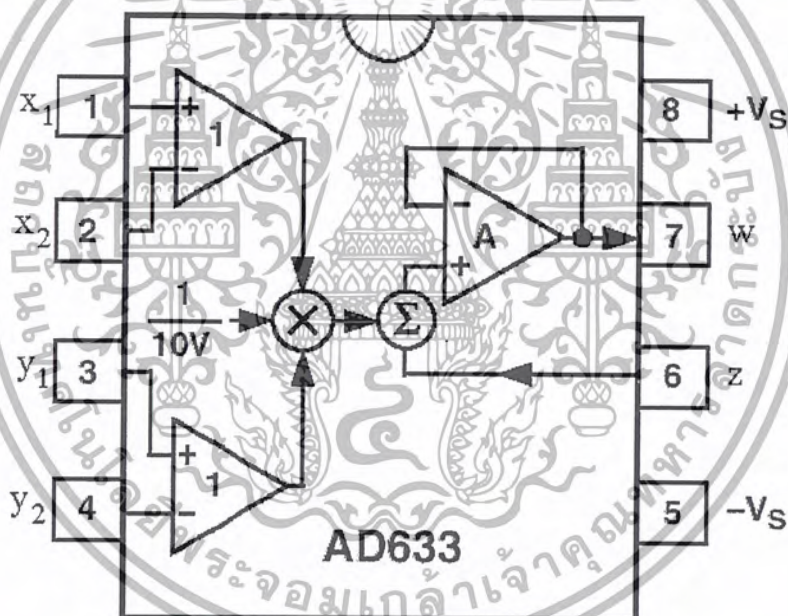
$$PF = \frac{P}{S} = \frac{P_{av}}{V_{rms} I_{rms}} = \cos \theta \tag{2.12}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### บทที่ 3

#### การออกแบบวงจร

โครงการนี้ได้ใช้ไอซีวงจรรคูณเบอร์ AD633 จากบริษัท Analog Devices จากการพิจารณาพบว่า มีลักษณะการใช้งานง่าย โครงสร้างภายในไม่ซับซ้อน AD633 เป็นวงจรรคูณสัญญาณอนาล็อกสี่ครอดแคว้น (4-quadrant) โดยให้แรงดันเอาต์พุตของวงจร เป็นสัดส่วนไปตามผลคูณของแรงดันอินพุตสองชุด คือ อินพุต x และ y มีค่าแรงดันอินพุตอิมพีแดนซ์สูงมาก แหล่งจ่ายไฟเลี้ยงที่ใช้อยู่ในช่วง  $\pm 8\text{ V}$  ถึง  $\pm 18\text{ V}$  สามารถปรับแต่งวงจรได้โดยไม่ต้องใช้อุปกรณ์จากภายนอก รายละเอียดภายในวงจรและการวางตำแหน่งขาของ AD633 แสดงได้ดังรูปที่ 3.1



รูปที่ 3.1 AD633 multiplier

แรงดันเอาต์พุตของ AD633 มีค่าโดยทั่วไปเท่ากับ

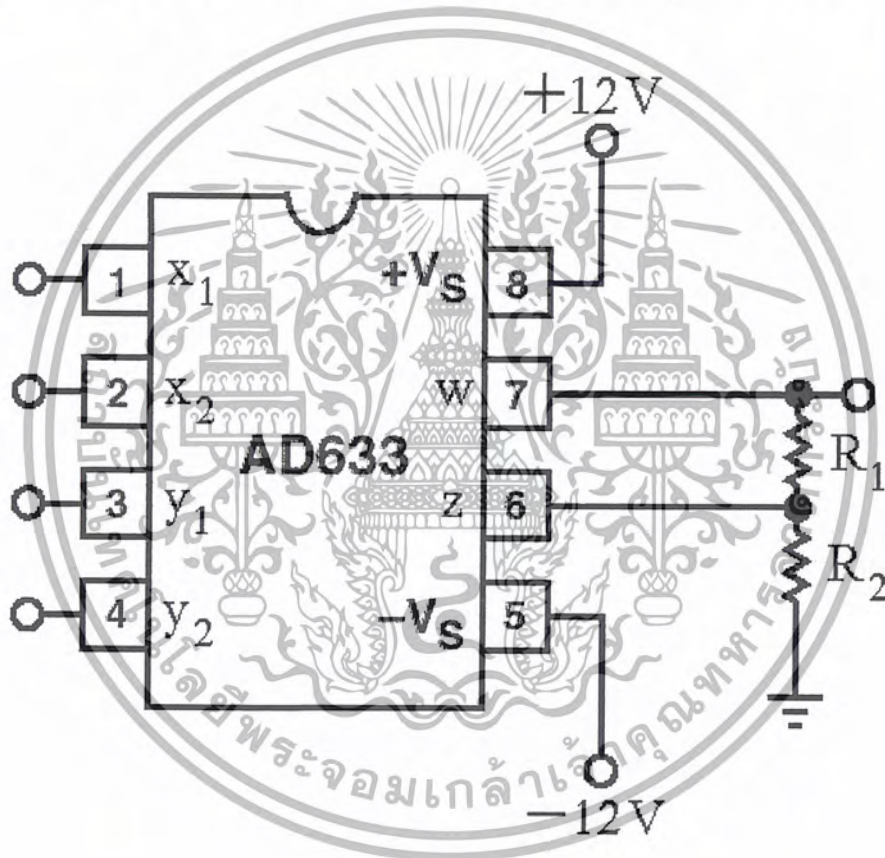
$$w = \left[ \frac{(x_1 - x_2)(y_1 - y_2)}{10} \right] + z \quad (3.1)$$

โดยที่  $V_{out}$  คือ แรงดันเอาต์พุตของ AD633 โดยวัดที่ขา w เทียบกราวด์ และค่าคงที่  $1/10$  คือ ค่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่ส่งมอบให้สำหรับการใช้งานเพียงอย่างเดียวเท่านั้น เมื่อผู้ซื้อได้ทราบและแจ้งรายละเอียดการดำเนินการ  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งเหมือนกับค่าไฟเลี้ยงทั่วไปที่ใช้ในออปแอมป์ ดังนั้น แรงดันอินพุตของวงจรที่ป้อนเข้าทางขา x หรือขา y นั้นควรมีค่าอยู่ในช่วงไม่เกิน +10 V หรือ -10 V เทียบกราวด์ ดังนั้นแรงดันเอาต์พุตของวงจรจึงแปรค่าไม่เกิน  $\pm 10$  V และทำให้ค่าแฟคเตอร์การคูณซึ่ง โดยทั่วไปมีค่าเป็นส่วนกลับของ พิกัดสูงสุดของแรงดันอินพุต หรือมีค่าประมาณ 1/10 V

เนื่องจากต้องการนำค่าจริงของการคูณไปเป็นอินพุตของวงจรกระทำทางคณิตศาสตร์อื่น จึงจัดการค่าจริงของค่า 1/10 ของเอาต์พุตด้วยการเพิ่มส่วน แฟคเตอร์ตัวแปร (Variable scale factor) ได้โดยการต่อ  $R_1$  เข้าที่ขา w กับขา z และ  $R_2$  เข้าที่ขา z กับกราวด์ มีการต่อดังรูปที่ 3.2



รูปที่ 3.2 การต่อเพิ่มส่วนแฟคเตอร์ตัวแปร

จะได้สมการเอาต์พุตของการทำเพิ่มส่วนแฟคเตอร์ตัวแปรมีค่าเท่ากับ

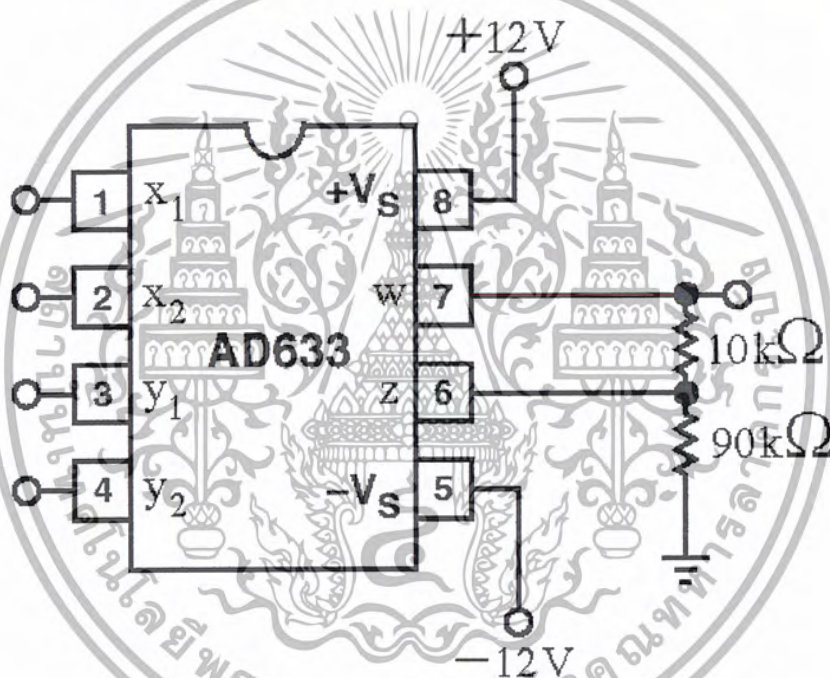
$$w = \left[ \frac{(x_1 - x_2)(y_1 - y_2)}{10} \right] \left[ \frac{R_1 + R_2}{R_1} \right] \quad (3.2)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เพื่อให้อัตราขยายเอาต์พุตมีค่า 10 เท่า โดยกำหนดให้  $R_1$  เท่ากับ  $10\text{k}\Omega$  และ  $R_2$  เท่ากับ  $90\text{k}\Omega$  ดังนั้นแล้วทำการแทนค่าลงในสมการที่ (3.2) จะได้

$$w = (x_1 - x_2)(y_1 - y_2) \quad (3.3)$$

ดังนั้นจากการแก้ไขส่วนต่างๆ ของวงจร จะได้วงจรคูณที่เป็นวงจรต้นแบบที่จะใช้ในวงจรวัดค่าต่างๆ ดังรูปที่ 3.3



รูปที่ 3.3 วงจรคูณที่เป็นวงจรต้นแบบ

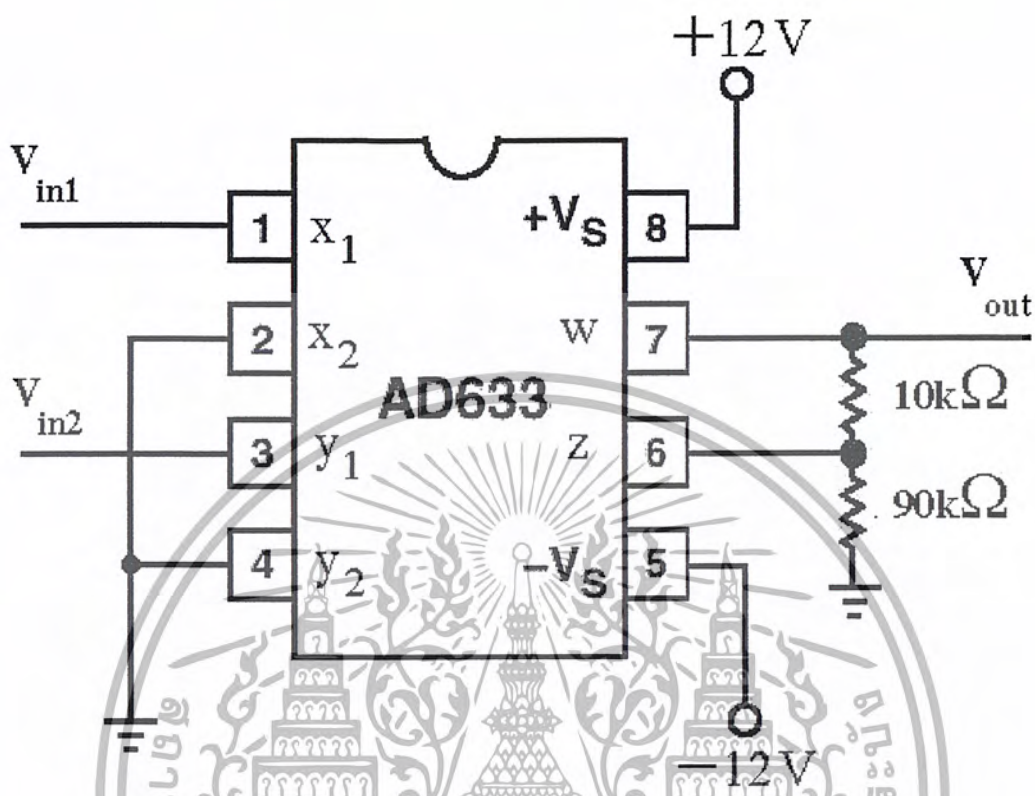
### 3.1 วงจรพื้นฐานต่างๆ

#### 3.1.1 วงจรคูณแรงดันไฟตรง

วงจรคูณแรงดันไฟตรง แสดงได้ดังรูปที่ 3.4 โดยการป้อนแรงดันอินพุต  $V_{in1}$  เข้าที่ขั้วอินพุต  $x_1$  และแรงดันอินพุต  $V_{in2}$  เข้าที่ขั้วอินพุต  $y_1$  ของวงจรดังรูป จะได้แรงดันเอาต์พุตของวงจรนี้มีค่าเท่ากับ

$$V_{out} = V_{in1} \times V_{in2} \quad (3.4)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.4 วงจรคูณแรงดันไฟฟ้าตรง

### 3.1.2 วงจรคูณแรงดันไฟฟ้าสลับ

เมื่อแรงดันอินพุตของวงจรเป็นสัญญาณไฟสลับแล้ว จะทำให้แรงดันเอาต์พุตของวงจร  $V_{out}$  ประกอบด้วยองค์ประกอบไฟตรงกับองค์ประกอบไฟสลับที่มีความถี่สองเท่าของความถี่อินพุต ซึ่งหาได้จากคุณสมบัติตรีโกณมิติ ดังนี้

จากความสัมพันธ์ของ

$$(\sin A)(\sin B) = \frac{1}{2} [\cos(A - B) - \cos(A + B)]$$

สำหรับสัญญาณที่มีความถี่เท่ากัน แต่มีมุมต่างเฟสระหว่างสัญญาณทั้งสอง โดยให้

$$A = \omega t + \theta \text{ สำหรับ } V_x \text{ และ } B = \omega t \text{ สำหรับ } V_y$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เพราะฉะนั้น

$$\begin{aligned} [\sin(\omega t + \theta)][\sin \omega t] &= \frac{1}{2} [\cos \theta - \cos(2\omega t + \theta)] \\ &= \frac{1}{2} [\text{dc term} + \text{double frequency term}] \end{aligned}$$

ดังนั้นจะได้แรงดันเอาต์พุตของวงจรนี้มีค่า

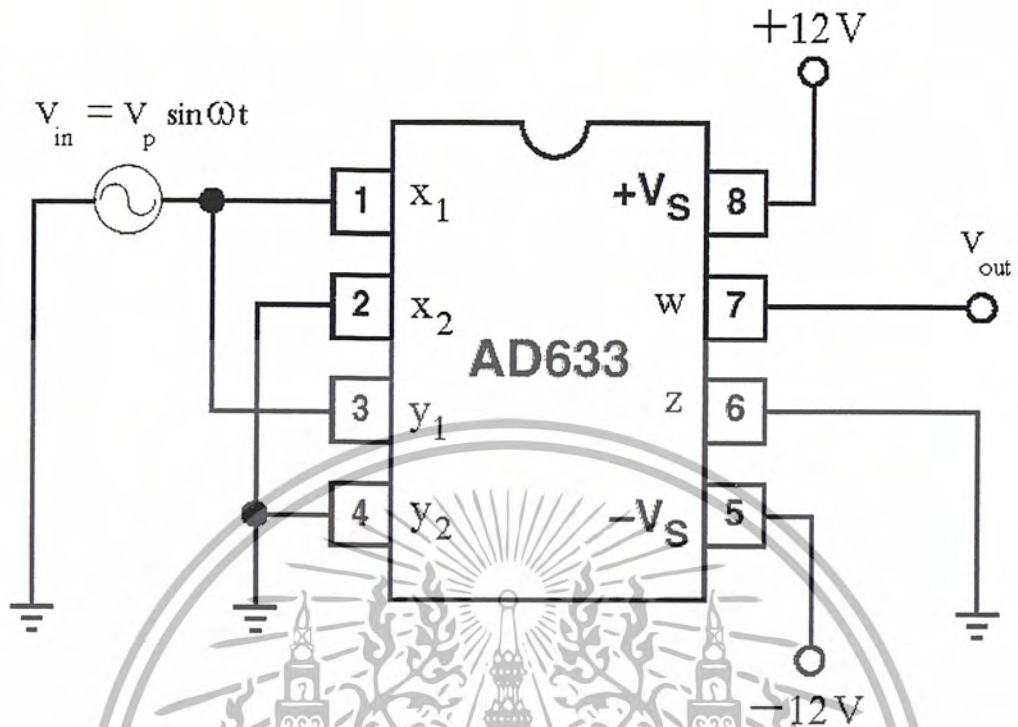
$$V_{\text{out}} = \frac{V_{xp} V_{yp}}{2} [\cos \theta - (\cos 2\omega t + \theta)] \quad (3.5)$$

### 3.1.3 วงจรยกกำลังสอง

วงจรคูณสัญญาณสามารถนำไปออกแบบเพื่อประยุกต์ในการยกกำลังสองของแรงดันไฟสลับ ดังแสดงได้ดังรูปที่ 3.5 ซึ่งกระทำได้โดยการป้อนแรงดันอินพุต  $V_{in}$  เข้าที่ขั้วอินพุต  $x_1$  และ  $y_1$  ทั้งสองของวงจร จะได้แรงดันเอาต์พุตของวงจรมีค่าเท่ากับ

$$\begin{aligned} V_{\text{out}} &= \frac{V_{in} V_{in}}{10} \\ &= \frac{V_{in}^2}{10} \\ &= \frac{(V_p \sin \omega t)^2}{10} \\ &= \frac{V_p^2 (\sin \omega t)^2}{10} \\ &= \frac{V_p^2 (1 - \cos 2\omega t)}{10 \cdot 2} \\ &= \frac{V_p^2}{20} (1 - \cos 2\omega t) \end{aligned} \quad (3.6)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.5 วงจรยกกำลังสอง

3.1.4 วงจรถอดรากที่สอง (Square root)

วงจรถอดรากที่สองแสดงได้ดังรูปที่ 3.6 ประกอบด้วยวงจรคูณที่ต่อเป็นส่วนป้อนกลับของออปแอมป์ และด้วยคุณสมบัติทางขงอินพุทของออปแอมป์ จึงทำให้กระแสที่ไหลผ่านความต้านทาน R มีค่าเท่ากับ

$$I = \frac{V_{in}}{R}$$

เนื่องจากความต้านทาน R เท่ากัน ดังนั้นจึงทำให้แรงดันเอาต์พุทของวงจรคูณ  $V_w$  มีค่าเท่ากับ

$$V_w = -V_{in}$$

และจากความสัมพันธ์ของแรงดันเอาต์พุทของวงจรคูณจากสมการที่ (3.1) จะได้

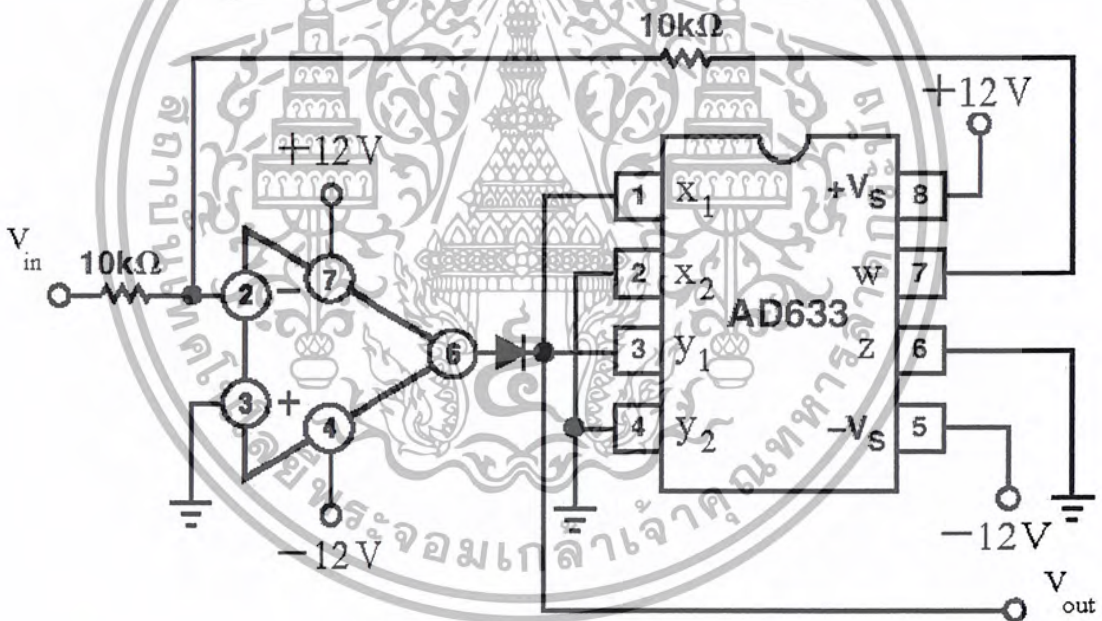
$$V_w = -V_{in} = \frac{V_{out}^2}{10}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และถ้า  $V_{in}$  เป็นแหล่งจ่ายไฟลบแล้ว ทำให้แรงดันเอาต์พุตของวงจรถอดรากที่  $V_{out}$  หาได้เป็น

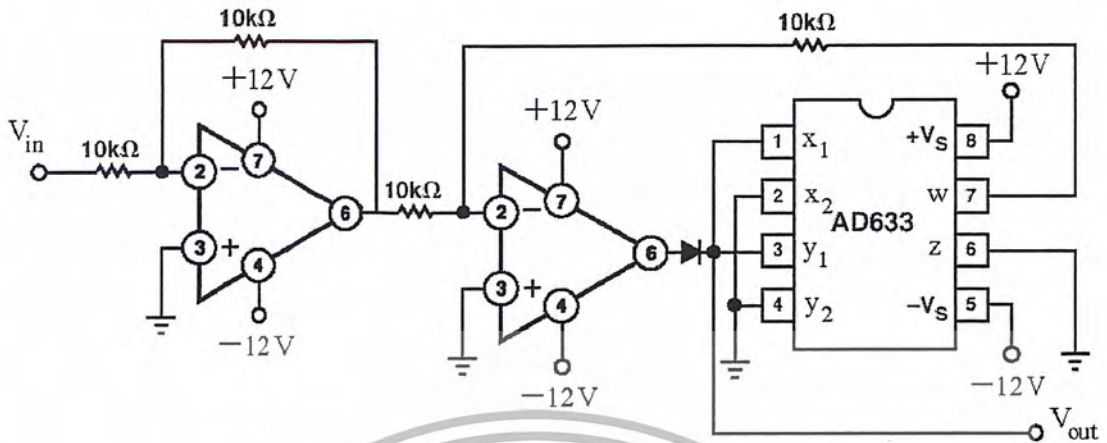
$$V_{out} = \sqrt{10V_{in}} \quad (3.7)$$

พบว่าแรงดันเอาต์พุตของวงจรมีค่าเท่ากับรากที่สองของสิบเท่าของแรงดันอินพุต โดยในกรณีนี้แรงดันอินพุต  $V_{in}$  ของวงจรถูกจำเป็นต้องมีค่าเป็นไฟลบเสมอ มิฉะนั้นแล้วจะทำให้ออปแอมป์เข้าสู่สภาวะอิ่มตัว (Saturate) ขณะที่ไดโอดทางด้านเอาต์พุตของออปแอมป์ต่อไว้เพื่อป้องกันออปแอมป์เข้าสู่สภาวะอิ่มตัวในกรณีที่  $V_{in}$  มีค่าเป็นบวก ไดโอดจะถูกไบอัสกลับ (Reverse bias) ทำให้หยุดนำกระแสเปิดวงจรทางด้านเอาต์พุตของออปแอมป์



รูปที่ 3.6 วงจรถอดรากที่สอง

เพื่อให้  $V_{in}$  เป็นแหล่งจ่ายไฟบวกนั้นสามารถต่อวงจรขยายสัญญาณแบบกลับเฟส (Inverting amplifier) เข้าทางด้านอินพุตของวงจรถอดรากที่สองได้ดังรูปที่ 3.7



รูปที่ 3.7 วงจรอครวาทที่สองที่ต่อวงจรมหาสัญญาณแบบกลับเฟส

### 3.1.5 วงจรหารสัญญาณอนาล็อก (Analog Division)

วงจรมหารสัญญาณอนาล็อกเป็นวงจรที่มีความสัมพันธ์ของสัญญาณเอาต์พุตของวงจรเป็นอัตราส่วนของสัญญาณอินพุตที่ป้อนให้กับวงจร วงจรมหารสัญญาณแสดงได้ดังรูปที่ 3.8 ประกอบด้วยวงจรมหาที่ต่อเป็นส่วนป้อนกลับของออปแอมป์และค้ำยคุณสมบัติทางขาอินพุตของออปแอมป์ จึงทำให้กระแส  $I$  ที่ไหลผ่านความต้านทาน  $R$  มีค่าเท่ากับ

$$I = \frac{V_{in}}{R}$$

เนื่องจากความต้านทาน  $R$  เท่ากัน ดังนั้นจึงทำให้แรงดันเอาต์พุตของวงจรมหา  $V_w$  มีค่าเท่ากับ

$$V_w = -V_{in}$$

และจากความสัมพันธ์ของแรงดันเอาต์พุตของวงจรมหา จากสมการที่ (3.2) จะได้

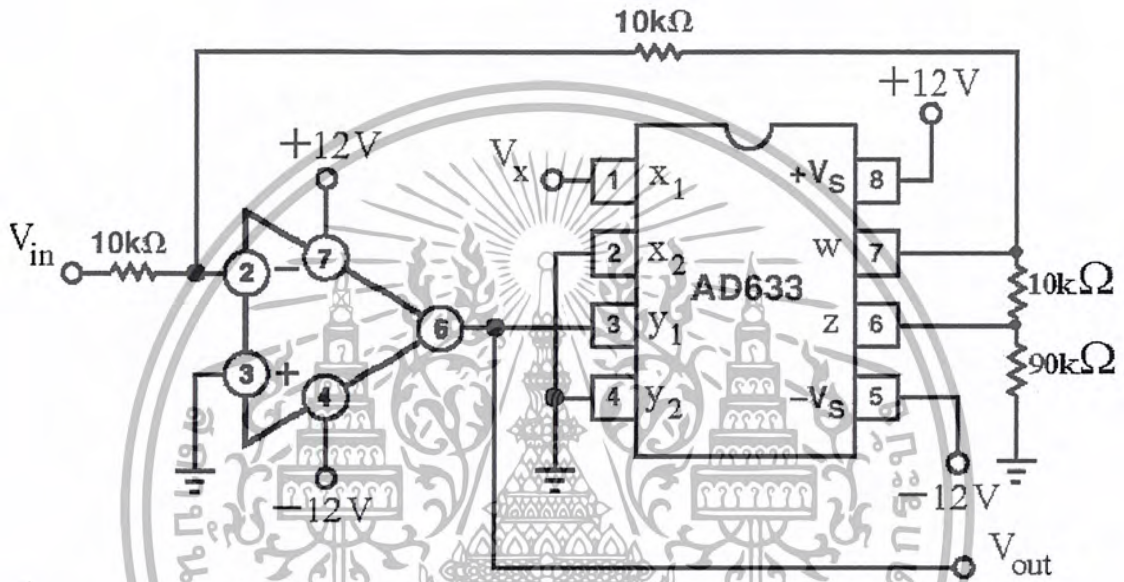
$$V_w = -V_{in} = V_x V_{out}$$

จัดสมการให้เพื่อหาค่าแรงดันเอาต์พุตของหารวงจรมหาสัญญาณ  $V_{out}$  ทำให้ได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

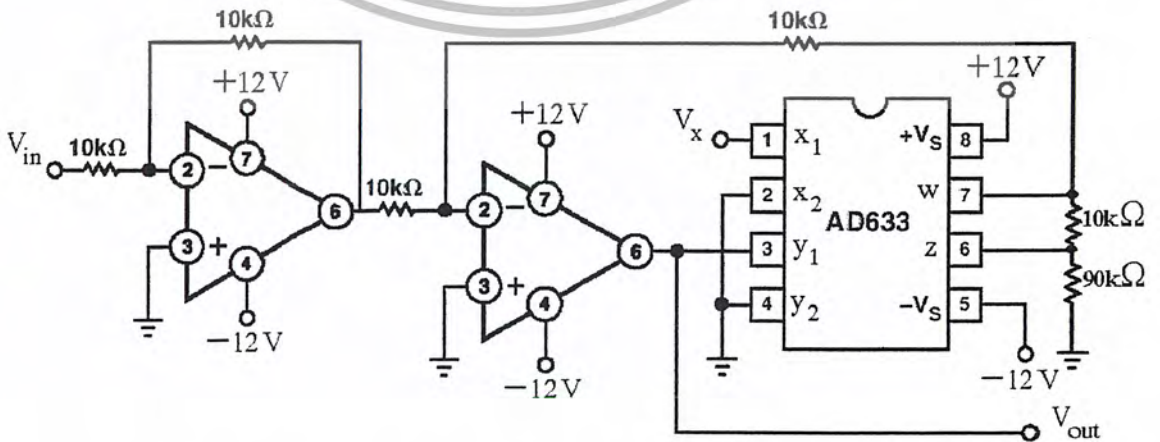
$$V_{out} = -\frac{V_{in}}{V_x} \tag{3.8}$$

โดยที่  $V_x$  ไม่ควรมีค่าเป็นลบ ทั้งนี้เนื่องจากจะทำให้อปแอมป์เข้าสู่ภาวะอิ่มตัว ขณะที่  $V_{in}$  นั้นสามารถเป็นไปได้ทั้งค่าบวกและลบและ 0V



รูปที่ 3.8 วงจรหารสัญญาณอนาล็อก

เมื่อ  $V_{in}$  มีค่าเป็นบวก ทำให้  $V_{out}$  มีค่าเป็นลบ ดังนั้นเพื่อให้  $V_{out}$  มีค่าเป็นบวก จึงต้องขยายสัญญาณแบบกลับเฟสเข้าทางด้านอินพุตของวงจร แสดงได้ดังรูปที่ 3.9



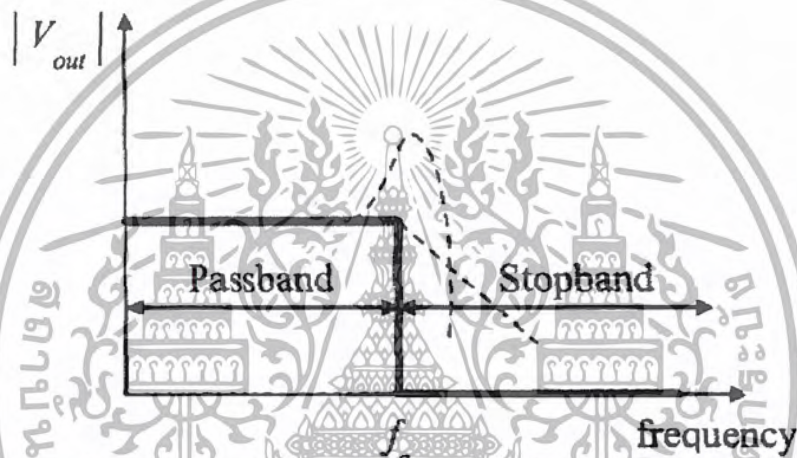
รูปที่ 3.9 วงจรหารสัญญาณอนาล็อกที่ต้องขยายสัญญาณแบบกลับเฟส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการศึกษาเท่านั้น และอยู่ภายใต้เงื่อนไขและข้อกำหนดการใช้งาน  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.1.6 วงจรกรองผ่านความถี่ต่ำ (Low-pass Filter)

วงจรกรองผ่านความถี่ต่ำ คือวงจรไฟฟ้าซึ่งออกแบบขึ้นเพื่อทำหน้าที่ส่งผ่านสัญญาณที่มีความถี่ต่ำในช่วงที่ต้องการ และทำการลดทอนสัญญาณที่มีความถี่นอกเหนือจากที่กำหนดไว้

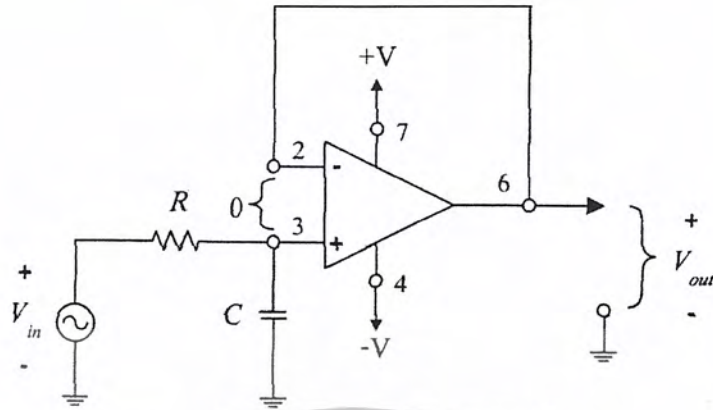
รูปที่ 3.10 แสดงถึงกราฟผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำ จะเห็นว่าคุณลักษณะของวงจรมีขนาดสัญญาณเอาต์พุตคงที่ตั้งแต่ความถี่ในช่วง dc จนถึงความถี่ตัด (Cutoff frequency,  $f_c$ ) เมื่อความถี่อินพุตที่มีค่ามากกว่าความถี่ตัด  $f_c$  แล้วสัญญาณเอาต์พุตของวงจรจะถูกลดทอนลงไปเรื่อยๆ



รูปที่ 3.10 กราฟผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำ

จากรูปที่ 3.10 กราฟผลตอบสนองเส้นทึบแสดงถึงผลตอบสนองทางความถี่ของขนาดสัญญาณเอาต์พุตของวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำในทางอุดมคติ ในขณะที่กราฟเส้นปะแสดงถึงผลตอบสนองความถี่ของวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำ ในทางปฏิบัติที่สามารถสังเคราะห์ขึ้นได้ นอกจากนี้ ช่วงของความถี่ที่มีการส่งผ่านสัญญาณไปยังเอาต์พุตของวงจร เรียกว่า “แถบผ่าน (pass band)” และช่วงของความถี่ที่มีการลดทอนสัญญาณ เรียกว่า “แถบหยุด (stop band)” ความถี่ตัด  $f_c$  คือตำแหน่งที่ขนาดสัญญาณเอาต์พุตของวงจรมีลดลงประมาณ  $-3$  เดซิเบล (decibel, dB) มีค่าเท่ากับ  $0.707$  เท่า ดังนั้นในบางครั้งค่าความถี่ตัด  $f_c$  นี้ จึงสามารถเรียกชื่ออื่นได้อีก เช่น ความถี่  $-3$  dB หรือความถี่  $0.707$  หรือความถี่เชิงมุม (corner frequency)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.11 วงจรกรองผ่านความถี่ต่ำ

วงจรกรองผ่านความถี่ต่ำแสดงได้ดังรูปที่ 3.11 ประกอบด้วยโครงข่าย RC และวงจรออปแอมป์ ซึ่งถือเป็นวงจรบัพเฟออร์ ดังนั้นแรงดันไฟสลับตกคร่อม C จึงมีค่าประมาณแรงดันเอาต์พุต  $V_{out}$  ของวงจร อาศัยกฎแบ่งแรงดันค้นหาค่าแรงดันตกคร่อม C จะได้ว่าเท่ากับ

$$V_{out} = \frac{j\omega C}{R + \frac{1}{j\omega C}} \quad (3.9)$$

โดยที่  $\omega$  คือความถี่ของแรงดันอินพุต  $V_{in}$  ในหน่วยของเรเดียนต่อวินาที (radian per second, rad/s) มีค่าเท่ากับ  $2\pi f$  และ  $j$  คือค่าจินตภาพมีค่าเท่ากับ  $\sqrt{-1}$  จากสมการที่ (3.9) นำมาเขียนใหม่ในรูปของอัตราขยายแรงดันลูปปิด  $A_{CL}$  (closed-loop voltage gain) ของวงจร จะได้เป็น

$$A_{CL} = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{1 + j\omega C} \quad (3.10)$$

หากนำการพิจารณาผลตอบสนองทางความถี่ของอัตราขยายแรงดันลูปปิด  $A_{CL}$  จากสมการที่ (3.10) จะได้ว่า

$$\left| A_{CL} \right|_{dB} = 20 \log \left| \frac{1}{j\omega C} \right| = -20 \log(\omega RC)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ณ ที่ความถี่มีค่าเท่ากับความถี่ตัด ( $\omega = \omega_c$ ) จะทำให้ได้ความสัมพันธ์ของ  $|A_{CL}|$  เป็นดังนี้คือ

$$\left| A_{CL} \right|_{dB} = 20 \log(\omega_c RC) = 0 \text{ dB}$$

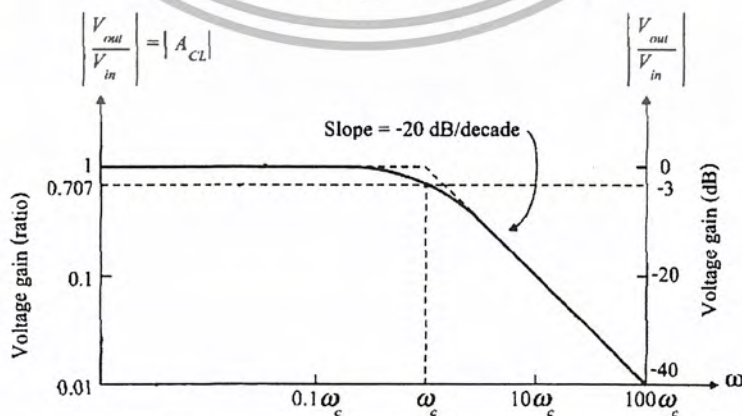
ทำการใส่แอนติลอคทั้งสองข้าง ทำให้ได้ความถี่ตัด  $\omega_c$  ของวงจรมีค่าเท่ากับ

$$\omega_c RC = 1$$

$$\omega_c = \frac{1}{RC}$$

(3.11)

โดยที่  $\omega_c$  คือค่าความถี่ตัดมีหน่วยเป็น rad/s ดังนั้นผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำจึงแสดงได้ดังรูปที่ 3.12 ซึ่งจะเห็นว่า ณ ที่ความถี่ต่ำจะได้ขนาดของ  $|A_{CL}|$  เท่ากับ 1 หรือ 0dB และเมื่อความถี่มีค่าเท่ากับความถี่ตัด  $\omega_c$  ขนาดของ  $|A_{CL}|$  จะมีค่าเท่ากับ 0.707 หรือ -3 dB หลังจากนั้นเมื่อความถี่แปรค่าสูงขึ้น ผลตอบสนองเมื่อความถี่แปรค่าสูงขึ้น ผลตอบสนองของวงจรจะมีอัตราการเปลี่ยนแปลงเป็น -20dB/decade



รูปที่ 3.12 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

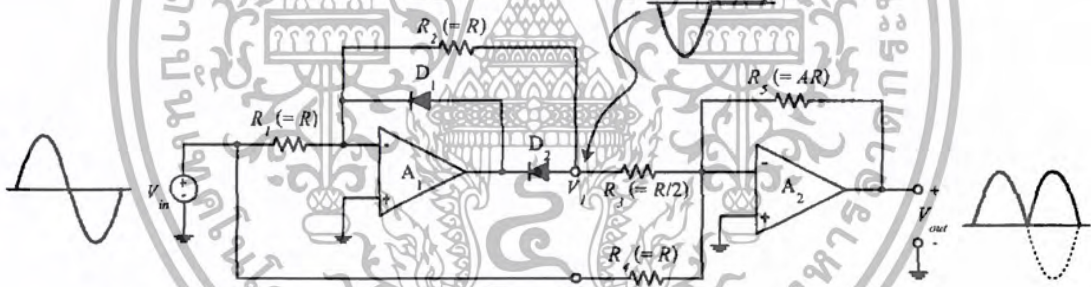
การออกแบบวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำ จะได้ขั้นตอนดังนี้

1. เลือกค่าความถี่ตัด  $\omega_c$  ของวงจร
2. ทำการเลือกค่า  $C$  ที่ใช้ในวงจร ซึ่งโดยทั่วไปควรมีค่าอยู่ในช่วง  $0.001 \mu\text{F}$  ถึง  $0.1 \mu\text{F}$
3. คำนวณหาค่า  $R$  ที่ต้องใช้จากสมการ  $R = \frac{1}{\omega_c C}$

ดังนั้นจึงเลือกค่าความถี่ตัด  $\omega_c$  เท่ากับ  $10 \text{ rad/s}$  เพื่อให้ขนาดของสัญญาณเอาต์พุตผ่านเฉพาะความถี่ในช่วง dc เท่านั้น โดยกำหนดให้ค่า  $C$  ที่ใช้ในวงจรมีค่าเท่ากับ  $0.1 \mu\text{F}$  แล้วค่า  $R$  เท่ากับ  $1 \text{ M}\Omega$

### 3.1.7 วงจรเรียงกระแสเต็มลูกคลื่น (Full-wave rectifiers)

วงจรเรียงกระแสเต็มลูกคลื่น จะทำหน้าที่เปลี่ยนสัญญาณไฟฟ้ากระแสสลับ (ac signal) ให้เป็นสัญญาณไฟฟ้ากระแสตรง (dc signal) ซึ่งแสดงได้ดังรูปที่ 3.13



รูปที่ 3.13 วงจรเรียงกระแสเต็มลูกคลื่น

ประกอบด้วยวงจรเรียงกระแสครึ่งลูกคลื่น  $A_1$  และวงจรรวมสัญญาณ  $A_2$  การทำงานอธิบายได้ดังนี้คือ เมื่อแรงดันอินพุตของวงจร  $V_{in}$  มีค่าเป็นลบ จะทำให้แรงดันเอาต์พุตของ  $A_1$  มีค่าเป็นศูนย์ ( $V_1 = 0$ ) แต่ถ้า  $V_{in}$  มีค่าเป็นบวก แรงดันเอาต์พุตของ  $A_1$  จะมีค่าเท่ากับ  $V_1 = -(R_2/R_1) V_{in}$  และเนื่องจากการทำงานของวงจรรวมสัญญาณ  $A_2$  จะได้  $V_{out} = -(R_5/R_4)V_{in} - (R_5/R_3)V_1$  ดังนั้นผลการทำงานของวงจรจึงสรุปได้เป็น

$$V_{out} = -A_n V_{in} \quad ; \quad V_{in} < 0 \text{ V}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และ

$$V_{out} = A_p V_{in} \quad ; V_{in} > 0 V$$

โดยที่

$$A_n = \frac{R_5}{R_4}$$

$$A_p = \frac{R_2 R_5}{R_1 R_3}$$

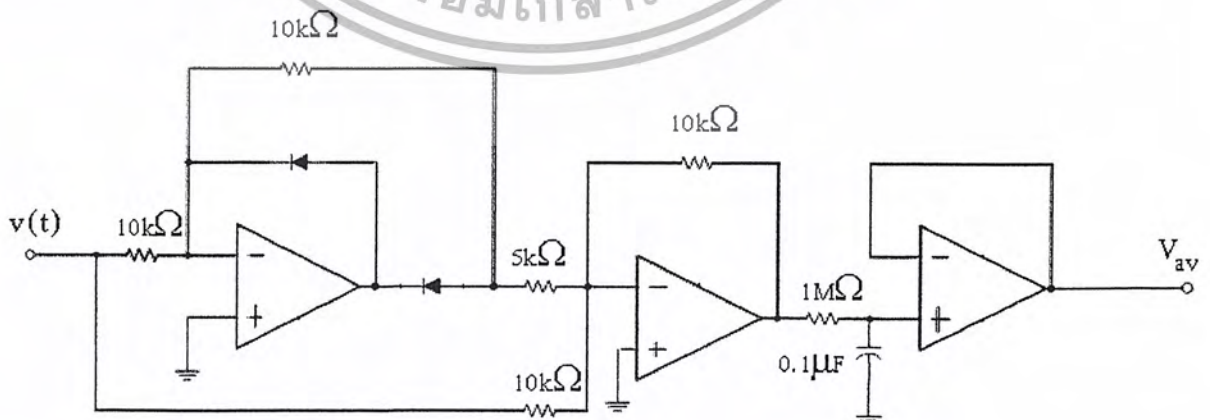
ถ้ากำหนดให้  $A_p = A_n = A$  แล้ว แรงดันเอาต์พุตของวงจรจะถูกขยายด้วยอัตราขยายสัญญาณที่เท่ากัน หรือนั่นคือ  $V_{out} = -A_n V_{in}$  เมื่อ  $V_{in} < 0 V$  และ  $V_{out} = A_p V_{in}$  เมื่อ  $V_{in} > 0 V$  ซึ่งทำให้

$$V_{out} = A |V_{in}| \quad (3.12)$$

สมการที่ (3.12) เกิดขึ้นได้ก็ต่อเมื่อ  $R_1 = R_2 = R_4 = R$ ,  $R_3 = R/2$  และ  $R_5 = AR$  ดังนั้นในที่นี้อัตราขยายสัญญาณของวงจรให้เท่ากับหนึ่ง และค่า  $R$  เท่ากับ  $10K\Omega$

### 3.2 วงจรหาค่าเฉลี่ย

ในการสร้างวงจรหาค่าเฉลี่ยของรูปคลื่นขานนั้น ผ่านวงจรเรียงกระแสเต็มลูกคลื่น เพื่อเป็นการหาค่าเฉลี่ยตลอด 1 คาบเวลา และผ่านวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำ แสดงได้ดังรูปที่ 3.14

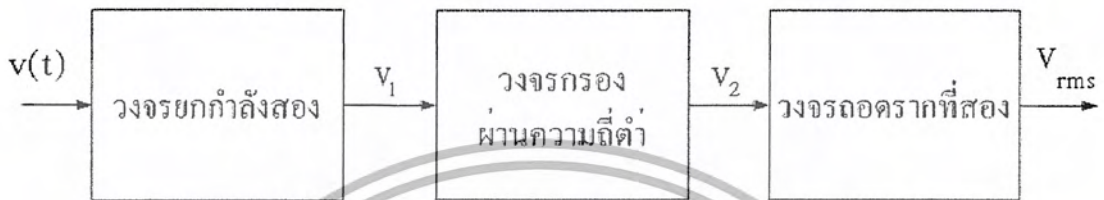


รูปที่ 3.14 วงจรหาค่าเฉลี่ย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาด้านนี้ ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.3 วงจรหาค่าประสิทธิภาพ

ในการสร้างวงจรหาค่าประสิทธิภาพ สามารถทำได้โดยการนำสัญญาณผ่านวงจรยกกำลังสอง ไฟสลับผ่านวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำ และสุดท้ายผ่านวงจรลดครากที่สอง แสดงแผนภาพประกอบการอธิบายได้ดังรูปที่ 3.15



รูปที่ 3.15 การหาค่าประสิทธิภาพ

เมื่อผ่านวงจรยกกำลังสอง  $V_1$  จะเท่ากับ

$$V_1 = \frac{V^2}{20} (1 - \cos 2\omega t)$$

และเมื่อผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำ จะเหลือเฉพาะเทอมขององค์ประกอบไฟตรง ซึ่งจะได้

$$V_2 = \frac{V^2}{20}$$

สุดท้ายเมื่อผ่านวงจรลดครากที่สอง

$$V_{\text{rms}} = \sqrt{10V_2}$$

$$= \sqrt{\frac{10V^2}{20}}$$

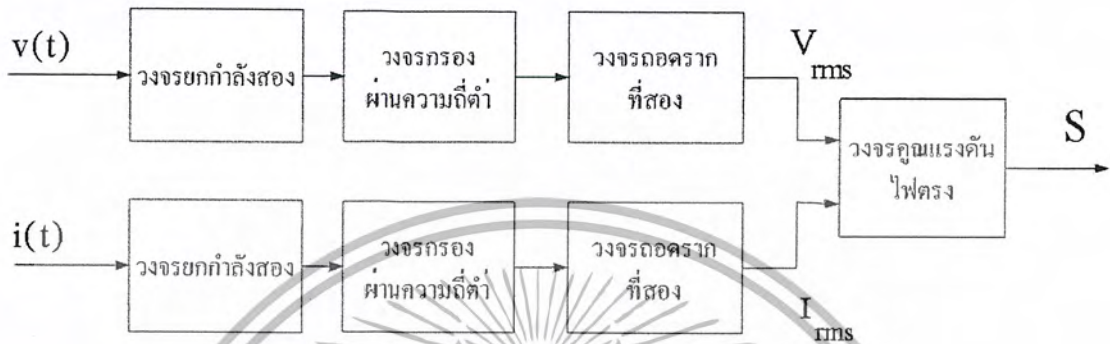
$$= \frac{V}{\sqrt{2}}$$

(3.13)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.4 วงจรหาค่ากำลังงานปรากฏ

การสร้างวงจรหาค่ากำลังงานปรากฏ สามารถทำได้โดยการนำค่าประสิทธิผลของแรงดันคูณกับค่าประสิทธิผลกระแส แสดงแผนภาพประกอบการอธิบายได้ดังรูปที่ 3.16



รูปที่ 3.16 การหาค่ากำลังงานปรากฏ

เมื่อสัญญาณ  $v(t)$  ผ่านวงจรรยกกำลังสอง วงจรกรองผ่านความถี่ต่ำ และวงจรลดครากที่สองจะเท่ากับ

$$V_{\text{rms}} = \frac{V_p}{\sqrt{2}}$$

เมื่อสัญญาณ  $i(t)$  ผ่านวงจรรยกกำลังสอง วงจรกรองผ่านความถี่ต่ำ และวงจรลดครากที่สองจะเท่ากับ

$$I_{\text{rms}} = \frac{I_p}{\sqrt{2}}$$

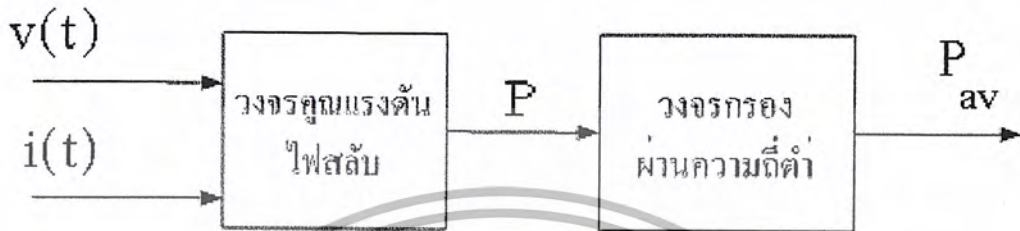
เมื่อสัญญาณ  $V_{\text{rms}}$  และสัญญาณ  $I_{\text{rms}}$  ผ่านวงจรมหาคูณแรงดันไฟตรง จะเท่ากับ

$$\begin{aligned} S &= V_{\text{rms}} I_{\text{rms}} \\ &= \frac{V_p}{\sqrt{2}} \frac{I_p}{\sqrt{2}} \\ &= \frac{V_p I_p}{2} \end{aligned} \tag{3.14}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.5 วงจรหาค่ากำลังงานเฉลี่ย

การสร้างวงจรหาค่ากำลังงานเฉลี่ย สามารถหาได้โดยการนำสัญญาณผ่านวงจรคูณแรงดันไฟสลับ และผ่านวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำ แสดงแผนภาพประกอบการอธิบายได้ดังรูปที่ 3.17



รูปที่ 3.17 การหาค่ากำลังงานเฉลี่ย

เมื่อผ่านวงจรคูณแรงดันไฟสลับ

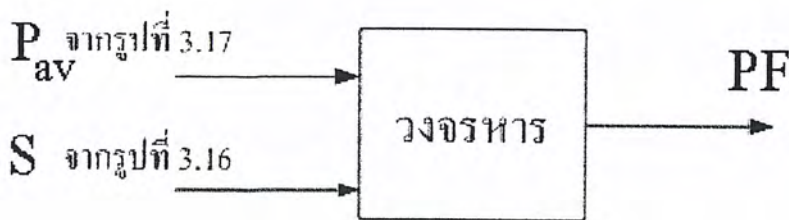
$$P = \frac{V_p I_p}{2} [\cos \theta - (\cos 2\omega t + \theta)]$$

และเมื่อผ่านวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำ จะเหลือเฉพาะเทอมขององค์ประกอบไฟตรง ซึ่งจะได้

$$P_{av} = \frac{V_p I_p \cos \theta}{2} \tag{3.15}$$

### 3.6 วงจรหาค่าตัวประกอบกำลัง

การสร้างวงจรหาค่าตัวประกอบกำลัง สามารถหาได้โดยการนำสัญญาณที่ผ่านวงจรหาค่ากำลังงานเฉลี่ยหารด้วยสัญญาณที่ผ่านวงจรหาค่ากำลังงานปรากฏ แสดงแผนภาพประกอบการอธิบายได้ดังรูปที่ 3.18



รูปที่ 3.18 การหาค่าตัวประกอบกำลัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับบริการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อสัญญาณ  $P_{av}$  จากรูปที่ 3.17 และสัญญาณ  $S$  จากรูปที่ 3.16 ผ่านวงจรหารทำให้สัญญาณเอาต์พุตมีค่าเท่ากับ

$$\begin{aligned} PF &= \frac{P_{av}}{S} \\ &= \frac{\frac{V_p I_p}{2} \cos \theta}{\frac{V_p I_p}{2}} \\ &= \cos \theta \end{aligned}$$

(3.16)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 4

### การทดลองและผลการทดลอง

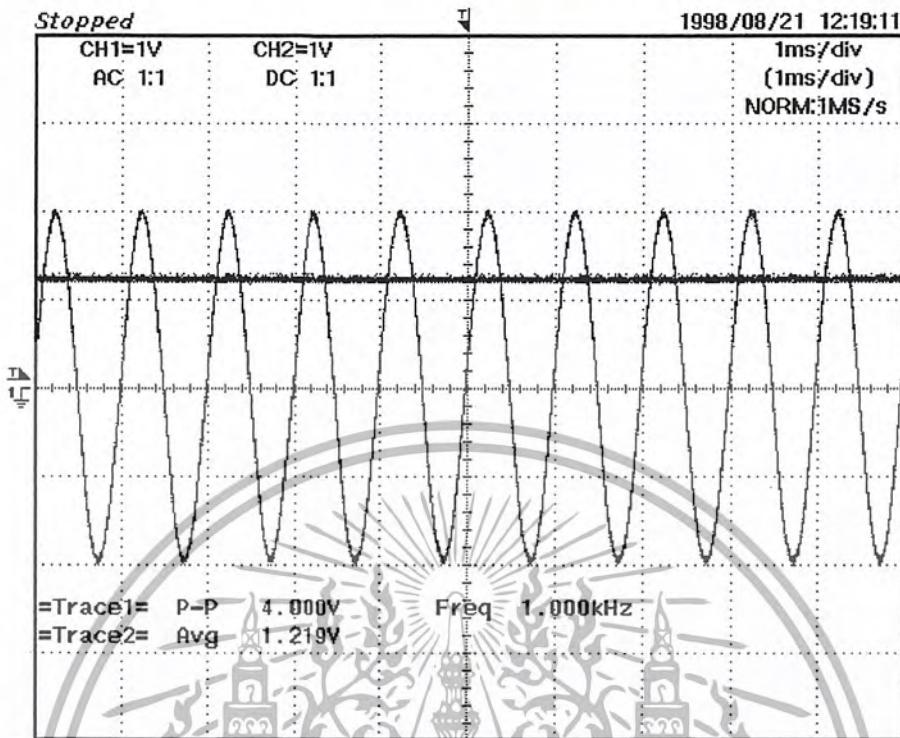
#### 4.1 การทดลองหาค่าเฉลี่ย

กำหนดให้ป้อนแรงดันไฟฟ้ารูปคลื่นไซน์ที่มีความถี่ 1 kHz และแอมพลิจูด 1 ถึง 10V แล้วทำการวัด  $V_{out}$  ด้วยเครื่องวัดไฟฟ้ากระแสตรง จะได้ผลการทดลองดังตารางที่ 4.1

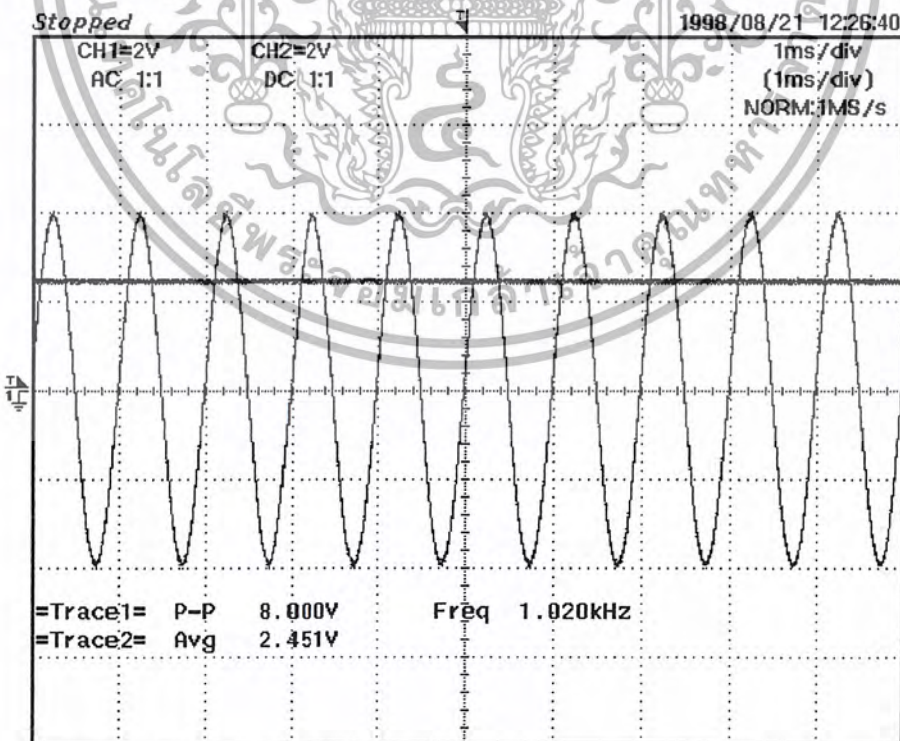
ตารางที่ 4.1 ผลการทดลองหาค่าเฉลี่ย

ขนาดของสัญญาณ (Vp)	ผลการทดลอง (V)	การคำนวณ (V)	ค่าผิดพลาด %
1	0.619	0.636	2.673
2	1.219	1.272	4.167
3	1.872	1.908	1.887
4	2.451	2.544	3.656
5	3.101	3.180	2.484
6	3.671	3.816	3.800
7	4.367	4.452	1.909
8	4.960	5.088	2.516
9	5.598	5.724	2.201
10	6.150	6.360	3.302

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.1 ผลการทดลองหาค่าเฉลี่ยเมื่อป้อนแรงดัน 2 V



รูปที่ 4.2 ผลการทดลองหาค่าเฉลี่ยเมื่อป้อนแรงดัน 4 V

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

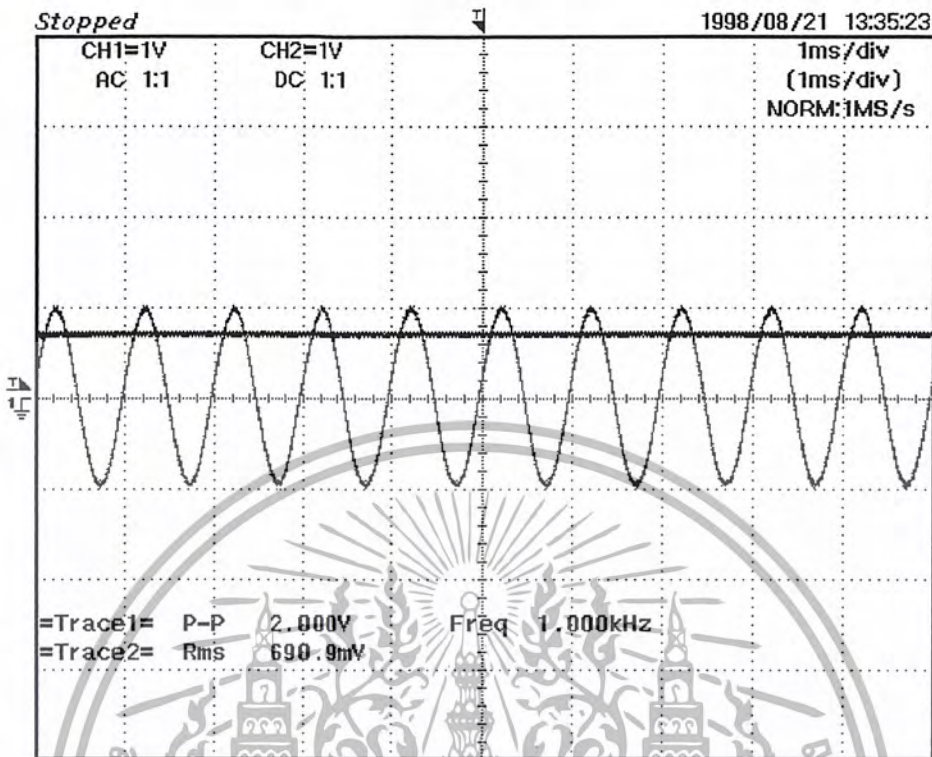
#### 4.2 การทดลองหาค่าประสิทธิผล

กำหนดให้ป้อนแรงดันไฟฟ้ารูปคลื่นซายน์ที่มีความถี่ 1 kHz และแอมพลิจูด 1 ถึง 10V แล้วทำการวัด  $V_{out}$  ด้วยเครื่องวัดไฟฟ้ากระแสตรง จะได้ผลการทดลองดังตารางที่ 4.2

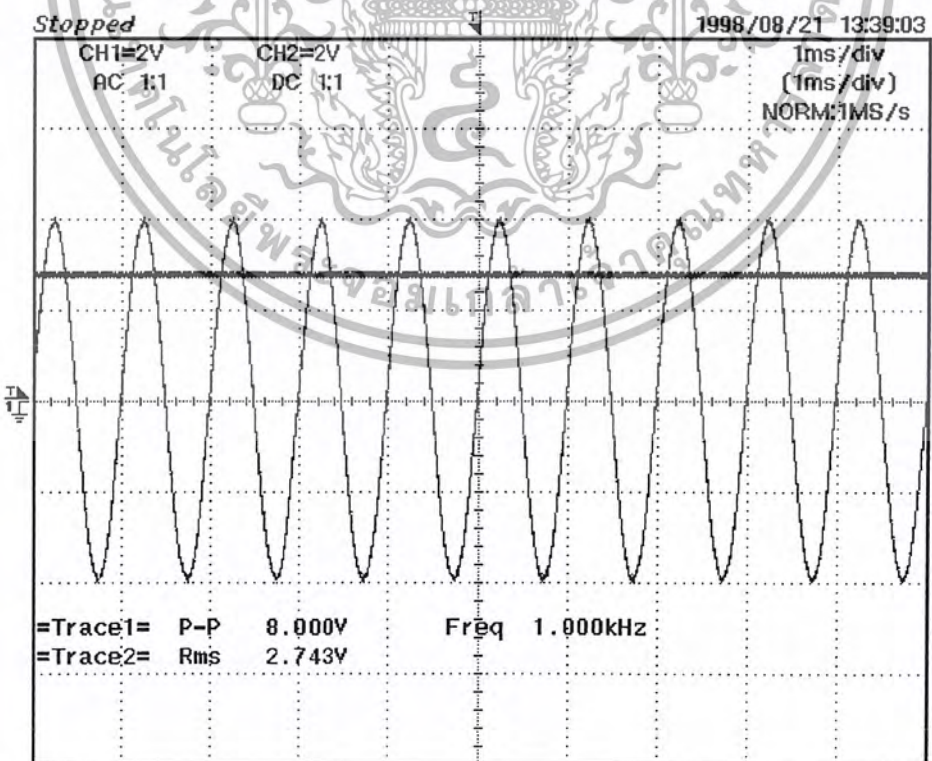
ตารางที่ 4.2 ผลการทดลองหาค่าประสิทธิผล

ขนาดของสัญญาณ (Vp)	ผลการทดลอง (V)	การคำนวณ (V)	ค่าผิดพลาด %
1	0.690	0.707	2.405
2	1.390	1.414	1.697
3	2.085	2.121	1.933
4	2.743	2.828	3.006
5	3.339	3.535	5.545
6	4.132	4.242	2.593
7	4.797	4.949	3.071
8	5.505	5.656	2.670
9	6.125	6.363	3.740
10	6.709	7.070	5.106

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.3 ผลการทดลองหาค่าประสิทธิภาพเมื่อป้อนแรงดัน 1 V



รูปที่ 4.4 ผลการทดลองหาค่าประสิทธิภาพเมื่อป้อนแรงดัน 4 V

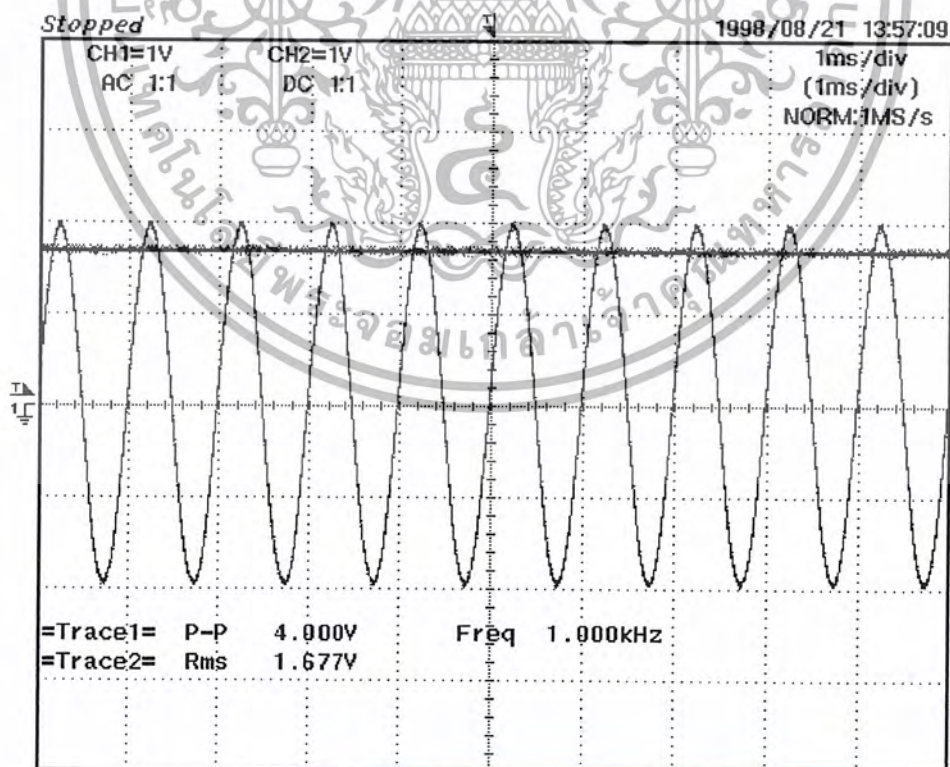
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 4.3 การทดลองหาค่ากำลังงานปรากฏ

กำหนดให้ป้อนแรงดันไฟฟ้ารูปคลื่นไซน์ที่มีความถี่ 1 kHz และแอมพลิจูด 1 ถึง 5V แล้วทำการวัด  $V_{out}$  ด้วยเครื่องวัดไฟฟ้ากระแสตรง จะได้ผลการทดลองดังตารางที่ 4.3

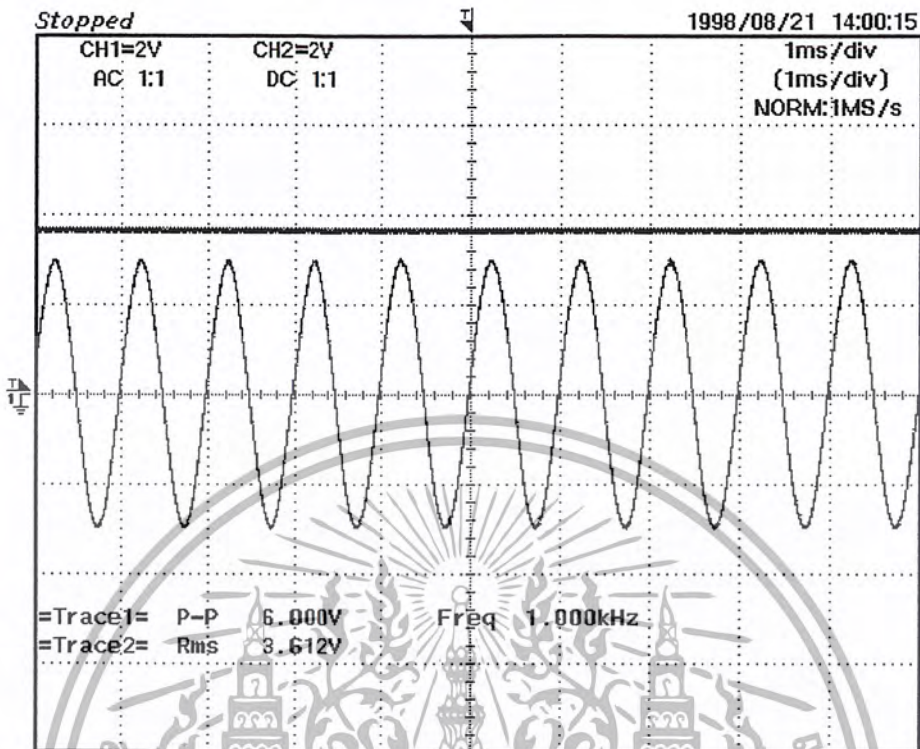
ตารางที่ 4.3 ผลการทดลองหาค่ากำลังงานปรากฏ

ขนาดของสัญญาณ		ผลการทดลอง (V)	การคำนวณ (V)	ค่าผิดพลาด %
$V_p$ (V)	$I_p$ (mA)			
1	1	0.460	0.500	8.000
2	2	1.677	2.000	16.150
3	3	3.612	4.500	19.733
4	4	6.201	8.000	22.488
5	5	6.849	12.500	45.208

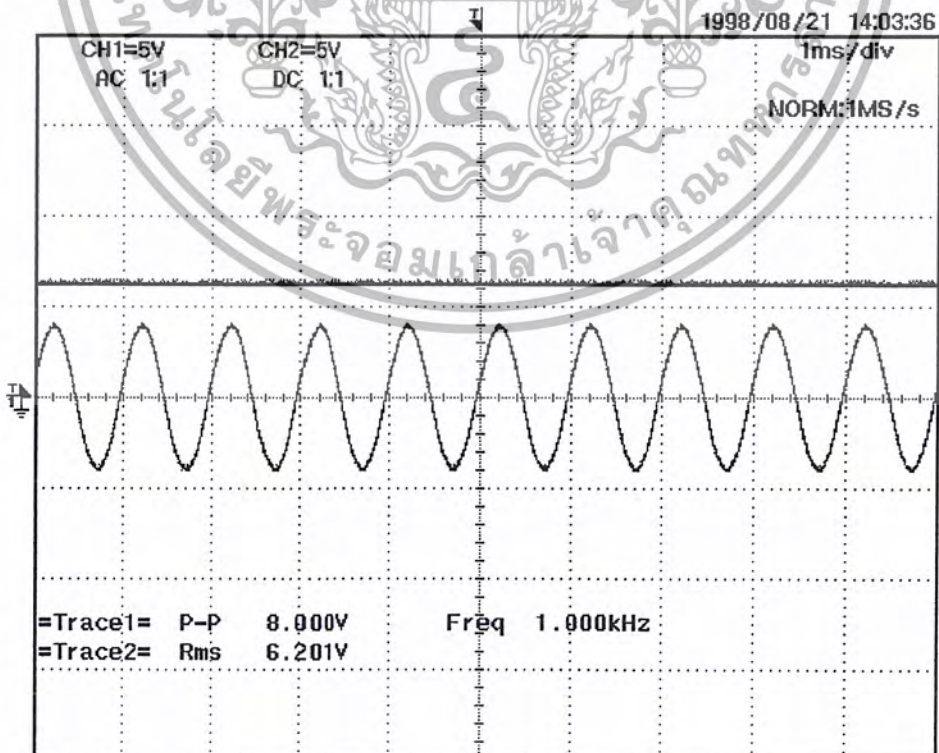


รูปที่ 4.5 ผลการทดลองหาค่ากำลังงานปรากฏเมื่อป้อนแรงดัน 2 V

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.6 ผลการทดลองหาค่ากำลังงานปรากฏเมื่อป้อนแรงดัน 3 V



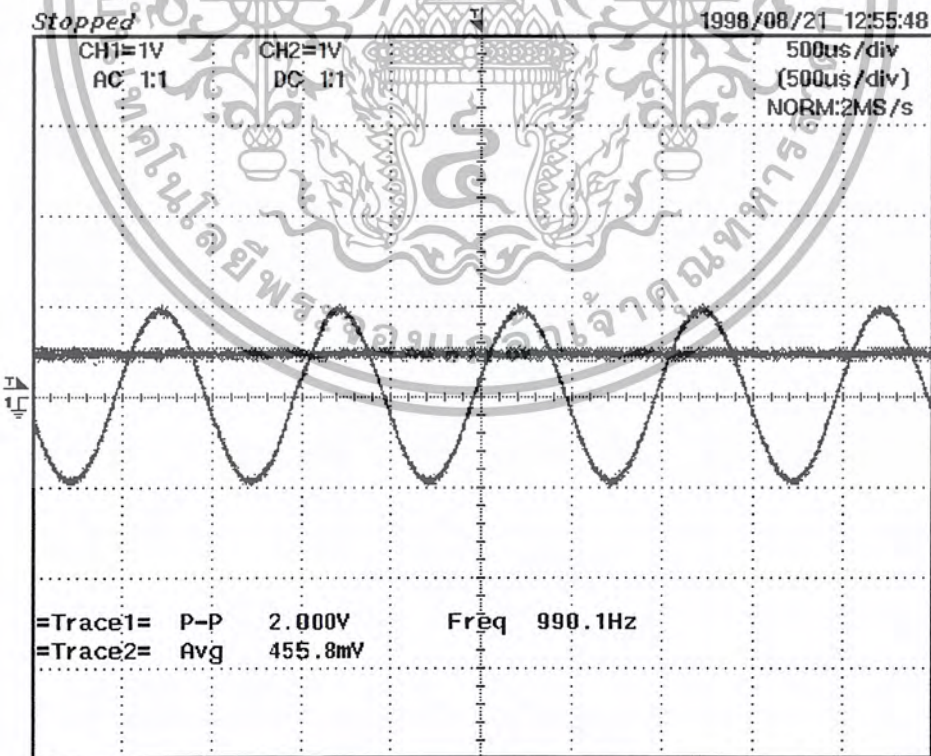
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์โดยมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
รูปที่ 4.7 ผลการทดลองหาค่ากำลังงานปรากฏเมื่อป้อนแรงดัน 4 V ใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 4.4 การทดลองหาค่ากำลังงานเฉลี่ย

กำหนดให้ป้อนแรงดันไฟฟ้ารูปคลื่นไซน์ที่มีความถี่ 1 kHz และแอมพลิจูด 1 ถึง 3 V แล้วทำการวัด  $V_{out}$  ด้วยเครื่องวัดไฟฟ้ากระแสตรง จะได้ผลการทดลองดังตารางที่ 4.4

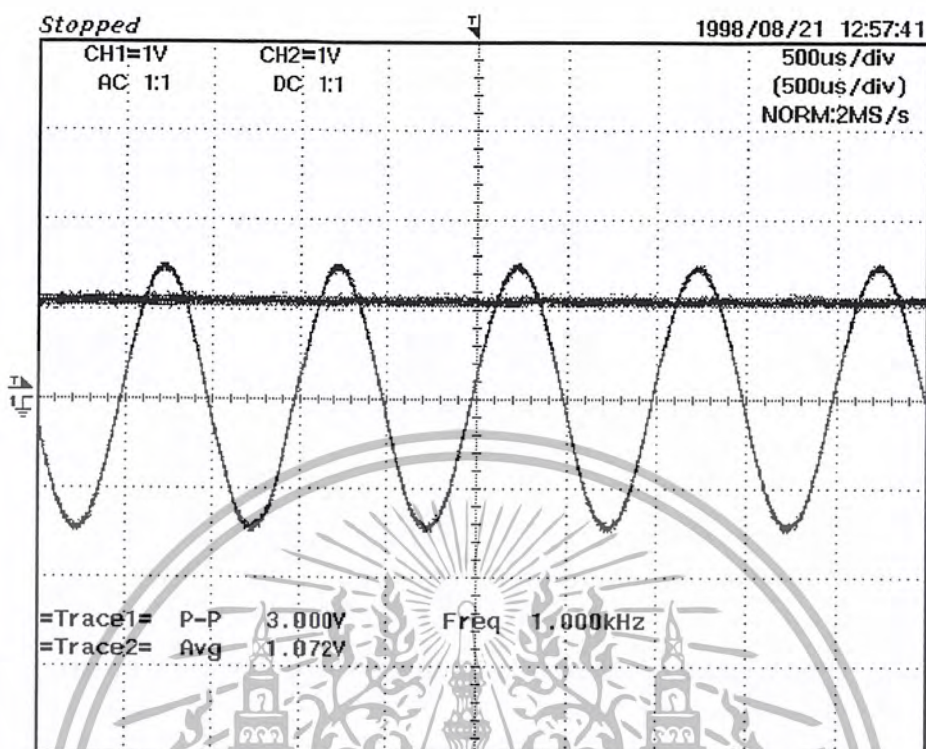
ตารางที่ 4.4 ผลการทดลองหาค่ากำลังงานเฉลี่ย

ขนาดของสัญญาณ		ผลการทดลอง (V)	การคำนวณ (V)	ค่าผิดพลาด %
$V_p$ (V)	$I_p$ (mA)			
1	1	0.455	0.500	9.000
1.5	1.5	1.072	1.125	4.711
2	2	1.978	2.000	1.100
2.5	2.5	3.109	3.125	0.512
3	3	4.393	4.500	2.378

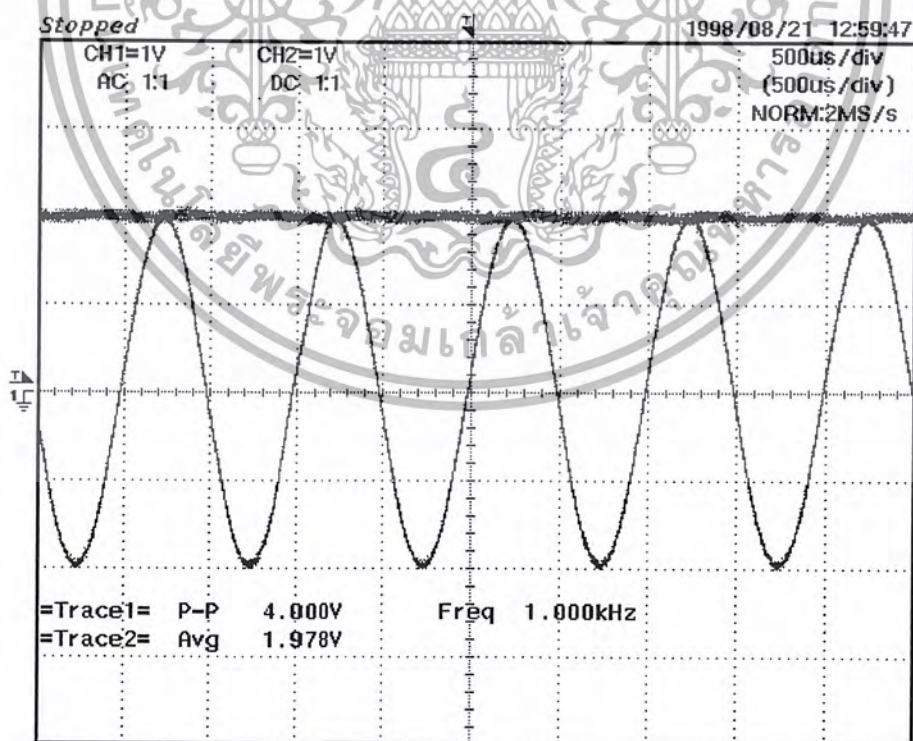


รูปที่ 4.8 ผลการทดลองหาค่ากำลังงานเฉลี่ยเมื่อป้อนแรงดัน 1 V

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

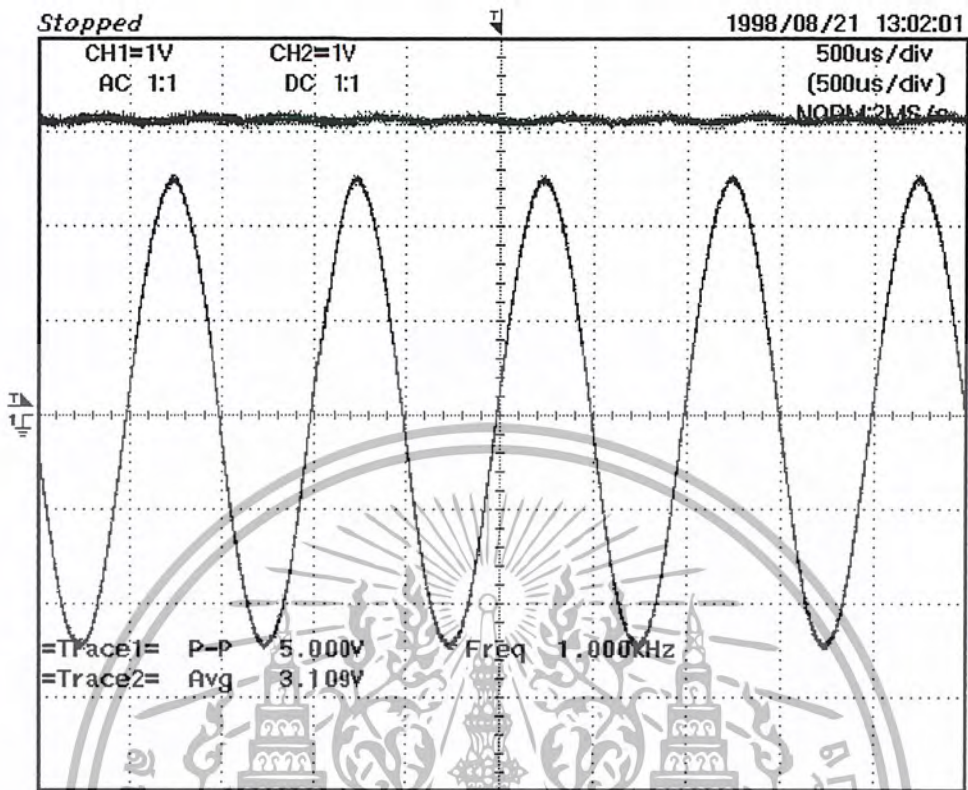


รูปที่ 4.9 ผลการทดลองหาค่ากำลังงานเฉลี่ยเมื่อป้อนแรงดัน 1.5 V

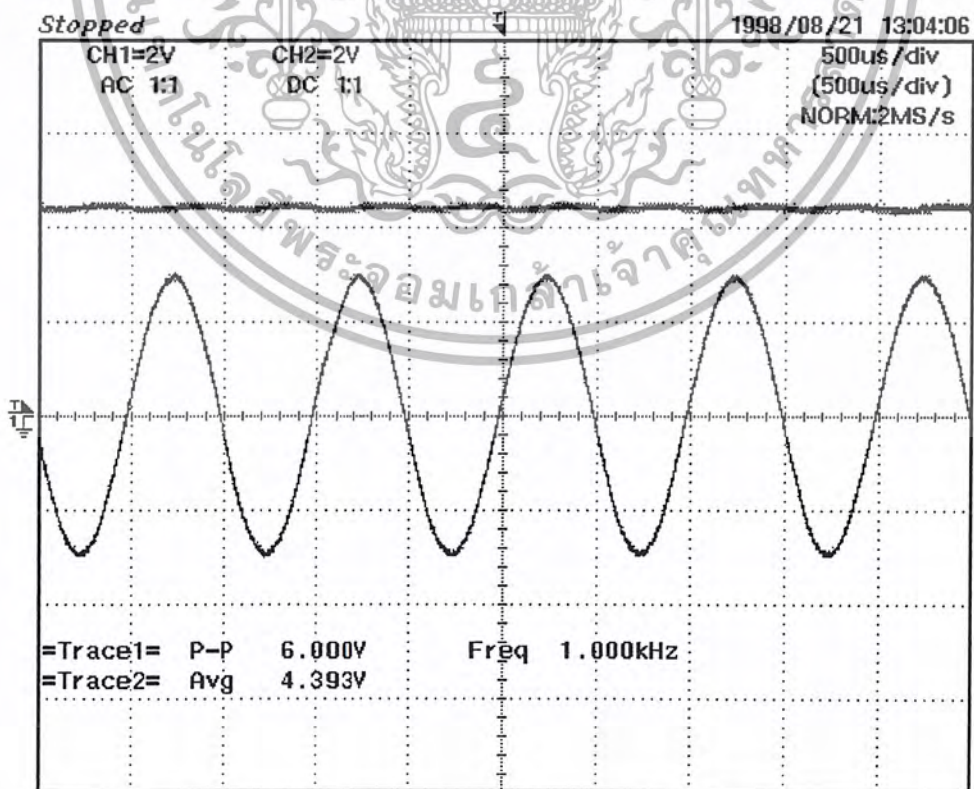


รูปที่ 4.10 ผลการทดลองหาค่ากำลังงานเฉลี่ยเมื่อป้อนแรงดัน 2 V

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.11 แสดงผลการทดลองหาค่ากำลังงานเฉลี่ยเมื่อป้อนแรงดัน 2.5 V



รูปที่ 4.12 แสดงผลการทดลองหาค่ากำลังงานเฉลี่ยเมื่อป้อนแรงดัน 3 V

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อใช้ในการศึกษาเท่านั้น มิได้อยู่ในเชิงนโยบายด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 5

### สรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง

#### 5.1 สรุป

ในการทำโครงการนี้ได้นำไอซีวงจรถุน AD633 มาใช้ในการสังเคราะห์สมการคณิตศาสตร์ให้เป็นวงจรไฟฟ้าซึ่งได้ประยุกต์ในการวัดค่าทางไฟฟ้าคือ ค่าเฉลี่ย ค่าประสิทธิภาพ ค่ากำลังงานปรากฏ ค่ากำลังงานเฉลี่ย และค่าตัวประกอบกำลัง เพื่อที่ไม่ต้องมาคำนวณภายหลัง ซึ่งจากการทดลองพบว่าเครื่องมือวัดค่าทางไฟฟ้านี้สามารถทำได้ โดยที่มิมีความผิดพลาดเกิดขึ้น

#### 5.2 ปัญหาที่เกิดขึ้น

การทดลองหาค่าทางไฟฟ้านี้ได้แสดงไว้แล้วในบทที่ 4 ปัญหาที่เกิดขึ้นอยู่ในรูปแบบของความผิดพลาดที่เกิดขึ้นมาจากการทำงานของอุปกรณ์และวงจร ดังนี้

1. ค่าความผิดพลาดของอุปกรณ์ เช่น R และ C
2. ค่าความผิดพลาดของไอซีวงจรถุน เบอร์ AD 633 ซึ่งมีค่าความผิดพลาด 2% FS
3. ความผิดพลาดวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำ จากการทดลองพบว่า เมื่อสัญญาณผ่านวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำ ไม่สามารถกำจัดเทอมความถี่สูงได้หมด
4. จากการทดลองหาค่ากำลังงานปรากฏ พบว่ามีค่าน้อยกว่าการทดลองหาค่ากำลังงานเฉลี่ย เพราะมีค่าความผิดพลาดมากกว่า ซึ่งมาจากการที่ต้องผ่านไอซีตุน 5 ตัว ส่วนการหาค่ากำลังงานเฉลี่ยนั้น ผ่านไอซีตุน 1 ตัว เลยทำให้ไม่สามารถหาค่าตัวประกอบกำลังได้

#### 5.3 แนวทางแก้ไขและพัฒนา

แนวทางแก้ไขและพัฒนาของเครื่องมือวัดค่าทางไฟฟ้า มีดังนี้

1. แก้ไขในส่วนของวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำ โดยให้ค่าความถี่ตัด  $\omega_c$  มีค่าน้อยกว่านี้
2. นำมาประยุกต์ใช้กับไมโครโปรเซสเซอร์ให้สามารถวัดค่าปริมาณไฟฟ้าอื่น ๆ ได้อีก เช่น หาค่ามุมต่างเฟสของสัญญาณ
3. พัฒนาการสร้างและแสดงผลทางหน้าจอคอมพิวเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## กิตติกรรมประกาศ

ขอขอบพระคุณ ผศ.ดร.วรพงษ์ ตั้งศรีรัตน์ เป็นอย่างสูงที่ให้คำชี้แนะ และเป็นທີ່ปรึกษาให้กับ  
โครงการ

ขอขอบพระคุณอาจารย์ภาควิชาวิศวกรรมระบบควบคุมทุกท่านที่ให้ความรู้และคำปรึกษา  
ขอขอบพระคุณบิดาและมารดา ผู้ให้กำเนิด เลี้ยงดูถูกจนเติบโต ให้คำชี้แนะและส่งเสริมให้  
ประสบความสำเร็จจนมีวันนี้ได้

ขอขอบคุณ พี่ๆ และเพื่อน ๆ ทุกคนที่คอยให้คำแนะนำ กำลังใจ และความช่วยเหลือ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## หนังสืออ้างอิง

1. ผศ. วรพงษ์ ตั้งศิริรัตน์, “อุปแอมป์และการประมวลผลสัญญาณอนาล็อก”,  
ว.เพชรกุล, 280 หน้า, 2545
2. ประยูร จวงจันทร์, “การประยุกต์สมการคณิตศาสตร์สำหรับการวัดทางไฟฟ้า”,  
วารสารเซมิคอนดักเตอร์อิเล็กทรอนิกส์, ฉบับที่ 234, 2545,  
หน้า 223-229



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



# Low Cost Analog Multiplier

## AD633

### FEATURES

- 4-Quadrant Multiplication
- Low Cost 8-Lead Package
- Complete—No External Components Required
- Laser-Trimmed Accuracy and Stability
- Total Error within 2% of FS
- Differential High Impedance X and Y Inputs
- High Impedance Unity-Gain Summing Input
- Laser-Trimmed 10 V Scaling Reference

### APPLICATIONS

- Multiplication, Division, Squaring
- Modulation/Demodulation, Phase Detection
- Voltage Controlled Amplifiers/Attenuators/Filters

### PRODUCT DESCRIPTION

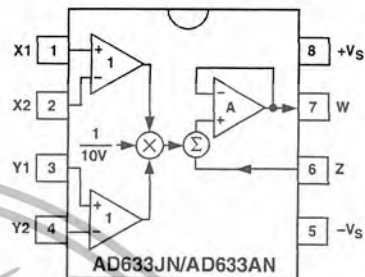
The AD633 is a functionally complete, four-quadrant, analog multiplier. It includes high impedance, differential X and Y inputs and a high impedance summing input (Z). The low impedance output voltage is a nominal 10 V full scale provided by a buried Zener. The AD633 is the first product to offer these features in modestly priced 8-lead plastic DIP and SOIC packages.

The AD633 is laser calibrated to a guaranteed total accuracy of 2% of full scale. Nonlinearity for the Y input is typically less than 0.1% and noise referred to the output is typically less than 100  $\mu\text{V}$  rms in a 10 Hz to 10 kHz bandwidth. A 1 MHz bandwidth, 20 V/ $\mu\text{s}$  slew rate, and the ability to drive capacitive loads make the AD633 useful in a wide variety of applications where simplicity and cost are key concerns.

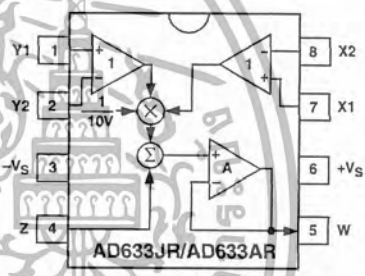
The AD633's versatility is not compromised by its simplicity. The Z-input provides access to the output buffer amplifier, enabling the user to sum the outputs of two or more multipliers, increase the multiplier gain, convert the output voltage to a current, and configure a variety of applications.

The AD633 is available in an 8-lead plastic DIP package (N) and 8-lead SOIC (R). It is specified to operate over the 0°C to 70°C commercial temperature range (J Grade) or the -40°C to +85°C industrial temperature range (A Grade).

### CONNECTION DIAGRAMS 8-Lead Plastic DIP (N) Package



### 8-Lead Plastic SOIC (RN-8) Package



$$W = \frac{(X_1 - X_2)(Y_1 - Y_2)}{10V} + Z$$

### PRODUCT HIGHLIGHTS

1. The AD633 is a complete four-quadrant multiplier offered in low cost 8-lead plastic packages. The result is a product that is cost effective and easy to apply.
2. No external components or expensive user calibration are required to apply the AD633.
3. Monolithic construction and laser calibration make the device stable and reliable.
4. High (10 M $\Omega$ ) input resistances make signal source loading negligible.
5. Power supply voltages can range from  $\pm 8$  V to  $\pm 18$  V. The internal scaling voltage is generated by a stable Zener diode; multiplier accuracy is essentially supply insensitive.

REV. E

Information furnished by Analog Devices is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Analog Devices for its use, nor for any infringements of patents or other rights of third parties that may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Analog Devices.

One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A.  
Tel: 781/329-4700  
Fax: 781/326-8703

www.analog.com

© Analog Devices, Inc., 2002

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่ภายนอกการ  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# AD633—SPECIFICATIONS ( $T_A = 25^\circ\text{C}$ , $V_S = \pm 15\text{ V}$ , $R_L \geq 2\text{ k}\Omega$ )

Model	AD633J, AD633A				
TRANSFER FUNCTION	$W = \frac{(X_1 - X_2)(Y_1 - Y_2)}{10\text{ V}} + Z$				
Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Unit
<b>MULTIPLIER PERFORMANCE</b>					
Total Error	$-10\text{ V} \leq X, Y \leq +10\text{ V}$		$\pm 1$	$\pm 2$	% Full Scale
$T_{\text{MIN}}$ to $T_{\text{MAX}}$			$\pm 3$		% Full Scale
Scale Voltage Error	SF = 10.00 V Nominal		$\pm 0.25\%$		% Full Scale
Supply Rejection	$V_S = \pm 14\text{ V}$ to $\pm 16\text{ V}$		$\pm 0.01$		% Full Scale
Nonlinearity, X	$X = \pm 10\text{ V}$ , $Y = +10\text{ V}$		$\pm 0.4$	$\pm 1$	% Full Scale
Nonlinearity, Y	$Y = \pm 10\text{ V}$ , $X = +10\text{ V}$		$\pm 0.1$	$\pm 0.4$	% Full Scale
X Feedthrough	Y Nulled, $X = \pm 10\text{ V}$		$\pm 0.3$	$\pm 1$	% Full Scale
Y Feedthrough	X Nulled, $Y = \pm 10\text{ V}$		$\pm 0.1$	$\pm 0.4$	% Full Scale
Output Offset Voltage			$\pm 5$	$\pm 50$	mV
<b>DYNAMICS</b>					
Small Signal BW	$V_O = 0.1\text{ V rms}$		1		MHz
Slew Rate	$V_O = 20\text{ V p-p}$		20		V/ $\mu\text{s}$
Settling Time to 1%	$\Delta V_O = 20\text{ V}$		2		$\mu\text{s}$
<b>OUTPUT NOISE</b>					
Spectral Density			0.8		$\mu\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$
Wideband Noise	$f = 10\text{ Hz}$ to $5\text{ MHz}$		1		mV rms
	$f = 10\text{ Hz}$ to $10\text{ kHz}$		90		$\mu\text{V rms}$
<b>OUTPUT</b>					
Output Voltage Swing		$\pm 11$			V
Short Circuit Current	$R_L = 0\ \Omega$		30	40	mA
<b>INPUT AMPLIFIERS</b>					
Signal Voltage Range	Differential	$\pm 10$			V
	Common Mode	$\pm 10$			V
Offset Voltage X, Y			$\pm 5$	$\pm 30$	mV
CMRR X, Y	$V_{\text{CM}} = \pm 10\text{ V}$ , $f = 50\text{ Hz}$	60	80		dB
Bias Current X, Y, Z			0.8	2.0	$\mu\text{A}$
Differential Resistance			10		M $\Omega$
<b>POWER SUPPLY</b>					
Supply Voltage			$\pm 15$		V
Rated Performance			$\pm 8$	$\pm 18$	V
Operating Range					V
Supply Current	Quiescent		4	6	mA

Specifications shown in **boldface** are tested on all production units at electrical test. Results from those tests are used to calculate outgoing quality levels. All min and max specifications are guaranteed, although only those shown in **boldface** are tested on all production units. Specifications subject to change without notice.

## ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS<sup>1</sup>

Supply Voltage	$\pm 18\text{ V}$
Internal Power Dissipation <sup>2</sup>	500 mW
Input Voltages <sup>3</sup>	$\pm 18\text{ V}$
Output Short Circuit Duration	Indefinite
Storage Temperature Range	$-65^\circ\text{C}$ to $+150^\circ\text{C}$
Operating Temperature Range	
AD633J	$0^\circ\text{C}$ to $70^\circ\text{C}$
AD633A	$-40^\circ\text{C}$ to $+85^\circ\text{C}$
Lead Temperature Range (Soldering 60 sec)	$300^\circ\text{C}$
ESD Rating	1000 V

## NOTES

<sup>1</sup>Stresses above those listed under Absolute Maximum Ratings may cause permanent damage to the device. This is a stress rating only; functional operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operational section of this specification is not implied.

<sup>2</sup>8-Lead Plastic DIP Package:  $\theta_{JA} = 90^\circ\text{C}/\text{W}$ ; 8-Lead Small Outline Package:  $\theta_{JA} = 155^\circ\text{C}/\text{W}$ .

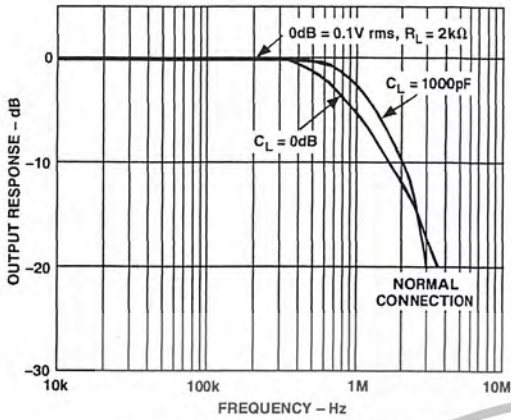
<sup>3</sup>For supply voltages less than  $\pm 18\text{ V}$ , the absolute maximum input voltage is equal to the supply voltage.

## ORDERING GUIDE

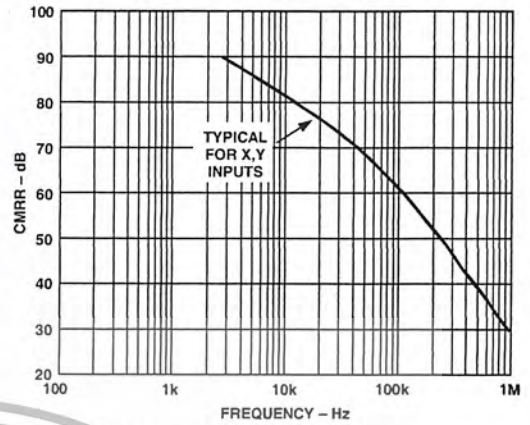
Model	Temperature Range	Package Description	Package Option
AD633AN	$-40^\circ\text{C}$ to $+85^\circ\text{C}$	Plastic DIP	N-8
AD633AR	$-40^\circ\text{C}$ to $+85^\circ\text{C}$	Plastic SOIC	RN-8
AD633AR-REEL	$-40^\circ\text{C}$ to $+85^\circ\text{C}$	13" Tape and Reel	RN-8
AD633AR-REEL7	$-40^\circ\text{C}$ to $+85^\circ\text{C}$	7" Tape and Reel	RN-8
AD633JN	$0^\circ\text{C}$ to $70^\circ\text{C}$	Plastic DIP	N-8
AD633JR	$0^\circ\text{C}$ to $70^\circ\text{C}$	Plastic SOIC	RN-8
AD633JR-REEL	$0^\circ\text{C}$ to $70^\circ\text{C}$	13" Tape and Reel	RN-8
AD633JR-REEL7	$0^\circ\text{C}$ to $70^\circ\text{C}$	7" Tape and Reel	RN-8

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ใดๆ การค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

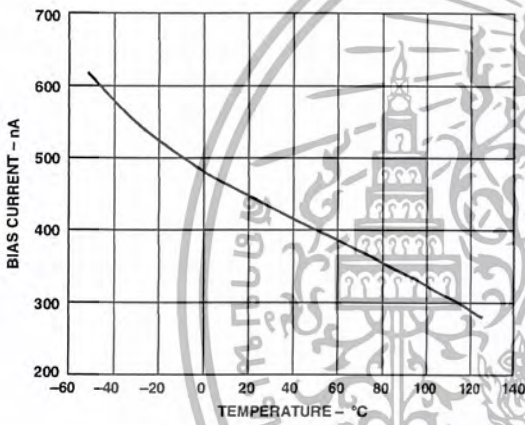
# Typical Performance Characteristics—AD633



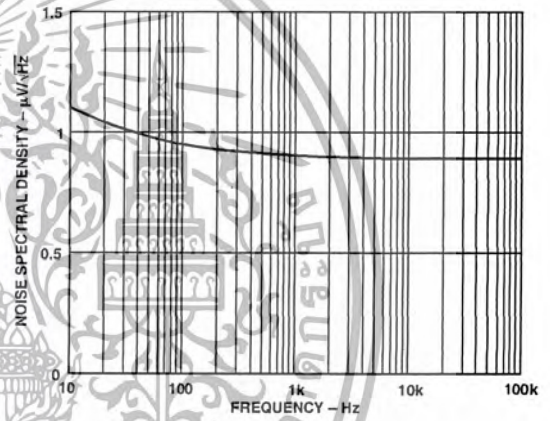
TPC 1. Frequency Response



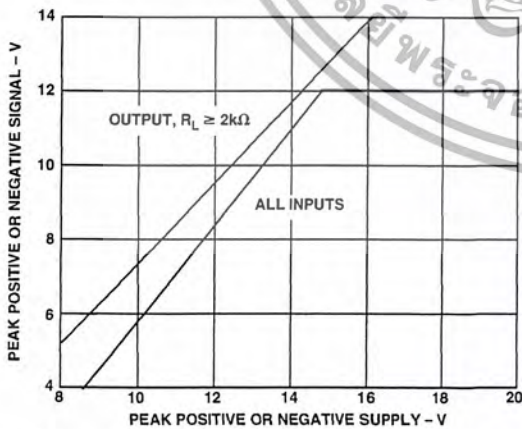
TPC 4. CMRR vs. Frequency



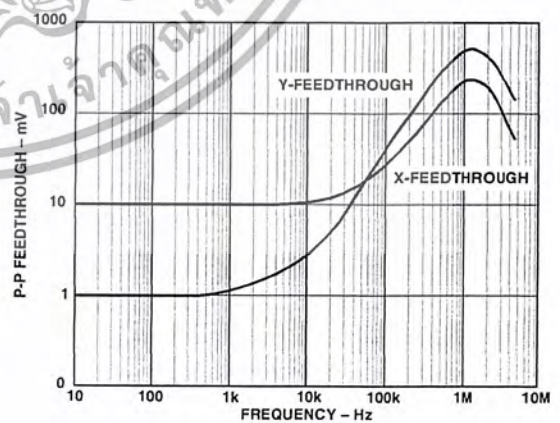
TPC 2. Input Bias Current vs. Temperature (X, Y, or Z Inputs)



TPC 5. Noise Spectral Density vs. Frequency



TPC 3. Input and Output Signal Ranges vs. Supply Voltages



TPC 6. AC Feedthrough vs. Frequency

REV. 0 เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# AD633

## FUNCTIONAL DESCRIPTION

The AD633 is a low cost multiplier comprising a translinear core, a buried Zener reference, and a unity gain connected output amplifier with an accessible summing node. Figure 1 shows the functional block diagram. The differential X and Y inputs are converted to differential currents by voltage-to-current converters. The product of these currents is generated by the multiplying core. A buried Zener reference provides an overall scale factor of 10 V. The sum of  $(X \times Y)/10 + Z$  is then applied to the output amplifier. The amplifier summing node Z allows the user to add two or more multiplier outputs, convert the output voltage to a current, and configure various analog computational functions.

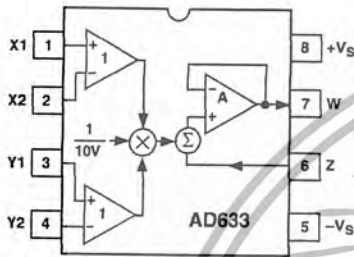


Figure 1. Functional Block Diagram (AD633JN Pinout Shown)

Inspection of the block diagram shows the overall transfer function to be:

$$W = \frac{(X_1 - X_2)(Y_1 - Y_2)}{10 V} + Z \quad (1)$$

## ERROR SOURCES

Multiplier errors consist primarily of input and output offsets, scale factor error, and nonlinearity in the multiplying core. The input and output offsets can be eliminated by using the optional trim of Figure 2. This scheme reduces the net error to scale factor errors (gain error) and an irreducible nonlinearity component in the multiplying core. The X and Y nonlinearities are typically 0.4% and 0.1% of full scale, respectively. Scale factor error is typically 0.25% of full scale. The high impedance Z input should always be referenced to the ground point of the driven system, particularly if this is remote. Likewise, the differential X and Y inputs should be referenced to their respective grounds to realize the full accuracy of the AD633.

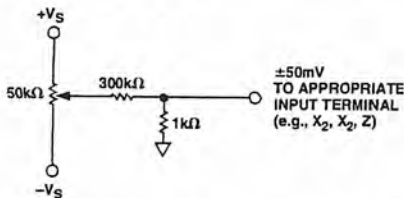


Figure 2. Optional Offset Trim Configuration

## APPLICATIONS

The AD633 is well suited for such applications as modulation and demodulation, automatic gain control, power measurement, voltage controlled amplifiers, and frequency doublers. Note that these applications show the pin connections for the AD633JN pinout (8-lead DIP), which differs from the AD633JR pinout (8-lead SOIC).

### Multiplier Connections

Figure 3 shows the basic connections for multiplication. The X and Y inputs will normally have their negative nodes grounded, but they are fully differential, and in many applications the grounded inputs may be reversed (to facilitate interfacing with signals of a particular polarity while achieving some desired output polarity) or both may be driven.

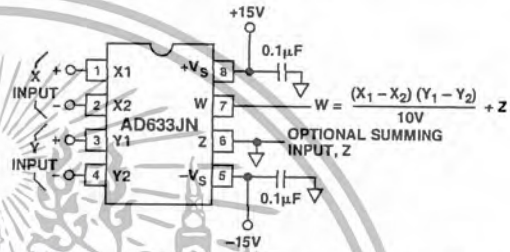


Figure 3. Basic Multiplier Connections

### Squaring and Frequency Doubling

As Figure 4 shows, squaring of an input signal, E, is achieved simply by connecting the X and Y inputs in parallel to produce an output of  $E^2/10 V$ . The input may have either polarity, but the output will be positive. However, the output polarity may be reversed by interchanging the X or Y inputs. The Z input may be used to add a further signal to the output.

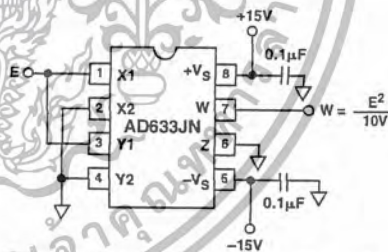


Figure 4. Connections for Squaring

When the input is a sine wave  $E \sin \omega t$ , this squarer behaves as a frequency doubler, since

$$\frac{(E \sin \omega t)^2}{10 V} = \frac{E^2}{20 V} (1 - \cos 2 \omega t) \quad (2)$$

Equation 2 shows a dc term at the output that will vary strongly with the amplitude of the input, E. This can be avoided using the connections shown in Figure 5, where an RC network is used to generate two signals whose product has no dc term. It uses the identity:

$$\cos \theta \sin \theta = \frac{1}{2} (\sin 2 \theta) \quad (3)$$

AD633

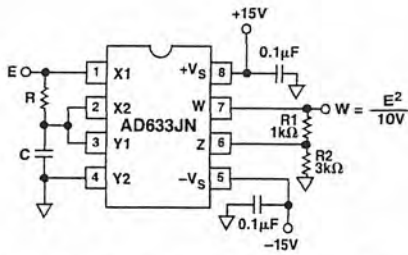


Figure 5. "Bounceless" Frequency Doubler

At  $\omega_0 = 1/CR$ , the X input leads the input signal by  $45^\circ$  (and is attenuated by  $\sqrt{2}$ ), and the Y input lags the X input by  $45^\circ$  (and is also attenuated by  $\sqrt{2}$ ). Since the X and Y inputs are  $90^\circ$  out of phase, the response of the circuit will be (satisfying Equation 3):

$$W = \frac{1}{(10V)} \frac{E}{\sqrt{2}} (\sin \omega_0 t + 45^\circ) \frac{E}{\sqrt{2}} (\sin \omega_0 t - 45^\circ) = \frac{E^2}{(40V)} (\sin 2 \omega_0 t) \quad (4)$$

which has no dc component. Resistors R1 and R2 are included to restore the output amplitude to 10 V for an input amplitude of 10 V.

The amplitude of the output is only a weak function of frequency: the output amplitude will be 0.5% too low at  $\omega = 0.9 \omega_0$ , and  $\omega_0 = 1.1 \omega_0$ .

**Generating Inverse Functions**

Inverse functions of multiplication, such as division and square rooting, can be implemented by placing a multiplier in the feedback loop of an op amp. Figure 6 shows how to implement a square rooter with the transfer function

$$W = \sqrt{(10E)V} \quad (5)$$

for the condition  $E < 0$ .

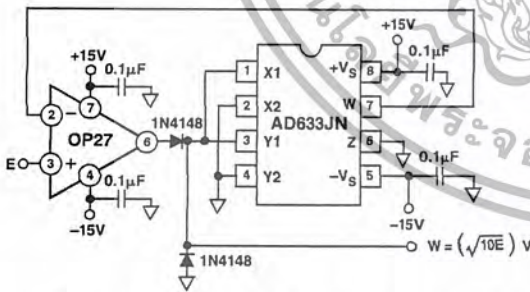


Figure 6. Connections for Square Rooting

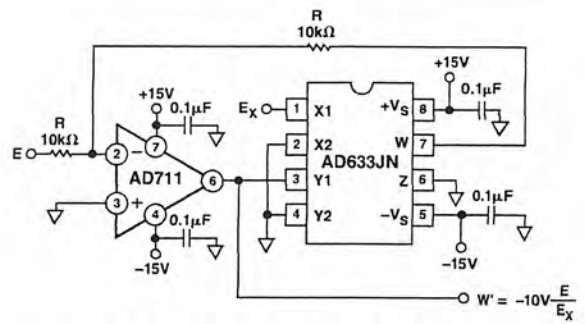


Figure 7. Connections for Division

Likewise, Figure 7 shows how to implement a divider using a multiplier in a feedback loop. The transfer function for the divider is

$$W' = -(10V) \frac{E}{E_X} \quad (6)$$

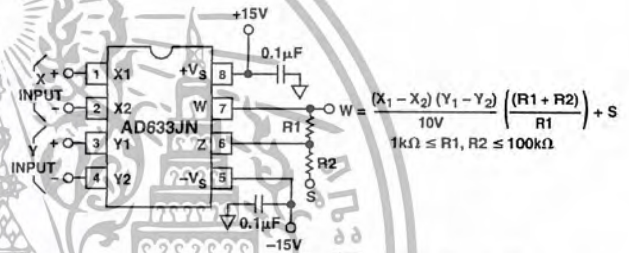


Figure 8. Connections for Variable Scale Factor

**Variable Scale Factor**

In some instances, it may be desirable to use a scaling voltage other than 10 V. The connections shown in Figure 8 increase the gain of the system by the ratio  $(R1 + R2)/R1$ . This ratio is limited to 100 in practical applications. The summing input, S, may be used to add an additional signal to the output or it may be grounded.

**Current Output**

The AD633's voltage output can be converted to a current output by the addition of a resistor R between the AD633's W and Z pins as shown in Figure 9. This arrangement forms

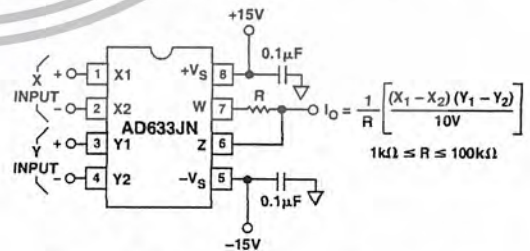


Figure 9. Current Output Connections

# AD633

the basis of voltage controlled integrators and oscillators as will be shown later in this Applications section. The transfer function of this circuit has the form

$$I_O = \frac{1}{R} \frac{(X_1 - X_2)(Y_1 - Y_2)}{10V} \tag{7}$$

## Linear Amplitude Modulator

The AD633 can be used as a linear amplitude modulator with no external components. Figure 10 shows the circuit. The carrier and modulation inputs to the AD633 are multiplied to produce a double-sideband signal. The carrier signal is fed forward to the AD633's Z input where it is summed with the double-sideband signal to produce a double-sideband with carrier output.

## Voltage Controlled Low-Pass and High-Pass Filters

Figure 11 shows a single multiplier used to build a voltage controlled low-pass filter. The voltage at output A is a result of filtering,  $E_S$ . The break frequency is modulated by  $E_C$ , the control input. The break frequency,  $f_2$ , equals

$$f_2 = \frac{E_C}{(20V)\pi RC} \tag{8}$$

and the rolloff is 6 dB per octave. This output, which is at a high impedance point, may need to be buffered.

The voltage at output B, the direct output of the AD633, has same response up to frequency  $f_1$ , the natural breakpoint of RC filter,

$$f_1 = \frac{1}{2\pi RC} \tag{9}$$

then levels off to a constant attenuation of  $f_1/f_2 = E_C/10$ .

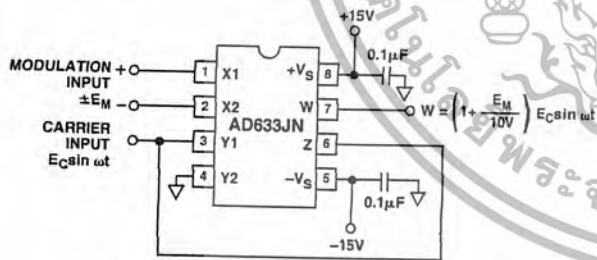


Figure 10. Linear Amplitude Modulator

For example, if  $R = 8 \text{ k}\Omega$  and  $C = 0.002 \text{ }\mu\text{F}$ , then output A has a pole at frequencies from 100 Hz to 10 kHz for  $E_C$  ranging from 100 mV to 10 V. Output B has an additional zero at 10 kHz (and can be loaded because it is the multiplier's low impedance output). The circuit can be changed to a high-pass filter Z interchanging the resistor and capacitor as shown in Figure 12.

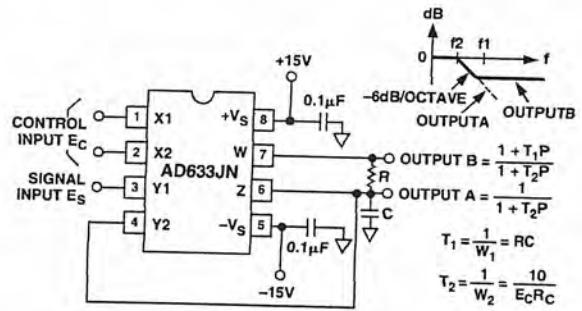


Figure 11. Voltage Controlled Low-Pass Filter

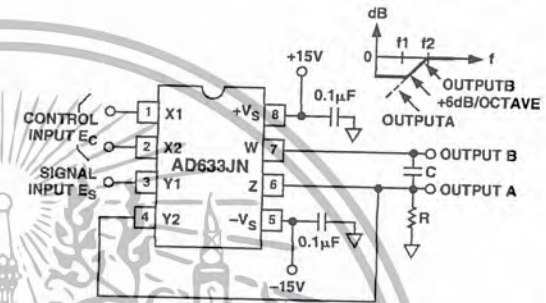


Figure 12. Voltage Controlled High-Pass Filter

## Voltage Controlled Quadrature Oscillator

Figure 13 shows two multipliers being used to form integrators with controllable time constants in second order differential equation feedback loop.  $R_2$  and  $R_5$  provide controlled current output operation. The currents are integrated in capacitors  $C_1$  and  $C_2$ , and the resulting voltages at high impedance are applied to the X inputs of the "next" AD633. The frequency control input,  $E_C$ , connected to the Y inputs, varies the integrator gains with a calibration of 100 Hz/V. The accuracy is limited by the Y input offsets. The practical tuning range of this circuit is 100:1.  $C_2$  (proportional to  $C_1$  and  $C_3$ ),  $R_3$ , and  $R_4$  provide regenerative feedback to start and maintain oscillation. The diode bridge,  $D_1$  through  $D_4$  (1N914s), and Zener diode  $D_5$  provide economical temperature stabilization and amplitude stabilization at  $\pm 8.5 \text{ V}$  by degenerative damping. The output from the second integrator ( $10 \text{ V sin } \omega t$ ) has the lowest distortion.

## AGC AMPLIFIERS

Figure 14 shows an AGC circuit that uses an rms-to-dc converter to measure the amplitude of the output waveform. The AD633 and A1, 1/2 of an AD712 dual op amp, form a voltage controlled amplifier. The rms-to-dc converter, an AD736, measures the rms value of the output signal. Its output drives A2, an integrator/comparator whose output controls the gain of the voltage controlled amplifier. The 1N4148 diode prevents the output of A2 from going negative.  $R_8$ , a 50 k $\Omega$  variable resistor, sets the circuit's output level. Feedback around the loop forces the voltages at the inverting and noninverting inputs of A2 to be equal, thus the AGC.

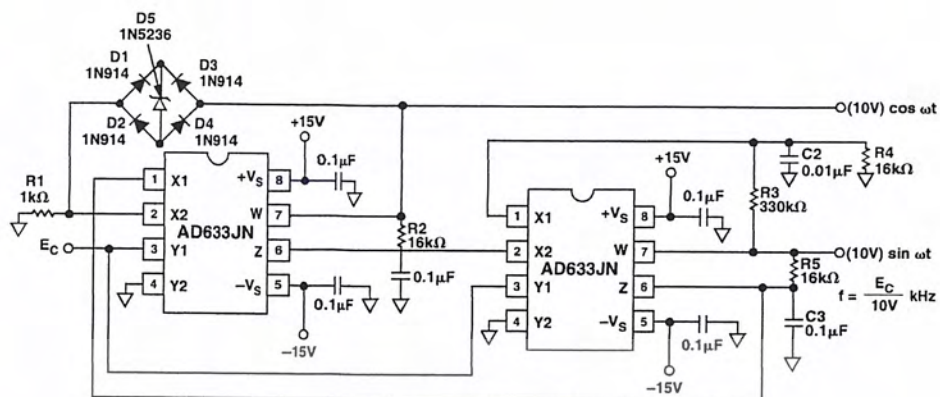


Figure 13. Voltage Controlled Quadrature Oscillator

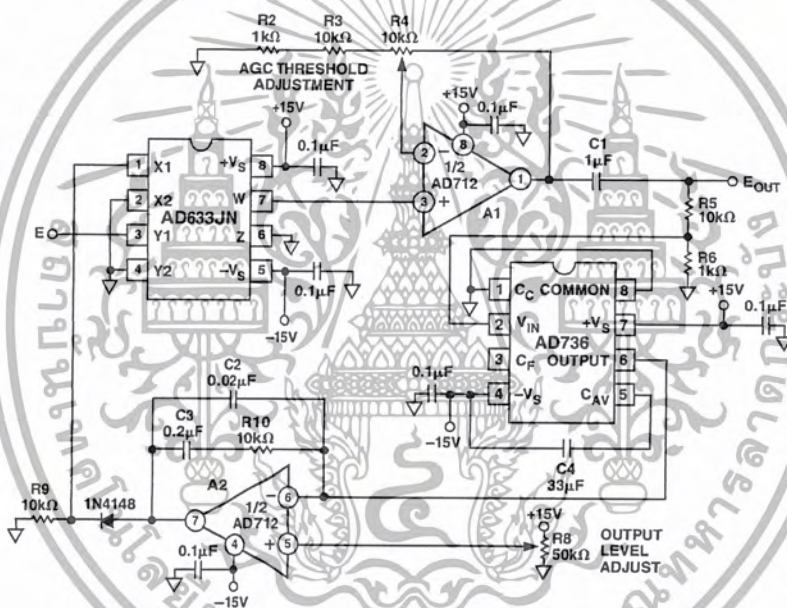


Figure 14. Connections for Use in Automatic Gain Control Circuit

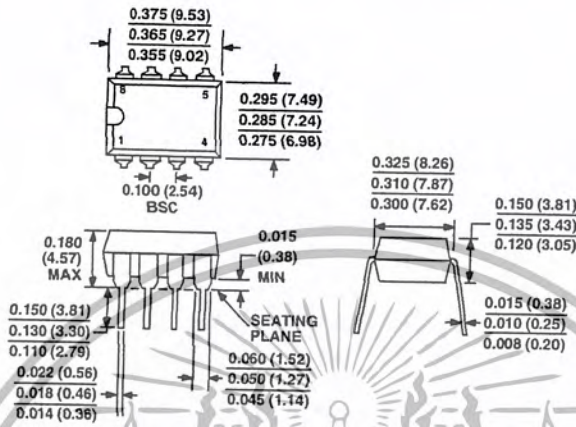
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# AD633

## OUTLINE DIMENSIONS

### 8-Lead Plastic Dual-in-Line Package [PDIP] (N-8)

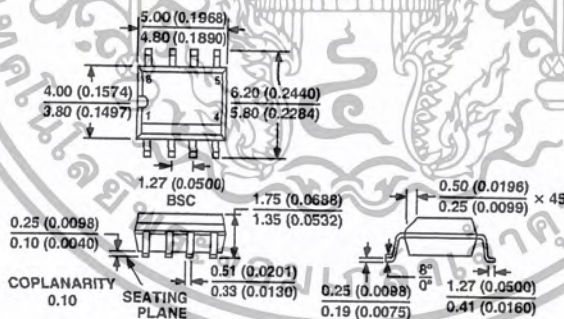
Dimensions shown in inches and (millimeters)



COMPLIANT TO JEDEC STANDARDS MO-095AA  
CONTROLLING DIMENSIONS ARE IN INCHES; MILLIMETER DIMENSIONS  
(IN PARENTHESES) ARE ROUNDED-OFF INCH EQUIVALENTS FOR  
REFERENCE ONLY AND ARE NOT APPROPRIATE FOR USE IN DESIGN

### 8-Lead Standard Small Outline Package [SOIC] Narrow Body (RN-8)

Dimensions shown in millimeters and (inches)



COMPLIANT TO JEDEC STANDARDS MS-012AA  
CONTROLLING DIMENSIONS ARE IN MILLIMETERS; INCH DIMENSIONS  
(IN PARENTHESES) ARE ROUNDED-OFF MILLIMETER EQUIVALENTS FOR  
REFERENCE ONLY AND ARE NOT APPROPRIATE FOR USE IN DESIGN

C00786-0-10/02(E)

PRINTED IN U.S.A.

## Revision History

Location	Page
10/02—Data Sheet changed from REV. D to REV. E.	
Edits to title of 8-Lead Plastic SOIC Package (RN-8)	1
Edits to ORDERING GUIDE	2
Change to Figure 13	7
Updated OUTLINE DIMENSIONS	8

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานหรือการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# LF351

## Single Operational Amplifier (JFET)

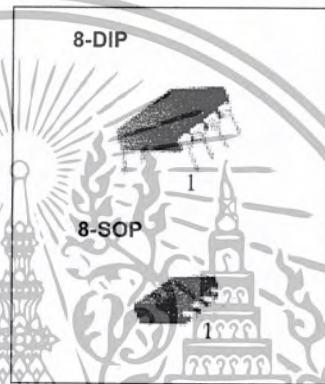
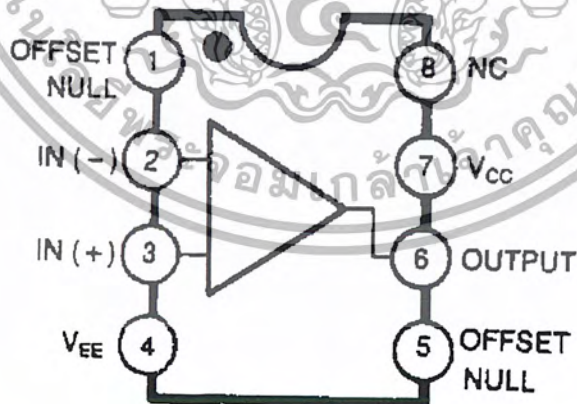
### Features

- Internally trimmed offset voltage: 10mV
- Low input bias current : 50pA
- Wide gain bandwidth : 4MHz
- High slew rate : 13V/ $\mu$ s
- High input impedance :  $10^{12}\Omega$

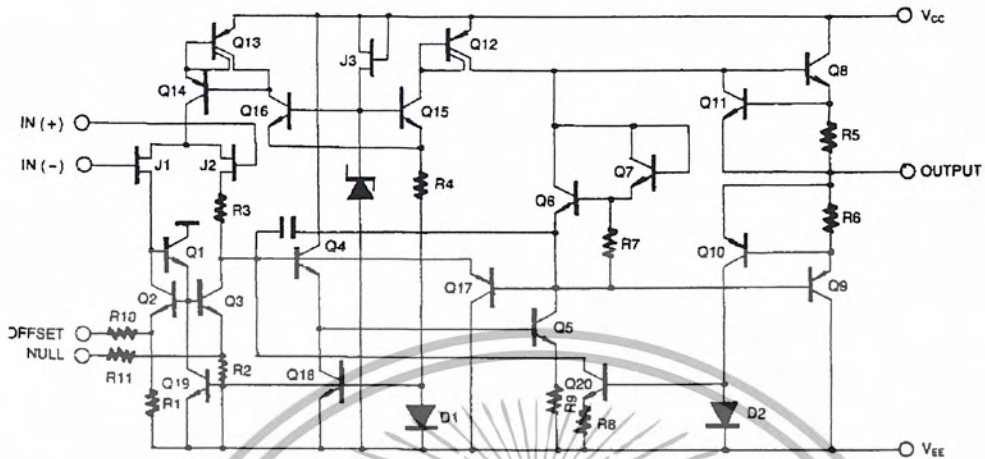
### Description

The LF351 is JFET input operational amplifier with an internally compensated input offset voltage. The JFET input device provides wide bandwidth, low input bias currents and offset currents.

### Internal Block Diagram



Schematic Diagram



Absolute Maximum Ratings

Parameter	Symbol	Value	Unit
Supply Voltage	V <sub>CC</sub>	±18	V
Differential Input Voltage	V <sub>I</sub> (DIFF)	30	V
Input Voltage Range	V <sub>I</sub>	±15	V
Output Short Circuit Duration	-	Continuous	-
Power Dissipation	P <sub>D</sub>	500	mW
Operating Temperature	T <sub>OPR</sub>	0 ~ +70	°C
Storage Temperature Range	T <sub>STG</sub>	-65 ~ +150	°C

## Electrical Characteristics

( $V_{CC} = +15V$ ,  $V_{EE} = -15V$ ,  $T_A = 25^\circ C$ . unless otherwise specified)

Parameter	Symbol	Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit	
Input Offset Voltage	$V_{IO}$	$R_S = 10k\Omega$	-	5.0	10	mV	
			$0^\circ C \leq T_A \leq 70^\circ C$	-	-		13
Input Offset Voltage Drift (Note1)	$\Delta V_{IO}/\Delta T$	$R_S = 10k\Omega$	$0^\circ C \leq T_A \leq 70^\circ C$	-	10	-	$\mu V/^\circ C$
Input Offset Current	$I_{IO}$		-	25	100	pA	
			$0^\circ C \leq T_A \leq 70^\circ C$	-	-		4
Input Bias Current	$I_{BAIS}$		-	50	200	pA	
			$0^\circ C \leq T_A \leq 70^\circ C$	-	-		8
Input Resistance (Note1)	$R_I$	-	-	$10^{12}$	-	$\Omega$	
Large Signal Voltage Gain	$G_V$	$V_{O(P-P)} = \pm 10V$ $R_L = 2k\Omega$	$0^\circ C \leq T_A \leq 70^\circ C$	25	100	-	V/mV
				15	-	-	
Output Voltage Swing	$V_{O(P-P)}$	$R_L = 10k\Omega$	$\pm 12$	$\pm 13.5$	-	V	
Input Voltage Range	$V_{I(R)}$	-	$\pm 11$	+15 -12	-	V	
Common Mode Rejection Ratio	CMRR	$R_S \leq 10k\Omega$	70	100	-	dB	
Power Supply Rejection Ratio	PSRR	$R_S \leq 10k\Omega$	70	100	-	dB	
Power Supply Current	$I_{CC}$	-	-	2.3	3.4	mA	
Slew Rate (Note1)	SR	$G_V = 1$	-	13	-	V/ $\mu s$	
Gain-Bandwidth Product (Note1)	GBW	-	-	4	-	MHz	

### Note :

1. Guaranteed by design.

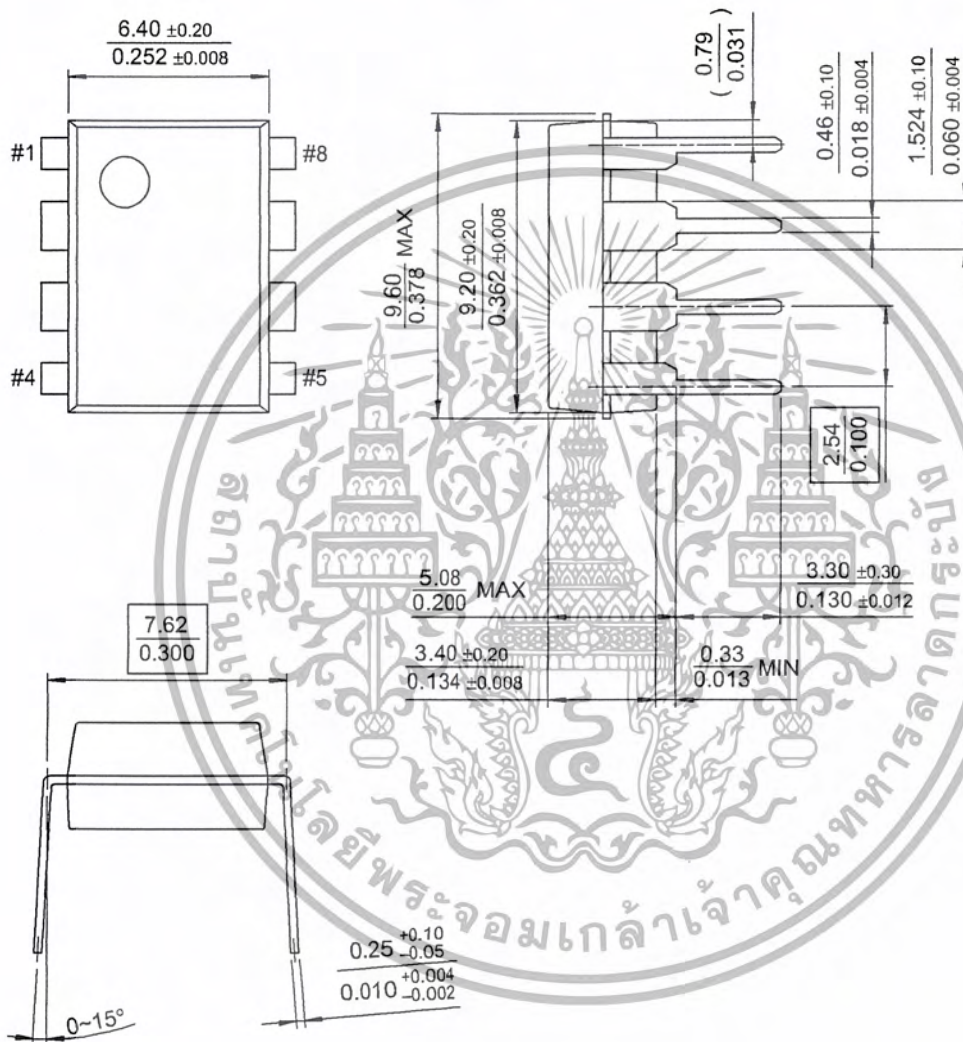
LF351

## Mechanical Dimensions

Package

Dimensions in millimeters

### 8-DIP



4

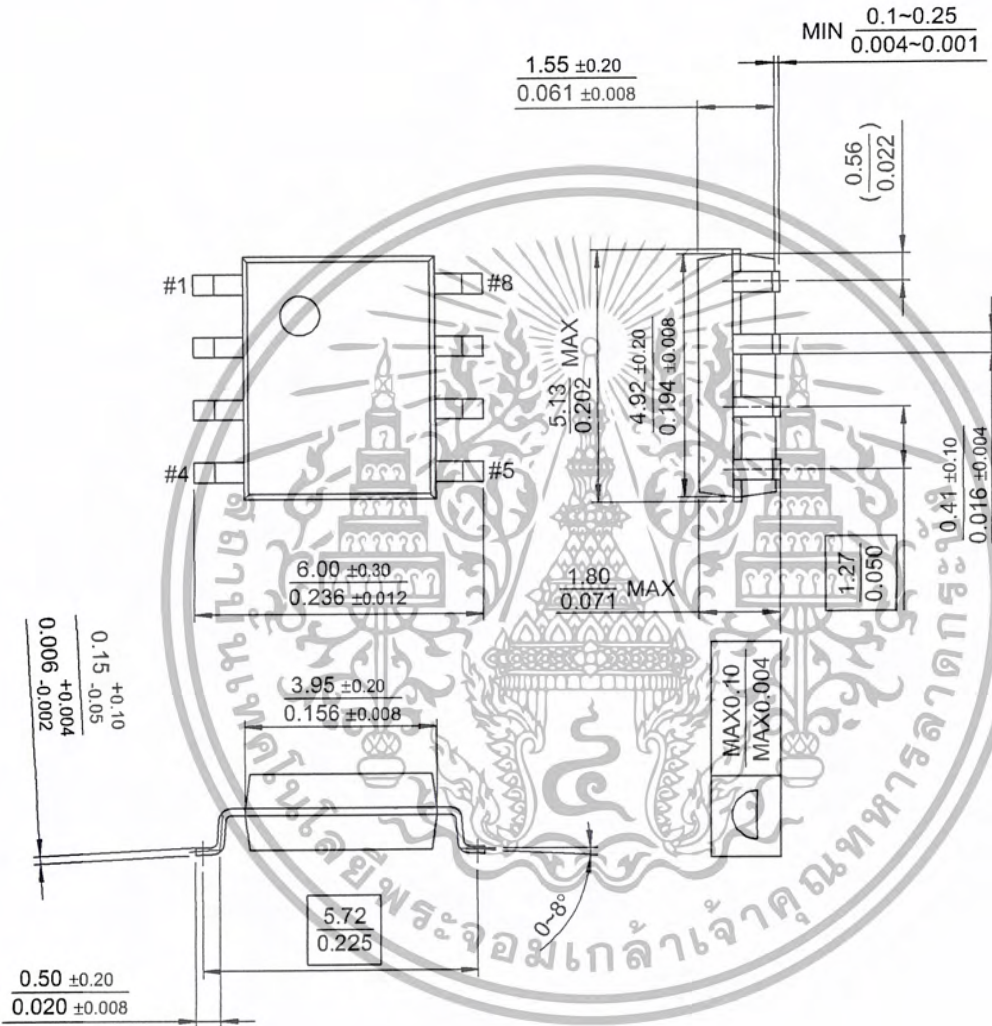
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Mechanical Dimensions (Continued)

Package

Dimensions in millimeters

8-SOP



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LF351

## Ordering Information

Product Number	Package	Operating Temperature
LF351N	8-DIP	0 ~ + 70°C
LF351M	8-SOP	



6

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



#### DISCLAIMER

FAIRCHILD SEMICONDUCTOR RESERVES THE RIGHT TO MAKE CHANGES WITHOUT FURTHER NOTICE TO ANY PRODUCTS HEREIN TO IMPROVE RELIABILITY, FUNCTION OR DESIGN. FAIRCHILD DOES NOT ASSUME ANY LIABILITY ARISING OUT OF THE APPLICATION OR USE OF ANY PRODUCT OR CIRCUIT DESCRIBED HEREIN; NEITHER DOES IT CONVEY ANY LICENSE UNDER ITS PATENT RIGHTS, NOR THE RIGHTS OF OTHERS.

#### LIFE SUPPORT POLICY

FAIRCHILD'S PRODUCTS ARE NOT AUTHORIZED FOR USE AS CRITICAL COMPONENTS IN LIFE SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS WITHOUT THE EXPRESS WRITTEN APPROVAL OF THE PRESIDENT OF FAIRCHILD SEMICONDUCTOR CORPORATION. As used herein:

1. Life support devices or systems are devices or systems which, (a) are intended for surgical implant into the body, or (b) support or sustain life, and (c) whose failure to perform when properly used in accordance with instructions for use provided in the labeling, can be reasonably expected to result in a significant injury of the user.
2. A critical component in any component of a life support device or system whose failure to perform can be reasonably expected to cause the failure of the life support device or system, or to affect its safety or effectiveness.

[www.fairchildsemi.com](http://www.fairchildsemi.com)

6/1/01 0.0m 001

Stock#DSxxxxxxx

© 2001 Fairchild Semiconductor Corporation

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาติให้เผยแพร่หรือใช้ประโยชน์ทางการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# LF351 Wide Bandwidth JFET Input Operational Amplifier

## General Description

The LF351 is a low cost high speed JFET input operational amplifier with an internally trimmed input offset voltage (BI-FET II™ technology). The device requires a low supply current and yet maintains a large gain bandwidth product and a fast slew rate. In addition, well matched high voltage JFET input devices provide very low input bias and offset currents. The LF351 is pin compatible with the standard LM741 and uses the same offset voltage adjustment circuitry. This feature allows designers to immediately upgrade the overall performance of existing LM741 designs.

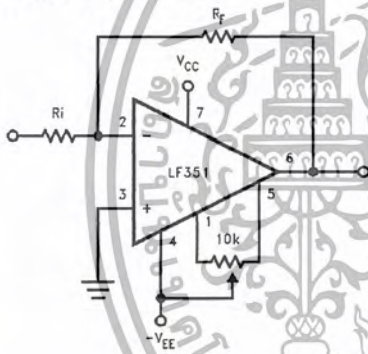
The LF351 may be used in applications such as high speed integrators, fast D/A converters, sample-and-hold circuits and many other circuits requiring low input offset voltage, low input bias current, high input impedance, high slew rate and wide bandwidth. The device has low noise and offset voltage drift, but for applications where these requirements are critical, the LF356 is recommended. If maximum supply

current is important, however, the LF351 is the better choice.

## Features

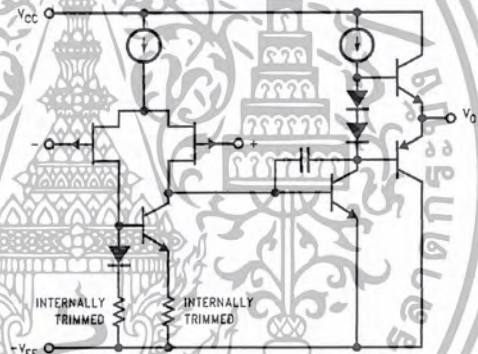
- Internally trimmed offset voltage 10 mV
- Low input bias current 50 pA
- Low input noise voltage 25 nV/√Hz
- Low input noise current 0.01 pA/√Hz
- Wide gain bandwidth 4 MHz
- High slew rate 13 V/μs
- Low supply current 1.8 mA
- High input impedance 10<sup>12</sup>Ω
- Low total harmonic distortion  $A_V = 10$ ,  $R_L = 10k$ ,  $V_O = 20$  Vp-p, BW = 20 Hz–20 kHz < 0.02%
- Low 1/f noise corner 50 Hz
- Fast settling time to 0.01% 2 μs

## Typical Connection



TL/H/5648-11

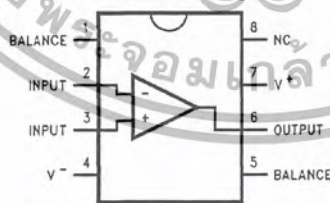
## Simplified Schematic



TL/H/5648-12

## Connection Diagrams

### Dual-In-Line Package



TL/H/5648-13

**Order Number LF351M or LF351N**  
**See NS Package Number M08A or N08E**

LF351 Wide Bandwidth JFET Input Operational Amplifier

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### Absolute Maximum Ratings

If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications.

Supply Voltage	$\pm 18V$
Power Dissipation (Notes 1 and 6)	670 mW
Operating Temperature Range	0°C to +70°C
$T_j(\text{MAX})$	115°C
Differential Input Voltage	$\pm 30V$
Input Voltage Range (Note 2)	$\pm 15V$
Output Short Circuit Duration	Continuous
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
Lead Temp. (Soldering, 10 sec.)	
Metal Can	300°C
DIP	260°C

 $\theta_{jA}$ 

N Package  
M Package

120°C/W  
TBD

#### Soldering Information

Dual-In-Line Package

Soldering (10 sec.)

260°C

Small Outline Package

Vapor Phase (60 sec.)

215°C

Infrared (15 sec.)

220°C

See AN-450 "Surface Mounting Methods and Their Effect on Product Reliability" for other methods of soldering surface mount devices.

ESD rating to be determined.

### DC Electrical Characteristics (Note 3)

Symbol	Parameter	Conditions	LF351			Units
			Min	Typ	Max	
$V_{OS}$	Input Offset Voltage	$R_S = 10\text{ k}\Omega$ , $T_A = 25^\circ\text{C}$ Over Temperature		5	10	mV
					13	mV
$\Delta V_{OS}/\Delta T$	Average TC of Input Offset Voltage	$R_S = 10\text{ k}\Omega$		10		$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
$I_{OS}$	Input Offset Current	$T_j = 25^\circ\text{C}$ , (Notes 3, 4) $T_j \leq 70^\circ\text{C}$		25	100	$\mu\text{A}$
					4	nA
$I_B$	Input Bias Current	$T_j = 25^\circ\text{C}$ , (Notes 3, 4) $T_j \leq \pm 70^\circ\text{C}$		50	200	$\mu\text{A}$
					8	nA
$R_{IN}$	Input Resistance	$T_j = 25^\circ\text{C}$		$10^{12}$		$\Omega$
$A_{VOL}$	Large Signal Voltage Gain	$V_S = \pm 15V$ , $T_A = 25^\circ\text{C}$ $V_O = \pm 10V$ , $R_L = 2\text{ k}\Omega$ Over Temperature	25	100		V/mV
			15			V/mV
$V_O$	Output Voltage Swing	$V_S = \pm 15V$ , $R_L = 10\text{ k}\Omega$	$\pm 12$	$\pm 13.5$		V
$V_{CM}$	Input Common-Mode Voltage Range	$V_S = \pm 15V$		+15		V
				$\pm 11$	-12	V
CMRR	Common-Mode Rejection Ratio	$R_S \leq 10\text{ k}\Omega$	70	100		dB
PSRR	Supply Voltage Rejection Ratio	(Note 5)	70	100		dB
$I_S$	Supply Current			1.8	3.4	mA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### AC Electrical Characteristics (Note 3)

Symbol	Parameter	Conditions	LF351			Units
			Min	Typ	Max	
SR	Slew Rate	$V_S = \pm 15V, T_A = 25^\circ C$		13		V/ $\mu s$
GBW	Gain Bandwidth Product	$V_S = \pm 15V, T_A = 25^\circ C$		4		MHz
$e_n$	Equivalent Input Noise Voltage	$T_A = 25^\circ C, R_S = 100\Omega, f = 1000 \text{ Hz}$		25		nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
$i_n$	Equivalent Input Noise Current	$T_i = 25^\circ C, f = 1000 \text{ Hz}$		0.01		pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$

**Note 1:** For operating at elevated temperature, the device must be derated based on the thermal resistance,  $\theta_{JA}$ .

**Note 2:** Unless otherwise specified the absolute maximum negative input voltage is equal to the negative power supply voltage.

**Note 3:** These specifications apply for  $V_S = \pm 15V$  and  $0^\circ C \leq T_A \leq +70^\circ C$ .  $V_{OS}$ ,  $I_B$  and  $I_{OS}$  are measured at  $V_{CM} = 0$ .

**Note 4:** The input bias currents are junction leakage currents which approximately double for every  $10^\circ C$  increase in the junction temperature,  $T_j$ . Due to the limited production test time, the input bias currents measured are correlated to junction temperature. In normal operation the junction temperature rises above the ambient temperature as a result of internal power dissipation,  $P_D$ .  $T_j = T_A + \theta_{JA} P_D$  where  $\theta_{JA}$  is the thermal resistance from junction to ambient. Use of a heat sink is recommended if input bias current is to be kept to a minimum.

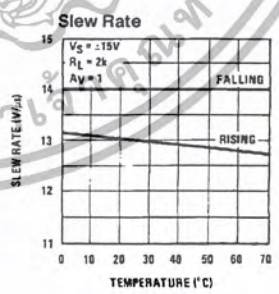
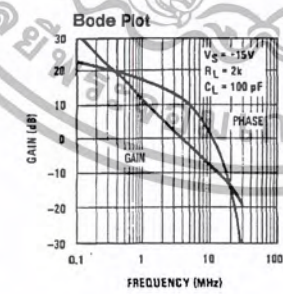
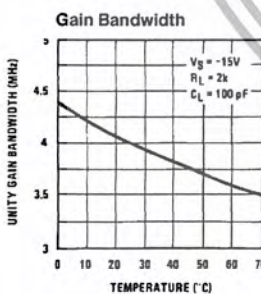
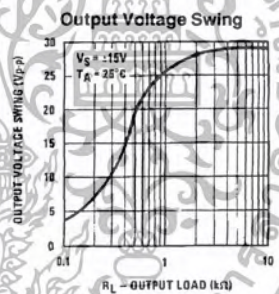
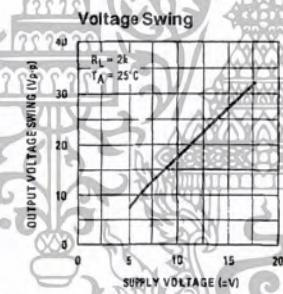
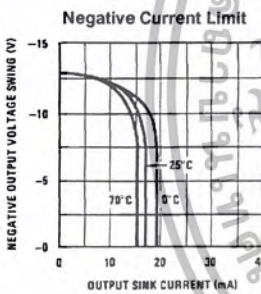
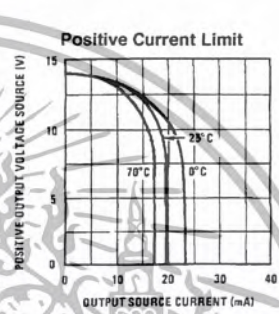
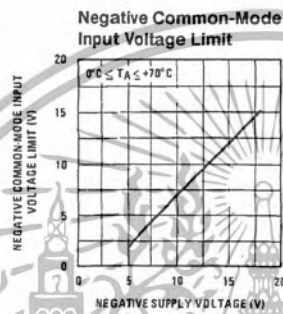
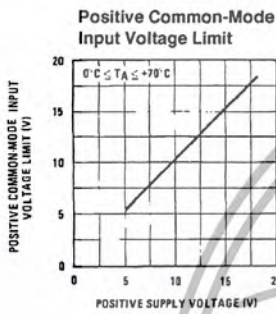
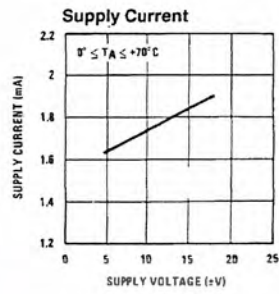
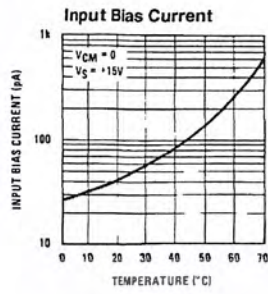
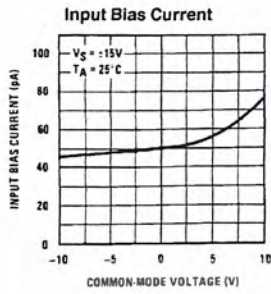
**Note 5:** Supply voltage rejection ratio is measured for both supply magnitudes increasing or decreasing simultaneously in accordance with common practice. From  $\pm 15V$  to  $\pm 5V$ .

**Note 6:** Max. Power Dissipation is defined by the package characteristics. Operating the part near the Max. Power Dissipation may cause the part to operate outside guaranteed limits.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

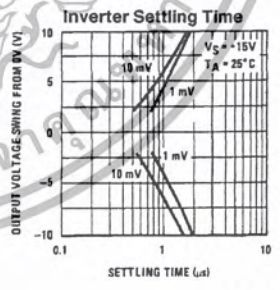
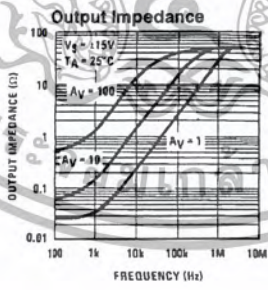
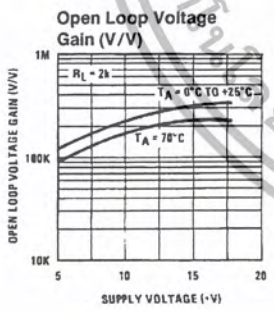
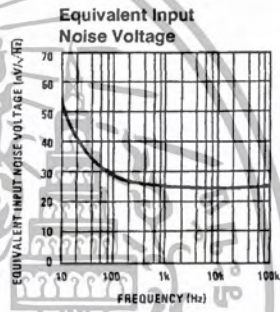
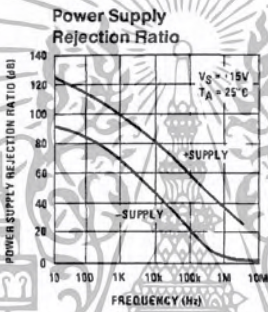
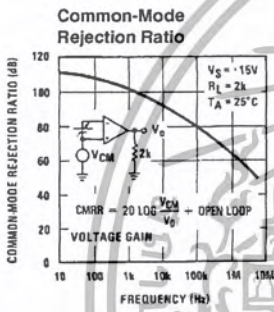
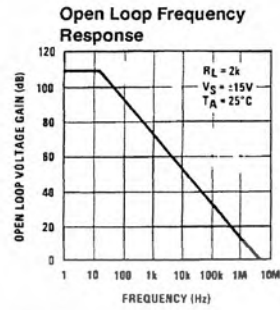
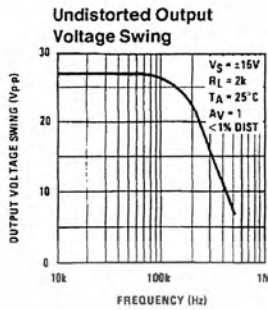
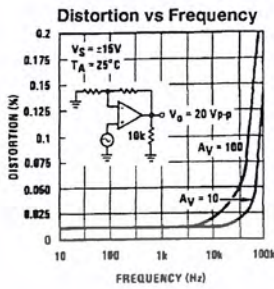
### Typical Performance Characteristics



TL/H/5648-2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

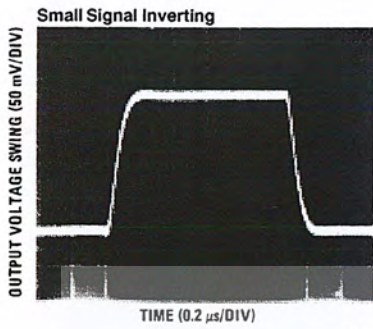
Typical Performance Characteristics (Continued)



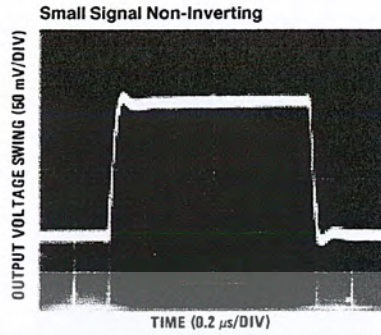
TL/H/5648-3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

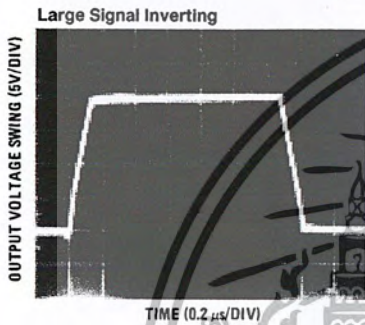
### Pulse Response



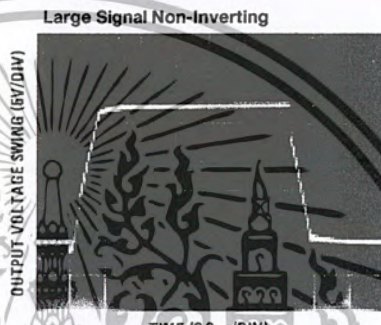
TL/H/5648-4



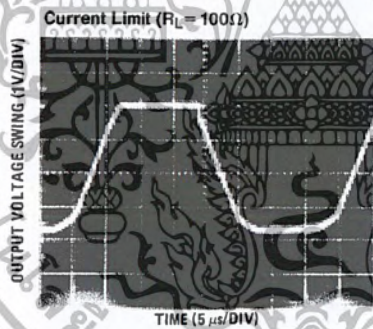
TL/H/5648-5



TL/H/5648-6



TL/H/5648-7



TL/H/5648-8

### Application Hints

The LF351 is an op amp with an internally trimmed input offset voltage and JFET input devices (BI-FET II™). These JFETs have large reverse breakdown voltages from gate to source and drain eliminating the need for clamps across the inputs. Therefore, large differential input voltages can easily be accommodated without a large increase in input current. The maximum differential input voltage is independent of the supply voltages. However, neither of the input voltages should be allowed to exceed the negative supply as this will

cause large currents to flow which can result in a destroyed unit.

Exceeding the negative common-mode limit on either input will force the output to a high state, potentially causing a reversal of phase to the output.

Exceeding the negative common-mode limit on both inputs will force the amplifier output to a high state. In neither case does a latch occur since raising the input back within the

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### Application Hints (Continued)

common-mode range again puts the input stage and thus the amplifier in a normal operating mode.

Exceeding the positive common-mode limit on a single input will not change the phase of the output; however, if both inputs exceed the limit, the output of the amplifier will be forced to a high state.

The amplifier will operate with a common-mode input voltage equal to the positive supply; however, the gain bandwidth and slew rate may be decreased in this condition. When the negative common-mode voltage swings to within 3V of the negative supply, an increase in input offset voltage may occur.

The LF351 is biased by a zener reference which allows normal circuit operation on  $\pm 4V$  power supplies. Supply voltages less than these may result in lower gain bandwidth and slew rate.

The LF351 will drive a 2 k $\Omega$  load resistance to  $\pm 10V$  over the full temperature range of 0°C to +70°C. If the amplifier is forced to drive heavier load currents, however, an increase in input offset voltage may occur on the negative voltage swing and finally reach an active current limit on both positive and negative swings.

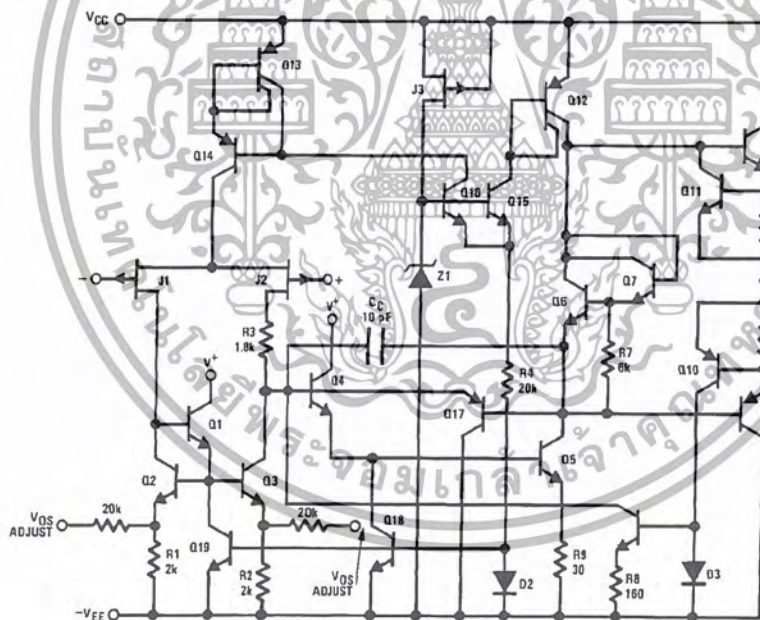
Precautions should be taken to ensure that the power supply for the integrated circuit never becomes reversed in polarity or that the unit is not inadvertently installed back-

wards in a socket as an unlimited current surge through the resulting forward diode within the IC could cause fusing of the internal conductors and result in a destroyed unit.

As with most amplifiers, care should be taken with lead dress, component placement and supply decoupling in order to ensure stability. For example, resistors from the output to an input should be placed with the body close to the input to minimize "pick-up" and maximize the frequency of the feedback pole by minimizing the capacitance from the input to ground.

A feedback pole is created when the feedback around any amplifier is resistive. The parallel resistance and capacitance from the input of the device (usually the inverting input) to AC ground set the frequency of the pole. In many instances the frequency of this pole is much greater than the expected 3 dB frequency of the closed loop gain and consequently there is negligible effect on stability margin. However, if the feedback pole is less than approximately 6 times the expected 3 dB frequency a lead capacitor should be placed from the output to the input of the op amp. The value of the added capacitor should be such that the RC time constant of this capacitor and the resistance it parallels is greater than or equal to the original feedback pole time constant.

### Detailed Schematic

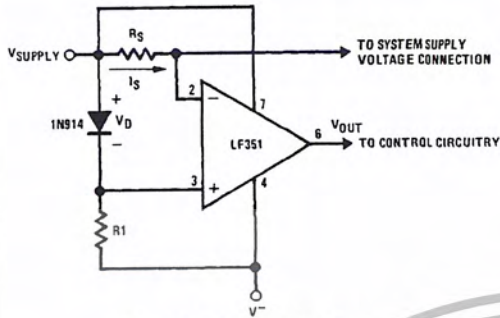


TL/H/5648-9

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

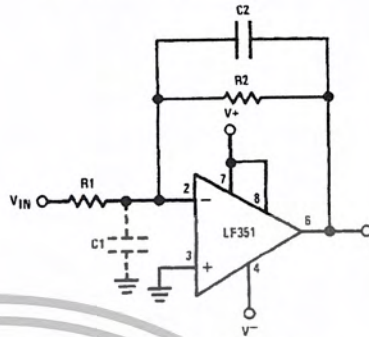
### Typical Applications

Supply Current Indicator/Limiter



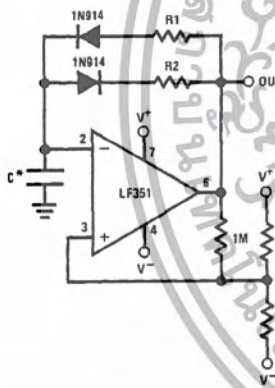
•  $V_{OUT}$  switches high when  $R_S I_S > V_D$

Hi- $Z_{IN}$  Inverting Amplifier



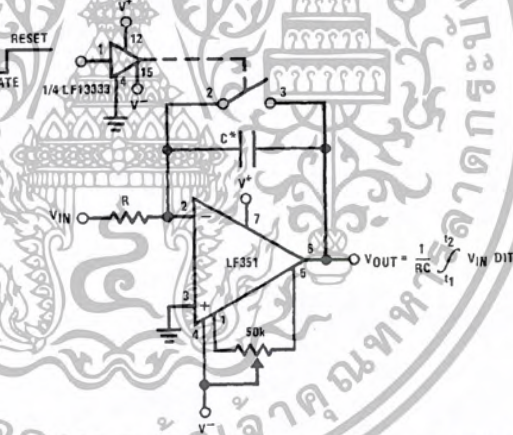
Parasitic input capacitance  $C_1 = (3 \text{ pF for LF351 plus any additional layout capacitance})$  interacts with feedback elements and creates undesirable high frequency poles. To compensate, add  $C_2$  such that:  $R_2 C_2 \approx R_1 C_1$ .

Ultra-Low (or High) Duty Cycle Pulse Generator



- $I_{OUTPUT \text{ HIGH}} \approx R_1 C_n \frac{4.8 - 2V_S}{4.8 - V_S}$
  - $I_{OUTPUT \text{ LOW}} \approx R_2 C_n \frac{2V_S - 7.8}{V_S - 7.8}$
- where  $V_S = V^+ + |V^-|$   
 \*low leakage capacitor

Long Time Integrator

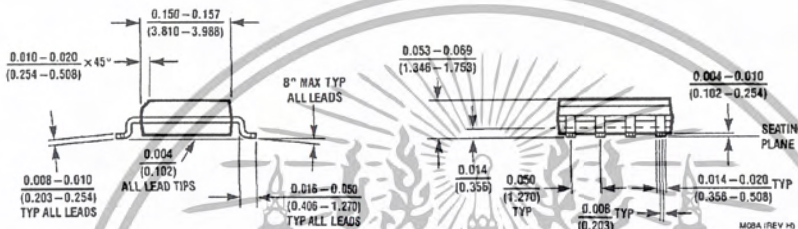
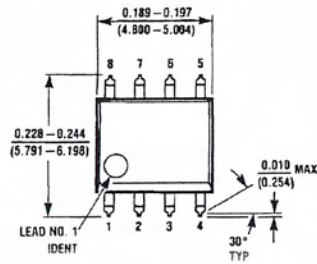


- \*Low leakage capacitor
- 50k pot used for less sensitive  $V_{OS}$  adjust

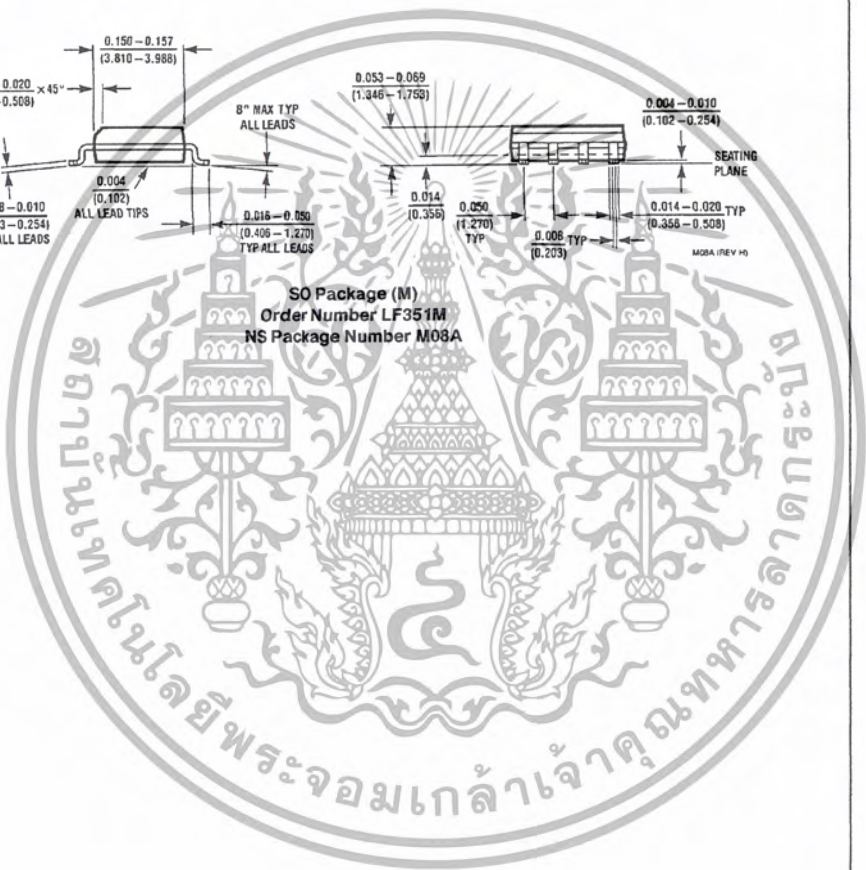
TL/H/5648-10

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Physical Dimensions inches (millimeters)

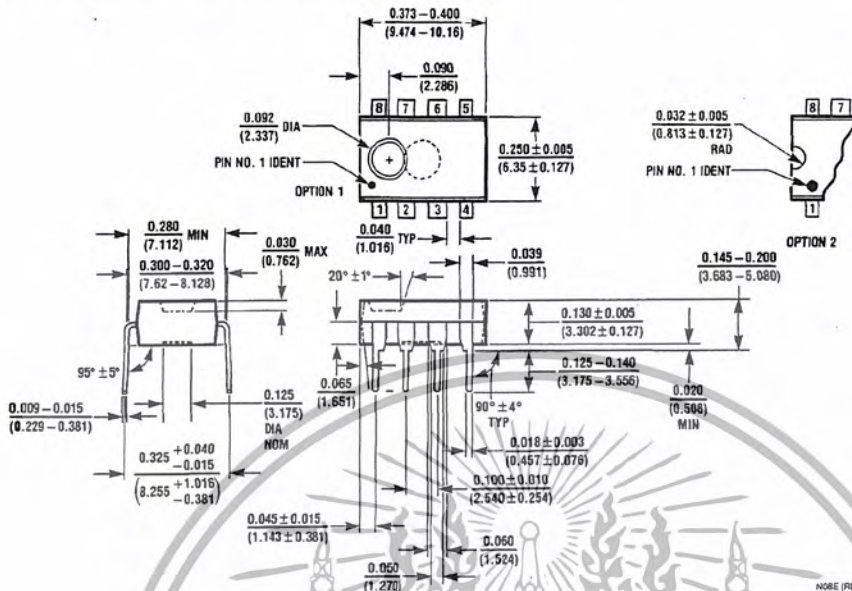


SO Package (M)  
Order Number LF351M  
NS Package Number M08A



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Physical Dimensions inches (millimeters) (Continued)



Molded Dual-In-Line Package (N)  
Order Number LF351N  
NS Package Number N08E

NO8E (REV F)

LIFE SUPPORT POLICY

NATIONAL'S PRODUCTS ARE NOT AUTHORIZED FOR USE AS CRITICAL COMPONENTS IN LIFE SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS WITHOUT THE EXPRESS WRITTEN APPROVAL OF THE PRESIDENT OF NATIONAL SEMICONDUCTOR CORPORATION. As used herein:

1. Life support devices or systems are devices or systems which, (a) are intended for surgical implant into the body, or (b) support or sustain life, and whose failure to perform, when properly used in accordance with instructions for use provided in the labeling, can be reasonably expected to result in a significant injury to the user.
2. A critical component is any component of a life support device or system whose failure to perform can be reasonably expected to cause the failure of the life support device or system, or to affect its safety or effectiveness.

<p><b>National Semiconductor Corporation</b> 1111 West Bardin Road Arlington, TX 76017 Tel: 1(800) 272-9959 Fax: 1(800) 737-7018</p>	<p><b>National Semiconductor Europe</b> Fax: (+49) 0-180-530 85 86 Email: cnjwge@tevm2.nsc.com Deutsch Tel: (+49) 0-180-530 85 85 English Tel: (+49) 0-180-532 78 32 Français Tel: (+49) 0-180-532 93 58 Italiano Tel: (+49) 0-180-534 16 80</p>	<p><b>National Semiconductor Hong Kong Ltd.</b> 13th Floor, Straight Block, Ocean Centre, 5 Canton Rd. Tsimshatsui, Kowloon Hong Kong Tel: (852) 2737-1600 Fax: (852) 2736-9960</p>	<p><b>National Semiconductor Japan Ltd.</b> Tel: 81-043-299-2309 Fax: 81-043-299-2408</p>
--	--	---	---

National does not assume any responsibility for use of any circuitry described, no circuit patent licenses are implied and National reserves the right at any time without notice to change said circuitry and specifications.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้