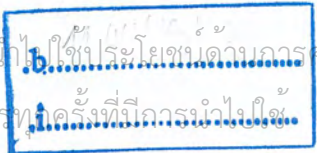


การประยุกต์ใช้สมการคณิตศาสตร์ในการวัดค่าทางไฟฟ้า 1  
APPLICATIONS OF MATHEMATICAL FUNCTION TO  
ELECTRICAL PARAMETER MEASUREMENTS 1



ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต  
สาขาวิชาวิศวกรรมระบบควบคุม  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
ปีการศึกษา 2546

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์อื่นใด  
ไม่ว่ากรณีใดๆ หากมีข้อผิดพลาดหรือต้องการแจ้งแก้ไข กรุณาติดต่อสำนักหอสมุดกลาง  
เลขหมู่: 55672  
เลขทะเบียน: 1  
วัน,เดือน,ปี 24 พ.ศ. 2548



ปริญญานิพนธ์ปีการศึกษา 2546

ภาควิชาวิศวกรรมระบบควบคุม


คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง การประยุกต์ใช้สมการคณิตศาสตร์ในการวัดค่าทางไฟฟ้า 1

ผู้จัดทำ

1. นางสาวกนกวรรณ สุยะราช รหัสประจำตัว 44015272



  
.....อาจารย์ที่ปรึกษา  
(ผศ.ดร. วรพงษ์ ตั้งศรีรัตน์)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# การประยุกต์ใช้สมการคณิตศาสตร์ในการวัดค่าทางไฟฟ้า

นางสาว กนกวรรณ สุยะราช

ผศ.ดร. วรพงศ์ ตั้งศรีรัตน์ อาจารย์ที่ปรึกษา

ปีการศึกษา 2546

## บทคัดย่อ

ปริญญานิพนธ์นี้นำเสนอแนวทางการประยุกต์ใช้สมการคณิตศาสตร์ในการวัดค่าทางไฟฟ้า ได้แก่ ค่าเฉลี่ย, ค่าประสิทธิภาพ, ค่ากำลังงานปรากฏ, ค่ากำลังงานเฉลี่ยและค่าตัวประกอบกำลัง วงจรที่นำเสนอประกอบด้วยไอซีวงจรมัลติพลายเออร์ AD633 และออปแอมป์เบอร์ LF351 เป็นอุปกรณ์แอคทีฟหลัก ผลการต่อวงจรทดลองจริงกับผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ได้แสดงให้เห็นถึงผลที่สอดคล้องกันไปตามหลักทางทฤษฎีที่ได้นำเสนอขึ้น

## Abstract

This project proposes the applications of mathematical function to measure some basic electrical parameters, i.e., average value, effective value or root-mean-square (rms) value, apparent power, average power, and power factor. The proposed circuits are mainly composed of a multiplier circuit IC AD633 and an operational amplifier (op-amp) LF351 as active components. Experimental and computer simulation results are in close agreement with the theoretical values.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อ	I
สารบัญ	II
สารบัญรูปภาพ	III
สารบัญตาราง	IV
บทที่ 1 บทนำ	
1.1 กล่าวนำ	1
1.2 วัตถุประสงค์	1
1.3 ขอบเขตของโครงการ	2
บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการดำเนินงานเบื้องต้น	
2.1 ค่าเฉลี่ยของแรงดันและกระแส	3
2.2 ค่าสัมประสิทธิ์ของแรงดันและกระแส	4
2.3 ค่ากำลังงานเฉลี่ย	6
2.4 ค่ากำลังงานปรากฏ	7
2.5 ค่าตัวประกอบกำลัง	7
2.6 วงจรออปแอมป์	8
2.6.1 วงจรขยายแบบกัลบเฟส	9
2.6.2 วงจรขยายสัญญาณแบบไม่กัลบเฟส	11
2.7 วงจรกรองผ่านความถี่	13
2.7.1 วงจรกรองผ่านความถี่ต่ำ	16
2.7.2 การออกแบบวงจร	19
2.8 การคูณสัญญาณอนาล็อก	20
2.8.1 การคูณแรงดันไฟตรง	21
2.8.1.1 แฟลคเตอร์การคูณ	21
2.8.1.2 ควอดแดรนต์การคูณ	22

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
2.8.2 การยกกำลังสองแรงดันไฟตรง	23
2.8.3 การหาค่าความถี่สองเท่า	24
2.8.4 การหารสัญญาณอนาล็อก	26
2.8.5 การถอดรหัสดิจิตอล	28
2.9 วงจรเรียงกระแสเชิงตรง	29
2.9.1 วงจรเรียงกระแสเชิงตรงเต็มลูกคลื่น	30
2.9.1.2 วงจรหาค่าสัมบูรณ์เชิงตรงพื้นฐาน	32
บทที่ 3 การออกแบบวงจรวัดค่าทางไฟฟ้าโดยใช้สมการคณิตศาสตร์	
3.1 วงจรยกกำลังสอง	35
3.2 วงจรถอดรหัสดิจิตอล	36
3.3 วงจรหาค่าเฉลี่ย	37
3.4 วงจรหาค่าประสิทธิภาพหรือค่าอาร์เอ็มเอส	38
3.5 วงจรหาค่ากำลังงานปรากฏ	39
3.6 วงจรหาค่ากำลังงานเฉลี่ย	40
3.7 วงจรหาค่าตัวประกอบกำลัง	41
3.8 แหล่งจ่ายไฟเลี้ยง	42
บทที่ 4 ผลการทดลอง	
4.1 ค่าเฉลี่ยของสัญญาณแรงดัน	43
4.2 ค่าอาร์เอ็มเอสของแรงดัน	47
4.3 ค่ากำลังงานปรากฏ	52
บทที่ 5 บทสรุปและวิจารณ์	
5.1 สรุป	56
5.2 ข้อเสนอแนะ	56

## สารบัญ(ต่อ)

ภาคผนวก

กิตติกรรมประกาศ

หนังสืออ้างอิง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญญภาพ

	หน้า
รูปที่ 2.1 หลักการหาค่าเฉลี่ยของสัญญาณ	4
รูปที่ 2.2 หลักการหาค่าอาร์เอ็มเอส	5
รูปที่ 2.3 หลักการหาค่ากำลังงานเฉลี่ย	6
รูปที่ 2.4 หลักการหาค่ากำลังงานปรากฏ	7
รูปที่ 2.5 หลักการหาค่าตัวประกอบกำลัง	8
รูปที่ 2.6 (ก) วงจรขยายสัญญาณแบบกลับเฟส	9
รูปที่ 2.6 (ข) วงจรสมมูลทางไฟฟ้า	9
รูปที่ 2.7 บล็อกไดอะแกรมของวงจรขยายสัญญาณแบบกลับเฟส	10
รูปที่ 2.8 (ก) วงจรขยายสัญญาณแบบไม่กลับเฟส	11
รูปที่ 2.8 (ข) วงจรสมมูลทางไฟฟ้า	11
รูปที่ 2.9 บล็อกไดอะแกรมของวงจรขยายสัญญาณแบบไม่กลับเฟส	13
รูปที่ 2.10 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองผ่านความถี่ทั้งสี่ชนิด	15
รูปที่ 2.11 (ก) วงจรกรองผ่านความถี่ต่ำที่มีอัตราการผลิตเปลี่ยนแปลงเท่ากับ $-20$ dB/decade	18
รูปที่ 2.11 (ข) ผลตอบสนองทางความถี่	19
รูปที่ 2.12 AD633 multiplier	21
รูปที่ 2.13 คุณสมบัติการคูณแรงดันไฟตรงระหว่าง $x_1$ กับ $y_1$ เมื่อ $x_2 = y_2 = z = 0$	22
รูปที่ 2.14 การต่อวงจรคูณเพื่อทำหน้าที่เป็นวงจรถักกำลัง	23
รูปที่ 2.15 วงจรยกกำลังสองซึ่งทำหน้าที่เป็นวงจรถักกำลังสองเท่า	26
รูปที่ 2.16 วงจรหารสัญญาณอนาล็อกโดยใช้โอปแอมป์ต่อร่วมกับวงจรถักกำลังเมื่อ $x_2 = y_2 = z = 0$	27
รูปที่ 2.17 วงจรลดอัตราที่สองโดยใช้โอปแอมป์ต่อร่วมกับวงจรถักกำลังเมื่อ $x_2 = y_2 = z = 0$	28
รูปที่ 2.18 วงจรเรียงกระแสพื้นฐานแบบใช้ไดโอดเพียงตัวเดียว	30
รูปที่ 2.19 วงจรเรียงกระแสเต็มลูกคลื่น	31
รูปที่ 2.20 วงจรหาค่าสัมบูรณ์พื้นฐานและกราฟคุณสมบัติในการทำงานของวงจร	34
รูปที่ 3.1 วงจรยกกำลังสอง	35

## สารบัญญภาพ (ต่อ)

	หน้า
รูปที่ 3.2 วงจรทรานซิสเตอร์ที่ใช้โอบีเอ็มพีต่อร่วมกับวงจรคูณเมื่อ $x_2 = y_2 = z = 0$	36
รูปที่ 3.3 วงจรหาค่าเฉลี่ย	37
รูปที่ 3.4 วงจรหาค่าประสิทธิผล	38
รูปที่ 3.5 วงจรหาค่ากำลังงานปรากฏ	39
รูปที่ 3.6 วงจรหาค่ากำลังงานเฉลี่ย	40
รูปที่ 3.7 วงจรหาค่าตัวประกอบกำลัง	41
รูปที่ 3.8 แหล่งจ่ายไฟเลี้ยงของวงจร	42
รูปที่ 4.1 ผลการทำงานของวงจรหาค่าเฉลี่ย	44
รูปที่ 4.2 ผลการทดลองวงจรหาค่าเฉลี่ย โดยที่อินพุทเป็นสัญญาณแรงดัน ( $V_{in}$ ) รูปคลื่นชานี่ขนาด 1 V	44
รูปที่ 4.3 ผลการทดลองวงจรหาค่าเฉลี่ย โดยที่อินพุทเป็นสัญญาณแรงดัน ( $V_{in}$ ) รูปคลื่นชานี่ขนาด 2 V	45
รูปที่ 4.4 ผลการทดลองวงจรหาค่าเฉลี่ย โดยที่อินพุทเป็นสัญญาณแรงดัน ( $V_{in}$ ) รูปคลื่นชานี่ขนาด 3 V	45
รูปที่ 4.5 ผลการเขียนแบบการทดลองวงจรหาค่าเฉลี่ย โดยที่อินพุทเป็นสัญญาณแรงดัน ( $V_{in}$ ) รูปคลื่นชานี่ขนาด 1 V	46
รูปที่ 4.6 ผลการเขียนแบบการทดลองวงจรหาค่าเฉลี่ย โดยที่อินพุทเป็นสัญญาณแรงดัน ( $V_{in}$ ) รูปคลื่นชานี่ขนาด 2 V	46
รูปที่ 4.7 ผลการเขียนแบบการทดลองวงจรหาค่าเฉลี่ย โดยที่อินพุทเป็นสัญญาณแรงดัน ( $V_{in}$ ) รูปคลื่นชานี่ขนาด 3 V	47
รูปที่ 4.8 ผลการทำงานของวงจรหาค่าอาร์เอ็มเอส	48
รูปที่ 4.9 ผลการทำงานของวงจรหาค่าอาร์เอ็มเอส โดยที่อินพุทเป็นสัญญาณแรงดัน ( $V_{in}$ ) รูปคลื่นชานี่ขนาด 1 V	48

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญญภาพ (ต่อ)

	หน้า
รูปที่ 4.10 ผลการทำงานของวงจรหาค่าอาร์เอ็มเอส โดยที่อินพุทเป็นสัญญาณแรงดัน ( $V_{in}$ ) รูปคลื่นชายน้ขนาด 2 V	49
รูปที่ 4.11 ผลการทำงานของวงจรหาค่าอาร์เอ็มเอส โดยที่อินพุทเป็นสัญญาณแรงดัน ( $V_{in}$ ) รูปคลื่นชายน้ขนาด 3 V	49
รูปที่ 4.12 ผลการเขียนแบบการทดลองวงจรหาค่าอาร์เอ็มเอส โดยที่อินพุทเป็นสัญญาณแรงดัน ( $V_{in}$ ) รูปคลื่นชายน้ขนาด 1 V	50
รูปที่ 4.13 ผลการเขียนแบบการทดลองวงจรหาค่าอาร์เอ็มเอส โดยที่อินพุทเป็นสัญญาณแรงดัน ( $V_{in}$ ) รูปคลื่นชายน้ขนาด 2 V	50
รูปที่ 4.14 ผลการเขียนแบบการทดลองวงจรหาค่าอาร์เอ็มเอส โดยที่อินพุทเป็นสัญญาณแรงดัน ( $V_{in}$ ) รูปคลื่นชายน้ขนาด 3 V	51
รูปที่ 4.15 ผลการทำงานของวงจรถ้ากำลังงานปรากฏ โดยที่อินพุทเป็นสัญญาณแรงดัน ( $V_{in}$ ) รูปคลื่นชายน้ขนาด 1 V	53
รูปที่ 4.16 ผลการทำงานของวงจรถ้ากำลังงานปรากฏ โดยที่อินพุทเป็นสัญญาณแรงดัน ( $V_{in}$ ) รูปคลื่นชายน้ขนาด 2 V	53
รูปที่ 4.17 ผลการทำงานของวงจรถ้ากำลังงานปรากฏ โดยที่อินพุทเป็นสัญญาณแรงดัน ( $V_{in}$ ) รูปคลื่นชายน้ขนาด 3 V	54
รูปที่ 4.18 ผลการเขียนแบบการทดลองวงจรถ้ากำลังงานปรากฏ โดยที่อินพุทเป็นสัญญาณแรงดัน ( $V_{in}$ ) รูปคลื่นชายน้ขนาด 1 V	54
รูปที่ 4.19 ผลการเขียนแบบการทดลองวงจรถ้ากำลังงานปรากฏ โดยที่อินพุทเป็นสัญญาณแรงดัน ( $V_{in}$ ) รูปคลื่นชายน้ขนาด 2 V	55
รูปที่ 4.20 ผลการเขียนแบบการทดลองวงจรถ้ากำลังงานปรากฏ โดยที่อินพุทเป็นสัญญาณแรงดัน ( $V_{in}$ ) รูปคลื่นชายน้ขนาด 3 V	55

## สารบัญตาราง

	หน้า
ตารางที่ 4.1 แสดงผลการทดลองวงจรถาห์ค่าเฉลี่ยของสัญญาณแรงดัน	41
ตารางที่ 4.2 แสดงผลการทดลองวงจรถาห์ค่าอาร์เอ็มเอสของแรงดัน	47
ตารางที่ 4.3 แสดงผลการทดลองวงจรถาห์ค่ากำลังงานปรากฏ	52



## บทที่ 1

### บทนำ

#### 1.1 กล่าวนำ

การทดลองในห้องปฏิบัติการเกี่ยวกับการวัดค่าทางไฟฟ้าพื้นฐานนั้นจำเป็นต้องมีเครื่องวัดอ้างอิงประเภทต่างๆที่ใช้วัดค่าแรงดันและกระแส ในปัจจุบันสามารถที่จะบอกค่าเป็นตัวเลขได้โดย เช่น ดิจิตอลมิเตอร์ (Digital Meter), ออสซิลโลสโคป (Oscilloscope) ที่สามารถมองเห็นทั้งสัญญาณและบอกค่าการวัดเป็นตัวเลขรวมทั้งยังมีความเที่ยงตรงสูงกว่าการอ่านเครื่องมือวัดแบบขดลวดเคลื่อนที่ (Moving-coil Meter) แต่การวัดค่าเฉลี่ย (Average Value), ค่าประสิทธิผล (Effective Value), ค่ากำลังงานเฉลี่ย (Average Power), ค่ากำลังงานปรากฏ (Apparent Power) และค่าตัวประกอบกำลัง (Power Factor) ยังมีความจำเป็นที่จะต้องหาโดยการคำนวณซึ่งอาศัยการอ่านค่ากระแสและแรงดันจากเครื่องมือวัดด้วยเหตุผลที่ค่าต่างๆที่ต้องการนั้นล้วนแต่มีสูตรคำนวณทางคณิตศาสตร์ที่แน่นอน ดังนั้นหากสามารถสร้างวงจรที่ทำหน้าที่คำนวณค่าในลักษณะต่างๆได้ย่อมสามารถที่สร้างเครื่องมือวัดได้ แต่สูตรการคำนวณส่วนใหญ่จะมีการคูณ การหาร การยกกำลังสอง และการหารากที่สองของฟังก์ชัน ซึ่งในอดีตการคำนวณในลักษณะดังกล่าวทำได้ค่อนข้างยาก ปัจจุบันมีการผลิตไอซีที่ทำหน้าที่การคูณสัญญาณที่สามารถนำมาประยุกต์ใช้ในการสร้างวงจรหาร วงจรยกกำลังสองและวงจรอครากที่สอง ได้ถูกนำมา สร้างเป็นวงจรวัดทางไฟฟ้าที่ความถี่สูงได้ เครื่องวัดทางไฟฟ้าที่ถูกประยุกต์จากสมการคณิตศาสตร์นี้ได้ถูกออกแบบมาเพื่อใช้ประกอบกับเครื่องมือวัดชนิดอื่นๆในการวัดทางไฟฟ้า เช่น มัลติมิเตอร์ (Multimeter), ออสซิลโลสโคป เป็นต้น การนำสมการทางคณิตศาสตร์มาออกแบบเป็นวงจรที่ใช้วัดค่าทางไฟฟ้าเป็นการประยุกต์การออกแบบวงจรไฟฟ้าให้สามารถแก้ปัญหาการหาค่าทางไฟฟ้าที่ไม่ต้องมาคำนวณในภายหลังได้ อีกทั้งลดขั้นตอนการคำนวณที่เกิดจากผู้ใช้ปฏิบัติงานลดลงได้อีกด้วย

#### 1.2 วัตถุประสงค์

- 1.สามารถนำไอซีวงจรคูณมาประยุกต์ใช้ในการสร้างวงจรวัดทางไฟฟ้าได้
- 2.เพื่อศึกษาและออกแบบวงจรเพื่อสร้างเครื่องมือวัดทางไฟฟ้า
- 3.สามารถประยุกต์ใช้สมการทางคณิตศาสตร์มาออกแบบวงจรวัดค่าทางไฟฟ้าต่างๆได้

### 1.3 ขอบเขตของโครงการ

ในการทำโครงการนี้ ได้กำหนดขอบเขตในการทำโครงการไว้ดังนี้

1.สามารถนำสมการทางคณิตศาสตร์มาประยุกต์ใช้เพื่อคำนวณหาค่าวัตตทางไฟฟ้าได้

2.สามารถนำสมการที่ใช้ในการคำนวณหาค่าวัตตทางไฟฟ้ามาออกแบบเป็นวงจรเพื่อสร้างเป็นเครื่องมือวัดทางไฟฟ้าที่มีประสิทธิภาพได้

3.สามารถทำการวัดค่าทางไฟฟ้าต่างๆได้ดังนี้

- c ค่าเฉลี่ยของแรงดันและกระแส (Average value)
- ค่าประสิทธิผลของแรงดันและกระแส (Effective value, RMS)
- ค่ากำลังงานไฟฟ้าเฉลี่ย (Average power)
- ค่ากำลังงานไฟฟ้าปรากฏ (Apparent power)
- ค่าตัวประกอบกำลัง (Power factor, PF)



## บทที่ 2

### ทฤษฎีและหลักการงานเบื้องต้น

#### 2.1 ค่าเฉลี่ยของแรงดันและกระแส (Average value)

สัญญาณไฟฟ้าถ้าเป็นสัญญาณไฟตรงอย่างเดียวก็จะเป็นการง่ายในการคำนวณค่าปริมาณไฟฟ้า แต่โดยปกติแล้วขนาดของปริมาณทางไฟฟ้าจะแปรตามเวลามากกว่าจะมีค่าคงที่ เมื่อรูปคลื่นมีรูปร่างแปรไปตามเวลา การวัดค่าของปริมาณที่แทนด้วยรูปคลื่นที่จุดเวลาเพียงจุดเดียวไม่สามารถทำการวัดครั้งเดียวเพื่อให้ได้ทุกสิ่งทุกอย่างที่ต้องการรู้เกี่ยวกับสัญญาณได้ จากเหตุผลข้างต้นทำให้จำเป็นที่จะต้องหาค่าเฉลี่ยของสัญญาณที่แปรตามเวลา ซึ่งอธิบายความหมายของค่าเฉลี่ยได้คือ ค่าความสูงเฉลี่ยของรูปคลื่น โดยเป็นค่าเฉลี่ยของค่าฟังก์ชันของเวลา ซึ่งจะมีลักษณะเช่นเดียวกันกับการหาค่าเฉลี่ยของปริมาณต่างๆทั่วไปทางคณิตศาสตร์ โดยค่าเฉลี่ยของสัญญาณไฟฟ้าหาได้จาก การนำค่าผลรวมของขนาดของสัญญาณในช่วงเวลาที่พิจารณาหารด้วยเวลาที่แปรเปลี่ยนไปในช่วงที่พิจารณา ถ้าพิจารณาสัญญาณใน 1 คาบเวลา (ตั้งแต่ 0 ถึง T) จะสามารถเขียนสมการได้เป็น

$$F_{Av} = \frac{1}{T} \int_0^T f(t) dt \quad (2.1)$$

ในการสร้างวงจรวัดค่าเฉลี่ยของแรงดันและกระแสนั้นไม่สามารถหาได้โดยวิธีการอินทิเกรตฟังก์ชันแล้วหารด้วยคาบเวลาดังที่แสดงในสมการที่ (2.1) ได้ เพราะขณะที่ทำการวัดเราไม่สามารถทราบค่าคาบเวลาที่แน่นอนของรูปคลื่นได้แต่เนื่องด้วยเป็นที่ทราบกันอยู่แล้วว่ารูปคลื่นสัญญาณมีคาบต่างๆสามารถวิเคราะห์ได้ทฤษฎีอนุกรมฟูเรียร์ (Fourier's series)

ทฤษฎีฟูเรียร์โดยพื้นฐานกล่าวถึงสัญญาณที่มีคาบที่มีองค์ประกอบทางสัญญาณสองส่วนคือส่วนที่เป็นค่าคงที่เปรียบได้กับสัญญาณไฟตรงซึ่งเป็นจุดอ้างอิงของสัญญาณ (offset level) และส่วนที่เป็นสัญญาณไฟสลับมีค่าแปรไปตามเวลา ซึ่งไม่ใช่มีเพียงสัญญาณเดี่ยวแต่จะประกอบด้วยคลื่นไซน์จำนวนมากโดยขึ้นอยู่กับชนิดของสัญญาณเรียงจำนวนและลำดับของสัญญาณด้วยคำว่าฮาร์โมนิกส์ (Harmonic) โดยผลรวมของฮาร์โมนิกส์ที่ 1 ไปเรื่อยๆจนถึงฮาร์โมนิกส์ที่ n ซึ่งสามารถพิจารณาได้จากสมการดังต่อไปนี้

$$f(t) = C_0 \cos(\omega_0 t + \theta_1) + C_2 \cos(2\omega_0 + \theta) + \dots$$

$$\dots + C_n \cos(n\omega_0 t + \theta_n)$$
(2.2)

โดยที่  $C_0$  คือ ส่วนประกอบทางไฟตรงและ  $C_n$  คือ ค่าคงที่ของฮาร์มอนิกที่  $n$  ถ้าเราสามารถกำจัดฮาร์มอนิกต่างๆของสัญญาณซึ่งมีความถี่สูงกว่าส่วนประกอบทางไฟตรงออกได้ด้วยวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านซึ่งเอาท์พุทที่ได้จะเป็นส่วนประกอบทางไฟตรงซึ่งเทียบค่าได้เท่ากับค่าเฉลี่ยของสัญญาณมีคาบ ดังนั้นในการหาค่าเฉลี่ยของสัญญาณมีคาบโดยไม่ทราบคาบเวลาที่แน่นอนทำได้โดยนำสัญญาณที่พิจารณาผ่านวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำ (Low Pass Filter, LPF) ที่มีความถี่คัทออฟต่ำๆจะได้ค่าเฉลี่ยของสัญญาณซึ่งแสดงได้ดังรูปที่ 2.1



รูปที่ 2.1 หลักการหาค่าเฉลี่ยของสัญญาณ

## 2.2 ค่าประสิทธิผลของแรงดันและกระแส (Effective value, RMS)

ค่าประสิทธิผลหรือค่าอาร์เอ็มเอสของกระแสหรือแรงดันของไฟสลับเป็นค่าที่ใช้กันอย่างกว้างขวางในทางปฏิบัติ และเป็นค่าที่ใช้ในการพิจารณารูปคลื่นต่างๆทุกๆแบบ ทั้งไฟตรงและไฟสลับนอกจากนี้ค่าอาร์เอ็มเอสยังมีผลทำให้เกิดการถ่ายทอดพลังงานอีกด้วย เช่น เมื่อมีกระแสไหลผ่านความต้านทานก็ทำให้เกิดความร้อน จึงเรียกค่าอาร์เอ็มเอสว่า ค่าประสิทธิผล

ค่าอาร์เอ็มเอสของกระแสหรือแรงดันของไฟสลับที่ทำให้เกิดกำลังงานหรือพลังงานไฟฟ้าขึ้นมานี้ เราถือว่าค่าอาร์เอ็มเอสดังกล่าวนี้เปรียบเสมือนค่าหรือขนาดของกระแสหรือแรงดันไฟตรงที่มีขนาดคงที่นั่นเอง

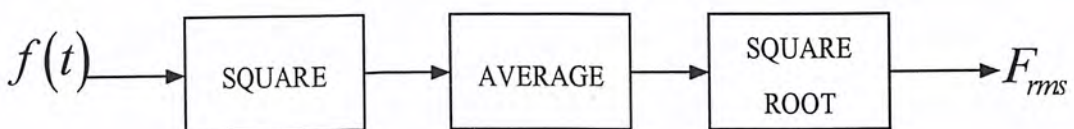
ในกรณีที่สัญญาณแรงดันหรือกระแสในการวิเคราะห์เป็นองค์ประกอบของสัญญาณพื้นฐานซายน์ซึ่งรูปคลื่นมีทั้งด้านบวกและด้านลบและสามารถสร้างกำลังงานได้เป็นบวกเสมอเนื่องจากสมการของกำลังงานไฟฟ้าในช่วงเวลาใดๆสามารถแสดงในรูปของกระแสและแรงดันด้วยความสัมพันธ์ตามกฎของโอห์มคือ

$$p(t) = V(t) \cdot i(t) = \frac{V^2(t)}{R} = i^2(t) \cdot R \quad (2.3)$$

แสดงให้เห็นอย่างชัดเจนว่าเทอมของกำลังงานจะอยู่ในรูปฟังก์ชันของกระแสหรือแรงดัน ยกกำลังสอง แต่ถ้าเราใช้วิธีเฉลี่ยกระแสหรือแรงดันตามสมการที่ (2.1) จะได้คำตอบของค่าเฉลี่ยของกระแสหรือแรงดันที่เป็นศูนย์หรือใกล้เคียงศูนย์เสมอ (ดังนั้นค่าเฉลี่ยจะใช้กับสัญญาณประเภทนี้ไม่ได้) ดังนั้นค่าอาร์เอ็มเอสจึงได้ถูกกำหนดขึ้นเพื่อเป็นค่าใหม่ที่ใช้ทดแทนค่าเฉลี่ยของสัญญาณที่เป็นองค์ประกอบของสัญญาณชาแนลพื้นฐานโดยพิจารณาในหนึ่งคาบเวลา และเนื่องจากเทอมของตัวแปรถูกยกกำลังสองก่อนดังสมการที่ (2.4) ค่าที่คำนวณได้จึงเป็นบวกเสมอซึ่งเมื่อพิจารณาเทอมของตัวแปรยกกำลังสองนี้ในสมการที่ (2.3) และสมการที่ (2.4) (แรงดันยกกำลังสองหรือกระแสยกกำลังสอง) จะเห็นว่าค่าอาร์เอ็มเอสเป็นเทอมที่มีความสัมพันธ์อย่างยิ่งกับค่ากำลังงานของสัญญาณ หรืออาจจะกล่าวได้ว่าเทอมของค่าอาร์เอ็มเอสสร้างขึ้นเพื่อใช้บ่งบอกหรือเปรียบเทียบว่ารูปคลื่นนั้นๆสามารถสร้างกำลังงานออกมาเท่ากับค่าคงที่ (ไปตรง) เท่าใด

ดังนั้นการหาค่าอาร์เอ็มเอสของรูปคลื่นสามารถทำได้ดังรูปที่ 2.2 โดยเริ่มจากยกกำลังสองของขนาดของรูปคลื่นแต่ละขณะหรือจุดเวลา จากนั้นจึงทำการเฉลี่ยค่าของรูปคลื่นที่ยกกำลังสองสุดท้ายทำการถอดรากที่สองของค่าเฉลี่ยนี้ก็จะได้ค่าอาร์เอ็มเอสที่ต้องการ ด้วยลำดับขั้นตอนการคำนวณดังกล่าวเลยทำให้ได้ชื่อว่า “Root-Mean-Square, RMS” สามารถเขียนสมการคณิตศาสตร์ได้เป็นค่าอาร์เอ็มเอสของสัญญาณ  $f(t)$  ระหว่างเวลา 0 ถึง T ดังนี้

$$F_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T f^2(t) dt} \quad (2.4)$$

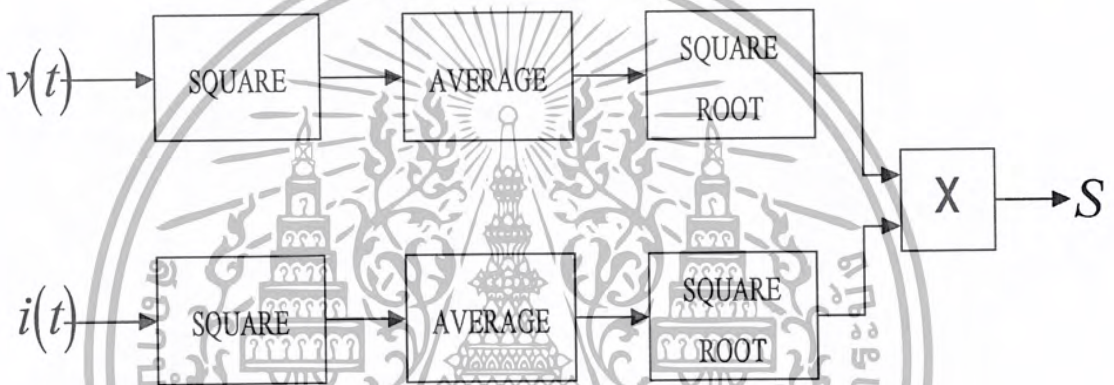


รูปที่ 2.2 หลักการหาค่าอาร์เอ็มเอส

## 2.4 ค่ากำลังงานปรากฏ (Apparent power, S)

ค่ากำลังงานปรากฏ คือ ค่ากำลังงานที่มากที่สุดที่แหล่งจ่ายสามารถจ่ายออกไปได้สามารถคำนวณได้โดยนำผลคูณระหว่างกระแสและแรงดันผ่านวงจรยกกำลัง วงจรหาค่าเฉลี่ยและวงจรหาค่ารากที่สองได้ตั้งบล็อกโคโตะแกรมในรูปที่ 2.4 หรือเขียนอธิบายความสัมพันธ์ได้เป็น

$$S = V_{rms} \cdot I_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T V^2(t) dt} \cdot \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2(t) dt} \quad (2.6)$$



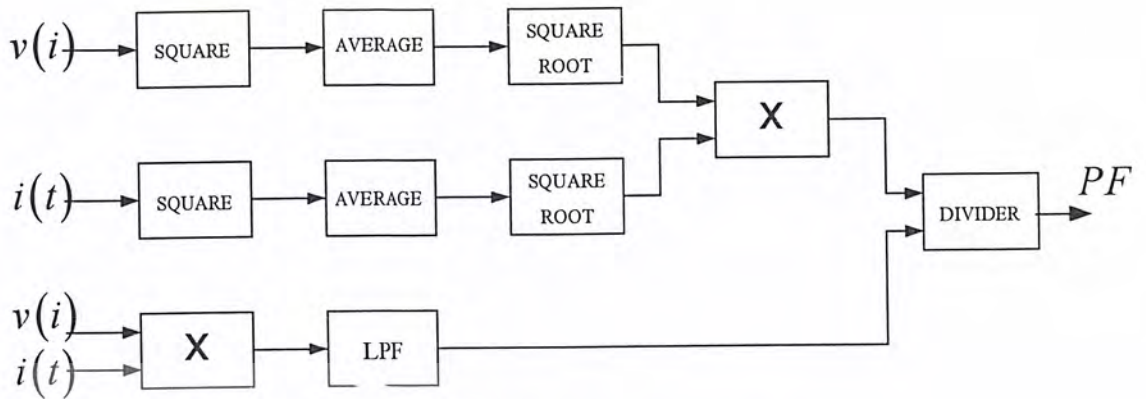
รูปที่ 2.4 หลักการหาค่ากำลังงานปรากฏ

## 2.5 ค่าตัวประกอบกำลัง (Power Factor, PF)

ค่าตัวประกอบกำลังคือ ค่าที่แสดงความสามารถที่โหลดสามารถนำกำลังงานที่จ่ายไปใช้งานได้มากน้อยเพียงไรสามารถคำนวณได้โดยการนำสัญญาณที่ผ่านการหาค่ากำลังงานเฉลี่ยหารด้วยสัญญาณที่ผ่านการหาค่ากำลังงานปรากฏดังรูปที่ 2.5 หรือเขียนอธิบายได้ดังสมการต่อไปนี้

$$PF = \frac{\text{Average Power}}{\text{Apparent Power}} = \frac{P_{av}}{S} = \frac{P_{av}}{V_{rms} \cdot I_{rms}} = \cos(\theta) \quad (2.7)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.5 หลักการหาค่าตัวประกอบกำลัง

## 2.6 วงจรออปแอมป์ (Operational Amplifier, Op-Amp)

วงจรรออปแอมป์เป็นวงจรมีคุณสมบัติต่างที่มีอัตราขยายสูงมากและสามารถขยายไฟตรงได้ด้วยและมีการนำไปประกอบใช้งานมากมายคุณสมบัติที่สำคัญของออปแอมป์ในอุดมคติมีดังต่อไปนี้คือ

1. อัตราขยายแรงดันลูปเปิด (Open loop voltage gain,  $A_{OL}$ ) จะต้องมีค่าสูงมากเป็นอนันต์ (infinite)
2. อินพุตอิมพีแดนซ์ (Input impedance,  $Z_{in}$ ) จะต้องมีค่าสูงมากเป็นอนันต์
3. เอาท์พุตอิมพีแดนซ์ (Output impedance,  $Z_{out}$ ) จะต้องมีค่าต่ำมากเป็นศูนย์
4. ช่วงความถี่แบนด์วิดท์ (Bandwidth, BW) จะต้องมีค่ามากเป็นอนันต์
5. แรงดันอินพุตออฟเซต (Offset input voltage,  $V_{os}$ ) จะต้องมีค่าต่ำมากเป็นศูนย์ (ในทางปฏิบัติสาเหตุที่ทำให้แรงดันอินพุตออฟเซตไม่เท่ากับศูนย์อันเนื่องมาจากคุณสมบัติของทรานซิสเตอร์ในส่วนวงจรทางอินพุตที่ไม่สมพียง (match) กันนั่นเอง)

ในทางปฏิบัตินั้นไม่สามารถสร้างออปแอมป์ตามอุดมคติได้จริง แต่สามารถสร้างได้ใกล้เคียงมากที่สุดจึงสามารถประมาณได้ว่าออปแอมป์มีคุณสมบัติเป็นออปแอมป์ตาม อุดมคติและนำคุณสมบัติมาออกแบบวงจรใช้งานต่างๆ คุณสมบัติที่จำเป็นในการออกแบบวงจรมีดังนี้คือ

1. ความแตกต่างแรงดันอินพุต (differential input voltage) มีค่าประมาณเท่ากับศูนย์ ทั้งนี้เพราะว่าในขณะที่ใช้งานปกติแรงดันเอาท์พุต  $V_{out}$  มีค่าแน่นอนและค่า อัตราขยายลูปเปิด  $A_{OL}$  มีค่าสูงมากเป็นอนันต์ ดังนั้น  $V_i = V_{out} / A_{OL}$  จะมีค่าน้อยมากเข้าใกล้ศูนย์นั่นคือ  $V_1 = V_2$  (การสมมุตินี้จะไม่เป็นจริงถ้าเอาท์พุตของวงจรรออยู่ในสภาวะอิ่มตัว)

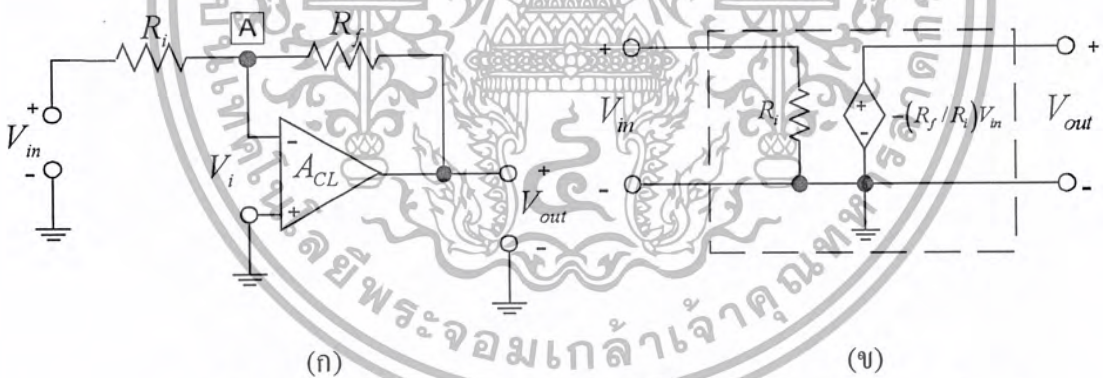
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. กระแสที่ไหลเข้าไปในอินพุตแต่ละขั้วมีค่าประมาณศูนย์ ( $I_n$  น้อยมากๆ) ทั้งนี้เพราะว่าค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ของออปแอมป์สูงมากเป็นอนันต์
3. ในขณะที่ออปแอมป์ต่อแบบลูปปิด (Closed loop) จะทำให้แรงดันที่ขั้วอินพุตทั้งสองค่าประมาณเท่ากัน

ในการคำนวณและหาค่าอัตราขยายลูปปิดของออปแอมป์จะใช้คุณสมบัติทั้งสามข้อนี้ช่วยในการพิจารณาเขียนสมการอัตราขยายลูปปิด  $A_{CL}$

### 2.6.1 วงจรขยายแบบกลับเฟส (Inverting Amplifier)

วงจรถ่ายสัญญาณแบบกลับเฟสมีการต่อวงจรดังรูปที่ 2.6 วงจรนี้จะให้สัญญาณเอาต์พุตต่างเฟสไปจากอินพุต 180 องศา และขั้วอินพุตกลับเฟสที่โหนด A จะมีแรงดันประมาณศูนย์ ( $V_i = V_{out} / A_{OL} = 0$ ) ความต้านทาน  $R_i$  และ  $R_f$  ทำหน้าที่เป็นวงจรแบ่งแรงดัน (voltage divider) ระหว่าง  $V_{out}$  กับ  $V_{in}$  และโหนด A จะมีความต่างศักย์ประมาณศูนย์หรืออาจเรียกโหนด A นี้ว่ามีคุณสมบัติเป็นกราวด์เสมือน (virtual ground)



รูปที่ 2.6 (ก) วงจรถ่ายสัญญาณแบบกลับเฟส และ (ข) วงจรสมมูลทางไฟฟ้า

คุณสมบัติของออปแอมป์จะได้ว่า  $Z_{in} \rightarrow \infty$  และ  $I_B = 0$  ดังนั้นจะเห็นว่ากระแสที่ไหลผ่าน  $R_i$  และ  $R_f$  ก็คือกระแสตัวเดียวหรือนั่นคือ

$$I_{Ri} \cong I_{Rf}$$

โดยที่  $I_{R_i} = \frac{V_{in} - V_i}{R_i}$  และ  $I_{R_f} = \frac{V_i - V_{out}}{R_f}$  จึงเขียนสมการบนใหม่ได้คือ

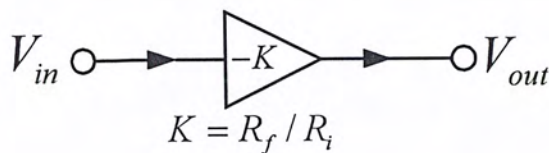
$$\frac{V_{in} - V_i}{R_i} \cong \frac{V_i - V_{out}}{R_f}$$

แต่เนื่องจาก  $V_i = 0$  เพราะว่า  $A_{OL} \rightarrow \infty$  ทำให้

เพราะฉะนั้นจะได้อัตราขยายแรงดันลูปปิดของวงจรเท่ากับ

$$A_{CL} = \frac{V_{out}}{V_{in}} \cong \frac{R_f}{R_i} \tag{2.8}$$

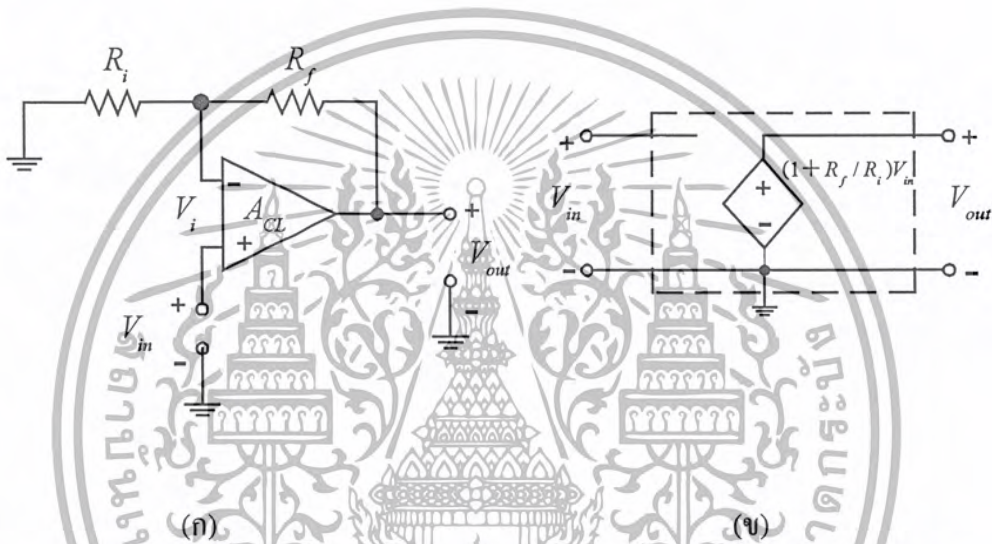
จะเห็นว่าวงจรขยายสัญญาณแบบกลับเฟสนี้มีคุณสมบัติคล้ายกับวงจรขยายสัญญาณอีมิเตอร์ร่วม (Common-emitter amplifier) นั่นคือสามารถปรับแต่งอัตราขยายสัญญาณของวงจรได้ด้วยสัดส่วนของ  $R_f$  และ  $R_i$  ให้มีมต่างเฟส (phase shift) ของวงจรเท่ากับ 180 องศา และมีอินพุตอิมพีแดนซ์ของวงจรเท่ากับ  $R_i$  บล็อกไดอะแกรมของวงจรสามารถเขียนแสดงได้ดังรูปที่ 2.7



รูปที่ 2.7 : บล็อกไดอะแกรมของวงจรขยายสัญญาณแบบกลับเฟส

## 2.6.2 วงจรขยายสัญญาณแบบไม่กลับเฟส (Noninverting Amplifier)

วงจรขยายสัญญาณแบบไม่กลับเฟส (noninverting amplifier) มีลักษณะการต่อวงจรดังรูปที่ 2.8 ตั้งเกตุว่าการต่อวงจรจะคล้ายกับวงจรขยายสัญญาณแบบกลับเฟสมากจะต่างกันตรงที่ขาสัญญาณอินพุทของวงจรขยายสัญญาณแบบไม่กลับเฟสถูกป้อนเข้าทางขาไม่กลับเฟส (noninverting input) เท่านั้น ดังนั้นวงจรนี้จึงมีค่าอินพุทอิมพีแดนซ์สูงมากเพราะเป็นอินพุทอิมพีแดนซ์ของออปแอมป์นั่นเอง ถ้าดัชนีการวิเคราะห์หาอัตราขยายสัญญาณของวงจรสามารถกระทำได้ดังนี้



รูปที่ 2.8: (ก) วงจรขยายสัญญาณแบบไม่กลับเฟส และ (ข) วงจรสมมูลทางไฟฟ้า

จากวงจร  $R_i$  และ  $R_f$  จัดเป็นวงจรแบ่งแรงดัน เนื่องจากกระแสอินพุทของออปแอมป์มีค่าต่ำมากๆ หรือ  $I_B \cong 0$  ดังนั้นกระแสที่ไหลผ่าน  $R_i$  และ  $R_f$  จึงเป็นกระแสตัวเดียวกัน ทำให้แรงดันที่ขาอินพุทกลับเฟสมีค่าเท่ากับ

$$V^- \cong \left( \frac{R_i}{R_i + R_f} \right) V_{out}$$

จากคุณสมบัติของออปแอมป์จะได้ว่า  $Z_{in} \rightarrow \infty$  และ  $I_B = 0$  ดังนั้นจะเห็นว่ากระแสที่ไหลผ่าน  $R_i$  จึงเท่ากับ กระแสที่ไหลผ่าน  $R_f$  หรือนั่นคือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_{R_i} = \frac{V_{in} + V_i}{R_i} \cong I_{R_f} = \frac{V_{out} - (V_{in} + V_i)}{R_f}$$

โดยที่แรงดันที่ขั้วอินพุตกลับเฟสเท่ากับ  $V_{in} + V_i$  ;

$$\frac{V_{in} + V_i}{R_i} \cong \frac{V_{out} - (V_{in} + V_i)}{R_f}$$

แต่ถ้า  $V_{out} = A_{OL} V_i$ ,  $V_i = V_{out} / A_{OL}$  เนื่องจาก  $A_{OL} \rightarrow \infty$  ดังนั้น  $V_i = 0$  เพราะฉะนั้นจะได้

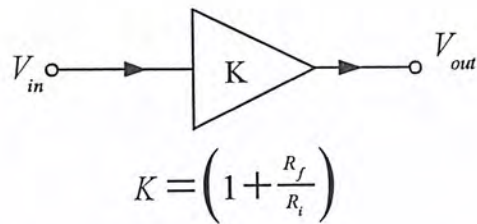
$$\frac{V_{in}}{R_i} \cong \frac{V_{out} - V_{in}}{R_f}$$

จะได้อัตราขยายแรงดันรูปปิดของวงจรเท่ากับ

$$A_{CL} = \frac{V_{out}}{V_{in}} \cong \left( 1 + \frac{R_f}{R_i} \right) \tag{2.9}$$

จากสมการที่ (2.9) จะเห็นว่าวงจรขยายสัญญาณแบบไม่กลับเฟสนี้มีคุณสมบัติคล้ายกับวงจรขยายสัญญาณเบสร่วม (Common-base amplifier) กล่าวคือจะให้สัญญาณเอาต์พุตที่มีเฟสเหมือนกับสัญญาณอินพุต หรือมุมต่างเฟสของวงจรเป็นศูนย์องศา มีอัตราขยายแรงดันตั้งแต่หนึ่งขึ้นไปและมีค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ของวงจรเท่ากับ  $Z_{in}$  ของออปแอมป์ บล็อกไดอะแกรมของวงจรสามารถเขียนแสดงได้ดังรูปที่ 2.9

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.9 : บล็อกไดอะแกรมของวงจรรขยายสัญญาณแบบไม่กลับเฟส

## 2.7 วงจรกรองผ่านความถี่ (Filter)

วงจรกรองผ่านความถี่หรือวงจรฟิลเตอร์ คือวงจรไฟฟ้าซึ่งออกแบบขึ้นเพื่อทำหน้าที่ส่งผ่านสัญญาณที่มีความถี่ในช่วงที่ต้องการและจะทำการลดทอนสัญญาณที่มีความถี่นอกเหนือจากที่กำหนดไว้ วงจรกรองผ่านความถี่สามารถออกแบบและสังเคราะห์ขึ้นได้สองลักษณะ คือวงจรกรองผ่านความถี่แบบพาสซีฟ (Passive filter) และวงจรกรองผ่านความถี่แบบแอคทีฟ (Active filter) โดยวงจรกรองผ่านความถี่แบบพาสซีฟนั้นเป็นวงจรกรองผ่านความถี่ซึ่งออกแบบโดยใช้เฉพาะอุปกรณ์พาสซีฟ คือ ประกอบด้วยตัวต้านทาน ไฟฟ้า ตัวเก็บประจุไฟฟ้าและขดลวดเหนี่ยวนำเท่านั้น ในขณะที่วงจรกรองผ่านความถี่แบบแอคทีฟจะออกแบบและสังเคราะห์โดยนำอุปกรณ์จำพวก อุปกรณ์แอคทีฟ เช่น ทรานซิสเตอร์ ออปแอมป์ มาต่อทำงานร่วมกับอุปกรณ์พาสซีฟ ซึ่งในที่นี้จะกล่าวเฉพาะวงจรกรองผ่านความถี่แบบแอคทีฟซึ่งออกแบบโดยใช้ออปแอมป์เป็นอุปกรณ์แอคทีฟหลักต่อใช้งานร่วมกับตัวต้านทานไฟฟ้าและตัวเก็บประจุไฟฟ้า

วงจรกรองผ่านความถี่แบบแอคทีฟมีข้อดีเหนือกว่าวงจรกรองผ่านความถี่แบบพาสซีฟดังนี้

1. ราคาถูก ตัวเหนี่ยวนำซึ่งมักมีราคาแพงไม่ค่อยถูกนิยมนำมาใช้เป็นวงจรกรองผ่านความถี่แบบ แอคทีฟบ่อยนัก เพราะมีความไวสูงในการจับสัญญาณเสียงตกค้าง
  2. จัดปรับง่าย ตามปกติการจัดปรับวงจรกรองผ่านความถี่แบบแอคทีฟเหนือย่านความถี่กว้างไม่ทำให้การตอบสนองเอาต์พุตเปลี่ยนแปลงมากนัก
  3. ไม่มีการสูญเสียเนื่องจากการแทรก ออปแอมป์เป็นวงจรกรองผ่านความถี่แบบแอคทีฟที่แก้ปัญหาเรื่องการสูญเสียหรือการลดทอนในวงจรได้ด้วยการทำหน้าที่ขยาย
  4. การแยกส่วนเพราะออปแอมป์มีอิมพีแดนซ์อินพุตสูงและมีอิมพีแดนซ์เอาต์พุตต่ำ จึงเป็นผลดีที่ไม่เกิดปฏิกิริยาระหว่างวงจรกรองกับแหล่งจ่ายหรือโหลด
- นอกจากนี้ยังมีข้อจำกัดและจุดอ่อนบางประการในวงจรกรองผ่านความถี่แบบแอคทีฟอีกด้วยก็คือ

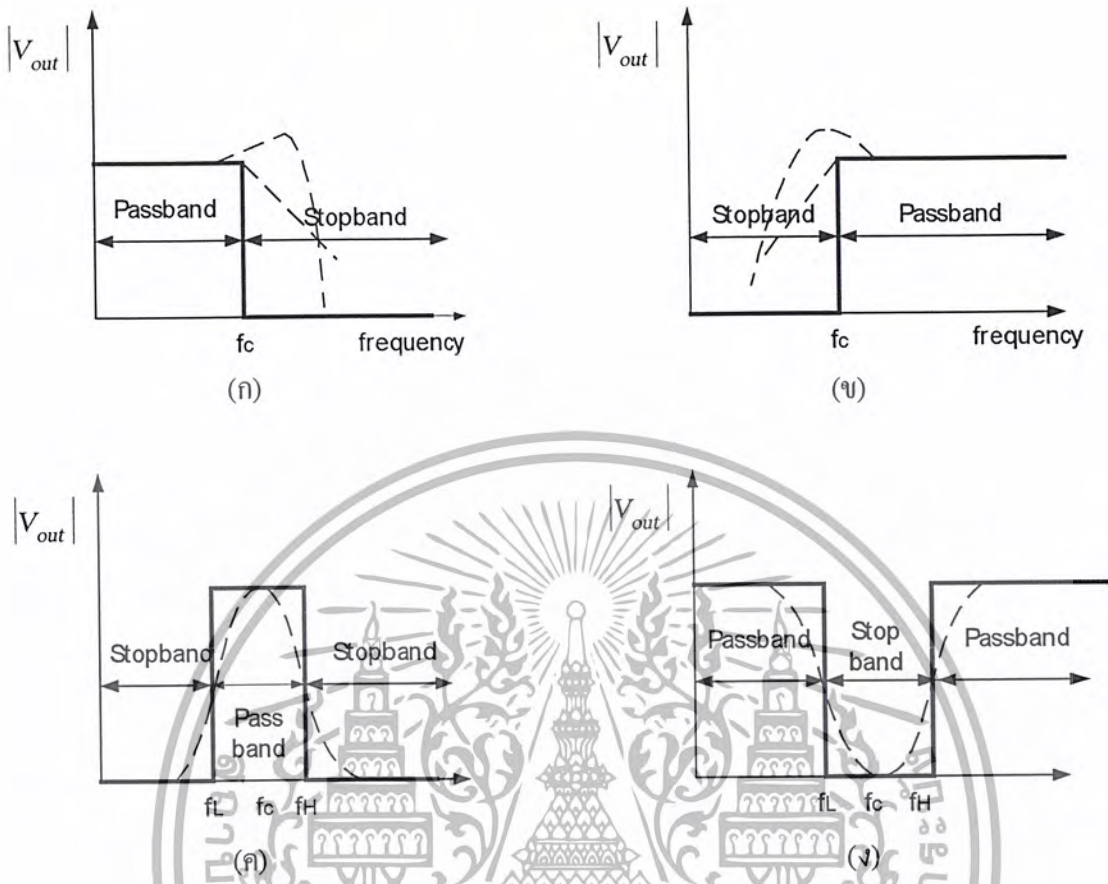
1. การตอบสนองต่อความถี่ ออปแอมป์ทั้งหมดมีขีดจำกัดการตอบสนองต่อความถี่ ฉะนั้น การเลือกชนิดของออปแอมป์มาใช้ในวงจรกรองจะต้องคำนึงถึงการตอบสนองต่อความถี่ของ วงจรกรองด้วย

2. การจ่ายกำลังวงจรกรองผ่านความถี่แบบแอคทีฟต้องการการจ่ายกำลังแรงดันเพื่อให้กำลัง ออปแอมป์ ออปแอมป์ส่วนมากต้องการการจ่ายแยกสองทางหรือการจ่ายกำลังคู่ ถึงแม้บางวงจรอาจ ทำงานได้ด้วยการจ่ายกำลังเดี่ยวก็ตาม

วงจรกรองผ่านความถี่ สามารถแบ่งออกเป็นชนิดใหญ่ๆ ได้ 4 ชนิด คือ

- วงจรกรองผ่านความถี่ต่ำ (Low-pass Filter)
- วงจรกรองผ่านความถี่สูง (High-pass Filter)
- วงจรกรองผ่านแถบความถี่ (Band-pass Filter)
- วงจรกรองผ่านความถี่แบบช่องบาก (Band-stop Filter หรือ Band-elimination Filter หรือ Band-reject Filter) หรือ วงจรนอตช์ฟิลเตอร์ (Notch Filter)

รูปที่ 2.10 แสดงถึงกราฟผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองผ่านความถี่ทั้งสี่ชนิดแต่ละ จะพิจารณาผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำเท่านั้น ดังรูปที่ 2.10 (ก) จะเห็นว่า คุณลักษณะของวงจรมีขนาดของสัญญาณเอาต์พุตคงที่ตั้งแต่ความถี่ในช่วง dc จนถึงความถี่ตัด (cutoff frequency,  $f_c$ ) เมื่อความถี่อื่นพหุมีค่ามากกว่าความถี่ตัด  $f_c$  แล้ว สัญญาณเอาต์พุตของวงจรจะ ถูกลดทอนลงเรื่อยๆ จากรูปที่ 2.10 (ก) กราฟผลตอบสนองเส้นทึบแสดงถึงผลตอบสนองทาง ความถี่ของขนาดสัญญาณเอาต์พุตของวงจร กรองผ่านความถี่ต่ำในทางอุดมคติ ในขณะที่กราฟเส้น ประแสงถึงผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำในทางปฏิบัติที่สามารถ สังเคราะห์ขึ้นได้ นอกจากนี้ช่วงของความถี่ที่มีการส่งผ่านสัญญาณ ไปยังเอาต์พุตของวงจรเรียกว่า “แถบผ่าน (passband)” และช่วงของความถี่ที่มีการลดทอนสัญญาณ เรียกว่า “แถบหยุด (stopband)” ความถี่ตัด  $f_c$  คือ ตำแหน่งความถี่ที่ขนาดสัญญาณเอาต์พุตของวงจรมีค่าลดลงประมาณ  $-3$  เดซิเบล (decibel, dB) หรือมีค่าเท่ากับ  $0.707$  เท่า ดังนั้นในบางครั้งค่าความถี่ตัด  $f_c$  นี้จึงสามารถเรียกชื่ออื่นได้ อีก เช่น ความถี่  $-3$  dB หรือ ความถี่  $0.707$  หรือ ความถี่เชิงมุม (corner frequency)



รูปที่ 2.10 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองผ่านความถี่ทั้งสี่ชนิด  
 (ก) วงจรกรองผ่านความถี่ต่ำ (ข) วงจรกรองผ่านความถี่สูง  
 (ค) วงจรกรองผ่านแถบความถี่ (ง) วงจรกรองผ่านความถี่แบบช่องปาก

พิจารณาผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองผ่านความถี่สูง ดังรูปที่ 2.10(ข) จะเห็นว่าขนาดสัญญาณเอาต์พุตของวงจรตั้งแต่ความถี่ในช่วง dc จนถึงความถี่ตัด  $f_c$  จะถูกลดทอนจนกระทั่งความถี่มีค่ามากกว่าความถี่ตัด  $f_c$  สัญญาณเอาต์พุตจึงจะมีขนาดคงที่โดยกราฟเส้นทึบแสดงถึงผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรในทางอุดมคติและกราฟเส้นประแสดงถึงผลตอบสนองของวงจรในทางปฏิบัติ

สำหรับวงจรกรองผ่านแถบความถี่จะยอมให้สัญญาณอินพุตในช่วงความถี่ที่ต้องการผ่านไปได้นอกเหนือจากช่วงความถี่ที่กำหนดนี้แล้วสัญญาณเอาต์พุตจะถูกลดทอนลงไปในทางกลับกันวงจรกรองผ่านความถี่แบบช่องปากหรือวงจรนอตช์ฟิลเตอร์ก็จะมีคุณลักษณะในการทำงานของวงจรตรงกันข้ามกับกับวงจรกรองผ่านแถบความถี่ ทำให้ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรทั้ง

สองสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.10 (ค) และ 2.10 (ง) ตามลำดับแต่ในที่นี้จะกล่าวถึงแต่เฉพาะวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำ

### 2.7.1 วงจรกรองผ่านความถี่ต่ำ (Low – pass Filter)

วงจรกรองผ่านความถี่ต่ำพื้นฐานแสดงได้ดังรูปที่ 2.11 (ก) ประกอบด้วยโครงข่าย RC และวงจรออปแอมป์ซึ่งถือเป็นวงจรบัฟเฟอร์ ในที่นี้ตัวต้านทานป้อนกลับ  $R_f$  จะต้องมีค่าเท่ากับ  $R$  ทั้งนี้ก็เพื่อลดผลของออฟเซตไฟตรง (dc offset) ของวงจรถ่วงคือกรณีสัญญาณไฟตรงค่าคาปาซิทีฟรีแอกแตนซ์ (capacitive reactance) ของตัวเก็บประจุ  $C$  จะมีค่าเป็นอนันต์ (infinite) ทำให้ค่าความต้านทานเทียบเท่าที่พิจารณาที่ขาอินพุทบวก (ขา 3) และขาอินพุทลบ (ขา 2) ของออปแอมป์มีค่าเท่ากัน ( $R = R_f$ ) เป็นผลให้แรงดันไฟตรงที่ขาอินพุททั้งสองมีค่าใกล้เคียงกัน ( $V^+ \cong V^-$ ) หรือนั่นคือแรงดันอินพุทออฟเซตมีค่าประมาณศูนย์

เนื่องจากแรงดันผลต่างระหว่างขา 2 กับขา 3 มีค่าประมาณ 0 V และวงจรออปแอมป์ถือเป็นวงจรบัฟเฟอร์ ดังนั้นแรงดันไฟสลับตกคร่อม  $C$  จึงมีค่าประมาณ แรงดันเอาต์พุท  $V_{out}$  ของวงจรอาศัยกฎแบ่งแรงดันหาค่าแรงดันตกคร่อม  $C$  จะได้ เท่ากับ

$$V_{out} = \frac{\left( \frac{1}{j\omega_c} \right)}{R + \left( \frac{1}{j\omega_c} \right)} V_{in} \quad (2.10)$$

โดยที่  $\omega$  คือความถี่ของแรงดันอินพุท  $V_{in}$  ในหน่วยของเรเดียนต่อวินาที (radian per second, rad/s) มีค่าเท่ากับ  $2\pi f$  และ  $j$  คือค่าจินตภาพ มีค่าเท่ากับ  $\sqrt{-1}$  จากสมการที่ (2.10) นำมาเขียนใหม่ในรูปของอัตราขยายแรงดันลูปปิด  $A_{CL}$  (closed – loop voltage gain) ของวงจรจะได้เป็น

$$A_{CL} = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{1 + j\omega RC} \quad (2.11)$$

หากทำการพิจารณาอัตราขยายแรงดันลูปปิด  $A_{CL}$  จากสมการที่ (2.11) โดยแปรค่าความถี่จากความถี่ต่ำ ( $\omega \rightarrow 0$ ) จนถึงความถี่สูง ( $\omega \rightarrow \infty$ ) จะได้ว่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ณ.ความถี่ต่ำ ( $\omega \rightarrow 0$ ) จะได้

$$|A_{CL}| \cong \frac{1}{j\omega RC} \text{ หรือ } 0 \text{ dB}$$

ณ.ความถี่สูง ( $\omega \rightarrow \infty$ ) จะได้  $|A_{CL}|$  ดังนี้

หรือ

$|A_{CL}| \cong \frac{1}{j\omega RC}$   
 $|A_{CL}|_{dB} \cong 20 \log \left| \frac{1}{j\omega RC} \right| = -20 \log(\omega RC)$   
 ถ้า  $\omega = \frac{1}{RC}$  ทำให้  $|A_{CL}| \cong 0 \text{ dB}$   
 ถ้า  $\omega = \frac{10}{RC}$  ทำให้  $|A_{CL}| \cong -20 \text{ dB}$   
 ถ้า  $\omega = \frac{100}{RC}$  ทำให้  $|A_{CL}| \cong -40 \text{ dB}$   
 ถ้า  $\omega = \frac{1000}{RC}$  ทำให้  $|A_{CL}| \cong -60 \text{ dB}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งพบว่าเมื่อความถี่แปรค่าสูงขึ้นผลตอบสนองของวงจรจะมีลักษณะเป็นกราฟเส้นตรงโดยมีความชันเท่ากับ  $-20$  dB ต่อความถี่ที่มีค่าเปลี่ยนแปลงไปสิบเท่า (decade) หรือเรียกว่ามีอัตราการเปลี่ยนแปลงเท่ากับ  $-20$  dB/decade

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

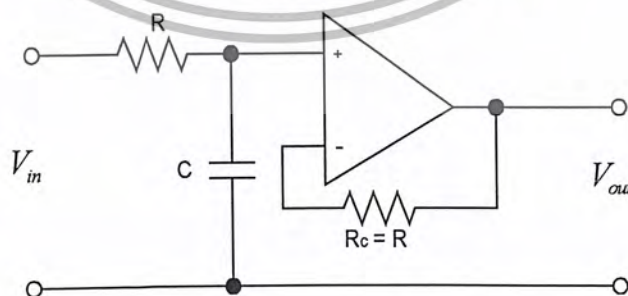
$$|A_{CL}| \text{ dB} \cong -20 \log(\omega_c RC) = 0 \text{ dB}$$

ทำการใส่แอนตี้ลอคทั้งสองข้าง ทำให้ได้ความถี่ตัด  $\omega_c$  ของวงจรมีค่าเท่ากับ

$$\omega_c RC = 1$$

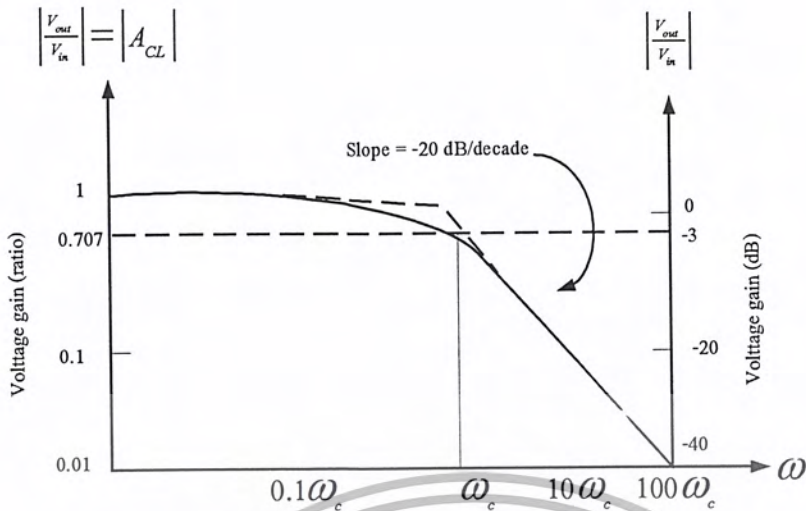
$$\text{หรือ} \quad \omega_c = 2\pi f_c = \frac{1}{RC} \quad (2.12)$$

โดยที่  $\omega_c$  คือ ค่าความถี่ตัด มีหน่วยเป็น rad/s และ  $f_c$  คือค่าความถี่ตัดในหน่วยของเฮิร์ต (Hertz, Hz)  $R$  คือ ค่าความต้านทานไฟฟ้ามีหน่วยเป็นโอห์ม (Ohm,  $\Omega$ ) และ  $C$  คือ ค่าความจุไฟฟ้ามีหน่วยเป็นฟารัด (Farad, F) ดังนั้นผลตอบสนองทางความถี่ของวงจร กรองผ่านความถี่ต่ำแสดงได้ดังรูปที่ 2.11 (ข) ซึ่งจะเห็นว่า ณ. ที่ความถี่ต่ำจะได้  $|A_{CL}|$  เท่ากับ 1 หรือ 0 dB และเมื่อความถี่มีค่าเท่ากับความถี่ตัด  $\omega_c$  ขนาดของ  $|A_{CL}|$  จะมีค่าเท่ากับ 0.707 หรือ  $-3$  dB หลังจากนั้นเมื่อความถี่แปรค่าสูงขึ้นผลตอบสนองทางความถี่ ของวงจรจะมีอัตราการเปลี่ยนแปลงเป็น  $-20$  dB/decade



(ก)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ข)  
รูปที่ 2.11 : วงจรกรองผ่านความถี่ต่ำและผลตอบสนองทางความถี่

(ก) วงจรกรองผ่านความถี่ต่ำ ที่มีอัตราการเปลี่ยนแปลงเท่ากับ  $-20 \text{ dB/decade}$

(ข) ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจร

### 2.7.2 การออกแบบวงจร (Designing the Filter)

ขั้นตอนการออกแบบวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำ ควรทำตามเกณฑ์พื้นฐานต่อไปนี้

- 1) เลือกค่าความถี่ตัด  $\omega_c$  หรือ  $f_c$  ของวงจร
- 2) ทำการเลือกค่าตัวเก็บประจุมาตรฐาน
- 3) คำนวณหาค่าความต้านทานที่ต้องการใช้ด้วยสมการต่อไปนี้

$$R = \frac{1}{\omega_c C} = \frac{1}{2\pi f_c C} \quad (2.13)$$

หมายเหตุ : ค่าที่คำนวณได้อาจไม่ใช่ค่าตัวต้านทานมาตรฐาน เพื่อให้ได้ค่าถูกต้องควรใช้ค่าที่คำนวณได้ แต่ส่วนมากแล้วค่ามาตรฐานที่ใกล้เคียงที่สุดก็ใช้ได้แล้ว

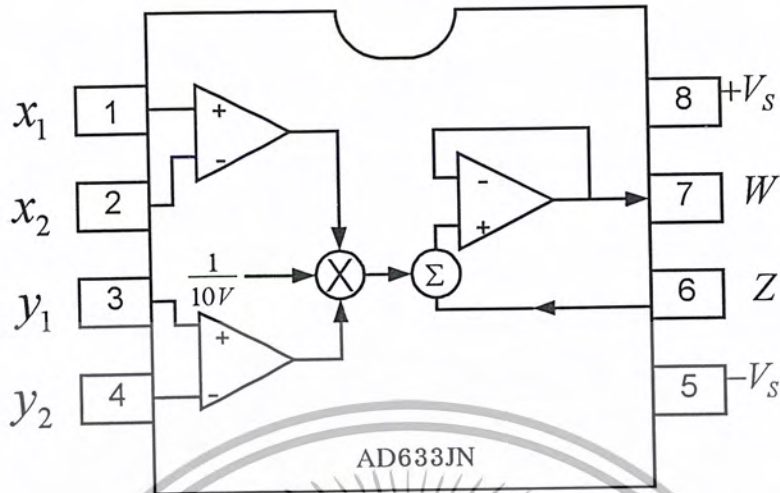
## 2.8 การคูณสัญญาณอนาล็อก (Analog Multiplication)

การคูณสัญญาณอนาล็อก เป็นองค์ประกอบพื้นฐานหลักที่สำคัญขององค์ประกอบหนึ่งในระบบการประมวลผลสัญญาณอนาล็อกทั่วไปการนำวงจรคูณสัญญาณไปประยุกต์ใช้งานที่สำคัญมีมากมาย เช่น

- การคูณสัญญาณสองชุด
- การวัดกำลังงานไฟฟ้า
- การเลื่อนความถี่และการทวีความถี่เป็นสองเท่า
- การตรวจวัดมุมต่างเฟสของสัญญาณสองชุดที่มีความถี่เดียวกัน
- การหารสัญญาณ
- การถอดรหักระบบสองสัญญาณ
- การยกกำลังสองสัญญาณ
- การออกแบบวงจรปรับแต่งสัญญาณแบบไม่เป็นเชิงเส้น เป็นต้น

วงจรคูณสัญญาณสามารถออกแบบโดยใช้ลักษณะการต่อออปแอมป์ทำงานร่วมกับองค์ประกอบทางคณิตศาสตร์อื่นและบรรจุงชิปไอซีเดียว ซึ่งในที่นี้จะใช้วงจรคูณเบอร์ AD633 จากบริษัท Analog Devices ซึ่งคุณลักษณะและหลักการทำงานของการคูณสัญญาณอนาล็อกของวงจรคูณเบอร์ AD633 คือเป็นวงจรคูณอนาล็อกสี่ควอดแดรนต์ (quadrant) โดยให้แรงดันเอาต์พุตของวงจรเป็นสัดส่วนไปตามผลคูณของแรงดันอินพุตสองชุด คือ อินพุต X และ Y มีค่าอินพุตอิมพีแดนซ์สูงมาก แหล่งจ่ายไฟเลี้ยงที่ใช้อยู่ในช่วง  $\pm 8\text{ V}$  ถึง  $\pm 18\text{ V}$  สามารถปรับแต่งวงจรได้โดยไม่ต้องใช้อุปกรณ์จากภายนอก รายละเอียดภายในวงจรและการวางตำแหน่งขาของ AD633 แสดงได้ดังรูปที่ 2.10

ถึงแม้ว่าในโครงงานนี้จะใช้หลักการคูณสัญญาณอนาล็อกและการประยุกต์ใช้งานโดยใช้ไอซีเบอร์ AD633 เป็นอุปกรณ์หลัก แต่อย่างไรก็ตามหากใช้วงจรคูณสัญญาณที่เป็นไอซีเบอร์อื่นหลักการต่างๆตลอดจนการนำไปประยุกต์ใช้งานก็ยังคงเหมือนเดิมไม่แตกต่างกัน ทั้งนี้ขึ้นอยู่กับรายละเอียดปลีกย่อยของไอซีเบอร์นั้นๆเท่านั้น



รูปที่ 2.12 : AD633 multiplier

## 2.8.1 การคูณแรงดันไฟตรง (Multiplying DC Voltages)

### 2.8.1.1. แฟคเตอร์การคูณ (Multiplier Scale Factor)

แรงดันเอาต์พุตของ AD633 มีค่าโดยทั่วไปเท่ากับ

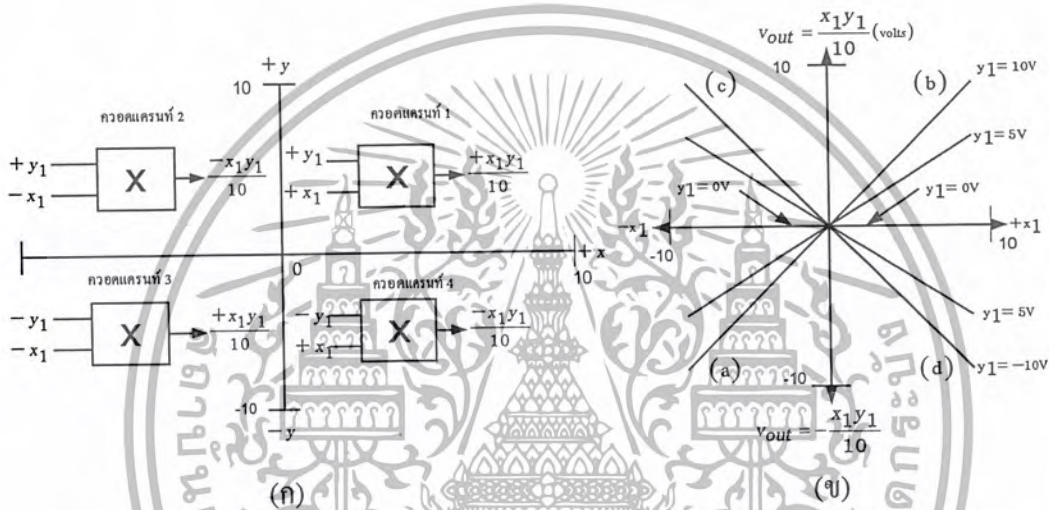
$$V_{out} = \frac{(x_1 - x_2)(y_1 - y_2)}{10} + z \quad (2.14)$$

โดยที่  $V_{out}$  คือ แรงดันเอาต์พุตของ AD633 โดยวัดที่ขา W เทียบกราวด์ และค่าคงที่  $1/10$  คือ ค่าแฟคเตอร์การคูณ (Multiplier scale factor) เนื่องจากแหล่งจ่ายไฟเลี้ยงที่ใช้มีค่าทั่วไปประมาณ  $\pm 15V$  ซึ่งเหมือนกับค่าไฟเลี้ยงทั่วไปที่ใช้ในออปแอมป์ ดังนั้นแรงดันอินพุตของวงจรที่ป้อนเข้าทางขา x หรือขา y นั้นควรมีค่าอยู่ในช่วงไม่เกิน  $+10 V$  หรือ  $-10 V$  เทียบกราวด์ ดังนั้นแรงดันเอาต์พุตของวงจรจึงแปรค่าไม่เกิน  $\pm 10 V$  และ ทำให้ค่าแฟคเตอร์การคูณของวงจรคูณซึ่งโดยทั่วไปมีค่าเป็นส่วนกลับของพิกัดสูงสุดของแรงดันอินพุตหรือมีค่าประมาณ  $1/10 V$

### 2.8.1.2. ควอดแดรนต์การคูณ (Multiplier Quadrants)

วงจรรคูณสัญญาณอนาล็อก สามารถจำแนกชนิดได้ตามควอดแดรนต์ในการคูณของวงจรรอกเป็น 3 ชนิด ดังนี้คือ

- 1) วงจรรคูณสัญญาณอนาล็อกหนึ่งควอดแดรนต์
- 2) วงจรรคูณสัญญาณอนาล็อกสองควอดแดรนต์
- 3) วงจรรคูณสัญญาณอนาล็อกสี่ควอดแดรนต์



รูปที่ 2.13 : คุณสมบัติการคูณแรงดันไฟตรงระหว่าง  $x_1$  กับ  $y_1$  เมื่อ  $x_2 = y_2 = z = 0$

(ก) การคูณสัญญาณระหว่าง  $x_1$  กับ  $y_1$  ในแต่ละควอดแดรนต์

(ข) กราฟคุณสมบัติทางไฟตรงระหว่างแรงดันเอาต์พุต  $(x_1 y_1 / 10)$  กับแรงดันอินพุต  $x_1$

ลักษณะการจำแนกชนิดของวงจรรคูณอธิบายได้ดังรูปที่ 2.13 พิจารณารูปที่ 2.13 (ก) แสดงผลการทำงานของวงจรรคูณสัญญาณทั้งสี่ควอดแดรนต์ ตัวอย่างเช่น หากกำหนดให้  $x_2 = y_2 = z = 0$  แล้วถ้าแรงดันอินพุต  $x_1$  กับ  $y_1$  มีค่าเป็นบวก ก็จะได้ผลของการคูณสัญญาณทั้งสองอยู่ในควอดแดรนต์ที่หนึ่ง เมื่อ  $x_1$  แทนถึงค่าบนแกนนอนและ  $y_1$  แทนถึงค่าบนแกนตั้ง และถ้าแรงดันอินพุต  $x_1$  มีค่าเป็นบวกในขณะที่  $y_1$  มีค่าเป็นลบก็จะทำให้ได้ผลการคูณสัญญาณตกอยู่ในควอดแดรนต์ที่สี่

รูปที่ 2.13 (ข) แสดงกราฟคุณสมบัติทางไฟตรงของวงจรรคูณสัญญาณ เมื่อ  $V_{out}$  แทนถึงค่าบนแกนตั้งขณะที่  $x_1$  แทนถึงค่าบนแกนนอน ตัวอย่างเช่น หากป้อนแรงดันอินพุตเข้าที่ขา  $y_1$  เท่ากับ 10 V คงที่ และหากทำการแปรค่าแรงดันอินพุตที่ขา  $x_1$  จาก -10 V จนถึง 10 V ก็จะได้กราฟ

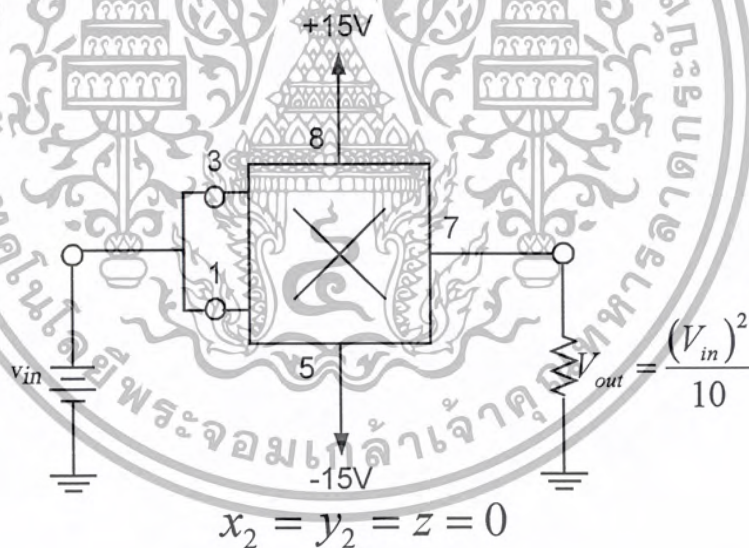
ผลตอบสนองเป็นเส้นตรง ab ดังรูป และในทำนองเดียวกันหากทำการปรับแรงดันอินพุตเข้าที่ขา  $y_1$  ให้เปลี่ยนเป็น  $-10\text{ V}$  จะได้กราฟผลตอบสนองของวงจรเป็นเส้นตรง cd

2.8.2 การยกกำลังสองแรงดันไฟตรง ( Squaring DC Voltages)

วงจรคุณสมบัติสามารถนำไปออกแบบเพื่อประยุกต์ใช้ในการยกกำลังสองของแรงดันไฟตรงที่มีค่าเป็นบวกและลบได้ ดังแสดงในรูปที่ 2.14 ซึ่งกระทำได้อย่างง่ายโดยการป้อนแรงดันอินพุต  $V_{in}$  เข้าที่ขั้วอินพุต  $x_1$  และ  $y_1$  ทั้งสองของวงจรดังรูป และจากสมการที่ 2.14 จะได้แรงดันเอาต์พุตของวงจรในกรณีนี้มีค่าเท่ากับ

$$V_{out} = \frac{x_1 y_1}{10} = \frac{V_{in}^2}{10} \tag{2.15}$$

และเรียกวงจรลักษณะนี้ว่า “วงจรกำลังสอง Squaring circuit”



รูปที่ 2.14 : การต่อวงจรคูณเพื่อทำหน้าที่เป็นวงจรกำลังสอง

### 2.8.3 การทวีความถี่สองเท่า (Frequency Doubling)

วงจรทวีความถี่สองเท่ามีคุณสมบัติหลักในการทำงานที่สำคัญ คือ ให้สัญญาณเอาต์พุตที่มีค่าความถี่เป็นสองเท่าของสัญญาณอินพุตของวงจร ถึงแม้ว่าวงจรทวีความถี่สองเท่าจะมีคุณสมบัติคล้ายกันกับวงจรจูนความถี่ (tune circuit) แต่วงจรทั้งสองก็มีหน้าที่ในการทำงานต่างกัน กล่าวคือ วงจรจูนความถี่เป็นวงจรซึ่งทำหน้าที่ปรับความถี่ของวงจรให้เป็นค่าใดๆแต่ในขณะที่วงจรทวีความถี่สองเท่าจะทำหน้าที่เพิ่มค่าความถี่ของสัญญาณอินพุตให้มีค่าเป็นสองเท่าเท่านั้น ซึ่งมีจุดประสงค์ของการใช้งานต่างกันอย่างชัดเจน

ดังนั้นจากหลักการการทำงานของวงจรกำลังสองโดยใช้วงจรคูณในรูปที่ 2.14 จะเห็นได้ว่าหากแรงดันอินพุตของวงจรเป็นสัญญาณไฟสลับแล้ว วงจรกำลังสองจะทำหน้าที่เป็นวงจรทวีความถี่สองเท่าได้เป็นอย่างดี โดยอาศัยความสัมพันธ์ของตรีโกณมิติดังนี้

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

เมื่อ  $A = B = 2\pi ft$  แทนค่าจะได้

$$(\sin 2\pi ft)^2 = \frac{1}{2} - \frac{\cos 2\pi (2f)t}{2} \quad (2.16)$$

สมการที่ (2.16) แสดงให้เห็นว่าเมื่อสัญญาณรูปคลื่นไซน์ที่มีความถี่ เช่น  $f = 10$  kHz ถูกป้อนให้เป็นสัญญาณอินพุตให้กับวงจรกำลังสองแล้ว สัญญาณเอาต์พุตของวงจรที่ออกมาจะเป็นรูปคลื่นโคไซน์ที่มีความถี่เท่ากับ  $2f$  หรือเท่ากับ  $20$  kHz รวมอยู่กับค่าคงที่ซึ่งเป็นองค์ประกอบไฟตรง (dc term) ที่มีค่าเท่ากับ  $\frac{1}{2}$  เมื่อป้อนแรงดันอินพุตรูปคลื่นไซน์ (sinusoidal voltage)  $V_{in}$  ให้กับขั้วอินพุต  $x_1$  และ  $y_1$  ของวงจรกำลังสอง ดังรูปที่ 2.14 หากกำหนดให้แรงดันอินพุต  $V_{in}$  มีขนาดสัญญาณเท่ากับ  $5$  V ความถี่เท่ากับ  $10$  kHz หรือเขียนได้ว่า

$$V_{in} = 5 \sin(2\pi \times 10,000t)$$

และจากการต่อวงจรทางด้านขั้วอินพุต จึงทำให้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_{in} = V_{x1} = V_{y1} = 5 \sin(2\pi \times 10,000t)$$

แทนค่าลงในสมการที่ 2.14 :

$$V_{out} = \frac{V_{in}^2}{10} = \frac{5^2 (\sin 2\pi \times 10,000t)^2}{10} \quad (2.17)$$

อาศัยคุณสมบัติตรีโกณมิติจากสมการที่ 2.16 ;

$$V_{out} = 2.5 \left[ \frac{1 + \cos(2\pi \times 20,000t)}{2} \right] V$$

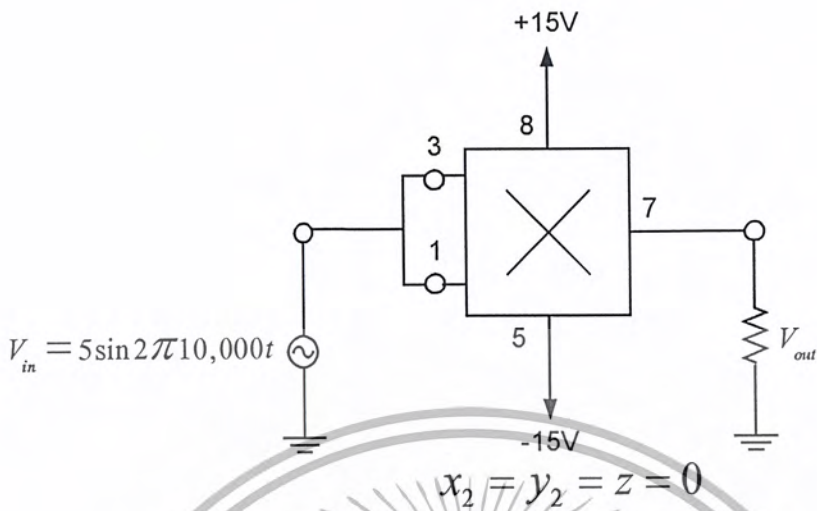
$$= 1.25 + 1.25 \cos(2\pi \times 20,000t)$$

หรือ

$$V_{out} = \text{dc term (1.25 V)} + \text{frequency double (20,000kHz, 1.25 V}_{\text{peak}})$$

ดังนั้นจึงสรุปได้ว่าแรงดันเอาต์พุต  $V_{out}$  ของวงจรที่มีความถี่สองเท่า ดังรูปที่ 2.15 ประกอบด้วยองค์ประกอบสองส่วน คือ

- องค์ประกอบไฟตรง หรือ แรงดันไฟตรง ที่มีขนาดสัญญาณเท่ากับ  $(1/20)(V_{in,peak})^2$
- องค์ประกอบไฟสลับในรูปคลื่นไซน์ที่มีขนาดสัญญาณเท่ากับ  $(1/20)(V_{in,peak})^2$  และมีความถี่เป็นสองเท่าของค่าความถี่สัญญาณอินพุต



รูปที่ 2.15 : วงจรกำลังสองซึ่งทำหน้าที่เป็นวงจรทวีความถี่สองเท่า

2.8.4 การหารสัญญาณอนาล็อก (Analog Division)

วงจรหารสัญญาณอนาล็อกเป็นวงจรที่มีความสัมพันธ์ของสัญญาณเอาต์พุตของวงจรเป็นอัตราส่วนของสัญญาณอินพุตที่ป้อนให้กับวงจร วงจรหารแสดงได้ดังรูปที่ 2.16 ประกอบด้วยวงจรคูณที่ต่อเป็นส่วนป้อนกลับของออปแอมป์ และด้วยคุณสมบัติทางขานอินพุตของออปแอมป์ จึงทำให้กระแส  $I$  ที่ไหลผ่าน  $R_1$  และ  $R_2$  เป็นกระแสตัวเดียวกัน มีค่าเท่ากับ

$$I \cong \frac{V_{in}}{R_1}$$

เนื่องจาก  $R_1 = R_2$  ดังนั้นจึงทำให้แรงดันเอาต์พุตของวงจรคูณ  $V_w$  มีค่าเท่ากับ

$$V_w = -V_{in}$$

และจากความสัมพันธ์ของแรงดันเอาต์พุตของวงจรคูณจากสมการที่ 2.14 จะได้

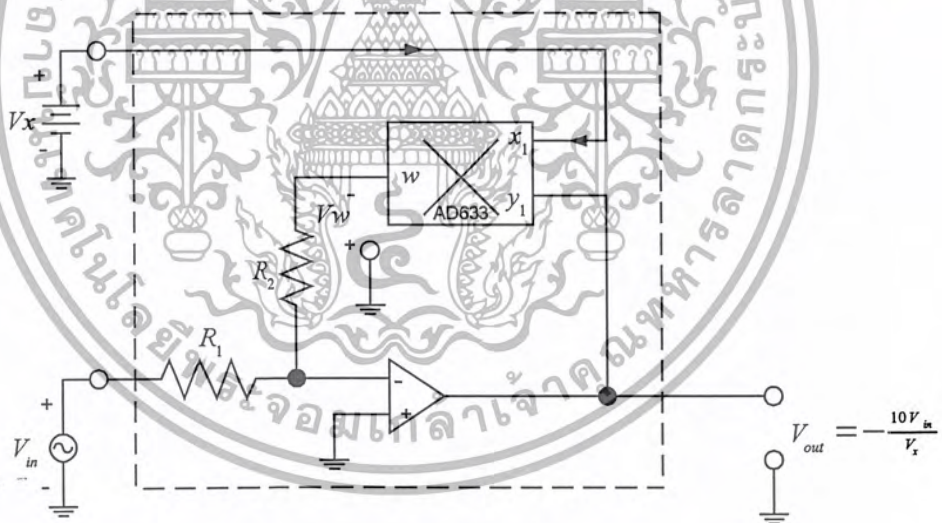
$$V_w = -V_{in} = \frac{V V_{out}}{10} \tag{2.18}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จัดสมการใหม่เพื่อหาค่าแรงดันเอาต์พุทของวงจรรหัสสัญญาณ  $V_{out}$  ทำให้ได้

$$V_{out} = -\frac{10V_{in}}{V_x} \quad (2.19)$$

สมการที่ 2.19 แสดงให้เห็นว่าแรงดันเอาต์พุทของวงจรมีค่าเท่ากับอัตราส่วนระหว่างแรงดันอินพุท  $V_{in}$  กับแรงดันควบคุมจากภายนอก  $V_x$  โดยที่  $V_x$  ไม่ควรมีค่าเป็น 0 V หรือมีค่าเป็นลบ ทั้งนี้เนื่องจากจะทำให้ฮอปแอมป์เข้าสู่สภาวะอิ่มตัว ขณะที่ค่า  $V_{in}$  นั้นสามารถเป็นไปได้อย่างกว้างขวาง ค่าลบ และ 0 V นอกจากนี้เมื่อพิจารณาอัตราขยายแรงดันของวงจรรหัสสัญญาณนี้พบว่ามีค่าเท่ากับ  $(10/V_x)$  และหากทำการแปรค่า  $V_x$  ก็จะทำให้อัตราขยายแรงดันของวงจรเปลี่ยนแปลงตามไปด้วย ซึ่งเป็นลักษณะของวงจรที่มีการควบคุมอัตราขยายสัญญาณด้วยแรงดันควบคุมจากภายนอก ดังนั้นวงจรรหัสสัญญาณจึงนิยมนำไปประยุกต์ใช้งานในวงจรควบคุมอัตราขยายแบบอัตโนมัติ (automatic gain control circuit)

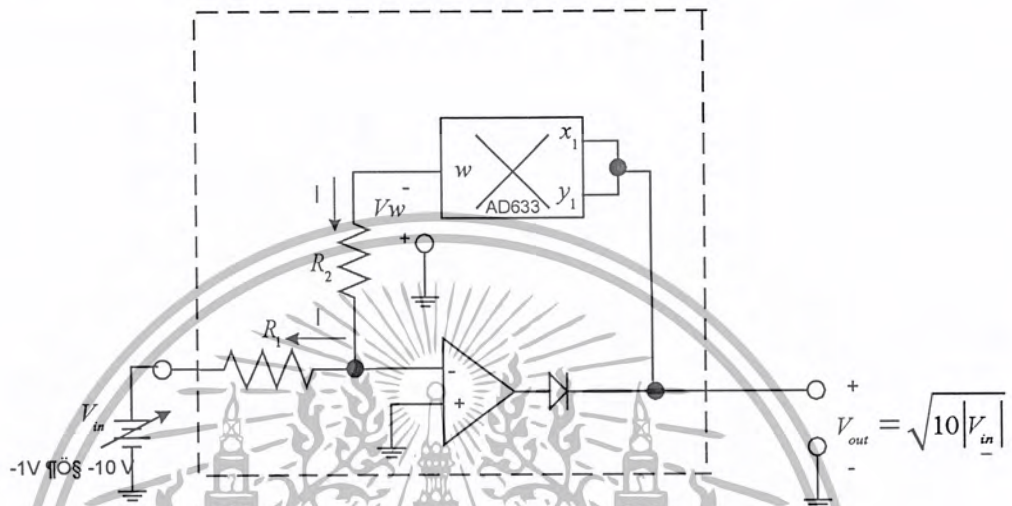


รูปที่ 2.16 : วงจรรหัสสัญญาณอนาล็อกโดยใช้ฮอปแอมป์ต่อร่วมกับวงจรรคูณเมื่อ  $x_2 = y_2 = z = 0$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.8.5 การถอดรากที่สอง (Square Root)

วงจรรหัสสัญญาณสามารถดัดแปลงให้กลายเป็นวงจรถอดรากที่สอง (Square rooting circuit) ได้ง่ายโดยการต่อขั้วอินพุต  $x_1$  และ  $y_1$  เข้ากับขั้วเอาต์พุตของออปแอมป์ ดังรูปที่ 2.17



รูปที่ 2.17: วงจรถอดรากที่สองโดยใช้ออปแอมป์ต่อร่วมกับวงจรรคูณ เมื่อ  $x_2 = y_2 = z = 0$

จากความสัมพันธ์ในสมการที่ (2.17) จะได้

$$V_w = -V_{in} = \frac{V_{out}^2}{10} \quad (2.20)$$

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

$$V_{out} = \sqrt{10|V_{in}|} \quad (2.21)$$

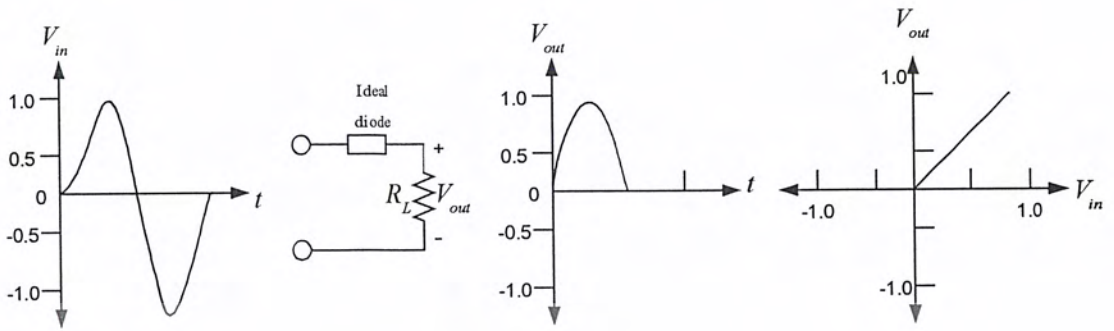
พบว่าแรงดันเอาต์พุตของวงจรมีค่าเท่ากับรากที่สองของสิบเท่าของแรงดันอินพุต โดยในกรณีนี้แรงดันอินพุต  $V_{in}$  ของวงจรถอดรากที่สองจำเป็นต้องมีค่าเป็นไฟลบเสมอ มิฉะนั้นแล้วจะทำให้ออปแอมป์เข้าสู่สถานะอิ่มตัวขณะที่ไดโอดทางด้านเอาต์พุตของออปแอมป์ต่อไว้เพื่อป้องกันออปแอมป์เข้าสู่สถานะอิ่มตัวในกรณีที่  $V_{in}$  มีค่าเป็นบวก กล่าวคือเมื่อ  $V_{in}$  เป็นบวก ไดโอดจะถูกไบอัสกลับ (reverse bias) ทำให้หยุดนำกระแส เปิดวงจรทางด้านเอาต์พุตของออปแอมป์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 2.9 วงจรเรียงกระแสเที่ยงตรง (Precision Rectifiers)

วงจรเรียงกระแส (rectifier) เป็นวงจรที่มีการทำงานแบบไม่เป็นเชิงเส้นที่มีการนำไปใช้ประโยชน์แพร่หลายมากที่สุดวงจรหนึ่ง โดยวงจรจะทำหน้าที่เปลี่ยนสัญญาณไฟฟ้ากระแสสลับ (ac signal) ให้เป็นสัญญาณไฟฟ้ากระแสตรง (dc signal) กล่าวคือ สัญญาณไฟสลับที่รับเข้ามาทางอินพุทของวงจรจะถูกส่งผ่านไปเป็นสัญญาณเอาต์พุทเฉพาะสัญญาณซีกบวกหรือซีกลบเท่านั้น วงจรเรียงกระแสพื้นฐานที่ใช้ไดโอดเพียงตัวเดียวและกราฟคุณสมบัติของวงจรแสดงได้ดังรูปที่ 2.16

จากรูปที่ 2.18(ก) สมมุติไดโอดที่ใช้งานมีคุณสมบัติในทางอุดมคติ (ideal diode) จะเห็นว่าแรงดันอินพุทซีกบวกสามารถส่งผ่านไปเป็นแรงดันเอาต์พุทให้กับโหลดได้ทั้งหมด แต่ในทางปฏิบัติแล้ว ขณะไดโอดนำกระแสแล้วแรงดันตกคร่อมไดโอด ( $V_D$ ) ประมาณ 0.6 V เมื่อไดโอดที่ใช้เป็นชนิดซิลิกอน (silicon diode) ดังรูปที่ 2.18 (ข) จึงทำให้ไม่มีแรงดันเอาต์พุทจ่ายให้กับโหลด ( $V_{out} \cong 0$ ) ในขณะที่แรงดันอินพุทซีกบวกมีค่าต่ำกว่า 0.6 V จะเห็นว่าการใช้งานของวงจรเรียงกระแสที่ใช้ไดโอดเพียงอย่างเดียวไม่เที่ยงตรงนักเกิดความผิดพลาดขึ้นและไม่สามารถใช้กับสัญญาณขนาดเล็ก (small-signal) ที่มีค่าต่ำกว่า 0.6 V ได้ ดังนั้นเพื่อขจัดปัญหาดังกล่าวและเพื่อให้วงจรเรียงกระแสมีการทำงานที่เที่ยงตรงมากขึ้นจึงนิยามออกแบบวงจรโดยใช้ไดโอดต่อทำงานร่วมกับออปแอมป์ซึ่งเรียกววงจรในลักษณะนี้ว่า “วงจรเรียงกระแสที่เที่ยงตรง (precision rectifier)” วงจรเรียงกระแสที่เที่ยงตรงนี้สามารถแบ่งออกเป็นสองชนิดใหญ่ๆ คือ วงจรเรียงกระแสที่เที่ยงตรงครึ่งลูกคลื่น (precision half-wave rectifier) และวงจรเรียงกระแสที่เที่ยงตรงเต็มลูกคลื่น (precision full-wave rectifier) ซึ่งในโครงการนี้จะกล่าวถึงวงจรเรียงกระแสที่เที่ยงตรงเต็มลูกคลื่นเท่านั้น

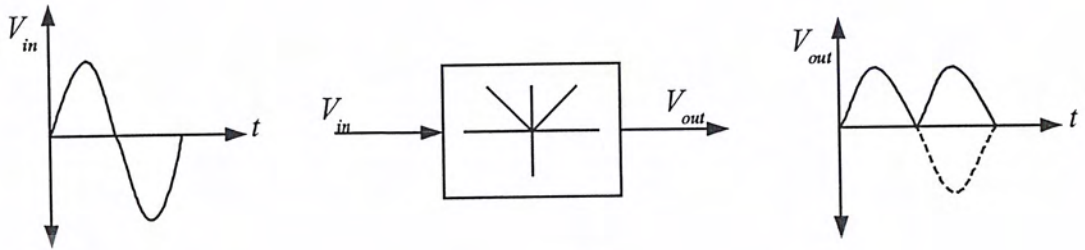


รูปที่ 2.18 : วงจรเรียงกระแสพื้นฐานแบบใช้ไดโอดเพียงตัวเดียว  
 (ก) ไดโอดในทางอุดมคติ (ข) ไดโอดในทางปฏิบัติ

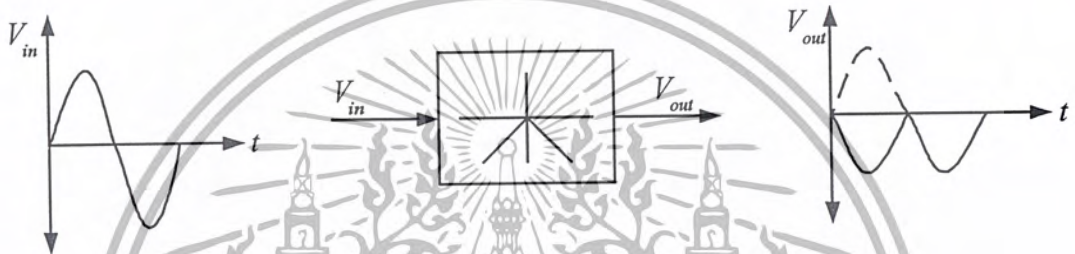
**2.9.1 วงจรเรียงกระแสที่ยังตรงเต็มลูกคลื่น (Precision Full – Wave Rectifiers)**

วงจรเรียงกระแสที่ยังตรงเต็มลูกคลื่นจะรับสัญญาณอินพุตไฟสลับแล้วส่งผ่านไปเป็นสัญญาณเอาต์พุตของวงจรที่เป็นเฉพาะสัญญาณซีกบวกหรือซีกลบเพียงอย่างเดียวโดยที่เฟสของสัญญาณเอาต์พุตอาจกลับเฟสหรือไม่กลับเฟสก็ได้ดังหลักการทำงานของวงจรซึ่งแสดงได้ในรูปที่ 2.16

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก)



(ข)

รูปที่ 2.19 : วงจรเรียงกระแสเต็มลูกคลื่น  
(ก) แบบบวก (ข) แบบลบ

การทำงานของวงจรเรียงกระแสเต็มลูกคลื่นแบบบวก (precision full-wave rectifier)

$$V_{out} = |V_{in}| \tag{2.22}$$

และการทำงานของวงจรเรียงกระแสเต็มลูกคลื่นแบบลบ (negative full-wave rectifier)

$$V_{out} = -|V_{in}| \tag{2.23}$$

ดังนั้นจากหลักการทำงานของวงจรข้างต้นบางครั้งอาจเรียกวงจรแบบนี้อีกชื่อหนึ่งว่า “วงจรหาค่าสัมบูรณ์เที่ยงตรง (precision absolute-value circuit)”

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.9.1.2. วงจรหาค่าสัมบูรณ์เชิงตรงพื้นฐาน (Simple Precision Absolute-Value Circuit)

วงจรหาค่าสัมบูรณ์เชิงตรงดังรูปที่ 2.20 ประกอบด้วยวงจรเรียงกระแสเชิงตรงครึ่งลูกคลื่น  $A_1$  และวงจรรวมสัญญาณ  $A_2$  การทำงานของวงจรอธิบายได้ดังนี้ คือ เมื่อแรงดันอินพุทของวงจร  $V_{in}$  มีค่าเป็นลบจะทำให้แรงดันเอาต์พุทของ  $A_1$  มีค่าเป็นศูนย์ ( $V_1 = 0$ ) แต่ถ้า  $V_{in}$  มีค่าเป็นบวกแรงดันเอาต์พุทของ  $A_1$  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

$$V_{out} = -A_n V_{in} \quad \text{เมื่อ} \quad V_{in} < 0V \quad (2.24)$$

และ 
$$V_{out} = A_p V_{in} \quad \text{เมื่อ} \quad V_{in} > 0V \quad (2.25)$$

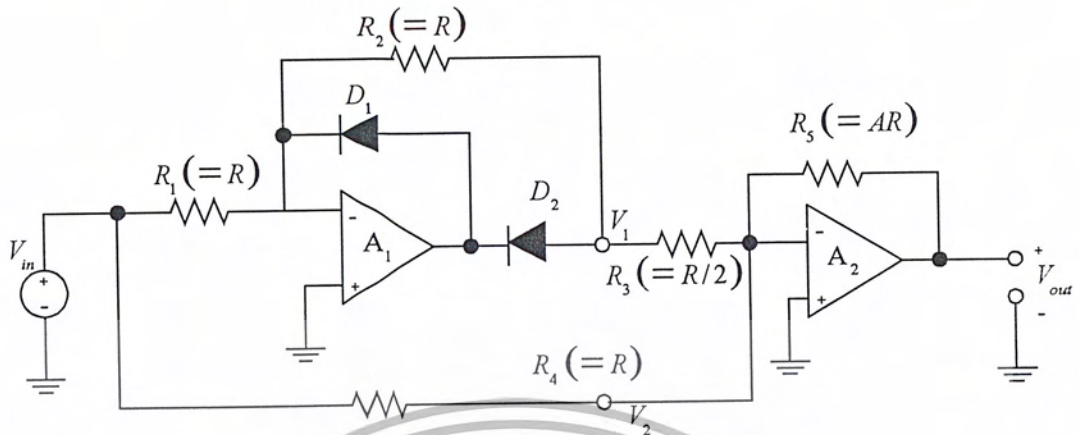
โดยที่ 
$$A_n = \frac{R_5}{R_4} \quad (2.26)$$

และ 
$$A_p = \frac{R_2 R_5}{R_1 R_3} A_n \quad (2.27)$$

ถ้ากำหนดให้  $A_p = A_n = A$  แล้วแรงดันเอาต์พุทของวงจรจะถูกขยายด้วยอัตราขยายสัญญาณที่เท่ากันหรือนั่นคือ  $V_{out} = -AV_{in}$  เมื่อ  $V_{in} < 0V$  และ  $V_{out} = AV_{in}$  เมื่อ  $V_{in} > 0V$  ซึ่งทำให้

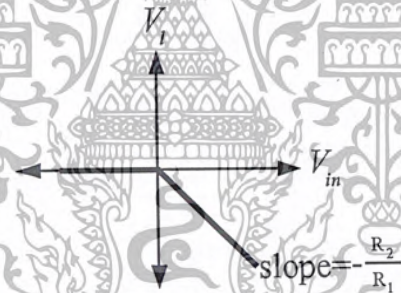
$$V_{out} = A |V_{in}| \quad (2.28)$$

สมการที่ 2.28 เกิดขึ้นได้ก็ต่อเมื่อ  $R_1 = R_2 = R_4 = R$ ,  $R_3 = R/2$  และ  $R_5 = AR$  ดังนั้นในที่นี้อัตราขยายสัญญาณของวงจรในรูปที่ 2.20 จะถูกกำหนดโดย  $A = R_5/R$  หรือกล่าวได้ว่าอัตราขยายสัญญาณของวงจรปรับค่าได้ด้วย  $R_5$  เช่นถ้าต้องการให้อัตราขยายของวงจรเท่ากับหนึ่งแล้วสามารถทำได้โดยให้  $R_5 = R$



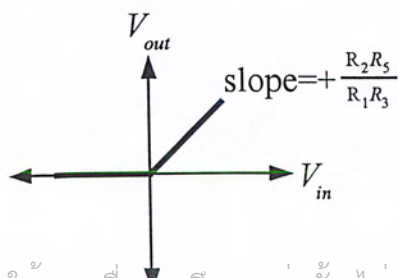
1)  $V_1$  เนื่องจาก  $V_{in}$

$$V_1 = -\frac{R_2}{R_1} V_{in} \text{ เมื่อ } V_2 = 0$$



2)  $V_{out}$  เนื่องจาก  $V_1$

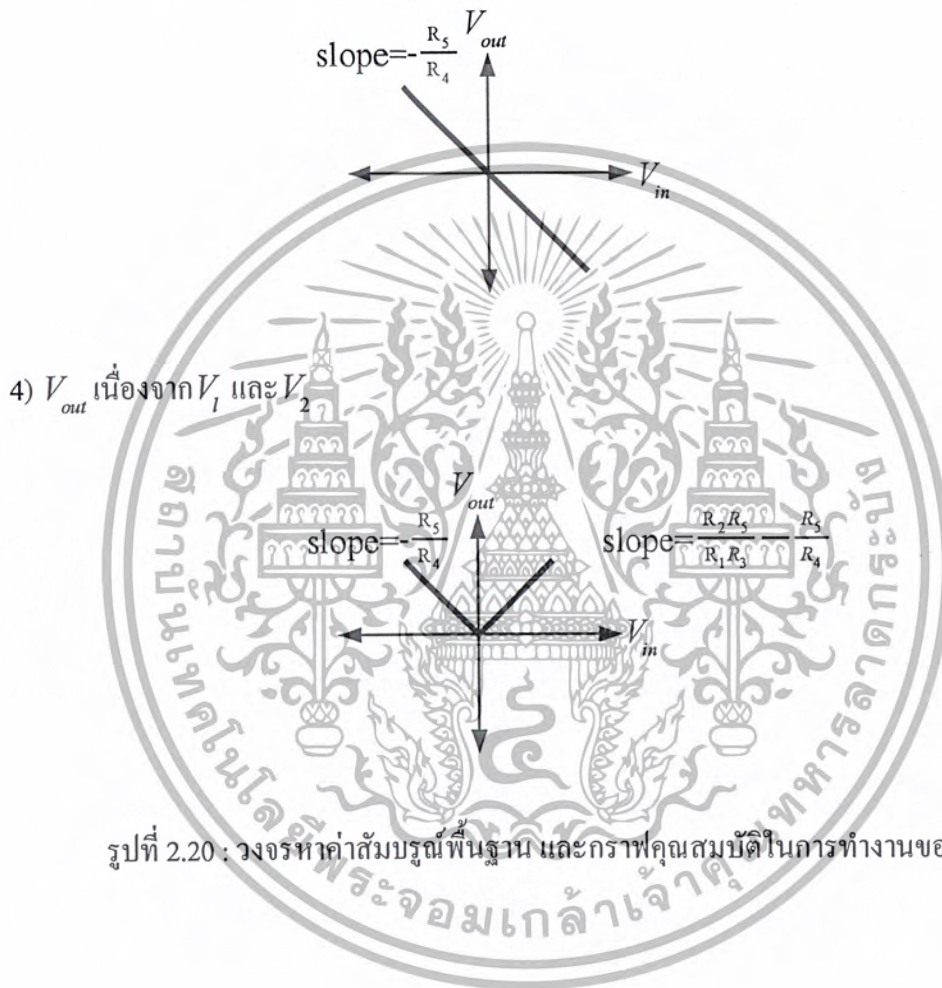
$$V_{out} = -\frac{R_5}{R_3} V_1 = \frac{R_2 R_5}{R_1 R_3} V_{in} \text{ เมื่อ } V_1 = 0$$



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3)  $V_{out}$  เนื่องจาก  $V_2$

$$V_{out} = -\frac{R_5}{R_4}V_2 = -\frac{R_5}{R_4}v_{in} \text{ เมื่อ } V_1 = 0$$



รูปที่ 2.20 : วงจรหาค่าสัมบูรณ์พื้นฐาน และกราฟคุณสมบัติในการทำงานของวงจร

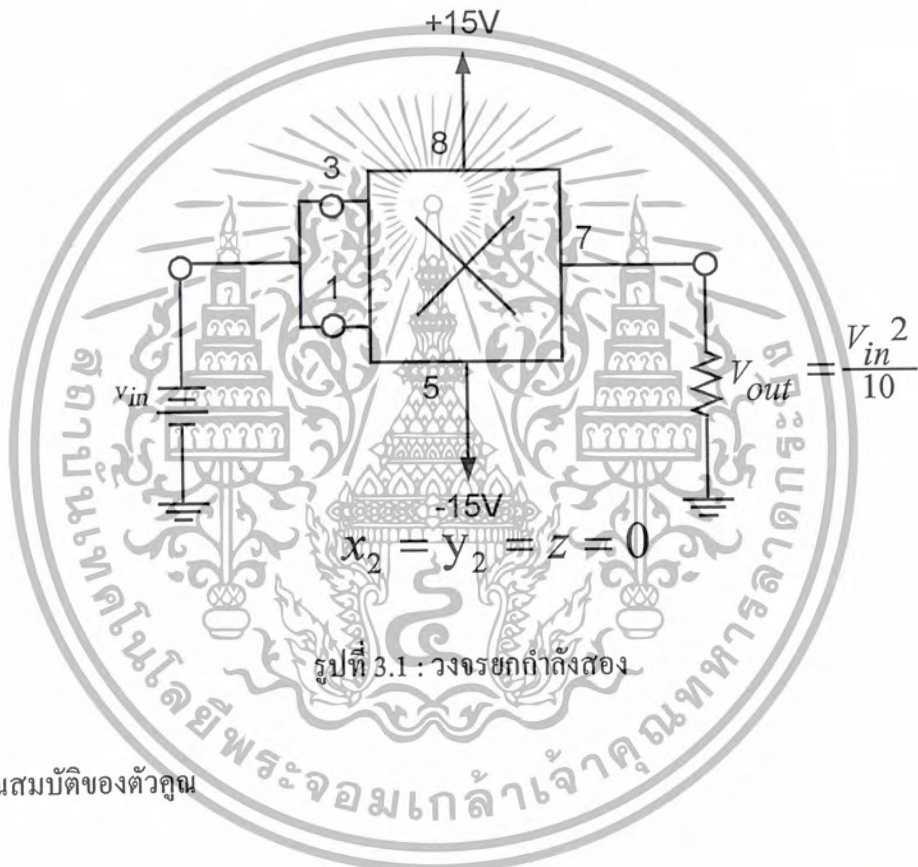
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### บทที่ 3

## การออกแบบวงจรวัดค่าทางไฟฟ้าโดยใช้สมการคณิตศาสตร์

### 3.1 วงจรยกกำลังสอง

การสร้างวงจรยกกำลังสองสามารถสร้างโดยการต่อสัญญาณแรงดันไฟฟ้าอินพุต  $V_{in1}$  และ  $V_{in2}$  เข้าด้วยกันโดยใช้ไอซีวงจรรคูณเบอร์ AD633 ดังรูปที่ 3.1



จากคุณสมบัติของตัวคูณ

$$V_{out} = \frac{x_1 y_1}{10} = \frac{V_{in}^2}{10} \quad (3.1)$$

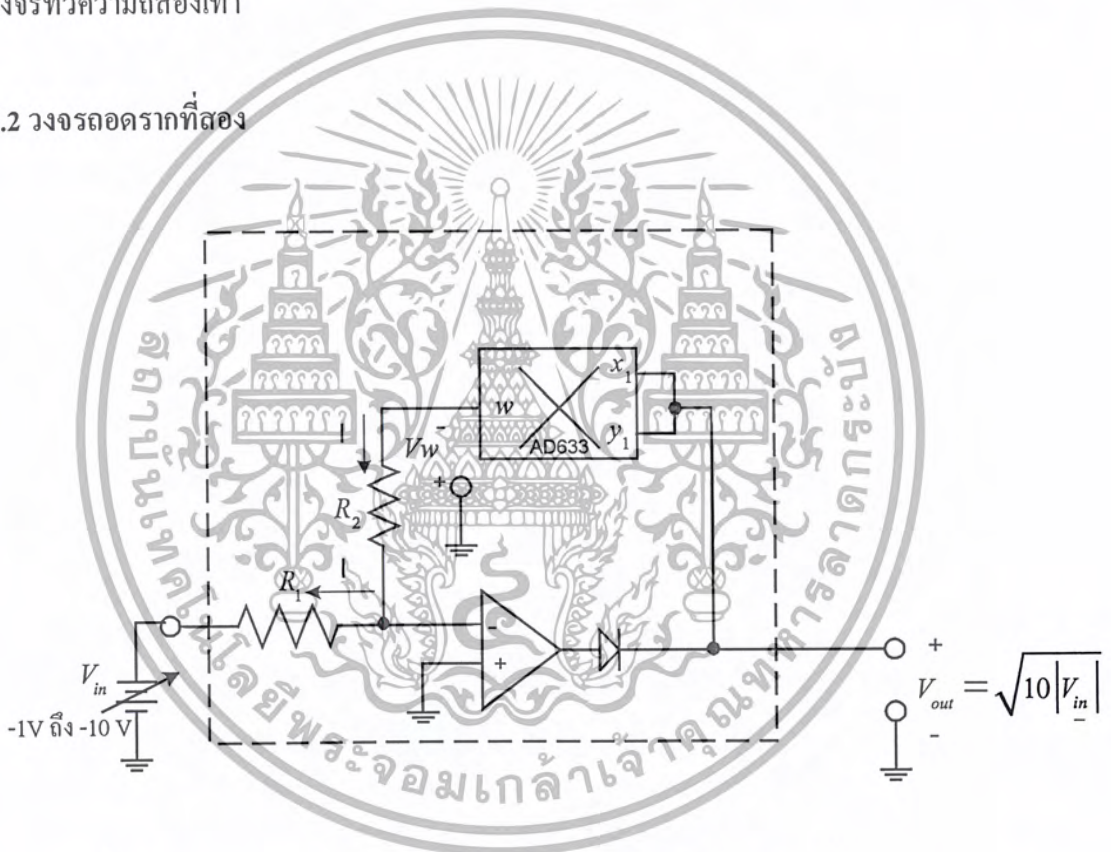
ซึ่งสัญญาณแรงดันไฟฟ้าอินพุตสามารถเป็นได้ทั้งสัญญาณแรงดันไฟฟ้าตรงหรือสัญญาณแรงดันไฟฟ้าสลับ ถ้ากรณีที่สัญญาณอินพุตเป็นไฟตรงจะได้แรงดันไฟฟ้าเอาท์พุทเท่ากับดังสมการที่ (3.1) แต่ถ้ากรณีที่สัญญาณอินพุตเป็นรูปคลื่นไซน์  $V_i = V_m \sin \omega t$  จะได้แรงดันไฟฟ้าเอาท์พุทเท่ากับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_{out} = k \cdot (V_m \sin \omega t)^2 = k \cdot \left( \frac{V_m^2}{2} \right) (1 - \cos 2\omega t) \quad (3.2)$$

โดยที่  $k$  คือแฟกเตอร์การคูณมีค่า 1/10 จากสมการที่ (3.2) จะเห็นว่าแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต  $V_{out}$  จะแยกได้เป็นสองส่วนคือแรงดันไฟตรงประมาณ  $\frac{V_m^2}{2}$  และแรงดันไฟสลับ  $\frac{V_m^2}{2} \cos 2\omega t$  ซึ่งจะมีค่าเป็นสองเท่าของสัญญาณแรงดันไฟฟ้าอินพุตหรือเรียกวงจรยกกำลังสองในกรณีนี้ว่าเป็น วงจรทวีความถี่สองเท่า

### 3.2 วงจรถอดรากที่สอง



รูปที่ 3.2 : วงจรถอดรากที่สองโดยใช้ออปแอมป์ต่อร่วมกับวงจรมคูณ เมื่อ  $x_2 = y_2 = z = 0$

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

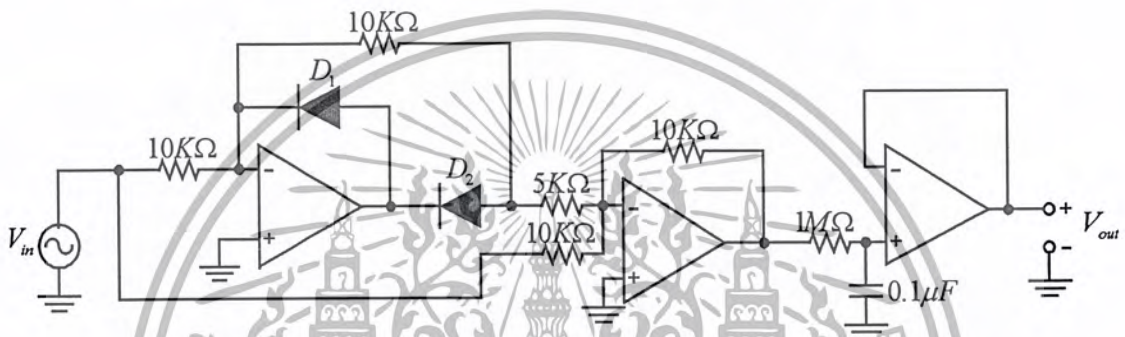
$$V_{out} = \sqrt{10|V_{in}|} \quad (3.3)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยในกรณีนี้แรงดันอินพุต  $V_{in}$  ของวงจรจำเป็นต้องมีค่าเป็นโพลลบเสมอ มิฉะนั้นแล้วจะทำให้ ออปแอมป์เข้าสู่สภาวะอิ่มตัวขณะที่ไดโอดทางด้านเอาต์พุตของออปแอมป์ต่อไว้เพื่อป้องกัน ออปแอมป์เข้าสู่สภาวะอิ่มตัวในกรณีที่  $V_{in}$  มีค่าเป็นบวก กล่าวคือเมื่อ  $V_{in}$  เป็นบวก ไดโอดจะถูกไบอัสกลับ (reverse bias) ทำให้หยุดนำกระแสเปิดวงจรทางด้านเอาต์พุตของออปแอมป์

### 3.3 วงจรหาค่าเฉลี่ย

การออกแบบการทำงานของวงจรหาค่าเฉลี่ยนี้ แสดงให้เห็นในรูปที่ 3.3



รูปที่ 3.3 : วงจรหาค่าเฉลี่ย

โดยค่าเฉลี่ยของสัญญาณไฟฟ้าหาได้จากการนำค่าผลรวมของขนาดของสัญญาณในช่วงเวลาที่ พิจารณาหารด้วยเวลาที่แปรเปลี่ยนไปในช่วงที่พิจารณาถ้าพิจารณาสัญญาณในหนึ่งคาบเวลา (ตั้ง แต่ 0 ถึง T) จะสามารถเขียนสมการได้เป็น

$$V_{AV} = \frac{1}{T} \int_0^T V(t) dt \quad (3.4)$$

โดยที่  $V(t)$  คือสัญญาณไฟฟ้าสลับ (Ac signal) เป็นคลื่นสัญญาณไซน์  $V(t) = V_m \sin \omega t$  โดยที่  $V_m$  คือค่าแอมพลิจูด และ  $T$  คือคาบเวลา

ดังนั้นจากสมการที่ (3.4) เมื่อทำการอินทิเกรตจะได้สูตรคำนวณทางคณิตศาสตร์ดังความ สัมพันธ์ต่อไปนี้

$$V_{av} = \frac{2}{\pi} V_m = 0.637 V_m \quad (3.5)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.4 วงจรหาค่าประสิทธิภาพหรือค่าอาร์เอ็มเอส

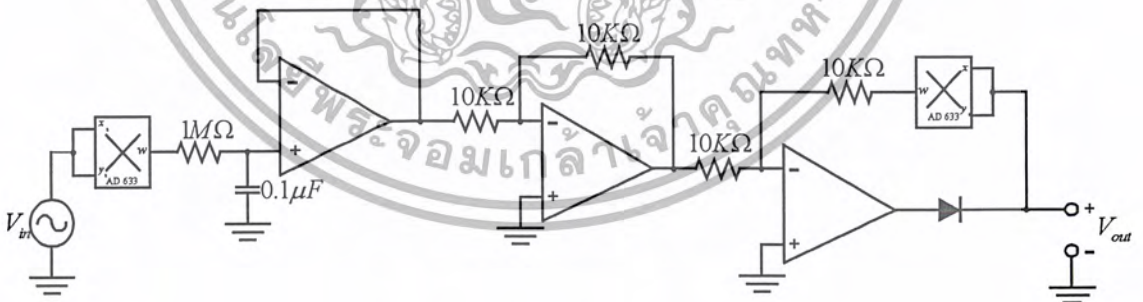
สามารถหาค่าอาร์เอ็มเอสของรูปคลื่น โดยเริ่มจากยกกำลังสองของขนาดของรูปคลื่นแต่ละขณะหรือจุดเวลา จากนั้นจึงทำการเฉลี่ยค่าของรูปคลื่นที่ยกกำลังสอง สุดท้ายทำการถอดรากที่สองของค่าเฉลี่ยนี้ก็จะได้ค่าอาร์เอ็มเอสที่ต้องการด้วยลำดับ ขั้นตอนการคำนวณดังกล่าวเลยทำให้ได้ชื่อว่า Root-Mean-Square สามารถเขียนสมการคณิตศาสตร์ได้เป็นค่าอาร์เอ็มเอสของสัญญาณ  $f(t)$  ระหว่างเวลา 0 ถึง T ดังนี้

$$V_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T V^2(t) dt} \quad (3.6)$$

ซึ่ง  $V(t) = V_m \sin \omega t$  ดังนั้นจากสมการที่ (3.6) เมื่อทำการอินทิเกรตจะได้สูตรคำนวณทางคณิตศาสตร์ดังความสัมพันธ์ต่อไปนี้

$$V_{rms} = \frac{1}{\sqrt{2}} V_m = 0.707 V_m \quad (3.7)$$

จากความสัมพันธ์ดังกล่าวสามารถนำมาออกแบบวงจรได้ดังรูปที่ 3.4



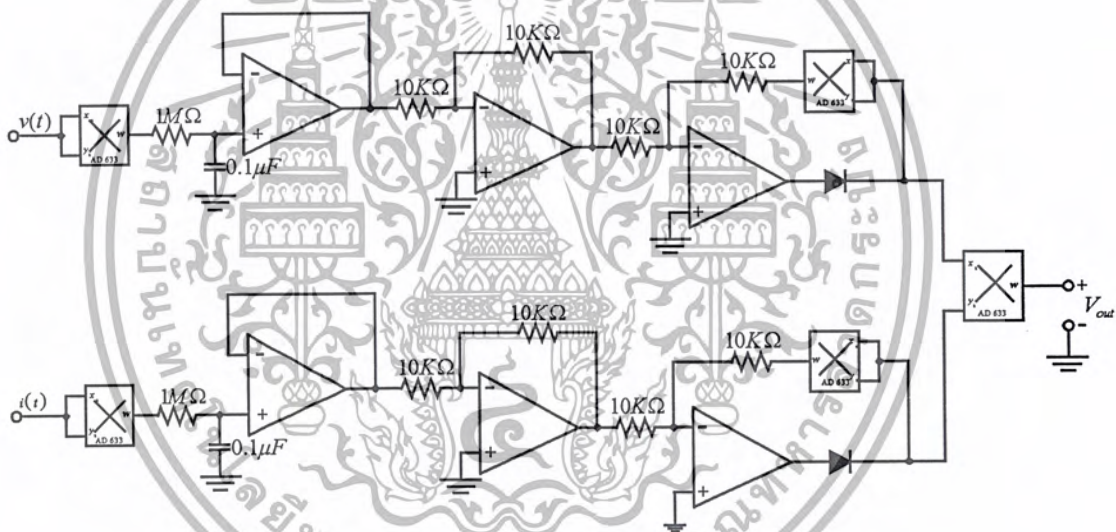
รูปที่ 3.4 : วงจรหาค่าประสิทธิภาพ

### 3.5 วงจรหาค่ากำลังงานปรากฏ

สามารถคำนวณได้โดยนำผลคูณระหว่างกระแสและแรงดันผ่านวงจรรวมกำลัง, วงจรหาค่าเฉลี่ยและวงจรรหาค่ารากที่สองได้ดังความสัมพันธ์ต่อไปนี้

$$S = V_{rms} \cdot I_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T v^2(t) dt} \cdot \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2(t) dt} \quad (3.8)$$

จากความสัมพันธ์ดังกล่าวสามารถนำมาออกแบบวงจรได้ดังรูปที่ 3.5



รูป 3.5 : วงจรหาค่ากำลังงานปรากฏ

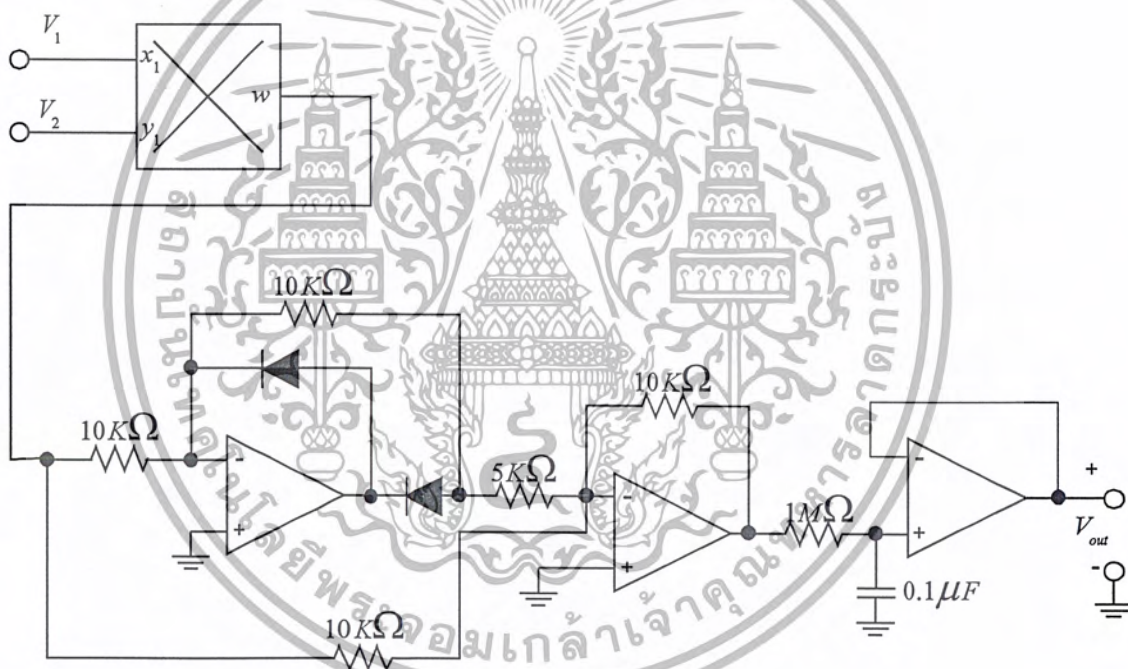
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.6 วงจรหาค่ากำลังงานเฉลี่ย

กำลังงานเฉลี่ยสามารถคำนวณได้โดยการนำผลคูณระหว่างกระแสและแรงดันของสัญญาณผ่านวงจรหาค่าเฉลี่ยจะได้ถึงความสัมพันธ์ต่อไปนี้

$$P_{av} = \frac{1}{T} \int_0^T p(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^T v(t) \cdot i(t) dt \quad (3.9)$$

จากความสัมพันธ์ดังกล่าวสามารถนำมาออกแบบวงจรได้ดังรูปที่ 3.6



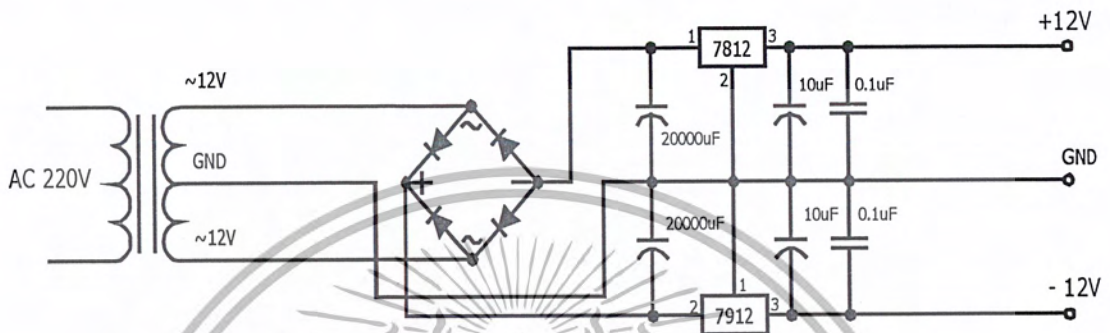
รูปที่ 3.6 : วงจรหาค่ากำลังงานเฉลี่ย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



### 3.8 แหล่งจ่ายไฟเลี้ยง

แหล่งจ่ายไฟเลี้ยงที่ใช้จ่ายไฟเลี้ยง  $\pm 12V$  ให้กับวงจร ในที่นี้จะใช้ไอซีเรกกูเรเตอร์เบอร์ 7812 และ 7912 ทำหน้าที่รักษาระดับแรงดันไฟเลี้ยง  $+12V$  และ  $-12V$  ตามลำดับ ซึ่งรายละเอียดของวงจรแหล่งจ่ายไฟเลี้ยง แสดงได้ดังรูปที่ 3.8



รูปที่ 3.8 แหล่งจ่ายไฟเลี้ยงของวงจร

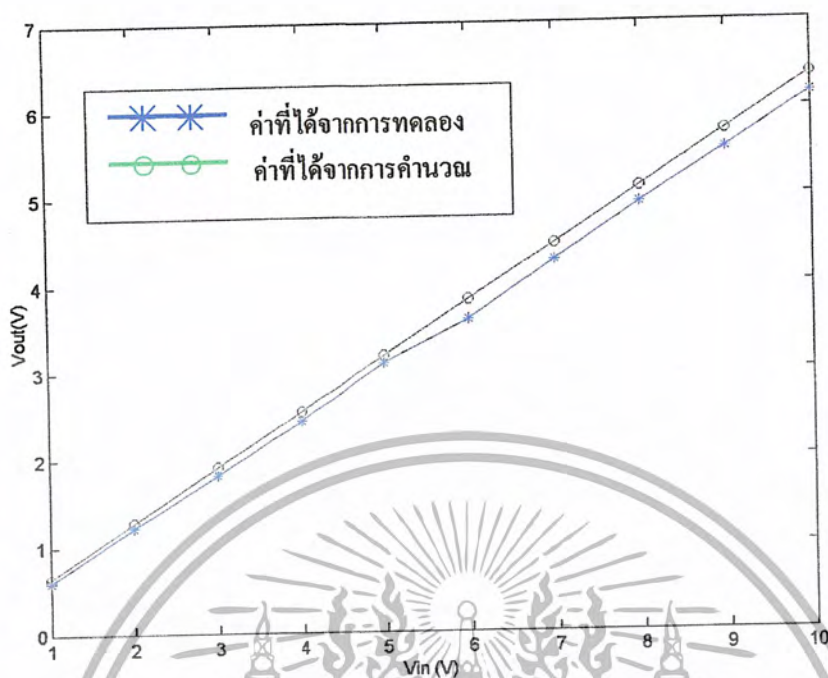
## บทที่ 4

### ผลการทดลอง

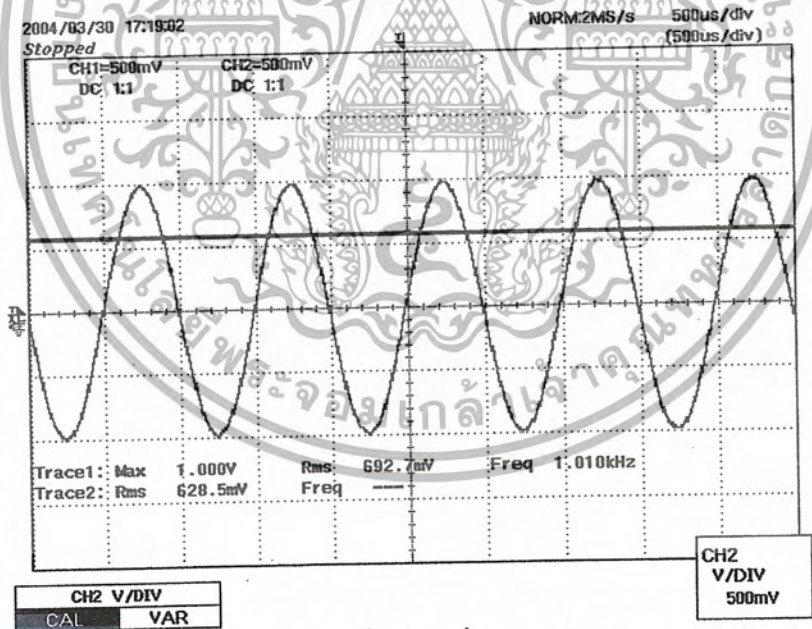
#### 4.1 ค่าเฉลี่ยของสัญญาณแรงดัน

ตารางที่ 4.1 แสดงผลการทดลองวงจรการหาค่าเฉลี่ยจากรูปที่ 3.3 กำหนดให้ป้อนแรงดันไฟฟ้ารูปคลื่นซายน์ที่มีความถี่ 1 KHz และแอมพลิจูด 1 ถึง 10 V

$V_p$ (V)	$V_{out}$ (ทดลอง) (V)	$V_{out}$ (คำนวณ) (V)	ค่าความผิดพลาด (%) (V)
1	0.594	0.637	6.75
2	1.214	1.244	2.411
3	1.815	1.911	5.023
4	2.440	2.548	3.924
5	3.100	3.185	2.660
6	3.591	3.822	6.043
7	4.265	4.459	4.350
8	4.915	5.096	1.901
9	5.520	5.733	3.710
10	6.15p5	6.370	3.375

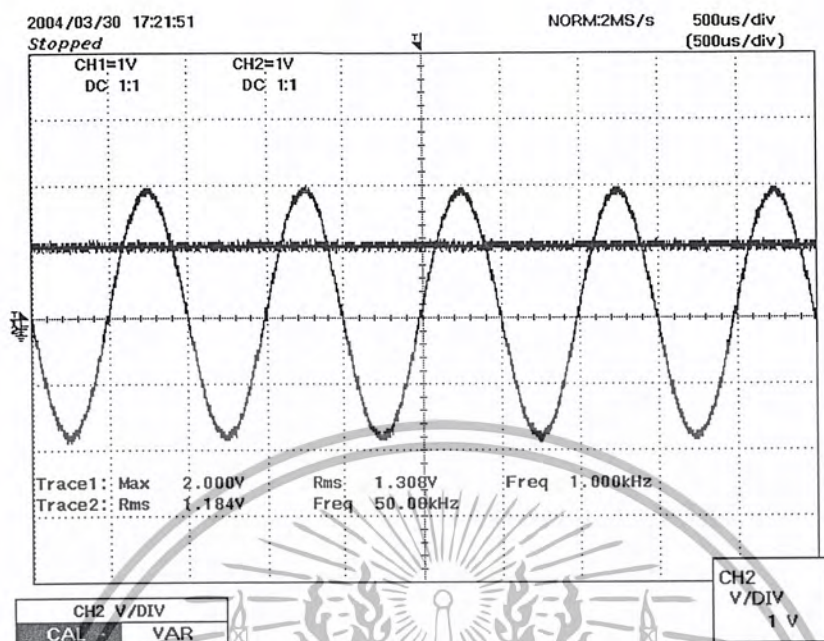


รูปที่ 4.1 : ผลการทำงานของวงจรหาค่าเฉลี่ย

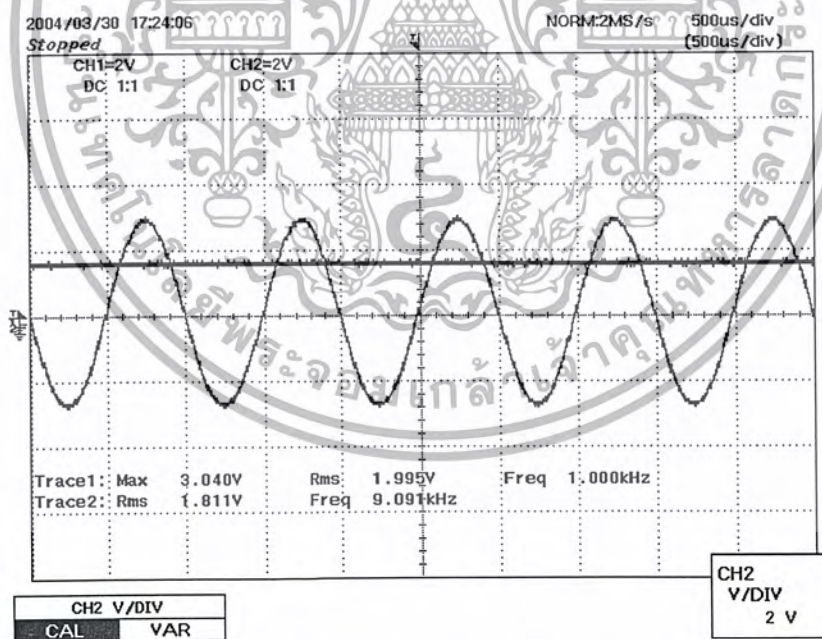


รูปที่ 4.2 : ผลการทดลองวงจรหาค่าเฉลี่ย โดยที่อินพุตเป็นสัญญาณแรงดัน ( $V_{in}$ ) รูปคลื่นไซน์ ขนาด 1 V

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



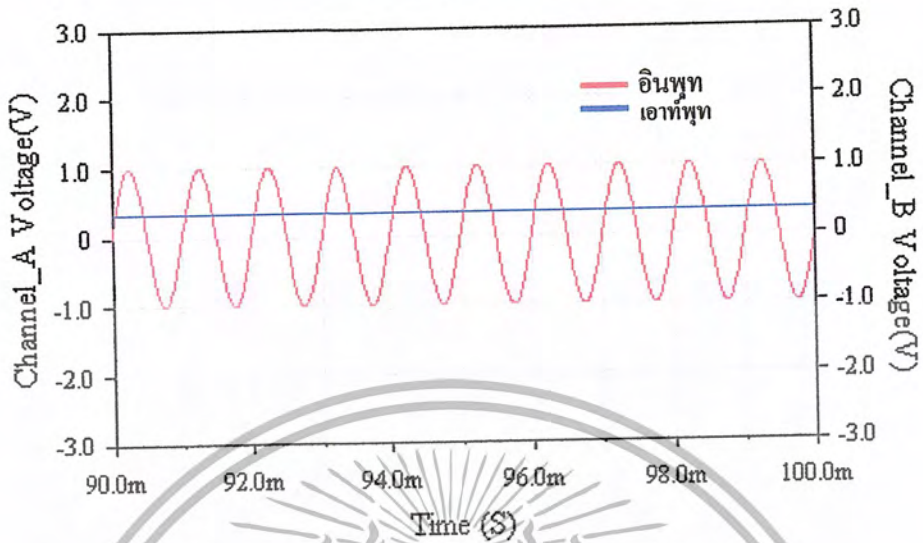
รูปที่ 4.3 : ผลการทดลองวงจรหาค่าเฉลี่ย โดยที่อินพุทเป็นสัญญาณแรงดัน ( $V_{in}$ ) รูปคลื่นไซน์ ขนาด 2 V



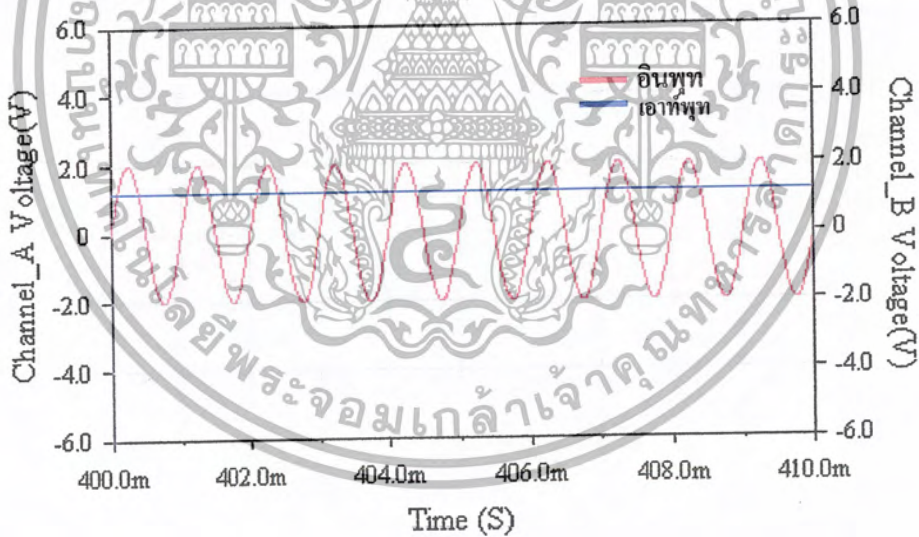
รูปที่ 4.4 : ผลการทดลองวงจรหาค่าเฉลี่ย โดยที่อินพุทเป็นสัญญาณแรงดัน ( $V_{in}$ ) รูปคลื่นไซน์ ขนาด 3 V

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## Average value



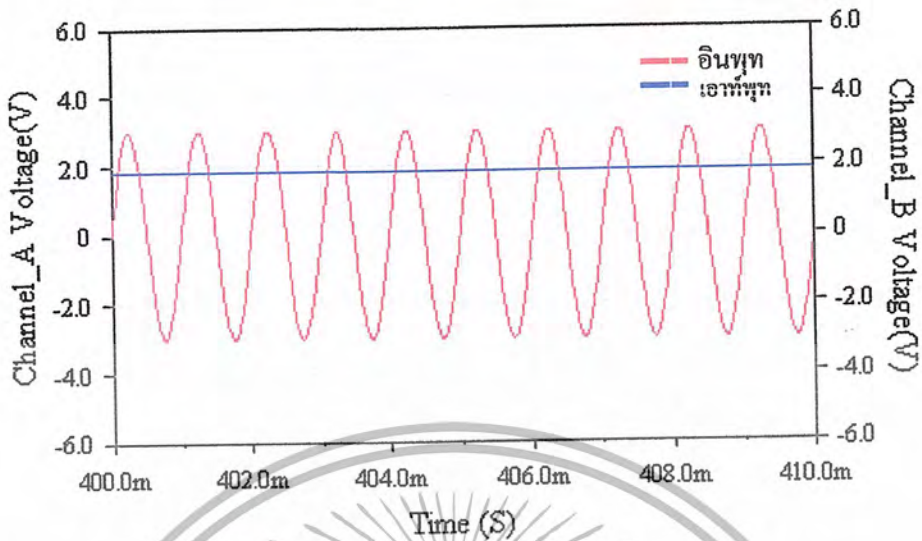
รูปที่ 4.5 : ผลการเดินแบบการทดลองวงจรหาค่าเฉลี่ย โดยที่อินพุทเป็นสัญญาณแรงดัน ( $V_{in}$ ) รูปคลื่นไซน์ ขนาด 1 V



รูปที่ 4.6 : ผลการเดินแบบการทดลองวงจรหาค่าเฉลี่ย โดยที่อินพุทเป็นสัญญาณแรงดัน ( $V_{in}$ ) รูปคลื่นไซน์ ขนาด 2 V

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## Average value



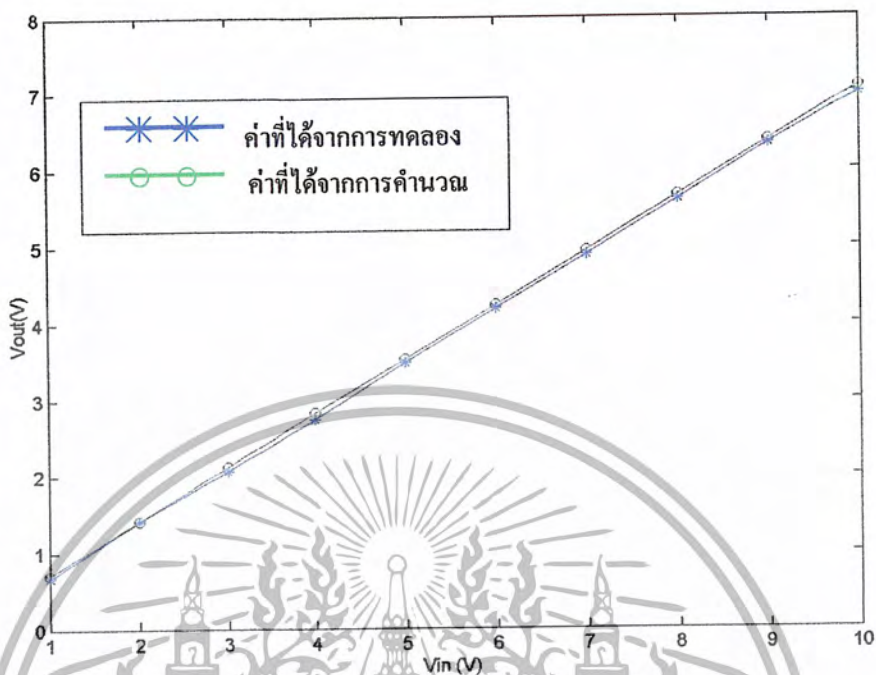
รูปที่ 4.7 : ผลการเดินแบบการทดลองวงจรหาค่าเฉลี่ย โดยที่อินพุทเป็นสัญญาณแรงดัน ( $V_{in}$ ) รูปคลื่นไซน์ ขนาด 3 V

#### 4.2 ค่าอาร์เอ็มเอสของแรงดัน

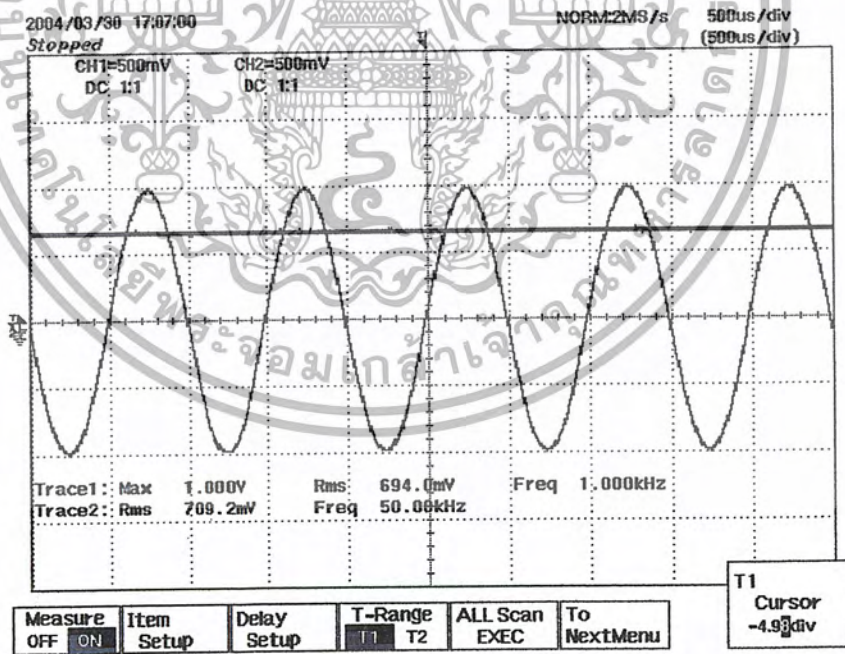
ตารางที่ 4.2 แสดงผลการทดลองวงจรหาค่าอาร์เอ็มเอสจากรูปที่ 3.4 กำหนดให้ป้อนแรงดันไฟฟ้ารูปคลื่นไซน์ที่มีความถี่ 1 kHz และแอมพลิจูด 1 ถึง 10 V

$V_p$ (V)	$V_{out}$ (ทดลอง) (V)	$V_{out}$ (คำนวณ) (V)	ถ้าความผิดพลาด (%) (V)
1	0.672	0.707	4.950
2	1.413	1.414	0.070
3	2.069	2.121	2.451
4	2.744	2.828	2.970
5	3.483	3.530	1.331
6	4.194	4.242	1.131
7	4.891	4.949	1.171
8	5.600	5.656	0.990
9	6.322	6.363	0.597
10	6.980	7.070	1.272

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

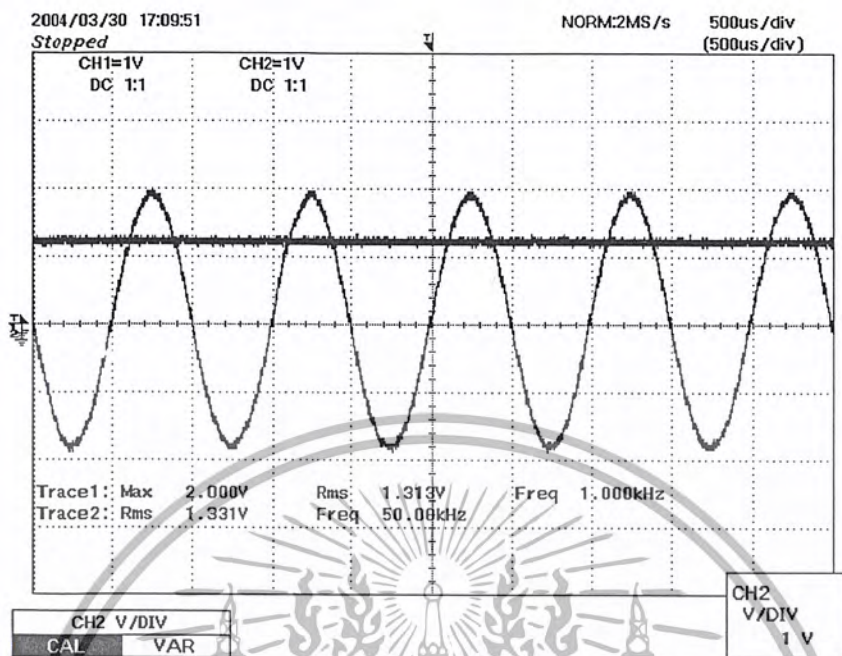


รูปที่ 4.8 : ผลการทำงานของวงจรหาค่าอาร์เอ็มเอส

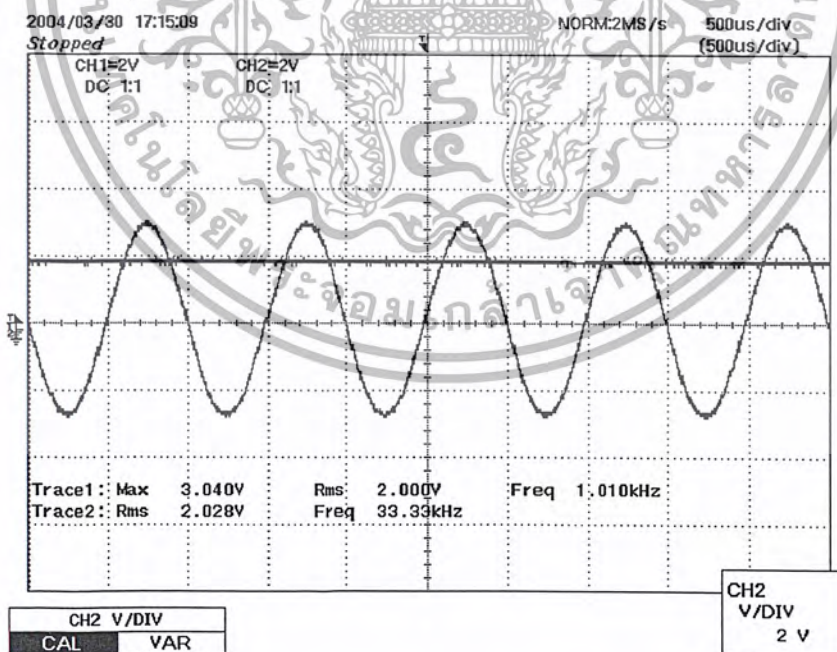


รูปที่ 4.9 : ผลการทดลองวงจรหาค่าอาร์เอ็มเอส โดยที่อินพุตเป็นสัญญาณแรงดัน (V<sub>in</sub>) รูปคลื่นซายน์ ขนาด 1 V

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



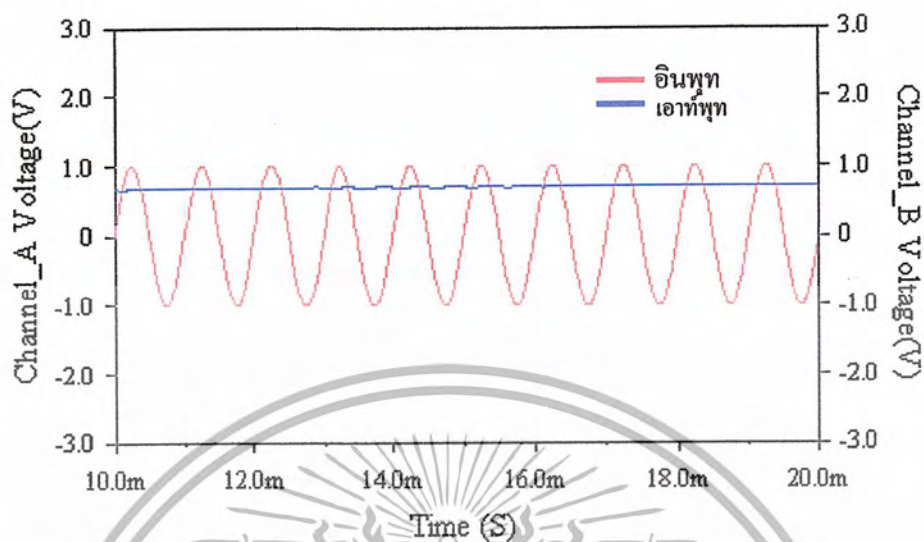
รูปที่ 4.10 : ผลการทดลองวงจรหาค่าอาร์เอ็มเอส โดยที่อินพุทเป็นสัญญาณแรงดัน ( $V_{in}$ ) รูปคลื่นชายน้ขนาด 2 V



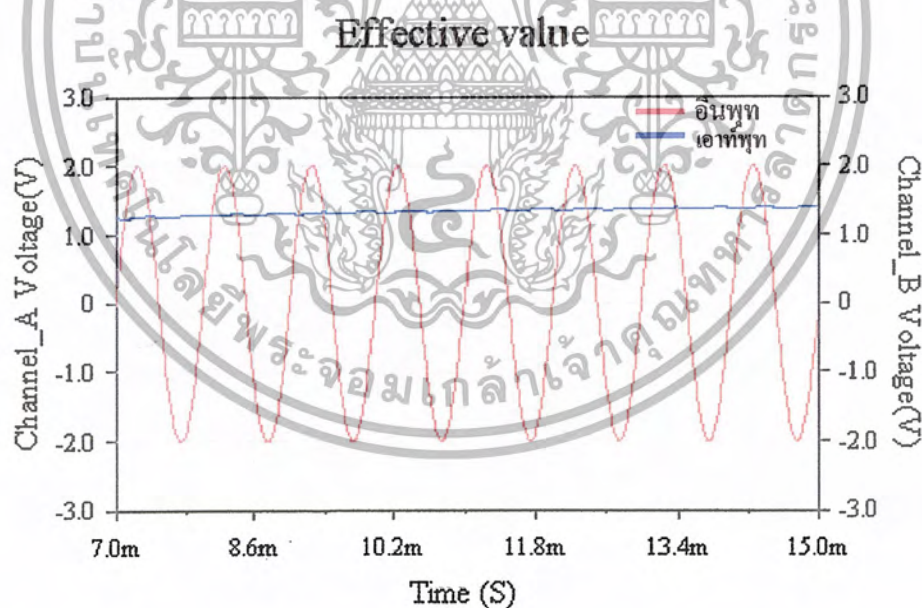
รูปที่ 4.11 : ผลการทดลองวงจรหาค่าอาร์เอ็มเอส โดยที่อินพุทเป็นสัญญาณแรงดัน ( $V_{in}$ ) รูปคลื่นชายน้ขนาด 3 V

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## Effective value

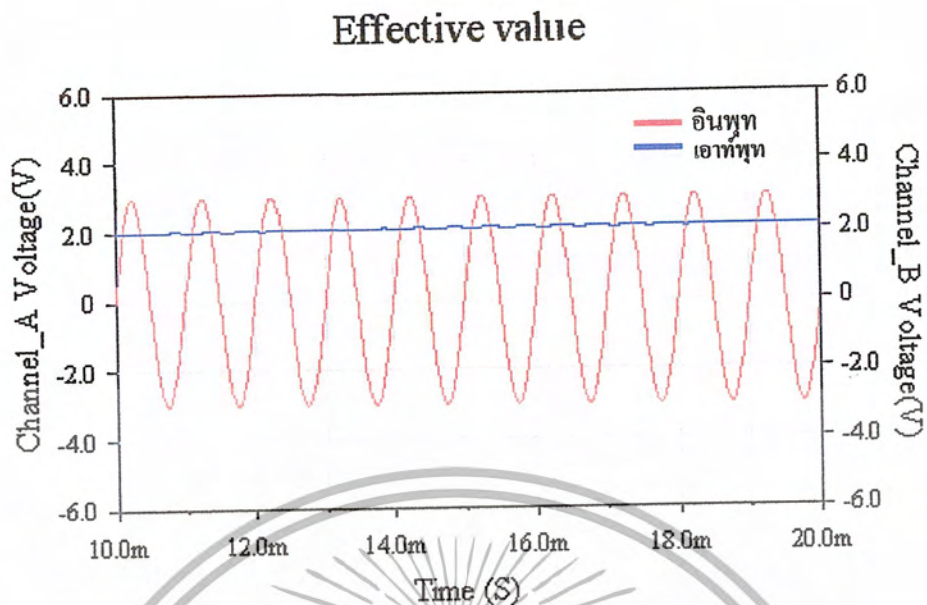


รูปที่ 4.12 : ผลการเขียนแบบการทดลองวงจรหาค่าอาร์เอ็มเอส โดยที่อินพุทเป็นสัญญาณแรงดัน ( $V_{in}$ ) รูปคลื่นไซน์ ขนาด 1 V



รูปที่ 4.13 : ผลการเขียนแบบการทดลองวงจรหาค่าอาร์เอ็มเอส โดยที่อินพุทเป็นสัญญาณแรงดัน ( $V_{in}$ ) รูปคลื่นไซน์ ขนาด 2 V

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.14 : ผลการเขียนแบบการทดลองวงจรหาค่าอาร์เอ็มเอส โดยที่อินพุทเป็นสัญญาณแรงดัน ( $V_{in}$ ) รูปคลื่นไซน์ ขนาด 3 V



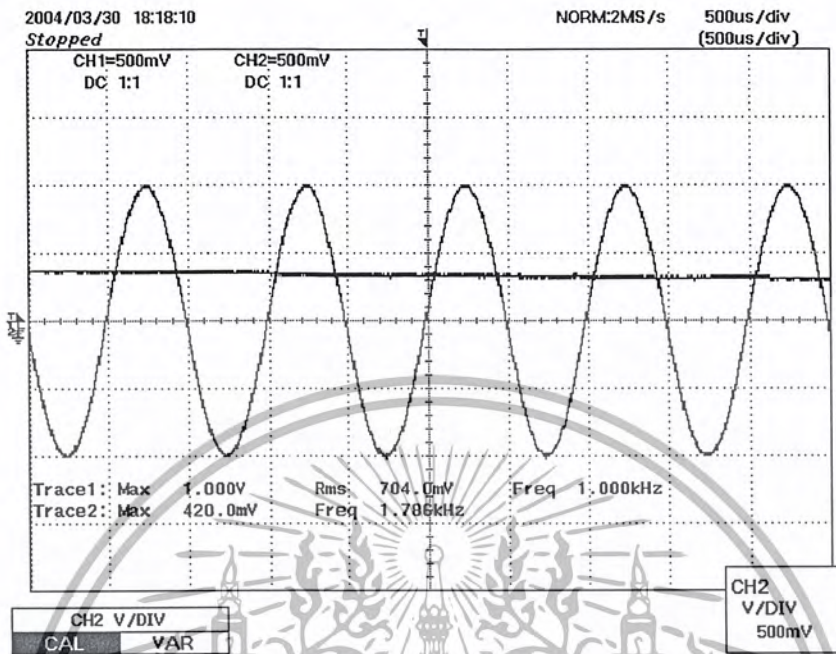
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 4.3 ค่ากำลังงานปรากฏ

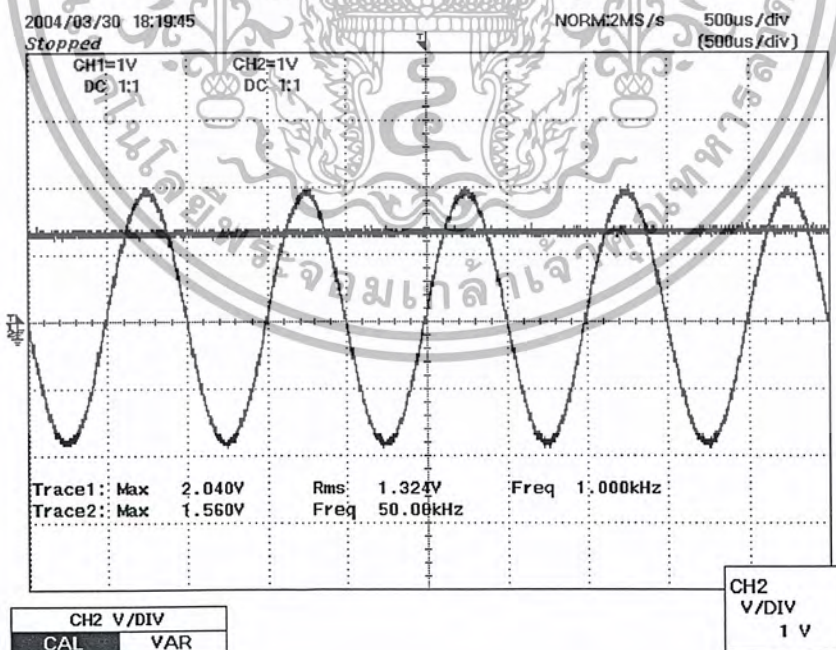
ตารางที่ 4.3 แสดงผลการทดลองวงจรหาค่ากำลังงานปรากฏจากรูปที่ 3.6 กำหนดให้ป้อนแรงดันไฟฟ้ารูปคลื่นไซน์ที่มีความถี่ 1 kHz และแอมป์ลิจูด 1 ถึง 10 V

$V_{in}$ (V)	$I_{in}$ (A)	$V_{out}$ (คำนวณ) (VA)	$V_{out}$ (ทดลอง) (VA)	ค่าความผิดพลาด (%)
1	0.001	0.499	0.460	7.815
2	0.002	1.999	1.600	19.959
3	0.003	4.498	3.443	23.454
4	0.004	7.997	6.000	24.971
5	0.005	12.496	8.560	31.498
6	0.006	17.994	-	-
7	0.007	24.492	-	-
8	0.008	31.990	-	-
9	0.009	40.487	-	-
10	0.010	49.984	-	-

หมายเหตุ : ในกรณีนี้เราตัดค่าคงที่ 1/10 (ค่าแฟคเตอร์การคูณ) จึงทำให้ค่าแรงดันเอาต์พุตที่ได้จะมีค่าไม่เกินแหล่งจ่ายไฟ

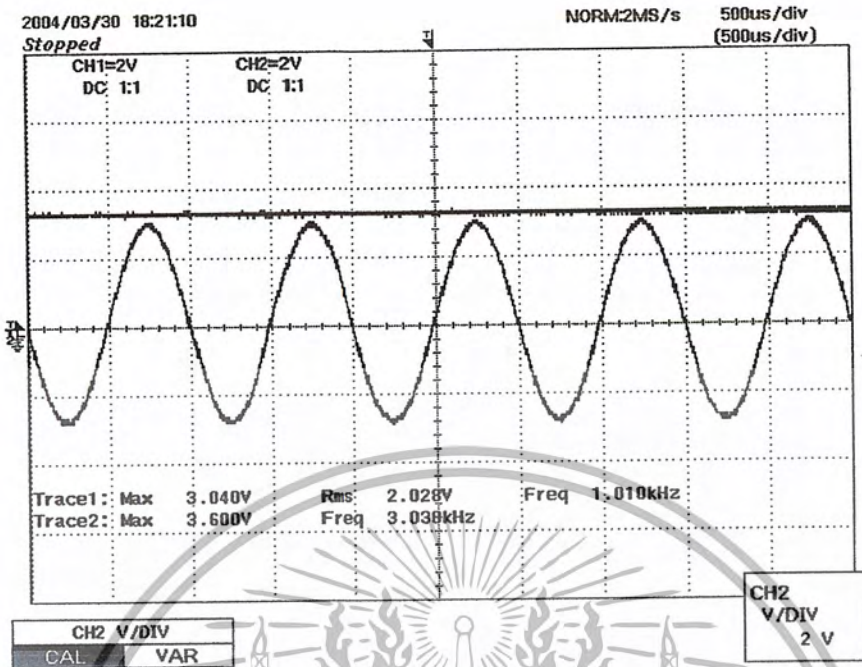


รูปที่ 4.15 : ผลการทดลองวงจรหาค่ากำลังงานปรากฏ โดยที่อินพุตเป็นสัญญาณแรงดัน ( $V_{in}$ ) รูปคลื่นชานี่ ขนาด 1 V

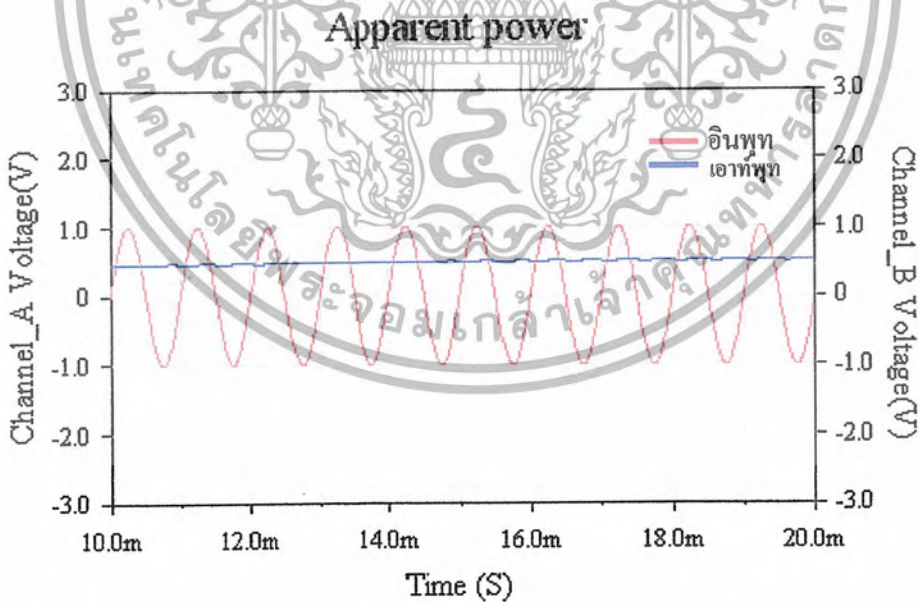


รูปที่ 4.16 : ผลการทดลองวงจรหาค่ากำลังงานปรากฏโดยที่อินพุตเป็นสัญญาณแรงดัน ( $V_{in}$ ) รูปคลื่นชานี่ ขนาด 2 V

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



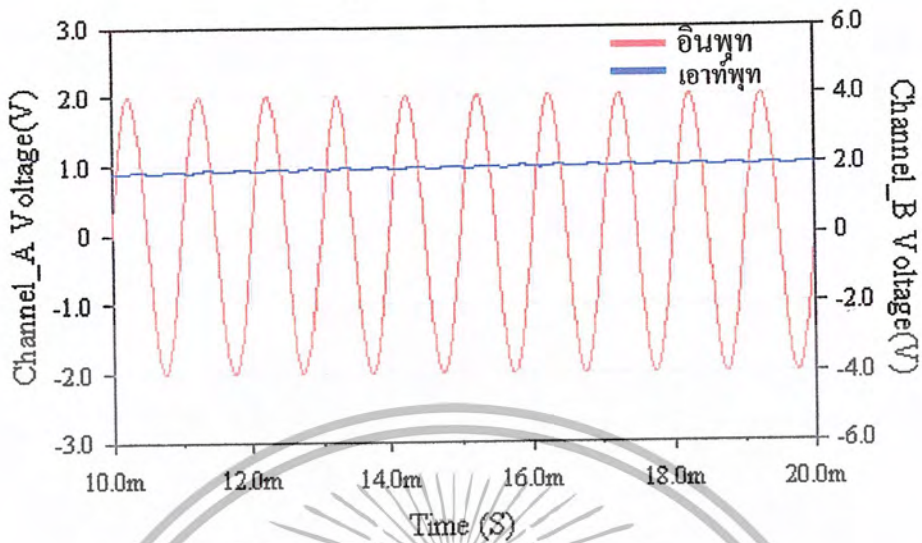
รูปที่ 4.17 : ผลการทดลองวงจรหาค่ากำลังงานปรากฏโดยที่อินพุตเป็นสัญญาณแรงดัน ( $V_m$ ) รูปคลื่นชานี่ ขนาด 3 V



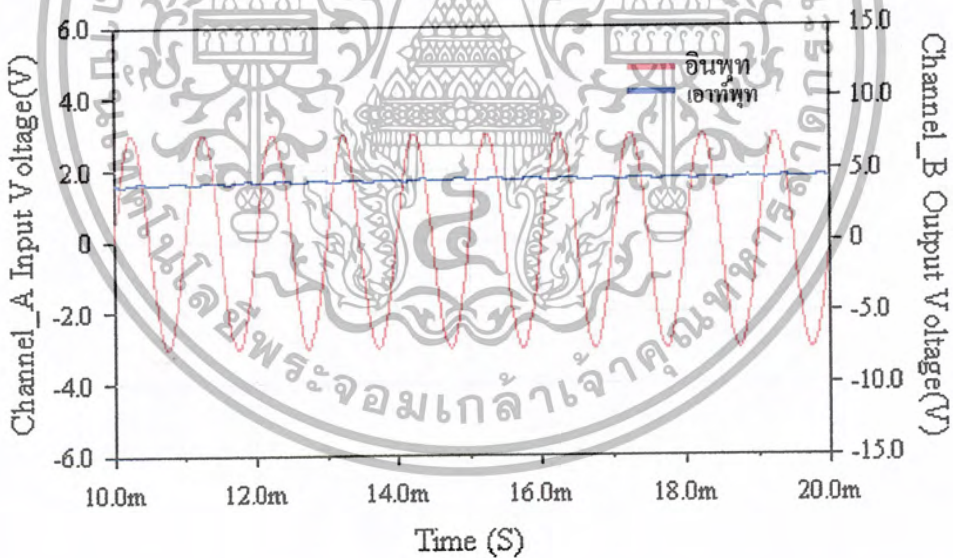
รูปที่ 4.18 : ผลการเขียนแบบการทดลองวงจรหาค่ากำลังงานปรากฏ โดยที่อินพุตเป็นสัญญาณแรงดัน ( $V_m$ ) รูปคลื่นชานี่ ขนาด 1 V

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### Apparent power



รูปที่ 4.19 : ผลการเขียนแบบการทดลองวงจรหาค่ากำลังงานปรากฏ โดยที่อินพุตเป็นสัญญาณแรงดัน ( $V_m$ ) รูปคลื่นไซน์ ขนาด 2 V



รูปที่ 4.20 : ผลการเขียนแบบการทดลองวงจรหาค่ากำลังงานปรากฏ โดยที่อินพุตเป็นสัญญาณแรงดัน ( $V_m$ ) รูปคลื่นไซน์ ขนาด 3 V

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 5

### บทสรุปและวิจารณ์

#### 5.1 สรุป

ในการศึกษาทำโครงการนี้แสดงถึงวิธีการนำไอซีวงจรรุ่นสัญญาณเบอร์ AD633 มาประยุกต์สร้างเป็นวงจรย่อยต่างๆซึ่งได้แก่ วงจรยกกำลังสอง, วงจรหาร, วงจรถอดรอกที่สอง ซึ่งเป็นวงจรย่อยที่สำคัญในโครงสร้างของการประมวลผลสัญญาณเชิงเส้นหลายกระบวนการและนำมาประยุกต์ใช้ในการหาค่าทางไฟฟ้า เช่น วงจรหาค่าเฉลี่ย, วงจรหาค่าประสิทธิผล, วงจรหาค่ากำลังงานเฉลี่ย, วงจรหาค่ากำลังงานปรากฏ, วงจรหาค่าตัวประกอบกำลัง ซึ่งการนำสมการทางคณิตศาสตร์มาออกแบบเป็นวงจรมันทำให้สามารถแก้ปัญหาการหาค่าทางไฟฟ้าโดยไม่ต้องมาคำนวณภายหลังได้อีกทั้งทำให้ลดขั้นตอนการคำนวณที่เกิดจากผู้ใช้ปฏิบัติงานลงได้อีกด้วย

#### 5.2 ข้อเสนอแนะ

จากการนำเสนอการออกแบบวงจรที่ใช้วัดค่าทางไฟฟ้านั้น สามารถนำวงจรมาประยุกต์ใช้งานทางการประมวลผลสัญญาณหรือใช้งานทางด้านเครื่องมือวัดอื่นได้ ถึงแม้จะอย่างไรก็ตาม โครงการนี้เป็นเพียงจุดเริ่มต้นของแนวความคิดที่จะทดลองเพื่อหาความเป็นไปได้ตามหลักทฤษฎี แต่ก็อาจมีข้อผิดพลาดอยู่บ้างแต่หลักการของการทดลองของโครงการนี้อาจนำไปทดลองเพื่อที่จะปรับปรุงพัฒนาเพื่อนำมาใช้กับไมโครโปรเซสเซอร์ก็จะสามารถออกแบบให้วัดค่าปริมาณไฟฟ้าอื่นๆได้อีก เช่น หาค่าความต่างเฟสของสัญญาณ เป็นต้น



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### FEATURES

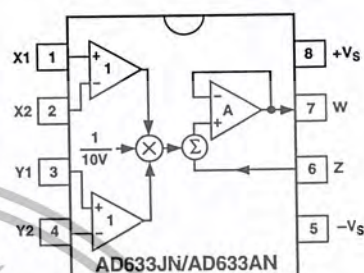
- 4-Quadrant Multiplication
- Low Cost 8-Lead Package
- Complete—No External Components Required
- Laser-Trimmed Accuracy and Stability
- Total Error within 2% of FS
- Differential High Impedance X and Y Inputs
- High Impedance Unity-Gain Summing Input
- Laser-Trimmed 10 V Scaling Reference

### APPLICATIONS

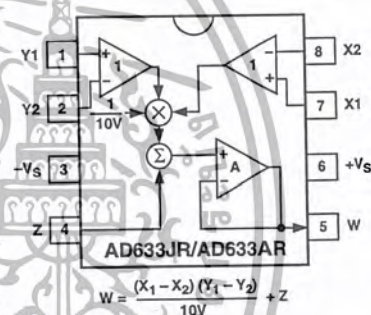
- Multiplication, Division, Squaring
- Modulation/Demodulation, Phase Detection
- Voltage Controlled Amplifiers/Attenuators/Filters

### CONNECTION DIAGRAMS

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



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



### 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  $\mu$ V rms in a 10 Hz to 10 kHz bandwidth. A 1 MHz bandwidth, 20 V/ $\mu$ 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).

### 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 ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# AD633—SPECIFICATIONS (T<sub>A</sub> = 25°C, V<sub>S</sub> = ±15 V, R<sub>L</sub> ≥ 2 kΩ)

Model		AD633J, AD633A			
TRANSFER FUNCTION		$W = \frac{(X_1 - X_2)(Y_1 - Y_2)}{10 V} + Z$			
Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Unit
MULTIPLIER PERFORMANCE					
Total Error	-10 V ≤ X, Y ≤ +10 V		±1	±2	% Full Scale
$T_{MIN}$ to $T_{MAX}$			±3		% Full Scale
Scale Voltage Error	SF = 10.00 V Nominal		±0.25%		% Full Scale
Supply Rejection	V <sub>S</sub> = ±14 V to ±16 V		±0.01		% Full Scale
Nonlinearity, X	X = ±10 V, Y = +10 V		±0.4	±1	% Full Scale
Nonlinearity, Y	Y = ±10 V, X = +10 V		±0.1	±0.4	% Full Scale
X Feedthrough	Y Nulled, X = ±10 V		±0.3	±1	% Full Scale
Y Feedthrough	X Nulled, Y = ±10 V		±0.1	±0.4	% Full Scale
Output Offset Voltage			±5	±50	mV
DYNAMICS					
Small Signal BW	V <sub>O</sub> = 0.1 V rms		1		MHz
Slew Rate	V <sub>O</sub> = 20 V p-p		20		V/μs
Settling Time to 1%	ΔV <sub>O</sub> = 20 V		2		μs
OUTPUT NOISE					
Spectral Density			0.8		μV/√Hz
Wideband Noise	f = 10 Hz to 5 MHz		1		mV rms
	f = 10 Hz to 10 kHz		90		μV rms
OUTPUT					
Output Voltage Swing	<b>R<sub>L</sub> = 0 Ω</b>	±11	<b>30</b>	<b>40</b>	V
Short Circuit Current					mA
INPUT AMPLIFIERS					
Signal Voltage Range	Differential	±10			V
	Common Mode	±10			V
Offset Voltage X, Y			±5	±30	mV
CMRR X, Y	V <sub>CM</sub> = ±10 V, f = 50 Hz	60	80		dB
Bias Current X, Y, Z			0.8	2.0	μA
Differential Resistance			10		MΩ
POWER SUPPLY					
Supply Voltage			±15		V
Rated Performance					V
Operating Range		±8		±18	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	±18 V
Internal Power Dissipation <sup>2</sup>	500 mW
Input Voltages <sup>3</sup>	±18 V
Output Short Circuit Duration	Indefinite
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
Operating Temperature Range	
AD633J	0°C to 70°C
AD633A	-40°C to +85°C
Lead Temperature Range (Soldering 60 sec)	300°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.

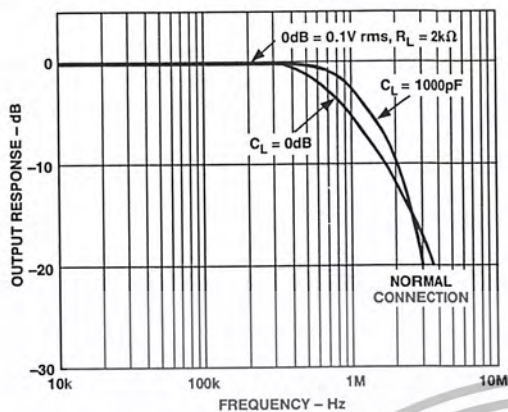
<sup>2</sup>8-Lead Plastic DIP Package: θ<sub>JA</sub> = 90°C/W; 8-Lead Small Outline Package: θ<sub>JA</sub> = 155°C/W.

<sup>3</sup>For supply voltages less than ±18 V, the absolute maximum input voltage is equal to the supply voltage.

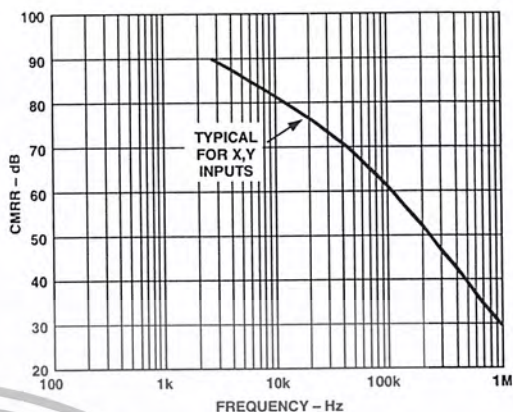
## ORDERING GUIDE

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

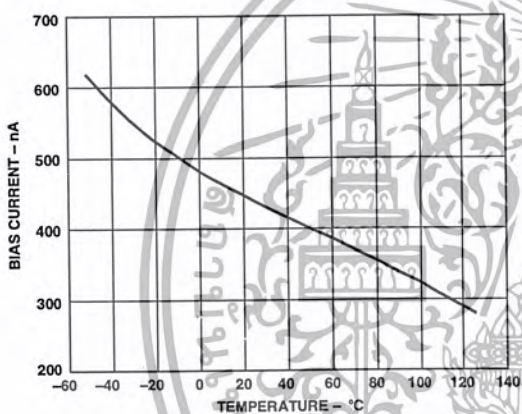
# Typical Performance Characteristics—AD633



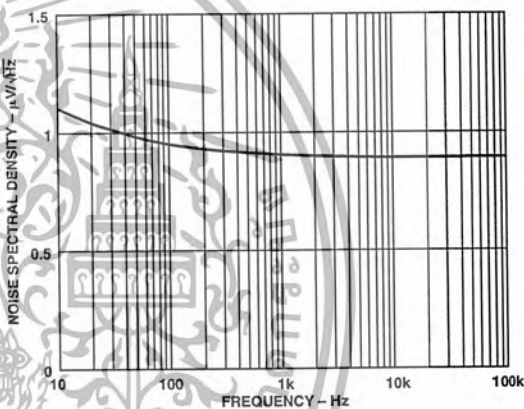
TPC 1. Frequency Response



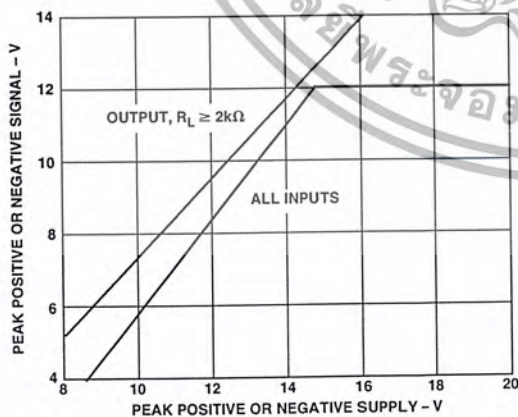
TPC 4. CMRR vs. Frequency



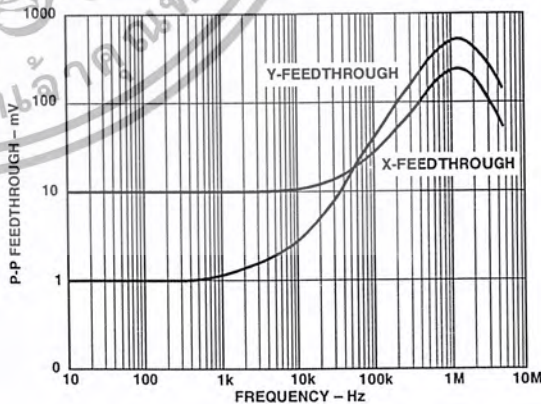
TPC 2. Input Bias Current vs. Temperature (X, Y, or Z Inputs)



TPC 5. Noise Spectral Density vs. Frequency



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



TPC 6. AC Feedthrough vs. Frequency

# 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.

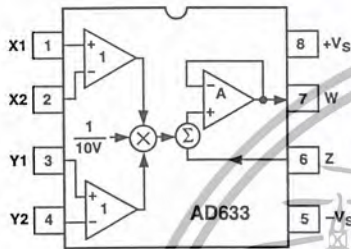


Figure 1. Functional Block Diagram (AD633JN Pinout Shown)

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.

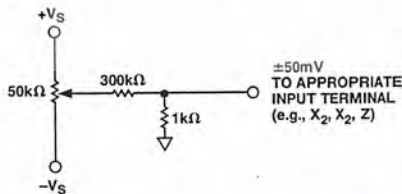


Figure 2. Optional Offset Trim Configuration

## 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.

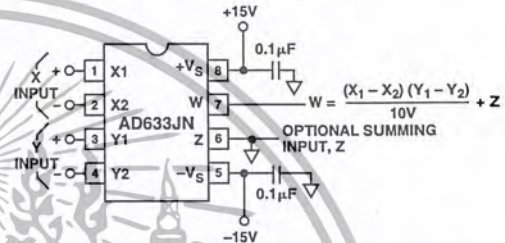


Figure 3. Basic Multiplier Connections

### 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.

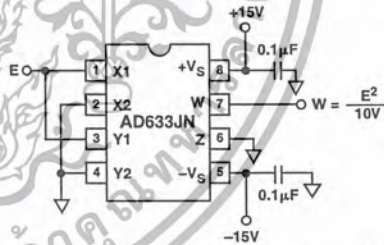


Figure 4. Connections for Squaring

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:

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

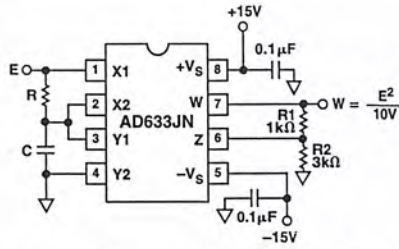


Figure 5. "Bounceless" Frequency Doubler

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):

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

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  $\omega = 1.1 \omega_0$ .

**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  $E < 0$ .

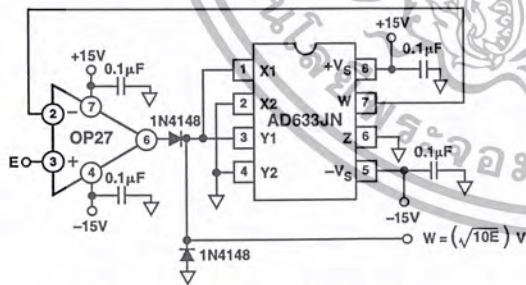


Figure 6. Connections for Square Rooting

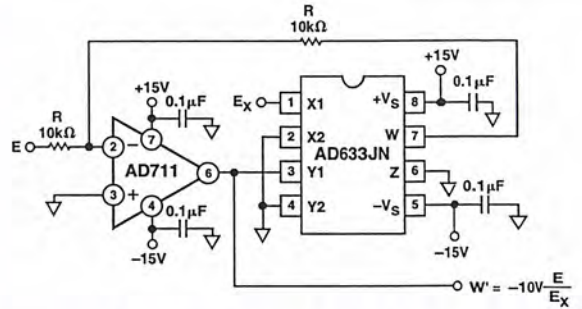


Figure 7. Connections for Division

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

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

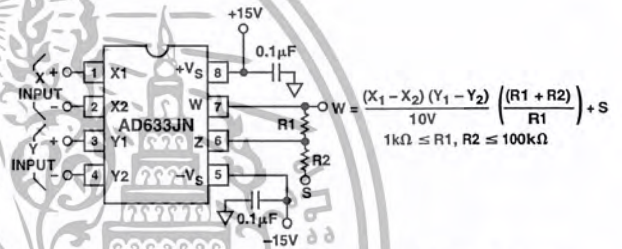


Figure 8. Connections for Variable Scale Factor

**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

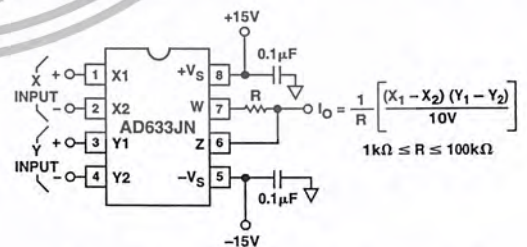


Figure 9. Current Output Connections

# 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

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

### 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

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

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,

$$f_1 = \frac{1}{2\pi RC} \quad (9)$$

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

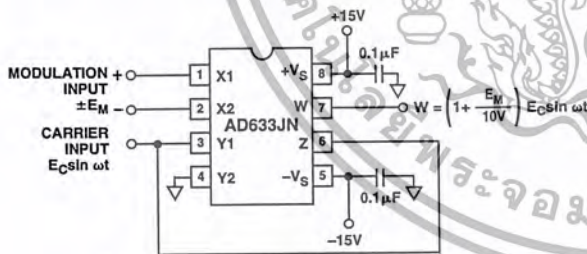


Figure 10. Linear Amplitude Modulator

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.

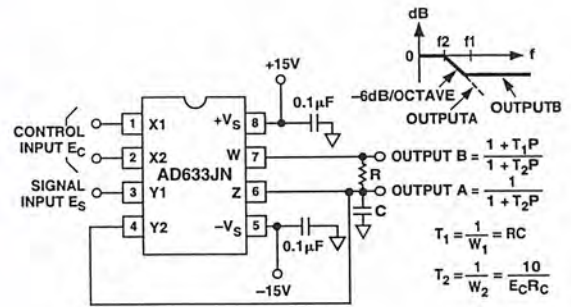


Figure 11. Voltage Controlled Low-Pass Filter

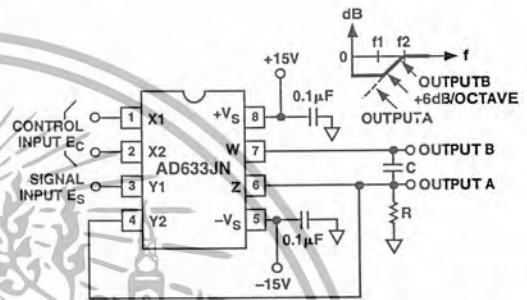


Figure 12. Voltage Controlled High-Pass Filter

### 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 out-put 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.

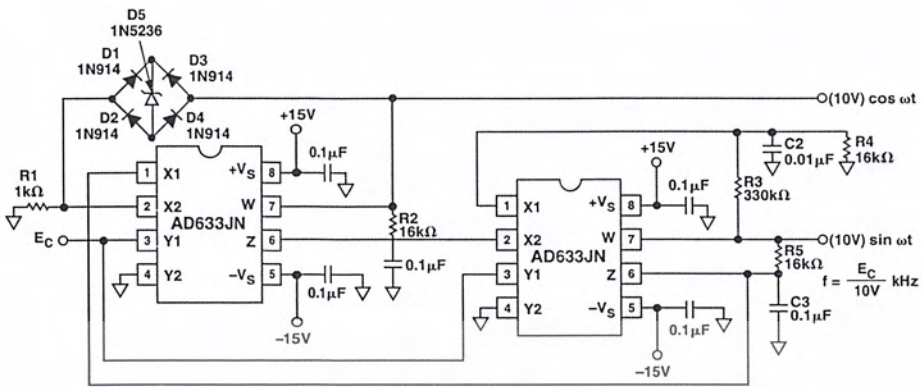


Figure 13. Voltage Controlled Quadrature Oscillator

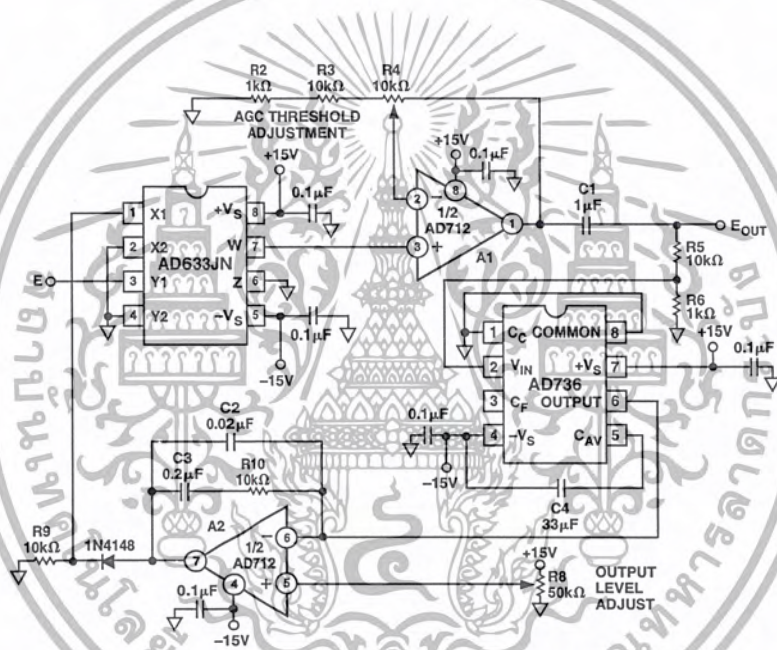
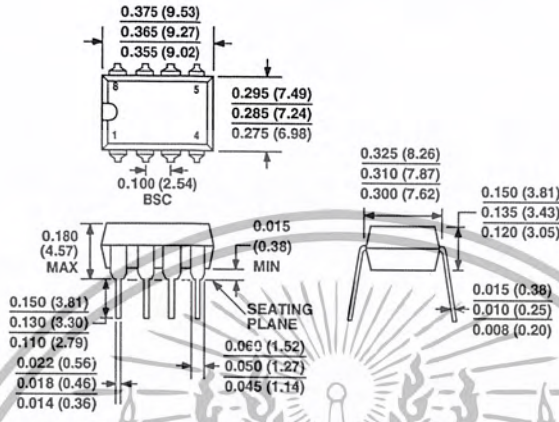


Figure 14. Connections for Use in Automatic Gain Control Circuit

OUTLINE DIMENSIONS

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

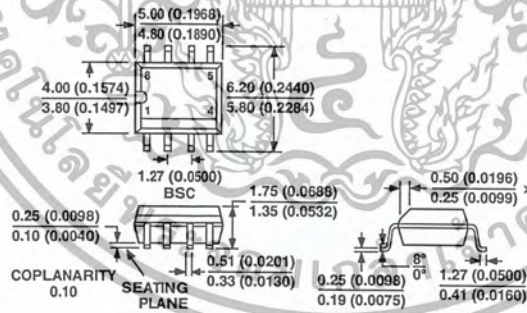
Dimensions shown in inches and (millimeters)



COMPLIANT TO JEDEC STANDARDS MO-005AA  
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

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ในการค้า  
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.

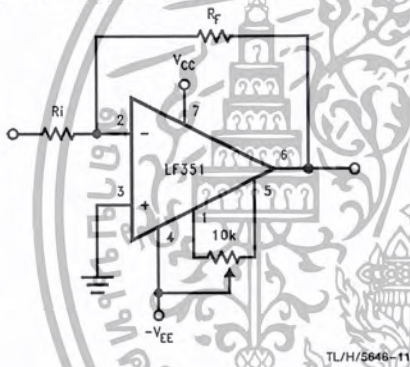
The LF351 may be used in applications such as high speed integrators, fast D/A converters, sample-and-hold circuits and many other circuits requiring low input offset voltage, low input bias current, high input impedance, high slew rate and wide bandwidth. The device has low noise and offset voltage drift, but for applications where these requirements are critical, the LF355 is recommended. If maximum supply

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

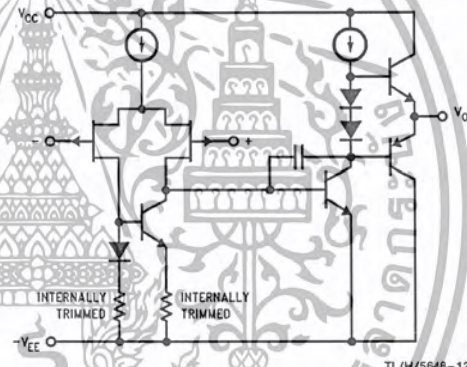
### Features

- 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  $A_V=10$ , <0.02%
- $R_L=10k$ ,  $V_O=20$  V<sub>p-p</sub>, BW=20 Hz-20 kHz
- Low 1/f noise corner 50 Hz
- Fast settling time to 0.01% 2 μs

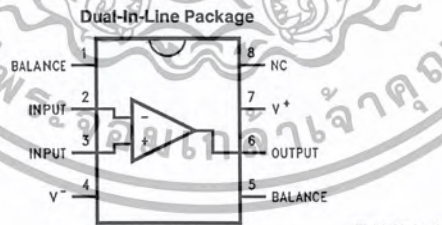
### Typical Connection



### Simplified Schematic



### Connection Diagrams



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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา 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	±18V
Power Dissipation (Notes 1 and 6)	670 mW
Operating Temperature Range	0°C to +70°C
T <sub>J(MAX)</sub>	115°C
Differential Input Voltage	±30V
Input Voltage Range (Note 2)	±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

θ <sub>JA</sub>		
N Package		120°C/W
M Package		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 <sub>OS</sub>	Input Offset Voltage	R <sub>S</sub> = 10 kΩ, T <sub>A</sub> = 25°C Over Temperature		5	10	mV
					13	mV
ΔV <sub>OS</sub> /ΔT	Average TC of Input Offset Voltage	R <sub>S</sub> = 10 kΩ		10		μV/°C
I <sub>OS</sub>	Input Offset Current	T <sub>J</sub> = 25°C, (Notes 3, 4) T <sub>J</sub> ≤ 70°C		25	100	pA
					4	nA
I <sub>B</sub>	Input Bias Current	T <sub>J</sub> = 25°C, (Notes 3, 4) T <sub>J</sub> ≤ ±70°C		50	200	pA
					8	nA
R <sub>IN</sub>	Input Resistance	T <sub>J</sub> = 25°C		10 <sup>12</sup>		Ω
A <sub>VOL</sub>	Large Signal Voltage Gain	V <sub>S</sub> = ±15V, T <sub>A</sub> = 25°C V <sub>O</sub> = ±10V, R <sub>L</sub> = 2 kΩ Over Temperature	25	100		V/mV
			15			V/mV
V <sub>O</sub>	Output Voltage Swing	V <sub>S</sub> = ±15V, R <sub>L</sub> = 10 kΩ	±12	±13.5		V
V <sub>CM</sub>	Input Common-Mode Voltage Range	V <sub>S</sub> = ±15V	±11	+15		V
				-12		V
CMRR	Common-Mode Rejection Ratio	R <sub>S</sub> ≤ 10 kΩ	70	100		dB
PSRR	Supply Voltage Rejection Ratio	(Note 5)	70	100		dB
I <sub>S</sub>	Supply Current			1.8	3.4	mA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา 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	$T_A = 25^\circ C, R_S = 100\Omega, f = 1000 Hz$		25		nV/ $\sqrt{Hz}$
$i_n$	Equivalent Input Noise Current	$T_J = 25^\circ C, f = 1000 Hz$		0.01		pA/ $\sqrt{Hz}$

**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.

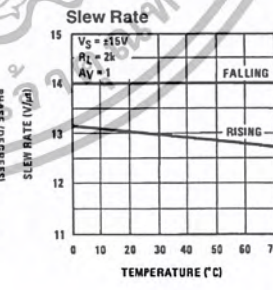
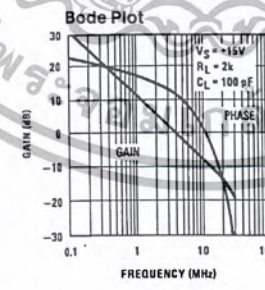
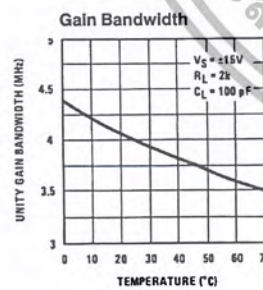
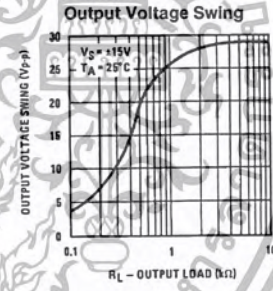
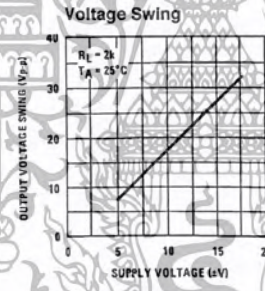
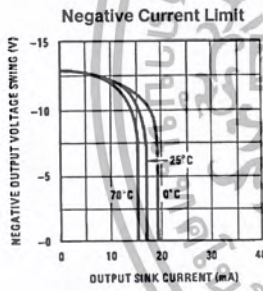
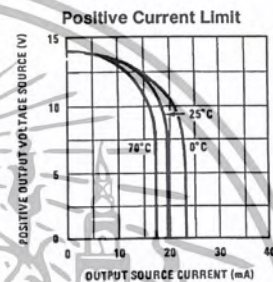
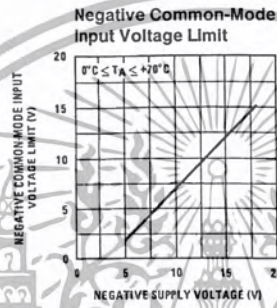
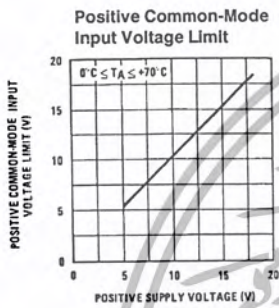
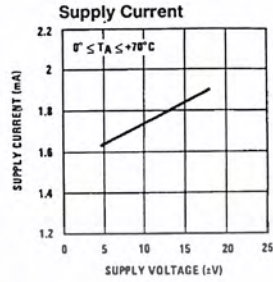
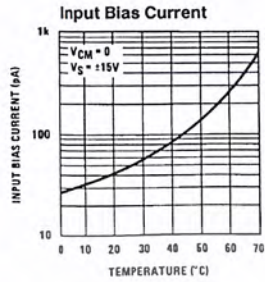
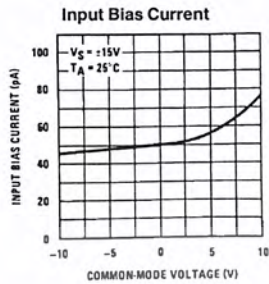
**Note 5:** Supply voltage rejection ratio is measured for both supply magnitudes increasing or decreasing simultaneously in accordance with common practice. From  $\pm 15V$  to  $\pm 5V$ .

**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 อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

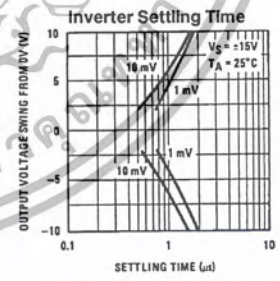
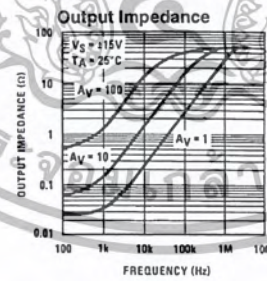
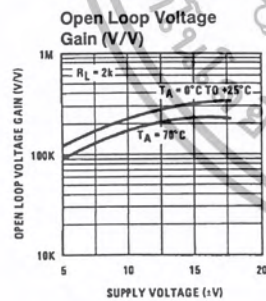
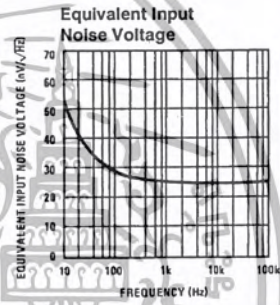
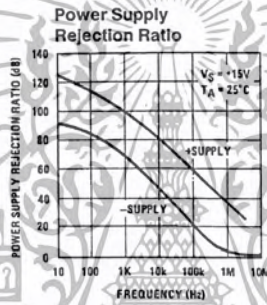
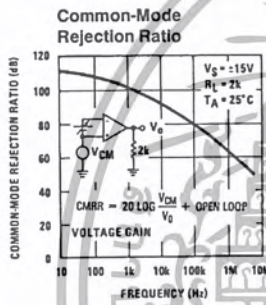
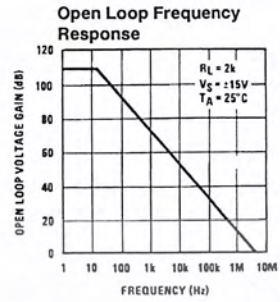
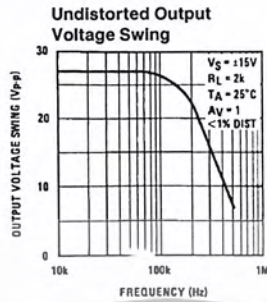
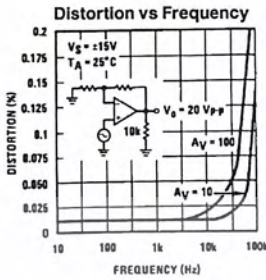
## Typical Performance Characteristics



TL/H/5648-2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

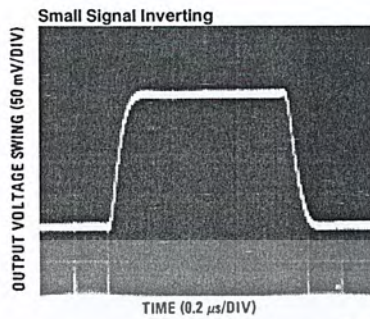
## Typical Performance Characteristics (Continued)



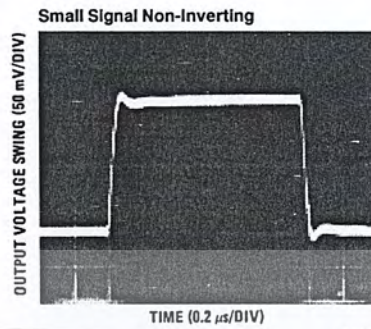
TL/H/5648-3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

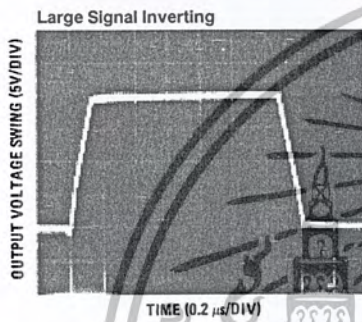
## Pulse Response



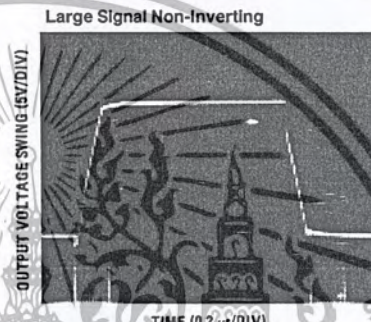
TL/H/5648-4



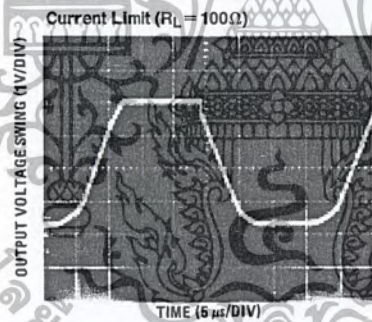
TL/H/5648-5



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 IITM). 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

### 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.

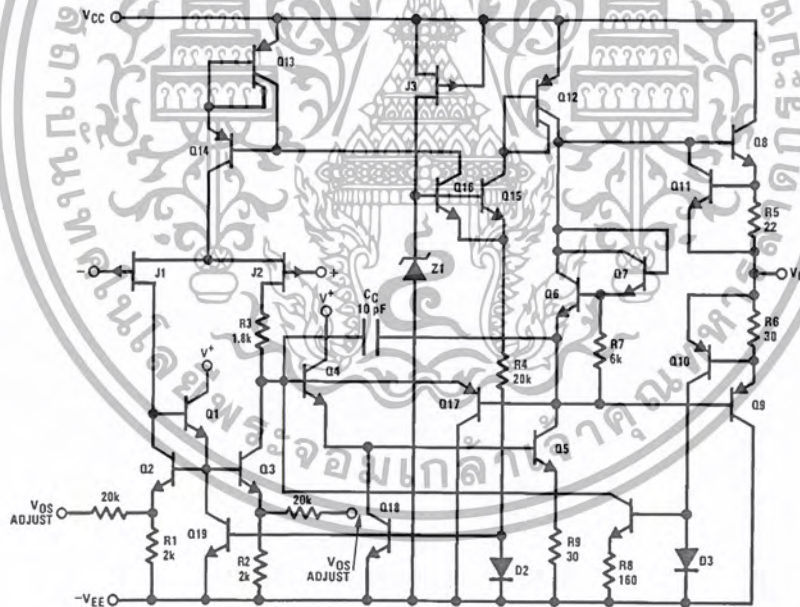
Precautions should be taken to ensure that the power supply for the integrated circuit never becomes reversed in polarity or that the unit is not inadvertently installed back-

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

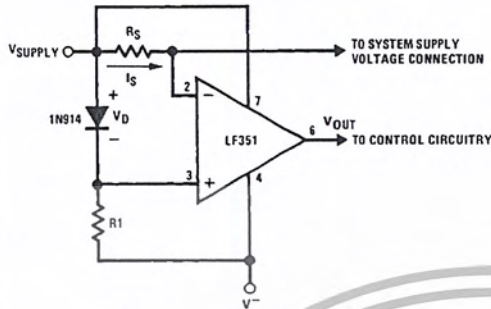


TL/H/5648-9

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

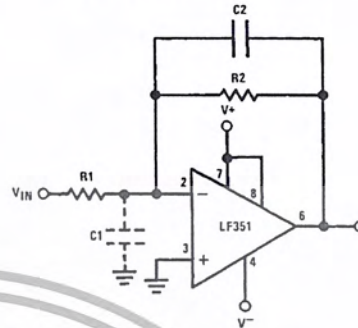
## Typical Applications

Supply Current Indicator/Limiter



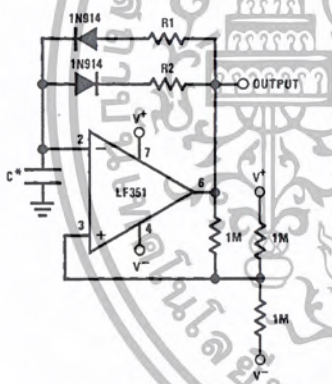
\*  $V_{OUT}$  switches high when  $R_S I_S > V_D$

Hi- $Z_{IN}$  Inverting Amplifier



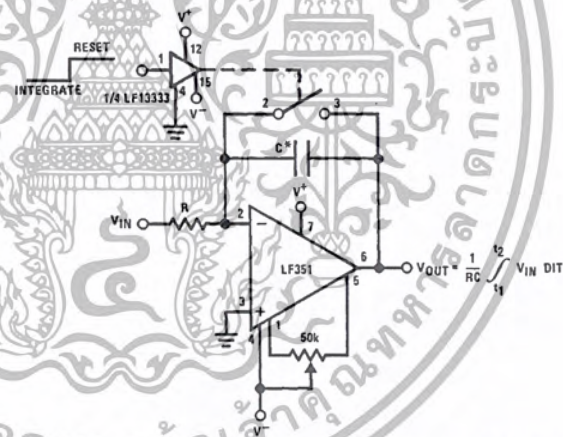
Parasitic input capacitance  $C_1 \approx 3$  pF for LFI351 plus any additional layout capacitance) interacts with feedback elements and creates undesirable high frequency pole. To compensate, add  $C_2$  such that  $R_2 C_2 \approx R_1 C_1$ .

Ultra-Low (or High) Duty Cycle Pulse Generator



- \*  $t_{OUTPUT\ HIGH} \approx R_1 C_1 \ln \frac{4.8 - 2V_S}{4.8 - V_S}$
  - \*  $t_{OUTPUT\ LOW} \approx R_2 C_2 \ln \frac{2V_S - 7.8}{V_S - 7.8}$
- where  $V_S = V^+ + |V^-|$   
\*low leakage capacitor

Long Time Integrator

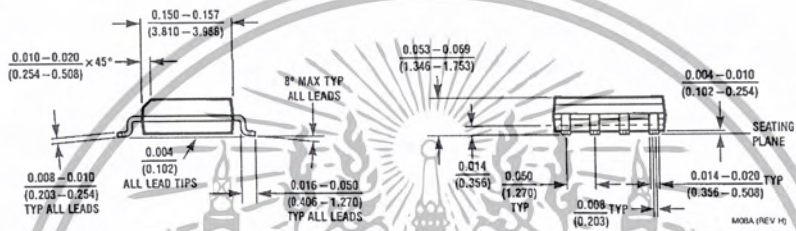
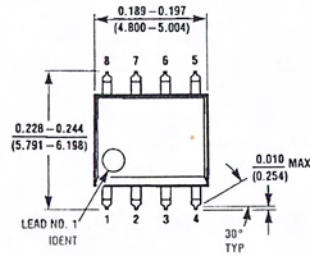


- \*Low leakage capacitor
- \* 50k pot used for less sensitive  $V_{OS}$  adjust

TL/H/5648-10

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**Physical Dimensions** inches (millimeters)



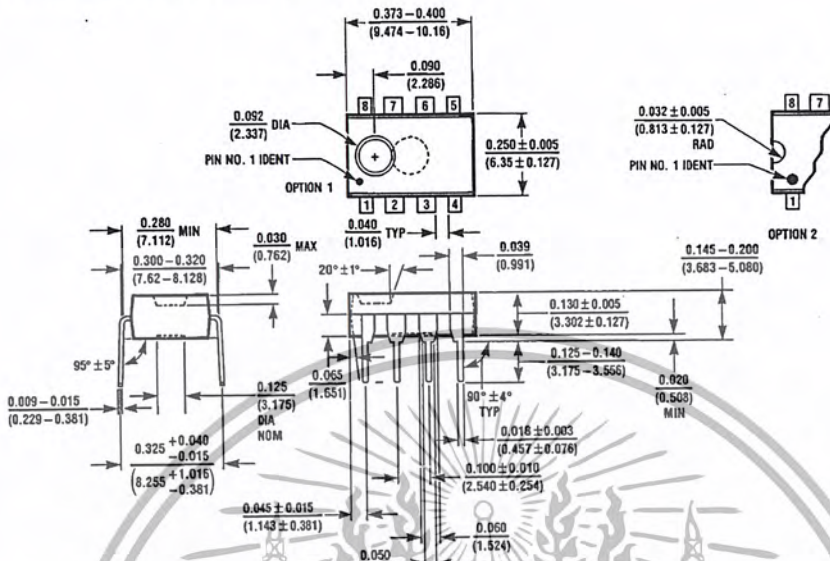
SO Package (M)  
Order Number LF351M  
NS Package Number M08A



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LF351 Wide Bandwidth JFET Input Operational Amplifier

**Physical Dimensions** inches (millimeters) (Continued)



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

N08E (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.

**National Semiconductor Corporation**  
 1111 West Bardin Road  
 Arlington, TX 76017  
 Tel: 1(800) 272-9959  
 Fax: 1(800) 737-7018

**National Semiconductor Europe**  
 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

**National Semiconductor Hong Kong Ltd.**  
 13th Floor, Straight Block,  
 Ocean Centre, 5 Canton Rd.  
 Tsimshatsui, Kowloon  
 Hong Kong  
 Tel: (852) 2737-1600  
 Fax: (852) 2736-9960

**National Semiconductor Japan Ltd.**  
 Tel: 81-043-299-2309  
 Fax: 81-043-299-2408

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

# LM78XX

## Series Voltage Regulators

### General Description

The LM78XX series of three terminal regulators is available with several fixed output voltages making them useful in a wide range of applications. One of these is local on card regulation, eliminating the distribution problems associated with single point regulation. The voltages available allow these regulators to be used in logic systems, instrumentation, HiFi, and other solid state electronic equipment. Although designed primarily as fixed voltage regulators these devices can be used with external components to obtain adjustable voltages and currents.

The LM78XX series is available in an aluminum TO-3 package which will allow over 1.0A load current if adequate heat sinking is provided. Current limiting is included to limit the peak output current to a safe value. Safe area protection for the output transistor is provided to limit internal power dissipation. If internal power dissipation becomes too high for the heat sinking provided, the thermal shutdown circuit takes over preventing the IC from overheating.

Considerable effort was expended to make the LM78XX series of regulators easy to use and minimize the number of external components. It is not necessary to bypass the out-

put, although this does improve transient response. Input bypassing is needed only if the regulator is located far from the filter capacitor of the power supply.

For output voltage other than 5V, 12V and 15V the LM117 series provides an output voltage range from 1.2V to 57V.

### Features

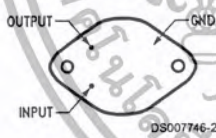
- Output current in excess of 1A
- Internal thermal overload protection
- No external components required
- Output transistor safe area protection
- Internal short circuit current limit
- Available in the aluminum TO-3 package

### Voltage Range

LM7805C	5V
LM7812C	12V
LM7815C	15V

### Connection Diagrams

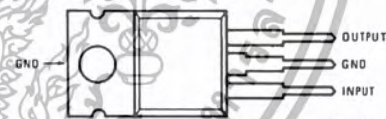
**Metal Can Package  
TO-3 (K)  
Aluminum**



Bottom View

Order Number LM7805CK,  
LM7812CK or LM7815CK  
See NS Package Number KC02A

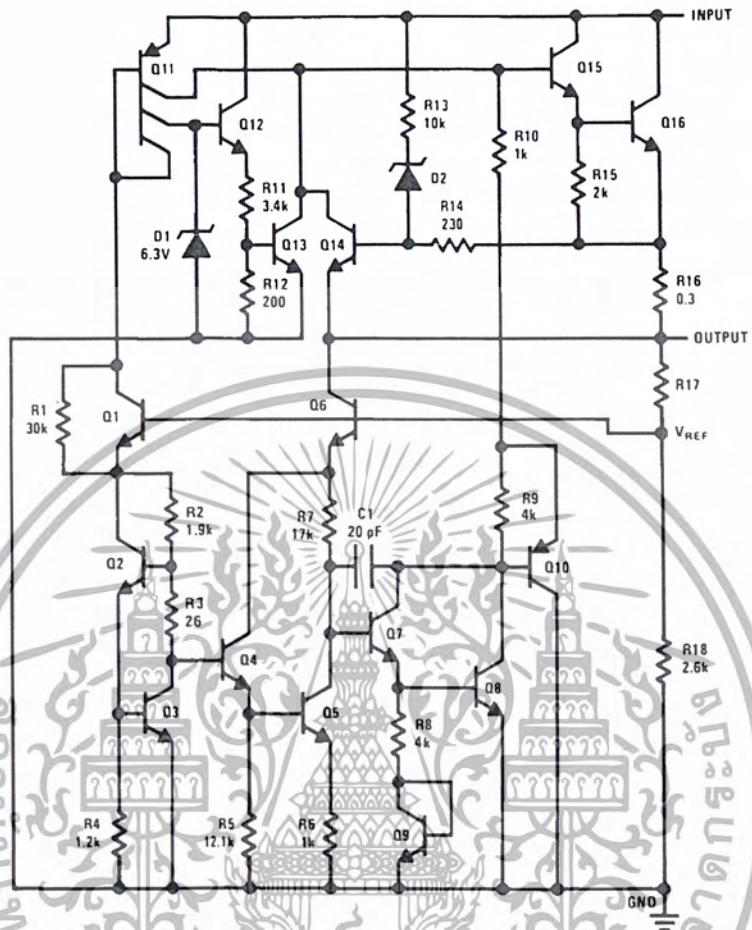
**Plastic Package  
TO-220 (T)**



Top View

Order Number LM7805CT,  
LM7812CT or LM7815CT  
See NS Package Number T03B

# Schematic



DS007746-1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**Absolute Maximum Ratings** (Note 3)

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

Input Voltage

 $(V_O = 5V, 12V \text{ and } 15V)$ 

35V

Internal Power Dissipation (Note 1)

Internally Limited

Operating Temperature Range ( $T_A$ ) $0^\circ\text{C to } +70^\circ\text{C}$ 

Maximum Junction Temperature

(K Package)

150°C

(T Package)

150°C

Storage Temperature Range

 $-65^\circ\text{C to } +150^\circ\text{C}$ 

Lead Temperature (Soldering, 10 sec.)

TO-3 Package K

300°C

TO-220 Package T

230°C

**Electrical Characteristics LM78XXC** (Note 2) $0^\circ\text{C} \leq T_J \leq 125^\circ\text{C}$  unless otherwise noted.

Output Voltage			5V			12V			15V			Units	
Input Voltage (unless otherwise noted)			10V			19V			23V				
Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max		
$V_O$	Output Voltage	$T_J = 25^\circ\text{C}, 5 \text{ mA} \leq I_O \leq 1 \text{ A}$	4.8	5	5.2	11.5	12	12.5	14.4	15	15.6	V	
		$P_D \leq 15 \text{ W}, 5 \text{ mA} \leq I_O \leq 1 \text{ A}$	4.75		5.25	11.4		12.6	14.25		15.75	V	
		$V_{\text{MIN}} \leq V_{\text{IN}} \leq V_{\text{MAX}}$				$(7.5 \leq V_{\text{IN}} \leq 20)$			$(14.5 \leq V_{\text{IN}} \leq 27)$		$(17.5 \leq V_{\text{IN}} \leq 30)$	V	
$\Delta V_O$	Line Regulation	$I_O = 500 \text{ mA}$											
		$T_J = 25^\circ\text{C}$		3	50			4	120		4	150	mV
		$\Delta V_{\text{IN}}$				$(7 \leq V_{\text{IN}} \leq 25)$			$(14.5 \leq V_{\text{IN}} \leq 30)$		$(17.5 \leq V_{\text{IN}} \leq 30)$	V	
		$0^\circ\text{C} \leq T_J \leq +125^\circ\text{C}$			50			120			150	mV	
		$\Delta V_{\text{IN}}$				$(8 \leq V_{\text{IN}} \leq 20)$			$(15 \leq V_{\text{IN}} \leq 27)$		$(18.5 \leq V_{\text{IN}} \leq 30)$	V	
$\Delta V_O$	Load Regulation	$T_J = 25^\circ\text{C}$											
		$5 \text{ mA} \leq I_O \leq 1.5 \text{ A}$		10	50			12	120		12	150	mV
		$250 \text{ mA} \leq I_O \leq 750 \text{ mA}$			25			60			75	mV	
		$5 \text{ mA} \leq I_O \leq 1 \text{ A}, 0^\circ\text{C} \leq T_J \leq +125^\circ\text{C}$			50			120			150	mV	
		$\Delta V_{\text{IN}}$				$(7.5 \leq V_{\text{IN}} \leq 20)$			$(14.6 \leq V_{\text{IN}} \leq 27)$		$(17.7 \leq V_{\text{IN}} \leq 30)$	V	
$I_Q$	Quiescent Current	$I_O \leq 1 \text{ A}$											
		$T_J = 25^\circ\text{C}$			8			8			8	mA	
$\Delta I_Q$	Quiescent Current Change	$5 \text{ mA} \leq I_O \leq 1 \text{ A}$											
		$T_J = 25^\circ\text{C}, I_O \leq 1 \text{ A}$			0.5			0.5			0.5	mA	
$\Delta I_Q$	Quiescent Current Change	$V_{\text{MIN}} \leq V_{\text{IN}} \leq V_{\text{MAX}}$											
		$I_O \leq 500 \text{ mA}, 0^\circ\text{C} \leq T_J \leq +125^\circ\text{C}$			1.0			1.0			1.0	mA	
		$\Delta V_{\text{IN}}$				$(7 \leq V_{\text{IN}} \leq 25)$			$(14.5 \leq V_{\text{IN}} \leq 30)$		$(17.5 \leq V_{\text{IN}} \leq 30)$	V	
$V_N$	Output Noise Voltage	$T_A = 25^\circ\text{C}, 10 \text{ Hz} \leq f \leq 100 \text{ kHz}$			40			75			90	$\mu\text{V}$	
$\frac{\Delta V_{\text{IN}}}{\Delta V_{\text{OUT}}}$	Ripple Rejection	$I_O \leq 1 \text{ A}, T_J = 25^\circ\text{C}$ or $I_O \leq 500 \text{ mA}$ $0^\circ\text{C} \leq T_J \leq +125^\circ\text{C}$	62	80		55	72		54	70		dB	
		$f = 120 \text{ Hz}$	62			55			54			dB	
		$V_{\text{MIN}} \leq V_{\text{IN}} \leq V_{\text{MAX}}$				$(8 \leq V_{\text{IN}} \leq 18)$			$(15 \leq V_{\text{IN}} \leq 25)$		$(18.5 \leq V_{\text{IN}} \leq 28.5)$	V	
$R_O$	Dropout Voltage Output Resistance	$T_J = 25^\circ\text{C}, I_{\text{OUT}} = 1 \text{ A}$			2.0			2.0			2.0	V	
		$f = 1 \text{ kHz}$			8			18			19	$\text{m}\Omega$	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## Electrical Characteristics LM78XXC (Note 2) (Continued)

$0^{\circ}\text{C} \leq T_j \leq 125^{\circ}\text{C}$  unless otherwise noted.

Output Voltage			5V			12V			15V			Units
Input Voltage (unless otherwise noted)			10V			19V			23V			
Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
	Short-Circuit Current	$T_j = 25^{\circ}\text{C}$	2.1			1.5			1.2			A
	Peak Output Current	$T_j = 25^{\circ}\text{C}$	2.4			2.4			2.4			A
	Average TC of $V_{\text{OUT}}$	$0^{\circ}\text{C} \leq T_j \leq +125^{\circ}\text{C}$ , $I_o = 5\text{ mA}$	0.6			1.5			1.8			mV/°C
$V_{\text{IN}}$	Input Voltage Required to Maintain Line Regulation	$T_j = 25^{\circ}\text{C}$ , $I_o \leq 1\text{ A}$	7.5			14.6			17.7			V

**Note 1:** Thermal resistance of the TO-3 package (K, KC) is typically 4°C/W junction to case and 35°C/W case to ambient. Thermal resistance of the TO-220 package (T) is typically 4°C/W junction to case and 50°C/W case to ambient.

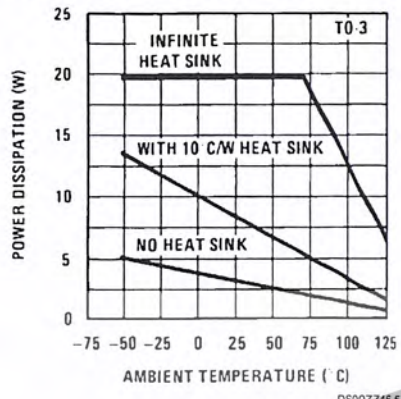
**Note 2:** All characteristics are measured with capacitor across the input of 0.22  $\mu\text{F}$ , and a capacitor across the output of 0.1  $\mu\text{F}$ . All characteristics except noise voltage and ripple rejection ratio are measured using pulse techniques ( $t_w \leq 10\text{ ms}$ , duty cycle  $\leq 5\%$ ). Output voltage changes due to changes in internal temperature must be taken into account separately.

**Note 3:** Absolute Maximum Ratings indicate limits beyond which damage to the device may occur. For guaranteed specifications and the test conditions, see Electrical Characteristics.

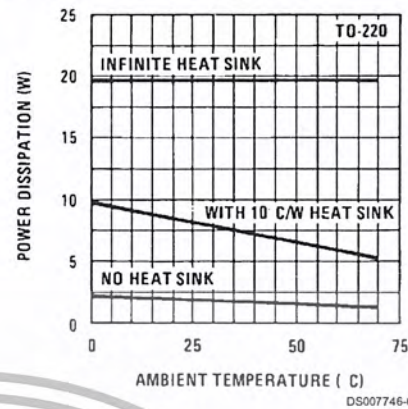


# Typical Performance Characteristics

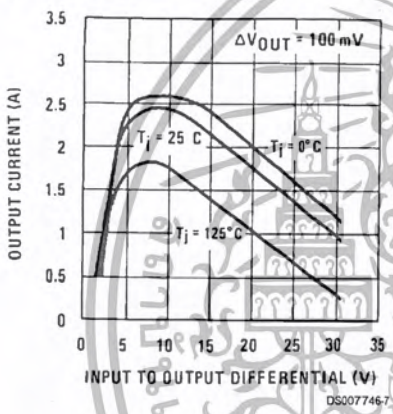
Maximum Average Power Dissipation



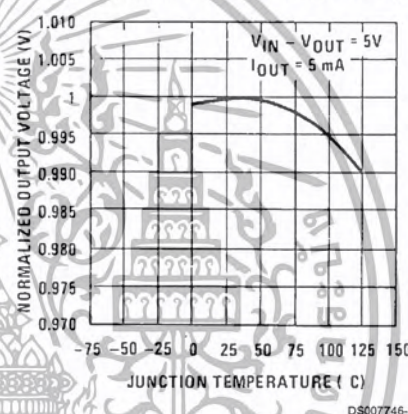
Maximum Average Power Dissipation



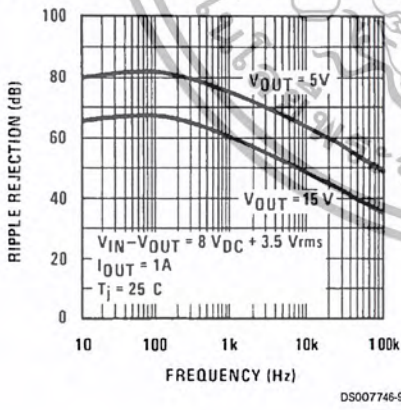
Peak Output Current



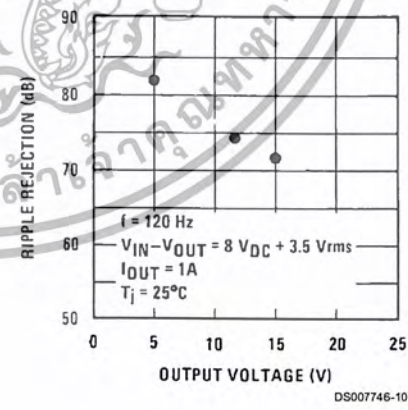
Output Voltage (Normalized to 1V at  $T_j = 25^\circ\text{C}$ )



Ripple Rejection



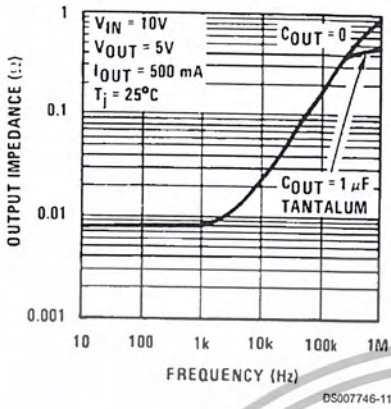
Ripple Rejection



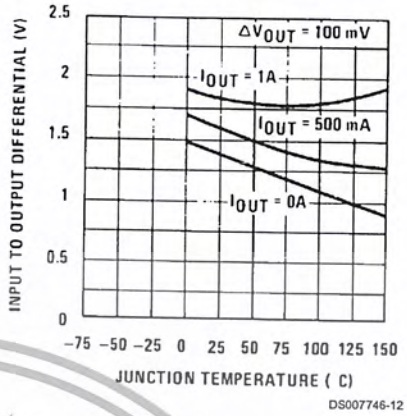
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## Typical Performance Characteristics (Continued)

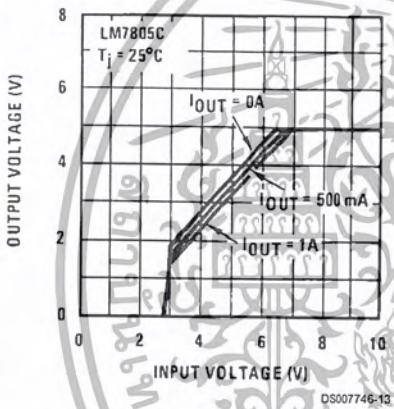
Output Impedance



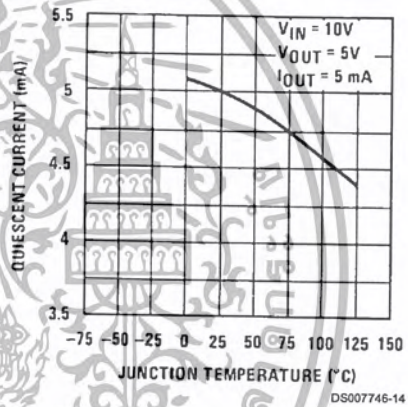
Dropout Voltage



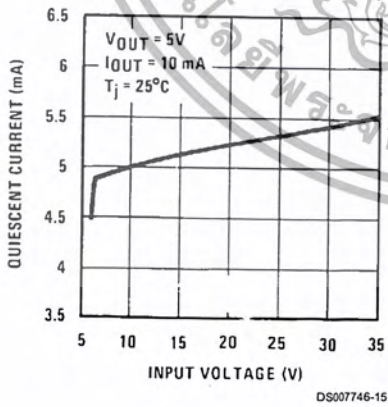
Dropout Characteristics



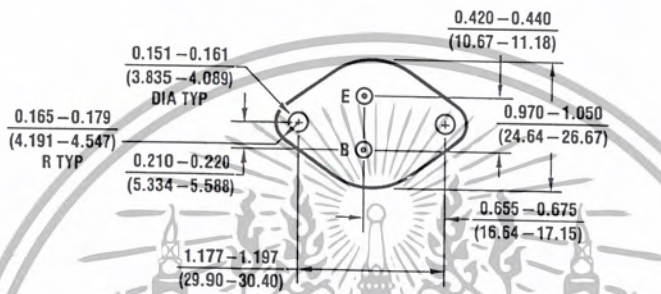
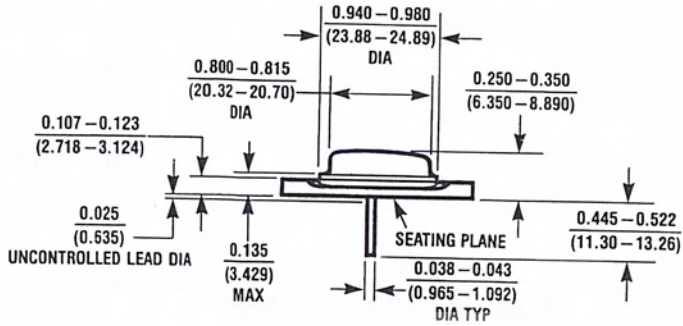
Quiescent Current



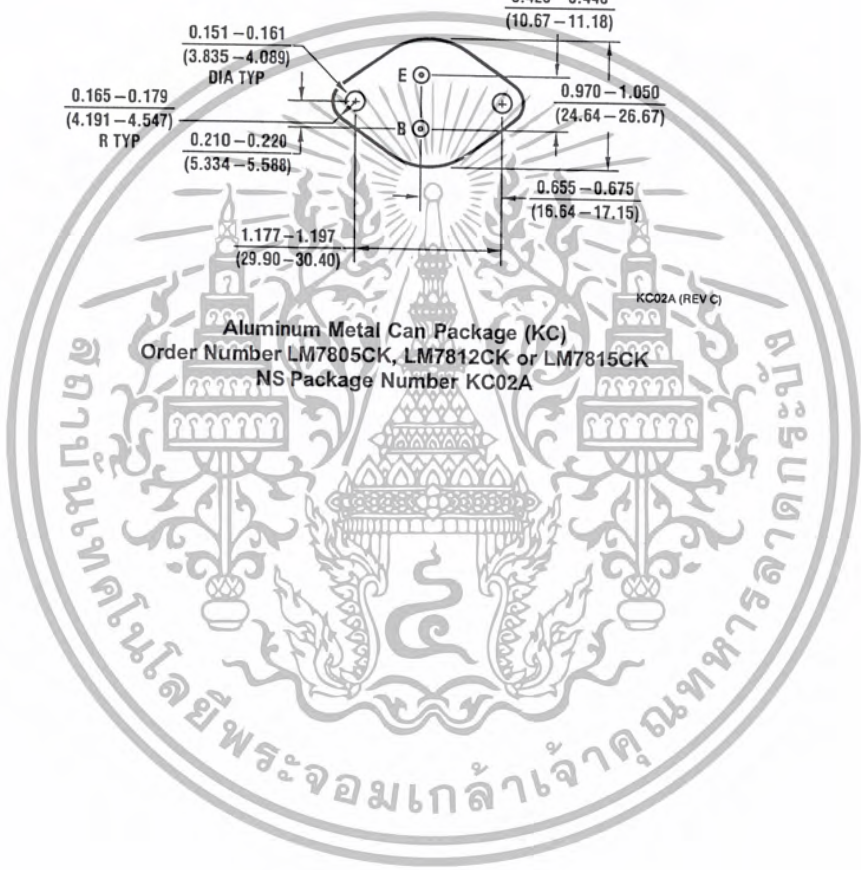
Quiescent Current



Physical Dimensions inches (millimeters) unless otherwise noted

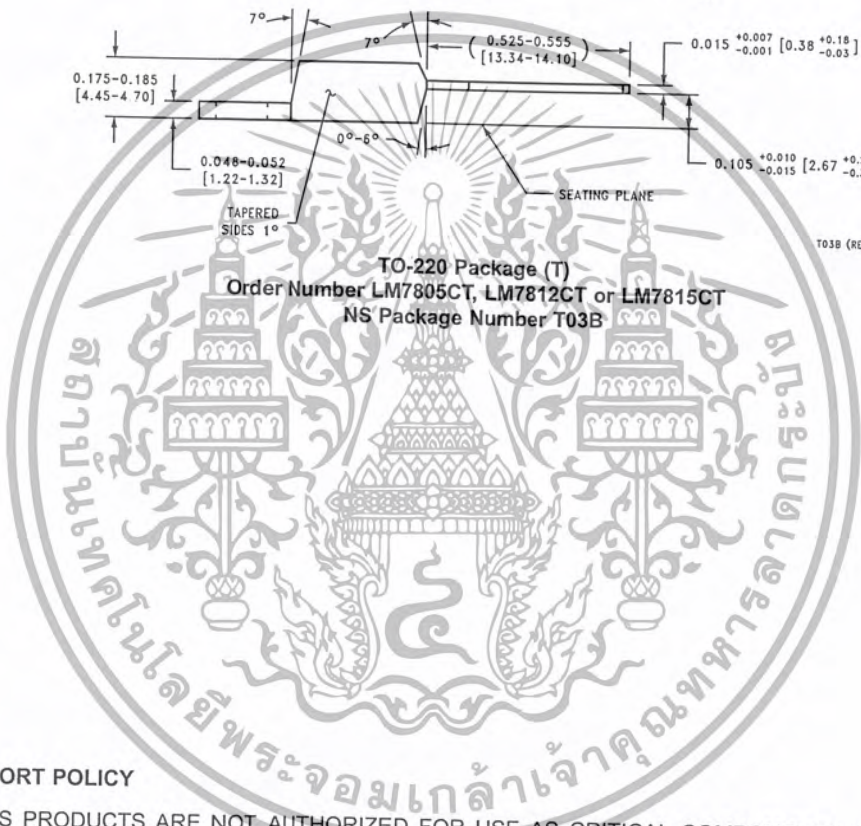
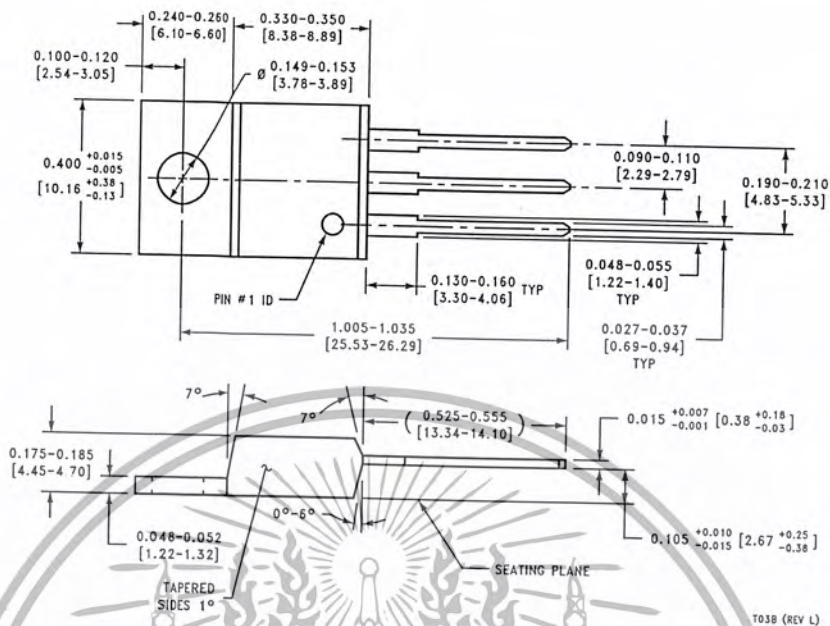


Aluminum Metal Can Package (KC)  
 Order Number LM7805CK, LM7812CK or LM7815CK  
 NS Package Number KC02A



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**Physical Dimensions** inches (millimeters) unless otherwise noted (Continued)



**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 AND GENERAL COUNSEL 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.

**National Semiconductor Corporation**  
 Americas  
 Tel: 1-800-272-9959  
 Fax: 1-800-737-7018  
 Email: support@nsc.com  
 www.national.com

**National Semiconductor Europe**  
 Fax: +49 (0) 180-530 85 86  
 Email: europe.support@nsc.com  
 Deutsch Tel: +49 (0) 69 9508 6208  
 English Tel: +44 (0) 870 24 0 2171  
 Français Tel: +33 (0) 1 41 91 8790

**National Semiconductor Asia Pacific Customer Response Group**  
 Tel: 65-2544466  
 Fax: 65-2504466  
 Email: ap.support@nsc.com

**National Semiconductor Japan Ltd.**  
 Tel: 81-3-5639-7560  
 Fax: 81-3-5639-7507

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 ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## LM79XX Series 3-Terminal Negative Regulators

### General Description

The LM79XX series of 3-terminal regulators is available with fixed output voltages of  $-5V$ ,  $-12V$ , and  $-15V$ . These devices need only one external component—a compensation capacitor at the output. The LM79XX series is packaged in the TO-220 power package and is capable of supplying 1.5A of output current.

These regulators employ internal current limiting, safe area protection and thermal shutdown for protection against virtually all overload conditions.

Low ground pin current of the LM79XX series allows output voltage to be easily boosted above the preset value with a

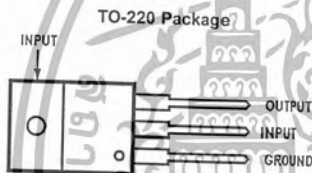
resistor divider. The low quiescent current drain of these devices with a specified maximum change with line and load ensures good regulation in the voltage boosted mode.

For applications requiring other voltages, see LM137 data sheet.

### Features

- Thermal, short circuit and safe area protection
- High ripple rejection
- 1.5A output current
- 4% tolerance on preset output voltage

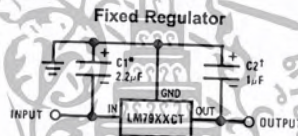
### Connection Diagrams



Front View

Order Number LM7905CT, LM7912CT or LM7915CT  
See NS Package Number TO3B

### Typical Applications



\*Required if regulator is separated from filter capacitor by more than 3". For value given, capacitor must be solid tantalum, 25  $\mu F$  aluminum electrolytic may be substituted.

f Required for stability. For value given, capacitor must be solid tantalum, 25  $\mu F$  aluminum electrolytic may be substituted. Values given may be increased without limit.

For output capacitance in excess of 100  $\mu F$ , a high current diode from input to output (1N4001, etc.) will protect the regulator from momentary input shorts.

### Absolute Maximum Ratings (Note 1)

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

Input Voltage  
 $(V_o = -5V)$  -25V  
 $(V_o = -12V \text{ and } -15V)$  -35V

Input-Output Differential  
 $(V_o = -5V)$  25V  
 $(V_o = -12V \text{ and } -15V)$  30V  
 Power Dissipation (Note 2) Internally Limited  
 Operating Junction Temperature Range 0°C to +125°C  
 Storage Temperature Range -65°C to +150°C  
 Lead Temperature (Soldering, 10 sec.) 230°C

### Electrical Characteristics

Conditions unless otherwise noted:  $I_{OUT} = 500 \text{ mA}$ ,  $C_{IN} = 2.2 \mu\text{F}$ ,  $C_{OUT} = 1 \mu\text{F}$ ,  $0^\circ\text{C} \leq T_J \leq +125^\circ\text{C}$ , Power Dissipation  $\leq 1.5\text{W}$ .

Part Number			LM7905C			Units	
Output Voltage			-5V				
Input Voltage (unless otherwise specified)			-10V				
Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max		
$V_o$	Output Voltage	$T_J = 25^\circ\text{C}$ $5 \text{ mA} \leq I_{OUT} \leq 1\text{A}$ $P \leq 15\text{W}$	-4.8	-5.0	-5.2	V	
			-4.75		-5.25	V	
$\Delta V_o$	Line Regulation	$T_J = 25^\circ\text{C}$ , (Note 3)	(-20 $\leq V_{IN} \leq -7$ )				
			8	50		mV	
			(-25 $\leq V_{IN} \leq -7$ )				
$\Delta V_o$	Load Regulation	$T_J = 25^\circ\text{C}$ , (Note 3) $5 \text{ mA} \leq I_{OUT} \leq 1.5\text{A}$ $250 \text{ mA} \leq I_{OUT} \leq 750 \text{ mA}$	2	15		mV	
			(-12 $\leq V_{IN} \leq -8$ )				
			15	100		mV	
$I_Q$	Quiescent Current	$T_J = 25^\circ\text{C}$	1	2		mA	
$\Delta I_Q$	Quiescent Current Change	With Line	(-25 $\leq V_{IN} \leq -7$ )				
			0.5			mA	
$V_n$	Output Noise Voltage	$T_A = 25^\circ\text{C}$ , $10 \text{ Hz} \leq f \leq 100 \text{ Hz}$ $f = 120 \text{ Hz}$	54	66		$\mu\text{V}$	
			(-18 $\leq V_{IN} \leq -8$ )				
	Dropout Voltage	$T_J = 25^\circ\text{C}$ , $I_{OUT} = 1\text{A}$		1.1		V	
$I_{OMAX}$	Peak Output Current	$T_J = 25^\circ\text{C}$		2.2		A	
	Average Temperature Coefficient of Output Voltage	$I_{OUT} = 5 \text{ mA}$ $0^\circ\text{C} \leq T_J \leq 100^\circ\text{C}$		0.4		$\text{mV}/^\circ\text{C}$	

### Electrical Characteristics

Conditions unless otherwise noted:  $I_{OUT} = 500 \text{ mA}$ ,  $C_{IN} = 2.2 \mu\text{F}$ ,  $C_{OUT} = 1 \mu\text{F}$ ,  $0^\circ\text{C} \leq T_J \leq +125^\circ\text{C}$ , Power Dissipation  $\leq 1.5\text{W}$ .

Part Number			LM7912C			LM7915C			Units	
Output Voltage			-12V			-15V				
Input Voltage (unless otherwise specified)			-19V			-23V				
Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max		
$V_o$	Output Voltage	$T_J = 25^\circ\text{C}$ $5 \text{ mA} \leq I_{OUT} \leq 1\text{A}$ $P \leq 15\text{W}$	-11.5	-12.0	-12.5	-14.4	-15.0	-15.6	V	
			-11.4		-12.6	-14.25	-15.75			
$\Delta V_o$	Line Regulation	$T_J = 25^\circ\text{C}$ , (Note 3)	(-27 $\leq V_{IN} \leq -14.5$ )			(-30 $\leq V_{IN} \leq -17.5$ )				
			5	80		5	100		mV	
			(-30 $\leq V_{IN} \leq -14.5$ )			(-30 $\leq V_{IN} \leq -17.5$ )				
			3	30		3	50		mV	
			(-22 $\leq V_{IN} \leq -16$ )			(-26 $\leq V_{IN} \leq -20$ )				
									V	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## Electrical Characteristics (Continued)

Conditions unless otherwise noted:  $I_{OUT} = 500 \text{ mA}$ ,  $C_{IN} = 2.2 \text{ } \mu\text{F}$ ,  $C_{OUT} = 1 \text{ } \mu\text{F}$ ,  $0^\circ\text{C} \leq T_J \leq +125^\circ\text{C}$ , Power Dissipation  $\leq 1.5\text{W}$ .

Part Number		LM7912C			LM7915C			Units
Output Voltage		-12V			-15V			
Input Voltage (unless otherwise specified)		-19V			-23V			
Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max
$\Delta V_O$	Load Regulation	$T_J = 25^\circ\text{C}$ , (Note 3)						
		$5 \text{ mA} \leq I_{OUT} \leq 1.5\text{A}$		15	200		15	200
$I_Q$	Quiescent Current	$T_J = 25^\circ\text{C}$		1.5	3		1.5	3
		With Line						
$\Delta I_Q$	Quiescent Current Change	With Load, $5 \text{ mA} \leq I_{OUT} \leq 1\text{A}$			0.5			0.5
$V_n$	Output Noise Voltage	$T_A = 25^\circ\text{C}$ , $10 \text{ Hz} \leq f \leq 100 \text{ Hz}$		300			375	
		Ripple Rejection	$f = 120 \text{ Hz}$	54	70		54	70
$I_{OMAX}$	Dropout Voltage	$T_J = 25^\circ\text{C}$ , $I_{OUT} = 1\text{A}$		1.1			1.1	
		Peak Output Current	$T_J = 25^\circ\text{C}$		2.2		2.2	
	Average Temperature Coefficient of Output Voltage	$I_{OUT} = 5 \text{ mA}$ , $0^\circ\text{C} \leq T_J \leq 100^\circ\text{C}$		-0.8			-1.0	

Note 1: Absolute Maximum Ratings indicate limits beyond which damage to the device may occur. Operating Ratings indicate conditions for which the device is intended to be functional, but do not guarantee specific performance limits. For guaranteed specifications and test conditions, see the Electrical Characteristics.

Note 2: Refer to Typical Performance Characteristics and Design Considerations for details.

Note 3: Regulation is measured at a constant junction temperature by pulse testing with a low duty cycle. Changes in output voltage due to heating effects must be taken into account.

## Design Considerations

The LM79XX fixed voltage regulator series has thermal overload protection from excessive power dissipation, internal short circuit protection which limits the circuit's maximum current, and output transistor safe-area compensation for reducing the output current as the voltage across the pass transistor is increased.

Although the internal power dissipation is limited, the junction temperature must be kept below the maximum specified temperature ( $125^\circ\text{C}$ ) in order to meet data sheet specifications. To calculate the maximum junction temperature or heat sink required, the following thermal resistance values should be used:

$P_D$  = Power Dissipation

$\theta_{JA}$  = Junction-to-Ambient Thermal Resistance

$\theta_{JC}$  = Junction-to-Case Thermal Resistance

$\theta_{CA}$  = Case-to-Ambient Thermal Resistance

$\theta_{CS}$  = Case-to-Heat Sink Thermal Resistance

$\theta_{SA}$  = Heat Sink-to-Ambient Thermal Resistance

Package	Typ	Max	Typ	Max
	$\theta_{JC}$	$\theta_{JC}$	$\theta_{JA}$	$\theta_{JA}$
	$^\circ\text{C/W}$	$^\circ\text{C/W}$	$^\circ\text{C/W}$	$^\circ\text{C/W}$
TO-220	3.0	5.0	60	40

$$P_{D \text{ MAX}} = \frac{T_{J \text{ MAX}} - T_A}{\theta_{JC} + \theta_{CA}} \text{ or } \frac{T_{J \text{ MAX}} - T_A}{\theta_{JA}}$$

$$\theta_{CA} = \theta_{CS} + \theta_{SA} \text{ (without heat sink)}$$

Solving for  $T_J$ :

$$T_J = T_A + P_D (\theta_{JC} + \theta_{CA}) \text{ or } T_J = T_A + P_D \theta_{JA} \text{ (without heat sink)}$$

Where:

$T_J$  = Junction Temperature

$T_A$  = Ambient Temperature

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

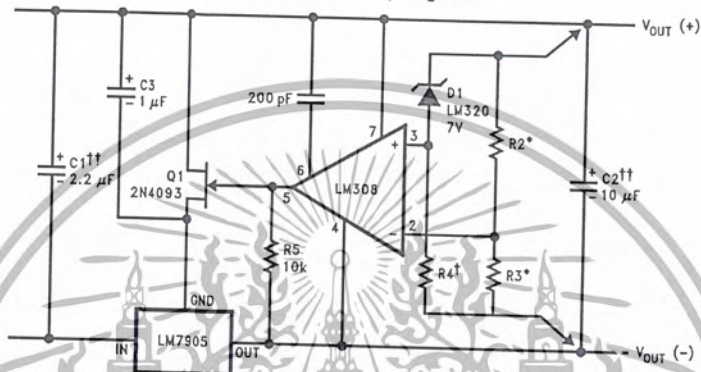
## Typical Applications

Bypass capacitors are necessary for stable operation of the LM79XX series of regulators over the input voltage and output current ranges. Output bypass capacitors will improve the transient response by the regulator.

The bypass capacitors, (2.2  $\mu\text{F}$  on the input, 1.0  $\mu\text{F}$  on the output) should be ceramic or solid tantalum which have good

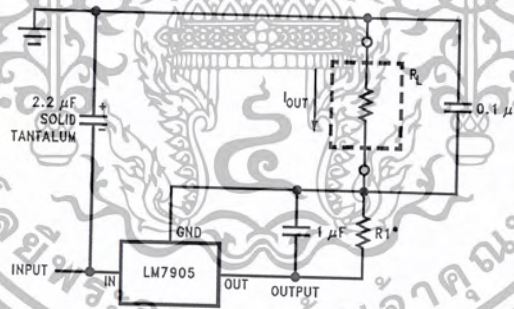
high frequency characteristics. If aluminum electrolytics are used, their values should be 10  $\mu\text{F}$  or larger. The bypass capacitors should be mounted with the shortest leads, and if possible, directly across the regulator terminals.

### High Stability 1 Amp Regulator



Load and line regulation < 0.01% temperature stability  $\leq 0.2\%$   
 †Determine Zener current  
 ††Solid tantalum  
 \*Select resistors to set output voltage. 2 ppm/°C tracking suggested.

### Current Source

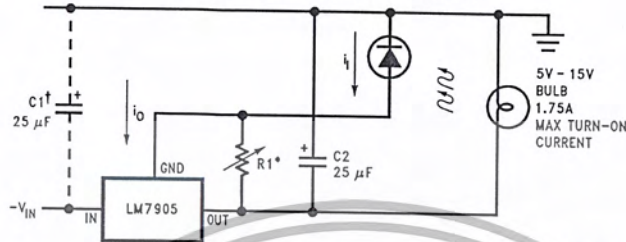


$$*I_{OUT} = 1 \text{ mA} + \frac{5V}{R1}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## Typical Applications (Continued)

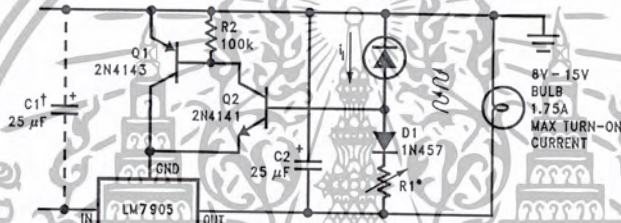
### Light Controller Using Silicon Photo Cell



DS007340-8

\*Lamp brightness increase until  $i_L = i_Q (\approx 1 \text{ mA}) + 5V/R1$ .  
 †Necessary only if raw supply filter capacitor is more than 2" from LM7905CT

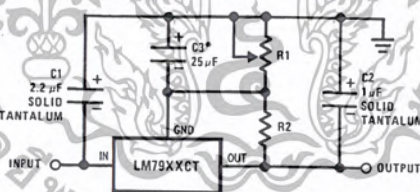
### High-Sensitivity Light Controller



DS007340-9

\*Lamp brightness increases until  $i_L = 5V/R1$  ( $i_Q$  can be set as low as 1 µA)  
 †Necessary only if raw supply filter capacitor is more than 2" from LM7905

### Variable Output



DS007340-2

\*Improves transient response and ripple rejection. Do not increase beyond 50 µF.

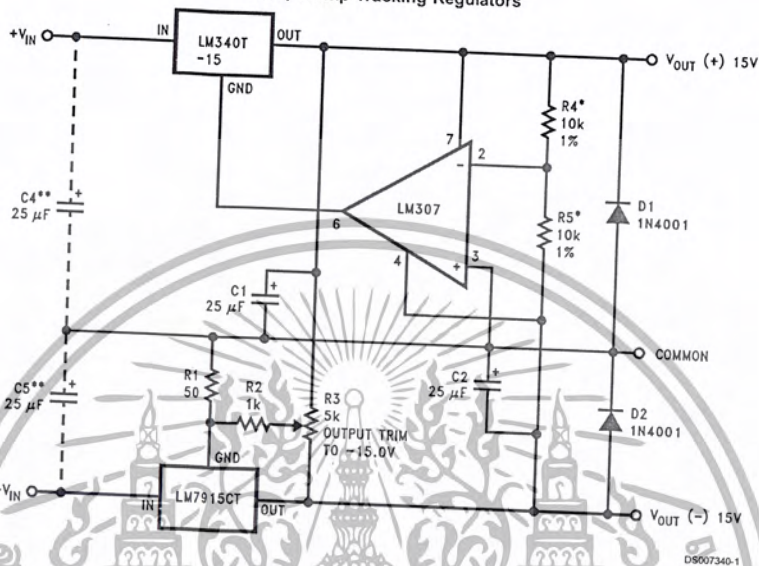
$$V_{OUT} = V_{SET} \left( \frac{R1 + R2}{R2} \right)$$

Select R2 as follows:  
 LM7905CT 300Ω  
 LM7912CT 750Ω  
 LM7915CT 1k

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## Typical Applications (Continued)

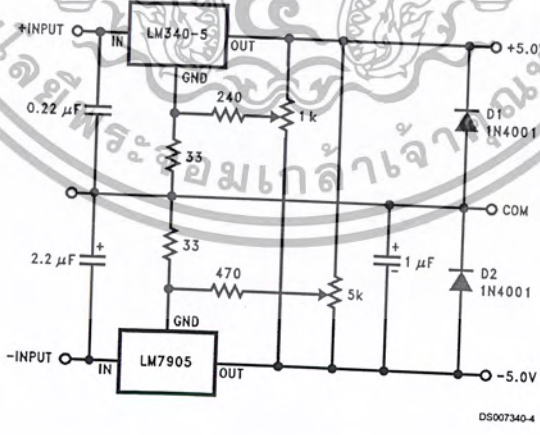
### ±15V, 1 Amp Tracking Regulators



	(-15)	(+15)
Load Regulation at $\Delta I_L = 1A$	40mV	2mV
Output Ripple, $C_{IN} = 3000 \mu F, I_Q = 1A$	100 $\mu V_{rms}$	100 $\mu V_{rms}$
Temperature Stability	50mV	50mV
Output Noise 10 Hz $\leq f \leq$ 10 kHz	150 $\mu V_{rms}$	150 $\mu V_{rms}$

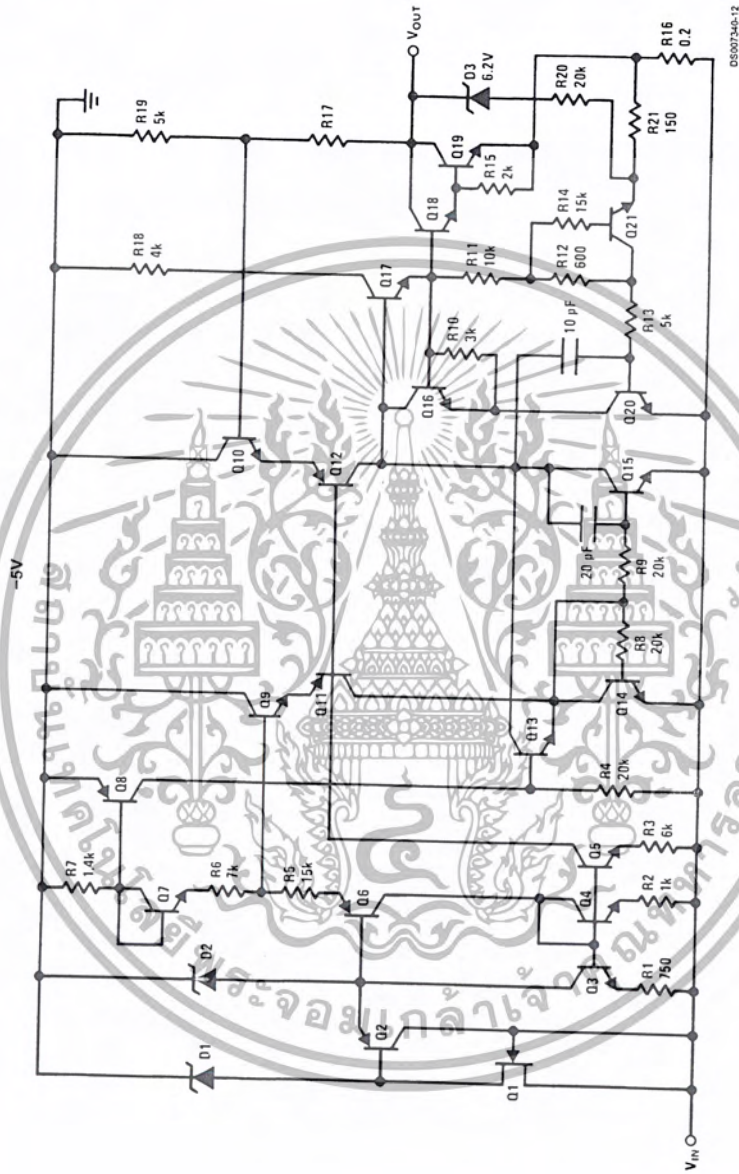
\*Resistor tolerance of R4 and R5 determine matching of (+) and (-) outputs.  
 \*\*Necessary only if raw supply filter capacitors are more than 3" from regulators.

### Dual Trimmed Supply



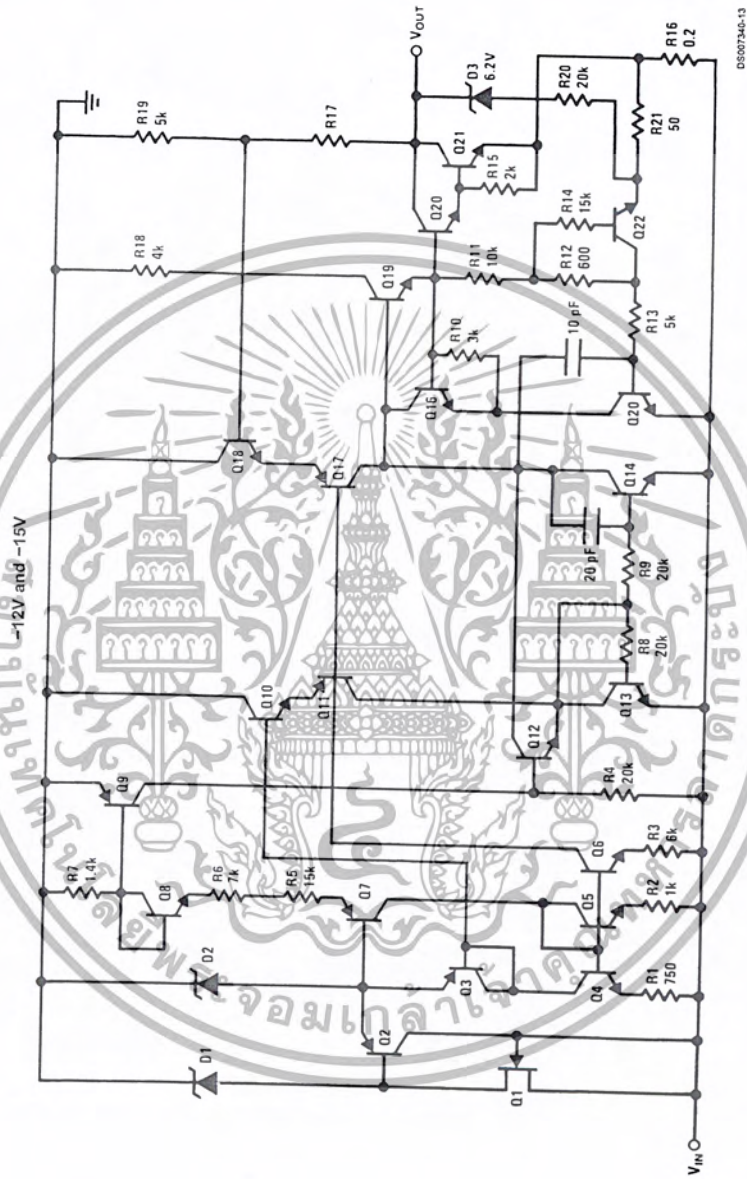
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# Schematic Diagrams



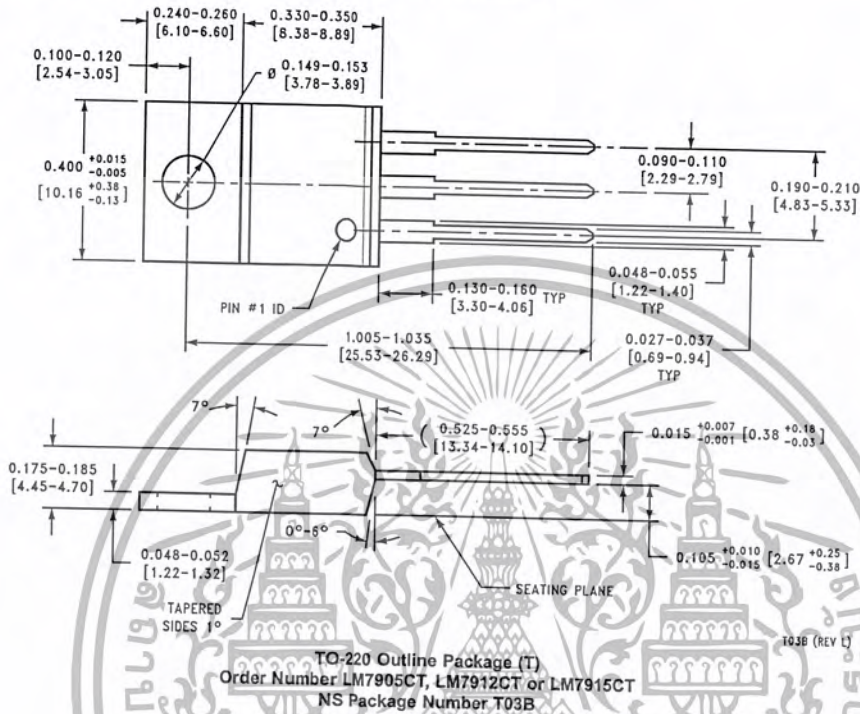
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Schematic Diagrams (Continued)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**Physical Dimensions** inches (millimeters) unless otherwise noted



**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 AND GENERAL COUNSEL 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.



**National Semiconductor Corporation Americas**  
 Tel: 1-800-272-9959  
 Fax: 1-800-737-7018  
 Email: support@nsc.com

**National Semiconductor Europe**  
 Fax: +49 (0) 1 80-530 85 86  
 Email: europe.support@nsc.com  
 Deutsch Tel: +49 (0) 1 80-530 85 85  
 English Tel: +49 (0) 1 80-532 78 32  
 Français Tel: +49 (0) 1 80-532 93 58  
 Italiano Tel: +49 (0) 1 80-534 16 80

**National Semiconductor Asia Pacific Customer Response Group**  
 Tel: 65-2544466  
 Fax: 65-2504466  
 Email: sea.support@nsc.com

**National Semiconductor Japan Ltd.**  
 Tel: 81-3-5639-7560  
 Fax: 81-3-5639-7507

www.national.com

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 อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## หนังสืออ้างอิง

1. ผศ.วรพงษ์ ตั้งศรีรัตน์, “ออปแอมป์และการประมวลผลสัญญาณอนาลอก ( OP-AMPs and Analog Signal Processing), ว.พีชรสกุล, 2545
2. Frank R.Dungan, พิสมัย สุภัทรานนท์ ผู้แปล, “ออปแอมป์และลิเนียร์ไอซีสำหรับช่างเทคนิค”, ซีเอ็ดยูเคชั่น, 2545



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## กิตติกรรมประกาศ

ขอขอบพระคุณ ผศ.ดร.วราพงษ์ ตั้งศรีรัตน์ ภาควิชาระบบควบคุม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง อาจารย์ที่ปรึกษา ซึ่งเป็นผู้คอยฝึกฝนอบรมสั่งสอน ทั้งทางด้านวิชาการและแนวความคิดต่างๆในการดำเนินชีวิต ตลอดจนเป็นแบบอย่างที่ดีให้กับผู้จัดทำ และขอขอบคุณกำลังใจจากโมมิต บุญศรี, สุริษา ไกรประเวศ, จตุพล ทัศนาศ และ รัชฎาภา สวัสดิ์ ที่มีให้กันตลอดมา รวมทั้งความช่วยเหลือทุกๆด้าน ไม่ว่าจะเป็นทางด้านอุปกรณ์ ทางด้านแรงงาน รวมไปถึงกำลังใจจากคุณแม่ที่ช่วยทำให้งานสำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้