

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

ชุดแสดงปริมาณการใช้กำลังไฟฟ้าโดยคอมพิวเตอร์

ENERGY MONITORING



ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมการวัดคุม

ภาควิชาวิศวกรรมการวัดคุม คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2546

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไป  
เผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาตทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เลขที่.....  
เลขทะเบียน.....55035  
วัน,เดือน,ปี- 7 เม.ย. 2548

6.....  
1.....

# ENERGY MONITORING



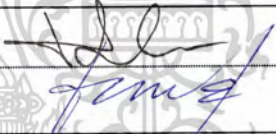
THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT  
OF THE REQUIREMENT FOR THE DEGREE OF  
BACHELOR OF ENGINEERING IN INSTRUMENTATION ENGINEERING  
DEPARTMENT OF INSTRUMENTATION ENGINEERING  
FACULTY OF ENGINEERING  
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

2003

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาควิชาวิศวกรรมการวัดคุม  
คณะวิศวกรรมศาสตร์  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
ใบรับรองปริญญาโท

หัวข้อปริญญาโท ชดแสดงปริมาณการใช้กำลังไฟฟ้าโดยคอมพิวเตอร์  
ENERGY MONITORING  
นักศึกษาผู้จัดทำ นายสิทธิพงศ์ ศรีสุวรรณ รหัสประจำตัว 44015449  
นายอรรถพล สูงสุทธิ รหัสประจำตัว 44015456  
ปริญญา วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต  
สาขาวิชา วิศวกรรมการวัดคุม  
ปีการศึกษา 2546

อาจารย์ผู้ควบคุมปริญญาโท		ลายมือชื่อ
รศ. สักกรียา ชิตวงศ์		
อ. เชื้อ นกอยู่		

วัน/เดือน/ปี ที่สอบ วันอังคารที่ 20 เมษายน พ.ศ. 2547  
สถานที่สอบ ณ ห้องสอบปริญญาโท ภาควิชาวิศวกรรมการวัดคุม

ภาควิชารับรองแล้ว

(รศ. ประสิทธิ์ จุลเสรีวงศ์)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อปริญญานิพนธ์	ชุดแสดงปริมาณการใช้กำลังไฟฟ้าโดยคอมพิวเตอร์
	ENERGY MORNITORING
นักศึกษาผู้จัดทำ	นายสิทธิพงษ์ ศรีสุวรรณ
	นายอรรณพ สูงสุทธิ
อาจารย์ที่ปรึกษา	รศ. สักกริยา ชิตวงศ์
	อ.เชื้อ นกอยู่
ปีการศึกษา	2546

### บทคัดย่อ

ในการใช้พลังงานไฟฟ้าอย่างประหยัดนั้นจะต้องมีการวางแผนการใช้ไฟฟ้าเป็นอย่างดี ซึ่งมีความจำเป็นต้องใช้เป็นเครื่องมือวัดค่าพลังงานไฟฟ้าและค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ในบทความนี้จะนำเสนอการสร้างเครื่องมือวัดค่าพลังงานไฟฟ้าและค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ในระบบไฟฟ้า 1 เฟส โดยจะทำงานด้วยคอมพิวเตอร์ ซึ่งจะอาศัยการ์ดเสียง (Sound Card) ในการรับสัญญาณและแปลงสัญญาณจากแอนะล็อกเป็นสัญญาณดิจิทัล แทนการใช้การ์ดแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิทัล (A/D Card) โดยจะใช้การเขียนโปรแกรม MATLAB ในส่วนของการแสดงผลค่าของพลังงานไฟฟ้าและค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ในรูปของกราฟฟิก และจะใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์เป็นตัวทำหน้าที่ในการเก็บข้อมูลของค่าพลังงานไฟฟ้า (DATALOGGER) เพื่อสามารถนำข้อมูลนี้ใช้ในการศึกษาถึงพฤติกรรมของการใช้พลังงานไฟฟ้าของโหลด และสามารถใช้เป็นแนวทางในการวางแผนการใช้ไฟฟ้าได้เป็นอย่างดีและประหยัดสูงสุด จากการทดลองพบว่าการ์ดเสียงนั้นมีคุณสมบัติเป็นตัวกรองความถี่แบบแถบความถี่ผ่าน (Band-Pass Filter) ดังนั้นจึงต้องมีการชดเชย (Compensation) ความถี่ที่ถูกลดทอนไปก่อนที่จะนำสัญญาณที่ผ่านการ์ดเสียงมาคำนวณ หาค่าพารามิเตอร์ต่างๆ โดยการหาอัตราขยาย (Gain) ในแต่ละความถี่ของการ์ดเสียงแล้วนำอัตราขยายที่ได้ไปหารสัญญาณที่ผ่านมาจากการ์ดเสียงในความถี่นั้นๆ ก็จะได้สัญญาณอินพุตที่แท้จริง แล้วนำสัญญาณที่ได้นั้นมาหาค่าพารามิเตอร์ต่างๆ จากการทดลองพบว่าการทำงานของอุปกรณ์และโปรแกรมที่สร้างขึ้นมานั้น เมื่อเปรียบเทียบกับอุปกรณ์วัดที่ได้มาตรฐานพบว่ามีค่าผิดพลาด ต่ำกว่า 5% แต่ปัญหาที่พบก็คือเครื่องต้องใช้เวลาในการคำนวณทั้งหมดค่อนข้างนาน ซึ่งจะขึ้นอยู่กับความเร็วของคอมพิวเตอร์ด้วย และอีกประการหนึ่งก็คือ การ์ดเสียงที่ใช้จะต้องมีคุณภาพและมีแบนด์วิดท์ที่กว้างเพียงพอ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

<b>Thesis Title</b>	Energy Monitoring
<b>Authors</b>	Mr. Sittipong Srisuwan Mr. Annop Sungsut
<b>Thesis Advisor</b>	Asst.Prof. Sakkriya Chitwong Mr. Shaue Nokyoo
<b>Year</b>	2003

### ABSTRACT

In order to save electric energy, we need the good plan for manage it. Then, it is necessary to use the electric energy and parameters instrument. This paper presents how to create the electric energy and parameters instrument of 1-phase electric system. The instrument works on computer. Signal is received and converted analog to digital by sound card instead of A/D card. All are create on MATLAB program. In the experiments, it is found sound card has the quality to be the band-pass filter then, there must be the compensation of the frequency, which is reduced before taking it to calculate the parameters. After finding the gain, in each frequency, that the gain of the sound card divides the signal that passed the sound card will be the real input signal. In the experiment, it is found this compensation has a good result. The compensation signal is close to the real input signal then taking it to calculate the parameters. From experiment, the results of comparison between device and program with accurate instrument have error value less than  $\pm 5\%$ . Restricts of compute time depend on computer's efficiency. Furthermore is quality of sound card and length of bandwidth too.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## กิตติกรรมประกาศ

ปริญญาานิพนธ์ฉบับนี้ สำเร็จลุล่วงได้ด้วยดีนั้น ต้องขอขอบพระคุณ รองศาสตราจารย์ สักรียา ชิตวงศ์ และ อาจารย์เชื้อ นกอยู่ ที่ได้ให้คำปรึกษาและแนะนำแนวทางในส่วนต่าง ๆ ของ การทำวิจัยตลอดมา อีกทั้งยังเอื้อเพื่ออุปกรณ์และเครื่องมือต่างๆ อาทิ หนังสือมอเตอร์ไฟฟ้า มัลติมิเตอร์ หม้อแปลงไฟฟ้า หม้อแปลงกระแส ฯลฯ ผู้วิจัยรู้สึกซาบซึ้งเป็นอย่างสูง

ขอขอบพระคุณ อาจารย์ประจำภาควิชาวิศวกรรมการวัดคุมทุกท่าน ที่ให้คำแนะนำที่ดีและ เป็นประโยชน์ต่อการทำปริญญาานิพนธ์ฉบับนี้ ขอขอบคุณพี่ๆ เพื่อนๆและน้องๆ ทุกคนที่สนับสนุน ช่วยเหลือ และเป็นกำลังใจ ขอขอบคุณเจ้าหน้าที่ภาควิชาทุกท่านที่อำนวยความสะดวกในการทำ ปริญญาานิพนธ์ฉบับนี้เป็นอย่างดี

และที่ลืมเสียมิได้คือ ขอกราบขอบพระคุณคุณแม่ คุณแม่ ผู้ให้กำเนิด ให้การอุปการะเลี้ยงดู ให้การศึกษาตั้งแต่เกิดมาจนถึงทุกวันนี้และเป็นกำลังใจในการทำปริญญาานิพนธ์ฉบับนี้

คณะผู้จัดทำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	II
กิตติกรรมประกาศ	III
สารบัญ	IV
สารบัญตาราง	VII
สารบัญภาพ	VIII
<b>บทที่ 1</b> บทนำ	1
1.1 ความเป็นมาและเหตุจูงใจของการวิจัย	1
1.2 วัตถุประสงค์ของปริญญานิพนธ์	1
1.3 ขอบเขตของปริญญานิพนธ์	2
1.4 ขั้นตอนการศึกษา	2
<b>บทที่ 2</b> ความรู้เบื้องต้นเกี่ยวกับการเครื่องวัดกำลังไฟฟ้า	5
2.1 บทนำ	5
2.2 วัตต์มิเตอร์ (Wattmeter)	5
2.3 การต่อวัตต์มิเตอร์ในระบบไฟฟ้า 1 เฟส	6
2.4 หม้อแปลงไฟฟ้าที่ใช้กับเครื่องมือวัด (Instrument Transformer)	7
2.4.1 หม้อแปลงแรงดัน (Potential Transformer)	7
2.4.2 หม้อแปลงกระแส (Current Transformer)	9
2.4.3 ความสูญเสียพลังงานไฟฟ้าในหม้อแปลง	10
<b>บทที่ 3</b> ทฤษฎีและหลักการที่ใช้ในการวิจัย	11
3.1 บทนำ	11
3.2 ทฤษฎีที่ใช้ส่วนของซอฟต์แวร์	11
3.2.1 การชักตัวอย่าง (Sampling) สัญญาณ	11
3.2.2 การแปลงฟูรีเยร์ ไม่ต่อเนื่อง (Discrete Fourier Transform: DFT)	12

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
3.2.3 การแปลงฟูรีเยร์ไม่ต่อเนื่องผกผัน (Inverse Discrete Fourier Transform: IDFT)	13
3.2.4 การแทนกลุ่มข้อมูล โดยฟังก์ชันพหุนามที่เหมาะสม	13
3.2.5 ค่าพารามิเตอร์ต่างๆทางไฟฟ้า	14
3.2.5.1 ค่าประสิทธิผล (Root-Mean-Square: rms.)	14
3.2.5.2 กำลังไฟฟ้าและพลังงานไฟฟ้า	14
3.2.5.3 ความเพี้ยนและฮาร์มอนิก (Distortion and Harmonics)	16
3.3 ทฤษฎีที่ใช้ในส่วนฮาร์ดแวร์	17
3.3.1 วงจรกันชน(Buffer)	17
3.3.2 วงจรขยายกลับเฟส (Inverting Amplifier)	17
3.3.3 วงจรกรองความถี่แบบต่ำผ่านแบบบัตเตอร์เวิร์ท (Butterworth Low - Pass Filter)	18
3.3.3.1 วงจรกรองความถี่แบบต่ำผ่านลำดับที่หนึ่งอยู่ในรูป (Low-Pass Filter 1 <sup>st</sup> Order)	18
3.3.3.2 วงจรกรองความถี่แบบต่ำผ่านลำดับที่สอง (Low-Pass Filter 2 <sup>nd</sup> Order)	19
3.4 หลักการทำงานกับการรบกวน	20
<b>บทที่ 4 การออกแบบซอฟต์แวร์และฮาร์ดแวร์</b>	25
4.1 บทนำ	25
4.2 การออกแบบซอฟต์แวร์	25
4.2.1 โปรแกรมหลัก	25
4.2.2 โปรแกรมส่วนของการหาอัตราขยายของการรบกวน	27
4.2.3 โปรแกรมส่วนของการชดเชยสัญญาณที่ได้จากการรบกวน	28
4.2.4 โปรแกรมส่วนของการคำนวณหาค่าพารามิเตอร์และฮาร์มอนิก	29
4.2.5 โปรแกรมส่วนของกราฟฟิกเพื่อการติดต่อผู้ใช้งาน	29
4.3 การออกแบบฮาร์ดแวร์	30
4.3.1 วงจรฮาร์ดแวร์เพื่อเปรียบเทียบเครื่องวัดและรับสัญญาณ	30

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
4.3.1.1	30
4.3.1.2	30
4.3.1.3	32
4.3.2	36
4.3.2.1	37
4.3.3	38
บทที่ 5	41
5.1	41
5.2	41
5.2.1	41
5.2.2	42
บทที่ 6	46
6.1	46
6.2	46
บรรณานุกรม	48
ภาคผนวก	49
ภาคผนวก ก.	50
ภาคผนวก ข.	53
ภาคผนวก ค.	55

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
3.1 คำลำดับตารางของวงจรองความถี่แบบค่าผ่านแบบบัตเตอร์เวอร์	18
4.1 ค่า $R_1$ และ $R_2$ ที่ใช้ในวงจรเพื่อปรับแรงดัน $V_2$ ให้ได้ตามต้องการ	33



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# สารบัญภาพ

ภาพที่	หน้า
2.1 เครื่องวัดกำลังไฟฟ้าแบบอิเล็กทรอนิกส์ไดนาโมมิเตอร์	5
2.2 แสดงการต่อวัดคีมเตอร์เข้ากับวงจรที่มีโหลด	7
2.3 แสดงการต่อหม้อแปลงแรงดัน	8
2.4 แสดงวงจรสมมูลของหม้อแปลงแรงดัน	8
2.5 การนำหม้อแปลงไปใช้ในการวัดกระแสไฟฟ้า	9
2.6 วงจรสมมูลของ Current Transformer	10
3.1 รูปแบบสัญญาณ $g(t)$ ในหนึ่งคาบเวลา	11
3.2 ลำดับซีกตัวของสัญญาณ $g(t)$ ใน 1 คาบเวลา	12
3.3 ความสัมพันธ์ของกำลังไฟฟ้าต่างๆ	15
3.4 วงจรกันชน	17
3.5 วงจรขยายกลับเฟส	17
3.6 วงจรกรองความถี่แบบต่ำลำดับที่ 1	19
3.7 วงจรกรองความถี่ต่ำลำดับที่ 2	19
3.8 ขั้นตอนการหาอัตราขยายของอาร์คเสียง	22
3.9 การแทนกลุ่มข้อมูลด้วยฟังก์ชันพหุนามที่เหมาะสม	23
3.10 ขั้นตอนการชดเชยสัญญาณ	24
4.1 ขั้นตอนการทำงานของโปรแกรมหลัก	26
4.2 ขั้นตอนการทำงานของโปรแกรมส่วนของการหา อัตราขยายของอาร์คเสียง	27
4.3 ขั้นตอนการทำงานของโปรแกรมส่วนของการชดเชยสัญญาณ ที่ได้จากอาร์คเสียง	28
4.4 ขั้นตอนการทำงานของโปรแกรมส่วนของการคำนวณหาค่าพารามิเตอร์ และฮาร์มอนิก	29
4.5 บล็อกไดอะแกรมของวงจรสร้างคลื่นจัตุรัส	31
4.6 วงจรสร้างคลื่นจัตุรัส	31
4.7 บล็อกไดอะแกรมของวงจรโดยรวม	32
4.8 วงจรฮาร์ดแวร์ เพื่อเปรียบเทียบเครื่องวัดและรับสัญญาณ	32
4.9 วงจรเปรียบเทียบและวงจรกลับเฟส	33

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# สารบัญภาพ

ภาพที่	หน้า
4.10 วงจรกันชนและวงจรขยายกลับเฟส	34
4.11 วงจรกรองความถี่แบบต่ำผ่านแบบบัตเตอร์วอร์ธลำดับที่สี่	34
4.12 วงจรขยายกลับเฟส	36
4.13 วงจรลดทอนและแยกกราวด์ของสัญญาณแรงดัน	37
4.14 วงจรแปลงสัญญาณกระแสเป็นแรงดัน ลดทอน และแยกกราวด์สัญญาณ	38
4.15 แผนผังการทำงานของวงจรปรับปรุงสัญญาณและเก็บข้อมูล	39
4.16 วงจรปรับปรุงแรงดัน (Voltage Signal Condition)	39
4.17 วงจรปรับปรุงกระแส (Current Signal Condition)	40
4.18 แสดงสถาปัตยกรรมภายในของไมโครคอนโทรลเลอร์	40
5.1 แสดงลักษณะของสัญญาณที่ได้จากการเปรียบเทียบสัญญาณคลื่นมาตรฐานกับสัญญาณคลื่นจตุรัสที่ได้จากการ์ดเสียง	42
5.2 แสดงลักษณะของสัญญาณที่ได้จากการเปรียบเทียบเฟสของแรงดันและกระแสในสถานะไม่มีโหลด	43
5.3 แสดงลักษณะของสัญญาณที่ได้จากการเปรียบเทียบเฟสของแรงดันและกระแสขณะต่อคอมพิวเตอร์ (Standby)	43
5.4 แสดงลักษณะของสัญญาณที่ได้จากการเปรียบเทียบเฟสของแรงดันและกระแสขณะต่อคอมพิวเตอร์ (Boot)	44
5.5 แสดงลักษณะของสัญญาณที่ได้จากการเปรียบเทียบเฟสของแรงดันและกระแสต่ออโหลคขนาด 60 วัตต์	44
5.6 แสดงลักษณะของสัญญาณที่ได้จากการเปรียบเทียบเฟสของแรงดันและกระแสต่ออโหลคขนาด 670 วัตต์	45
6.1 กราฟแสดงอัตราขยายของการ์ดเสียงที่มีแอมพลิฟิเคชันต่างๆ	47
6.2 ความผิดพลาดในการวัดสัญญาณคลื่นจตุรัสเนื่องจากการวัดของเครื่องวัด	48

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# บทที่ 1

## บทนำ

### 1.1 ความเป็นมาและเหตุจูงใจของการวิจัย

ปัจจุบันประเทศไทยได้พัฒนาไปอย่างรวดเร็วในทุกๆ ด้านส่งผลให้มีการใช้พลังงานในรูปแบบต่างๆ เพิ่มมากขึ้นทุกๆ ปี โดยเฉพาะพลังงานไฟฟ้าซึ่งเป็นพลังงานในรูปแบบหนึ่งที่มีการใช้ในอัตราที่สูงขึ้นเรื่อยๆ เนื่องจากพลังงานไฟฟ้าเป็นพลังงานที่สามารถเปลี่ยน เป็นพลังงานรูปอื่นเช่น พลังงานกล พลังงานความร้อน แสงสว่างได้สะดวกแน่นอนเมื่อมีความต้องการพลังงานไฟฟ้าเพิ่มขึ้นก็จำเป็นที่หน่วยงานที่รับผิดชอบคือการผลิตไฟฟ้าฝ่ายผลิตจะต้องคอยตอบสนองอย่างเพียงพอ แต่เนื่องจากการลงทุนในการผลิตกระแสไฟฟ้าต้องใช้เงินลงทุนเป็นจำนวนมากและใช้เวลาในการก่อสร้างนาน อีกทั้งยังก่อให้เกิดผลกระทบต่อสภาพแวดล้อม ดังนั้นเราจำเป็นที่จะต้องหาแนวทางในการประหยัดพลังงานไฟฟ้า โดยเฉพาะการใช้ไฟฟ้าในโรงงานอุตสาหกรรมซึ่งมีความต้องการพลังงานไฟฟ้าในปริมาณมาก ซึ่งในการประหยัดพลังงานไฟฟ้าในโรงงานอุตสาหกรรมสามารถทำได้หลายวิธีได้แก่ การปรับปรุงต้นทุนพลังงานไฟฟ้าต่อหน่วยการผลิต การปรับปรุงค่าโหลดเพคเตอร์ (Load Factor) ให้สูงขึ้น การปรับปรุงค่าตัวประกอบทางไฟฟ้า (Power Factor) การเปลี่ยนไปใช้ Frequency Converter สำหรับลักษณะการควบคุมการไหลของของเหลวและการควบคุมค่า (Demand Controller) กำลังไฟฟ้าสูงสุดของโรงงาน

### 1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย

1.2.1 เพื่อศึกษาการทำงานของระบบเครื่องมืวัดพลังงานไฟฟ้า และศึกษาพฤติกรรมของโหลด

1.2.2 เพื่อศึกษาการใช้การ์ดเสียงของคอมพิวเตอร์ในการแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นสัญญาณดิจิทัล

1.2.3 เพื่อศึกษาการเขียน โปรแกรมควบคุมระบบเก็บข้อมูลอัตโนมัติ (Datalogger) ด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์

1.2.4 เพื่อศึกษาการใช้โปรแกรม MATLAB ในการคำนวณทางคณิตศาสตร์และเป็นตัวแสดงผลทางด้านกราฟฟิกของคอมพิวเตอร์

1.2.5 เพื่อจัดทำเป็นซอฟต์แวร์ที่ใช้สำหรับการจัดเก็บรวบรวมข้อมูล และแสดงพฤติกรรมการใช้กำลังไฟฟ้าของโหลด เพื่อใช้ในการวิเคราะห์ และปรับปรุงการใช้กำลังไฟฟ้าอย่างประหยัดสูงสุด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 1.3 ขอบเขตของการวิจัย

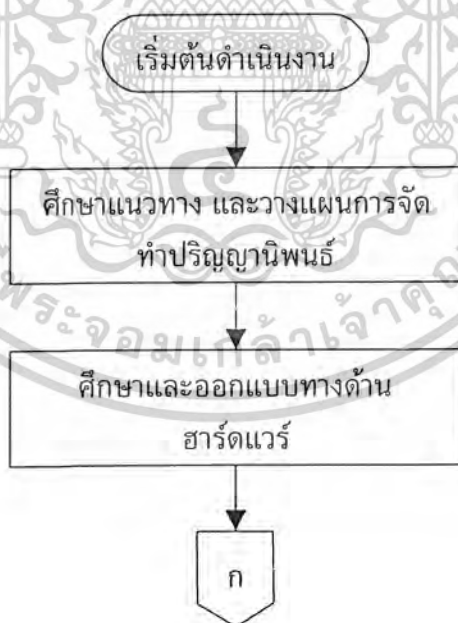
สร้างเครื่องมือวัดและวิเคราะห์สัญญาณในระบบไฟฟ้ากำลัง ที่มีคุณสมบัติดังนี้

- ใช้ในระบบไฟฟ้า 1 เฟส
- กระแสที่วัดได้ไม่เกิน 10 A
- ความถี่ฮาร์มอนิกสูงสุดของสัญญาณที่สามารถวัดได้ไม่เกิน 4 kHz
- ความผิดพลาดของการวัดไม่เกิน 5%
- สามารถแสดงผลของรูปคลื่นสัญญาณที่วัดบนหน้าจอคอมพิวเตอร์ได้
- สามารถจัดเก็บข้อมูลอัตโนมัติและสามารถตรวจสอบข้อมูลได้

### 1.4 ขั้นตอนและวิธีการดำเนินงาน

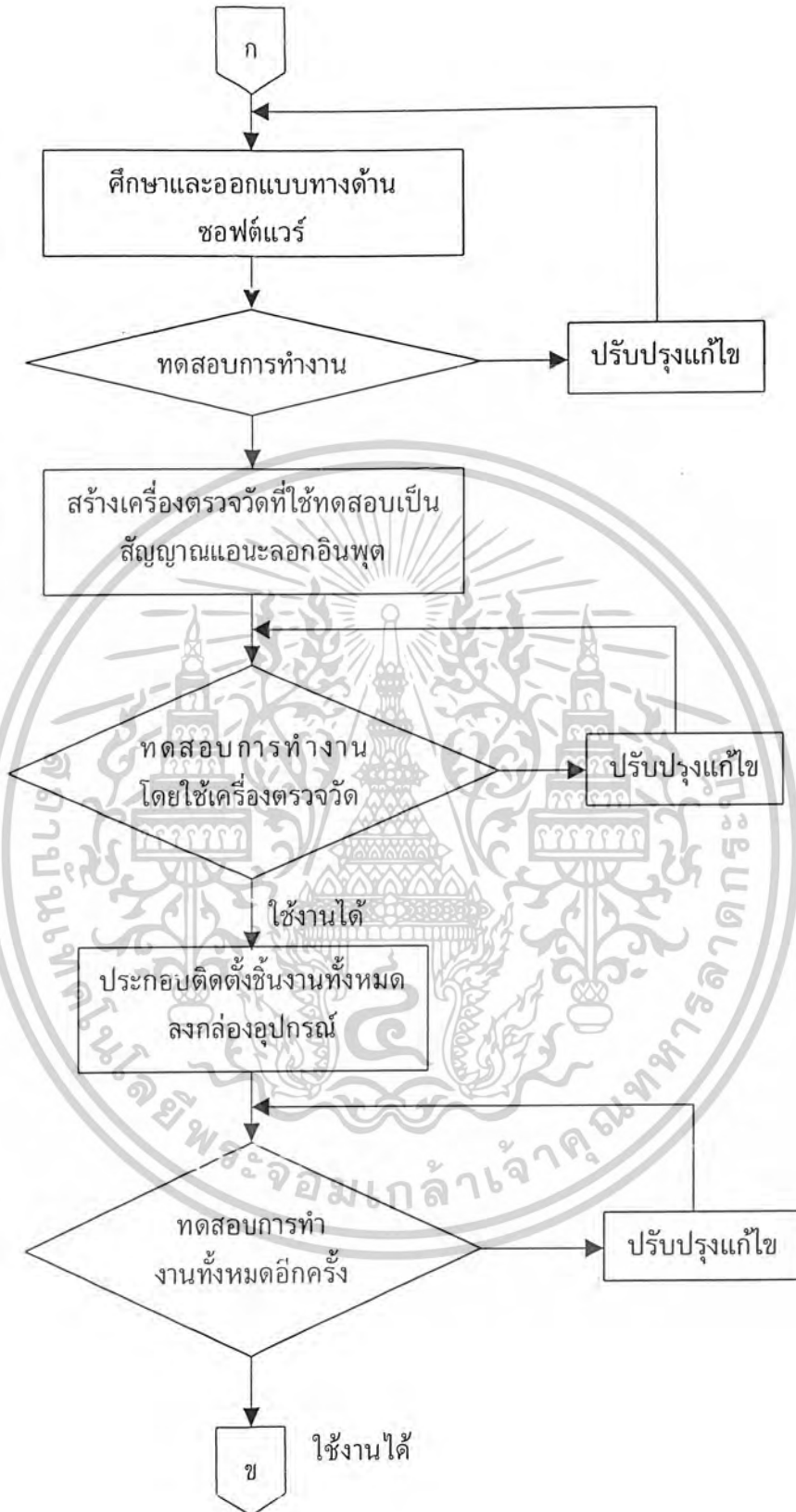
บทนี้จะกล่าวถึงขั้นตอนและวิธีการดำเนินงานการออกแบบและสร้างชุดตรวจวัดสัญญาณจากภายนอกชุดเชื่อมต่อและประมวลผลสำหรับเครื่องทำรายงานข้อมูล (Datalogger) โดยใช้เครื่องคอมพิวเตอร์ในการแสดงผลข้อมูลด้วยโปรแกรม MATLAB แบ่งเป็นขั้นตอนดังนี้

สำหรับการกำหนดรูปแบบและการทำงานของปริญญาณิพนธ์ได้ทำการจัดแบ่งขั้นตอนการดำเนินงานในส่วนของงานทางด้านฮาร์ดแวร์และซอฟต์แวร์ไว้อย่างเหมาะสมและชัดเจนโดยจัดทำเป็นแผนภูมิแสดงขั้นตอนในการดำเนินงานดังแผนภูมิที่ 3.1



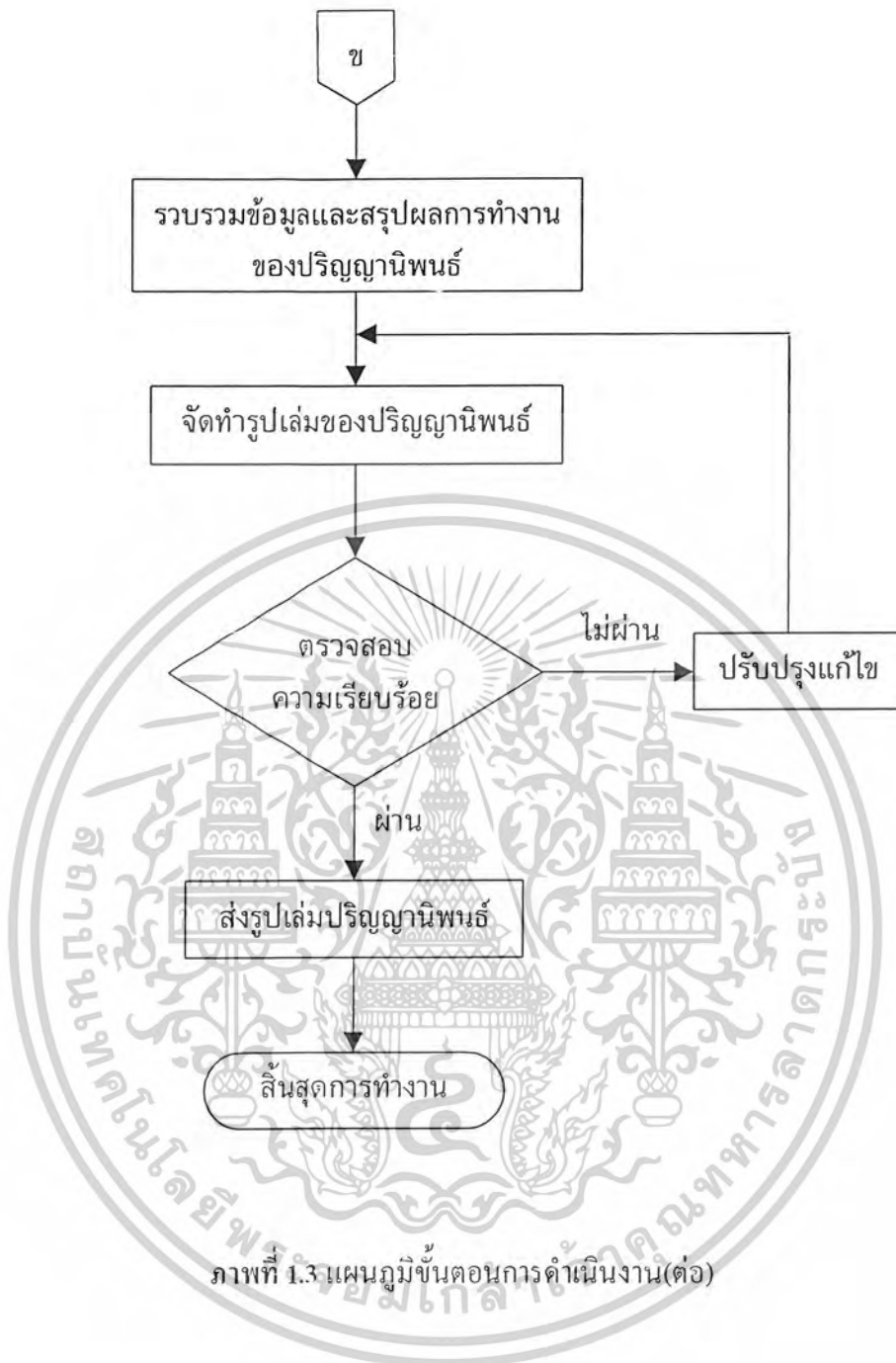
ภาพที่ 1.1 แผนภูมิขั้นตอนการดำเนินงาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 1.2 แผนภูมิขั้นตอนการดำเนินงาน(ต่อ)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 2

# ความรู้เบื้องต้นเกี่ยวกับการเครื่องวัดกำลังไฟฟ้า

### 2.1 บทนำ

ในบทนี้จะกล่าวถึงทฤษฎีเบื้องต้น เกี่ยวกับเครื่องวัดกำลังไฟฟ้าแบบอิเล็กทรอนิกส์ไดนาโมมิเตอร์ โดยวัตต์มิเตอร์แบบอิเล็กทรอนิกส์ไดนาโมมิเตอร์นี้จะเป็นเครื่องวัดกำลังไฟฟ้าที่ได้รับความนิยมมากที่สุด ทฤษฎีเกี่ยวกับการนำวัตต์มิเตอร์ต่อใช้งานในระบบไฟฟ้า 1 เฟส และหม้อแปลงที่ใช้กับเครื่องมือวัด

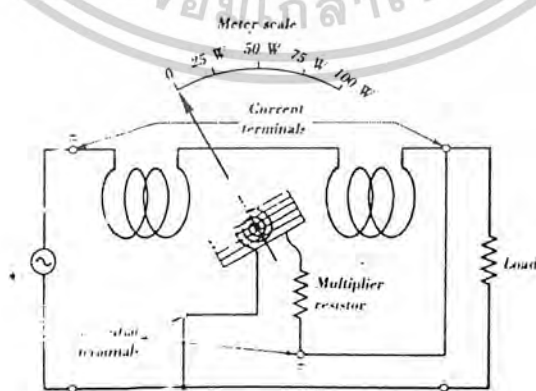
### 2.2 วัตต์มิเตอร์ (Wattmeter)

วัตต์มิเตอร์เป็นเครื่องวัดกำลังไฟฟ้า ส่วนมากวัตต์มิเตอร์แบบมีเข็มเบี่ยงเบนใช้วัดปริมาณกำลังไฟฟ้าทั้งไฟฟ้ากระแสตรงและกระแสสลับ วัตต์มิเตอร์แบบที่เราพบมากที่สุดเป็นแบบอิเล็กทรอนิกส์ไดนาโมมิเตอร์ (Electrodynamometer)

เครื่องวัดแบบอิเล็กทรอนิกส์ไดนาโมมิเตอร์มีส่วนประกอบสำคัญ 2 ส่วนคือ ขดลวดสนามแม่เหล็กที่อยู่กับที่ และขดลวดเคลื่อนที่ดังภาพที่ 2

ขดลวดสนามแม่เหล็กอยู่กับที่ (Stationary field coil) จะต่ออนุกรมกับ Line ดังนั้นฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดขึ้นที่ขดลวดสนามแม่เหล็กนี้จะขึ้นอยู่กับกระแสไฟฟ้าของโหลด ขดลวดที่อยู่กับที่นี้เรียกว่า Current Coil

ขดลวดเคลื่อนที่ (Moving Coil) ต่อกรอมกับ Line ทำให้ฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดขึ้นจากขดลวดเคลื่อนที่เป็นสัดส่วนกับแรงดันไฟฟ้าในขดลวดเคลื่อนที่ ขดลวดเคลื่อนที่นี้โดยทั่วไปจะเรียกว่า Potential coil



ภาพที่ 2.1 เครื่องวัดกำลังไฟฟ้าแบบอิเล็กทรอนิกส์ไดนาโมมิเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากการต่อวงจรดังรูปข้างบนแสดงให้เห็นว่าแรงบิดชั่วขณะที่ทำให้เกิดการเบี่ยงเบนของเข็ม ส่วนใหญ่เกิดจากผลคูณของแรงดันไฟฟ้าชั่วขณะใน Current Coil กับแรงดันไฟฟ้าชั่วขณะที่ Potential Coil ดังนั้นขนาดสเกลของวัตต์มิเตอร์แบบอิเล็กทรอนิกส์ไดนาโมมิเตอร์จึงมีขนาดช่องเท่ากัน (Linear Scale) ต่างกับแอมมิเตอร์และโวลท์มิเตอร์แบบอิเล็กทรอนิกส์ไดนาโมมิเตอร์ที่มีสเกลแต่ละช่อง ไม่เท่ากัน (Non-Linear Scale)

ในการใช้เครื่องวัดประเภทนี้วัดกำลังไฟฟ้าในวงจรไฟฟ้ากระแสสลับ การเบี่ยงเบนของเข็มไม่ขึ้นอยู่กับกระแสไฟฟ้าใน Current Coil และแรงดันไฟฟ้าที่ Potential Coil เท่านั้นแต่จะขึ้นอยู่กับค่า Power Factor ( $\cos \theta$ ) ของโหลดที่ต้องการวัดอีกด้วย เขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$P = VI \cos \theta \quad (2.1)$$

การกำหนดสเกลของวัตต์มิเตอร์แบบอิเล็กทรอนิกส์ไดนาโมมิเตอร์จะต้องมีการเทียบค่าระหว่าง มุมที่เกิดจากการเบี่ยงเบนของเข็มกับปริมาณของกำลังไฟฟ้าที่ต้องการทราบ ( $P$ ) ค่าที่ได้จากการเทียบค่านี้เราเรียกว่า ค่าคงที่ของการวัด (Instrument Constant:  $K_m$ ) ดังนั้นถ้าเราทราบค่าปริมาณ กำลังไฟฟ้า ( $P$ ) และค่าคงที่ของเครื่องวัดจะทำให้การหามุมการเบี่ยงเบนของเข็มได้ ดังสมการ

$$\theta_m = K_m VI \cos \theta \quad (2.2)$$

$\theta_m$  = มุมเบี่ยงเบนของเข็ม

$K_m$  = ค่าคงที่ของเครื่องวัด

$V$  = ค่า RMS ของแรงดันไฟฟ้าที่ขดลวด Potential Coil

$I$  = ค่า RMS ของกระแสไฟฟ้าที่ขดลวด Current Coil

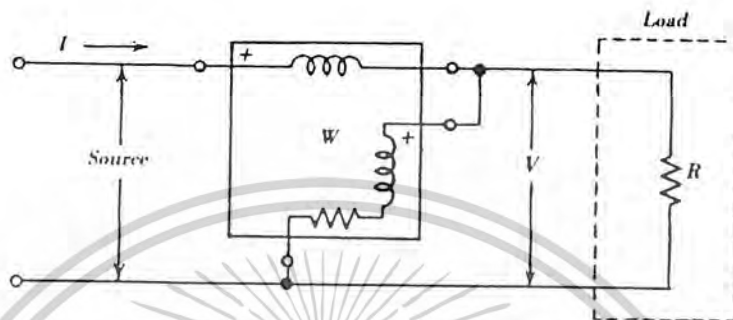
### 2.3 การต่อวัตต์มิเตอร์ในระบบไฟฟ้า 1 เฟส

การต่อวัตต์มิเตอร์แบบอิเล็กทรอนิกส์ไดนาโมมิเตอร์มีหลักการคือ ต้องพิจารณาทิศทางของ กระแสไฟฟ้าชั่วขณะในขดลวดแต่ละตัว เพราะขดลวดดังกล่าวทำหน้าที่กำหนดทิศทางของฟลัก แม่เหล็ก ส่วนฟลักแม่เหล็กกำหนดทิศทางของแรงบิดที่ทำให้เข็มเบี่ยงเบน

ถ้าต่อวัตต์มิเตอร์เข้ากับวงจรที่มีโหลดโดยกระแสไฟฟ้าที่โหลด ( $I$ ) ไหลผ่าน Current Coil และแรงดันไฟฟ้าที่โหลดตกคร่อม Potential Coil ( $V$ ) วัตต์มิเตอร์จะอ่านค่ากำลังไฟฟ้าที่โหลดได้

การต่อวัตต์มิเตอร์แบบนี้ต้องให้กระแสไฟฟ้าที่โหลดเข้าที่ขั้วบวกของ Current Coil ส่วนขั้วบวก เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ของ Potential Coil ต่อกับตำแหน่งที่แสดงไว้ในรูป ซึ่งจะทำให้ Potential Coil มีแรงดันไฟฟ้าที่ปลายขั้วทั้งสองแตกต่างกัน ส่งผลให้เข็มของวัตต์มิเตอร์เคลื่อนตัวไปทางขวาหรืออ่านค่าเป็นบวก (Up Scale) แต่ถ้าต่อขั้ว Potential coil หรือ Current Coil ผิดตำแหน่งจะทำให้เข็มเคลื่อนตัวไปทางซ้ายและอ่านค่าเป็นลบ (Down Scale)



ภาพที่ 2.2 แสดงการต่อวัตต์มิเตอร์เข้ากับวงจรที่มีโหลด

## 2.4 หม้อแปลงไฟฟ้าที่ใช้กับเครื่องมือวัด (Instrument Transformer)

ในระบบที่มีแรงดันไฟฟ้าสูงมาก (High Voltage System) จะนำเครื่องวัดปริมาณไฟฟ้าโดยตรงไม่ได้ เนื่องจากย่านการวัดของเครื่องวัดมีขอบเขตจำกัด

ดังนั้นจึงจำเป็นต้องมีอุปกรณ์ที่ใช้ร่วมกับเครื่องวัดเพื่อแปลงแรงดัน และกระแสไฟฟ้าให้เหมาะสมกับย่านการวัดของเครื่องวัดนั้นๆ เสียก่อน อุปกรณ์ดังกล่าวเรียกว่า หม้อแปลงที่ใช้กับเครื่องวัด ซึ่งช่วยป้องกันความเสียหายแก่เครื่องวัดและป้องกันอันตรายแก่ผู้ใช้เครื่องวัด

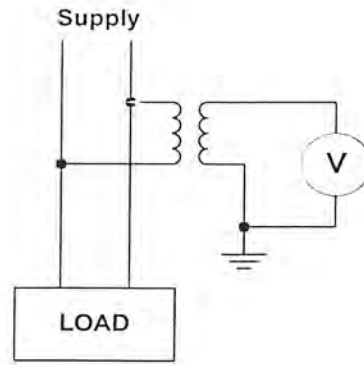
หม้อแปลงไฟฟ้าที่ใช้กับเครื่องวัดแบ่งออกเป็น 2 ประเภท คือ

- Potential Transformer (P.T)
- Current Transformer (C.T)

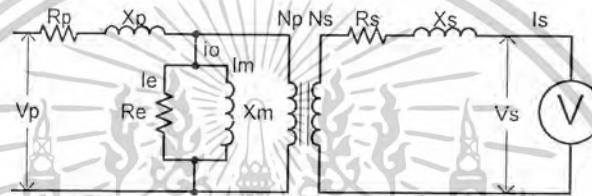
### 2.4.1 หม้อแปลงแรงดัน (Potential Transformer)

ในการวัดจะใช้หม้อแปลงแรงดันทำการลดระดับแรงดันทางปฐมภูมิลงมาให้แรงดันค่านทุติยภูมิ มีค่าแรงดันอยู่ในระดับที่สามารถนำไปประมวลผลได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 2.3 แสดงการต่อหม้อแปลงแรงดัน



ภาพที่ 2.4 แสดงวงจรสมมูลของหม้อแปลงแรงดัน

สมการ อัตราส่วนของหม้อแปลง (Ratio)

$$\frac{V_1}{V_2} = \frac{N_1}{N_2} = a(\text{Ratio}) \quad (2.3)$$

เมื่อ  $a$  เป็นอัตราส่วนรอบของหม้อแปลง

สำหรับหม้อแปลงแรงดันในอุดมคติอัตราส่วนของเวกเตอร์  $V_p$  และ  $V_s$  จะต้องเท่ากับอัตราส่วนจำนวนรอบและเวกเตอร์  $V_p$  และ  $V_s$  ที่กลับทิศจะต้องทับกัน แต่ในทางปฏิบัติจะมีความผิดพลาดของหม้อแปลงแรงดันคือ

1. ความผิดพลาดแรงดันหรืออัตราส่วน (Voltage or Ratio Error)
2. การเปลี่ยนตำแหน่งเฟส (Phase Displacement) คือการเปลี่ยนตำแหน่งของเฟสระหว่างแรงดันปฐมภูมิและทุติยภูมิ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.4.2 หม้อแปลงกระแส (Current Transformer)

การนำหม้อแปลงไปใช้ในการวัดกระแสไฟฟ้า จะเรียกหม้อแปลงว่าหม้อแปลงกระแส (Current transformer) โดยหม้อแปลงกระแสนี้จะนำไปใช้ในการแปลงลดกระแสลงก่อน ที่จะเข้าเครื่องมือวัด หรืออุปกรณ์ป้องกัน เพื่อให้อุปกรณ์ดังกล่าวสามารถใช้งานได้ในพื้นที่กำหนด โดยกระแสไฟฟ้ากระแสสลับจะถูกป้อนผ่านมาที่ขดปฐมภูมิ ฟลักแม่เหล็กที่ถูกเหนี่ยวนำจากขดปฐมภูมิจะถูกต้านด้วยกระแสเหนี่ยวนำที่ขดทุติยภูมิ จึงสามารถสรุปเป็นความสัมพันธ์ของกระแสไฟฟ้ากับจำนวนรอบของหม้อแปลงได้ดังนี้

$$\frac{I_s}{I_p} = \frac{N_p}{N_s}$$

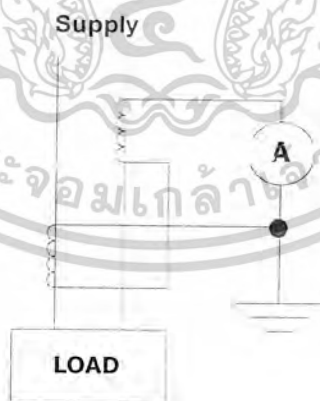
โดยที่  $I_s$  คือ กระแสทางขดทุติยภูมิ

$I_p$  คือ กระแสทางขดปฐมภูมิ

$N_p$  คือ จำนวนรอบขดปฐมภูมิ

$N_s$  คือ จำนวนรอบขดทุติยภูมิ

หม้อแปลงกระแสที่ปกติจะมีอัตราส่วนประมาณ 200:1 และขดปฐมภูมิมักจะมีเพียงขดเดียว อีกสิ่งหนึ่งที่สำคัญคือ หม้อแปลงกระแสจะต้องมีการต่อโหนดเข้าที่ขดทุติยภูมิเสมอ เพื่อให้วงจรทางทุติยภูมิครบวงจร



ภาพที่ 2.5 การนำหม้อแปลงไปใช้ในการวัดกระแสไฟฟ้า

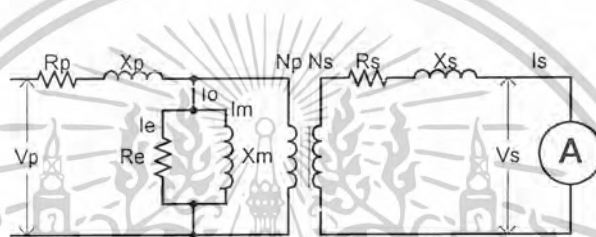
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.4.3 ความสูญเสียพลังงานไฟฟ้าในหม้อแปลง

จากการวิเคราะห์วงจรหม้อแปลงที่ได้กล่าวมาแล้ว จะกำหนดให้หม้อแปลงเป็นแบบอุดมคติ คือ ไม่มีการสูญเสียพลังงานไฟฟ้าใดๆ เกิดขึ้น แต่ในทางปฏิบัติแล้วจะมีกำลังงานสูญเสียเกิดขึ้นระหว่างขดปฐมภูมิและทุติยภูมิ

สาเหตุแรก มาจากความสูญเสียเนื่องจากการพันขดลวดของหม้อแปลง กล่าวคือในลวดตัวนำที่นำมาพันเป็นขดลวดนั้น จริงๆแล้วมีค่าความต้านทานภายในอยู่ค่าหนึ่ง ดังนั้นเมื่อเกิดกระแสไหลผ่านจึงเกิดกำลังงานขึ้นตามความสัมพันธ์  $P = I^2R$  เรียกกำลังงานสูญเสียนี้ว่าค่าความสูญเสียในขดลวด (copper loss)

สาเหตุที่สอง มาจากค่ากำลังงานความร้อนสูญเสียในแกนเหล็ก (Iron loss)



ภาพที่ 2.6 วงจรสมมูลของ Current transformer

กระแสทุติยภูมิจะสัมพันธ์กับกระแสปฐมภูมิ โดยอัตราส่วนรอบผกผัน (โดยประมาณ) ในการสร้างจะต้องทำให้กระแสแม่เหล็กสูญเสียในแกนและเส้นแรงรั้วซึมน้อยที่สุด เพื่อจะแน่ใจว่าอัตราส่วนกระแสปฐมภูมิมีต่อทุติยภูมิจริงๆ จะเข้าใกล้อัตราส่วนรอบผกผัน

ความคิดพลาดมุมเฟสคือ มุมเฟสระหว่างเวกเตอร์ของกระแสปฐมภูมิกับเวกเตอร์ของกระแสทุติยภูมิที่กลับเฟส

ข้อควรระวังในการใช้หม้อแปลงกระแสก็คือ จะต้องไม่เปิดวงจรทุติยภูมิของหม้อแปลง กระแสขณะที่ไม่มีการไหลทางด้านปฐมภูมิ จำนวนแอมแปร์-รอบจะถูกทำให้คงที่โดยกระแสปฐมภูมิและจะไม่ลดลงเมื่อทางทุติยภูมิเปิดวงจร การเปิดวงจรทางด้านทุติยภูมิจะลดแอมแปร์-รอบทางด้านทุติยภูมิเป็นศูนย์ซึ่งจะไม่มีแรงเคลื่อนแม่เหล็กกลับไปต่อต้านแรงเคลื่อนแม่เหล็กจากแอมแปร์-รอบปฐมภูมิ จะกระทำต่อจำนวนรอบทางทุติยภูมิที่มีค่ามาก ทำให้แรงดันที่ถูกเหนี่ยวนำในขดทุติยภูมิจะมีค่าสูง ซึ่งอาจเป็นอันตรายต่อผู้เปิดวงจรหรือทำความเสียหายต่อฉนวนของหม้อแปลง นอกจากนั้นจะเกิดความร้อนเนื่องจากความสูญเสียในแกนเหล็กขณะที่มันอิ่มตัว อาจมากพอที่จะทำลายหม้อแปลงได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 3

# ทฤษฎีและหลักการที่ใช้ในการวิจัย

### 3.1 บทนำ

ในบทนี้จะกล่าวถึงทฤษฎีและหลักการที่ใช้ในการวิจัยนี้ซึ่งจะแบ่งออกเป็น 3 ส่วนใหญ่ๆ ดังนี้

1. ทฤษฎีที่ใช้ในส่วนของซอฟต์แวร์
2. ทฤษฎีที่ใช้ในส่วนของฮาร์ดแวร์
3. หลักการทำงานกับการคิดเชิง

### 3.2 ทฤษฎีที่ใช้ส่วนของซอฟต์แวร์

ทฤษฎีที่ใช้ในส่วนของเขียน โปรแกรมในงานวิจัยนี้มีดังนี้

#### 3.2.1 การชักตัวอย่าง (Sampling) สัญญาณ

กระบวนการชักตัวอย่าง เป็นกระบวนการพื้นฐานอันหนึ่งของการประมวลผลสัญญาณ ดิจิตอล(Digital Signal Processing) โดยสัญญาณแอนะลอกจะถูกเปลี่ยนแปลงไปเป็นลำดับของ ข้อมูลชักตัวอย่างที่มีระยะห่างเท่ากัน พิจารณาสัญญาณเป็นคาบ  $g(t)$



$g(t)$

ภาพที่ 3.1 รูปแบบสัญญาณ  $g(t)$  ในหนึ่งคาบเวลา

ถ้าสัญญาณ  $g(t)$  นี้ถูกชักตัวอย่างด้วยอัตราที่สม่ำเสมอ คือ 1 ครั้งใน  $T$  วินาที ผลที่ได้จากลำดับ ของข้อมูลชักตัวอย่างที่มีช่วงห่าง  $T$  วินาที (แทนด้วย  $g_n$ ) ซึ่งจะเป็นไปตามสมการที่ 3.1

$$g_n = \{g(nT)\}_{n=0}^{N-1} \quad (3.1)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

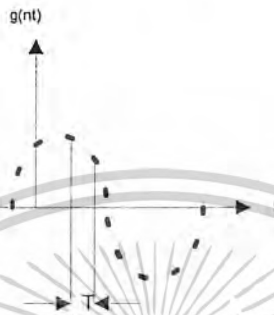
โดยที่

$T$  = คาบเวลาการซัดตัวอย่าง

$N$  = จำนวนข้อมูลที่ได้จากการซัดตัวอย่าง

$f_s = 1/T$  = ความถี่การซัดตัวอย่าง

ลำดับข้อมูลซัดตัวอย่างของสัญญาณ  $g(t)$  แสดงในรูปที่ 3.2



ภาพที่ 3.2 ลำดับซัดตัวอย่างของสัญญาณ  $g(t)$  ใน 1 คาบเวลา

สัญญาณที่มีแบนด์วิดท์จำกัดและมีองค์ประกอบความถี่ไม่เกิน  $f$  Hz ความถี่ของการซัดตัวอย่าง จะต้องมากกว่า  $2f$  จึงจะทำให้สัญญาณ  $g(t)$  สามารถหาค่ากลับคืนมาได้ ได้จากลำดับของข้อมูลซัดตัวอย่าง  $g_n$  โดยไม่มีความผิดเพี้ยนดังสมการที่ 3.2

$$f_s \geq 2f$$

(3.2)

และความถี่ที่เท่ากับ  $f/2$  หรือ  $f$  จะเรียกว่าความถี่ไนควิสต์ (Nyquist frequency)

### 3.2.2 การแปลงฟูริเยร์ไม่ต่อเนื่อง (Discrete Fourier Transform: DFT)

จากพื้นฐานความรู้เรื่องการแปลงฟูริเยร์นั้น สัญญาณที่ใช้ถือว่ามีความต่อเนื่องทางเวลา ปัจจุบันมีการนำระบบไม่ต่อเนื่องทางเวลา เช่น ระบบดิจิทัลมาใช้ จึงได้มีการพัฒนาเป็นการแปลงฟูริเยร์ไม่ต่อเนื่อง (Discrete Fourier Transform: DFT) ซึ่งใช้เพื่อแปลงสัญญาณดิจิทัลในโดเมนของเวลา (Time Domain) ให้เป็นลำดับของข้อมูลซัดตัวอย่างในโดเมนของความถี่ (Frequency Domain) การทำ DFT ของสัญญาณแอนะล็อกก็เริ่มจากการซัดตัวอย่างสัญญาณแอนะล็อก  $g(t)$  ก็จะได้ลำดับของข้อมูลซัดตัวอย่างที่มีช่วงห่าง  $T$  วินาที  $g_n$  หลังจากนั้นก็นำ  $g_n$  ที่ได้เข้าสู่กระบวนการ

DFT ตามสมการที่ 3.3 ก็จะได้ผลลัพธ์ คือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$G_k = \sum_{n=0}^{N-1} g_n e^{jmk\Delta\omega T} \quad (3.3)$$

โดยที่

$$\Delta\omega = 2\pi / NT$$

$G_k$  จะแสดงถึงลำดับของข้อมูลชักตัวอย่าง ซึ่งในกระบวนการ DFT นั้นสามารถใช้คอมพิวเตอร์เข้ามาช่วยในการคำนวณได้เป็นอย่างดี ทำให้สามารถหาสเปกตรัมของสัญญาณต่างๆ ได้อย่างรวดเร็ว

### 3.2.3 การแปลงฟูริเยร์ไม่ต่อเนื่องผกผัน (Inverse Discrete Fourier Transform: IDFT)

การแปลงฟูริเยร์ไม่ต่อเนื่องผกผัน (Inverse Discrete Fourier Transform: IDFT) ก็คือการกระทำกลับกันกับ DFT โดยการทำให้  $G_k$  กลับ ไปอยู่ในตำแหน่งของ  $g(nT)$  ตามสมการที่ 3.4 ก็จะได้ผลลัพธ์คือ  $g_n$

$$g_n = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} G_k e^{-jmk\Delta\omega T} \quad (3.4)$$

โดยที่

$$\Delta\omega = 2\pi / NT$$

### 3.2.4 การแทนกลุ่มข้อมูลโดยฟังก์ชันพหุนามที่เหมาะสม

จากการรวบรวมข้อมูลทางสถิติชนิดหนึ่งได้  $x$  และ  $y$  ที่เป็นตัวเลขจำนวนมาก ไม่สามารถที่จะนำเสนอเป็นรายงานให้เป็นที่เข้าใจได้ด้วยข้อมูลด้วยเลขเหล่านั้นได้ จึงจำเป็นต้องแทนข้อมูลเหล่านี้ด้วยฟังก์ชันที่เหมาะสมซึ่งจะใช้ฟังก์ชันพหุนาม และการหาสัมประสิทธิ์และใช้หลักการของคาบผิดพลาดกำลัง 2 น้อยที่สุด (Least Square Method)

จากการพิจารณาฟังก์ชันพหุนามฟังก์ชันหนึ่ง

$$p(x) = a_0 + a_1x + \dots + a_nx^n \quad (3.5)$$

ที่เหมาะสมที่จะแทนกลุ่มของข้อมูล ซึ่งสามารถหาค่าได้จากสมการเมตริกซ์

$$xa = f \quad (3.6)$$

โดยที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$x_{ij} = \sum_{k=0}^N X_k^{i+j-2}, f_i = \sum_{k=0}^N X_k^{i-1} f(x_k) \quad (3.7)$$

$$a = [a_0, a_1, a_2, \dots, a_n]^T$$

เมื่อแก้สมการที่ 3.6 และ 3.7 แล้วจะได้สัมประสิทธิ์ของฟังก์ชันพหุนามที่ต้องการได้

### 3.2.5 ค่าพารามิเตอร์ต่างๆทางไฟฟ้า

#### 3.2.5.1 ค่าประสิทธิผล (Root-Mean-Square: rms.)

ค่าประสิทธิผลของกระแสหรือแรงดันที่มีลักษณะเป็นคาบคือค่าคงที่ค่าหนึ่ง มีค่าเท่ากับกระแสหรือแรงดันคงที่ที่สามารถจ่ายกำลังเฉลี่ยในปริมาณเท่ากันให้แก่ค่าความต้านทาน  $R$  ซึ่งจะมีค่าตามสมการที่ 3.8 ถึง 3.9

$$V_{rms} = \sqrt{\frac{V_1^2 + V_2^2 + \dots + V_n^2}{n}} \quad (3.8)$$

$$I_{rms} = \sqrt{\frac{I_1^2 + I_2^2 + \dots + I_n^2}{n}} \quad (3.9)$$

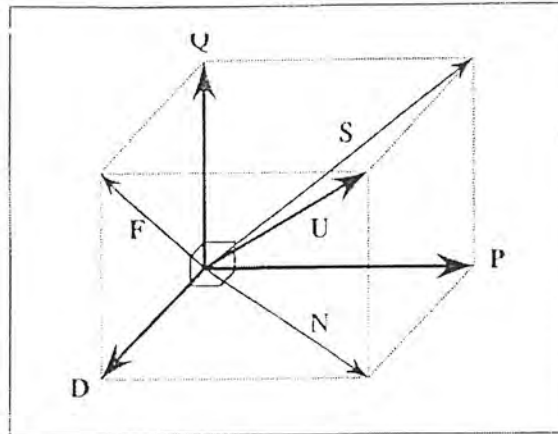
โดยที่

$V_{rms}$  = ค่าแรงดันที่ลำดับการชั้กสัญญาณที่  $n$

$I_{rms}$  = ค่ากระแสที่ลำดับการชั้กสัญญาณที่  $n$

#### 3.2.5.2 กำลังไฟฟ้าและพลังงานไฟฟ้า

ในระบบไฟฟ้ากำลังนั้นจะมีค่ากำลังไฟฟ้าอยู่ 7 ค่า ซึ่งจะมีความสัมพันธ์ของกำลังไฟฟ้าต่างๆดังรูปที่ 3.3 และสมการที่ 3.10 ถึง 3.16 นอกจากนั้นแล้ว ยังมีค่าพารามิเตอร์ที่สำคัญอีก 3 ค่าตามสมการที่ 3.17 ถึง 3.19



ภาพที่ 3.3 ความสัมพันธ์ของกำลังไฟฟ้าต่างๆ

$$U = V_{RMS} \times I_{RMS} \quad (3.10)$$

$$P = \sum_{X=1}^n V_X I_X \cos(\theta_X) \quad (3.11)$$

$$Q = \sum_{X=1}^n V_X I_X \sin(\theta_X) \quad (3.12)$$

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2} \quad (3.13)$$

$$D = \sqrt{U^2 - S^2} \quad (3.14)$$

$$F = \sqrt{Q^2 + D^2} \quad (3.15)$$

$$N = \sqrt{P^2 + D^2} \quad (3.16)$$

$$pf = \frac{P}{U} \quad (3.17)$$

$$DPF = \frac{P}{S} \quad (3.18)$$

$$E = \sum_{k=1}^n P_k t_k \quad (3.19)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่	
$U$	= กำลังไฟฟ้าปรากฏ (Apparent Power)
$P$	= กำลังไฟฟ้าจริง (Real Power)
$Pf$	= ตัวประกอบกำลังไฟฟ้า (Power Factor)
$Q$	= กำลังไฟฟ้าจินตภาพ (Reactive Power)
$V_x$	= $V_{rms}$ ของฮาร์มอนิกที่ $X$
$I_x$	= $I_{rms}$ ของฮาร์มอนิกที่ $X$
$\phi_x$	= มุมระหว่างแรงดันและกระแสของฮาร์มอนิก ที่ $X$
$S$	= กำลังไฟฟ้าปรากฏของฮาร์มอนิกที่ $I$
$D$	= กำลังไฟฟ้าเชิงความเพี้ยน (Distortion Power)
$F$	= กำลังไฟฟ้าไม่จริง (Fictitious Power)
$N$	= นอนรีแอกทีฟพาวเวอร์ (Non Reactive Power)
$DPF$	= ดิสเพลสเมนต์พาวเวอร์แฟคเตอร์ (Displacement Power Factor)

### 3.2.5.3 ความเพี้ยนและฮาร์มอนิก (Distortion and Harmonics)

ความเพี้ยนและฮาร์มอนิกคือ ส่วนประกอบของสัญญาณที่มีใช้ส่วนที่เป็นสัญญาณไซน์ซอซอด์ที่ความถี่มูลฐาน (Fundamental frequency) ซึ่งมีความพารามิเตอร์ที่เกี่ยวข้องดังสมการที่ 3.20 ถึง 3.25

$$V_{id} = \sqrt{V_{rms}^2 - V_1^2} \quad (3.20)$$

$$I_{id} = \sqrt{I_{rms}^2 - I_1^2} \quad (3.21)$$

$$THD_V = \frac{V_{dis}}{V_1} \times 100\% \quad (3.22)$$

$$THD_I = \frac{V_{dis}}{V_1} \times 100\% \quad (3.23)$$

$$DF = \frac{I_1}{I_{rms}} \quad (3.24)$$

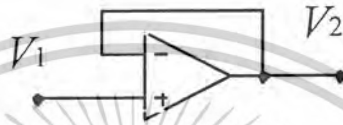
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\Phi_1 = \cos^{-1}(DPF) \quad (3.25)$$

### 3.3 ทฤษฎีที่ใช้ในส่วนฮาร์ดแวร์

ในงานวิจัยนี้ส่วนของฮาร์ดแวร์ใช้วงจรทางไฟฟ้าที่สำคัญอยู่ 3 วงจรซึ่งใช้วงจรพื้นฐานทางออปแอมป์ (Operating Amplifier) โดยมีรูปและวิธีคำนวณออกแบบวงจรดังนี้

#### 3.3.1 วงจรกันชน (Buffer)

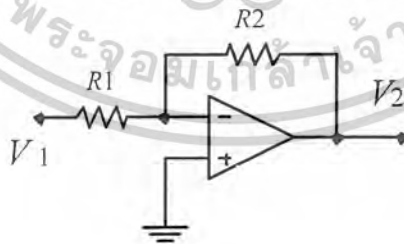


ภาพที่ 3.4 วงจรกันชน

เป็นวงจรหนึ่งที่มีประโยชน์มากกับการนำแรงดันจุดใดจุดหนึ่งไปใช้โดยไม่มีผลกับวงจรนั้นๆ เนื่องจากออปแอมป์นั้นมีอินพุตอิมพีแดนซ์ (Input Impedance) สูงมากเสมือนกับว่าไม่มีกระแสไหลเข้าทางด้านอินพุตของออปแอมป์เลย โดยมีคุณสมบัติดังสมการนี้

$$V_1 = V_2 \quad (3.26)$$

#### 3.3.2 วงจรขยายกลับเฟส (Inverting Amplifier)



ภาพที่ 3.5 วงจรขยายกลับเฟส

เป็นวงจรที่ใช้เพิ่มหรือลดค่าแรงดัน โดยค่าที่เพิ่มหรือลดลงนั้นขึ้นอยู่กับอัตราส่วนระหว่างค่าของความต้านทานในวงจรแต่ค่าแรงดันที่ได้มานั้นจะมีค่าตรงข้ามกับค่าเดิมคือ กลับจากบวกเป็นลบหรือกลับจากลบเป็นบวกตามสมการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_2 = -(R_2/R_1) * V_1 \quad (3.27)$$

### 3.3.3 วงจรกรองความถี่แบบต่ำผ่านแบบบัตเตอร์เวิร์ธ (Butterworth Low - Pass Filter)

เป็นวงจรที่ใช้สำหรับกรองเอาความถี่สูงออกไปให้เหลือแต่ความถี่ต่ำในย่านที่ต้องการ เท่านั้นแต่ทั้งนี้ก็ต้องคำนึงถึงลำดับ (Order) ของวงจรกรองด้วย คือ ยิ่งค่าที่ใช้อันดับที่สูงๆ ก็จะทำให้มีค่าใกล้เคียงกับวงจรกรองในอุดมคติมากขึ้น ค่าลำดับต่างๆ สามารถหาได้จากการคำนวณที่ซับซ้อนซึ่งจะไม่กล่าวถึงในที่นี้แต่จะแสดงค่าในบางลำดับดังตารางที่ 3.1

ตารางที่ 3.1 ค่าลำดับตารางของวงจรกรองความถี่แบบต่ำผ่านแบบบัตเตอร์เวิร์ธ

n	Factors of B(s)
1	(S+1)
2	(S <sup>2</sup> +1.4142S+1)
3	(S+1)(S <sup>2</sup> +S+1)
4	(S <sup>2</sup> +0.7654S+1)(S <sup>2</sup> +1.8478S+1)
5	(S+1)(S <sup>2</sup> +0.6180S+1)(S <sup>2</sup> +1.6180S+1)
6	(S <sup>2</sup> +0.5176S+1)(S <sup>2</sup> +1.4142S+1)(S <sup>2</sup> +1.9318S+1)

จะเห็นได้ว่าแต่ละลำดับประกอบด้วยตัวประกอบที่เป็นสมการพหุนามกำลัง 1 และกำลัง 2 เท่านั้น เพราะฉะนั้นจึงทำการต่อแบบเรียงกัน (Cascade) ของวงจรกรองที่มีลำดับที่หนึ่งและสองซึ่งง่ายต่อการออกแบบโดยมีวิธีการคำนวณการออกแบบดังต่อไปนี้

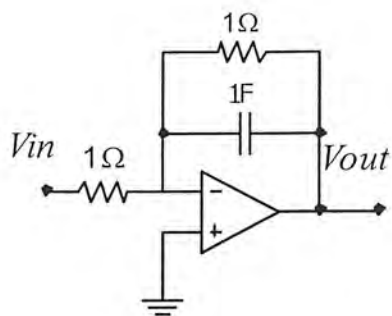
#### 3.3.3.1 วงจรกรองความถี่แบบต่ำผ่านลำดับที่หนึ่งอยู่ในรูป (Low-Pass Filter

1<sup>st</sup> Order)

$$(S+1)$$

มีรูปแบบวงจรพื้นฐานดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 3.6 วงจรกรองความถี่แบบต่ำลำดับที่ 1

และมีค่าอัตราขยายดังนี้

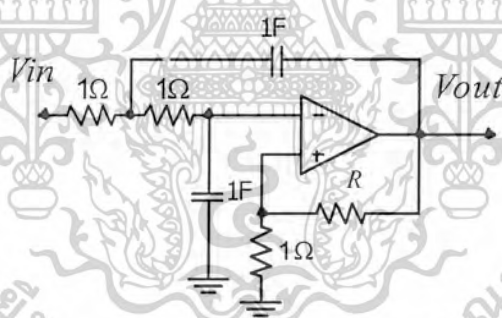
$$A = -1 \quad (3.28)$$

### 3.3.3.2 วงจรกรองความถี่แบบต่ำผ่านลำดับที่สอง (Low-Pass Filter 2<sup>nd</sup> Order)

อยู่ในรูป

$$\left(s^2 + \frac{1}{Q}s + 1\right)$$

มีรูปแบบวงจรพื้นฐานดังนี้



ภาพที่ 3.7 วงจรกรองความถี่ต่ำลำดับที่ 2

และมีค่าอัตราขยายและค่า R ที่ต้องใช้ดังนี้

$$A = 3 - \frac{1}{Q} \quad (3.29)$$

$$R = A - 1 \quad (3.30)$$

เมื่อต่อวงจรกรองได้ลำดับตามที่ต้องการแล้วสามารถกำหนดย่านความถี่ที่ต้องการและเปลี่ยนค่า  $R$  และค่า  $C$  ให้เหมาะสมได้โดยวิธีการดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การสเกลความถี่ (Frequency Scaling)

$$\alpha = 2\pi f \quad (3.31)$$

$$C = \frac{1}{\alpha} \quad (3.32)$$

การสเกลอิมพีแดนซ์ (Impedance Scaling)

$$C_{scale} = \frac{C}{Const.} \quad (3.33)$$

$$R_{scale} = R \times Const. \quad (3.34)$$

อัตราขยายของวงจรกรอง หาได้จาก

$$A_{Total} = A_1 \cdot A_2 \cdot A_3 \cdot \dots \cdot A_n \quad (3.35)$$

### 3.4 หลักการทำงานกับการ์ดเสียง

การ์ดเสียง คืออุปกรณ์คอมพิวเตอร์ ที่ทำหน้าที่ในการทำงานเกี่ยวกับเสียงให้กับเครื่องคอมพิวเตอร์ ช่วยให้คอมพิวเตอร์สามารถรับสัญญาณเสียงจากภายนอกเข้าประมวลผลได้ และยังสามารถสร้างสัญญาณเสียงแล้วส่งออกไปยังลำโพงเพื่อส่งเสียงออกมาได้อีกด้วย จากคุณสมบัตินี้ทำให้ทราบได้ว่าการ์ดเสียงก็คือ ตัวแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นสัญญาณดิจิทัล และแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นสัญญาณแอนะล็อกนั่นเอง เนื่องจากสัญญาณเสียงจากภายนอกคอมพิวเตอร์นั้นเป็นสัญญาณแอนะล็อกแต่คอมพิวเตอร์จะทำงานเป็นดิจิทัลจึงต้องมีการแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นสัญญาณดิจิทัลเสียก่อน ในทางกลับกันการที่คอมพิวเตอร์สามารถส่งเสียงได้นั้นก็ต้องมีการแปลงสัญญาณดิจิทัลให้เป็นสัญญาณแอนะล็อกเสียก่อนเช่นกัน ข้อดีข้อหนึ่งของการ์ดเสียงก็คือราคาถูกและสามารถหาซื้อได้ง่าย เพราะในปัจจุบันนี้นิยมนำการ์ดเสียงเข้ามาใช้ในเครื่องคอมพิวเตอร์กันมากทำให้การ์ดเสียงนี้มีวางจำหน่ายทั่วไป

จากคุณสมบัติทั้งหมดของการ์ดเสียงนี้ สามารถนำมาประยุกต์ใช้แทนการ์ดแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิทัลได้ การ์ดเสียงที่มีวางจำหน่ายในปัจจุบันมีหลายชนิดที่มีช่อง Line in เพื่อรับสัญญาณจากภายนอกและเป็นระบบสเตอริโอ (มี 2 ช่อง) ซึ่งจะใช้เป็นส่วนรับสัญญาณแรงดันและกระแสในเวลาเดียวกัน หลังจากมีการทดสอบเสียงแล้วพบว่าการ์ดเสียงมีคุณสมบัติเป็นตัวกรองความถี่แบบแถบความถี่ผ่าน ทำให้สัญญาณที่รับเข้ามาจะถูกลดทอนไปโดยอัตราขยายของการ์ดเสียงทำให้จำเป็นต้องทราบค่าอัตราขยายของการ์ดเสียงในแต่ละความถี่ เพื่อที่จะทำการชดเชยความถี่ที่ถูกลดทอนได้ถูกต้องโดยป้อนสัญญาณอินพุตเป็นคลื่นจัตุรัส (Square Wave) ที่ทราบแอมพลิจูดที่แน่นอนเข้าทาง Line in สาเหตุที่ต้องป้อนเป็นคลื่นจัตุรัส เพราะว่าสัญญาณชนิดนี้เมื่อ

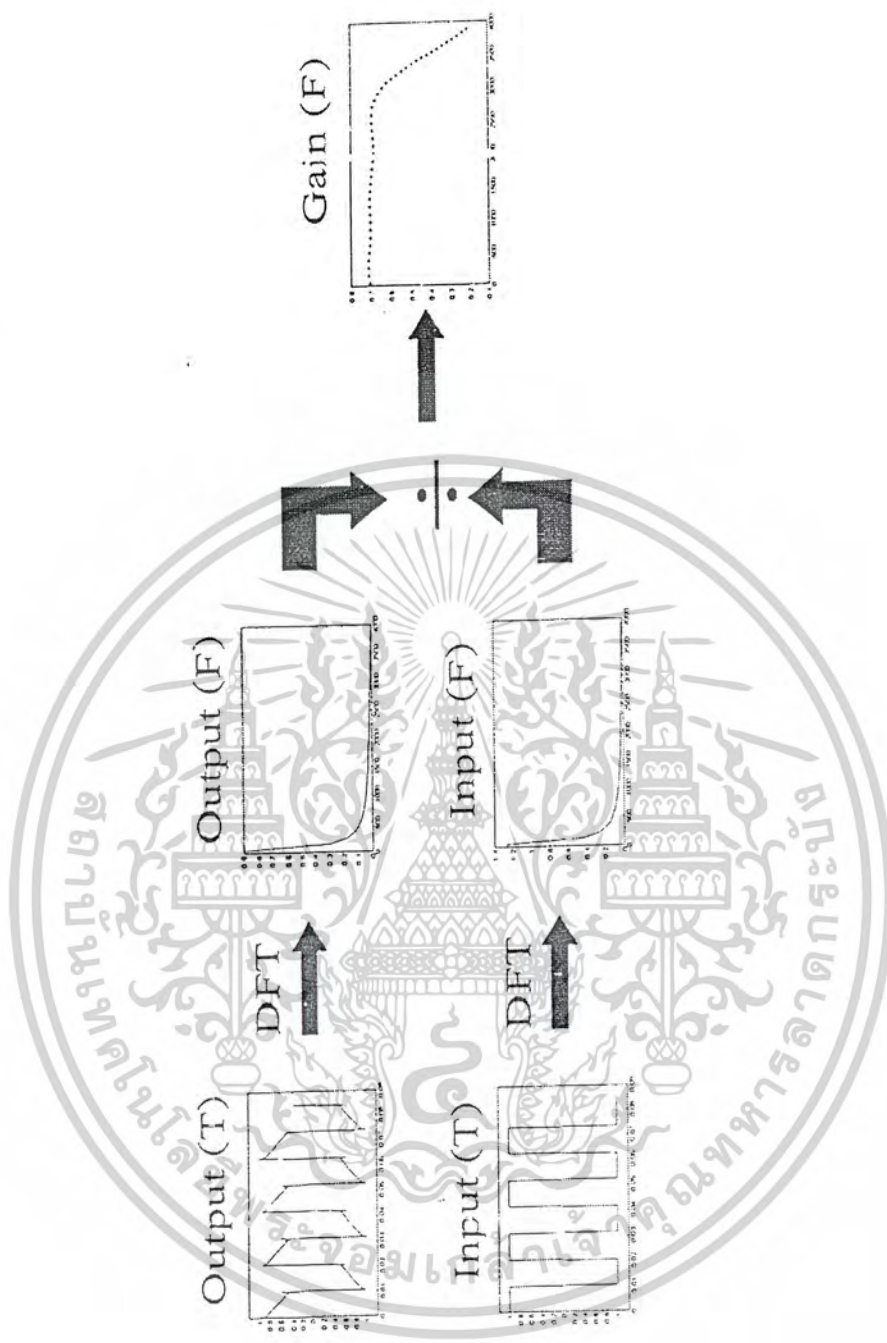
แตกสเปกตรัมแล้วจะประกอบไปด้วยความถี่จำนวนมาก ซึ่งเหมาะที่จะนำมาใช้ในการหาเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อัตราขยายของการ์ดเสียงในแต่ละความถี่ หลังจากนั้นก็ใช้โปรแกรม MATLAB จับสัญญาณเอาท์พุทที่ได้จากการ์ดเสียง แล้วทำการ DFT สัญญาณเอาท์พุทสัญญาณอินพุทของการ์ดเสียง ซึ่งขั้นตอนนี้จะได้สเปกตรัมของสัญญาณทั้งสอง จากนั้นนำค่าที่ได้จากการ DFT ของสัญญาณเอาท์พุทมาหารด้วย DFT ของสัญญาณอินพุท ก็จะได้ค่าอัตราเสียงในแต่ละความถี่ดังแสดงไว้ในรูปที่ 3.8 แต่ว่าอัตราขยายที่ได้จะเป็นชนิดไม่ต่อเนื่องเพราะคำนวณในระบบดิจิทัล จึงจะต้องนำมาผ่านกระบวนการแทนกลุ่มข้อมูลด้วยฟังก์ชัน พหุนามซึ่งจะสามารถหาค่าอัตราขยายที่ความถี่ใดๆ ได้โดยการแทนความถี่ลงไปในฟังก์ชัน

พหุนามดังภาพที่ 3.9

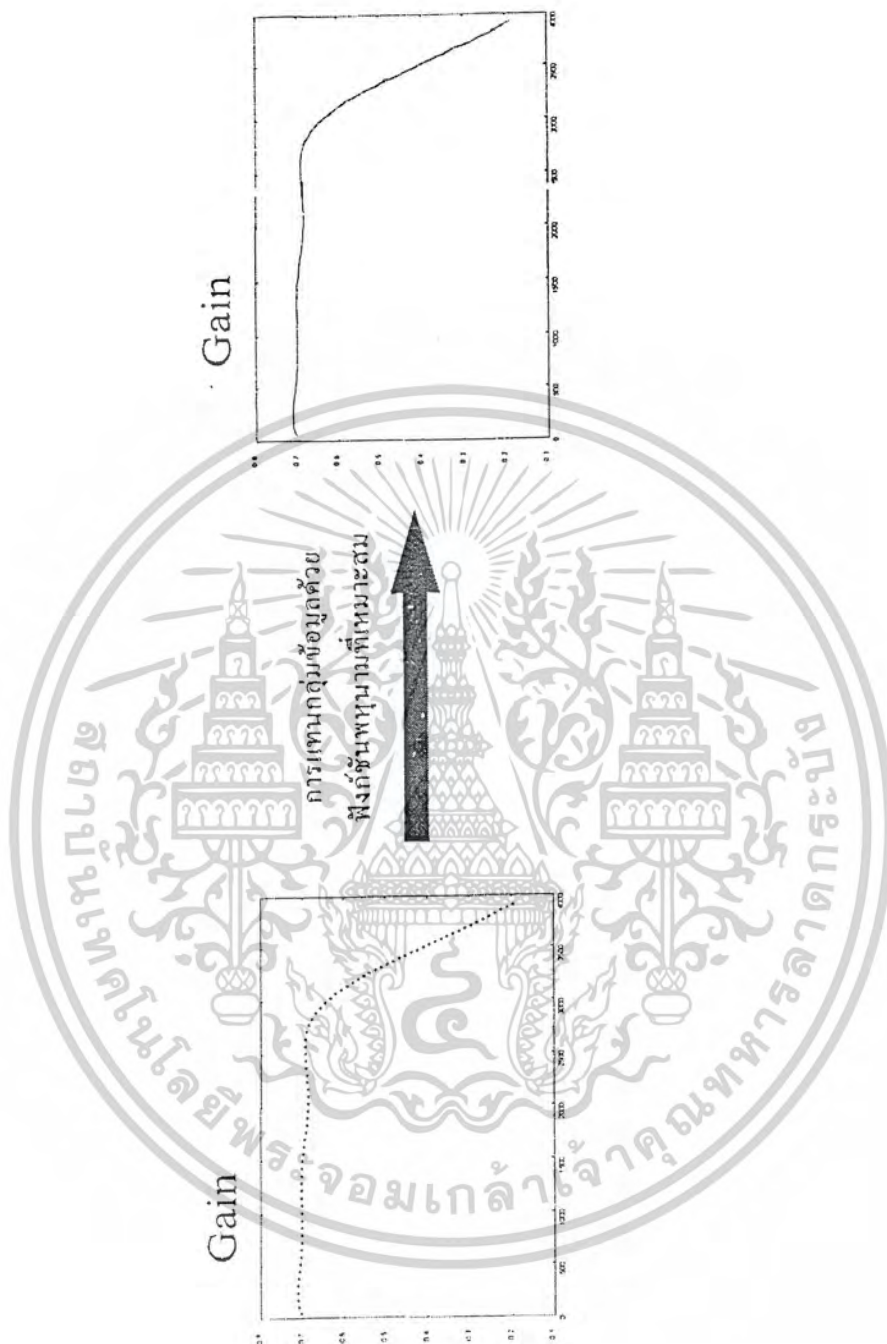
เมื่อทราบอัตราขยายของการ์ดเสียงแล้วทุกครั้งที่ได้รับสัญญาณเข้ามาให้ทำงาน DFT สัญญาณนั้นแล้วหารด้วยค่าอัตราขยายที่ความถี่ต่างๆของการ์ดเสียงกลับไป เพื่อชดเชยอัตราขยายของการ์ดเสียงที่มีอยู่เดิมและจะทำการ IDFT กลับก็จะได้สัญญาณเอาท์พุทที่ถูกดึงออกมาดังแสดงในรูปที่ 3.10 จากนั้นจะนำสัญญาณเอาท์พุทของแรงดันและกระแสที่ได้มานี้จะสามารถนำมาผ่านกระบวนการคำนวณใน MATLAB เพื่อหาค่าพารามิเตอร์ต่างๆที่ต้องการวัดตามสมการที่ 3.8-3.19 อีกครั้งหนึ่ง

จะเห็นได้ว่าก่อนการวัดทุกครั้งต้องมีการหาค่าอัตราขยายของการ์ดเสียงก่อนทุกครั้ง ซึ่งก็เหมือนกับเครื่องวัดทั่วไปที่จะต้องมีการเปรียบเทียบ (Calibrate) ก่อนทำการวัดทุกครั้ง ดังนั้นจะต้องสร้างฮาร์ดแวร์เพื่อทำหน้าที่ปรับเทียบเครื่องวัด โดยมีหน้าที่สร้างสัญญาณจตุรัสที่ทราบแอมพลิจูดแน่นอนเพื่อใช้ในการหาค่าอัตราขยายของการ์ดเสียง



ภาพที่ 3.8 ขั้นตอนการหาอัตราขยายของการ์ดเสียง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 3.9 การแทนกลุ่มข้อมูลด้วยฟังก์ชันพหุนามที่เหมาะสม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 3.10 ขั้นตอนการชดเชยสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 4

# การออกแบบซอฟต์แวร์และฮาร์ดแวร์

### 4.1 บทนำ

ดังที่กล่าวไว้แล้วว่าในงานวิจัยนี้จะต้องอาศัยคอมพิวเตอร์ในการประมวลผลเพื่อหาค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ แต่ก็มีใช้เครื่องคอมพิวเตอร์อย่างเดิวก่อนหน้านั้น ยังต้องมีอุปกรณ์ภายนอกเข้ามาช่วยทำงานด้วย โดยจะเห็นได้จากการทำงานของเครื่องวัดนี้จะต้องมีการหาอัตราขยายของการ์ดเสียงก่อนที่จะทำการวัดสัญญาณใด ๆ ดังนั้นจะต้องมีอุปกรณ์ตัวหนึ่งที่ทำหน้าที่ป้อนสัญญาณคลื่นจตุรัสที่ทราบค่าแน่นอนเพื่อใช้ในการหาอัตราขยายของการ์ดเสียง นอกจากนี้แล้วยังมีส่วนของอุปกรณ์ที่ใช้ในการรับสัญญาณจากภายนอกเพื่อส่งเข้าคอมพิวเตอร์อีกด้วย ทำให้ในการออกแบบเครื่องวัดนี้ต้องแบ่งการออกแบบออกเป็นสองส่วนใหญ ๆ ดังนี้

- การออกแบบในส่วนซอฟต์แวร์
- การออกแบบในส่วนฮาร์ดแวร์

### 4.2 การออกแบบซอฟต์แวร์

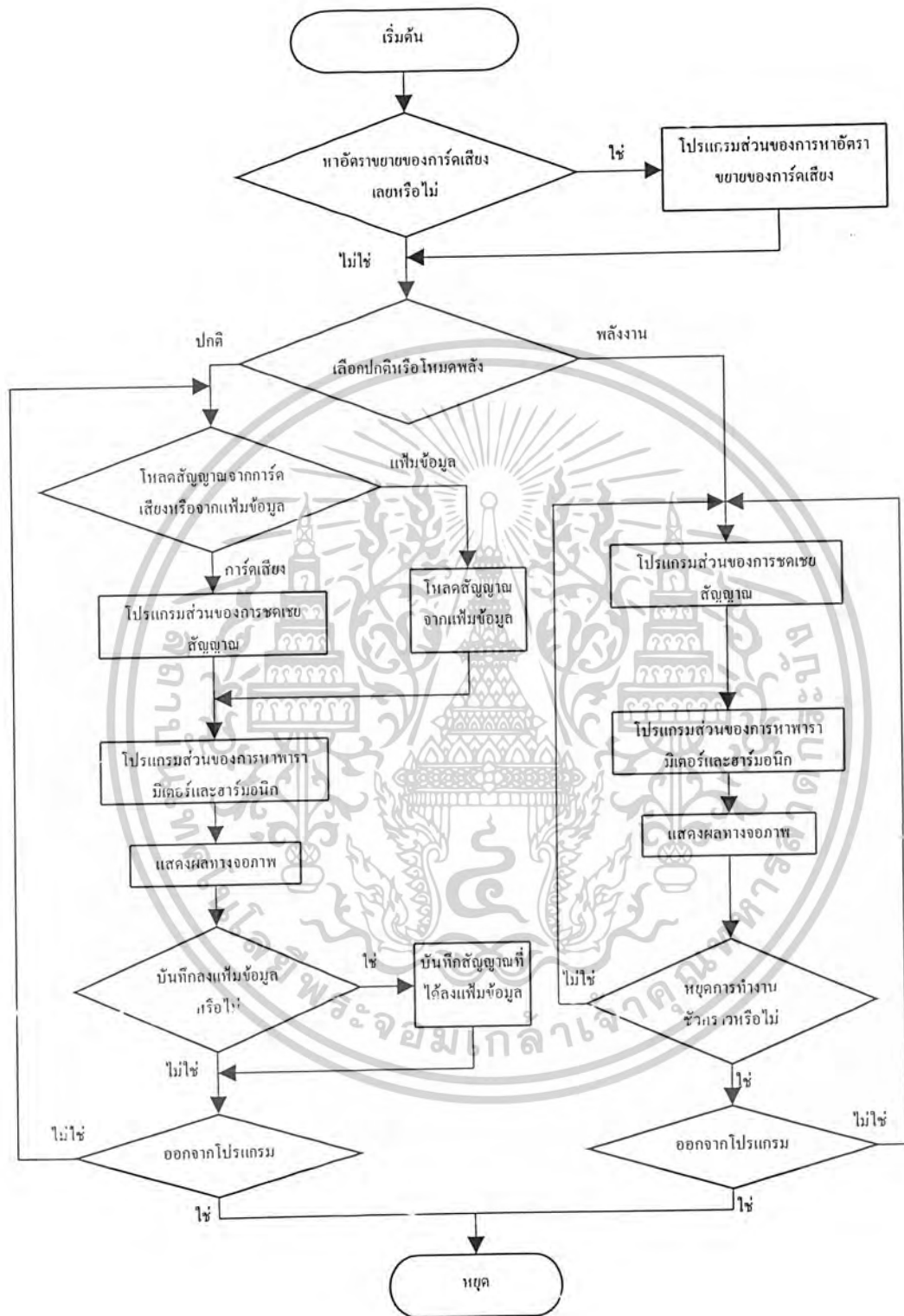
การออกแบบซอฟต์แวร์ในงานวิจัยนี้แบ่งออกเป็น 5 ส่วนใหญ่ ๆ ดังนี้

1. โปรแกรมหลัก
2. โปรแกรมส่วนของการหาอัตราขยายของการ์ดเสียง
3. โปรแกรมส่วนของการชดเชยสัญญาณที่ได้จากการ์ดเสียง
4. โปรแกรมส่วนของการคำนวณหาค่าพารามิเตอร์และฮาร์มอนิก
5. โปรแกรมส่วนของกราฟฟิกเพื่อการติดต่อกับผู้ใช้งาน

#### 4.2.1 โปรแกรมหลัก

ในส่วนของโปรแกรมหลักเป็นขั้นตอนของการเรียกโปรแกรมย่อยต่าง ๆ เข้ามาใช้ โดยมีขั้นตอนการทำงานดังภาพที่ 4.1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

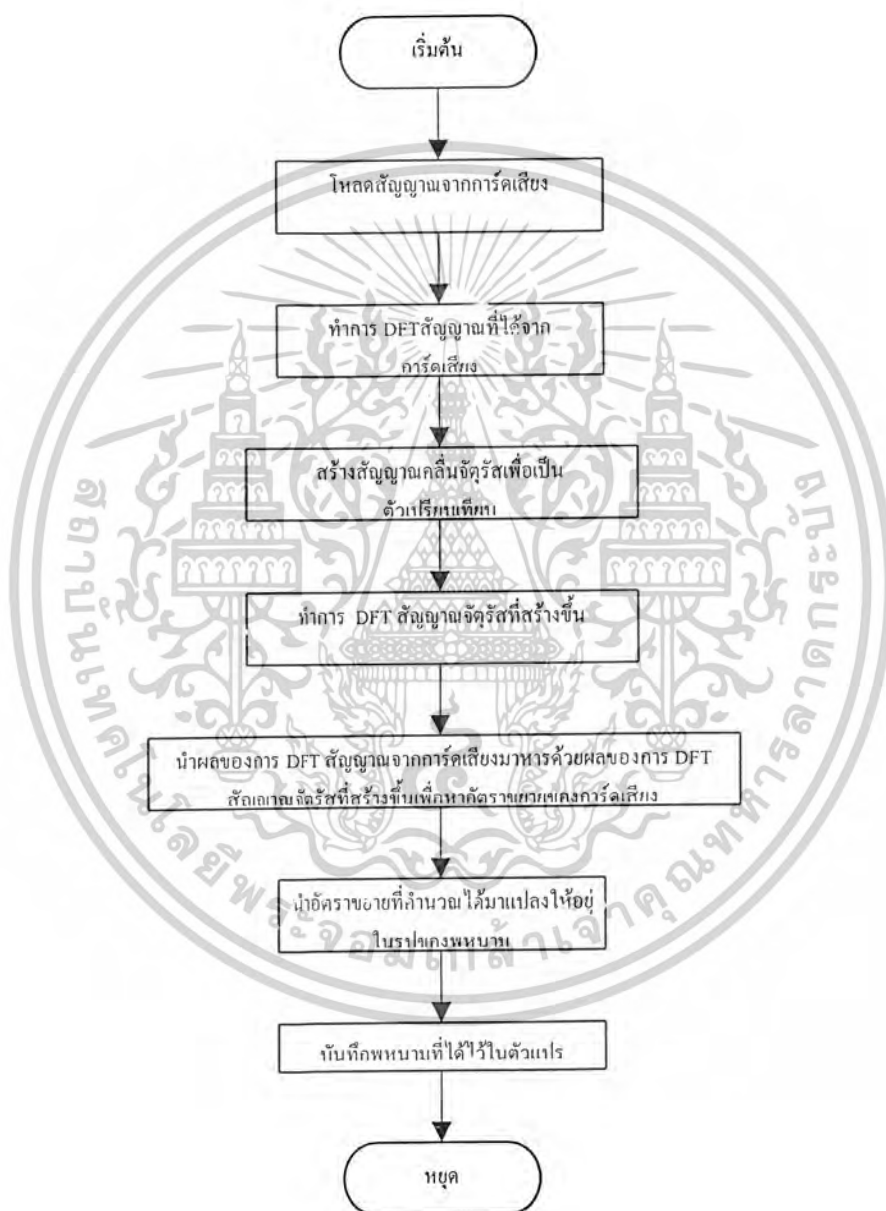


ภาพที่ 4.1 ขั้นตอนการทำงานของโปรแกรมหลัก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 4.2.2 โปรแกรมส่วนของการหาอัตราขยายของการ์ดเสียง

โปรแกรมส่วนของการหาอัตราขยายของการ์ดเสียงเป็นส่วนที่ทำหน้าที่ในการหาอัตราขยายของการ์ดเสียงแล้วแปลงให้อยู่ในรูปพหุนามเพื่อนำไปใช้ในการชดเชยสัญญาณต่อไป โดยมีขั้นตอนการทำงานดังภาพที่ 4.2

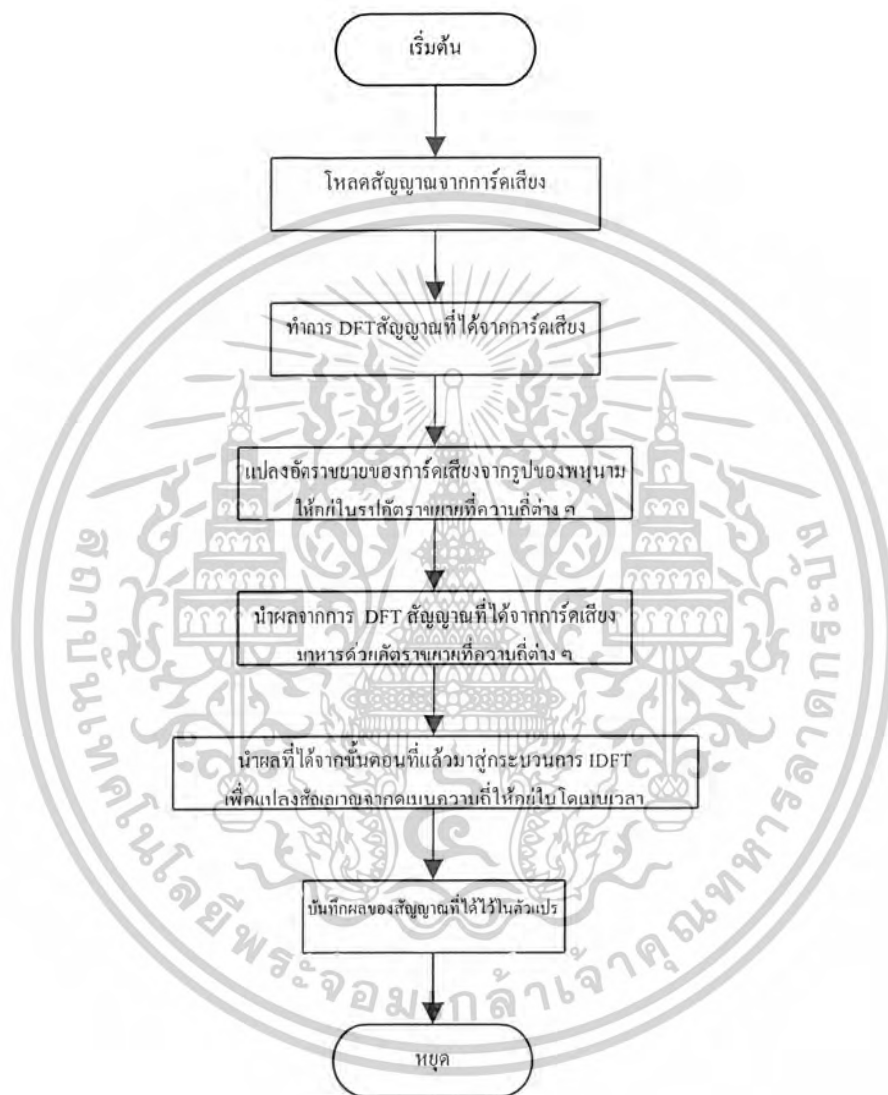


ภาพที่ 4.2 ขั้นตอนการทำงานของโปรแกรมส่วนของการหาอัตราขยายของการ์ดเสียง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 4.2.3 โปรแกรมส่วนของการชดเชยสัญญาณที่ได้จากการ์ดเสียง

โปรแกรมส่วนของการชดเชยสัญญาณที่ได้จากการ์ดเสียงเป็นส่วนที่หน้าที่ในการรับสัญญาณจากการ์ดเสียงแล้วชดเชยสัญญาณนั้นแล้วเก็บไว้ในรูปของตัวแปรก่อนที่จะนำไปหาค่าพารามิเตอร์และฮาร์มอนิกต่อไป โดยมีขั้นตอนการทำงานดังภาพที่ 4.3

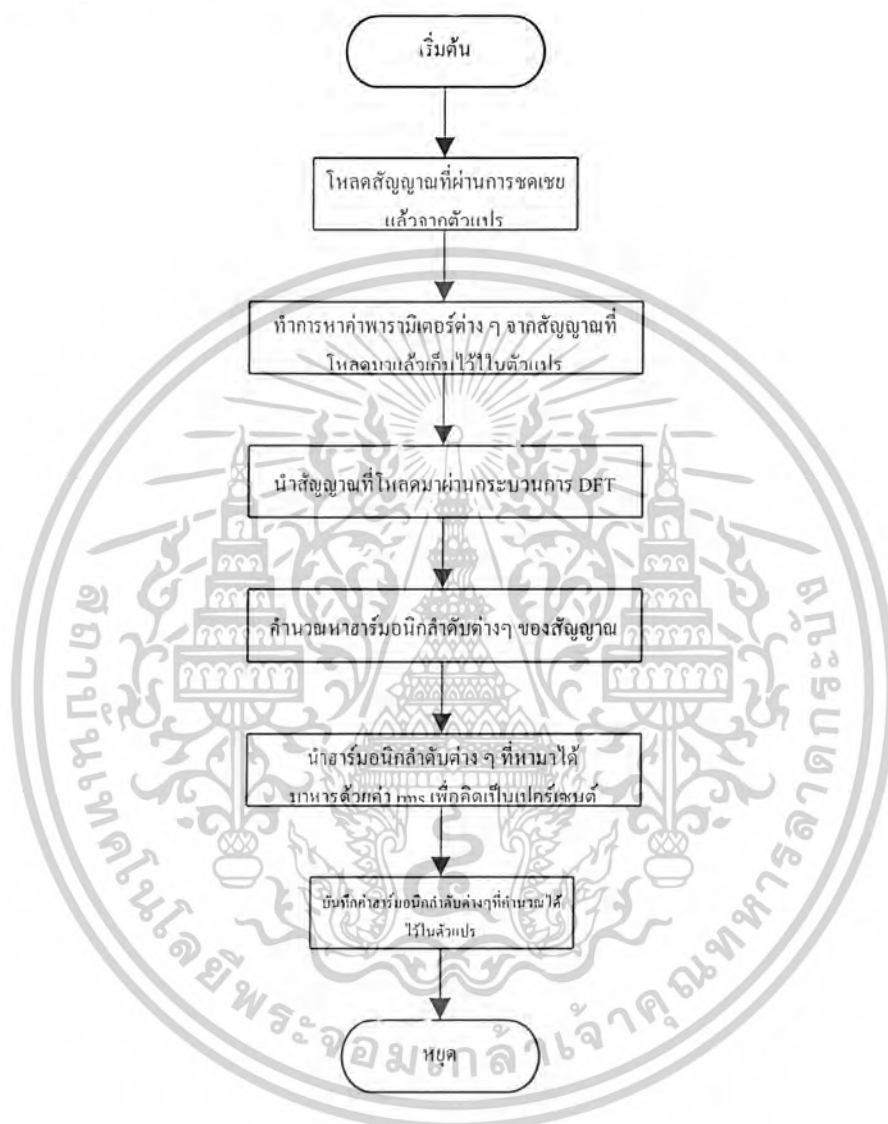


ภาพที่ 4.3 ขั้นตอนการทำงานของโปรแกรมส่วนของการชดเชยสัญญาณที่ได้จากการ์ดเสียง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 4.2.4 โปรแกรมส่วนของการคำนวณหาค่าพารามิเตอร์และฮาร์มอนิก

โปรแกรมส่วนของการคำนวณหาค่าพารามิเตอร์และฮาร์มอนิกเป็นส่วนที่ทำหน้าที่ในการนำสัญญาณที่ผ่านการชดเชยแล้วมาทำการคำนวณหาค่าพารามิเตอร์และฮาร์มอนิกที่ลำดับต่าง ๆ แล้วเก็บไว้ในรูปของตัวแปร โดยมีขั้นตอนการทำงานดังภาพที่ 4.4



ภาพที่ 4.4 ขั้นตอนการทำงานของโปรแกรมส่วนของการคำนวณหาค่าพารามิเตอร์และฮาร์มอนิก

#### 4.2.5 โปรแกรมส่วนของกราฟฟิกเพื่อการติดต่อผู้ใช้งาน

โปรแกรมส่วนของกราฟฟิกเพื่อการติดต่อผู้ใช้งานมิได้เป็นโปรแกรมย่อย แต่เป็นส่วนที่แทรกอยู่ตลอดการทำงานของโปรแกรมหลักและโปรแกรมย่อย ซึ่งจะทำหน้าที่ช่วยให้ผู้ใช้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โปรแกรมนี้ใช้งานได้สะดวกขึ้น โดยจะมีการสร้างเมนู ปุ่มกด และกราฟฟิกต่าง ๆ ให้ผู้ใช้งานได้สั่งการต่าง ๆ ให้โปรแกรมทำงานตามความต้องการของผู้ใช้

### 4.3 การออกแบบฮาร์ดแวร์

ฮาร์ดแวร์ที่ใช้ในงานวิจัยนี้แบ่งออกเป็น 3 ส่วนดังนี้

1. วงจรฮาร์ดแวร์เพื่อปรับเทียบเครื่องวัดและรับสัญญาณ
2. วงจรฮาร์ดแวร์เพื่อลดทอนสัญญาณให้เหมาะสมกับเครื่องวัดและแยกกราวด์ของสัญญาณที่จะวัดกับเครื่องวัด
3. วงจรฮาร์ดแวร์เพื่อการเก็บข้อมูลค่าพลังงานไฟฟ้า

#### 4.3.1 วงจรฮาร์ดแวร์เพื่อปรับเทียบเครื่องวัดและรับสัญญาณ

ฮาร์ดแวร์ที่สร้างขึ้นมานี้สามารถทำงานได้ 2 หน้าที่ได้ในตัวเดียวกันคือ หน้าที่ปรับเทียบเครื่องวัดและหน้ารับสัญญาณที่ต้องการวัด จึงต้องมีสวิตช์เพื่อเลือกหน้าที่การทำงาน โดยจะแบ่งเป็น 3 ส่วน ส่วนแรกคือส่วนสร้างสัญญาณจตุรัสที่ทราบค่าแน่นอนและสามารถเลือกแอมพลิจูดที่แน่นอนได้ โดยจะทำงานในหน้าที่ปรับเทียบเครื่องวัด โดยโปรแกรมจะนำสัญญาณในส่วนนี้ไปทำการคำนวณหาอัตราขยายของการ์ดเสียง ส่วนที่สองคือวงจรขยายจะทำหน้าที่ขยายสัญญาณที่ต้องการวัดให้ได้แอมพลิจูดที่เหมาะสมก่อนที่จะเข้าสู่เครื่องคอมพิวเตอร์ ส่วนที่สามคือส่วนของวงจรกรองความถี่แบบต่ำผ่าน ทำหน้าที่ในการกรองความถี่สูงออกจากสัญญาณเพื่อให้มั่นใจได้ว่าความถี่สูง ๆ ที่เกิบนานในการวัดจะถูกตัดออกไปก่อนที่จะส่งไปยังการ์ดเสียงเพื่อเข้าสู่คอมพิวเตอร์ต่อไปดังภาพที่ 4.5 และ 4.7

##### 4.3.1.1 หน้าที่ปรับเทียบเครื่องวัด

วงจรจะสร้างสัญญาณคลื่นจตุรัส โดยการรับสัญญาณจากแหล่งจ่ายสัญญาณคลื่นไซน์ 50 Hz แล้วนำมาผ่าน วงจรเปรียบเทียบเพื่อให้ได้สัญญาณคลื่นจตุรัสออกมาแล้วผ่านวงจรขยายเพื่อขยายขนาดสัญญาณให้ได้ตามย่านการวัดก่อนจะส่งไปรอที่สวิตช์เลือกโหมดการทำงานดังภาพที่ 4.5 และ 4.8

##### 4.3.1.2 หน้าที่รับสัญญาณที่ต้องการวัด

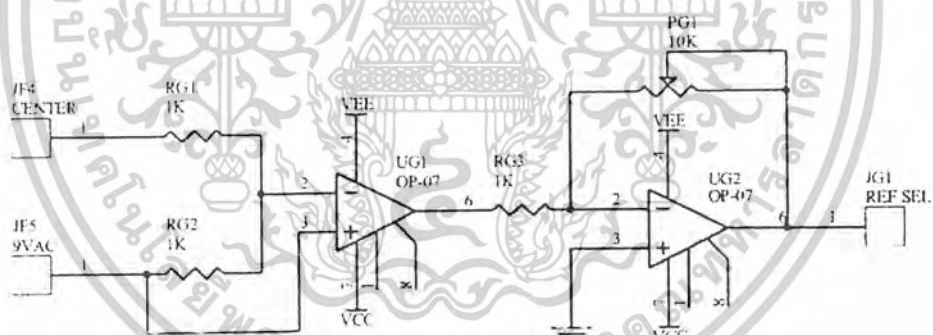
เมื่อสัญญาณที่ต้องการวัดผ่านสวิตช์เลือกโหมดการทำงานเข้ามา จะนำสัญญาณนั้นมาผ่านวงจรกันชน (Buffer) เพื่อป้องกันการผิดเพี้ยนของสัญญาณเมื่อมีการดึงกระแสไปใช้งานมาก ๆ จากนั้นจะเข้าสู่วงจรขยายสัญญาณเพื่อให้ได้สัญญาณที่เหมาะสมกับเครื่องวัดโดยผู้ใช้

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ของงานวิจัยการศึกษาระดับปริญญาโท สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี เมื่อผู้ใดนำเอกสารนี้ไปใช้ประโยชน์ในทางอื่นโดยไม่ได้รับอนุญาตจากเจ้าของลิขสิทธิ์จะถือว่าผิดกฎหมายและจะดำเนินคดีตามกฎหมายต่อไป

อัตราขยายของวงจรรองความถี่ต่ำผ่านซึ่งมีอัตราขยายสูงจนอาจจะทำให้สัญญาณมีขนาดใหญ่เกินกว่าการ์ดเสียงจะรับได้ซึ่งวงจรส่วนนี้ใช้ไม่สามารถปรับค่าได้ จากนั้นสัญญาณจะผ่านไปยัง วงจรรองแบบความถี่ต่ำผ่านเพื่อรองความถี่ที่สูงเกินกว่า่านการวัดของเครื่องวัดออกไปก่อนที่จะป้อนเข้าสู่การ์ดเสียงต่อไป ซึ่งวงจรทั้งหมดนี้จะถูกสร้างขึ้นมาสองชุดเพื่อทำงานพร้อมกันในแต่ละช่องสัญญาณดังแสดงในภาพที่ 4.7 และ 4.8

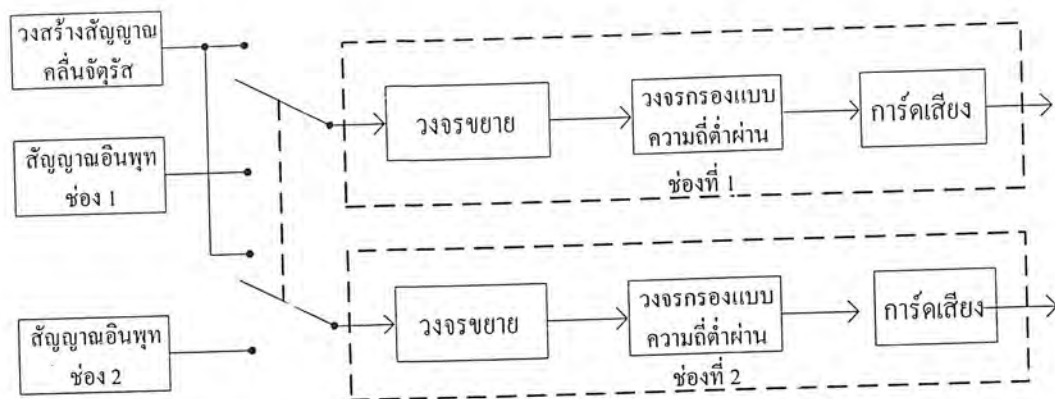


ภาพที่ 4.5 บล็อกไดอะแกรมของวงจรสร้างคลื่นจัตุรัส



ภาพที่ 4.6 วงจรสร้างคลื่นจัตุรัส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 4.7 บล็อกไดอะแกรมของวงจรโดยรวม

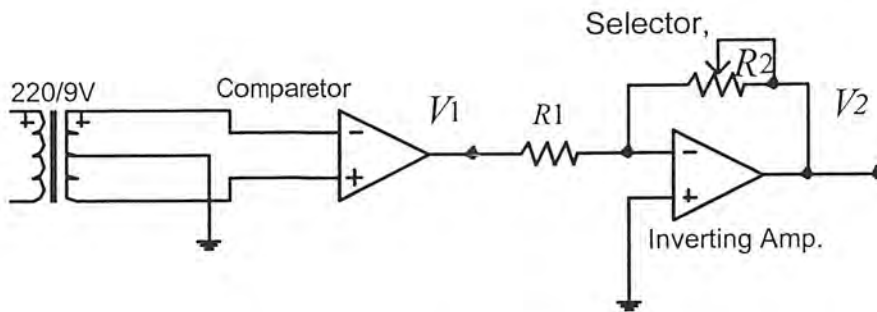


ภาพที่ 4.8 วงจรฮาร์ดแวร์ เพื่อเปรียบเทียบเครื่องวัดและรับสัญญาณ

#### 4.3.1.3 ขั้นตอนการออกแบบ

วงจรถ่ายสัญญาณหลากหลายแอมพลิจูดทำได้โดยใช้วงจรเปรียบเทียบและวงจรถ่ายกลับเฟสดังภาพที่ 4.9

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 4.9 วงจรเปรียบเทียบและวงจรกลับเฟส

โดยที่

$$V_2 = - (R_2 / R_1) \times V_1 \tag{4.1}$$

ขั้นตอนการเลือกค่า  $R_1$  และ  $R_2$

จะต้องทราบระดับสัญญาณค่าเข้า ( $V_1$ ) ในที่นี้ให้เป็น 14.5 V และระดับสัญญาณค่าออก ( $V_2$ ) ที่ต้องการให้มีค่าเป็น 0.2,0.4,0.5,0.7,0.9,1.0,1.2,1.3,1.5,1.7,1.8,2.0 V แล้วเลือกค่า  $R_1$  ที่เหมาะสมซึ่งในที่นี้ใช้ 1 k $\Omega$  แล้วหาค่า  $R_2$  โดยใช้สมการที่ 36 และจะได้ค่าดังตารางที่ 2

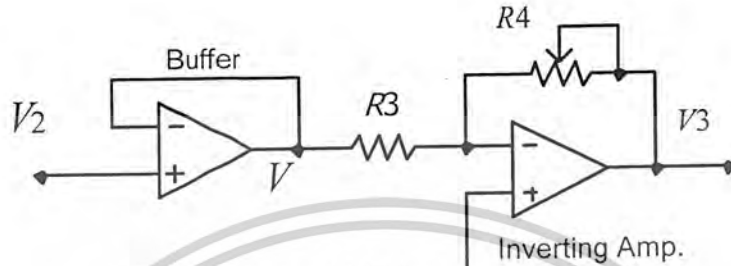
$R_2$  ที่ใช้ควรเป็นชนิดที่สามารถปรับค่าได้ละเอียดมาก ๆ และควรปรับเทียบค่าแรงดันขาออกกับเครื่องมือวัดที่มีความถูกต้องแม่นยำสูง ทั้งนี้เพราะว่าค่าแรงดันขาออกนั้นจะใช้อ้างอิงในการใช้งานจริง

ตารางที่ 4.1 ค่า  $R_1$  และ  $R_2$  ที่ใช้ในวงจรเพื่อปรับแรงดัน  $V_2$  ให้ได้ตามต้องการ

$V_1$ (V)	$R_1$ ( $\Omega$ )	$V_2$ (V)	$R_2$ ( $\Omega$ )
14.5	1k	0.2	13.79
		0.4	27.59
		0.5	34.48
		0.7	48.28
		0.9	62.07
		1.0	68.97
		1.2	82.76
		1.3	89.66
		1.5	103.45
		1.7	117.24
		1.8	124.14
2.0	137.93		

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การปรับเพิ่มหรือลดค่าสัญญาณขาเข้าให้มีค่าที่เหมาะสมกับการ์ดเสียงรับได้นั้นใช้วงจรขยายกลับเฟสแต่ควรใช้วงจรกันชนเข้าร่วมด้วยเพื่อลดการจ่ายกระแสจากแหล่งจ่ายโดยตรงทั้งนี้ถ้าหากแหล่งจ่ายไม่สามารถจ่ายกระแสได้เพียงพอ จะทำให้แรงดันของแหล่งจ่ายผิดปกติไปเป็นผลให้ค่าที่วัดผิดเพี้ยนได้ มีรูปวงจรดังภาพที่ 4.10



ภาพที่ 4.10 วงจรกันชนและวงจรขยายกลับเฟส

โดยที่

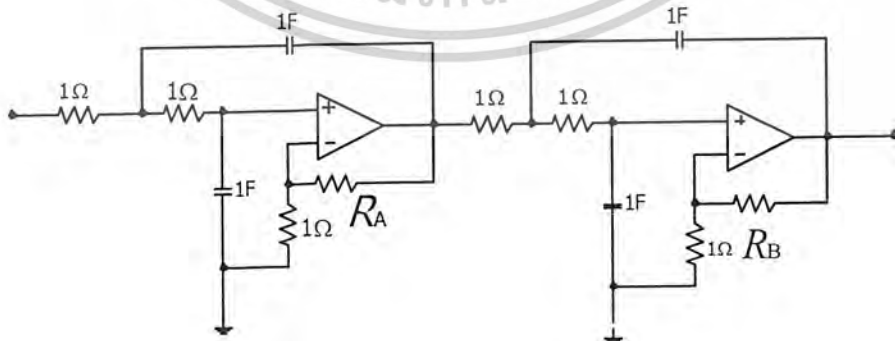
$$V_3 = -(R_4/R_3) \times V_2 \tag{4.2}$$

ขั้นตอนการเลือกค่า  $R_3$  และ  $R_4$

ในที่นี้จะใช้อัตราขยายได้สูงสุด 5 เท่า และจะเลือก  $R_3 = 200 \Omega$  เพราะฉะนั้นจึงใช้  $R_4$  ที่เป็นค่าความต้านทานชนิดปรับค่าได้ (Variable Resistor) ขนาด  $1 \text{ K}\Omega$

การความถี่สูงออกเพื่อให้การ์ดเสียงรับสัญญาณในย่านความถี่ที่ต้องการเท่านั้นทำได้โดยใช้วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านในที่นี้จะใช้วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบบัตเตอร์เวิร์ทลำดับที่สี่ สมการของวงจรกรองความถี่แบบต่ำผ่านแบบบัตเตอร์เวิร์ทลำดับที่สี่

$$B(s) = (s^2 + 0.7654s + 1)(s^2 + 1.8478s + 1) \tag{4.3}$$



ภาพที่ 4.11 วงจรกรองความถี่แบบต่ำผ่านแบบบัตเตอร์เวิร์ทลำดับที่สี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อัตราขยาย

$$A_{A,B} = 3 - (1/Q_{A,B}) \quad (4.4)$$

$$R_{A,B} = A_{A,B} - 1 \quad (4.5)$$

การสเกลความถี่

$$\alpha = 2\pi f \quad (4.6)$$

$$C = 1/\alpha \quad (4.7)$$

การสเกลอิมพีแดนซ์

$$C_{Scale} = C/Const. \quad (4.8)$$

$$R_{Scale} = R \times Const. \quad (4.9)$$

ขั้นตอนการเลือกค่าต่าง ๆ ของอุปกรณ์

จากสมการที่ 4.3 จะได้

$$1/Q_A = 0.7654 \text{ และ } 1/Q_B = 1.8478$$

จากสมการที่ 4.4 และ 4.5 จะได้

$$R_A = A_A - 1 = 3 - (1/Q_A) - 1 = 2 - (1/Q_A) = 2 - 0.7654 = 1.2346 \Omega$$

$$R_B = A_B - 1 = 3 - (1/Q_B) - 1 = 2 - (1/Q_B) = 2 - 1.8478 = 0.1522 \Omega$$

กำหนดให้  $f = 5.5 \text{ kHz}$  และค่าคงที่  $= 1000$

จากสมการที่ 4.6 และ 4.7 จะได้

$$C_{ทุกตัว} = 1/2\pi f = 1/(2\pi * 5.5k) = 28.937 \mu F$$

จากสมการที่ 4.8 และ 4.9 จะได้

$$C_{ที่ใช้จริงทุกตัว} = C_{ทุกตัว} / \text{ค่าคงที่} = 28.937 \text{ nF}$$

$$R_{Scale} = R * \text{ค่าคงที่}$$

$$R_A = 1234.6 \Omega$$

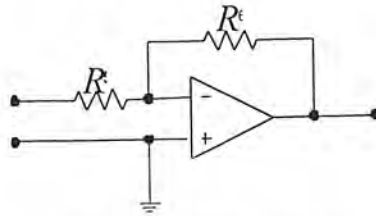
$$R_B = 152.2 \Omega$$

$$R_{ที่อื่น ๆ} = 1 \text{ k}\Omega$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะเห็นว่าอัตราขยายของวงจรความถี่นั้นจะไม่เท่ากับหนึ่ง ซึ่งจำเป็นที่จะต้องทำให้เท่ากับหนึ่ง โดยอาศัยวงจรขยายกลับเฟสก่อนที่จะเข้าวงจรความถี่ซึ่งค่าความต้านในวงจรวินโดย

$$A_A A_B = R_5 / R_6 \quad (4.10)$$



ภาพที่ 4.12 วงจรขยายกลับเฟส

ขั้นตอนการหาค่า  $R_5$  และ  $R_6$

จากสมการที่ 4.3 จะได้

$$A_A = 3 - (1/Q_A) = 3 - 0.7654 = 2.2346$$

$$A_B = 3 - (1/Q_B) = 3 - 1.8478 = 1.1522$$

กำหนดให้  $R_5 = 2 \text{ k}\Omega$

จากสมการที่ 4.10 จะได้

$$R_6 = A_A A_B R_5 = 2.2346 * 1.1522 * 2 \text{ k} = 5149.41 \text{ }\Omega$$

#### 4.3.2 วงจรฮาร์ดแวร์เพื่อลดทอนสัญญาณให้เหมาะสมกับเครื่องวัดและแยกกราวด์ของสัญญาณที่จะวัดกับเครื่องวัด

การวัดสัญญาณที่มีความแรงของสัญญาณมากเกินขีดจำกัดของเครื่องวัด จะทำให้เครื่องวัดเสียหายได้ ดังนั้นจึงต้องมีการลดทอนสัญญาณที่ต้องการวัดให้อยู่ในย่านที่เครื่องวัดรับได้เสียก่อน และมีการแยกกราวด์เพื่อป้องกันการลัดวงจร ซึ่งอาจสร้างความเสียหายให้กับเครื่องวัดได้เช่นกัน ดังนั้นในงานวิจัยนี้จึงต้องมีวงจรนี้ทำหน้าที่ดังกล่าวโดยจะแยกวงจรออกเป็นสองส่วน ในส่วนแรกเป็นส่วนของการลดทอนและแยกกราวด์ของสัญญาณแรงดันโดยใช้หม้อแปลงไฟฟ้าขนาด 220/12 โวลท์ จากนั้นจะนำสัญญาณมาผ่านวงจรลดทอนเพื่อลดขนาดสัญญาณ ให้ได้อัตราขยายรวมกับหม้อแปลงแล้วเป็น 400/1 โวลท์ เพื่อให้ได้สัญญาณที่มีขนาดเหมาะสมกับเครื่องวัดก่อนที่จะเข้าสู่วงจรกันชนเพื่อป้องกันการผิดเพี้ยนของสัญญาณ ในกรณีที่มีการดึงกระแสไปใช้งานมาก ๆ ดังวงจรในภาพที่ 4.13 วงจรแยกส่วนที่สองเป็นส่วนของการเปลี่ยนสัญญาณกระแสให้เป็นสัญญาณแรงดัน การลดทอนและการแยกกราวด์ของสัญญาณ เนื่องจากสัญญาณนี้จะวัดสัญญาณในรูปของ

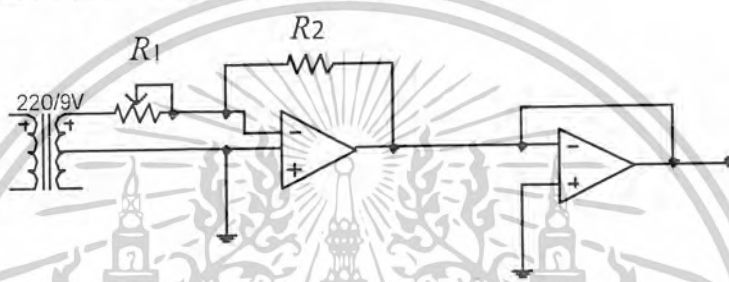
แรงดัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้นในการวัดสัญญาณกระแสจึงต้องมีการเปลี่ยนสัญญาณกระแสให้เป็นสัญญาณแรงดันเสียก่อน โดยใช้ Hall Effect Current Sensor แล้วจึงนำมาผ่านวงจรกันชนเพื่อป้องกันการผิเคเสียหายของสัญญาณในกรณีที่มีการดึงกระแสไปใช้มาก ๆ จากนั้นจะผ่านวงจรขยายเพื่อขยายสัญญาณให้ได้ อัตราขยายรวม 10A/1V เพื่อให้ได้ขนาดสัญญาณที่เหมาะสมกับการวัดของเครื่องวัดดังแสดงไว้ใน วงจรภาพที่ 4.14

#### 4.3.2.1 ขั้นตอนการออกแบบ

ในการลดทอนสัญญาณแรงดันจากระบบไฟฟ้าจะใช้หม้อแปลงไฟฟ้าลดระดับแรงดันและวงจรขยายกลับเฟสซึ่งมีวงจรกันชนร่วมดังภาพที่ 4.13



ภาพที่ 4.13 วงจรลดทอนและแยกกราวด์ของสัญญาณแรงดัน

หาขนาด  $R_1$  และ  $R_2$  โดยยึดหลัก

$$\text{Gain} = R_2/R_1 \quad (4.11)$$

และปรับอัตราขยายที่  $R_1$  ให้ได้ค่าตามต้องการ  
ขั้นตอนการเลือกค่า  $R_1$  และ  $R_2$

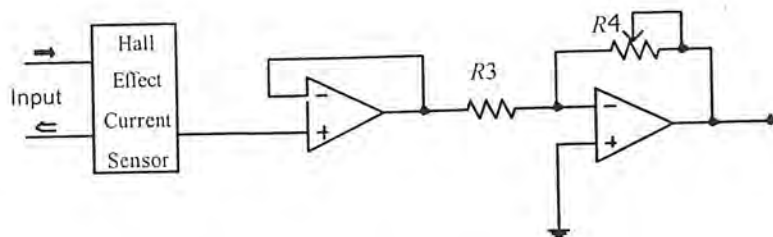
ต้องการให้เป็นการลดระดับแรงดันจาก 400 V เป็น 1V ซึ่งจะได้อัตราขยายรวมเท่ากับ 1/400 เนื่องจากมีหม้อแปลงในการลดทอนสัญญาณไปในระดับหนึ่งแล้ว และกำหนดให้ใช้ค่า  $R_2 = 1\text{k}\Omega$  ก็เหลือแต่การเลือกค่า  $R_1$  ซึ่งสามารถหาได้โดย

$$R_1 = 220R_2/9/400 = 51.11 \text{ k}\Omega$$

เพื่อให้ได้ค่าที่ลดทอนถูกต้องและแน่นอน ควรใช้  $R_1$  เป็นความต้านทานที่สามารถปรับค่าได้ละเอียดและต้องใช้เครื่องมือที่มีความแม่นยำในการปรับเทียบการลดทอนสัญญาณ ให้มีค่าถูกต้อง

ในการแปลงสัญญาณกระแสให้เป็นแรงดันโดยใช้ Hall Effect Current Sensor และวงจรขยายกลับเฟสซึ่งควรใช้วงจรกันชนร่วมด้วยดังภาพที่ 4.14

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 4.14 วงจรแปลงสัญญาณกระแสเป็นแรงดัน ลดทอน และแยกกราวด์สัญญาณ

หาขนาด  $R_3$  และ  $R_4$  โดยยึดหลัก

$$\text{Gain} = R_4/R_3 \quad (4.12)$$

โดยปรับอัตราขยายที่  $R_4$  ให้ได้ค่าตามต้องการ

ขั้นตอนการหาค่า  $R_3$  และ  $R_4$

กำหนดว่าสัญญาณกระแสเข้า 10A จะให้ออกเป็นสัญญาณแรงดัน 1V โดยที่สัญญาณที่ออกจาก Hall Effect Current Sensor นั้นจะมีค่าประมาณ 0.1V เมื่อมีกระแสเข้า 10 A เพราะฉะนั้นจะต้องใช้อัตราขยายของวงจรขยายกลับเฟสเท่ากับ 10 เลือค่า  $R_3 = 5 \text{ k}\Omega$  และเลือกใช้ค่า

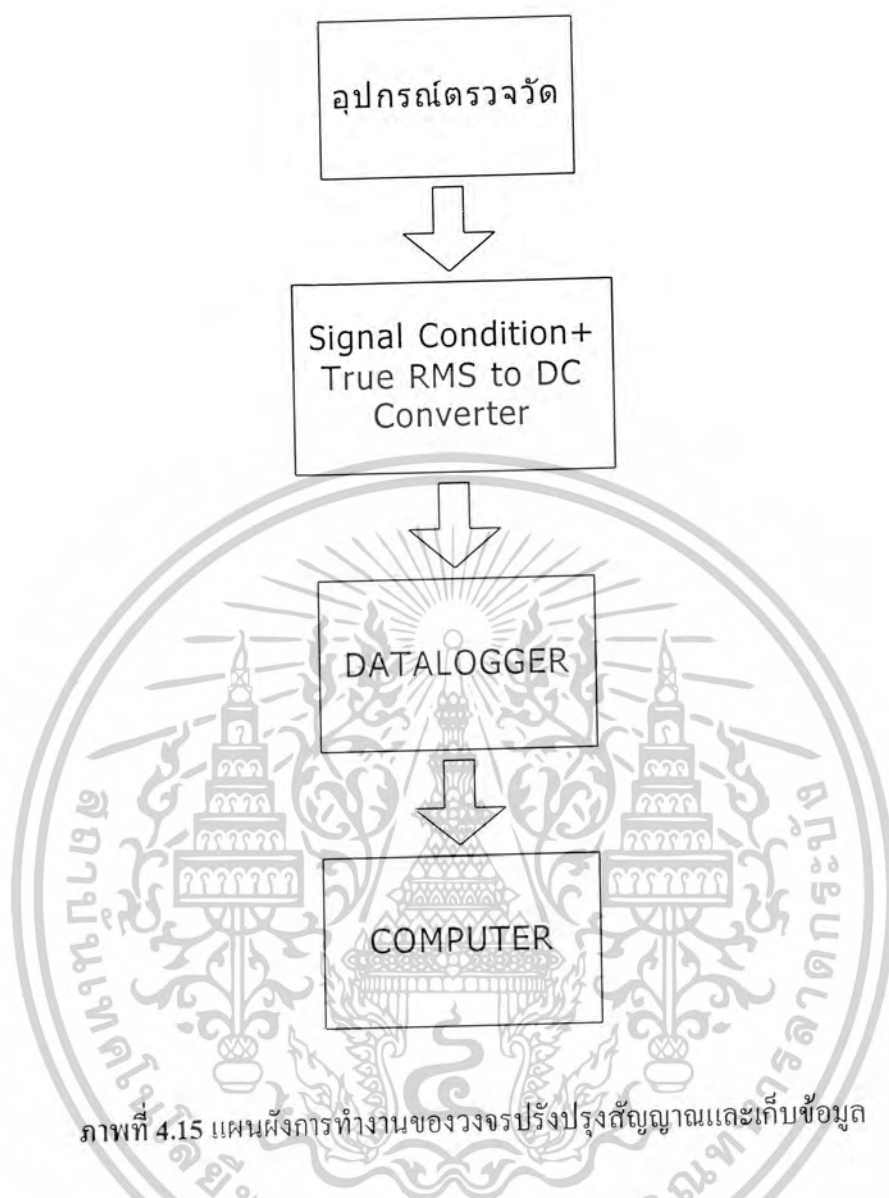
$$R_4 = 50 \text{ k}\Omega$$

$R_4$  ที่ใช้ควรเป็นตัวต้านที่สามารถปรับค่าให้ละเอียดได้มาก ๆ และต้องใช้เครื่องมือวัดที่มีความถูกต้องและแม่นยำสูงในการหาค่าอัตราขยายที่ถูกต้องให้ได้ 10A/1V ตามที่ต้องการ

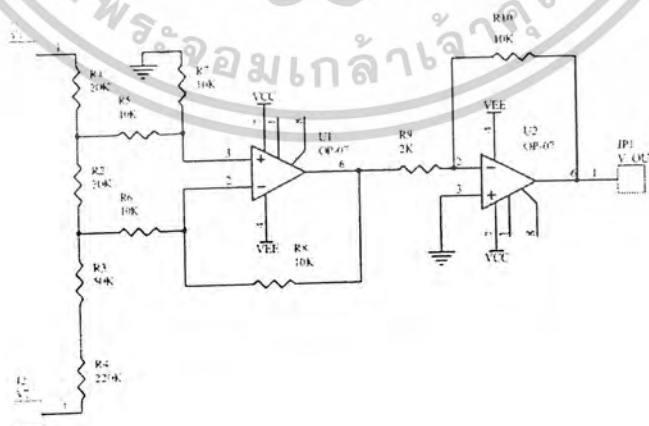
#### 4.3.3 วงจรฮาร์ดแวร์เพื่อการปรับปรุงสัญญาณและการเก็บข้อมูล

การทำงานของภาคนี้จะแบ่งออกเป็น 2 ส่วน คือส่วนที่ทำหน้าที่เป็น Signal Condition เพื่อปรับปรุงสัญญาณอินพุต ที่ได้จากตัวตรวจวัดแรงดันและกระแสให้เป็นสัญญาณที่มีความเหมาะสมกับไมโครคอนโทรลเลอร์ โดยจะอาศัยหลักการ การรับค่าที่ได้จากตัวตรวจวัดแรงดันและกระแสของโหนดผ่านยังวงจร Signal Condition ซึ่งจะประกอบด้วยวงจรแอมป์แรงดันและกระแสก่อนจะส่งต่อไปยังอินพุตของออปแอมป์ซึ่งต่อเป็นวงจรขยาย และนำสัญญาณที่ได้เข้าสู่อุปกรณ์แปลงสัญญาณ RMS เป็นกระแสตรงโดยอุปกรณ์แปลงสัญญาณ AD636 (True RMS to DC Converter) ก่อนส่งต่อไปยังไมโครคอนโทรลเลอร์เพื่อทำการประมวลผลและเก็บข้อมูล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

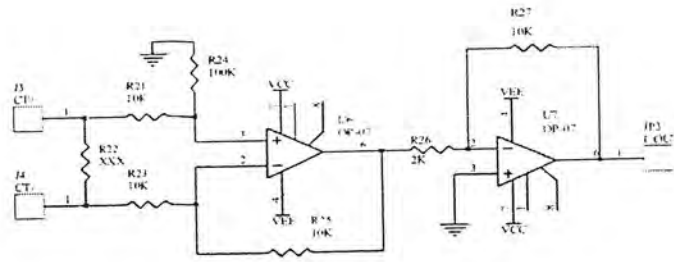


ภาพที่ 4.15 แผนผังการทำงานของวงจรปรับปรุงสัญญาณและเก็บข้อมูล



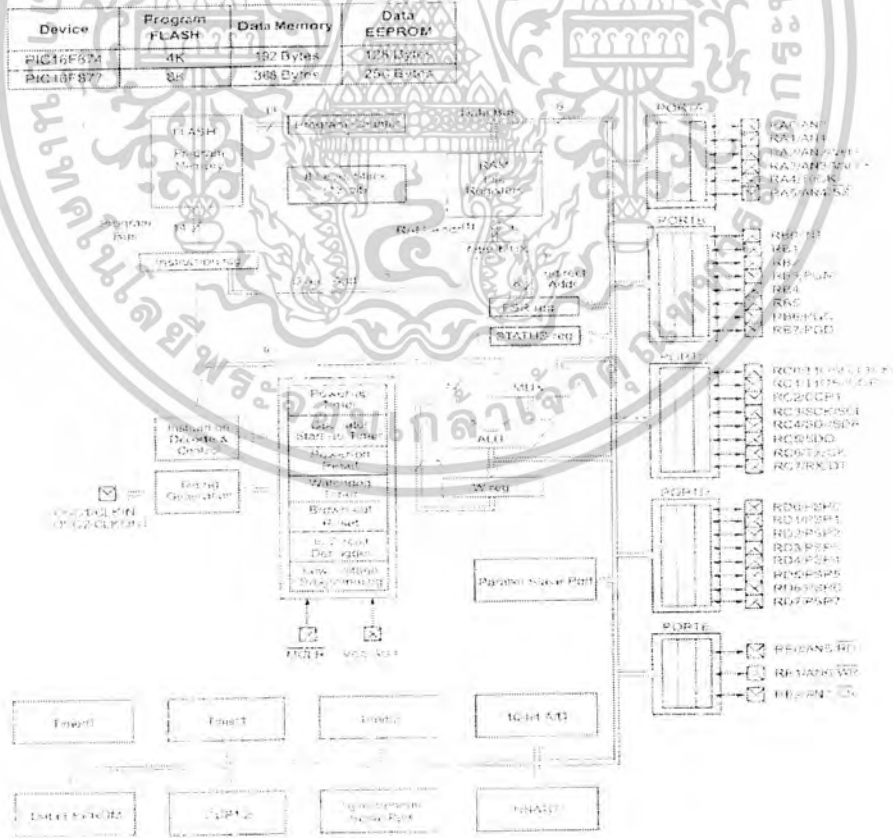
ภาพที่ 4.16 วงจรปรับปรุงแรงดัน (Voltage Signal Condition)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 4.17 วงจรปรับปรุงกระแส (Current Signal Condition)

ส่วนที่สองจะเป็นการประมวลผลและการเก็บข้อมูลโดยจะอาศัยไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล PIC เบอร์ PIC16F877 เพราะไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล PIC จะมีฟังก์ชันการใช้งานต่างๆ มากมาย เช่น โมดูล Analog to Digital, Timer/Counter, USART และอื่นๆ ดังนั้นด้วยความสามารถของไมโครคอนโทรลเลอร์ดังกล่าว จึงทำให้สามารถลดในส่วนของฮาร์ดแวร์บางส่วนได้



ภาพที่ 4.18 แสดงสถาปัตยกรรมภายในของไมโครคอนโทรลเลอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 5

### ผลการทดลอง

#### 5.1 บทนำ

ในบทนี้จะกล่าวถึงผลการทดลอง การทำงาน ในวงจรส่วนต่างๆ ของปริยญานินพณ์ฉบับนี้ ว่ามีผลการทดลองที่เป็นไปได้ตามที่ออกแบบไว้หรือไม่ โดยการใช้เครื่องมือวัดทำการตรวจสอบผลของรูปสัญญาณ การทำงานของวงจรในส่วนต่างๆที่สร้างขึ้นซึ่งสามารถแบ่งออกเป็นผลการทดลองในส่วนต่างๆดังนี้

1. การวัดสัญญาณของวงจรสร้างคลื่นจัตุรัส
2. การทดลองเปรียบเทียบเฟสของสัญญาณแรงดันและกระแส
3. การทดลองโปรแกรมแสดงผลโดยใช้ MATLAB

#### 5.2 การวัดสัญญาณในภาคต่างๆ

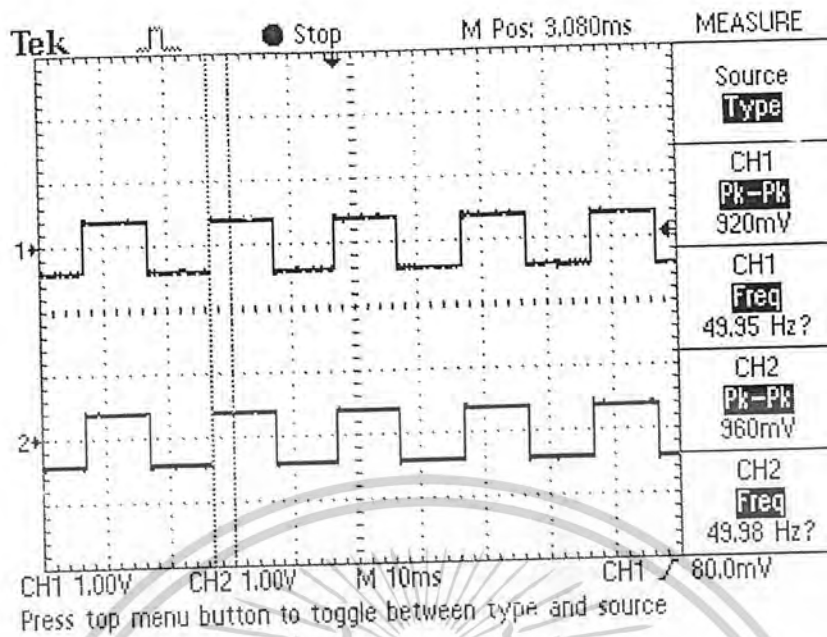
##### 5.2.1 การวัดสัญญาณของวงจรสร้างคลื่นจัตุรัส

สำหรับการวัดสัญญาณสร้างคลื่นจัตุรัสนั้น เป็นการทดลองการสร้างสัญญาณมาตรฐานเพื่อทำการเปรียบเทียบกับสัญญาณคลื่นจัตุรัสที่สร้างขึ้น โดยสัญญาณคลื่นจัตุรัสนี้จะใช้ในการหาอัตราขยายของการ์ดเสียง

ขั้นตอนการทดลอง

1. นำสายวัดสัญญาณของออสซิลอสโคปช่องที่ 1 วัดสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากวงจรสร้างสัญญาณจัตุรัส
2. สังเกตหน้าจอของออสซิลอสโคป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



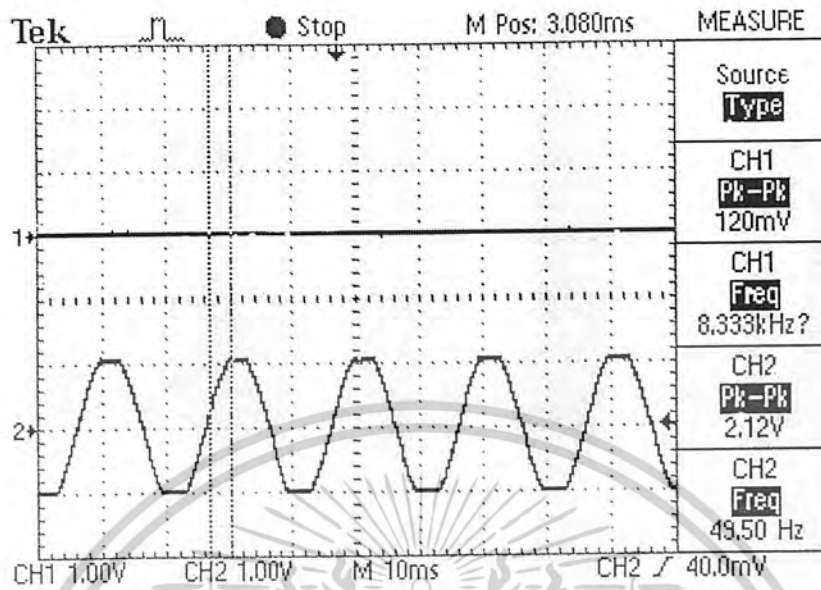
ภาพที่ 5.1 แสดงลักษณะของสัญญาณที่ได้จากการเปรียบเทียบสัญญาณคลื่นจักระัสมาตรฐานกับสัญญาณคลื่นจักระัสที่ได้จากการวัดเสียง

### 5.2.2 การทดลองเปรียบเทียบเฟสของแรงดันและกระแสของวงจรลดทอนแรงดันและกระแส

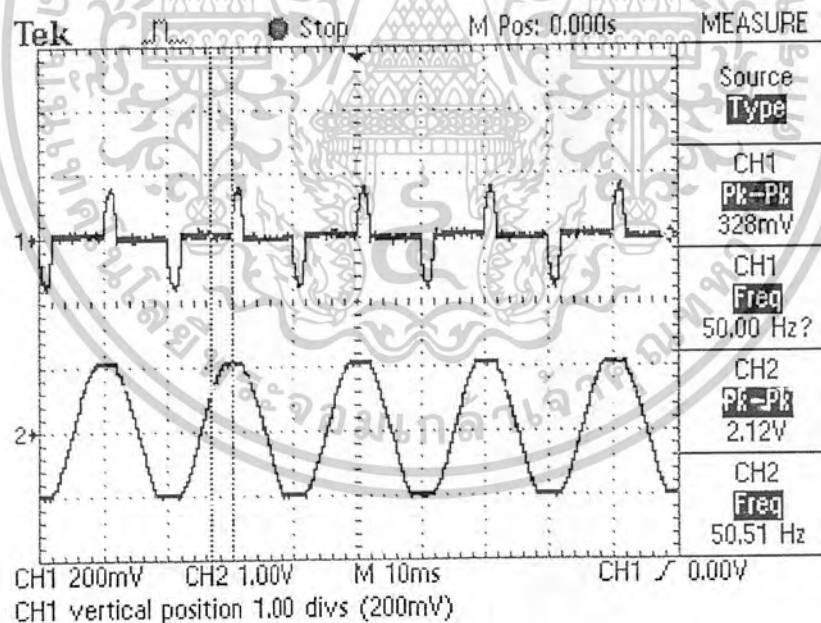
ขั้นตอนการทดลอง

1. นำสายไฟ 220 Vac ต่อเข้ากับอินพุทของเครื่องวัดและนำโพลดที่มีกำลังไฟฟ้า ขนาด 60 วัตต์ ต่อเข้ากับเอาต์พุทของเครื่องมือวัด
2. ทำการต่อสายสัญญาณของออสซิลโลสโคป ต่อเข้ากับเอาต์พุทของวงจรลดทอนแรงดัน และกระแส โดยให้ช่องสัญญาณที่ 1 วัดสัญญาณที่โวลท์ เกวจรลดทอนแรงดัน และให้ช่องสัญญาณที่ 2 วัดสัญญาณที่ได้จากวงจรลดทอนกระแส
3. สังเกตที่จอออสซิลโลสโคป
4. นำโพลด กาต้มน้ำ (ขนาด 670 วัตต์) มาต่อแทน โพลดขนาด 60 วัตต์
5. ปฏิบัติตามขั้นตอนในข้อ 2 และ 3
6. นำคอมพิวเตอร์มาต่อแทน โพลดในข้อ 4.
7. ปฏิบัติตามขั้นตอนในข้อ 2 และ 3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

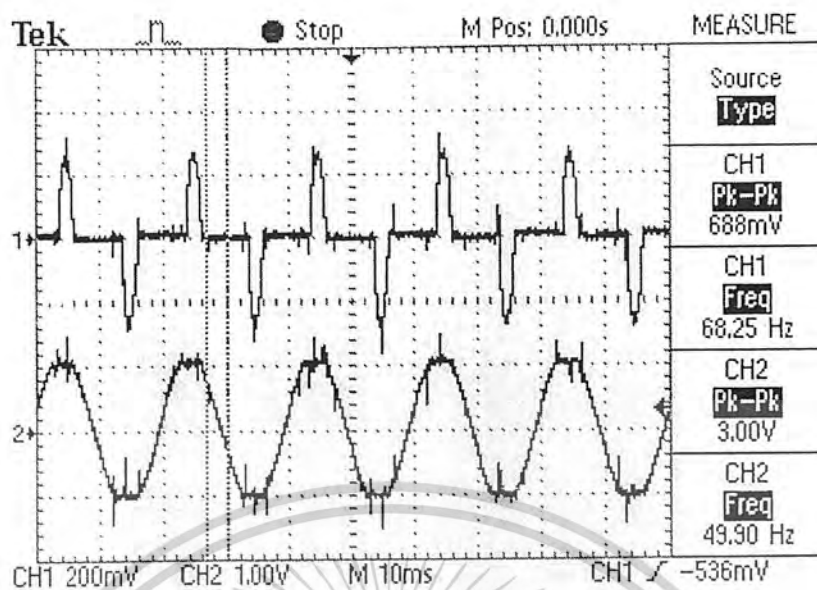


ภาพที่ 5.2 แสดงลักษณะของสัญญาณที่ได้จากการเปรียบเทียบเฟสของแรงดัน และกระแสในสถานะไม่มีโหลด

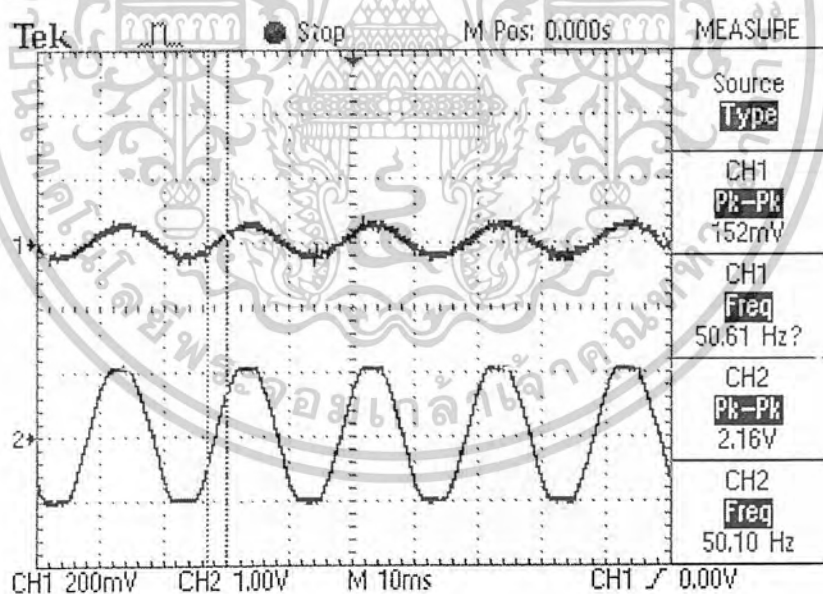


ภาพที่ 5.3 แสดงลักษณะของสัญญาณที่ได้จากการเปรียบเทียบเฟสของแรงดัน และกระแสต่อคอมพิวเตอร์ (Standby)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

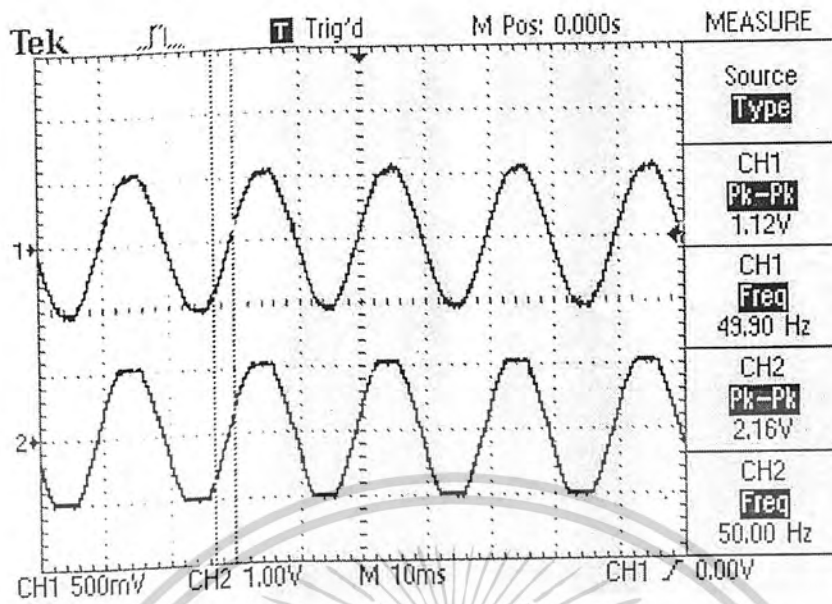


ภาพที่ 5.4 แสดงลักษณะของสัญญาณที่ได้จากการเปรียบเทียบเฟสของแรงดันและกระแสขณะต่อคอมพิวเตอร์ (Boot)



ภาพที่ 5.5 แสดงลักษณะของสัญญาณที่ได้จากการเปรียบเทียบเฟสของแรงดันและกระแสขณะต่อโหลดขนาด 60 วัตต์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 5.6 แสดงลักษณะของสัญญาณที่ได้จากการเปรียบเทียบเฟสของแรงดัน และกระแสขณะต่อโหลดขนาด 670 วัตต์



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 6

# สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

### 6.1 สรุปผลการวิจัย

จากการวิจัยพบว่ายังมีปัญหาในการดำเนินงานอยู่บ้าง ในส่วนของการหาอัตราขยายของ การ์ดเสียง ซึ่งพบว่าอัตราขยายที่ได้จากการป้อนคลื่นจัตุรัส ที่แอมพลิจูดค่าต่างๆ ได้ไม่เท่ากัน เนื่องจากความไม่เป็นเชิงเส้น (Nonlinear) ของ การ์ดเสียงดังรูปภาพที่ 6.1 อันจะเป็นผลให้การนำ อัตราขยายไปใช้ในการชดเชยสัญญาณนั้นเกิดค่าผิดพลาดขึ้นได้ จึงแก้ไข โดยการหาอัตราขยายของ การ์ดเสียงในแต่ละช่วงของของค่าแอมพลิจูดแล้วใช้อัตราขยายนั้นมาชดเชยสัญญาณ ซึ่งก็จะทำให้ ค่าที่ได้จากการชดเชยแล้วมีความถูกต้องมากขึ้น แต่อย่างไรก็ตามผลที่ได้ยังไม่เท่ากับสัญญาณที่ ป้อนเข้าไปเลยเสียทีเดียว ยังมีความผิดพลาดอยู่บ้างแต่ก็ยังไม่เกิน 5 % อีกปัญหาหนึ่งที่สำคัญ ก็คือ การ์ดเสียงที่นำมาใช้จะต้องมีแบนด์วิดท์ที่กว้างพอ ซึ่งมีผลอย่างมากต่อการรับสัญญาณ เพราะการ์ดเสียงบางรุ่นมีแบนด์วิดท์ที่แคบเกินไป ทำให้ความถี่ช่วงสุดท้ายถูกลดทอนออกมาก จนไม่สามารถจะชดเชยกลับมาให้เป็นสัญญาณที่ถูกต้องได้และถ้าการ์ดเสียงมีคุณภาพไม่ดีพอก็จะ ทำให้เกิดสัญญาณรบกวนได้ ซึ่งเป็นอุปสรรคมากต่อการทำงานของซอฟต์แวร์ที่เขียนขึ้นมา เนื่องจากมีบางส่วนของโปรแกรมใช้หลักการของซีโร-ครอสซิง (Zero-Crossing) ซึ่งจะมีโอกาส การเกิดการผิดพลาดขึ้นได้มากถ้าสัญญาณรบกวนที่เข้ามามีสัญญาณรบกวนมาก

ในส่วนของการวัดสัญญาณพื้นฐานนั้นจะเห็นได้ว่าค่ายอด (Peak) ของสัญญาณคลื่นจัตุรัส นั้นจะมีค่าสัญญาณเกิดขึ้นมากเนื่องจากข้อจำกัดของเครื่องมือวัดนี้ซึ่งจะทำการวัดสัญญาณได้ใน ย่านระหว่าง 0 ถึง 4 kHz ถูกตัดออกไป ทำให้สัญญาณคลื่นจัตุรัสซึ่งมีส่วนประกอบของความถี่สูง มากรวมอยู่ด้วย มีความผิดพลาดบริเวณขอบขาขึ้นและขาลงของสัญญาณดังแสดงในรูปที่ 6.2

### 6.2 ข้อเสนอแนะ

การพัฒนาเครื่องมือวัดนี้ให้มีขีดความสามารถ ความแม่นยำและความคล่องตัวเพิ่มมากขึ้น นั้นอาจทำได้โดยการเพิ่มความถี่การซิกสัญญาณโดยการกำหนดในส่วนของโปรแกรม ซึ่งจะทำให้ การรบกวนสัญญาณนั้นมีความละเอียดมากขึ้น สามารถทำให้สามารถวิเคราะห์สัญญาณได้ละเอียด ขึ้นด้วย แต่จะต้องใช้เวลาในการคำนวณมากขึ้นเช่นกัน ทั้งนี้ขึ้นอยู่กับความเร็วของคอมพิวเตอร์ ด้วย โดยการเลือกใช้การ์ดเสียงที่มีคุณภาพดี ก็จะช่วยให้ความถูกต้องของเครื่องมือวัดนี้ มีมาก ยิ่งขึ้นด้วยในด้านความคล่องตัวสามารถทำได้โดยการย่อส่วนของฮาร์ดแวร์ให้มีขนาดเล็กกระทัดรัด ขึ้น โดยรวมถึงการปรับค่าต่างๆของฮาร์ดแวร์ให้มีความถูกต้องมากขึ้นเช่น การปรับค่าแรงดัน

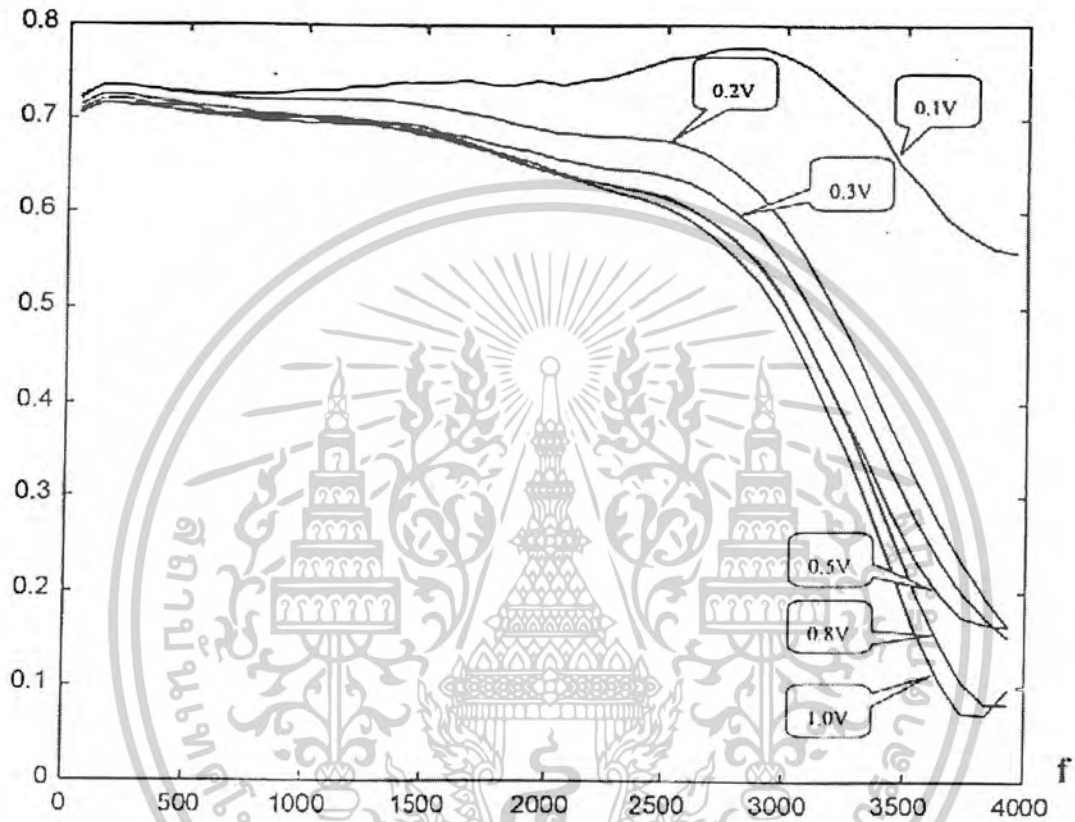
สัญญาณคลื่นจัตุรัสมาตรฐาน โดยการใช้เครื่องมือวัดที่มีความแม่นยำและความละเอียดสูงและ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

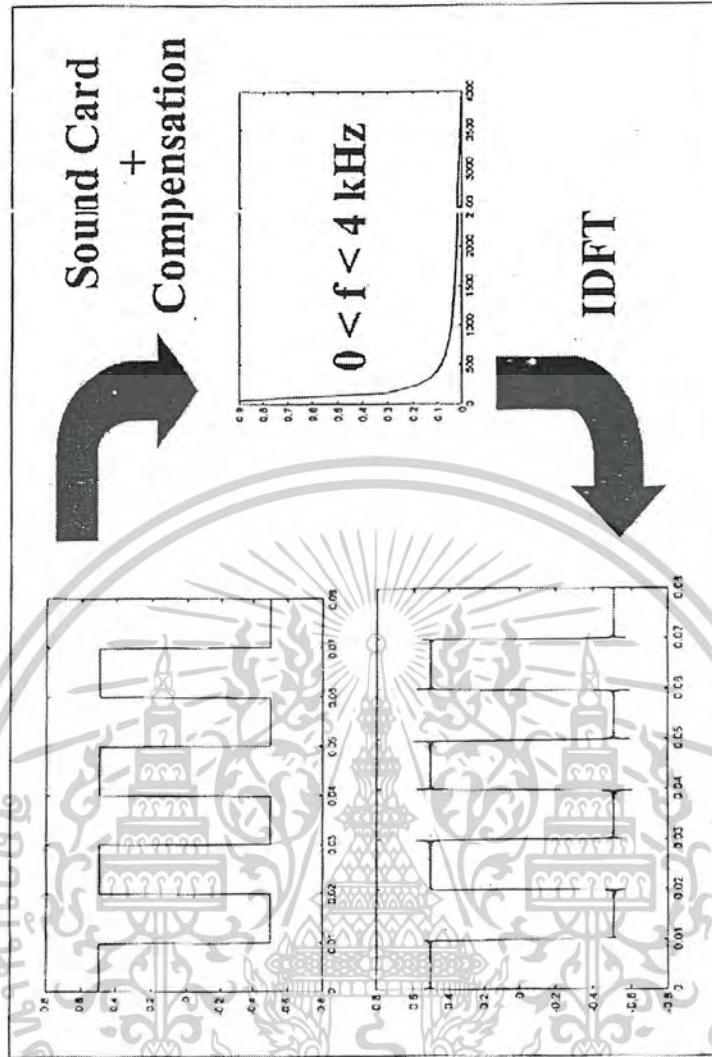
การเขียนโปรแกรมนั้นควรจะเขียนด้วยโดยโปรแกรมภาษาซึ่งสามารถแปลงโปรแกรม (Compile) ทำให้โปรแกรมสามารถทำงานได้ด้วยตัวเอง

อัตราขยาย



ภาพที่ 6.1 กราฟแสดงอัตราขยายของการ์ดเสียงที่มีแอมพลิจูดต่างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 6.2 ความผิดพลาดในการวัดสัญญาณคลื่นขั้วตรงเนื่องจากการวัดของเครื่องวัด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บรรณานุกรม

1. ไชยยันต์ สุวรรณชีวะศิริ.การวัดและวิเคราะห์สัญญาณสภาวะคงตัวในระบบไฟฟ้ากำลัง โดยใช้การ์ดเสียงและประมวลผลโดยโปรแกรม Matlab.สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ
- 2.รศ.ดร.มนัส สัจจวิเศษ และ วรรัตน์ ภัทรอมรกุล. คู่มือการใช้ Matlab ฉบับสมบูรณ์ พิมพ์ครั้งที่ 2 กรุงเทพฯ. อินโฟเพรส. 2543
- 3.เรียนรู้และเข้าใจสถาปัตยกรรมไมโครคอนโทรลเลอร์ PIC16F887.บริษัท อีทีที จำกัด. กรุงเทพฯ
- 4.มงคล ทองสงคราม. ทฤษฎีเครื่องวัดไฟฟ้า. บริษัท รามาการพิมพ์ จำกัด. กรุงเทพฯ
- 5.Demand Controller and 3 – D Energy Monitoring. TAT Energy & Engineering Co.,Ltd.
- 6.วิบูล เขมรังษฤษฎ์.ทฤษฎีเครื่องวัดไฟฟ้า การวัดขนาดทางไฟฟ้า.23 บุคเซ็นเตอร์. กรุงเทพฯ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาคผนวก

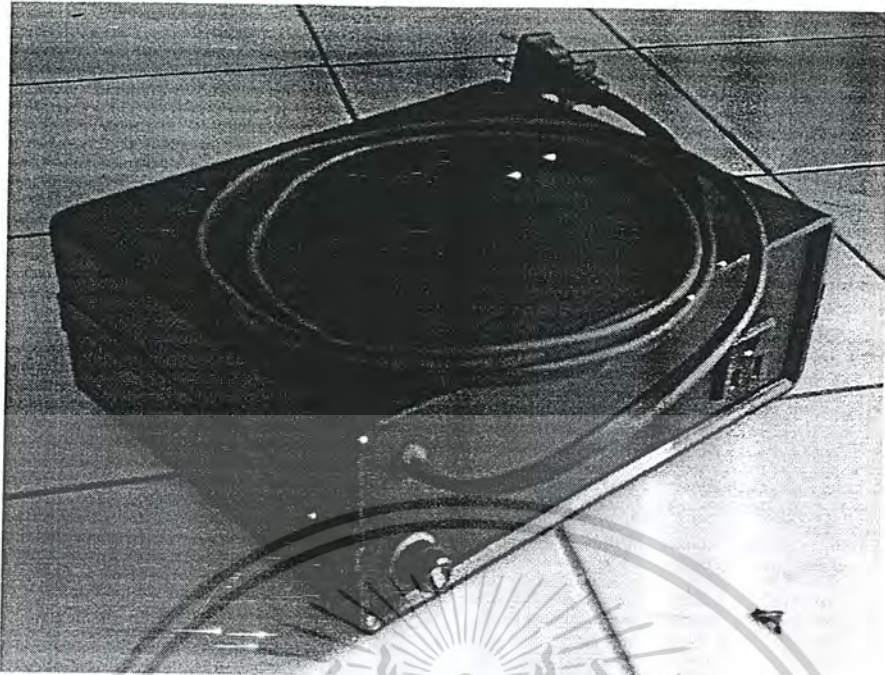
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



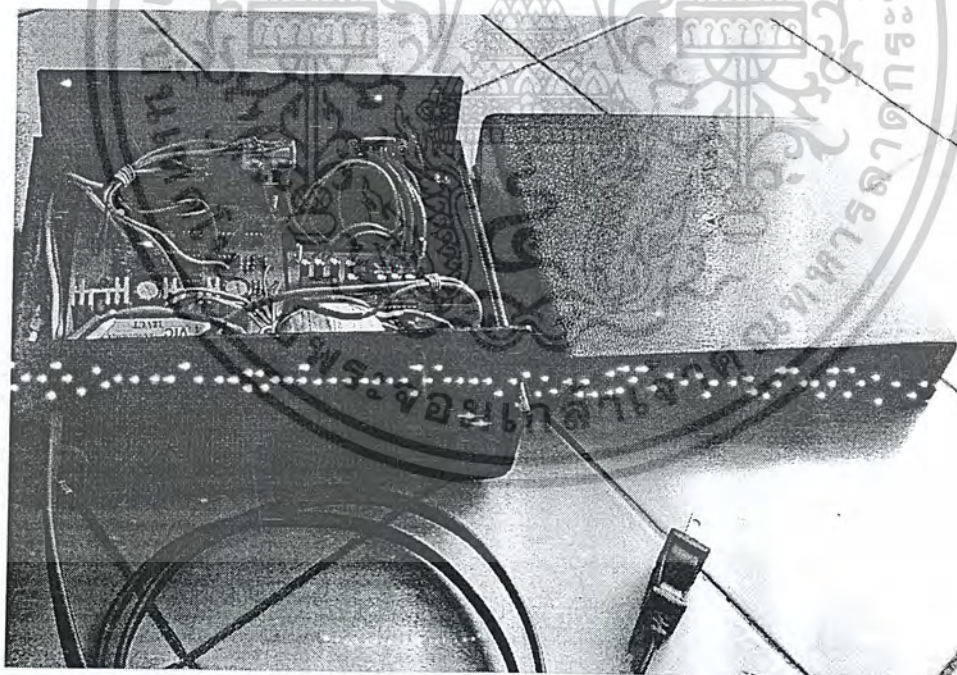
ภาคผนวก ก.

รูปต้นแบบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

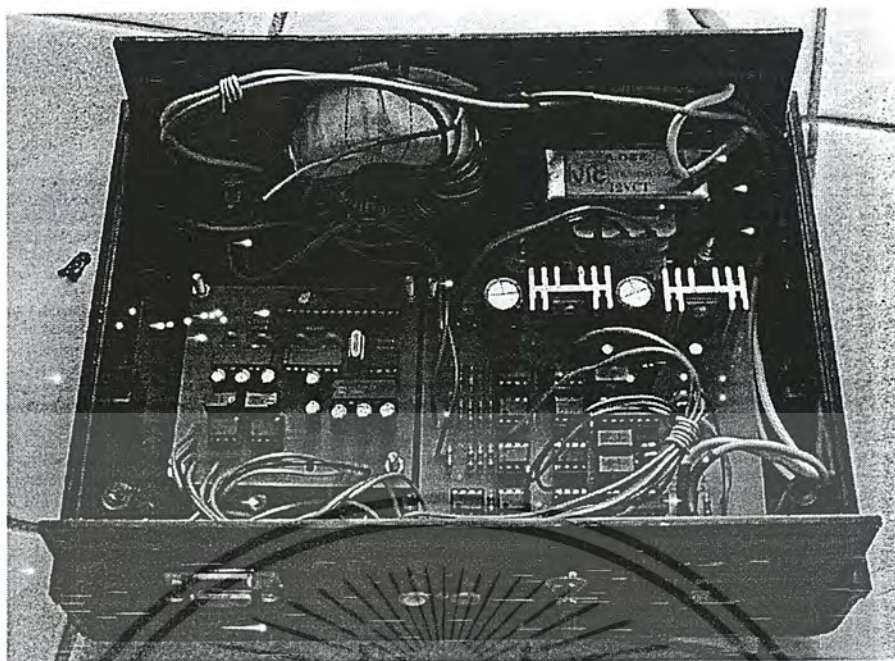


รูปที่ ก.1 แสดงเครื่องวัดกำลังไฟฟ้า



รูปที่ ก.2 ส่วนประกอบของเครื่องวัดกำลังไฟฟ้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



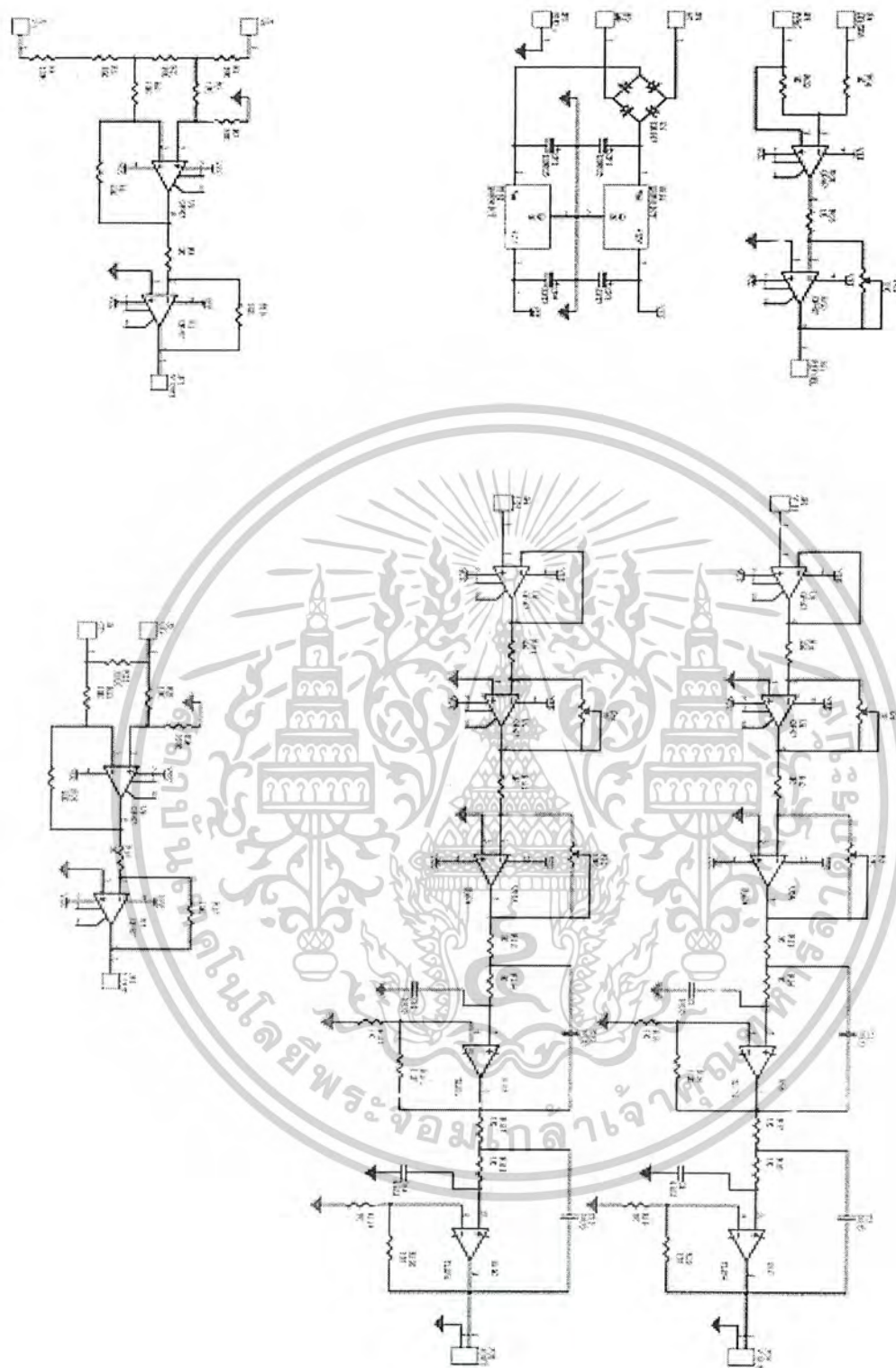
รูปที่ ก.3 ส่วนประกอบภายในของเครื่องวัดกำลังไฟฟ้า



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ ข. แสดงวงจรส่วนการลดทอนแรงดันและสร้างสัญญาณคลื่นจัตุรัส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

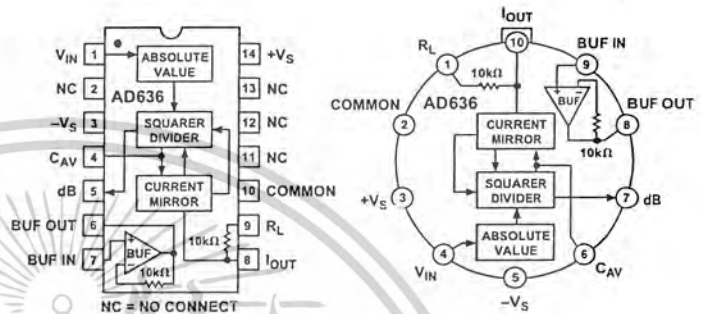


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### FEATURES

- True RMS-to-DC Conversion
- 200 mV Full Scale
- Laser-Trimmed to High Accuracy
  - 0.5% Max Error (AD636K)
  - 1.0% Max Error (AD636J)
- Wide Response Capability:
  - Computes RMS of AC and DC Signals
  - 1 MHz -3 dB Bandwidth:  $V_{RMS} > 100\text{ mV}$
  - Signal Crest Factor of 6 for 0.5% Error
- dB Output with 50 dB Range
- Low Power: 800  $\mu\text{A}$  Quiescent Current
- Single or Dual Supply Operation
- Monolithic Integrated Circuit
- Low Cost
- Available in Chip Form

### PIN CONNECTIONS & FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM



### PRODUCT DESCRIPTION

The AD636 is a low power monolithic IC which performs true rms-to-dc conversion on low level signals. It offers performance which is comparable or superior to that of hybrid and modular converters costing much more. The AD636 is specified for a signal range of 0 mV to 200 mV rms. Crest factors up to 6 can be accommodated with less than 0.5% additional error, allowing accurate measurement of complex input waveforms.

The low power supply current requirement of the AD636, typically 800  $\mu\text{A}$ , allows it to be used in battery-powered portable instruments. A wide range of power supplies can be used, from  $\pm 2.5\text{ V}$  to  $\pm 16.5\text{ V}$  or a single  $+5\text{ V}$  to  $+24\text{ V}$  supply. The input and output terminals are fully protected; the input signal can exceed the power supply with no damage to the device (allowing the presence of input signals in the absence of supply voltage) and the output buffer amplifier is short-circuit protected.

The AD636 includes an auxiliary dB output. This signal is derived from an internal circuit point which represents the logarithm of the rms output. The 0 dB reference level is set by an externally supplied current and can be selected by the user to correspond to any input level from 0 dBm (774.6 mV) to -20 dBm (77.46 mV). Frequency response ranges from 1.2 MHz at a 0 dBm level to over 10 kHz at -50 dBm.

The AD636 is designed for ease of use. The device is factory-trimmed at the wafer level for input and output offset, positive and negative waveform symmetry (dc reversal error), and full-scale accuracy at 200 mV rms. Thus no external trims are required to achieve full-rated accuracy.

AD636 is available in two accuracy grades; the AD636J total error of  $\pm 0.5\text{ mV} \pm 0.06\%$  of reading, and the AD636K

is accurate within  $\pm 0.2\text{ mV}$  to  $\pm 0.3\%$  of reading. Both versions are specified for the  $0^\circ\text{C}$  to  $+70^\circ\text{C}$  temperature range, and are offered in either a hermetically sealed 14-pin DIP or a 10-lead TO-100 metal can. Chips are also available.

### PRODUCT HIGHLIGHTS

1. The AD636 computes the true root-mean-square of a complex ac (or ac plus dc) input signal and gives an equivalent dc output level. The true rms value of a waveform is a more useful quantity than the average rectified value since it is a measure of the power in the signal. The rms value of an ac-coupled signal is also its standard deviation.
2. The 200 millivolt full-scale range of the AD636 is compatible with many popular display-oriented analog-to-digital converters. The low power supply current requirement permits use in battery powered hand-held instruments.
3. The only external component required to perform measurements to the fully specified accuracy is the averaging capacitor. The value of this capacitor can be selected for the desired trade-off of low frequency accuracy, ripple, and settling time.
4. The on-chip buffer amplifier can be used to buffer either the input or the output. Used as an input buffer, it provides accurate performance from standard 10 M $\Omega$  input attenuators. As an output buffer, it can supply up to 5 milliamps of output current.
5. The AD636 will operate over a wide range of power supply voltages, including single  $+5\text{ V}$  to  $+24\text{ V}$  or split  $\pm 2.5\text{ V}$  to  $\pm 16.5\text{ V}$  sources. A standard 9 V battery will provide several hundred hours of continuous operation.

### REV. B

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 which 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 World Wide Web Site: <http://www.analog.com>  
Fax: 781/326-8703 © Analog Devices, Inc., 1999

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# AD636—SPECIFICATIONS (@ +25°C, and +V<sub>S</sub> = +3 V, -V<sub>S</sub> = -5 V, unless otherwise noted)

Model	AD636J			AD636K			Units
	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
TRANSFER FUNCTION	$V_{OUT} = \sqrt{\text{avg.}(V_{IN})^2}$			$V_{OUT} = \sqrt{\text{avg.}(V_{IN})^2}$			
CONVERSION ACCURACY Total Error, Internal Trim <sup>1,2</sup> vs. Temperature, 0°C to +70°C vs. Supply Voltage dc Reversal Error at 200 mV Total Error, External Trim <sup>1</sup>			±0.5 ±1.0 ±0.1 ±0.01			±0.2 ±0.5 ±0.1 ±0.005	mV ±% of Reading mV ±% of Reading/°C mV ±% of Reading/V % of Reading mV ±% of Reading
ERROR VS. CREST FACTOR <sup>3</sup> Crest Factor 1 to 2 Crest Factor = 3 Crest Factor = 6	Specified Accuracy -0.2 -0.5			Specified Accuracy -0.2 -0.5			% of Reading % of Reading
AVERAGING TIME CONSTANT	25			25			ms/μF CAV
INPUT CHARACTERISTICS Signal Range, All Supplies Continuous rms Level Peak Transient Inputs +3 V, -5 V Supply ±2.5 V Supply ±5 V Supply Maximum Continuous Nondestructive Input Level (All Supply Voltages) Input Resistance Input Offset Voltage	0 to 200			0 to 200			mV rms V pk V pk V pk
FREQUENCY RESPONSE <sup>2,4</sup> Bandwidth for 1% Additional Error (0.09 dB) V <sub>IN</sub> = 10 mV V <sub>IN</sub> = 100 mV V <sub>IN</sub> = 200 mV ±3 dB Bandwidth V <sub>IN</sub> = 10 mV V <sub>IN</sub> = 100 mV V <sub>IN</sub> = 200 mV	5.33	6.67	±2.8 ±2.0 ±5.0 ±12 ±0.5	5.33	6.67	±2.8 ±2.0 ±5.0 ±12 8 ±0.2	V pk kΩ mV
OUTPUT CHARACTERISTICS <sup>2</sup> Offset Voltage, V <sub>IN</sub> = COM vs. Temperature vs. Supply Voltage Swing +3 V, -5 V Supply ±5 V to ±16.5 V Supply Output Impedance			±10 ±0.1 0.3 0.3 8			±0.5 ±10 ±0.1 0.3 0.3 8	kHz kHz kHz kHz kHz MHz
dB OUTPUT Error, V <sub>IN</sub> = 7 mV to 300 mV rms Scale Factor Scale Factor Temperature Coefficient I <sub>REF</sub> for 0 dB = 0.1 V rms I <sub>REF</sub> Range			±0.3 -3.0 +0.33 -0.033 2 1			±0.2 ±0.1 0 to +1.0 0 to +1.0 8 10 12	mV μV/°C mV/V V V kΩ
I <sub>OUT</sub> TERMINAL I <sub>OUT</sub> Scale Factor I <sub>OUT</sub> Scale Factor Tolerance Output Resistance Voltage Compliance			±0.5 ±10 ±10 12 50			±0.1 ±0.1 0 to +1.0 0 to +1.0 8 10 12	mV μV/°C dB mV/dB % of Reading/°C dB/°C μA μA
BUFFER AMPLIFIER Input and Output Voltage Range Input Offset Voltage, R <sub>S</sub> = 10k Input Bias Current Input Resistance Output Current Short Circuit Current Small Signal Bandwidth Slew Rate <sup>5</sup>			±0.3 -3.0 +0.33 -0.033 2 1			±0.2 ±0.1 0 to +1.0 0 to +1.0 8 10 12	dB mV/dB % of Reading/°C dB/°C μA μA
POWER SUPPLY Voltage, Rated Performance Dual Supply Single Supply Quiescent Current <sup>6</sup>			±0.5 ±10 ±10 12 50			±0.1 ±0.1 0 to +1.0 0 to +1.0 8 10 12	μA/V rms % kΩ V
			±0.3 -3.0 +0.33 -0.033 2 1			±0.2 ±0.1 0 to +1.0 0 to +1.0 8 10 12	dB mV/dB % of Reading/°C dB/°C μA μA
			±0.5 ±10 ±10 12 50			±0.1 ±0.1 0 to +1.0 0 to +1.0 8 10 12	μA/V rms % kΩ V
			±0.3 -3.0 +0.33 -0.033 2 1			±0.2 ±0.1 0 to +1.0 0 to +1.0 8 10 12	dB mV/dB % of Reading/°C dB/°C μA μA
			±0.5 ±10 ±10 12 50			±0.1 ±0.1 0 to +1.0 0 to +1.0 8 10 12	μA/V rms % kΩ V
			±0.3 -3.0 +0.33 -0.033 2 1			±0.2 ±0.1 0 to +1.0 0 to +1.0 8 10 12	dB mV/dB % of Reading/°C dB/°C μA μA
			±0.5 ±10 ±10 12 50			±0.1 ±0.1 0 to +1.0 0 to +1.0 8 10 12	μA/V rms % kΩ V
			±0.3 -3.0 +0.33 -0.033 2 1			±0.2 ±0.1 0 to +1.0 0 to +1.0 8 10 12	dB mV/dB % of Reading/°C dB/°C μA μA
			±0.5 ±10 ±10 12 50			±0.1 ±0.1 0 to +1.0 0 to +1.0 8 10 12	μA/V rms % kΩ V
			±0.3 -3.0 +0.33 -0.033 2 1			±0.2 ±0.1 0 to +1.0 0 to +1.0 8 10 12	dB mV/dB % of Reading/°C dB/°C μA μA
			±0.5 ±10 ±10 12 50			±0.1 ±0.1 0 to +1.0 0 to +1.0 8 10 12	μA/V rms % kΩ V
			±0.3 -3.0 +0.33 -0.033 2 1			±0.2 ±0.1 0 to +1.0 0 to +1.0 8 10 12	dB mV/dB % of Reading/°C dB/°C μA μA
			±0.5 ±10 ±10 12 50			±0.1 ±0.1 0 to +1.0 0 to +1.0 8 10 12	μA/V rms % kΩ V
			±0.3 -3.0 +0.33 -0.033 2 1			±0.2 ±0.1 0 to +1.0 0 to +1.0 8 10 12	dB mV/dB % of Reading/°C dB/°C μA μA
			±0.5 ±10 ±10 12 50			±0.1 ±0.1 0 to +1.0 0 to +1.0 8 10 12	μA/V rms % kΩ V
			±0.3 -3.0 +0.33 -0.033 2 1			±0.2 ±0.1 0 to +1.0 0 to +1.0 8 10 12	dB mV/dB % of Reading/°C dB/°C μA μA
			±0.5 ±10 ±10 12 50			±0.1 ±0.1 0 to +1.0 0 to +1.0 8 10 12	μA/V rms % kΩ V
			±0.3 -3.0 +0.33 -0.033 2 1			±0.2 ±0.1 0 to +1.0 0 to +1.0 8 10 12	dB mV/dB % of Reading/°C dB/°C μA μA
			±0.5 ±10 ±10 12 50			±0.1 ±0.1 0 to +1.0 0 to +1.0 8 10 12	μA/V rms % kΩ V
			±0.3 -3.0 +0.33 -0.033 2 1			±0.2 ±0.1 0 to +1.0 0 to +1.0 8 10 12	dB mV/dB % of Reading/°C dB/°C μA μA
			±0.5 ±10 ±10 12 50			±0.1 ±0.1 0 to +1.0 0 to +1.0 8 10 12	μA/V rms % kΩ V
			±0.3 -3.0 +0.33 -0.033 2 1			±0.2 ±0.1 0 to +1.0 0 to +1.0 8 10 12	dB mV/dB % of Reading/°C dB/°C μA μA
			±0.5 ±10 ±10 12 50			±0.1 ±0.1 0 to +1.0 0 to +1.0 8 10 12	μA/V rms % kΩ V
			±0.3 -3.0 +0.33 -0.033 2 1			±0.2 ±0.1 0 to +1.0 0 to +1.0 8 10 12	dB mV/dB % of Reading/°C dB/°C μA μA
			±0.5 ±10 ±10 12 50			±0.1 ±0.1 0 to +1.0 0 to +1.0 8 10 12	μA/V rms % kΩ V
			±0.3 -3.0 +0.33 -0.033 2 1			±0.2 ±0.1 0 to +1.0 0 to +1.0 8 10 12	dB mV/dB % of Reading/°C dB/°C μA μA
			±0.5 ±10 ±10 12 50			±0.1 ±0.1 0 to +1.0 0 to +1.0 8 10 12	μA/V rms % kΩ V
			±0.3 -3.0 +0.33 -0.033 2 1			±0.2 ±0.1 0 to +1.0 0 to +1.0 8 10 12	dB mV/dB % of Reading/°C dB/°C μA μA
			±0.5 ±10 ±10 12 50			±0.1 ±0.1 0 to +1.0 0 to +1.0 8 10 12	μA/V rms % kΩ V
			±0.3 -3.0 +0.33 -0.033 2 1			±0.2 ±0.1 0 to +1.0 0 to +1.0 8 10 12	dB mV/dB % of Reading/°C dB/°C μA μA
			±0.5 ±10 ±10 12 50			±0.1 ±0.1 0 to +1.0 0 to +1.0 8 10 12	μA/V rms % kΩ V
			±0.3 -3.0 +0.33 -0.033 2 1			±0.2 ±0.1 0 to +1.0 0 to +1.0 8 10 12	dB mV/dB % of Reading/°C dB/°C μA μA
			±0.5 ±10 ±10 12 50			±0.1 ±0.1 0 to +1.0 0 to +1.0 8 10 12	μA/V rms % kΩ V
			±0.3 -3.0 +0.33 -0.033 2 1			±0.2 ±0.1 0 to +1.0 0 to +1.0 8 10 12	dB mV/dB % of Reading/°C dB/°C μA μA
			±0.5 ±10 ±10 12 50			±0.1 ±0.1 0 to +1.0 0 to +1.0 8 10 12	μA/V rms % kΩ V
			±0.3 -3.0 +0.33 -0.033 2 1			±0.2 ±0.1 0 to +1.0 0 to +1.0 8 10 12	dB mV/dB % of Reading/°C dB/°C μA μA
			±0.5 ±10 ±10 12 50			±0.1 ±0.1 0 to +1.0 0 to +1.0 8 10 12	μA/V rms % kΩ V
			±0.3 -3.0 +0.33 -0.033 2 1			±0.2 ±0.1 0 to +1.0 0 to +1.0 8 10 12	dB mV/dB % of Reading/°C dB/°C μA μA
			±0.5 ±10 ±10 12 50			±0.1 ±0.1 0 to +1.0 0 to +1.0 8 10 12	μA/V rms % kΩ V
			±0.3 -3.0 +0.33 -0.033 2 1			±0.2 ±0.1 0 to +1.0 0 to +1.0 8 10 12	dB mV/dB % of Reading/°C dB/°C μA μA
			±0.5 ±10 ±10 12 50			±0.1 ±0.1 0 to +1.0 0 to +1.0 8 10 12	μA/V rms % kΩ V
			±0.3 -3.0 +0.33 -0.033 2 1			±0.2 ±0.1 0 to +1.0 0 to +1.0 8 10 12	dB mV/dB % of Reading/°C dB/°C μA μA
			±0.5 ±10 ±10 12 50			±0.1 ±0.1 0 to +1.0 0 to +1.0 8 10 12	μA/V rms % kΩ V
			±0.3 -3.0 +0.33 -0.033 2 1			±0.2 ±0.1 0 to +1.0 0 to +1.0 8 10 12	dB mV/dB % of Reading/°C dB/°C μA μA
			±0.5 ±10 ±10 12 50			±0.1 ±0.1 0 to +1.0 0 to +1.0 8 10 12	μA/V rms % kΩ V
			±0.3 -3.0 +0.33 -0.033 2 1			±0.2 ±0.1 0 to +1.0 0 to +1.0 8 10 12	dB mV/dB % of Reading/°C dB/°C μA μA
			±0.5 ±10 ±10 12 50			±0.1 ±0.1 0 to +1.0 0 to +1.0 8 10 12	μA/V rms % kΩ V
			±0.3 -3.0 +0.33 -0.033 2 1			±0.2 ±0.1 0 to +1.0 0 to +1.0 8 10 12	dB mV/dB % of Reading/°C dB/°C μA μA
			±0.5 ±10 ±10 12 50			±0.1 ±0.1 0 to +1.0 0 to +1.0 8 10 12	μA/V rms % kΩ V
			±0.3 -3.0 +0.33 -0.033 2 1			±0.2 ±0.1 0 to +1.0 0 to +1.0 8 10 12	dB mV/dB % of Reading/°C dB/°C μA μA
			±0.5 ±10 ±10 12 50			±0.1 ±0.1 0 to +1.0 0 to +1.0 8 10 12	μA/V rms % kΩ V
			±0.3 -3.0 +0.33 -0.033 2 1			±0.2 ±0.1 0 to +1.0 0 to +1.0 8 10 12	dB mV/dB % of Reading/°C dB/°C μA μA
			±0.5 ±10 ±10 12 50			±0.1 ±0.1 0 to +1.0 0 to +1.0 8 10 12	μA/V rms % kΩ V
			±0.3 -3.0 +0.33 -0.033 2 1			±0.2 ±0.1 0 to +1.0 0 to +1.0 8 10 12	dB mV/dB % of Reading/°C dB/°C μA μA
			±0.5 ±10 ±10 12 50			±0.1 ±0.1 0 to +1.0 0 to +1.0 8 10 12	μA/V rms % kΩ V
			±0.3 -3.0 +0.33 -0.033 2 1			±0.2 ±0.1 0 to +1.0 0 to +1.0 8 10 12	dB mV/dB % of Reading/°C dB/°C μA μA
			±0.5 ±10 ±10 12 50			±0.1 ±0.1 0 to +1.0 0 to +1.0 8 10 12	μA/V rms % kΩ V
			±0.3 -3.0 +0.33 -0.033 2 1			±0.2 ±0.1 0 to +1.0 0 to +1.0 8 10 12	dB mV/dB % of Reading/°C dB/°C μA μA
			±0.5 ±10 ±10 12 50			±0.1 ±0.1 0 to +1.0 0 to +1.0 8 10 12	μA/V rms % kΩ V
			±0.3 -3.0 +0.33 -0.033 2 1			±0.2 ±0.1 0 to +1.0 0 to +1.0 8 10 12	dB mV/dB % of Reading/°C dB/°C μA μA
			±0.5 ±10 ±10 12 50			±0.1 ±0.1 0 to +1.0 0 to +1.0 8 10 12	μA/V rms % kΩ V
			±0.3 -3.0 +0.33 -0.033 2 1			±0.2 ±0.1 0 to +1.0 0 to +1.0 8 10 12	dB mV/dB % of Reading/°C dB/°C μA μA
			±0.5 ±10 ±10 12 50			±0.1 ±0.1 0 to +1.0 0 to +1.0 8 10 12	μA/V rms % kΩ V
			±0.3 -3.0 +0.33 -0.033 2 1			±0.2 ±0.1 0 to +1.0 0 to +1.0 8 10 12	dB mV/dB % of Reading/°C dB/°C μA μA
			±0.5 ±10 ±10 12 50			±0.1 ±0.1 0 to +1.0 0 to +1.0 8 10 12	μA/V rms % kΩ V
			±0.3 -3.0 +0.33 -0.033 2 1			±0.2 ±0.1 0 to +1.0 0 to +1.0 8 10 12	dB mV/dB % of Reading/°C dB/°C μA μA
			±0.5 ±10 ±10 12 50			±0.1 ±0.1 0 to +1.0 0 to +1.0 8 10 12	μA/V rms % kΩ V
			±0.3 -3.0 +0.33 -0.033 2 1			±0.2 ±0.1 0 to +1.0 0 to +1.0 8 10 12	dB mV/dB % of Reading/°C dB/°C μA μA
			±0.5 ±10 ±10 12 50			±0.1 ±0.1 0 to +1.0 0 to +1.0 8 10 12	μA/V rms % kΩ V
			±0.3 -3.0 +0.33 -0.033 2 1			±0.2 ±0.1 0 to +1.0 0 to +1.0 8 10 12	dB mV/dB % of Reading/°C dB/°C μA μA
			±0.5 ±10 ±10 12 50			±0.1 ±0.1 0 to +1.0 0 to +1.0 8 10 12	μA/V rms % kΩ V
			±0.3 -3.0 +0.33 -0.033 2 1			±0.2 ±0.1 0 to +1.0 0 to +1.0 8 10 12	dB mV/dB % of Reading/°C dB/°C μA μA
			±0.5 ±10 ±10 12 50			±0.1 ±0.1 0 to +1.0 0 to +1.0 8 10 12	μA/V rms % kΩ V
			±0.3 -3.0 +0.33 -0.033 2 1			±0.2 ±0.1 0 to +1.0 0 to +1.0 8 10 12	dB mV/dB % of Reading/°C dB/°C μA μA
			±0.5 ±10 ±10 12 50			±0.1 ±0.1 0 to +1.0 0 to +1.0 8 10 12	μA/V rms % kΩ V
			±0.3 -3.0 +0.33 -0.033 2 1			±0.2 ±0.1 0 to +1.0 0 to +1.0 8 10 12	dB mV/dB % of Reading/°C dB/°C μA μA
			±0.5 ±10 ±10 12 50			±0.1 ±0.1 0 to +1.0 0 to +1.0 8 10 12	μA/V rms % kΩ V
			±0.3 -3.0 +0.33 -0.033 2				

Model	AD636J			AD636K			Units
	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
TEMPERATURE RANGE Rated Performance Storage	0 -55		+70 +150	0 -55		+70 +150	°C °C
TRANSISTOR COUNT	62			62			

NOTES

- <sup>1</sup>Accuracy specified for 0 mV to 200 mV rms, dc or 1 kHz sine wave input. Accuracy is degraded at higher rms signal levels.
- <sup>2</sup>Measured at Pin 8 of DIP (I<sub>OUT</sub>), with Pin 9 tied to common.
- <sup>3</sup>Error vs. crest factor is specified as additional error for a 200 mV rms rectangular pulse trim, pulse width = 200 μs.
- <sup>4</sup>Input voltages are expressed in volts rms.
- <sup>5</sup>With 10 kΩ pull down resistor from Pin 6 (BUF OUT) to -V<sub>S</sub>.
- <sup>6</sup>With BUF input tied to Common.

Specifications subject to change without notice.

All min and max specifications are guaranteed. Specifications shown in boldface are tested on all production units at final electrical test and are used to calculate outgoing quality levels.

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS<sup>1</sup>

Supply Voltage	
Dual Supply	±16.5 V
Single Supply	+24 V
Internal Power Dissipation <sup>2</sup>	500 mW
Maximum Input Voltage	±12 V Peak
Storage Temperature Range N, R	-55°C to +150°C
Operating Temperature Range	
AD636J/K	0°C to +70°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. Exposure to absolute maximum rating conditions for extended periods may affect device reliability.
- <sup>2</sup>10-Lead Header: θ<sub>JA</sub> = 150°C/Watt.
- 14-Lead Side Brazed Ceramic DIP: θ<sub>JA</sub> = 95°C/Watt.

ORDERING GUIDE

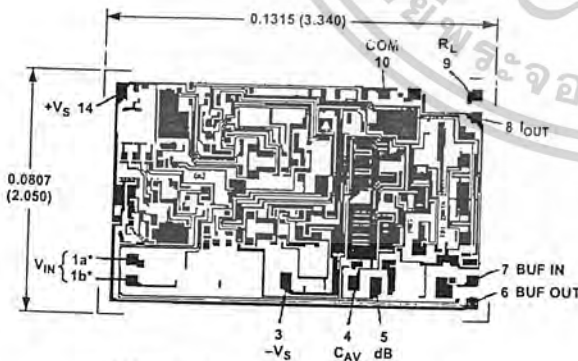
Model	Temperature Range	Package Descriptions	Package Options
AD636JD	0°C to +70°C	Side Brazed Ceramic DIP	D-14
AD636KD	0°C to +70°C	Side Brazed Ceramic DIP	D-14
AD636JH	0°C to +70°C	Header	H-10A
AD636KH	0°C to +70°C	Header	H-10A
AD636J Chip	0°C to +70°C	Chip	
AD636JD/+	0°C to +70°C	Side Brazed Ceramic DIP	D-14

STANDARD CONNECTION

The AD636 is simple to connect for the majority of high accuracy rms measurements, requiring only an external capacitor to set the averaging time constant. The standard connection is shown in Figure 1. In this configuration, the AD636 will measure the rms of the ac and dc level present at the input, but will show an error for low frequency inputs as a function of the filter capacitor, C<sub>AV</sub>, as shown in Figure 5. Thus, if a 4 μF capacitor is used, the additional average error at 10 Hz will be 0.1%, at 3 Hz it will be 1%. The accuracy at higher frequencies will be according to specification. If it is desired to reject the dc input, a capacitor is added in series with the input, as shown in Figure 3; the capacitor must be nonpolar. If the AD636 is driven with power supplies with a considerable amount of high frequency ripple, it is advisable to bypass both supplies to ground with 0.1 μF ceramic discs as near the device as possible. C<sub>F</sub> is an optional output ripple filter, as discussed elsewhere in this data sheet.

METALIZATION PHOTOGRAPH

Contact factory for latest dimensions.  
Dimensions shown in inches and (mm).



PAD NUMBERS CORRESPOND TO PIN NUMBERS FOR THE TO-116 14-PIN CERAMIC DIP PACKAGE.

NOTE  
\*BOTH PADS SHOWN MUST BE CONNECTED TO V<sub>IN</sub>.

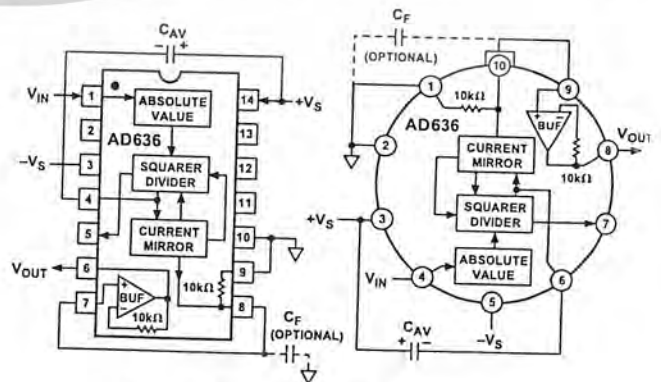


Figure 1. Standard RMS Connection

# AD636

## APPLYING THE AD636

The input and output signal ranges are a function of the supply voltages as detailed in the specifications. The AD636 can also be used in an unbuffered voltage output mode by disconnecting the input to the buffer. The output then appears unbuffered across the 10 kΩ resistor. The buffer amplifier can then be used for other purposes. Further, the AD636 can be used in a current output mode by disconnecting the 10 kΩ resistor from the ground. The output current is available at Pin 8 (Pin 10 on the "H" package) with a nominal scale of 100 μA per volt rms input, positive out.

## OPTIONAL TRIMS FOR HIGH ACCURACY

If it is desired to improve the accuracy of the AD636, the external trims shown in Figure 2 can be added. R4 is used to trim the offset. The scale factor is trimmed by using R1 as shown. The insertion of R2 allows R1 to either increase or decrease the scale factor by ±1.5%.

The trimming procedure is as follows:

1. Ground the input signal,  $V_{IN}$ , and adjust R4 to give zero volts output from Pin 6. Alternatively, R4 can be adjusted to give the correct output with the lowest expected value of  $V_{IN}$ .
2. Connect the desired full-scale input level to  $V_{IN}$ , either dc or a calibrated ac signal (1 kHz is the optimum frequency); then trim R1 to give the correct output from Pin 6, i.e., 200 mV dc input should give 200 mV dc output. Of course, a ±200 mV peak-to-peak sine wave should give a 141.4 mV dc output. The remaining errors, as given in the specifications, are due to the nonlinearity.

flows into Pin 10 (Pin 2 on the "H" package). Alternately, the COM pin of some CMOS ADCs provides a suitable artificial ground for the AD636. AC input coupling requires only capacitor C2 as shown; a dc return is not necessary as it is provided internally. C2 is selected for the proper low frequency break point with the input resistance of 6.7 kΩ; for a cut-off at 10 Hz, C2 should be 3.3 μF. The signal ranges in this connection are slightly more restricted than in the dual supply connection. The load resistor,  $R_L$ , is necessary to provide current sinking capability.

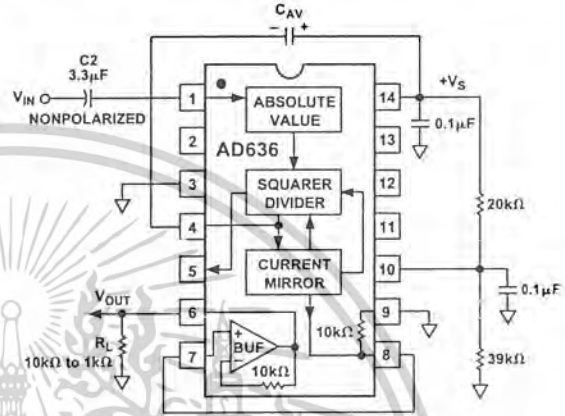


Figure 3. Single Supply Connection

## CHOOSING THE AVERAGING TIME CONSTANT

The AD636 will compute the rms of both ac and dc signals. If the input is a slowly-varying dc voltage, the output of the AD636 will track the input exactly. At higher frequencies, the average output of the AD636 will approach the rms value of the input signal. The actual output of the AD636 will differ from the ideal output by a dc (or average) error and some amount of ripple, as demonstrated in Figure 4.

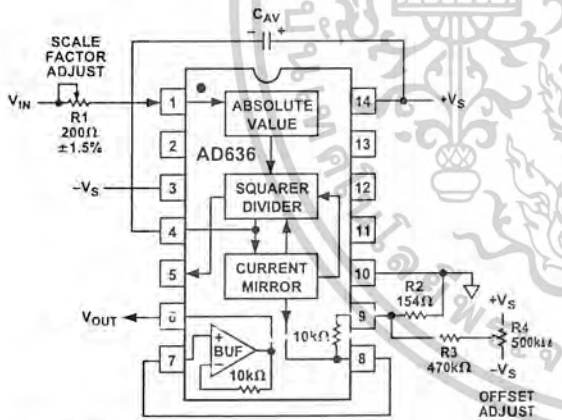


Figure 2. Optional External Gain and Output Offset Trims

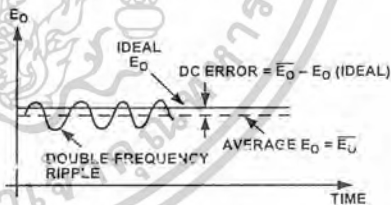


Figure 4. Typical Output Waveform for Sinusoidal Input

## SINGLE SUPPLY CONNECTION

The applications in Figures 1 and 2 assume the use of dual power supplies. The AD636 can also be used with only a single positive supply down to +5 volts, as shown in Figure 3. Figure 3 is optimized for use with a 9 volt battery. The major limitation of this connection is that only ac signals can be measured since the input stage must be biased off ground for proper operation. This biasing is done at Pin 10; thus it is critical that no extraneous signals be coupled into this point. Biasing can be accomplished by using a resistive divider between + $V_S$  and ground. The values of the resistors can be increased in the interest of lowered power consumption, since only 1 microamp of current

The dc error is dependent on the input signal frequency and the value of  $C_{AV}$ . Figure 5 can be used to determine the minimum value of  $C_{AV}$  which will yield a given % dc error above a given frequency using the standard rms connection.

The ac component of the output signal is the ripple. There are two ways to reduce the ripple. The first method involves using a large value of  $C_{AV}$ . Since the ripple is inversely proportional to  $C_{AV}$ , a tenfold increase in this capacitance will effect a tenfold reduction in ripple. When measuring waveforms with high crest factors, (such as low duty cycle pulse trains), the averaging time constant should be at least ten times the signal period. For example, a 100 Hz pulse rate requires a 100 ms time constant, which corresponds to a 4 μF capacitor (time constant = 25 ms per μF).

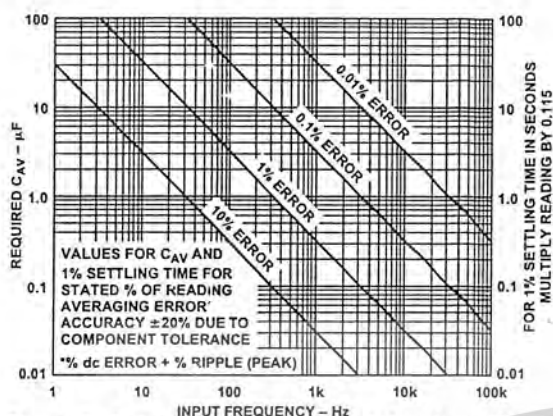


Figure 5. Error/Settling Time Graph for Use with the Standard rms Connection

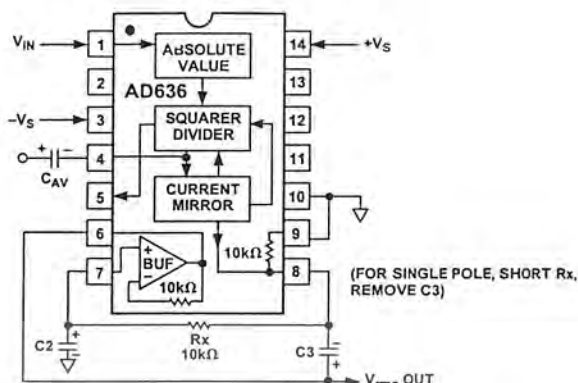


Figure 7. 2 Pole "Post" Filter

The primary disadvantage in using a large  $C_{AV}$  to remove ripple is that the settling time for a step change in input level is increased proportionately. Figure 5 shows the relationship between  $C_{AV}$  and 1% settling time is 115 milliseconds for each microfarad of  $C_{AV}$ . The settling time is twice as great for decreasing signals as for increasing signals (the values in Figure 5 are for decreasing signals). Settling time also increases for low signal levels, as shown in Figure 6.

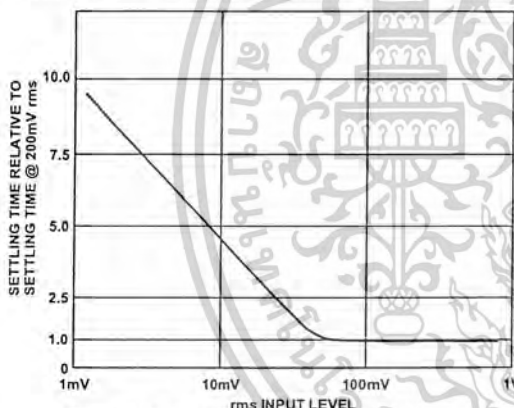


Figure 6. Settling Time vs. Input Level

A better method for reducing output ripple is the use of a "post-filter." Figure 7 shows a suggested circuit. If a single pole filter is used ( $C_3$  removed,  $R_x$  shorted), and  $C_2$  is approximately 5 times the value of  $C_{AV}$ , the ripple is reduced as shown in Figure 8, and settling time is increased. For example, with  $C_{AV} = 1 \mu F$  and  $C_2 = 4.7 \mu F$ , the ripple for a 60 Hz input is reduced from 10% of reading to approximately 0.3% of reading. The settling time, however, is increased by approximately a factor of 3. The values of  $C_{AV}$  and  $C_2$  can therefore be reduced to permit faster settling times while still providing substantial ripple reduction.

The two-pole post-filter uses an active filter stage to provide even greater ripple reduction without substantially increasing the settling times over a circuit with a one-pole filter. The values of  $C_{AV}$ ,  $C_2$ , and  $C_3$  can then be reduced to allow extremely fast settling times for a constant amount of ripple. Caution should be exercised in choosing the value of  $C_{AV}$ , since the dc error is dependent upon this value and is independent of the post filter. For a more detailed explanation of these topics refer to the *RMS-to-DC Conversion Application Guide, 2nd Edition*, available from Analog Devices.

REV. B

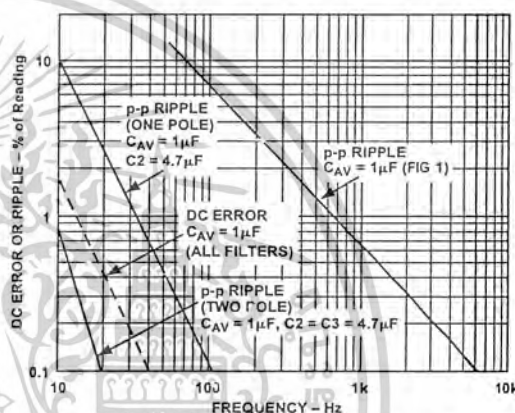


Figure 8. Performance Features of Various Filter Types

**RMS MEASUREMENTS**

**AD636 PRINCIPLE OF OPERATION**

The AD636 embodies an implicit solution of the rms equation that overcomes the dynamic range as well as other limitations inherent in a straightforward computation of rms. The actual computation performed by the AD636 follows the equation:

$$V_{rms} = Avg. \left[ \frac{V_{IN}^2}{V_{rms}} \right]$$

Figure 9 is a simplified schematic of the AD636; it is subdivided into four major sections: absolute value circuit (active rectifier), squarer/divider, current mirror, and buffer amplifier. The input voltage,  $V_{IN}$ , which can be ac or dc, is converted to a unipolar current  $I_1$ , by the active rectifier  $A_1, A_2$ .  $I_1$  drives one input of the squarer/divider, which has the transfer function:

$$I_4 = \frac{I_1^2}{I_3}$$

The output current,  $I_4$ , of the squarer/divider drives the current mirror through a low-pass filter formed by  $R_1$  and the externally connected capacitor,  $C_{AV}$ . If the  $R_1, C_{AV}$  time constant is much greater than the longest period of the input signal, then  $I_4$  is effectively averaged. The current mirror returns a current  $I_3$ , which equals  $Avg. [I_4]$ , back to the squarer/divider to complete the implicit rms computation. Thus:

$$I_4 = Avg. \left[ \frac{I_1^2}{I_4} \right] = I_1 rms$$

# AD636

The current mirror also produces the output current,  $I_{OUT}$ , which equals  $2I_4$ .  $I_{OUT}$  can be used directly or converted to a voltage with  $R_2$  and buffered by  $A_4$  to provide a low impedance voltage output. The transfer function of the AD636 thus results:

$$V_{OUT} = 2 R_2 I_{rms} = V_{IN rms}$$

The dB output is derived from the emitter of  $Q_3$ , since the voltage at this point is proportional to  $-\log V_{IN}$ . Emitter follower,  $Q_5$ , buffers and level shifts this voltage, so that the dB output voltage is zero when the externally supplied emitter current ( $I_{REF}$ ) to  $Q_5$  approximates  $I_3$ .

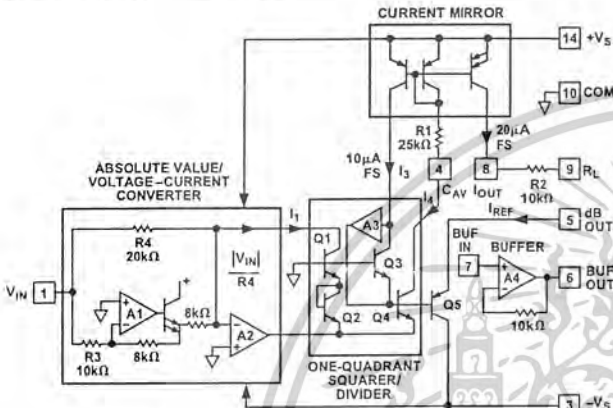


Figure 9. Simplified Schematic

## THE AD636 BUFFER AMPLIFIER

The buffer amplifier included in the AD636 offers the user additional application flexibility. It is important to understand some of the characteristics of this amplifier to obtain optimum performance. Figure 10 shows a simplified schematic of the buffer.

Since the output of an rms-to-dc converter is always positive, it is not necessary to use a traditional complementary Class AB output stage. In the AD636 buffer, a Class A emitter follower is used instead. In addition to excellent positive output voltage swing, this configuration allows the output to swing fully down to ground in single-supply applications without the problems associated with most IC operational amplifiers.

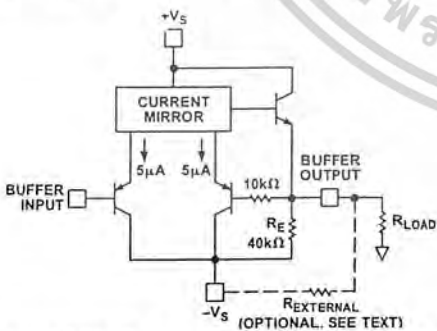


Figure 10. AD636 Buffer Amplifier Simplified Schematic

When this amplifier is used in dual-supply applications as an input buffer amplifier driving a load resistance referred to ground, steps must be taken to insure an adequate negative voltage swing. For negative outputs, current will flow from the load resistor through the 40 kΩ emitter resistor, setting up a voltage divider between  $-V_S$  and ground. This reduced effective  $-V_S$  will limit the available negative output swing of the buffer.

Addition of an external resistor in parallel with  $R_E$  alters this voltage divider such that increased negative swing is possible.

Figure 11 shows the value of  $R_{EXTERNAL}$  for a particular ratio of  $V_{PEAK}$  to  $-V_S$  for several values of  $R_{LOAD}$ . Addition of  $R_{EXTERNAL}$  increases the quiescent current of the buffer amplifier by an amount equal to  $R_{EXT}/-V_S$ . Nominal buffer quiescent current with no  $R_{EXTERNAL}$  is 30 µA at  $-V_S = -5$  V.

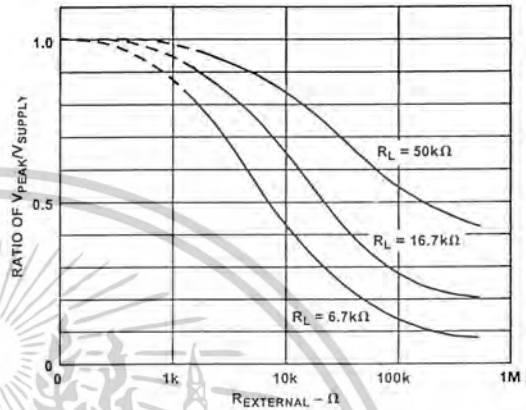


Figure 11. Ratio of Peak Negative Swing to  $-V_S$  vs.  $R_{EXTERNAL}$  for Several/Load Resistances

## FREQUENCY RESPONSE

The AD636 utilizes a logarithmic circuit in performing the implicit rms computation. As with any log circuit, bandwidth is proportional to signal level. The solid lines in the graph below represent the frequency response of the AD636 at input levels from 1 millivolt to 1 volt rms. The dashed lines indicate the upper frequency limits for 1%, 10%, and  $\pm 3$  dB of reading additional error. For example, note that a 1 volt rms signal will produce less than 1% of reading additional error up to 220 kHz. A 10 millivolt signal can be measured with 1% of reading additional error (100 µV) up to 14 kHz.

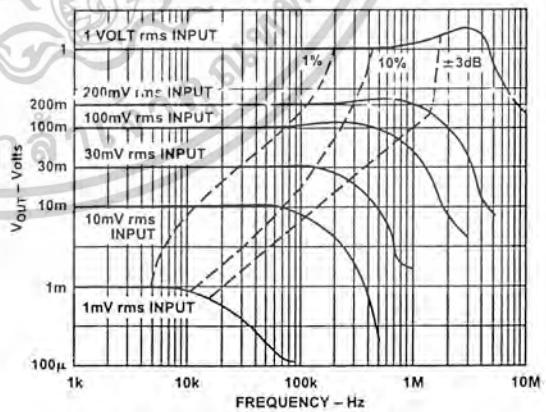


Figure 12. AD636 Frequency Response

## AC MEASUREMENT ACCURACY AND CREST FACTOR

Crest factor is often overlooked in determining the accuracy of an ac measurement. Crest factor is defined as the ratio of the peak signal amplitude to the rms value of the signal ( $C.F. = V_P/V_{rms}$ ). Most common waveforms, such as sine and triangle waves, have relatively low crest factors ( $<2$ ). Waveforms that

resemble low duty cycle pulse trains, such as those occurring in switching power supplies and SCR circuits, have high crest factors. For example, a rectangular pulse train with a 1% duty cycle has a crest factor of 10 ( $C.F. = 1/\sqrt{\eta}$ ).

Figure 13 is a curve of reading error for the AD636 for a 200 mV rms input signal with crest factors from 1 to 7. A rectangular pulse train (pulse width 200  $\mu$ s) was used for this test since it is the worst-case waveform for rms measurement (all the energy is contained in the peaks). The duty cycle and peak amplitude were varied to produce crest factors from 1 to 7 while maintaining a constant 200 mV rms input amplitude.

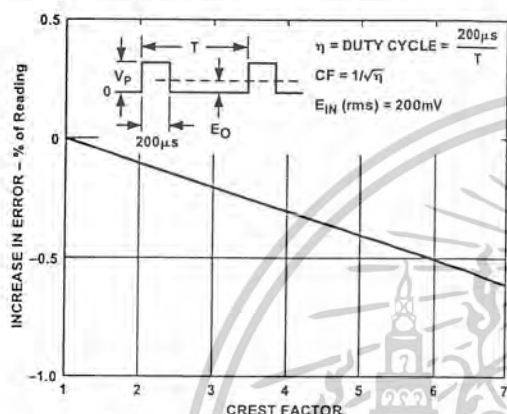


Figure 13. Error vs. Crest Factor

### A COMPLETE AC DIGITAL VOLTMETER

Figure 14 shows a design for a complete low power ac digital voltmeter circuit based on the AD636. The 10 M $\Omega$  input attenuator allows full-scale ranges of 200 mV, 2 V, 20 V and 200 V rms. Signals are capacitively coupled to the AD636 buffer amplifier, which is connected in an ac bootstrapped configuration to minimize loading. The buffer then drives the 6.7 k $\Omega$  input impedance of the AD636. The COM terminal of the ADC chip provides the false ground required by the AD636 for single supply operation. An AD589 1.2 volt reference diode is used to provide a stable 100 millivolt reference for the ADC in the linear rms mode; in the dB mode, a 1N4148 diode is inserted in series to provide correction for the temperature coefficient of the dB scale factor. Calibration of the meter is done by first adjusting offset pot R17 for a proper zero reading, then adjusting the R13 for an accurate readout at full scale.

Calibration of the dB range is accomplished by adjusting R9 for the desired 0 dB reference point, then adjusting R14 for the desired dB scale factor (a scale of 10 counts per dB is convenient).

Total power supply current for this circuit is typically 2.8 mA using a 7106-type ADC.

### A LOW POWER, HIGH INPUT IMPEDANCE dB METER

#### Introduction

The portable dB meter circuit featured here combines the functions of the AD636 rms converter, the AD589 voltage reference, and a  $\mu$ A776 low power operational amplifier. This meter offers excellent bandwidth and superior high and low level accuracy while consuming minimal power from a standard 9 volt transistor radio battery.

In this circuit, the built-in buffer amplifier of the AD636 is used as a "bootstrapped" input stage increasing the normal 6.7 k $\Omega$  input Z to an input impedance of approximately  $10^{10} \Omega$ .

REV. B

### Circuit Description

The input voltage,  $V_{IN}$ , is ac coupled by C4 while resistor R8, together with diodes D1, and D2, provide high input voltage protection.

The buffer's output, Pin 6, is ac coupled to the rms converter's input (Pin 1) by capacitor C2. Resistor, R9, is connected between the buffer's output, a Class A output stage, and the negative output swing. Resistor R1, is the amplifier's "bootstrapping" resistor.

With this circuit, single supply operation is made possible by setting "ground" at a point between the positive and negative sides of the battery. This is accomplished by sending 250  $\mu$ A from the positive battery terminal through resistor R2, then through the 1.2 volt AD589 bandgap reference, and finally back to the negative side of the battery via resistor R10. This sets ground at 1.2 volts +3.18 volts ( $250 \mu\text{A} \times 12.7 \text{k}\Omega$ ) = 4.4 volts below the positive battery terminal and 5.0 volts ( $250 \mu\text{A} \times 20 \text{k}\Omega$ ) above the negative battery terminal. Bypass capacitors C3 and C5 keep both sides of the battery at a low ac impedance to ground. The AD589 bandgap reference establishes the 1.2 volt regulated reference voltage which together with resistor R3 and trimming potentiometer R4 set the zero dB reference current  $I_{REF}$ .

### Performance Data

0 dB Reference Range = 0 dBm (770 mV) to -20 dBm (77 mV) rms

0 dBm = 1 milliwatt in 600  $\Omega$

Input Range (at  $I_{REF} = 770 \text{ mV}$ ) = 50 dBm

Input Impedance = approximately  $10^{10} \Omega$

$V_{SUPPLY}$  Operating Range +5 V dc to +20 V dc

$I_{QUIESCENT}$  = 1.8 mA typical

Accuracy with 1 kHz sine wave and 9 volt dc supply:

0 dB to -40 dBm  $\pm 0.1 \text{ dBm}$

0 dBm to -50 dBm  $\pm 0.15 \text{ dBm}$

+10 dBm to -50 dBm  $\pm 0.5 \text{ dBm}$

### Frequency Response $\pm 3 \text{ dBm}$

Input

0 dBm = 5 Hz to 380 kHz

-10 dBm = 5 Hz to 370 kHz

-20 dBm = 5 Hz to 240 kHz

-30 dBm = 5 Hz to 100 kHz

-40 dBm = 5 Hz to 45 kHz

-50 dBm = 5 Hz to 17 kHz

### Calibration

1. First calibrate the zero dB reference level by applying a 1 kHz sine wave from an audio oscillator at the desired zero dB amplitude. This may be anywhere from zero dBm (770 mV rms - 2.2 volts p-p) to -20 dBm (77 mV rms 220 mV - p-p). Adjust the  $I_{REF}$  cal trimmer for a zero indication on the analog meter.
2. The final step is to calibrate the meter scale factor or gain. Apply an input signal -40 dB below the set zero dB reference and adjust the scale factor calibration trimmer for a 40  $\mu$ A reading on the analog meter.

The temperature compensation resistors for this circuit may be purchased from: *Tel Labs Inc.*, 154 Harvey Road, P.O. Box 375, Londonderry, NH 03053, Part #Q332A 2 k $\Omega$  1% +3500 ppm/ $^{\circ}$ C or from *Precision Resistor Company*, 109 U.S. Highway 22, Hillside, NJ 07205, Part #PT146 2 k $\Omega$  1% +3500 ppm/ $^{\circ}$ C.

# AD636

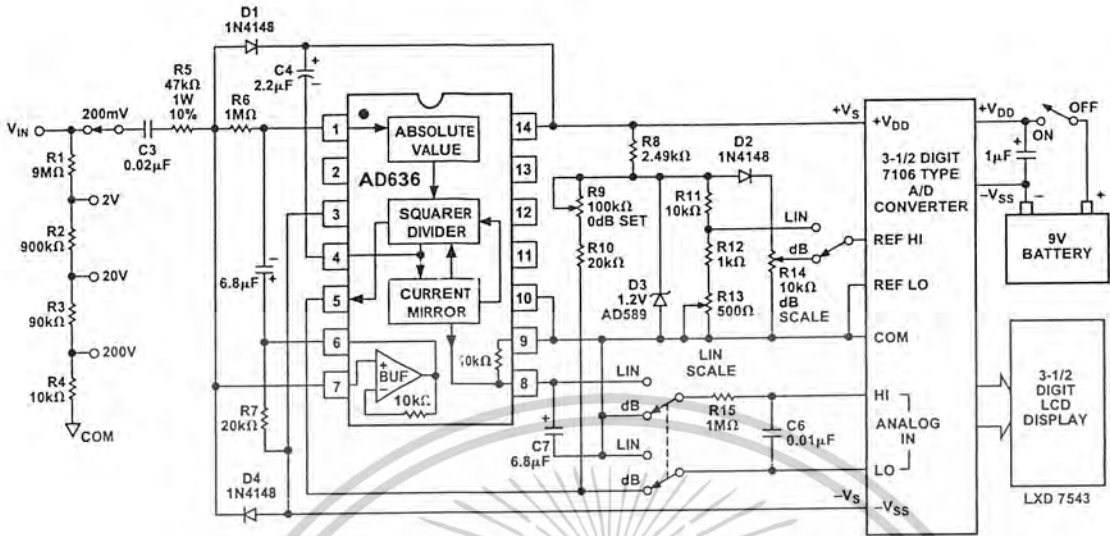
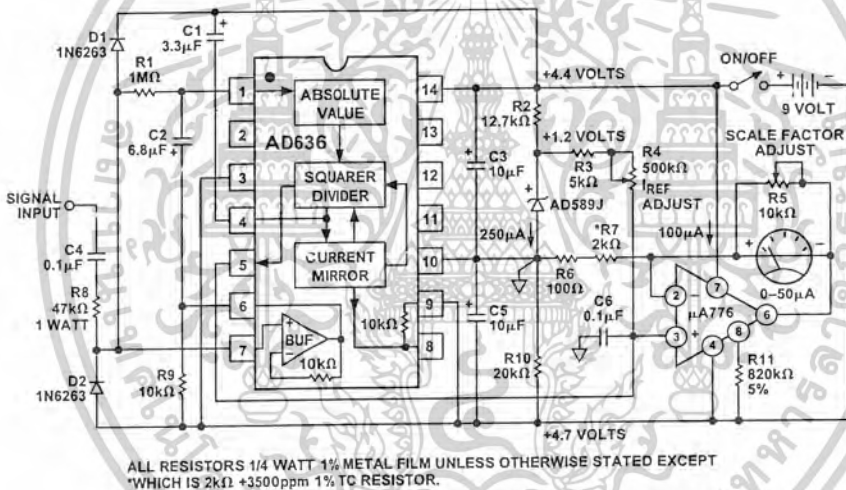


Figure 14. A Portable, High Z Input, RMS DPM and dB Meter Circuit



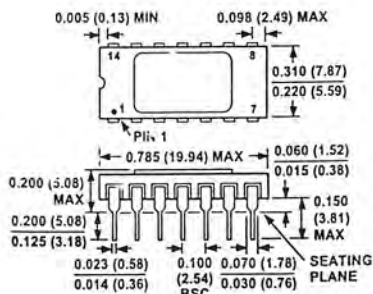
ALL RESISTORS 1/4 WATT 1% METAL FILM UNLESS OTHERWISE STATED EXCEPT WHICH IS 2kΩ ±3500ppm 1% TC RESISTOR.

Figure 15. A Low Power, High Input Impedance dB Meter

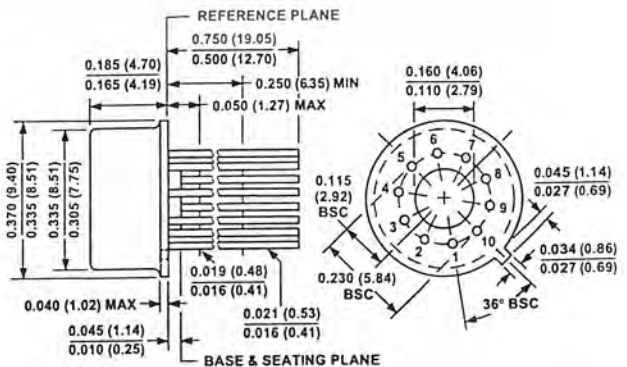
## OUTLINE DIMENSIONS

Dimensions shown in inches and (mm).

### D Package (TO-116)



### H Package (TO-100)

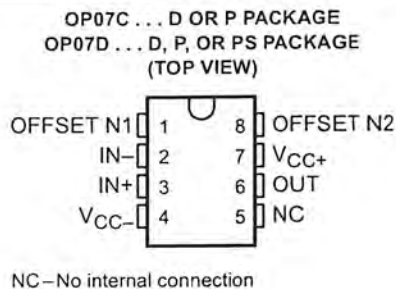


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# OP07C, OP07D PRECISION OPERATIONAL AMPLIFIERS

SLOS099D – OCTOBER 1983 – REVISED FEBRUARY 2002

- Low Noise
- No External Components Required
- Replace Chopper Amplifiers at a Lower Cost
- Wide Input-Voltage Range  
... 0 to +14 V Typ
- Wide Supply-Voltage Range  
...  $\pm 3$  V to  $\pm 18$  V
- Essentially Equivalent to Fairchild  $\mu$ A714 Operational Amplifiers
- Direct Replacements for PMI OP07C and OP07D



## description

These devices offer low offset and long-term stability by means of a low-noise, chopperless, bipolar-input-transistor amplifier circuit. For most applications, external components are not required for offset nulling and frequency compensation. The true differential input, with a wide input-voltage range and outstanding common-mode rejection, provides maximum flexibility and performance in high-noise environments and in noninverting applications. Low bias currents and extremely high input impedances are maintained over the entire temperature range. The OP07 is unsurpassed for low-noise, high-accuracy amplification of very-low-level signals.

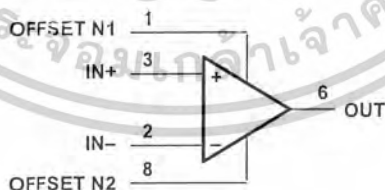
These devices are characterized for operation from 0°C to 70°C.

### AVAILABLE OPTIONS

T <sub>A</sub>	V <sub>IO</sub> MAX AT 25°C	PACKAGE	
		SMALL OUTLINE (D, PS)	PLASTIC DIP (P)
0°C to 70°C	150 $\mu$ V	OP07CD	OP07CP
		OP07DD OP07DPS	OP07DP

The D package is available taped and reeled. Add the suffix R to the device type (e.g., OP07CD'R). The PS package is available only taped and reeled.

## symbol



Please be aware that an important notice concerning availability, standard warranty, and use in critical applications of Texas Instruments semiconductor products and disclaimers thereto appears at the end of this data sheet.

PRODUCTION DATA information is current as of publication date. Products conform to specifications per the terms of Texas Instruments standard warranty. Production processing does not necessarily include testing of all parameters.

Copyright © 2002, Texas Instruments Incorporated



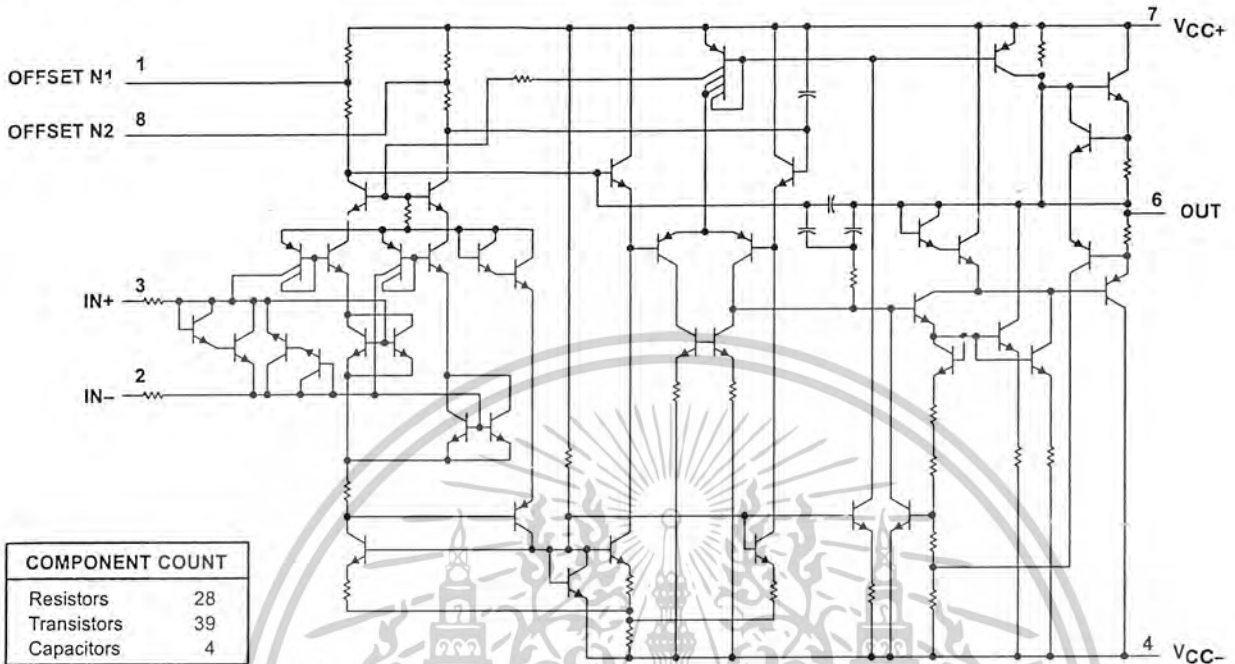
POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# OP07C, OP07D PRECISION OPERATIONAL AMPLIFIERS

SLOS099D – OCTOBER 1983 – REVISED FEBRUARY 2002

## schematic



COMPONENT COUNT	
Resistors	28
Transistors	39
Capacitors	4

## absolute maximum ratings over operating free-air temperature range (unless otherwise noted)†

Supply voltage: $V_{CC+}$ (see Note 1)	22 V
$V_{CC-}$ (see Note 1)	-22 V
Differential input voltage (see Note 2)	$\pm 30$ V
Input voltage, $V_I$ (either input, see Note 3)	$\pm 22$ V
Duration of output short circuit (see Note 4)	Unlimited
Package thermal impedance, $\theta_{JA}$ (see Note 5):	
D package	97°C/W
P package	85°C/W
PS package	95°C/W
Lead temperature 1,6 mm (1/16 inch) from case for 10 seconds	260°C
Storage temperature range, $T_{stg}$	-65°C to 150°C

† Stresses beyond those listed under "absolute maximum ratings" may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only, and functional operation of the device at these or any other conditions beyond those indicated under "recommended operating conditions" is not implied. Exposure to absolute-maximum-rated conditions for extended periods may affect device reliability.

NOTES:

1. All voltage values, unless otherwise noted, are with respect to the midpoint between  $V_{CC+}$  and  $V_{CC-}$ .
2. Differential voltages are at  $IN+$  with respect to  $IN-$ .
3. The magnitude of the input voltage must never exceed the magnitude of the supply voltage or 15 V, whichever is less.
4. The output may be shorted to ground or either power supply.
5. The package thermal impedance is calculated in accordance with JESD 51-7.

## recommended operating conditions

	MIN	MAX	UNIT
$V_{CC\pm}$ Supply voltage	$\pm 3$	$\pm 18$	V
$V_{IC}$ Common-mode input voltage	$V_{CC\pm} = \pm 15$ V		V
$T_A$ Operating free-air temperature	0	70	°C

 **TEXAS  
INSTRUMENTS**

POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

OP07C, OP07D  
PRECISION OPERATIONAL AMPLIFIERS

SLOS099D – OCTOBER 1983 – REVISED FEBRUARY 2002

electrical characteristics at specified free-air temperature,  $V_{CC} \pm = \pm 15\text{ V}$  (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONST	TA	OP07C			OP07D			UNIT
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
$V_{IO}$ Input offset voltage	$V_O = 0$ , $R_S = 50\ \Omega$	25°C	60	150	60	150	60	150	$\mu\text{V}$
$\alpha_{V_{IO}}$ Temperature coefficient of input offset voltage	$V_O = 0$ , $R_S = 50\ \Omega$	0°C to 70°C	85	250	85	250	85	250	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
Long-term drift of input offset voltage	See Note 6	0°C to 70°C	0.5	1.8	0.7	2.5	0.7	2.5	$\mu\text{V}/\text{mo}$
Offset adjustment range	$R_S = 20\ \text{k}\Omega$ , See Figure 1	25°C	±4			±4			mV
$I_{IO}$ Input offset current		25°C	0.8	6	0.8	6	0.8	6	nA
$\alpha_{I_{IO}}$ Temperature coefficient of input offset current		0°C to 70°C	1.6	8	1.6	8	1.6	8	nA/°C
$I_{IB}$ Input bias current		0°C to 70°C	12	50	12	50	12	50	pA/°C
$\alpha_{I_{IB}}$ Temperature coefficient of input bias current		25°C	±1.8	±7	±2	±12	±2	±12	nA
$V_{ICR}$ Common-mode input voltage range		0°C to 70°C	±2.2	±9	±3	±14	±3	±14	pA/°C
VOM Peak output voltage	$R_L \geq 10\ \text{k}\Omega$	0°C to 70°C	18	50	18	50	18	50	pA/°C
		25°C	±13	±14	±13	±14	±13	±14	V
		0°C to 70°C	±13	±13.5	±13	±13.5	±13	±13.5	V
		25°C	±12	±13	±12	±13	±12	±13	V
AVD Large-signal differential voltage amplification	$V_{CC} \pm = \pm 3\text{ V}$ , $V_O = \pm 0.5\text{ V}$ , $R_L \geq 500\ \text{k}\Omega$	25°C	±11.5	±12.8	±11.5	±12.8	±11.5	±12.8	V
		0°C to 70°C	±12	±12	±12	±12	±12	±12	V
		25°C	±11	±12.6	±11	±12.6	±11	±12.6	V
		0°C to 70°C	100	400	100	400	100	400	V/mV
B1 Unity-gain bandwidth	$V_O = +10\text{ V}$ , $R_L = 2\ \text{k}\Omega$	25°C	120	400	120	400	120	400	MHz
		0°C to 70°C	100	400	100	400	100	400	MHz
$r_i$ Input resistance		25°C	0.4	0.6	0.4	0.6	0.4	0.6	M $\Omega$
CMRR Common-mode rejection ratio	$V_{IC} = \pm 13\text{ V}$ , $R_S = 50\ \Omega$	25°C	8	33	7	31	7	31	dB
		0°C to 70°C	97	120	94	110	94	106	dB
kSVS Supply-voltage sensitivity ( $\Delta V_{IO}/\Delta V_{CC}$ )	$V_{CC} \pm = \pm 3\text{ V}$ to $\pm 18\text{ V}$ , $R_S = 50\ \Omega$	25°C	7	32	7	32	7	32	$\mu\text{V/V}$
		0°C to 70°C	10	51	10	51	10	51	$\mu\text{V/V}$
PD Power dissipation	$V_O = 0$ , $V_{CC} \pm = \pm 3\text{ V}$ , $V_O = 0$ , No load	25°C	80	150	80	150	80	150	mW
		0°C to 70°C	4	8	4	8	4	8	mW

† All characteristics are measured under open-loop conditions with zero common-mode input voltage, unless otherwise noted.  
NOTE 6: Since long-term drift cannot be measured on the individual devices prior to shipment, this specification is not intended to be a warranty. It is an engineering estimate of the averaged trend line of drift versus time over extended periods after the first thirty days of operation.



POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้เพื่อการศึกษานี้เท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# OP07C, OP07D PRECISION OPERATIONAL AMPLIFIERS

SLOS099D – OCTOBER 1983 – REVISED FEBRUARY 2002

operating characteristics,  $V_{CC\pm} = \pm 15\text{ V}$ ,  $T_A = 25^\circ\text{C}$

PARAMETER	TEST CONDITIONS†	OP07C	OP07D	UNIT
		TYP	TYP	
$V_n$ Equivalent input noise voltage	f = 10 Hz	10.5	10.5	nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
	f = 100 Hz	10.2	10.3	
	f = 1 kHz	9.8	9.8	
$V_{N(PP)}$ Peak-to-peak equivalent input noise voltage	f = 0.1 Hz to 10 Hz	0.38	0.38	$\mu\text{V}$
$I_n$ Equivalent input noise current	f = 10 Hz	0.35	0.35	pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$
	f = 100 Hz	0.15	0.15	
	f = 1 kHz	0.13	0.13	
$I_{N(PP)}$ Peak-to-peak equivalent input noise current	f = 0.1 Hz to 10 Hz	15	15	pA
SR Slew rate	$R_L \geq 2\text{ k}\Omega$	0.3	0.3	V/ $\mu\text{s}$

† All characteristics are measured under open-loop conditions with zero common-mode input voltage, unless otherwise noted.

## APPLICATION INFORMATION

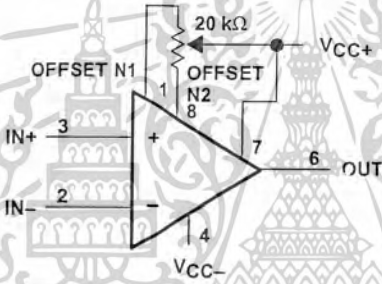


Figure 1. Input Offset-Voltage Null Circuit



POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# TL071, TL071A, TL071B, TL072 TL072A, TL072B, TL074, TL074A, TL074B LOW-NOISE JFET-INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS

SLOS080D - SEPTEMBER 1978 - REVISED AUGUST 1996

- Low Power Consumption
- Wide Common-Mode and Differential Voltage Ranges
- Low Input Bias and Offset Currents
- Output Short-Circuit Protection
- Low Total Harmonic Distortion  
0.003% Typ
- Low Noise  
 $V_n = 18 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$  Typ at  $f = 1 \text{ kHz}$
- High Input Impedance . . . JFET Input Stage
- Internal Frequency Compensation
- Latch-Up-Free Operation
- High Slew Rate . . . 13 V/ $\mu\text{s}$  Typ
- Common-Mode Input Voltage Range  
Includes  $V_{CC+}$

## description

The JFET-input operational amplifiers in the TL07\_ series are designed as low-noise versions of the TL08\_ series amplifiers with low input bias and offset currents and fast slew rate. The low harmonic distortion and low noise make the TL07\_ series ideally suited for high-fidelity and audio preamplifier applications. Each amplifier features JFET inputs (for high input impedance) coupled with bipolar output stages integrated on a single monolithic chip.

The C-suffix devices are characterized for operation from 0°C to 70°C. The I-suffix devices are characterized for operation from -40°C to 85°C. The M-suffix devices are characterized for operation over the full military temperature range of -55°C to 125°C.

### AVAILABLE OPTIONS

T <sub>A</sub>	V <sub>IO</sub> max AT 25°C	PACKAGE							
		SMALL OUTLINE (D)†	CHIP CARRIER (FK)	CERAMIC DIP (J)	CERAMIC DIP (JG)	PLASTIC DIP (N)	PLASTIC DIP (P)	TSSOP PACKAGE (PW)	FLAT PACKAGE (W)
0°C to 70°C	10 mV 6 mV 3 mV	TL071CD TL071ACD TL071BCD	—	—	—	—	TL071CP TL071ACP TL071BCP	TL071CPWLE	—
	10 mV 6 mV 3 mV	TL072CD TL072ACD TL072BCD	—	—	—	—	TL072CP TL072ACP TL072BCP	TL072CPWLE	—
	10 mV 6 mV 3 mV	TL074CD TL074ACD TL074BCD	—	—	—	TL074CN TL074ACN TL074BCN	—	TL074CPWLE	—
-40°C to 85°C	6 mV	TL071ID TL072ID TL074ID	—	—	—	— TL074IN	TL071IP TL072IP	—	—
-55°C to 125°C	6 mV 6 mV 9 mV	—	TL071MFK TL072MFK TL074MFK	— — TL074MJ	TL071MJG TL072MJG	— — TL074MN	— TL072MP	—	— — TL074MW

† The D package is available taped and reeled. Add the suffix R to the device type (e.g., TL071CDR). The PW package is only available left-ended taped and reeled (e.g., TL072CPWLE).



Please be aware that an important notice concerning availability, standard warranty, and use in critical applications or Texas Instruments semiconductor products and disclaimers thereto appears at the end of this data sheet.

PRODUCTION DATA information is current as of publication date. Products conform to specifications per the terms of Texas Instruments standard warranty. Production processing does not necessarily include testing of all parameters.

Copyright © 1996, Texas Instruments Incorporated



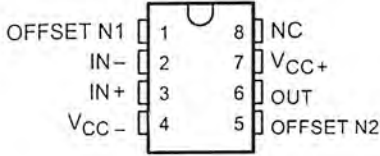
POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

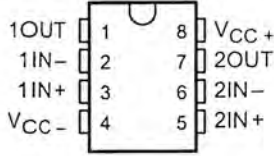
**TL071, TL071A, TL071B, TL072**  
**TL072A, TL072B, TL074, TL074A, TL074B**  
**LOW-NOISE JFET-INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS**

SLOS080D - SEPTEMBER 1978 - REVISED AUGUST 1996

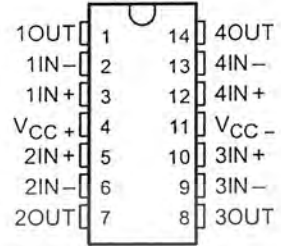
**TL071, TL071A, TL071B**  
**D, JG, P, OR PW PACKAGE**  
**(TOP VIEW)**



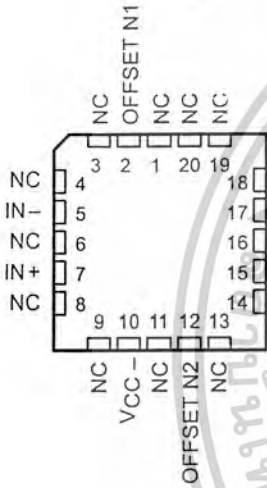
**TL072, TL072A, TL072B**  
**D, JG, P, OR PW PACKAGE**  
**(TOP VIEW)**



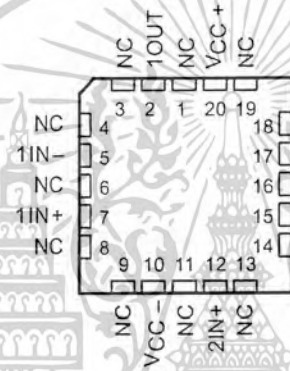
**TL074, TL074A, TL074B**  
**D, J, N, OR PW PACKAGE**  
**TL074...W PACKAGE**  
**(TOP VIEW)**



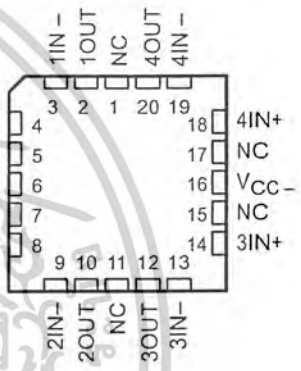
**TL071**  
**FK PACKAGE**  
**(TOP VIEW)**



**TL072**  
**FK PACKAGE**  
**(TOP VIEW)**



**TL074**  
**FK PACKAGE**  
**(TOP VIEW)**



NC - No internal connection

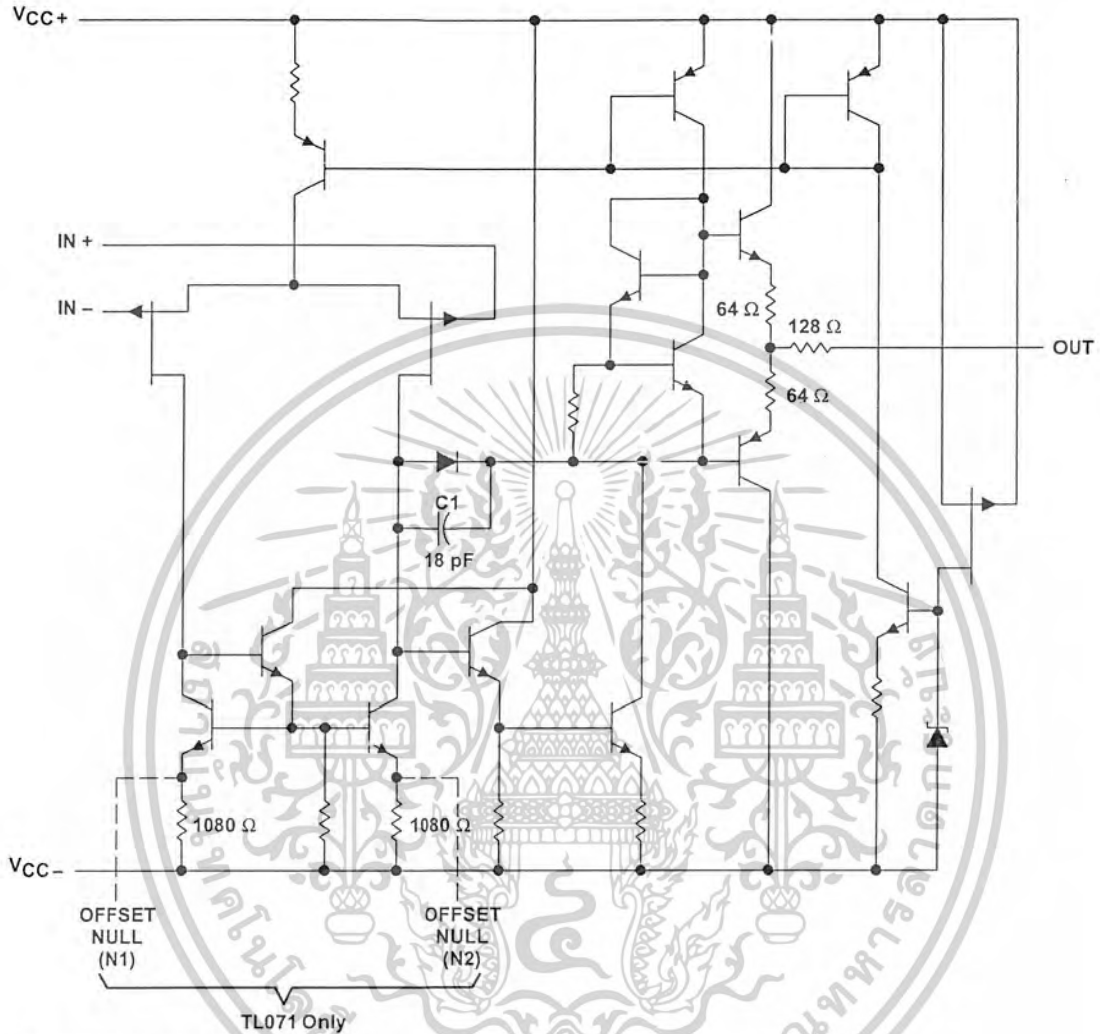
**symbols**



TL071, TL071A, TL071B, TL072  
 TL072A, TL072B, TL074, TL074A, TL074B  
 LOW-NOISE JFET-INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS

SLOS080D – SEPTEMBER 1978 – REVISED AUGUST 1996

schematic (each amplifier)



All component values shown are nominal.

COMPONENT COUNT†			
COMPONENT TYPE	TL071	TL072	TL074
Resistors	11	22	44
Transistors	14	28	56
JFET	2	4	6
Diodes	1	2	4
Capacitors	1	2	4
epi-FET	1	2	4

† Includes bias and trim circuitry



POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**TL071, TL071A, TL071B, TL072**  
**TL072A, TL072B, TL074, TL074A, TL074B**  
**LOW-NOISE JFET-INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS**

SLOS080D – SEPTEMBER 1978 – REVISED AUGUST 1996

absolute maximum ratings over operating free-air temperature range (unless otherwise noted)†

Supply voltage, $V_{CC+}$ (see Note 1)	18 V
Supply voltage, $V_{CC-}$ (see Note 1)	-18 V
Differential input voltage, $V_{ID}$ (see Note 2)	±30 V
Input voltage, $V_I$ (see Notes 1 and 3)	±15 V
Duration of output short circuit (see Note 4)	unlimited
Continuous total power dissipation	See Dissipation Rating Table
Operating free-air temperature range, $T_A$ : C suffix	0°C to 70°C
I suffix	-40°C to 85°C
M suffix	-55°C to 125°C
Storage temperature range	-65°C to 150°C
Case temperature for 60 seconds: FK package	260°C
Lead temperature 1,6 mm (1/16 inch) from case for 10 seconds: J, JG, or W package	300°C
Lead temperature 1,6 mm (1/16 inch) from case for 10 seconds: D, N, P, or PW package	260°C

† Stresses beyond those listed under "absolute maximum ratings" may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only, and functional operation of the device at these or any other conditions beyond those indicated under "recommended operating conditions" is not implied. Exposure to absolute-maximum-rated conditions for extended periods may affect device reliability.

- NOTES: 1. All voltage values, except differential voltages, are with respect to the midpoint between  $V_{CC+}$  and  $V_{CC-}$ .
2. Differential voltages are at  $IN+$  with respect to  $IN-$ .
3. The magnitude of the input voltage must never exceed the magnitude of the supply voltage or 15 V, whichever is less.
4. The output may be shorted to ground or to either supply. Temperature and/or supply voltages must be limited to ensure that the dissipation rating is not exceeded.

DISSIPATION RATING TABLE

PACKAGE	$T_A \leq 25^\circ\text{C}$ POWER RATING	DERATING FACTOR	DERATE ABOVE $T_A$	$T_A = 70^\circ\text{C}$ POWER RATING	$T_A = 85^\circ\text{C}$ POWER RATING	$T_A = 125^\circ\text{C}$ POWER RATING
D (8 pin)	680 mW	5.8 mW/°C	33°C	465 mW	378 mW	N/A
D (14 pin)	680 mW	7.6 mW/°C	60°C	604 mW	490 mW	N/A
FK	680 mW	11.0 mW/°C	88°C	680 mW	680 mW	273 mW
J	680 mW	11.0 mW/°C	88°C	680 mW	680 mW	273 mW
JG	680 mW	8.4 mW/°C	69°C	672 mW	546 mW	210 mW
N	680 mW	9.2 mW/°C	76°C	680 mW	597 mW	N/A
P	680 mW	8.0 mW/°C	65°C	640 mW	520 mW	N/A
PW (8 pin)	525 mW	4.2 mW/°C	70°C	525 mW	N/A	N/A
PW (14 pin)	700 mW	5.6 mW/°C	70°C	700 mW	N/A	N/A
W	680 mW	8.0 mW/°C	65°C	640 mW	520 mW	200 mW



POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**TL071, TL071A, TL071B, TL072  
TL072A, TL072B, TL074, TL074A, TL074B  
LOW-NOISE JFET-INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS**

SLOS080D - SEPTEMBER 1978 - REVISED AUGUST 1996

electrical characteristics,  $V_{CC} = \pm 15$  V (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS†	T <sub>A</sub> ‡	TL071C TL072C TL074C			TL071AC TL072AC TL074AC			TL071BC TL072BC TL074BC			TL071I TL072I TL074I			UNIT
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
V <sub>IO</sub>	V <sub>O</sub> = 0, R <sub>S</sub> = 50 Ω	25°C	3	10	13	3	10	13	2	3	6	3	6	mV	
α <sub>VIO</sub>	V <sub>O</sub> = 0, R <sub>S</sub> = 50 Ω	Full range	18			18			18			18		μV/°C	
I <sub>IO</sub>	V <sub>O</sub> = 0	25°C	5	100		5	100		5	100		5	100	pA	
I <sub>IB</sub>	V <sub>O</sub> = 0	Full range	10			2			2			2		nA	
V <sub>ICR</sub>	V <sub>O</sub> = 0	25°C	65	200		65	200		65	200		65	200	pA	
V <sub>OM</sub>	R <sub>L</sub> = 10 kΩ	Full range	7			7			7			20		nA	
A <sub>VD</sub>	V <sub>O</sub> = ±10 V, R <sub>L</sub> ≥ 2 kΩ	25°C	±11	-12 to 15		±12	±13.5		±12	±13.5		±12	-12 to 15	V	
B <sub>1</sub>	Unity-gain bandwidth	25°C	±12	±13.5		±12	±13.5		±12	±13.5		±12	±13.5	V	
r <sub>i</sub>	Input resistance	Full range	±12	±13.5		±12	±13.5		±12	±13.5		±12	±13.5	V	
CMRR	V <sub>IC</sub> = V <sub>ICRmin</sub> , V <sub>O</sub> = 0, R <sub>S</sub> = 50 Ω	25°C	70	100		75	100		75	100		75	100	dB	
kSVR	V <sub>CC</sub> = ±9 V to ±15 V, V <sub>O</sub> = 0, R <sub>S</sub> = 50 Ω	25°C	70	100		80	100		80	100		80	100	dB	
I <sub>CC</sub>	V <sub>O</sub> = 0, No load	25°C	1.4	2.5		1.4	2.5		1.4	2.5		1.4	2.5	mA	
V <sub>O1</sub> /V <sub>O2</sub>	Crosstalk attenuation	25°C	120			120			120			120		dB	

† All characteristics are measured under open-loop conditions with zero common-mode voltage unless otherwise specified.  
 ‡ Full range is T<sub>A</sub> = 0°C to 70°C for TL07\_C, TL07\*\_AC, TL07\*\_BC and is T<sub>A</sub> = -40°C to 85°C for TL07\*\_I.  
 § Input bias currents of a FET-input operational amplifier are normal junction reverse currents, which are temperature sensitive as shown in Figure 4. Pulse techniques must be used that maintain the junction temperature as close to the ambient temperature as possible.



POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

TL071, TL071A, TL071B, TL072  
 TL072A, TL072B, TL074, TL074A, TL074B  
 LOW-NOISE JFET-INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS  
 SLOS080D – SEPTEMBER 1978 – REVISED AUGUST 1996

electrical characteristics,  $V_{CC\pm} = \pm 15\text{ V}$  (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS†	$T_A$ ‡	TL071M TL072M			TL074M			UNIT
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
$V_{IO}$ Input offset voltage	$V_O = 0, R_S = 50\ \Omega$	25°C	3 6		3 9		mV		
		Full range	9		15				
$\alpha V_{IO}$ Temperature coefficient of input offset voltage	$V_O = 0, R_S = 50\ \Omega$	Full range	18		18		$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$		
$I_{IO}$ Input offset current	$V_O = 0$	25°C	5 100		5 100		pA		
		Full range	20		20		nA		
$I_{IB}$ Input bias current‡	$V_O = 0$	25°C	65 200		65 200		pA		
		Full range	50		50		nA		
$V_{ICR}$ Common-mode input voltage range		25°C	$\pm 11$	-12 to 15	$\pm 11$	-12 to 15	V		
$V_{OM}$ Maximum peak output voltage swing	$R_L = 10\ \text{k}\Omega$	25°C	$\pm 12$ $\pm 13.5$		$\pm 12$ $\pm 13.5$		V		
	$R_L \geq 10\ \text{k}\Omega$	Full range	$\pm 12$		$\pm 12$				
	$R_L \geq 2\ \text{k}\Omega$		$\pm 10$		$\pm 10$				
$A_{VD}$ Large-signal differential voltage amplification	$V_O = \pm 10\ \text{V}, R_L \geq 2\ \text{k}\Omega$	25°C	35 200		35 200		V/mV		
		Full range	15		15				
$B_1$ Unity-gain bandwidth	$T_A = 25^\circ\text{C}$		3		3		MHz		
$r_i$ Input resistance	$T_A = 25^\circ\text{C}$		$10^{12}$		$10^{12}$		$\Omega$		
CMRR Common-mode rejection ratio	$V_{IC} = V_{ICRmin}, V_O = 0, R_S = 50\ \Omega$	25°C	80	86	80	86	dB		
$k_{SVR}$ Supply-voltage rejection ratio ( $\Delta V_{CC\pm}/\Delta V_{IO}$ )	$V_{CC} = \pm 9\ \text{V to } \pm 15\ \text{V}, V_O = 0, R_S = 50\ \Omega$	25°C	80	86	80	86	dB		
$I_{CC}$ Supply current (each amplifier)	$V_O = 0, \text{ No load}$	25°C	1.4 2.5		1.4 2.5		mA		
$V_{O1}/V_{O2}$ Crosstalk attenuation	$A_{VD} = 100$	25°C	120		120		dB		

† Input bias currents of a FET-input operational amplifier are normal junction reverse currents, which are temperature sensitive as shown in Figure 4. Pulse techniques must be used that will maintain the junction temperature as close to the ambient temperature as possible.

‡ All characteristics are measured under open-loop conditions with zero common-mode voltage unless otherwise specified. Full range is  $T_A = -55^\circ\text{C to } 125^\circ\text{C}$ .



POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**TL071, TL071A, TL071B, TL072  
TL072A, TL072B, TL074, TL074A, TL074B**  
**LOW-NOISE JFET-INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS**

SLOS080D – SEPTEMBER 1978 – REVISED AUGUST 1996

operating characteristics,  $V_{CC\pm} = \pm 15\text{ V}$ ,  $T_A = 25^\circ\text{C}$

PARAMETER	TEST CONDITIONS	TL07xM			ALL OTHERS			UNIT	
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX		
SR	Slew rate at unity gain $V_I = 10\text{ V}$ , $C_L = 100\text{ pF}$ , $R_L = 2\text{ k}\Omega$ , See Figure 1	5	13		8	13		$\text{V}/\mu\text{s}$	
$t_r$	Rise time overshoot factor $V_I = 20\text{ mV}$ , $C_L = 100\text{ pF}$ , $R_L = 2\text{ k}\Omega$ , See Figure 1		0.1			0.1		$\mu\text{s}$	
$V_n$	Equivalent input noise voltage $R_S = 20\ \Omega$	$f = 1\text{ kHz}$	18			18			$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
		$f = 10\text{ Hz to } 10\text{ kHz}$	4			4			$\mu\text{V}$
$I_n$	Equivalent input noise current $R_S = 20\ \Omega$ , $f = 1\text{ kHz}$	0.01			0.01			$\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$	
THD	Total harmonic distortion $V_{I\text{rms}} = 6\text{ V}$ , $R_L \geq 2\text{ k}\Omega$ , $f = 1\text{ kHz}$	0.003%			0.003%				

**PARAMETER MEASUREMENT INFORMATION**

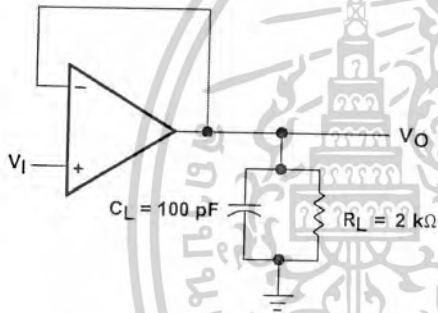


Figure 1. Unity-Gain Amplifier

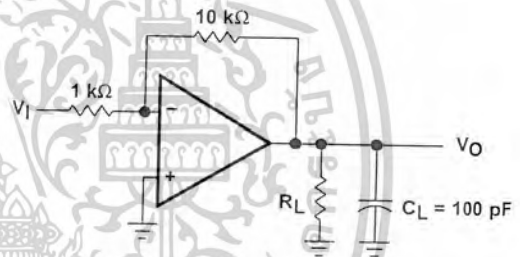


Figure 2. Gain-of-10 Inverting Amplifier

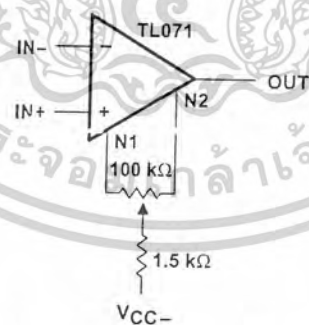


Figure 3. Input Offset Voltage Null Circuit



POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TL071, TL071A, TL071B, TL072  
 TL072A, TL072B, TL074, TL074A, TL074B  
 LOW-NOISE JFET-INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS

SLOS080D – SEPTEMBER 1978 – REVISED AUGUST 1996

TYPICAL CHARACTERISTICS

Table of Graphs

			FIGURE
$I_{IB}$	Input bias current	vs Free-air temperature	4
$V_{OM}$	Maximum output voltage	vs Frequency	5, 6, 7
		vs Free-air temperature	8
		vs Load resistance	9
		vs Supply voltage	10
$A_{VD}$	Large-signal differential voltage amplification	vs Free-air temperature	11
		vs Frequency	12
	Phase shift	vs Frequency	12
	Normalized unity-gain bandwidth	vs Free-air temperature	13
	Normalized phase shift	vs Free-air temperature	13
$CMRR$	Common-mode rejection ratio	vs Free-air temperature	14
$I_{CC}$	Supply current	vs Supply voltage	15
		vs Free-air temperature	16
$P_D$	Total power dissipation	vs Free-air temperature	17
		Normalized slew rate	vs Free-air temperature
$V_n$	Equivalent input noise voltage	vs Frequency	19
THD	Total harmonic distortion	vs Frequency	20
		Large-signal pulse response	vs Time
$V_O$	Output voltage	vs Elapsed time	22



POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**TL071, TL071A, TL071B, TL072  
TL072A, TL072B, TL074, TL074A, TL074B**  
LOW-NOISE JFET-INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS  
SLOS080D – SEPTEMBER 1978 – REVISED AUGUST 1996

**TYPICAL CHARACTERISTICS†**

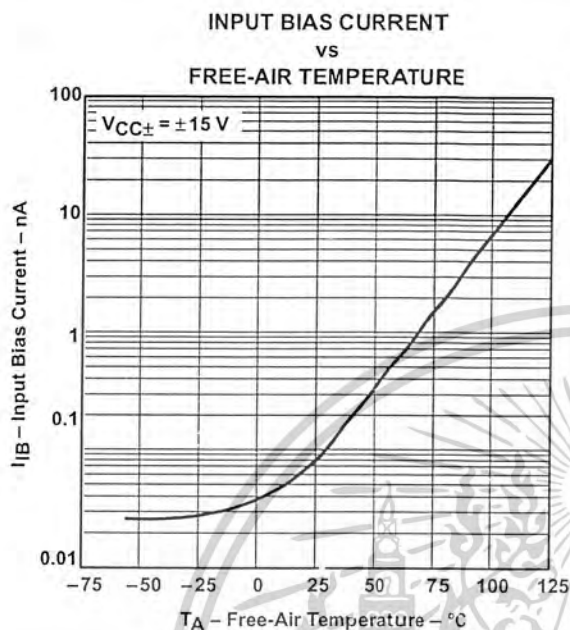


Figure 4

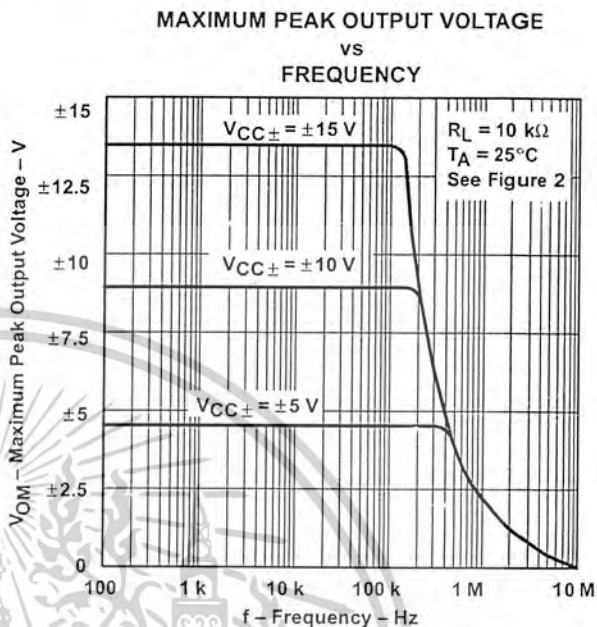


Figure 5

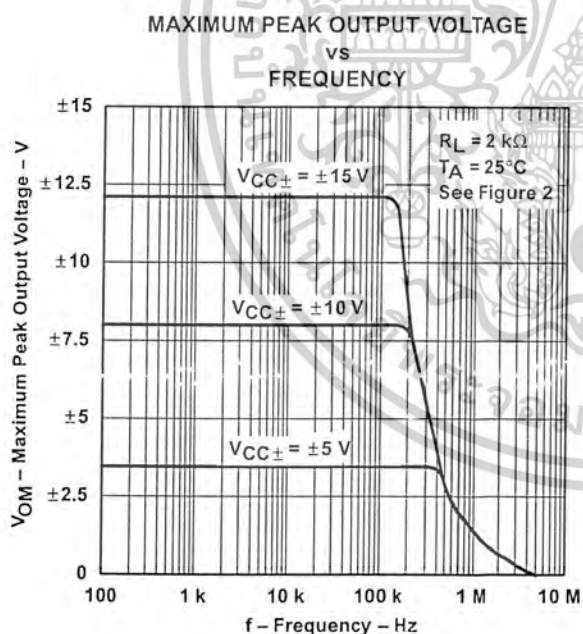


Figure 6

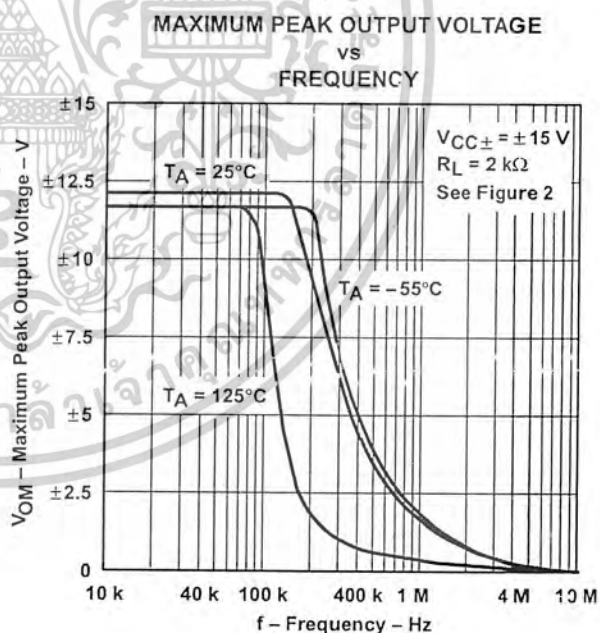


Figure 7

† Data at high and low temperatures are applicable only within the rated operating free-air temperature ranges of the various devices.



POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับบริการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TL071, TL071A, TL071B, TL072  
 TL072A, TL072B, TL074, TL074A, TL074B  
 LOW-NOISE JFET-INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS  
 SLOS080D - SEPTEMBER 1978 - REVISED AUGUST 1996

TYPICAL CHARACTERISTICS†

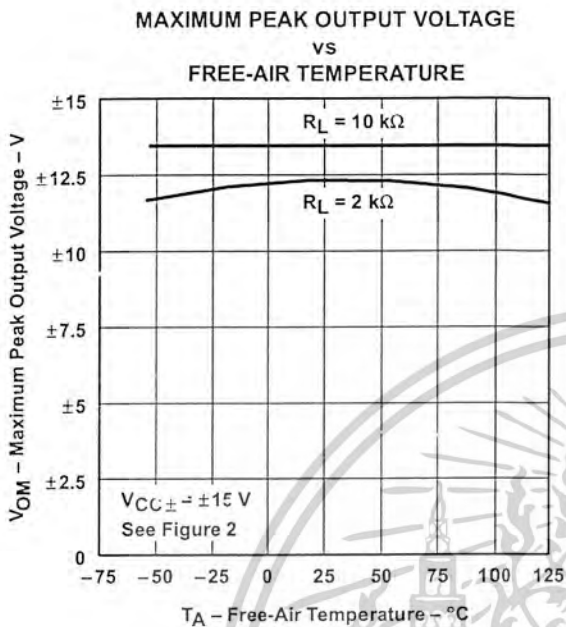


Figure 8

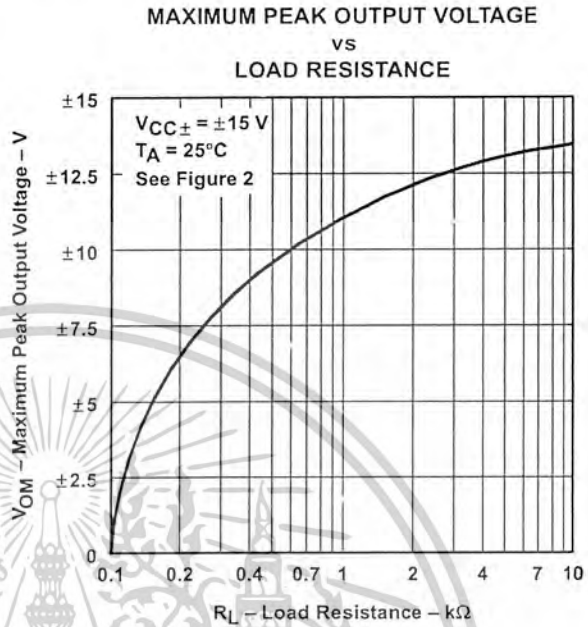


Figure 9

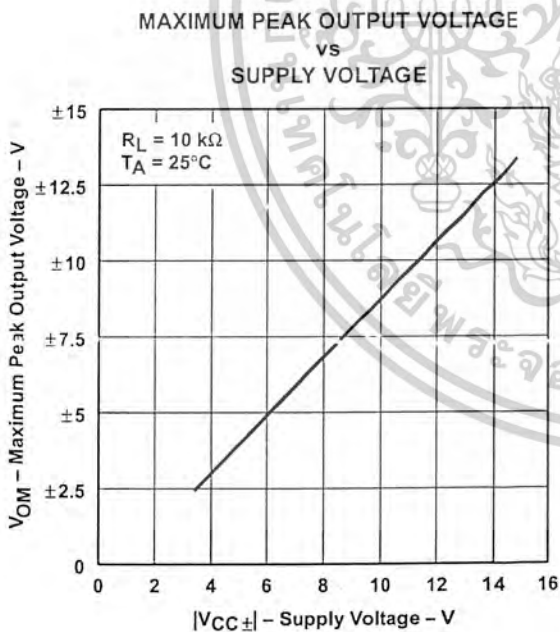


Figure 10

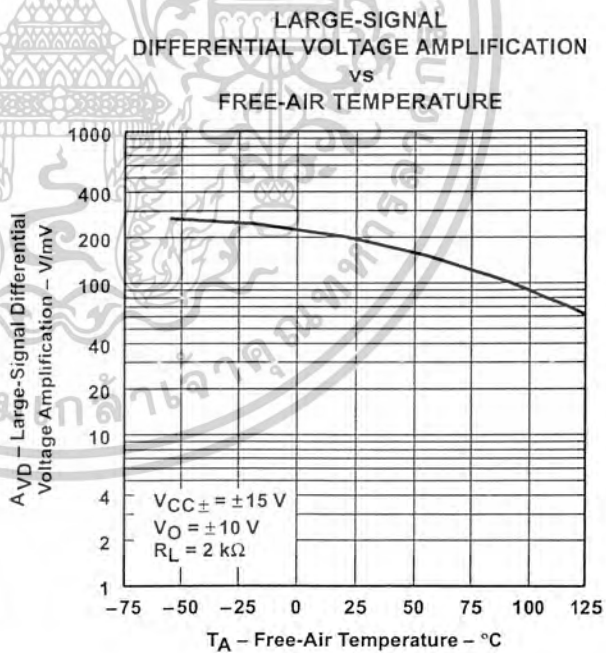


Figure 11

† Data at high and low temperatures are applicable only within the rated operating free-air temperature ranges of the various devices.



TYPICAL CHARACTERISTICS†

LARGE-SIGNAL  
 DIFFERENTIAL VOLTAGE AMPLIFICATION  
 AND PHASE SHIFT  
 vs  
 FREQUENCY

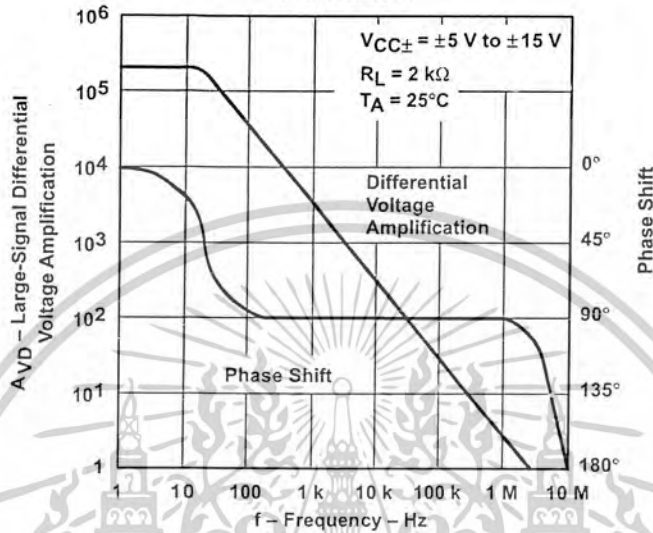


Figure 12

NORMALIZED UNITY-GAIN BANDWIDTH  
 AND PHASE SHIFT  
 vs  
 FREE-AIR TEMPERATURE

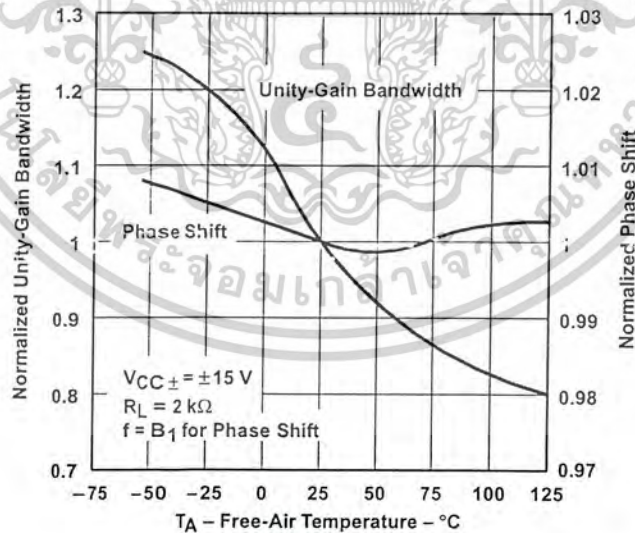


Figure 13

† Data at high and low temperatures are applicable only within the rated operating free-air temperature ranges of the various devices.



POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

**TL071, TL071A, TL071B, TL072**  
**TL072A, TL072B, TL074, TL074A, TL074B**  
**LOW-NOISE JFET-INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS**  
 SLOS080D – SEPTEMBER 1978 – REVISED AUGUST 1996

**TYPICAL CHARACTERISTICS†**

**COMMON-MODE REJECTION RATIO**  
 vs  
**FREE-AIR TEMPERATURE**

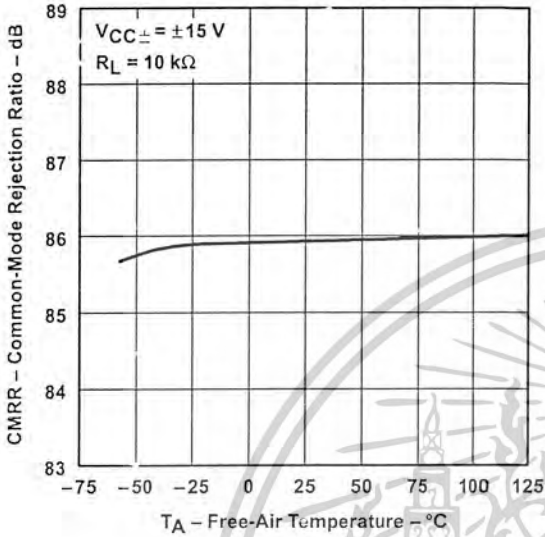


Figure 14

**SUPPLY CURRENT PER AMPLIFIER**  
 vs  
**SUPPLY VOLTAGE**

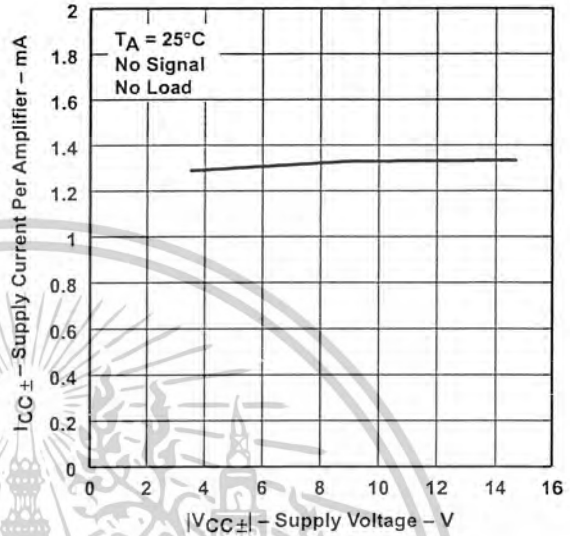


Figure 15

**SUPPLY CURRENT PER AMPLIFIER**  
 vs  
**FREE-AIR TEMPERATURE**

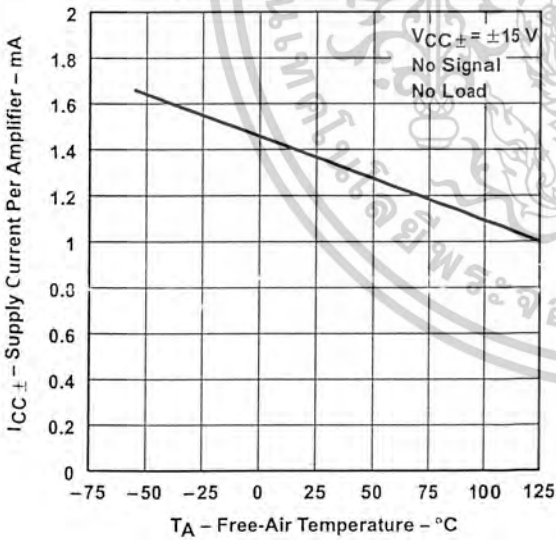


Figure 16

**TOTAL POWER DISSIPATION**  
 vs  
**FREE-AIR TEMPERATURE**

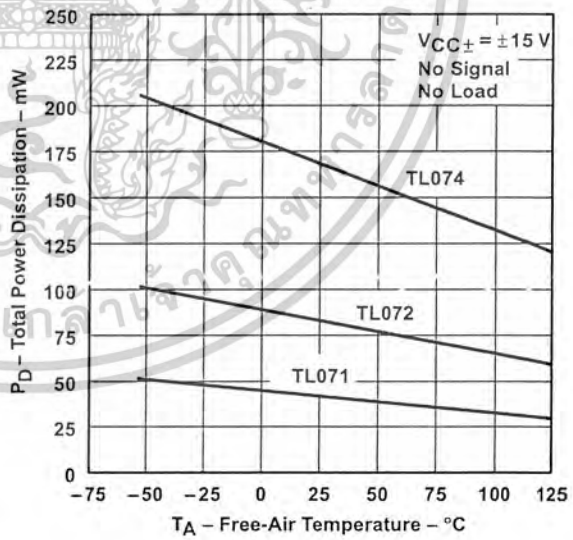


Figure 17

† Data at high and low temperatures are applicable only within the rated operating free-air temperature ranges of the various devices.



POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TL071, TL071A, TL071B, TL072  
 TL072A, TL072B, TL074, TL074A, TL074B  
 LOW-NOISE JFET-INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS  
 SLOS080D – SEPTEMBER 1978 – REVISED AUGUST 1996

TYPICAL CHARACTERISTICS

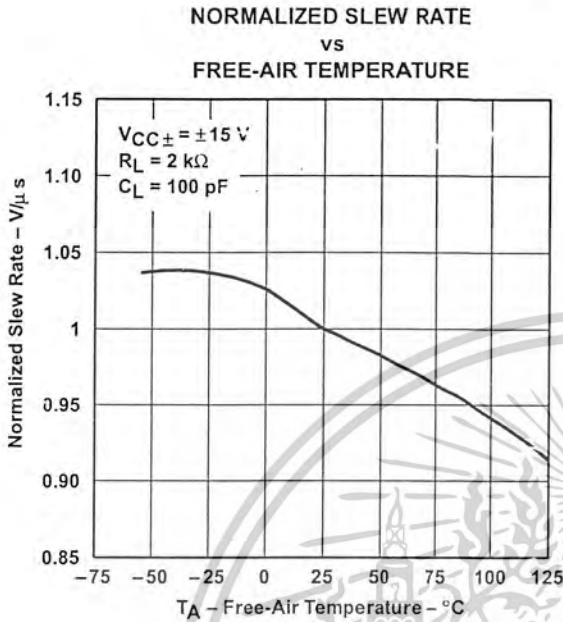


Figure 18

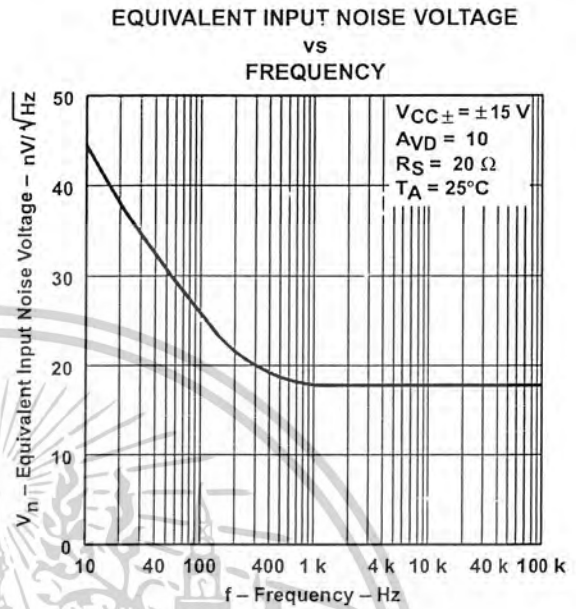


Figure 19

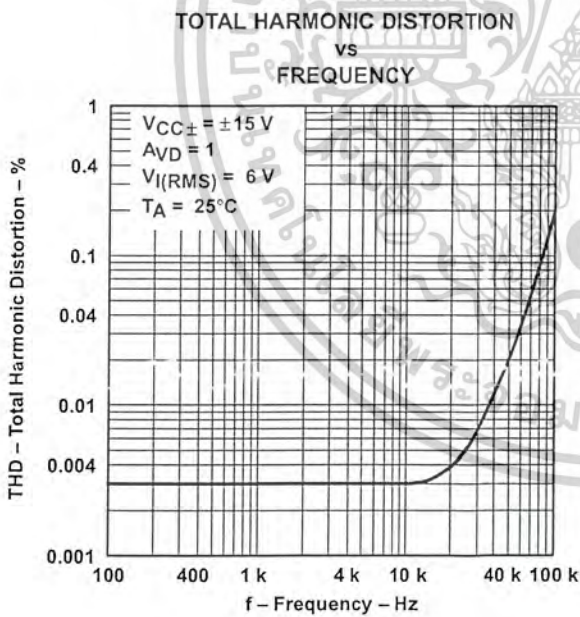


Figure 20

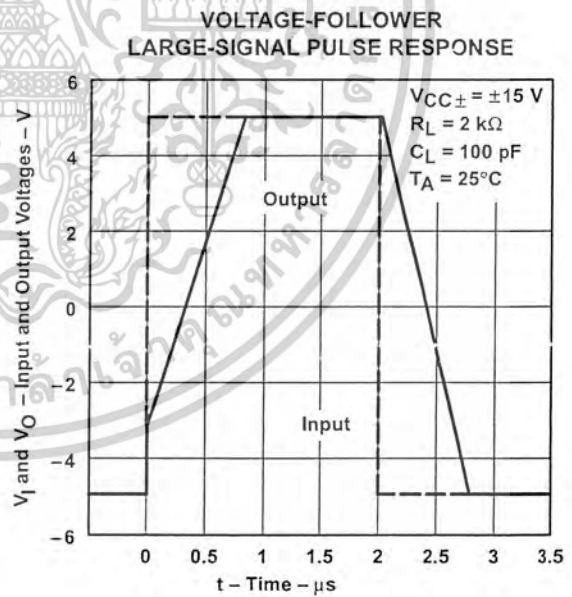


Figure 21



POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

TL071, TL071A, TL071B, TL072  
 TL072A, TL072B, TL074, TL074A, TL074B  
 LOW-NOISE JFET-INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS  
 SLOS080D - SEPTEMBER 1978 - REVISED AUGUST 1996

TYPICAL CHARACTERISTICS

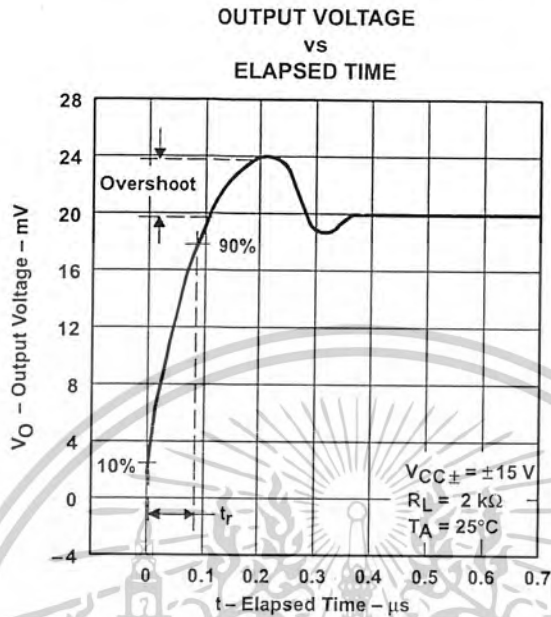


Figure 22



POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้