เครื่องวัดอิมพิแดนซ์โดยอาดูโน่
(Arduino-Base Impedance meter)

ปวริศ พลเพชร

Pawarit Ponpet

รสริน อ่ำอุ่น

Rosarin Aum-aun

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาตรตรบัณฑิต

ภาควิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ.2566

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เครื่องวัดอิมพิแดนซ์โดยอาดูโน่
(Arduino-Base Impedance meter)

ปวริศ พลเพชร

Pawarit Ponpet

รสริน อ่ำอุ่น

Rosarin Aum-aun

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาตรตรบัณฑิต
ภาควิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์
คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
พ.ศ.2566

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รายงานวิชา 01046728 PROJECT 1ปีการศึกษา 2566

ภาควิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์

คณะ วิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง Arduino-Base Impedance Spectrometer

ผู้จัดทำ นาย ปวริศ พลเพชร รหัสนักศึกษา 63010578

นางสาว รสริน อ่ำอุ่น รหัสนักศึกษา 63010806

รายงานนี้ผ่านการตรวจสอบโดยอาจารย์ที่ปรึกษาแล้ว

(ผศ.ดร. แสงระวี บัวแก้ว)

อาจารย์ที่ปรึกษา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อโครงงาน เครื่องวัดอิมพิแดนซ์โดยอาดูโน่
นักศึกษา นายปวริศ พลเพชร รหัสนักศึกษา 63010578
นายรสริน อ่ำอุ่น รหัสนักศึกษา 63010806
ปริญญา วิศวกรรมศาสตร์บัณฑิต
ภาควิชา วิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์
ปีการศึกษา 2566
อาจารย์ที่ปรึกษาโครงงาน อ.แสงระวี บัวแก้ว

บทคัดย่อ

โครงการนี้นำเสนอเครื่องวัดอิมพิแดนซ์อย่างง่าย โดยการประยุกต์ใช้วงจรอิเล็กทรอนิกส์และไมโครคอนโทรลเลอร์ชนิด Arduino ทำงานร่วมกัน เตรื่องวัดค่าอิมพีแดนซ์ที่สร้างขึ้นนี้ มีการทำงานโดยการป้อนสัญญาณคลื่นรูปไซน์ที่ควบคุมความถี่โดยไมโครคอนโทรลเลอร์เพื่อให้สามารถวัดค่าแรงดัน และ ค่ากระแสที่อิมพิแดนซ์ที่ต้องการวัด จากนั้นค่าได้จะถูกคำนวณให้เป็นค่าอิมพีแดนซ์ด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ ผลการทดสอบเครื่องวัด สามารถวัดค่าอิมพีแดนซ์ได้ที่ความถี่ตั้งแต่ 100-300 KHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Project Title	Arduino-Base Impedance Spectrometer
Student	Mr. Pawarit Ponpet Student ID 63010578
	Miss Rosarin Aum-aum Student ID 63010806
Degree	Bachelor of Engineering
Program	Electronics Engineering
Year	2023
Project Advisor	Seangrawee Buagueaw

ABSTRACT

This project presents a simple impedance measurement machine. By applying electronic circuits and Arduino-type microcontrollers working together, the generated impedance measurement is achieved. It works by feeding a sine wave signal controlled by a microcontroller to the unknow impedance. The voltage and current values at that can be measured. The test results of the meter can measure impedance at frequencies ranging from 100-300 KHz.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

โครงงานชิ้นนี้ได้ลุล่วงไปได้ด้วยความกรุณาจากอาจารย์แสงระวี บัวแก้ว อาจารที่ปรึกษา พี่ที่คอยให้คำแนะนำ แนวทางแนวคิดการทำโครงงานและเป็นส่วนหนึ่งในการช่วยแก้ไขปัญหามาโดยตลอด

ขอขอบคุณเพื่อนๆที่สนับสนุนให้คำแนะนำที่สนับสนุนให้ตำแนะนำที่เป็นประโยชน์สำหรับการทำงาน และการช่วยเหลือต่างๆ ทำให้รับประสบการณ์จากการทำโครงงานครั้งนี้เป็นอย่างดี

ขอบคุณตำราและงานวิจัยที่ทำให้ศึกษา เพื่อเป็นแนวทางในการนำมาปรับใช้และส่งผลให้โครงงานชิ้นนี้ผ่านพ้นไปได้ด้วยดี

ปวริศ พลเพชร

รสริน อ่ำอุ่น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

เรื่อง หน้า

บทคัดย่อ I

ABSTRACT.....II

กิตติกรรมประกาศ.....III

สารบัญ.....VI

สารบัญรูป.....V

สารบัญตาราง.....VI

บทคัดย่อ.....5

ABSTRACT.....6

กิตติกรรมประกาศ 7

บทที่1 1

บทนำ.....1

1.1 ความเป็นมา และความสำคัญ.....1

1.5 ระยะเวลาในการทำโครงงาน 2

1.6 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ 3

1.6.1 สามารถนำความรู้ที่เกี่ยวกับการเรียนมาประยุกต์ใช้ให้เกิดประโยชน์ 3

1.6.2 สามารถนำความรู้ที่ได้จากการทำชิ้นงานนี้ไปต่อยอดในการสร้างหรือออกแบบชิ้นงานอย่างอื่นได้.....3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.6.3 สามารถอำนวยความสะดวกให้ผู้ใช้ได้ในการทำงาน....3

1.6.4 ศึกษาหลักการทำงานของ IMPEDANCE IMPIFILER....3

1.6.5 ศึกษาหลักการทำงานของวงจร RMS TO DC....3

บทที่ 2....4

หลักการและทฤษฎี....4

2. เครื่องสร้างพื้นฐานของเครื่องวัดอิมพิแดนซ์....6

2.2.1 แหล่งจ่ายกระแสไฟฟ้า (POWER SUPPLY)....6

2.2.2 วงจรสร้างสัญญาณ (SIGNAL GENERATOR)....6

2.2.3 วงจรสัญญาณวัด (MEASUREMENT CIRCUIT)....6

2.2.4 วงจรแปรผล (SIGNAL CONDITIONING CIRCUIT)....6

2.2.6 การวัดและบันทึกข้อมูล (MEASUREMENT AND DATA LOGGING)....14

2.2.7 BLOCK DIAGRAM OF MULTI FREQUENCY DEVICE BASED ON AN ARDUINO....15

2.3 หลักการวัดอิมพีแดนซ์....15

2.3.1 อิมพีแดนซ์คืออะไร....16

2.3.2 การวัดค่าอิมพีแดนซ์....17

2.3.3 ค่าอุดมคติ ค่าจริง และค่าที่วัดได้....17

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3.4 วิธีการหาค่า IMPEDANCE ของ CAPACITOR 18

2.3.5 วิธีการหาค่าอิมพิแดนซ์ของ RC SERIES 20

2.3.6 วิธีการหาค่าอิมพิแดนซ์ของ RC PARALLEL 22

2.4 หลักการทำงานของเครื่องวัดความต่างเฟส 24

2.4.1 ANALOG PHASE DETECTOR 24

2.4.2 DIGITAL PHASE DETECTOR 24

2.4.3 วิธีการหามุมของเฟส (PHASE ANGLE) 25

2.5 การนำโปรแกรม MATLAB GUI มาช่วยในการแสดงผล 26

2.6 การนำโปแกรม COOLTERM เพื่อเก็บข้อมูลค่าอิมพิแดนซ์ 26

บทที่ 3 28

วิธีการดำเนินโครงงาน 28

3.1 อุปกรณ์ เครื่องมือ และโปรแกรมที่ใช้ในการดำเนินโครงงาน 28

3.1.1 ARDUINO NANO 28

3.1.2 FUNCTION GENERATOR AD9850 28

3.1.3 IC NE5532P 28

3.1.4 AD620N INSTRUMENT AMPLIFIER 28

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.1.5 AD737 RMS TO DC CONVERTER 28

3.1.6 แบตเตอรี่ 9 V 28

3.2 ขั้นตอนการดำเนินโครงงาน 28

3.2.1 ศึกษาเกี่ยวกับอิมพิแดนซ์ว่าคืออะไร ทฤษฎีของมันและวิธีการหาค่า วิธีการคำนวณ 28

3.2.2 ศึกษาเกี่ยวกับอุปกรณ์ที่เกี่ยวกับการสร้างวงจร ว่าอุปกรณ์แต่ละตัวมีคุณสมบัติอย่างไรบ้าง 28

3.2.3 เริ่มทำการออกแบบลายวงจรเพื่อให้ตัวอาดูโน่สามารถเก็บค่าเพื่อนำมาแสดงค่าอิมพิแดนซ์ต่างๆออกมาได้ 28

3.3 พิจารณาการใช้ FUNCTION GENERATOR AD9850 29

3.4 พิจารณาการใช้ AD620AN 29

3.4.1 การต่อขาของ AD620AN 29

3.4.2 การจ่ายไฟให้ AD620AN 30

3.4.3 การต่ออินพุตและอินพุตที่ไม่ได้ใช้งาน 30

3.4.4. การตั้งค่าขยาย 30

3.4.5 การเชื่อมต่ออุปกรณ์ขนาดใหญ่ 30

3.4.6 การตรวจสอบผลลัพธ์ 30

3.5 พิจารณาการใช้ AD737 30

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.5.1 การต่อขาของ AD737 30

3.5.3 การจ่ายไฟให้ AD737 31

3.5.4 การต่ออินพุตและอินพุตที่ไม่ได้ใช้งาน 31

3.5.5 การตั้งค่าขยาย 31

3.5.6 การตรวจสอบผลลัพธ์ 31

3.6 วิธีการคำนวณ VOLTAGE TO CURRENT CONVERTER 32

3.7 การออกแบบการทำงานของ MATLAB GUI 36

3.8 การออกแบบผังวงจร SCHEMATIC และลายวงจร PCB 40

3.9 การออกแบบผังวงจร Schematic และลายวงจร PCB 41

บทที่ 4 42

ผลการทดลอง 42

4.1 การทดลองผลการทำงานของวงจร NON-INVERTING AMPLIFIER 42

4.2 การทดลองผลการทำงานของวงจร VOLTAGE TO CURRENT CONVERTER 42

4.3 การทดลองผลการทำงานของวงจร RMS TO DC 44

4.4 การทดลองวัดค่า IMPEDANCE ที่ความถี่ต่างๆ 45

4.5 ผลการเปรียบเทียบค่าการทดลองกับค่าทางทฤษฎี 48

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.6 การทดลองการวัดค่าเฟสที่ความถี่ต่างๆ 499

บทที่ 5 53

สรุปผลการทดลอง และข้อเสนอแนะ 53

5.1 สรุปผลการทดลอง 53

5.2 ข้อเสนอแนะ 53

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป

รูปที่ หน้า

รูปที่ 2.2.5.1 Arduino 8

รูปที่ 2.2.5.2 Function generator AD9850 9

รูปที่ 2.2.5.6 IC NE5532P 11

รูปที่ 2.2.5.7 AD620N 11

รูปที่ 2.2.5.8 AD737 13

รูปที่ 2.2.5.9 รูป วงจรภายในของ AD737 14

รูปที่ 2.2.7 Block Diagram of multi frequency device based on an Arduin 15

รูปที่ 2.3.4.1ตัวเก็บประจุ 18

รูปที่ 2.3.4.2 กราฟอิมพิแดนซ์ของตัวเก็บประจุ 19

รูปที่ 2.3.5.1 RC Series 20

รูปที่ 2.3.5.2 กราฟของ RC series circuit 21

รูปที่ 2.3.6.1 RC parallel circuit 22

รูปที่ 2.3.6.2 กราฟของ RC parallel circuit 23

รูปที่ 3.3 Function generator AD9850 29

รูปที่ 3.5 AD737 31

รูปที่ 3.6.1 Block V-to-I 32

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 3.6.2 Block V-to-I 32

รูปที่ 3.6.1.1 การแปลงแรงดันเป็นกระแส 33

รูปที่ 3.6.1.2 การแปลงกระแสที่แรงดันโหลดเทียบ GND..... 34

รูปที่ 3.8.1 Flowchart Arduino code.....40

รูปที่ 3.9.1 ผังวงจร Schematic..... 41

รูปที่ 3.9.2 ลายวงจร PCB 41

รูปที่ 4.1 วงจร Non-inverting amp 42

รูปที่ 4.2.1 อิมพิแดซ์ของ RC series Braucht 43

รูปที่ 4.2.2 อิมพิแดนซ์ของ RC parallel 43

รูปที่ 4.2.3 อิมพิแดนซ์ของ R,RC parallel..... 43

รูปที่ 4.2.4 อิมพิแดนซ์ของ R,RC series..... 44

รูปที่ 4.2.3 อิมพิแดนซ์ของ C..... 44

รูปที่ 4.3 วงจร RMS to Dc..... 45

รูปที่ 4.4.1 impedance ของ R ที่ 45k..... 45

รูปที่ 4.4.2 impedance ของ R ที่ 5k..... 46

รูปที่ 4.4.3 impedance ของ R ที่ 10k..... 46

รูปที่ 4.4.4 Impedance ของ RC Series ที่ R 5k..... 47

รูปที่ 4.4.5 Impedance ของ RC Parallel ที่ R 5k..... 47

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 4.6 ค่าของเฟสที่วัดได้จากเครื่องfundtion generator 49

รูปที่ 4.6.2 ความต่างเฟสที่วัดด้วยเครื่อง Ossiloscope 50

รูปที่ 4.6.3 ค่าความต่างเฟส R (=0)..... 50

รูปที่ 4.6.3 ค่าความต่างเฟส C (=0) 50

รูปที่ 4.6.5.1 ความต่างเฟสของ RC Series 51

รูปที่4.6.5.2 ค่าความต่างเฟส RC Seriesที่แสดงค่าออกมาจากโปรแกรม Arduino IDE 51

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

เรื่อง หน้า

1.4 ระยะเวลาในการปฏิบัติงาน....3

4.5.1 แสดงเปอร์เซ็นต์ความคลาดเคลื่อนของตัวต้านทาน ค่า 45k....48

4.5.2 แสดงเปอร์เซ็นต์ความคลาดเคลื่อนของตัวต้านทาน ค่า 10k....48

4.5.3 แสดงเปอร์เซ็นต์ความคลาดเคลื่อนของตัวต้านทาน ค่า 5k....49

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่1

บทนำ

1.1 ความเป็นมา และความสำคัญ

การวัดและการทดสอบค่าความต้านทาน (impedance)ในวงจรไฟฟ้าเป็นกระบวนการสำคัญที่ช่วยให้วิศวกรและนักวิทยาศาสตร์ทราบข้อมูลที่เกี่ยวข้องกับพลังงานและสมดุลของวงจรที่พวกเขาทำงานอยู่ การวัด RLC เป็นองค์ประกอบสำคัญในการวิเคราะห์และออกแบบวงจรไฟฟ้าที่ต้องการความแม่นยำและประสิทธิภาพในการทำงานทางวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์และไฟฟ้า.

ในโครงงานนี้, เรามีโอกาสที่จะสร้างเครื่องวัด RLC ที่สามารถวัดค่าความต้านทาน, ความอิมพิแดนซ์, และความจำเป็นของวงจรไฟฟ้า โดยเราได้ใช้เทคโนโลยีที่เป็นที่นิยมในการสร้างเครื่องวัดที่ใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ชนิด Arduino เพื่อควบคุมและคำนวณค่าวัด.

โครงการนี้มีวัตถุประสงค์หลักในการเสริมสร้างทักษะในการออกแบบและสร้างวงจรไฟฟ้า การศึกษาและเข้าใจหลักการทำงานของเครื่องวัด RLC และการโปรแกรมไมโครคอนโทรลเลอร์เพื่อควบคุมวัด. โครงงานนี้เป็นการนำเสนอแนวคิดและกระบวนการในการสร้างเครื่องวัด RLC ซึ่งเป็นที่ยอมรับในวงการวิศวกรรมและไฟฟ้า. ในรายงานนี้, เราจะแสดงขั้นตอนการสร้างและทดสอบเครื่องวัด RLC และการโปรแกรมไมโครคอนโทรลเลอร์ Arduino ที่ใช้ในการควบคุมและคำนวณค่าวัด. ทั้งนี้, เราหวังว่าข้อมูลที่จะนำเสนอในรายงานนี้จะมีประโยชน์แก่ผู้ที่สนใจในการสร้างเครื่องวัด RLC และการทำงานทางด้านวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์และไฟฟ้าอนุกรมทั้งนี้เป็นเชิงระบบ การทดลองและการศึกษา

1.2 วัตถุประสงค์ของการศึกษา

1.2.1 เพื่อศึกษาการทำงานของการวัดอิมพีแดนซ์

1.2.2 เพื่อศึกษาการทำงาน และเขียนโปรแกรมของ MCU ชนิด Arduino

1.2.3 เพื่อศึกษาการทำงาน และเขียนโปรแกรม MATLAB

1.2.4 เพื่อศึกษาการทำงานของวงจรวัดเฟส (Phase detector)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.3 สมมติฐานของการศึกษา

1.3.1 สามารถวัดค่าอิมพีแดนซ์ของโหลดที่ความถี่ตั้งแต่ 200 – 300kHz ได้

1.3.2 สามารถวัดค่าความต่างเฟสของโหลดได้

1.3.3 สามารถแสดงผลการทดลองแสดงออกมาเป็นกราฟได้

1.4 ขอบเขตของการศึกษา

1.4.1 ออกแบบวงจรโดยใช้ Arduino เป็นไมโครคอนโทรลเลอร์

1.4.2 อุปกรณ์สามารถแสดงผลได้ผ่านหน้าจอคอมพิวเตอร์

1.5 ระยะเวลาในการทำโครงงาน

รายละเอียด	มกราคม			กุมภาพันธ์			มีนาคม		
ศึกษาสิ่งที่ควรทำต่อ			◄►						
ซื้ออุปกรณ์				◄►					
สร้างวงจรจริง				◄►					
ทดสอบวงจร					◄►				
เก็บผลการทดลอง						◄►			
ตรวจสอบและแก้ไขปัญหา							◄►		
สรุปผลการทดลอง								◄►	
จัดทำรูปเล่มโครงงาน								◄►	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.6 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

1.6.1 สามารถนำความรู้ที่เกี่ยวกับการเรียนมาประยุกต์ใช้ให้เกิดประโยชน์

1.6.2 สามารถนำความรู้ที่ได้จากการทำชิ้นงานนี้ไปต่อยอดในการสร้างหรือออกแบบชิ้นงานอย่างอื่นได้

1.6.3 สามารถอำนวยความสะดวกให้ผู้ใช้ได้ในการทำงาน

1.6.4 ศึกษาหลักการทำงานของ Impedance Impifiler

1.6.5 ศึกษาหลักการทำงานของวงจร RMS To DC

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

หลักการและทฤษฎี

2.1 Arduino Nano

เครื่องวัด RLC หรือ เครื่องวัดค่าความต้านทาน (Resistance), ค่าความเหนี่ยวนำไฟฟ้า (Inductance), และค่าเก็บความจุ (Capacitance) มีหลักการทำงานตามหลักการของการวัดค่าความต้านทาน, ค่าความสมบูรณ์, และค่าความจุของอิเล็กโทนิกส์และวงจรไฟฟ้า โดยมีขั้นตอนพื้นฐานดังนี้:

การวัดความต้านทาน (Resistance):

เครื่องวัด RLC จะส่งกระแสไฟฟ้าเข้าสู่องค์ประกอบที่ต้องการทดสอบ (เช่น ตัวต้านทาน) ด้วยแรงดันไฟฟ้าที่รู้จัก (ที่รู้จักว่า V) และตรวจวัดกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านองค์ประกอบนั้น (ที่รู้จักว่า I).

โดยใช้กฎโอมห์ (Ohm's Law), เครื่องวัดจะคำนวณค่าความต้านทาน (R) โดยใช้สมการ R = V / I.

การวัดความสมบูรณ์ (Inductance):

เครื่องวัด RLC จะใช้กระแสไฟฟ้าสั่งให้ไหลผ่านคอยล์ ซึ่งเป็นอุปกรณ์ที่มีความเหนี่ยวนำ (L).

โดยการวัดแรงดันไฟฟ้า (V) และกระแสไฟฟ้า (I) ที่ไหลผ่านคอยล์ เครื่องวัดจะคำนวณค่าความเหนี่ยวนำโดยใช้สมการ L = V / (di/dt), ที่ di/dt คืออนุพันธ์ของกระแสไฟฟ้ากับเวลา.

การวัดความจุ (Capacitance):

เครื่องวัด RLC จะใช้แรงดันไฟฟ้าสั่งให้ไปชาร์จคอนเดนเซอร์ (Capacitor) ซึ่งเป็นอุปกรณ์ที่มีความจุ (C).

โดยการวัดกระแสไฟฟ้า (I) และการตรวจวัดแรงดันไฟฟ้า (V) ที่ปล่อยออกจากคอนเดนเซอร์ เครื่องวัดจะคำนวณค่าความจุ (C) โดยใช้สมการ C = I / (dV/dt), ที่ dV/dt คืออนุพันธ์ของแรงดันไฟฟ้ากับเวลา.

เครื่องวัด RLC มักใช้ในการวัดและทดสอบส่วนประกอบอิเล็กทรอนิกส์ต่าง ๆ อย่างตัวต้านทาน (Resistor), คอยล์ (Inductor), คอนเดนเซอร์ (Capacitor) เพื่อให้ทราบค่าความต้านทาน, ความเหนี่ยวนำ, และความจุของวงจรไฟฟ้าหรืออุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ต่าง ๆ นอกจากนี้ยังมีการใช้เครื่องวัด RLC เพื่อตรวจสอบความเสถียรและ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความแข็งแกร่งของวงจรในการทำงานทางวิศวกรรมไฟฟ้าและอิเล็กทรอนิกส์ในสถานการณ์ต่าง ๆ ในโลกของเทคโนโลยีและอุตสาหกรรมแต่ละสาขา

นอกจากการวัดความต้านทาน (Resistance), ความเหนี่ยวนำ (Inductance), และความจุ (Capacitance) ตามหลักการที่กล่าวมาข้างต้น เครื่องวัด RLC ยังมีหลักการทำงานในรายละเอียดเพิ่มเติมดังนี้:

การส่งสัญญาณ (Signal Generation): เครื่องวัด RLC บางรุ่นมีฟังก์ชันสร้างสัญญาณไฟฟ้าที่ใช้ในการทดสอบอุปกรณ์หรือวงจรที่ต้องการวัด โดยส่งสัญญาณไฟฟ้าเข้าสู่อุปกรณ์ที่จะทดสอบ เพื่อให้เครื่องวัดสามารถตรวจวัดค่า RLC ได้.

การวัดค่าฟังก์ชันความถี่ (Frequency Measurement): เครื่องวัด RLC บางรุ่นมีความสามารถในการวัดค่าความถี่ของสัญญาณไฟฟ้าที่ถูกส่งเข้าสู่อุปกรณ์หรือวงจรที่ทดสอบ เพื่อให้ผู้ใช้ทราบถึงค่าความถี่ของการทดสอบที่กำลังดำเนินการ.

การแสดงผลและการบันทึกข้อมูล (Display and Data Logging): เครื่องวัด RLC มักมีหน้าจอแสดงผลที่ใช้แสดงค่า RLC ที่วัดได้ และบางรุ่นยังมีความสามารถในการบันทึกข้อมูลค่าวัดเพื่อการวิเคราะห์เพิ่มเติมหรือเพื่อการเก็บข้อมูลสำหรับการตรวจสอบในอนาคต.

การสร้างสัญญาณทดสอบ (Test Signal Generation): เครื่องวัด RLC บางรุ่นมีความสามารถในการสร้างสัญญาณทดสอบที่ใช้ในการตรวจสอบและทดสอบวงจรหรืออุปกรณ์ที่ต้องการทดสอบค่า RLC.

หลักการทำงานของเครื่องวัด RLC สามารถแยกออกเป็นขั้นตอนที่แตกต่างกันตามความสามารถและการใช้งานของเครื่องวัดแต่ละรุ่น โดยหลักการทำงานทั่วไปคือการส่งสัญญาณไฟฟ้าเข้าสู่อุปกรณ์หรือวงจรที่ต้องการทดสอบและวัดค่า RLC จากการตรวจวัดแรงดันไฟฟ้าและ/หรือกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านอุปกรณ์นั้น ๆ และคำนวณค่าความต้านทาน (Resistance), ความเหนี่ยวนำ (Inductance), และความจุ (Capacitance) จากข้อมูลที่ได้รับและสูตรที่เกี่ยวข้องกับหลักการไฟฟ้าและวงจรความถี่ต่าง ๆ ที่ใช้ในการวัดและประเมินค่า RLC ของอุปกรณ์หรือวงจรนั้น ๆ อย่างถูกต้องและแม่นยำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. เครื่องสร้างพื้นฐานของเครื่องวัดอิมพิแดนซ์

เครื่องวัด RLC (Resistance, Inductance, Capacitance) สามารถสร้างขึ้นได้โดยใช้อุปกรณ์พื้นฐานที่มีอยู่ในการวัดและควบคุมกระแสไฟฟ้าและแรงดันไฟฟ้า นี่คือเครื่องสร้างพื้นฐานของเครื่องวัด RLC ในรูปแบบขั้นตอนพื้นฐาน:

2.2.1 แหล่งจ่ายกระแสไฟฟ้า (Power Supply)

ในการสร้างเครื่องวัด RLC คุณจะต้องใช้แหล่งจ่ายกระแสไฟฟ้าที่สามารถปรับค่าแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าได้ ในบางกรณีอาจต้องมีความสามารถในการสร้างสัญญาณความถี่ต่าง ๆ ด้วย.

2.2.2 วงจรสร้างสัญญาณ (Signal Generator)

เครื่องสร้างสัญญาณใช้ในการส่งสัญญาณไฟฟ้าเข้าสู่อุปกรณ์หรือวงจรที่ต้องการทดสอบ RLC สามารถใช้แหล่งจ่ายไฟฟ้าที่มีฟังก์ชันสร้างสัญญาณได้ หรือใช้เครื่องสร้างสัญญาณแบบแยกต่างหาก.

2.2.3 วงจรสัญญาณวัด (Measurement Circuit)

ใช้วงจรวัดค่าแรงดันไฟฟ้าและ/หรือกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านอุปกรณ์หรือวงจรที่ต้องการทดสอบ RLC.

2.2.4 วงจรแปรผล (Signal Conditioning Circuit)

บางครั้งจะต้องมีวงจรเพิ่มเติมเพื่อปรับปรุงและเพิ่มความแม่นยำในการวัดค่า RLC นอกจากนี้ยังสามารถใช้วงจรแปรผลเพื่อเปลี่ยนแปลงค่าไฟฟ้าเข้าออกไปที่เครื่องวัดหรืออุปกรณ์ที่ต้องการให้ตรงกับระดับความต้านทาน ความสมบูรณ์ หรือความจุที่ต้องการ.

2.2.5 อุปกรณ์ทดสอบ (Test Device)

อุปกรณ์หรือวงจรที่คุณต้องการทดสอบค่า RLC เช่น ตัวต้านทาน (Resistor), คอยล์ (Inductor), คอนเดนเซอร์ (Capacitor), หรือวงจรที่มีความซับซ้อนขึ้น.

ซึ่งอุปกรณ์หลักๆที่มีความจำเป็นในการทำครื่องวัดอิมพิแดนซ์ชิ้นนี้มีดังนี้

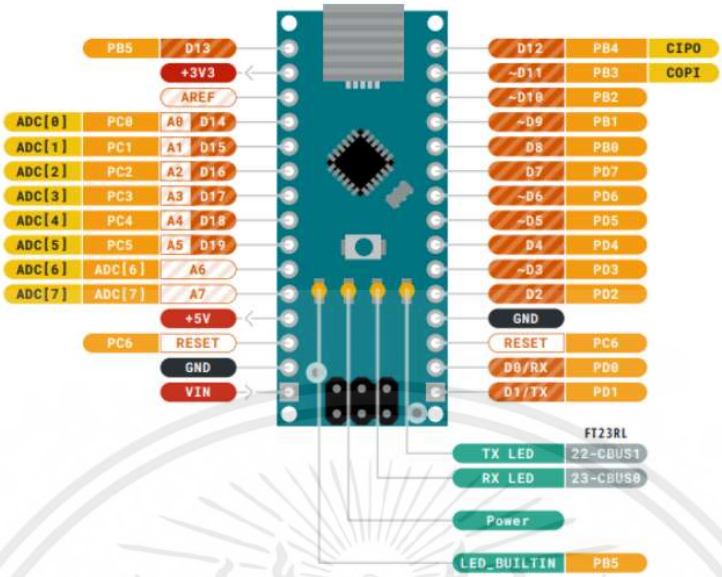
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1 Arduino Nano

ทั้งนี้เราจะใช้ตัวArduino Nano เป็นตัว CPU หลักในการควบ โดยArduino Nano V3 CH340G เป็นบอร์ดขนาดจิ๋ว ใช้ CPU ATMEGA328 เหมือนกับรุ่น UNO แต่มีจำนวน input/output น้อยกว่า เพราะต้องการให้มีขนาดเล็ก Arduino Nano สามารถโปรแกรมได้โดยตรงผ่าน USB port โดยไม่ต้องซื้อตัวโปรแกรมเพิ่มเติมเหมือนบอร์ด Arduino Pro mini. โดยมีลักษณะทางเทคนิคคือ

- เป็นบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ขนาดเล็กยืดหยุ่นและใช้งานง่าย
- มันขึ้นอยู่กับไมโครคอนโทรลเลอร์ Atmel ATmega328p หรือ MCU ในเวอร์ชั่น 3.x และใน ATmega168 ในเวอร์ชั่นก่อนหน้า ไม่ว่าในกรณีใดก็ตามจะทำงานที่ความถี่ 16 MHz
- หน่วยความจำประกอบด้วยแฟลช 16 KB หรือ 32 KB ขึ้นอยู่กับเวอร์ชั่น (2KB ที่ใช้สำหรับ bootloader) โดยมีหน่วยความจำ SRAM 1 หรือ 2 KB และ EEPROM 512 ไบต์หรือ 1 KB ขึ้นอยู่กับ MCU
- มีแรงดันไฟฟ้า 5v แต่แรงดันไฟฟ้าขาเข้าอาจแตกต่างกันไปตั้งแต่ 7 ถึง 12v
- มีพินดิจิตอล 14 พินอนาล็อก 8 พิน 2 พินรีเซ็ตและ 6 พินเพาเวอร์ (Vcc และ GND) สำหรับพินอนาล็อกและดิจิทัลพวกเขาได้รับการกำหนดฟังก์ชันพิเศษหลายอย่างเช่น pinMode () และ digitalWrite () และ analogRead () สำหรับแอนะล็อก ในกรณีของอะนาล็อกพวกเขาอนุญาตให้มีความละเอียด 10 บิตตั้งแต่ 0 ถึง 5v บนดิจิทัล 22 สามารถใช้เป็นเอาท์พุตได้ PWM.
- ไม่รวมซ็อกเก็ตไฟฟ้ากระแสตรง
- ใช้ miniUSB มาตรฐานสำหรับการเชื่อมต่อกับคอมพิวเตอร์เพื่อตั้งโปรแกรมหรือเปิดเครื่อง
- การใช้พลังงานคือ 19mA
- PCB ขนาด 18x45 มม. น้ำหนักเพียง 7 กรัม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.2.5.1 Arduino

หมายเหตุ. จาก https://docs.arduino.cc/hardware/nano/

2 Function generator AD9850

AD9850 เป็นเจเนอราเตอร์การสร้างสัญญาณที่ใช้ในแอพลิเคชันต่าง ๆ ที่ต้องการสร้างสัญญาณคลื่นไฟฟ้า เช่น การทดสอบอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ การทดสอบวงจรควบคุม การสร้างสัญญาณคลื่นเสียง หรือการทำการวิเคราะห์สัญญาณไฟฟ้า โดยสามารถสร้างสัญญาณคลื่นได้ในระหว่างความถี่ตั้งแต่ครึ่ง Hz ถึง 40 MHz หรือมากกว่านั้น ขึ้นอยู่กับการตั้งค่าและการใช้งาน

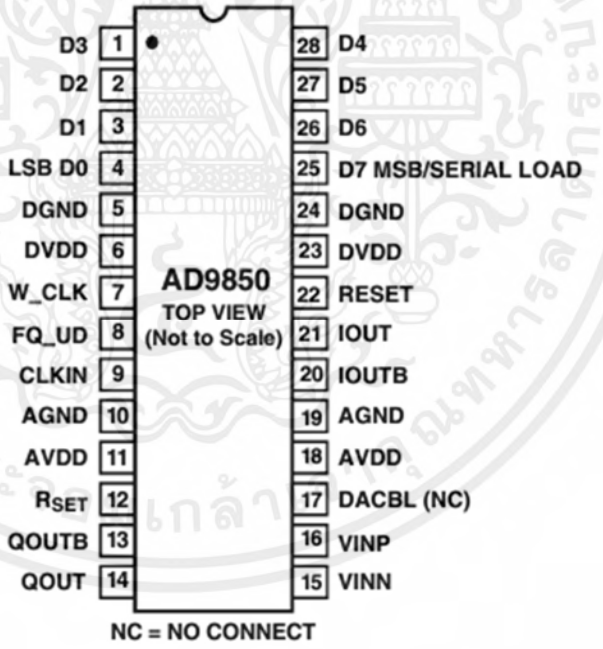
- AD9850 ทำงานโดยใช้หลักการของ Direct Digital Synthesis (DDS) ซึ่งเป็นกระบวนการสร้างสัญญาณคลื่นไฟฟ้าจากคลัสเตอร์ดิจิตอล รายละเอียดการทำงานดังนี้:
- อินพุตและการควบคุม: ผู้ใช้สามารถตั้งค่าความถี่ของสัญญาณที่ต้องการผลิตโดยใช้อินพุตจากไมโครคอนโทรลเลอร์หรืออุปกรณ์ควบคุมอื่น ๆ ผ่านสัญญาณชนิดข้อมูลแบบพลัส (serial data).
- การแปลงข้อมูล: AD9850 จะรับข้อมูลที่ส่งเข้ามาและแปลงมันเป็นสัญญาณคลื่นที่ต้องการโดยใช้กระบวนการ DDS.

- Direct Digital Synthesis (DDS): DDS เป็นกระบวนการที่ใช้คลัสเตอร์ดิจิตอลแบบจับคู่สำหรับสร้างสัญญาณคลื่นไฟฟ้า ในกรณีของ AD9850, มีอินพุตภายในที่เป็นค่าของเหลือง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บิต (phase accumulator) ซึ่งจะเพิ่มค่าขึ้นตามอัตราความถี่ที่ต้องการสร้างสัญญาณ เมื่อค่าของเหลืองบิตถูกเพิ่มขึ้นอย่างต่อเนื่อง มันจะสร้างเสียงคลื่นไฟฟ้าโดยอัตโนมัติ จากนั้นสัญญาณคลื่นนี้จะถูกส่งไปยังขั้วออกของ AD9850.

- การเปลี่ยนแปลงความถี่: สัญญาณคลื่นไฟฟ้าที่สร้างขึ้นสามารถถูกเปลี่ยนแปลงความถี่ได้ผ่านการควบคุมอินพุต ทำให้เราสามารถสร้างสัญญาณคลื่นที่มีความถี่ต่าง ๆ ได้ตามต้องการ.
- AD9850 เป็นเจเนอราเตอร์ที่มีความยืดหยุ่นในการสร้างสัญญาณคลื่นแบบต่าง ๆ ที่ต้องการในงานที่ต้องการความแม่นยำและความควบคุมในการสร้างสัญญาณไฟฟ้าในหลากหลายแอพลิเคชันต่าง ๆ ดังนั้น AD9850 เป็นอุปกรณ์ที่นิยมใช้ในงานวิจัยและการพัฒนาอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ต่าง ๆ และงานทดสอบอื่น ๆ ที่ต้องการสร้างสัญญาณคลื่นไฟฟ้าแบบหลายความถี่ได้อย่างมีประสิทธิภาพ



รูปที่ 2.2.5.2 Function generator AD9850

หมายเหตุ. จาก https://www.analog.com/en/products/ad9850.html

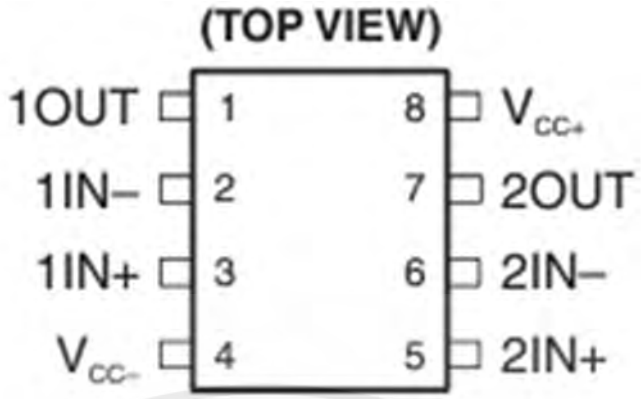
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3. IC NE5532P

เป็นออปแอมป์แบบคลาส AB สองช่อง (Dual) ที่มีคุณสมบัติแบบเบรกแมนและมีระดับคุณภาพสูง โดยสร้างโดยบริษัท Texas Instruments (ก่อตั้งขึ้นโดย National Semiconductor และในภายหลังถูกซื้อโดย Texas Instruments) เป็นออปแอมป์ที่นิยมใช้ในงานเสียงและงานอิเล็กทรอนิกส์อื่น ๆ ที่ต้องการคุณสมบัติที่ดีในการขยายสัญญาณและความแม่นยำในการเพิ่มแรงดันและความถี่สูง โดยเฉพาะในงานอุปกรณ์เสียงเช่น พรีแอมป์เสียง มิกเซอร์ เครื่องขยายเสียง หรืออุปกรณ์เสียงอื่น ๆ.
คุณสมบัติสำคัญของ NE5532P รวมถึงการใช้งานทั่วไปได้แก่:

- คุณภาพเสียงสูง: NE5532P มีคุณภาพเสียงสูงโดยทั่วไป ซึ่งทำให้เหมาะสำหรับการใช้งานในแอพลิเคชันที่ต้องการความชัดเจนและความคมชัดในการขยายสัญญาณเสียง และย่านความถี่กว้าง.
- ความต้านทานต่ำ: มีค่าความต้านทานต่ำที่ช่วยให้สามารถขยายสัญญาณได้ที่ระดับที่สูงโดยที่ไม่เสียข้อมูลหรือเสียงสัญญาณ.
- การทำงานแบบคลาส AB: NE5532P ทำงานแบบคลาส AB ซึ่งหมายความว่ามีความเหมาะสำหรับการขยายสัญญาณแบบเสียง เนื่องจากมีการใช้งานแบบอัตโนมัติของความต้านทานขนาดเล็ก (bias current) ที่ต่ำ.
- ความถี่สูง: NE5532P สามารถทำงานกับความถี่สูงถึงสัญญาณที่หลาย MHz ซึ่งเหมาะสำหรับงานที่ต้องการขยายสัญญาณความถี่สูง เช่น งานเสียงและวิดีโอ.
- การใช้งานในงานอิเล็กทรอนิกส์: นอกจากงานเสียงแล้ว NE5532P ยังมีการใช้งานในงานอิเล็กทรอนิกส์อื่น ๆ เช่น การออกแบบกรองสัญญาณ การควบคุมอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ และการขยายสัญญาณในงานที่ต้องการความแม่นยำ.
- NE5532P เป็นออปแอมป์ที่นิยมใช้ในอุตสาหกรรมเสียงและอิเล็กทรอนิกส์ เนื่องจากคุณสมบัติที่ดีและความแม่นยำในการขยายสัญญาณและประมวลผลสัญญาณที่มีความถี่สูง การใช้งานของ NE5532P จะขึ้นอยู่กับแอพลิเคชันและการออกแบบที่ต้องการคุณสมบัตินี้ในการประมวลผลสัญญาณของตน.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

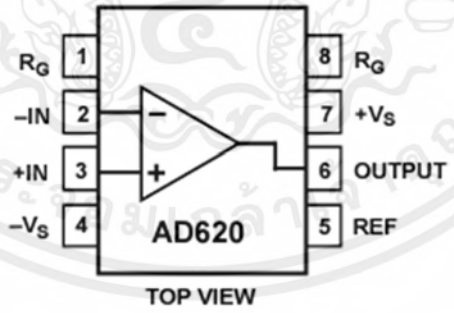


รูปที่ 2.2.5.6 IC NE5532P

หมายเหตุ. จาก **https://www.ti.com/product/NE**5532

4. AD620N

AD620 เป็นอินสตรูเมนแอมพลิฟายเออร์ที่มีความแม่นยำสูง และที่ถูกออกแบบมาเพื่อให้บริการในการขยายสัญญาณที่มีระดับต่ำ มักนำมาใช้ในงานที่ต้องการความแม่นยำในการตรวจวัดหรือวัดสัญญาณที่มีระดับน้อย. ซึ่งจะใช้ตัวต้านทานภายนอกเพียงตัวเดียวในการตั้งค่าเกนตั้งแต่ 1 ถึง 10,000 นอกจากนี้ AD620 ยังมี SOIC 8 ลีดและบรรจุภัณฑ์ DIP ที่มีขนาดเล็กกว่าการออกแบบแยกกันและให้พลังงานต่ำกว่า (กระแสไฟจ่ายสูงสุดเพียง 1.3 mA) ทำให้เหมาะอย่างยิ่งสำหรับการใช้งานที่ใช้พลังงานแบตเตอรี่ที่ไม่เยอะมาก หรือสามารถใช้ในระยะทางไกลได้



รูปที่ 2.2.5.7 AD620N

หมายเหตุ. จาก https://www.analog.com/en/products/ad620.html

AD620 เป็นแอมพลิฟายเออร์เครื่องมือวัดแบบโมโนลิทิกที่มีพื้นฐานมาจากการดัดแปลงแนวทางออปแอมป์สาม การตัดค่าสัมบูรณ์ทำให้ผู้ใช้สามารถตั้งค่า Gain ได้อย่างแม่นยำ (ค่าคลาดเคลื่อน 0.15% ที่ Gain = 100) โดยใช้ตัวต้านทานเพียงตัวเดียว โครงสร้างเสาหินและการตัดแผ่นเวเฟอร์ด้วยเลเซอร์ทำให้สามารถ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จับคู่และติดตามส่วนประกอบวงจรได้อย่างแน่นหนา จึงรับประกันประสิทธิภาพระดับสูงที่มีอยู่ในวงจรนี้ และค่าของ RG ยังเป็นตัวกำหนดทรานส์คอนดักแทนซ์ของพรีแอมป์ด้วย เมื่อ RG ลดลงเพื่อให้ได้ค่าที่มากขึ้น ทรานส์คอนดักแทนซ์จะเพิ่มขึ้นแบบเชิงเส้นกำกับของทรานซิสเตอร์อินพุต ทำให้ AD620n มีข้อดีที่สำคัญ 3 ข้อคือ 1 Open-loop gain จะถูกเพิ่มเพื่อเพิ่มอัตราขยายที่กำหนดไว้ ซึ่งช่วยลดข้อผิดพลาดที่เกี่ยวข้องกับอัตราขยาย 2. อัตราการขยายแบนด์วิดท์ จะเพิ่มขึ้นตามอัตราขยายที่กำหนดเอาไว้ จึงปรับการตอบสนองความถี่ให้เหมาะสม 3.สัญญาณรบกวนแรงดันไฟฟ้าอินพุตลดลงเหลือค่า 9 nV/√Hz ซึ่งกำหนดโดยกระแสคอลเลกเตอร์และความต้านทานฐานของอุปกรณ์อินพุตเป็นหลัก ตัวต้านทานเกนภายใน R1 และ R2 ได้รับการตัดแต่งให้เป็นค่าสัมบูรณ์ที่ 24.7 kΩ ทำให้สามารถตั้งอัตราการขยานได้อย่างแม่นยำด้วยตัวต้านทานภายนอกตัวเดียว

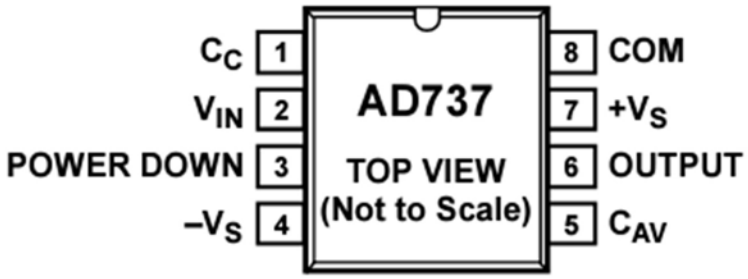
5. AD737

AD737 เป็นตัวแปลง rms เป็น dc ใช้พลังงานต่ำ แม่นยำ จะเกิดความคลาดเคลื่อนไม่เกิน ±0.2 mV ±0.3% นอกจากนี้ ยังรักษาความแม่นยำสูงในขณะที่วัดรูปคลื่นอินพุตได้หลากหลาย รวมถึงพัลส์รอบการทำงานแบบแปรผันและคลื่นไซน์ควบคุมแบบไตรแอค (เฟส) มีต้นทุนต่ำและขนาดที่เล็กทำให้เหมาะสำหรับการอัปเกรดประสิทธิภาพของวงจรเรียงกระแสที่มีความแม่นยำแบบ non-rms ในการใช้งานหลายประเภท เมื่อเปรียบเทียบกับวงจรเหล่านี้ AD737 มีความแม่นยำสูงกว่าด้วยต้นทุนที่เท่ากันหรือต่ำกว่า AD737 จะสามารถคำนวณค่า rms ของแรงดันไฟฟ้าอินพุตทั้ง ac และ dc และเชื่อมต่อแบบ ac ควบคู่โดยการเพิ่มตัวเก็บประจุลงไปในส่วนของอินพุตของวงจร ในโหมดนี้ AD737 จะแก้ไขระดับสัญญาณอินพุตที่ 100 μV rms หรือน้อยกว่า แม้ว่าอุณหภูมิหรือแรงดันไฟฟ้าของแหล่งจ่ายจะแปรผันก็ตาม คงความแม่นยำสูงไว้สำหรับรูปคลื่นอินพุตที่มีปัจจัยยอดคลื่น 1 ถึง 3

AD737 จะไม่มีวงจรบัฟเฟอร์เอาต์พุต จึงช่วยลดความคลาดเคลื่อน dc offset ที่เกิดขึ้นที่เอาต์พุตได้อย่างมาก และทำให้อุปกรณ์เข้ากันได้สูงกับ ADC ที่อิมพีแดนซ์อินพุตสูง AD737 ต้องการกระแสไฟเพียง 160 μA จึงเหมาะสำหรับการใช้งานในมัลติมิเตอร์แบบพกพาและการใช้งานอื่นๆ ที่ใช้พลังงานแบตเตอรี่ ในโหมดปิดเครื่อง โดยทั่วไปกระแสไฟสำรองจะอยู่ที่ 25 μA

AD737 มีจำหน่ายสองเกรดประสิทธิภาพ เกรด AD737J และ AD737K ทำงานในช่วงอุณหภูมิที่ 0°C ถึง 70°C AD737JR-5 ได้รับการทดสอบด้วยแรงดันไฟฟ้าของแหล่งจ่ายไฟ ±2.5 Vdc เกรด AD737A ทำงานในช่วงอุณหภูมิตั้งแต่ -40°C ถึง +85°C AD737 ถูกผลิดในรูปแบบ 8 ขาและมีแบบแพคเกจทั้ง PDIP และ SOIC_N

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

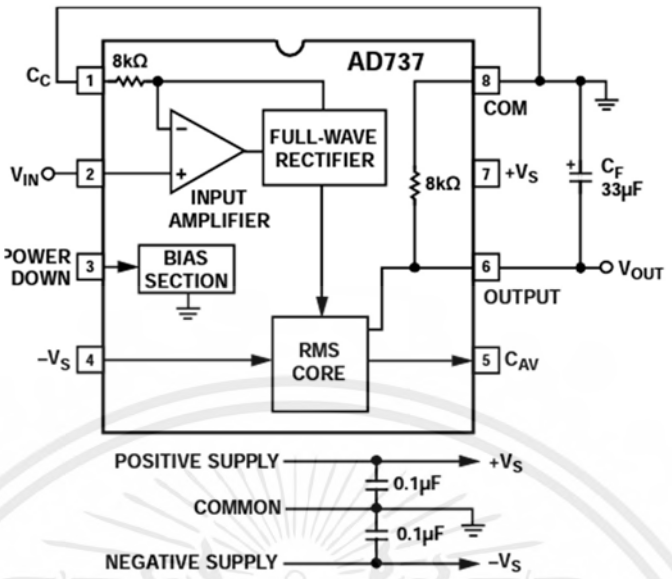


รูปที่ 2.2.5.8 AD737

หมายเหตุ. จาก https://www.analog.com/en/products/ad737.html

AD737 มีส่วนประกอบการทำงานสี่ส่วน: วงจรขยายสัญญาณ, วงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น,rms core และส่วนไบแอส วงจรขยายสัญญาณ FET จะอนุญาตอินพุตอิมพีแดนซ์สูงแบบบัฟเฟอร์ที่ขา 2 หรืออิมพีแดนซ์ต่ำ อินพุตช่วงไดนามิกกว้างที่พิน 1 อินพุตอิมพีแดนซ์สูงที่มีกระแสไบแอสอินพุตต่ำ เหมาะสมสำหรับการใช้กับตัวลดทอนอินพุตอิมพีแดนซ์สูง สัญญาณอินพุตสามารถเป็นได้ทั้งแบบDC coupled หรือแบบAC coupledกับเครื่องขยายสัญญาณอินพุต ต่างจากตัวแปลง rms อื่นๆ AD737 อนุญาตให้มีการเชื่อมต่อไฟฟ้ากระแสสลับทั้งทางตรงและทางอ้อมของอินพุต AC coupled จะเกิดขึ้นได้จากการวางตัวเก็บประจุแบบอนุกรมระหว่างสัญญาณอินพุตและขา 2 หรือขา 1 สำหรับการคัปปลิ้งโดยตรง เอาต์พุตของแอมพลิฟายเออร์จะขับวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นที่มีความแม่นยำ ซึ่งในทางกลับกัน จะขับเคลื่อน rms core เป็นแกนหลักที่ให้การดำเนินการ rms ที่จำเป็นของการยกกำลังสอง การหาค่าเฉลี่ย และการรูตกำลังสอง โดยใช้ตัวเก็บประจุการหาค่าเฉลี่ยภายนอก CAV หากไม่มี CAV สัญญาณอินพุตที่ถูกแก้ไขจะผ่านแกนที่ยังไม่ได้ประมวลผล เช่นเดียวกับที่ทำกับการเชื่อมต่อตอบสนองโดยเฉลี่ย ในโหมดตอบสนองโดยเฉลี่ย การหาค่าเฉลี่ยจะดำเนินการโดยตัวกรองโพสต์ RC ซึ่งประกอบด้วยตัวต้านทานภายใน 8 kΩ ที่เชื่อมต่อระหว่างขา 6 และขา 8 และตัวเก็บประจุเฉลี่ยภายนอก CF ในวงจร rms ขั้นตอนการกรองเพิ่มเติมนี้จะลดการกระเพื่อมที่เอาต์พุต ที่ไม่ได้ถูกเอาออกโดยตัวเก็บประจุเฉลี่ย ส่วนสุดท้ายนี้จะเป็นส่วนที่จะเป็นฟังก์ชันปิดเครื่อง ซึ่งจะช่วยลดกระแสไฟขณะที่ไม่ถูกใช้งานของ AD737 จาก 160 μA เป็น 30 μA คุณสมบัตินี้ถูกเลือกโดยการเชื่อมต่อขา 3 กับขา 7 (+VS)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.2.5.9 รูป วงจรภายในของ AD737

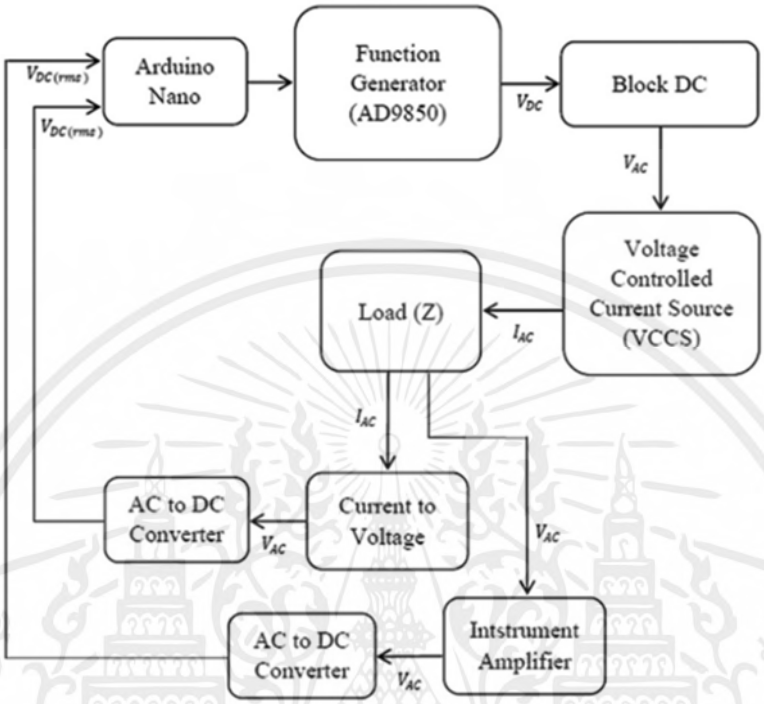
2.2.6 การวัดและบันทึกข้อมูล (Measurement and Data Logging)

คุณจะต้องใช้อุปกรณ์วัดแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าเพื่อวัดค่า RLC ที่อุปกรณ์หรือวงจรที่ทดสอบ. การบันทึกข้อมูลเป็นส่วนสำคัญเพื่อวิเคราะห์ค่า RLC และเปรียบเทียบกับค่าที่คาดหวัง.

นอกจากอุปกรณ์และวงจรที่กล่าวมาข้างต้นแล้ว เครื่องวัด RLC ในโลกของวิศวกรรมอิเล็กโทนิกส์และการทดสอบอิเล็กทรอนิกส์มักมีความซับซ้อนมากขึ้น มีระบบควบคุมและอินเทอร์เฟซผู้ใช้ที่ใช้งานได้ง่าย เพื่อให้ผู้ใช้สามารถปรับค่าแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้า และแสดงผลข้อมูลในรูปแบบที่เข้าใจง่าย การสร้างเครื่องวัด RLC ในรูปแบบขั้นตอนพื้นฐานเป็นแค่การเริ่มต้น การปรับปรุงและปรับแต่งตามความต้องการเฉพาะของโครงการหรือการใช้งานจริงอาจจำเป็นต่อไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2.7 Block Diagram of multi frequency device based on an Arduino



รูปที่ 2.2.7 Block Diagram of multi frequency device based on an Arduin

2.3 หลักการวัดอิมพีแดนซ์

อิมพิแดนซ์ (Impedance) เป็นคำทางวิศวกรรมที่ใช้ในการวัดความต้านทานต่อการไหลของกระแสไฟฟ้าสลับในวงจร หรือการต้านทานต่อการเคลื่อนไหวของสัญญาณไฟฟ้าสลับในวงจร. การวัดอิมพิแดนซ์มีหลักการดังนี้:

1. สัญญาณไฟฟ้าสลับ (AC Signal): อิมพิแดนซ์เป็นพลังงานที่เกิดขึ้นในวงจรที่มีสัญญาณไฟฟ้าสลับ ซึ่งมีค่าที่แตกต่างจากต้านทานในวงจรที่มีสัญญาณไฟฟ้าตรง (DC Signal) ที่มีค่าต้านทานที่คงที่
2. หน่วยวัด: อิมพิแดนซ์วัดในหน่วยโอห์ม (Ohm) และใช้สัญลักษณ์ Z แทน
3. สมบูรณ์อิมพีแดนซ์ (Complex Impedance): การวัดอิมพิแดนซ์ในวงจรที่มีอุปกรณ์หลายอย่างอาจมีส่วนประกอบทั้งแบบต้านทานและตัวกระจาย (capacitive and inductive components) ซึ่งต้องถูกนำมารวมกันในรูปของสมการสมบูรณ์อิมพีแดนซ์ สมการนี้ให้ค่าเป็นหมายเลขความซับซ้อน (Complex number) ที่มีส่วนจริงและส่วนเซียน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4. สมการอิมพีแดนซ์ (Impedance Equation): สมการอิมพีแดนซ์สามารถแสดงในรูปของสมการดังนี้: Z=R+jX โดยที่ Z คืออิมพิแดนซ์ทั้งหมด, R คือส่วนต้านทาน(Resistive part), และ X คือ ส่วนเซียน (Reactive part) ที่มีสัญญาณเป็นตัวเลขเชิงซ้อน
5. การวัดและคำนวณ: การวัดอิมพิแดนซ์ทำได้โดยใช้อุปกรณ์วัดอิมพีแดนซ์ (Impedance Meter) หรือในกรณีของวงจรที่ทรงสัญญาณที่คงที่ สามารถใช้สูตรต่าง ๆ เพื่อคำนวณอิมพิแดนซ์

2.3.1 อิมพีแดนซ์คืออะไร

อิมพีแดนซ์เป็นพารามิเตอร์สำคัญที่ใช้ในการระบุลักษณะของวงจรอิเล็กทรอนิกส์ ส่วนประกอบ และวัสดุที่ใช้สร้างส่วนประกอบ โดยทั่วไปอิมพีแดนซ์ (Z) หมายถึงความต้านทานรวมที่อุปกรณ์หรือวงจรเสนอต่อการไหลของกระแสสลับ (AC) ที่ความถี่ที่กำหนด และแสดงเป็นปริมาณเชิงซ้อนซึ่งแสดงเป็นกราฟิกบนระนาบเวกเตอร์ เวกเตอร์อิมพีแดนซ์ประกอบด้วยส่วนจริง (ความต้านทาน, R) และส่วนจินตภาพ (รีแอกแตนซ์, X) อิมพีแดนซ์สามารถแสดงได้โดยใช้รูปแบบพิกัดสี่เหลี่ยม R + jX หรือในรูปแบบเชิงขั้วเป็นขนาดและมุมเฟส: |Z|_ θ ยังแสดงความสัมพันธ์ทางคณิตศาสตร์ระหว่าง R, X, |Z| และ θ ในบางกรณี การใช้ส่วนกลับของอิมพีแดนซ์เป็นวิธีที่สะดวกทางคณิตศาสตร์ ในกรณีนี้ 1/Z = 1/(R + jX) = Y = G + jB โดยที่ Y แทนค่าอนุญาตเข้า ค่าสื่อไฟฟ้า G และความไวต่อ B หน่วยของอิมพีแดนซ์คือโอห์ม (Ω) และค่าอนุญาติเข้าคือซีเมน (S) อิมพีแดนซ์เป็นพารามิเตอร์ที่ใช้กันทั่วไป และมีประโยชน์อย่างยิ่งในการแสดงการเชื่อมต่ออนุกรมของความต้านทานและรีแอกแตนซ์ เนื่องจากสามารถแสดงเป็นผลรวม R และ X ได้ สำหรับการเชื่อมต่อแบบขนาน ควรใช้ค่าอนุญาตเข้า

รีแอกแตนซ์มีสองรูปแบบ: อินดัคทีฟ (XL) และคาปาซิทีฟ (Xc) ตามคำนิยาม XL = 2πfL และ Xc = 1/(2πfC) โดยที่ f คือความถี่ที่สนใจ L คือตัวเหนี่ยวนำ และ C คือความจุไฟฟ้า 2πf สามารถแทนที่ด้วยความถี่เชิงมุม (ω: โอเมก้า) เพื่อแทน XL = ωL และ Xc =1/(ωC)

ความสัมพันธ์ซึ่งกันและกันที่คล้ายกันนี้ใช้กับการยอมรับและการยอมรับ แสดงค่าความต้านทานและรีแอกแตนซ์ที่เชื่อมต่อแบบอนุกรมหรือแบบขนานโดยทั่วไป ปัจจัยด้านคุณภาพ (Q) ทำหน้าที่เป็นตัววัดความบริสุทธิ์ของรีแอกแตนซ์ (ค่าดังกล่าวใกล้เคียงกับค่ารีแอกแตนซ์บริสุทธิ์ ไม่มีความต้านทาน) และถูกกำหนดให้เป็นอัตราส่วนของพลังงานที่เก็บไว้ในส่วนประกอบต่อพลังงานที่กระจายไปโดยส่วนประกอบ Q เป็นหน่วยไร้มิติและแสดงเป็น Q = X/R = B/G จะเห็นว่า Q คือแทนเจนต์ของมุม θ โดยทั่วไปแล้ว Q จะถูกนำไปใช้กับตัวเหนี่ยวนำ สำหรับตัวเก็บประจุ คำที่มักใช้เพื่อแสดงความบริสุทธิ์คือปัจจัยการกระจาย (D) ปริมาณนี้เป็นเพียงส่วนกลับของ Q ซึ่งเป็นค่าแทนเจนต์ของมุมเสริมของ θ ซึ่งเป็นมุม δ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3.2 การวัดค่าอิมพีแดนซ์

ในการหาอิมพีแดนซ์ เราจำเป็นต้องวัดค่าอย่างน้อยสองค่า เนื่องจากอิมพีแดนซ์เป็นปริมาณเชิงซ้อน เครื่องมือวัดอิมพีแดนซ์สมัยใหม่จำนวนมากวัดส่วนจริงและส่วนจินตภาพของเวกเตอร์อิมพีแดนซ์ แล้วแปลงให้เป็นพารามิเตอร์ที่ต้องการ เช่น |Z|, θ, |Y|, R, X, G, B, C และ L ซึ่ง จำเป็นเท่านั้นในการเชื่อมต่อส่วนประกอบ วงจร หรือวัสดุที่ไม่รู้จักเข้ากับเครื่องมือ ช่วงการวัดและความแม่นยำสำหรับพารามิเตอร์อิมพีแดนซ์ต่างๆ จะกำหนดจากค่าที่กำหนดไว้สำหรับการวัดอิมพีแดนซ์ เครื่องมือวัดอัตโนมัติช่วยให้คุณทำการวัดโดยเพียงเชื่อมต่อส่วนประกอบ วงจร หรือวัสดุที่ไม่รู้จักเข้ากับเครื่องมือ อย่างไรก็ตาม บางครั้งเครื่องมือจะแสดงผลลัพธ์ที่ไม่คาดคิด (สูงหรือต่ำเกินไป) สาเหตุหนึ่งที่เป็นไปได้ของปัญหานี้คือเทคนิคการวัดที่ไม่ถูกต้อง หรือพฤติกรรมตามธรรมชาติของอุปกรณ์ที่ไม่รู้จัก ในส่วนนี้ เราจะมุ่งเน้นไปที่องค์ประกอบแบบพาสซีฟแบบดั้งเดิม และอภิปรายถึงพฤติกรรมตามธรรมชาติของพวกมันในโลกแห่งความเป็นจริงเมื่อเปรียบเทียบกับพฤติกรรมในอุดมคติของพวกมัน

2.3.3 ค่าอุดมคติ ค่าจริง และค่าที่วัดได้

เมื่อคุณกำหนดค่าพารามิเตอร์อิมพีแดนซ์สำหรับส่วนประกอบวงจร (ตัวต้านทาน ตัวเหนี่ยวนำ หรือตัวเก็บประจุ) สิ่งสำคัญคือต้องเข้าใจอย่างถ่องแท้ว่าค่าดังกล่าวบ่งชี้ว่าในความเป็นจริงเป็นอย่างไร ปรสิตของส่วนประกอบและแหล่งที่มาของข้อผิดพลาดในการวัด เช่น อิมพีแดนซ์ตกค้างของฟิกซ์เจอร์ทดสอบ ส่งผลต่อค่าอิมพีแดนซ์ ตามแนวคิดแล้ว ค่านิยมมีอยู่สามประเภท: อุดมคติ ค่าจริง และค่าที่วัดได้ ค่าเหล่านี้เป็นพื้นฐานในการทำความเข้าใจค่าอิมพีแดนซ์ที่ได้รับจากการวัด เราจะเรียนรู้แนวคิดเกี่ยวกับค่าในอุดมคติ ค่าจริง และค่าที่วัดได้ รวมถึงความสำคัญต่อการวัดองค์ประกอบในทางปฏิบัติ

- ค่าในอุดมคติคือค่าของส่วนประกอบวงจร (ตัวต้านทาน ตัวเหนี่ยวนำ หรือตัวเก็บประจุ) ที่ไม่รวมถึงผลกระทบของปรสิต แบบจำลองของส่วนประกอบในอุดมคติจะถือว่าองค์ประกอบต้านทานหรือปฏิกิริยาล้วนๆ ซึ่งไม่มีการขึ้นอยู่กับความถี่ ในหลายกรณี ค่าในอุดมคติสามารถกำหนดได้โดยความสัมพันธ์ทางคณิตศาสตร์ที่เกี่ยวข้องกับองค์ประกอบทางกายภาพของส่วนประกอบ ในโลกแห่งความเป็นจริง ค่าในอุดมคติเป็นเพียงความสนใจทางวิชาการเท่านั้น

- มูลค่าที่แท้จริงจะคำนึงถึงผลกระทบของปรสิตในส่วนประกอบ มูลค่าที่แท้จริงแสดงถึงอิมพีแดนซ์ที่มีประสิทธิผล ซึ่งส่วนประกอบในโลกแห่งความเป็นจริงจะแสดงออกมา ค่าที่แท้จริงคือผลรวมพีชคณิตของเวกเตอร์ตัวต้านทานและปฏิกิริยาของส่วนประกอบวงจร ซึ่งมาจากองค์ประกอบหลัก (ถือเป็นองค์ประกอบบริสุทธิ์) และปรสิต เนื่องจากปรสิตให้เวกเตอร์อิมพีแดนซ์ที่แตกต่างกันสำหรับความถี่ที่แตกต่างกัน ค่าที่แท้จริงจึงขึ้นอยู่กับความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

• ค่าที่วัดได้คือค่าที่ได้รับและแสดงโดยเครื่องมือวัด มันสะท้อนถึงความตกค้างและความไม่ถูกต้องโดยธรรมชาติของเครื่องมือ ค่าที่วัดได้จะมีข้อผิดพลาดเสมอเมื่อเปรียบเทียบกับค่าจริง นอกจากนี้ยังแตกต่างกันโดยเนื้อแท้จากการวัดหนึ่งไปยังอีกการวัดหนึ่ง ความแตกต่างขึ้นอยู่กับการพิจารณาหลายประการเกี่ยวกับความไม่แน่นอนในการวัด เราสามารถตัดสินคุณภาพของการวัดได้โดยการเปรียบเทียบว่าค่าที่วัดได้ใกล้เคียงกับมูลค่าจริงมากน้อยเพียงใดภายใต้ชุดเงื่อนไขการวัดที่กำหนดไว้ ค่าที่วัดได้คือสิ่งที่เราต้องการทราบ และเป้าหมายของการวัดคือการให้ค่าที่วัดได้ใกล้เคียงกับมูลค่าจริงมากที่สุด

2.3.4 วิธีการหาค่า Impedance ของ Capacitor

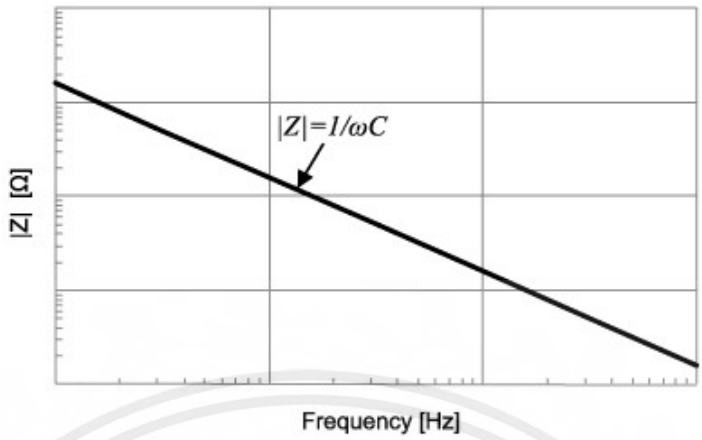
Impedance Z ของตัวเก็บประจุตามทฤษฎี แสดงดังรูปที่ 2.3.4.1 สามารถแสดงได้ดัง(สมการที่2.3.4) โดยที่ ω คือความถี่เชิงมุมและ C คือค่าความจุของตัวเก็บประจุ

รูปที่ 2.3.4.1ตัวเก็บประจุ

$$Z = \frac{1}{j\omega C} \quad \text{.....(สมการที่2.3.4)}$$

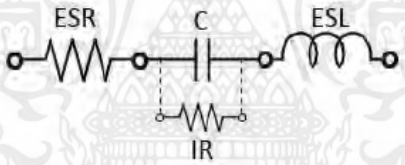
จาก(สมการที่2.3.4) ค่าของอิมพิแดนซ์ Z จะลดลงไปตามความถี่ที่เพิ่มมากขึ้น ดังรูปที่ 2.3.4.2 ในกรณีตัวเก็บประจุตามอุดมคติ ค่าความต้านทานสมมูลแบบอนุกรม(ESR) คือ0

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

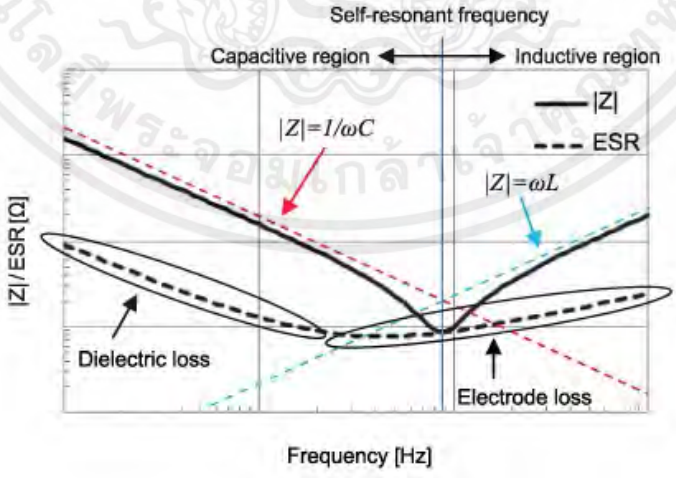


รูปที่ 2.3.4.2 กราฟอิมพิแดนซ์ของตัวเก็บประจุ

โดยปกติในตัวเก็บประจุจริงๆดังรูปที่ 2.3.4.3 ยังไงก็ตามมันยังมีค่าความต้านทาน(ESR) ที่ปะปนอยู่ในสารประกอบตัวเก็บประจุ C ของเราหรือคือค่า Parasitic inductance(ESL) เนื่องส่วนประกอบจากอิเล็กโทรด โดยผลลัพธ์ที่อิงจากค่าความถี่ของ |Z| จะเป็นรูปทรง V (หรืออาจจะเป็นรูปทรง U ซึ่งจะขึ้นอยู่กับตัวเก็บประจุแต่ละค่า) แสดงดังรูปที่ 2.3.4.4 และ ESR นั้นจะแสดงลักษณะความถี่สำหรับค่าเทียบเคียงที่สูญเสียไปด้วย(loss)



รูปที่ 2.3.4.3 ค่าESRและค่าESL ที่ปะปนอยู่ในตัวเก็บประจุ

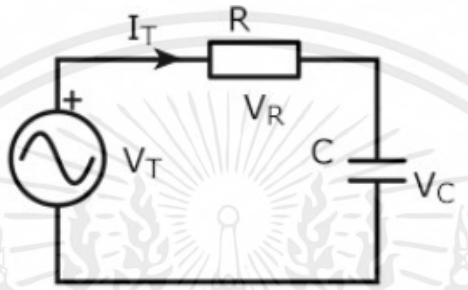


รูปที่ 2.3.4.4 ที่แสดงให้เห็นถึงค่า parasitic ในอิมพิแดนซ์ของ C

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3.5 วิธีการหาค่าอิมพิแดนซ์ของ RC series

ในการคำนวณหาอิมพิแดนซ์ของ RC circuit จะขึ้นอยู่กับค่าความต้านทานอิมพิแดนซ์และมุมต่างเฟสของตัวเก็บประจุ และตัวต้านทานที่ต่อแบบอนุกรมโดยจากการป้อนความถี่ที่สัญญาณไซน์



รูปที่ 2.3.5.1 RC Series

สูตรที่ใช้ในการคำนวณคือ

$$Z_{RC} = R + jX_C = R + \frac{1}{j\omega C}$$

$$X_C = \frac{1}{\omega C} = \frac{1}{2\pi f C}$$

$$|Z_{RC}| = \sqrt{R^2 + \frac{1}{(\omega C)^2}} = \sqrt{R^2 + \frac{1}{(2\pi f C)^2}}$$

$$\phi = \tan^{-1}(-\frac{1}{\omega CR}) = \arctan(-\frac{1}{\omega CR}) = \arctan(-\frac{1}{2\pi f CR})$$

.....(สมการที่2.3.5)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ

Z_{RC} คือวงจร RC circuit Impedance (Ω)

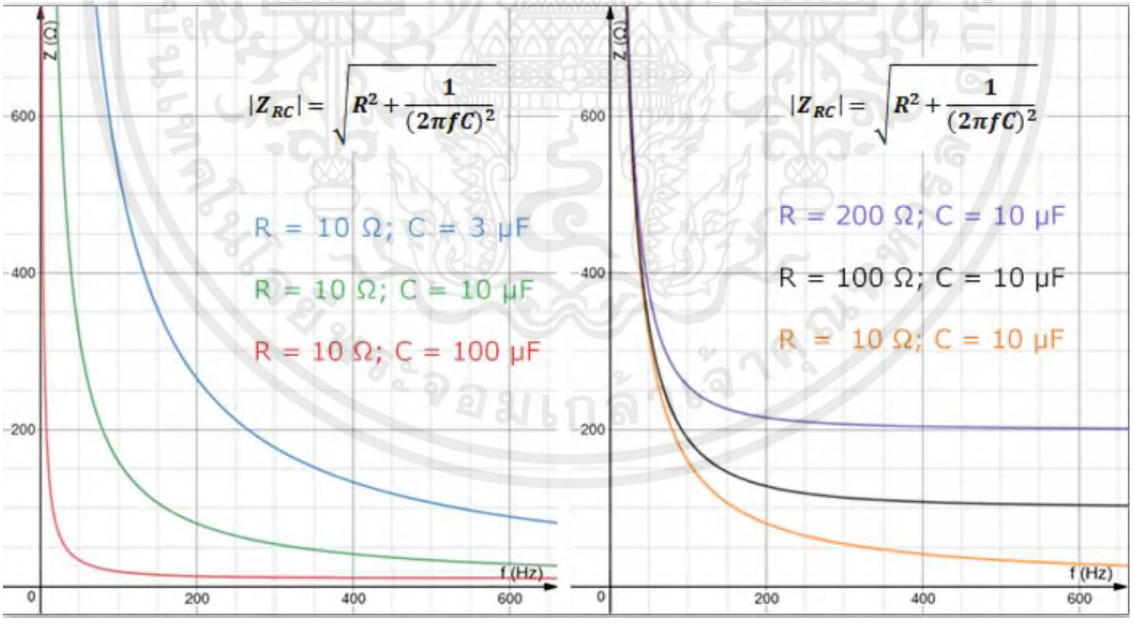
ω = 2nf คือความถี่เชิงมุม *rad/sec*

f คือความถี่ *(Hz)*

C คือค่าความเก็บประจุ (F)

φ คือความต่างเฟสระหว่างแรงดันรวม V_T และกระแสรวม I_T *(degrees and radians)*

วิธีการคำนวณ ทำการใส่ตัวเก็บประจุ ตัวต้านทาน ป้อนความถี่และเลือกหน่วยที่ต้องการจะวัด สำหรับผลลัพธ์ของ RC อิมพิแดนซ์ จะแสดงในหน่วยโอห์มและสำหรับความต่างเฟสจะแสดงในหน่วยดีกรี ค่าความต้านทานของตัวเก็บจะนำมาคำนวณด้วยเช่นกัน

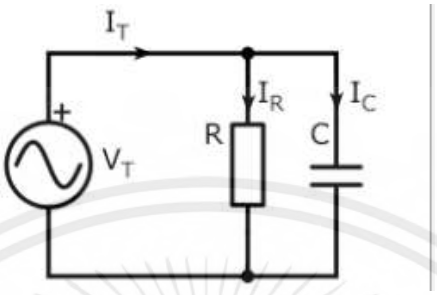


รูปที่ 2.3.5.2 กราฟของ RC series circuit

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3.6 วิธีการหาค่าอิมพิแดนซ์ของ RC parallel

ในการคำนวณหาอิมพิแดนซ์ของ RC circuit จะขึ้นอยู่กับค่าความต้านทานอิมพิแดนซ์และมุมต่างเฟสของตัวเก็บประจุ และตัวต้านทานที่ต่อแบบขนานโดยจากการป้อนความถี่ที่สัญญาณไซน์



รูปที่ 2.3.6.1 RC parallel circuit

สูตรที่ใช้คำนวณคือ

$$\frac{1}{Z_{RC}} = \frac{1}{R} + \frac{1}{Z_C} = \frac{1}{R} + j\omega C$$

$$X_C = \frac{1}{\omega C} = \frac{1}{2\pi f C}$$

$$|Z_{RC}| = \frac{1}{\sqrt{(\frac{1}{R})^2 + (\omega C)^2}} = \frac{1}{\sqrt{(\frac{1}{R})^2 + (2\pi f C)^2}}$$

$$\begin{aligned}\phi &= \tan^{-1}(-\omega CR) \\ &= \arctan(-\omega CR) \\ &= \arctan(-2\pi f CR)\end{aligned}$$

.....(สมการที่2.3.6)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ

Z_{RC} คือวงจร RC circuit Impedance (Ω)

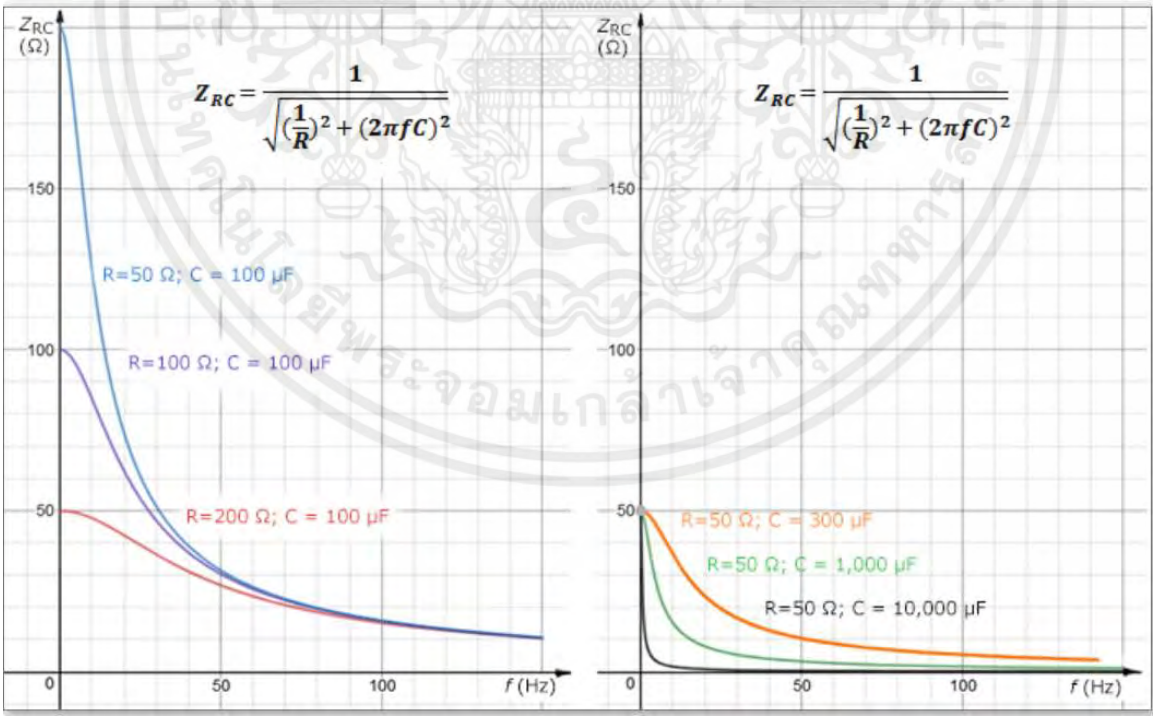
ω = 2nf คือความถี่เชิงมุม *rad/sec*

f คือความถี่ *(Hz)*

C คือค่าความเก็บประจุ (F)

φ คือความต่างเฟสระหว่างแรงดันรวม V_TและกระแสรวมI_T *(degrees and radians)*

วิธีการคำนวณ ทำการใส่ตัวเก็บประจุ ตัวต้านทาน ป้อนความถี่และเลือกหน่วยที่ต้องการจะวัด สำหรับผลลัพธ์ของ RC อิมพิแดนซ์ จะแสดงในหน่วยโอห์มและสำหรับความต่างเฟสจะแสดงในหน่วยดีกรี ค่าความต้านทานของตัวเก็บจะนำมาคำนวณด้วยเช่นกัน



รูปที่ 2.3.6.2 กราฟของ RC parallel circuit

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากกราฟของอิมพีแดนซ์ของวงจร RC แบบขนานต่อกัน (Parallel RC circuit impedance ZRC) ต่อกับความถี่ (frequency f) สำหรับค่าความจุและความต้านทานที่กำหนดแสดงให้เห็นถึงความสัมพันธ์ทางตรงกันข้ามกับความถี่

2.4 หลักการทำงานของเครื่องวัดความต่างเฟส

phase detector หรือ phase comparator คือตัวรวมความถี่ที่ทำหน้าที่แสดงความถี่ที่เข้ามาจาก 2 อินพุตที่ต่างกัน มาแสดงใหม่เป็นค่าความแตกต่างของทั้งสองเฟส phase detector เป็นองค์ประกอบสำคัญของ phase-locked loop (PLL) การตรวจจับความแตกต่างของเฟสมีความสำคัญในการใช้งานอื่นๆ เช่น การควบคุมมอเตอร์ ระบบเรดาร์และโทรคมนาคม กลไกเซอร์โว และเครื่องดีโมดูเลเตอร์

เครื่องตรวจจับเฟสสำหรับวงจรลูปล็อคเฟสอาจแบ่งได้เป็นสองประเภท [1] เครื่องตรวจจับประเภท I ได้รับการออกแบบให้ขับเคลื่อนด้วยสัญญาณอะนาล็อกหรือสัญญาณดิจิตอลคลื่นสี่เหลี่ยม และสร้างพัลส์เอาท์พุตที่ความถี่ต่างกัน เครื่องตรวจจับ Type I จะสร้างรูปคลื่นเอาต์พุตเสมอ ซึ่งจะต้องกรองเพื่อควบคุมออสซิลเลเตอร์ควบคุมแรงดันไฟฟ้า (VCO) แบบลูปล็อคเฟส อุปกรณ์ตรวจจับประเภท II มีความไวต่อไทม์มิ่งสัมพัทธ์ของขอบของพัลส์อินพุตและพัลส์อ้างอิงเท่านั้น และสร้างเอาต์พุตคงที่ตามสัดส่วนของความแตกต่างของเฟสเมื่อสัญญาณทั้งสองอยู่ที่ความถี่เดียวกัน เอาท์พุตนี้มีแนวโน้มที่จะไม่สร้างระลอกในแรงดันไฟฟ้าควบคุมของ VCO

2.4.1 Analog phase detector

เครื่องตรวจจับเฟสจำเป็นต้องคำนวณความต่างเฟสของสัญญาณอินพุตทั้งสอง ให้ α เป็นเฟสของอินพุตแรก และ β เป็นเฟสของวินาที อย่างไรก็ตาม สัญญาณอินพุตจริงที่ส่งไปยังเครื่องตรวจจับเฟสไม่ใช่ α และ β แต่เป็นสัญญาณไซนัสอยด์ เช่น $\sin(\alpha)$ และ $\cos(\beta)$ โดยทั่วไป การคำนวณความแตกต่างของเฟสจะเกี่ยวข้องกับการคำนวณอาร์กไซน์และอาร์กโคไซน์ของอินพุตมาตรฐานแต่ละรายการ (เพื่อให้ได้เฟสที่เพิ่มขึ้นเรื่อยๆ) และทำการลบการคำนวณแบบอะนาล็อกนั้นเป็นเรื่องยาก โชคดีที่การคำนวณสามารถทำให้ง่ายขึ้นได้โดยใช้การประมาณค่าบางอย่าง

2.4.2 Digital phase detector

ตัวตรวจจับเฟสที่เหมาะสมสำหรับสัญญาณคลื่นสี่เหลี่ยมสามารถสร้างได้จากลอจิกเกตเอกสิทธิ์หรือ (XOR) เมื่อสัญญาณทั้งสองที่ถูกเปรียบเทียบอยู่ในเฟสโดยสมบูรณ์ เอาท์พุตของเกต XOR จะมีระดับคงที่เป็นศูนย์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อสัญญาณทั้งสองต่างกันในเฟส 1° เอาท์พุตของเกต XOR จะสูงเป็น 1/180 ของแต่ละรอบ ซึ่งเป็นเศษส่วนของรอบที่สัญญาณทั้งสองมีค่าต่างกัน เมื่อสัญญาณแตกต่างกัน 180° — นั่นคือ สัญญาณหนึ่งจะสูงเมื่ออีกสัญญาณหนึ่งต่ำ และในทางกลับกัน — เอาท์พุตของเกต XOR จะยังคงสูงตลอดแต่ละรอบ เครื่องตรวจจับเฟสนี้ต้องการอินพุตที่เป็นคลื่นสี่เหลี่ยมสมมาตรหรือใกล้เคียงกัน

เครื่องตรวจจับ XOR เปรียบเทียบได้ดีกับมิกเซอร์แอนะล็อกตรงที่ล็อคใกล้กับความแตกต่างของเฟส 90° และมีเอาต์พุตคลื่นพัลส์ที่สองเท่าของความถี่อ้างอิง เอาต์พุตจะเปลี่ยนรอบการทำงานตามสัดส่วนของความแตกต่างของเฟส การใช้เอาต์พุตของเกต XOR กับตัวกรองความถี่ต่ำผ่านจะส่งผลให้แรงดันไฟฟ้าแอนะล็อกเป็นสัดส่วนกับความแตกต่างของเฟสระหว่างสัญญาณทั้งสอง คุณลักษณะส่วนที่เหลือจะคล้ายคลึงกับมิกเซอร์แอนะล็อกอย่างมากสำหรับช่วงการจับ เวลาล็อค การอ้างอิงปลอม และข้อกำหนดตัวกรองความถี่ต่ำผ่าน

เครื่องตรวจจับเฟสแบบดิจิทัลอาจขึ้นอยู่กับวงจรตัวอย่างและค้าง ปั๊มประจุ หรือวงจรลอจิกที่ประกอบด้วยฟลิปฟล็อป เมื่อใช้ตัวตรวจจับเฟสที่ใช้ลอจิกเกตใน PLL จะสามารถบังคับ VCO ให้ซิงโครไนซ์กับสัญญาณอินพุตได้อย่างรวดเร็ว แม้ว่าความถี่ของสัญญาณอินพุตจะแตกต่างอย่างมากจากความถี่เริ่มต้นของ VCO ก็ตาม เครื่องตรวจจับเฟสดังกล่าวยังมีคุณสมบัติที่ต้องการอื่นๆ เช่น ความแม่นยำที่ดีขึ้น เมื่อมีความแตกต่างเฟสเพียงเล็กน้อยระหว่างสัญญาณทั้งสองที่ถูกเปรียบเทียบและช่วงแรงดึงที่เหนือกว่า

2.4.3 วิธีการหามุมของเฟส (Phase angle)

ในการไหลของกระแสนั้นจะขึ้นอยู่กับแรงเป็นมุม φ

Phase angle:

$$\tan\varphi = \frac{V_C}{V_R} = \frac{IX_C}{IR} = \frac{X_C}{R} \quad \text{or}$$

$$\varphi = \tan^{-1}\frac{X_C}{R}$$

.....(*สมการที่*2.4.3)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.5 การนำโปรแกรม MATLAB GUI มาช่วยในการแสดงผล

ระบบกราฟิกผู้ใช้หรือ MATLAB GUI (Graphical User Interface) เป็นส่วนหนึ่งของซอฟต์แวร์ MATLAB ที่ถูกออกแบบมาเพื่อช่วยให้ผู้ใช้สามารถแสดงข้อมูลและทำงานกับโปรแกรม MATLAB ได้ผ่านทางอินเทอร์เฟซกราฟิกแบบกราฟิกใช้งานง่าย นี้ช่วยให้ผู้ใช้ไม่ต้องมีความรู้เฉพาะทางเกี่ยวกับการเขียนโปรแกรมเพื่อให้สามารถใช้ MATLAB ได้เต็มประสิทธิภาพ

เมื่อเริ่มต้นใช้ MATLAB GUI, ผู้ใช้สามารถสร้างหน้าต่างกราฟิกที่ประกอบด้วยองค์ประกอบต่าง ๆ เช่น ปุ่ม (button), กล่องข้อความ (text box), และกราฟ (plot) เพื่อให้สามารถทำงานได้ง่ายขึ้น และมีประสิทธิภาพมากยิ่งขึ้น

นอกจากนี้ GUI ใน MATLAB ยังสามารถเป็นเครื่องมือที่สามารถทำให้กระบวนการวิเคราะห์ข้อมูลและการประมวลผลงานได้ง่ายขึ้น โดยการให้ผู้ใช้สามารถปรับแต่งพารามิเตอร์หรือตัวแปรต่าง ๆ ผ่านทางหน้าต่าง GUI โดยไม่ต้องพิมพ์โค้ดเพิ่มเติม

การสร้าง MATLAB GUI สามารถทำได้โดยใช้ MATLAB GUI Development Environment ซึ่งมีเครื่องมือต่าง ๆ เช่น GUIDE (Graphical User Interface Development Environment) เพื่อช่วยในการสร้างและปรับแต่ง GUI ต่าง ๆ ใน MATLAB อย่างมีประสิทธิภาพและง่ายต่อการใช้งาน

ในโปรเจคนี้พวกเราได้ในโปรแกรม MATLAB GUI มาช่วยในการแสดงผลค่าอิมพิแดนซ์ของตัวต้านทาน ตัวเก็บประจุ และเฟส ออกมาในรูปแบบกราฟที่ความถี่ต่างๆ

2.6 การนำโปแกรม CoolTerm เพื่อเก็บข้อมูลค่าอิมพิแดนซ์

การใช้โปรแกรมนี้นำมาใช้เพื่อเก็บค่าอิมพิแดนซ์จากซีเรียลมอนิเตอร์และเฟส จากนั้นโปรแกรมจะทำการบันทึกค่าลงใน Text file เพื่อให้โปรแกรม MATLAB สามารถนำค่าที่เก็บใช้มาแสดงผลออกมาในรูปแบบกราฟได้

ตัวโปรแกรมCoolTermสามารถเอาไว้ใช้สื่อสารกับ Serial device via USB และ Bluetooth หรือแม้กระทั่งงานเกี่ยวข้องกับวิศวกรรมศาสตร์

CoolTerm เป็นเครื่องมือที่ผู้ใช้ที่ต้องการแลกเปลี่ยนข้อมูลกับฮาร์ดแวร์ที่เชื่อมต่อกับพอร์ตซีเรียล เช่น คอนโทรลเลอร์เซอร์โว, ชุดโรบอติก, ตัวรับสัญญาณ GPS, ไมโครคอนโทรลเลอร์ ฯลฯ

คุณสมบัติของโปรแกรม CoolTerm

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- ความสามารถในการบันทึกและโหลดตัวเลือกการเชื่อมต่อ
- ความสามารถในการสลับสัญญาณ RTS และ DTR ด้วยตนเองเมื่อการควบคุมการไหลข้อมูลฮาร์ดแวร์ถูกปิด
- ความสามารถในการเชื่อมต่อพร้อมกันหลายรายการ หากมีพอร์ตซีเรียลหลายๆ พอร์ตที่ใช้งานได้
- ความสามารถในการบันทึกข้อมูลที่รับไว้เป็นไฟล์ข้อความ
- การแสดงข้อมูลที่ได้รับในรูปแบบข้อความหรือฮีกซาเดกซิมัล
- การควบคุมการไหลข้อมูลด้วยฮาร์ดแวร์ (CTS, DTR) และการควบคุมการไหลข้อมูลโดยซอฟต์แวร์ (XON)
- การสะท้อนข้อมูลที่ได้รับไปยังผู้ส่งที่เป็นภายใน
- การสะท้อนข้อมูลที่ส่งไปยังผู้รับ
- ตัวบ่งชี้สถานะของเส้นสายทางออปติก
- การส่งข้อมูลผ่านการกดคีย์รวมทั้ง "Send String" ที่รองรับการป้อนข้อมูลในรูปแบบข้อความหรือฮีกซาเดกซิมัล
- การส่งข้อมูลโดยการวางข้อความลงในหน้าต่างทอร์มินัล
- การส่งไฟล์ข้อความ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

วิธีการดำเนินโครงงาน

ในวิธีการทำเครื่องวัดอิมพิแดนซ์เป็นกระบวนการที่มีขั้นตอนหลายขั้นตอนตามด้านล่างเพื่อสร้างอุปกรณ์ที่สามารถวัดค่าอิมพิแดนซ์ได้อย่างถูกต้องแม่นยำ เพื่อให้สามารถวัดค่าความต้านทาน วัดค่าตัวเก็บประจุ

3.1 อุปกรณ์ เครื่องมือ และโปรแกรมที่ใช้ในการดำเนินโครงงาน

3.1.1 Arduino nano

3.1.2 Function generator AD9850

3.1.3 IC NE5532P

3.1.4 AD620N instrument amplifier

3.1.5 AD737 Rms to dc converter

3.1.6 แบตเตอรี่ 9 v

3.2 ขั้นตอนการดำเนินโครงงาน

3.2.1 ศึกษาเกี่ยวกับอิมพิแดนซ์ว่าคืออะไร ทฤษฎีของมันและวิธีการหาค่า วิธีการคำนวณ

3.2.2 ศึกษาเกี่ยวกับอุปกรณ์ที่เกี่ยวกับการสร้างวงจร ว่าอุปกรณ์แต่ละตัวมีคุณสมบัติอย่างไรบ้าง

3.2.3 เริ่มทำการออกแบบลายวงจรเพื่อให้ตัวอาดูโน่สามารถเก็บค่าเพื่อนำมาแสดงค่าอิมพิแดนซ์ต่างๆ ออกมาได้

3.2.4 เขียนโค้ดเพื่อให้ตัวอาดูโน่มาสารถแสดงค่าอิมพอแดนซ์ออกมาได้ผ่านโปรแกรม Arduino IDE

3.2.5 นำค่าที่ Arduino IDE แสดงผลค่าออกมาเก็บไว้ที่ Text file จากนั้นโปรแกรม CoolTerm จะเก็บค่าไว้

3.2.6 ดึงค่าอิมพิแดนซ์ที่เก็บไว้ในโปรแกรม CoolTerm มาแสดงผลกราฟผ่านโปนแกรม MATLAB

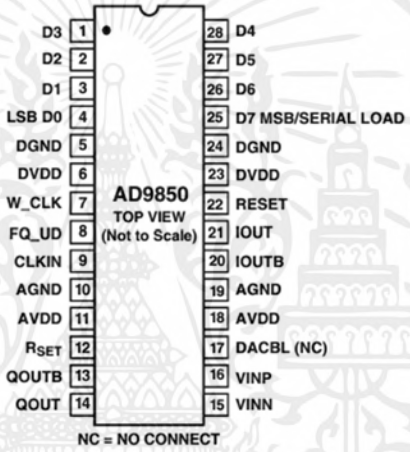
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2.7 ตรวจสอบค่าและบันทึกผลการทดลอง

3.2.8 ประเมิณผลการทดลองและปรบปรุงแก้ไข

3.3 พิจารณาการใช้ Function generator AD9850

โมดูลfunction generator AD9850 DDS สามารถสร้างสัญญาณไซน์และสี่เหลี่ยม 0-40MHz มาพร้อมกับออสซิลเลเตอร์ 125Mhz โมดูลมีขนาดเล็กกะทัดรัดประมาณ 4.5×2.6×1.7 ซม. ด้วยขนาดที่เล็กดังกล่าว โมดูลจึงสามารถติดตั้งเข้ากับโปรเจ็กต์การสร้างสัญญาณไดเดี มีช่องคลื่นสี่เหลี่ยม 2 ช่องและคลื่นไซน์ 2 ช่อง สามารถทำงานได้ตั้งแต่แรงดันไฟฟ้าอินพุต 3.3V ถึง 5V



รูปที่ 3.3 Function generator AD9850

หมายเหตุ. จาก https://www.analog.com/en/products/ad9850.html

3.4 พิจารณาการใช้ AD620an

การใช้ AD620AN (Analog Devices 620AN) เป็นเครื่องขยายสัญญาณในแอพลิเคชันต่าง ๆ สามารถทำได้ดังนี้:

3.4.1 การต่อขาของ AD620AN: AD620AN มี 8 ขาที่ต้องเชื่อมต่อเพื่อใช้งาน. ข้อกำหนดการต่อขาที่สำคัญสำหรับการใช้งานทั่วไปได้แก่:

- V+ (ขา 7): ต่อกับแหล่งจ่ายไฟบวก.
- V- (ขา 4): ต่อกับแหล่งจ่ายไฟลบ.
- OUT (ขา 6): สัญญาณที่ถูกขยายจะปรากฏที่นี่.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- REF (ขา 5): ในบางกรณีที่ต้องการอ้างถึงข้ออ้างอิง, สามารถเชื่อมต่อ REF ไปยังต้นทางไฟฟ้าของระบบอื่น ๆ.

3.4.2 การจ่ายไฟให้ AD620AN: สามารถใช้แหล่งจ่ายไฟคงที่เช่นแบตเตอรี่หรือแหล่งจ่ายไฟ DC ในช่วงที่อนุญาต แนะนำให้ใช้แหล่งจ่ายไฟแบบคงที่เพื่อให้ได้ผลลัพธ์ที่เสถียร.

3.4.3 การต่ออินพุตและอินพุตที่ไม่ได้ใช้งาน: สามารถต่อสัญญาณอินพุตของคุณที่ต้องการขยายไปที่ขา IN- (ขา 2) และ IN+ (ขา 3) ของ AD620AN. ถ้าคุณไม่ได้ใช้ขา REF สามารถเปิดวงจรไว้เพื่อเป็นค่ายศอยสัญญาณในกรณีที่ไม่ต้องการใช้ขาอ้างอิง.

3.4.4. การตั้งค่าขยาย: ค่าขยายสามารถตั้งค่าโดยตั้งค่าต้านความต้านทานในตัว AD620AN โดยใช้โหลดเรซิสเตอนซิงเกิล. ค่าขยายจะกำหนดระดับขยายสัญญาณ. ค่าขยายมาตรฐานของ AD620AN คือ 1 (ไม่มีการขยาย), แต่สามารถตั้งค่าให้ขยายได้สูงขึ้นตามความต้องการ.

3.4.5 การเชื่อมต่ออุปกรณ์ขนาดใหญ่: อย่าลืมตั้งการเชื่อมต่ออุปกรณ์อื่น ๆ ที่อาจต้องใช้งานร่วมกับ AD620AN เช่น อุปกรณ์เซนเซอร์หรืออุปกรณ์ควบคุม.

3.4.6 การตรวจสอบผลลัพธ์: หลังจากต่ออุปกรณ์และตั้งค่า AD620AN ตามความต้องการ, คุณสามารถตรวจสอบผลลัพธ์ที่ได้จากขา OUT ซึ่งเป็นสัญญาณที่ถูกขยาย. ค่าขยายของ AD620AN จะช่วยให้คุณวัดและตรวจสอบสัญญาณที่ต้องการในแอพลิเคชันของคุณ.

เพื่อให้ทราบว่าการใช้งาน AD620AN ต้องทำตามข้อมูลจากแผ่นข้อมูลของผู้ผลิตเพื่อการใช้งานที่ถูกต้องและปลอดภัย

3.5 พิจารณาการใช้ AD737

การใช้ AD737 เป็นเครื่องขยายกระแสไฟฟ้าขนาดเล็กของ Analog Devices สามารถทำได้ดังนี้:

3.5.1 การต่อขาของ AD737: AD737 มี 8 ขาที่ต้องเชื่อมต่อเพื่อใช้งาน. ข้อกำหนดการต่อขาที่สำคัญสำหรับการใช้งานทั่วไปได้แก่:

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.5.2 V+ (ขา 8): ต่อกับแหล่งจ่ายไฟบวก.

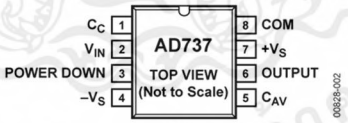
- V- (ขา 1): ต่อกับแหล่งจ่ายไฟลบ.
- IN- (ขา 2): ต่อสัญญาณขนาดเล็กที่ต้องการขยาย.
- IN+ (ขา 3): ต่อสัญญาณขนาดเล็กที่ต้องการขยาย.
- OUT (ขา 4): สัญญาธินที่ถูกขยายจะปรากฏที่นี่.

3.5.3 การจ่ายไฟให้ AD737: สามารถใช้แหล่งจ่ายไฟคงที่เช่นแบตเตอรี่หรือแหล่งจ่ายไฟ DC ในช่วงที่อนุญาต แนะนำให้ใช้แหล่งจ่ายไฟแบบคงที่เพื่อให้ได้ผลลัพธ์ที่เสถียร.

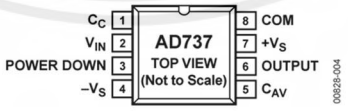
3.5.4 การต่ออินพุตและอินพุตที่ไม่ได้ใช้งาน: สามารถต่อสัญญาณขนาดเล็กที่ต้องการขยายไปที่ขา IN- (ขา 2) และ IN+ (ขา 3) ของ AD737. สามารถเปิดวงจรขา REF (ขา 7) ในกรณีที่ต้องการใช้ขาอ้างอิง.

3.5.5 การตั้งค่าขยาย: ค่าขยายสามารถตั้งค่าโดยการตั้งค่าความต้านทานในตัว AD737. ค่าขยายจะกำหนดระดับขยายของกระแสไฟฟ้า.

3.5.6 การตรวจสอบผลลัพธ์: หลังจากต่ออุปกรณ์และตั้งค่า AD737 ตามความต้องการ, คุณสามารถตรวจสอบผลลัพธ์ที่ได้จากขา OUT ซึ่งเป็นสัญญาณที่ถูกขยาย. ค่าขยายของ AD737 จะช่วยให้คุณวัดและตรวจสอบสัญญาณที่ต้องการในแอพลิเคชันได้



8-LEAD STANDARD SMALL OUTLINE PACKAGE [SOIC_N]
NARROW BODY
(R-8)



8-LEAD PLASTIC DUAL-IN-LINE PACKAGE [PDIP]
(N-8)

รูปที่ 3.5 AD737

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.6 วิธีการคำนวณ Voltage to Current Converter

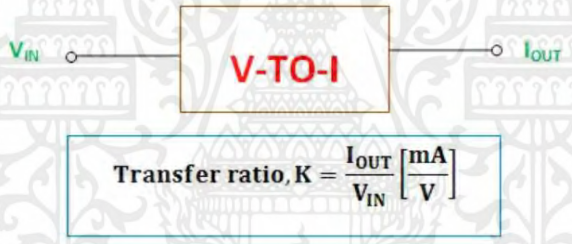
วัตถุประสงค์ในแปลงแรงดันเป็นกระแส (ที่เรียกว่า V to I converters หรือแปลงจากแรงดันเป็นกระแส) ซึ่งสามารถเปลี่ยนแปลงสื่อการส่งข้อมูลไฟฟ้าจากแรงดันเป็นกระแสได้โดยง่าย.

สามารถทำได้ง่ายๆโดยการใช้ Ohm's Law หรือกฎของโอห์ม

$$V = I \times R$$ .....(สมการที่3.6)

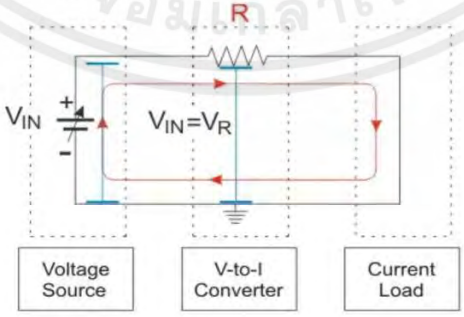
อย่างที่เราทราบกันดีว่าเมื่อเรากำหนดให้แรงดันเป็นอินพุทซึ่งประกอบไปด้วยตัวต้านทาน กระแสจึงจะสามารถไหลผ่านได้

ดังนั้น จึงชัดเจนว่าตัวต้านทานกำหนดการไหลของกระแสในวงจรแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้า หรือทำหน้าที่เป็นอุปกรณ์แปลงแรงดันเป็นกระแส (หรือที่เรียกว่า V to I converter) สำหรับวงจรเชิงเส้น โดยง่ายคือเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแสในวงจรเชิงเส้นได้ตามต้องการซึ่งเป็นหน้าที่ที่ทำได้โดยอุปกรณ์ต้านทาน



รูปที่ 3.6.1 Block V-to-I

แผนผังวงจรของตัวต้านทานที่ทำหน้าที่เป็นเครื่องแปลงแรงดันเป็นกระแสโดยง่ายถูกแสดงด้านล่างนี้ ในแผนผังนี้ ปริมาณทางไฟฟ้า เช่น แรงดันและกระแส ถูกแทนโดยแบบ Bars และ Loop ตามลำดับ



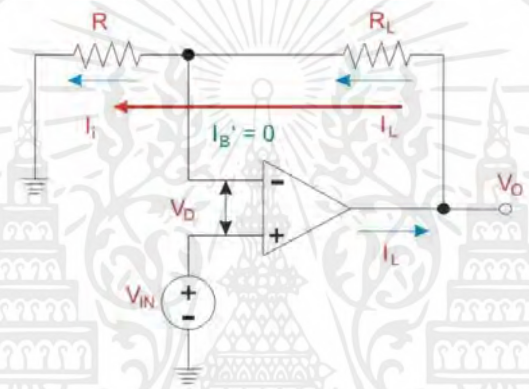
รูปที่ 3.6.2 Block V-to-I

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แต่ในการใช้งานจริง กระแสเอาท์พุตของเครื่องแปลงนี้จะขึ้นอยู่กับแรงดันการ Drop ข้างตัวโหลดที่เชื่อมต่อและแรงดันขาเข้าเพิ่มเติม โดยที่ V_R กลายเป็น $V_{IN} - V_L$

3.6.1 การแปลงแรงดันเป็นกระแสโดยใช้ Op-Amp

แรงดัน V_{IN}ที่เป็นแรงดันขาเข้าถูกนำเข้าไปที่ขา Non-Inverting จะถูกขับด้วยแรงดันตอบรับที่คำนวณขึ้นจากค่ากระแสโหลดและอยู่ในชุดกับ V_Dซึ่งคือแรงดันต่างระหว่างขาขาเข้านี้ เราเรียกวงจรนี้ว่าแอมป์ Non-Inverting แบบต่อเนื่องของกระแสต่อเนื่องแบบลบหรือ Current Series Negative Feedback Amplifier อีกด้วย



รูปที่ 3.6.1.1 วงจรการแปลงแรงดันเป็นกระแส

สำหรับ Input Loop คำนวณสมการแรงดันได้จาก

$$V_{IN} = V_D + V_F$$ .....(สมการที่3.6.1.1)

เมื่อ A มีค่าค่อนข้างมาก ดังนั้น $V_D = 0$

$$V_{IN} = V_F$$ .....(สมการที่3.6.1.2)

เมื่อให้ Input Op-Amp=0 $I'_B = 0$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_{IN} = I_L \times R$$
$$\therefore I_I = I_L = \frac{V_{IN}}{R}$$

.....(สมการที่3.6.1.3)

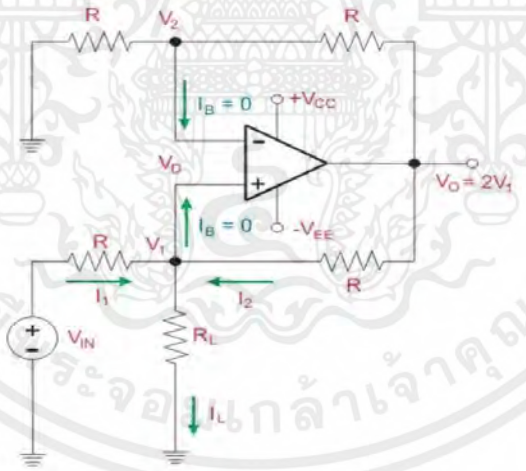
จากสมการข้างต้นจะเห็นว่ากระแสโหลดจะขึ้นอยู่กับ อินพุตของแรงดันและอินพุตของตัวต้านทาน

ที่กระแสโหลด $I_L \propto V_{IN}$ ที่แรงดันอินพุตกระแสโหลดจะถูกควบคุมโดยตัวต้านทาน R ที่จุดนี้จะมีค่าคงที่คือ $\frac{1}{R}$

ประเภทของโหลดเป็นได้ทั้งตัวต้านทาน ตัวเก็บประจุ หรือ non- linear load ไม่ต้องเป็นไปตามกฎดังสมการข้างต้น

แรงดันโหลดเทียบ GND กับ การแปลงกระแส

สำหรับการวิเคราะห์วงจรเราต้องกำหนดแรงดันไฟฟ้า V_{IN}ก่อนจากนั้นจึงสามารถบรรลุความสัมพันธ์หรือการเชื่อมต่อระหว่างแรงดันไฟฟ้าอินพุตและกระแสโหลดได้



รูปที่ 3.6.1.2 วงจรการแปลงกระแสเมื่อนำแรงดันโหลดเทียบ GND

จากสมการ Kirchhoff's current law ที่โหลด V_1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_1 + I_2 = I_L$$
$$\frac{V_{IN} - V_1}{R} + \frac{V_0 - V_1}{R} = I_L$$
$$V_{IN} + V_0 - 2V_1 = I_L R$$
$$V_1 = \frac{V_{IN} + V_0 - I_L}{2}$$

.....(สมการที่3.6.1.4)

สำหรับ non-inverting amplifier, gain มีค่า $A = 1 + \frac{R_F}{R_1}$

ที่มีค่าความต้านทานเท่ากับ $R_F = R = R_1$

ดังนั้น $A = 1 + \frac{R}{R} = 2$

ดังนั้น ที่แรงดันเอาท์พุตจะมีค่า

$$V_0 = 2V_1 = V_{IN} + V_0 - I_L R$$
$$0 = V_{IN} - I_L R$$
$$\therefore V_{IN} = I_L R$$
$$I_L = \frac{V_{IN}}{R}$$

.....(สมการที่3.6.1.5)

เราจึงสามารถสรุปจากสมการข้างต้นได้ว่า กระแสI_L มีความเชื่อมโยงกับแรงดันV_{IN} และตัวต้านทาน R

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.7 การออกแบบการทำงานของ MATLAB GUI

```
%--------------MATLAB GUI สร้างขึ้นมาตอนสร้าง----------------------------------------------------------------
function varargout = testGUI(varargin)
% TESTGUI MATLAB code for testGUI.fig
%      TESTGUI, by itself, creates a new TESTGUI or raises the existing
%      singleton*.
%
%      H = TESTGUI returns the handle to a new TESTGUI or the handle to
%      the existing singleton*.
%
%      TESTGUI('CALLBACK',hObject,eventData,handles,...) calls the local
%      function named CALLBACK in TESTGUI.M with the given input arguments.
%
%      TESTGUI('Property','Value',...) creates a new TESTGUI or raises the
%      existing singleton*.  Starting from the left, property value pairs are
%      applied to the GUI before testGUI_OpeningFcn gets called.  An
%      unrecognized property name or invalid value makes property application
%      stop.  All inputs are passed to testGUI_OpeningFcn via varargin.
%
%      *See GUI Options on GUIDE's Tools menu.  Choose "GUI allows only one
%      instance to run (singleton)".
%
% See also: GUIDE, GUIDATA, GUIHANDLES

% Edit the above text to modify the response to help testGUI

% Last Modified by GUIDE v2.5 29-Feb-2024 23:16:55

% Begin initialization code - DO NOT EDIT
gui_Singleton = 1;
gui_State = struct('gui_Name',       mfilename, ...
                   'gui_Singleton',  gui_Singleton, ...
                   'gui_OpeningFcn', @testGUI_OpeningFcn, ...
                   'gui_OutputFcn',  @testGUI_OutputFcn, ...
                   'gui_LayoutFcn',  [] , ...
                   'gui_Callback',   []);
if nargin && ischar(varargin{1})
    gui_State.gui_Callback = str2func(varargin{1});
end

if nargout
    [varargout{1:nargout}] = gui_mainfcn(gui_State, varargin{:});
else
    gui_mainfcn(gui_State, varargin{:});
end
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
% End initialization code - DO NOT EDIT


% --- Executes just before testGUI is made visible.
function testGUI_OpeningFcn(hObject, eventdata, handles, varargin)
% This function has no output args, see OutputFcn.
% hObject    handle to figure
% eventdata  reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles    structure with handles and user data (see GUIDATA)
% varargin   command line arguments to testGUI (see VARARGIN)

% Choose default command line output for testGUI
handles.output = hObject;

% Update handles structure
guidata(hObject, handles);

% UIWAIT makes testGUI wait for user response (see UIRESUME)
% uiwait(handles.figure1);


% --- Outputs from this function are returned to the command line.
function varargout = testGUI_OutputFcn(hObject, eventdata, handles)
% varargout  cell array for returning output args (see VARARGOUT);
% hObject    handle to figure
% eventdata  reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles    structure with handles and user data (see GUIDATA)

% Get default command line output from handles structure
varargout{1} = handles.output;
%-------------------
```

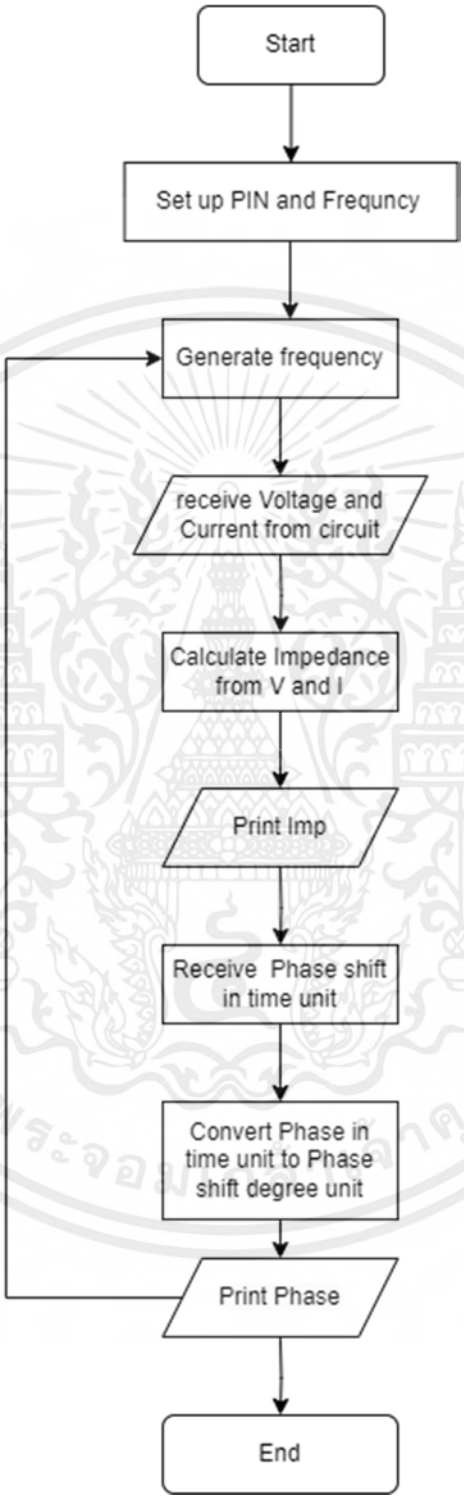
```
    axes(handles.axes1); % ให้ต่อจากนี้ plot graph ในกราฟที่ 1 กราฟใหญ่


    % ----------------------------เงื่อนไขการ plot graph ในกรณีที่คีค ideal data ------------------------------------------

    if(select_impedance == 1 && Ideal_button == get(handles.Ideal,'max'))       % ถ้า select_impedance = 1 (เลือก Resistor) และ คีคที่ ideal
        loglog(f,impedance_R,'r',"LineWidth",4);            % plot กราฟแบบ log โดย แกนx เป็นความถี่ f แกนy เป็นค่า impedance_R

        grid on                                             % เปิดการใช้กริด เส้นตาราง
        xlabel('frequency (Hz)')                            % แกนx เขียนว่า frequency (Hz)
        ylabel('Impedance (Ω)')                             % แกนy เขียนว่า Impedance (Ω)

    elseif (select_impedance == 2 && Ideal_button == get(handles.Ideal,'max'))  % ถ้า select_impedance = 2 (เลือก RC Series) และ คีคที่ ideal
        loglog(f,impedance_RCS,'g',"LineWidth",4);          % plot กราฟแบบ log โดย แกนx เป็นความถี่ f แกนy เป็นค่า impedance_RCS

        grid on                                             % เปิดการใช้กริด เส้นตาราง
        xlabel('frequency (Hz)')                            % แกนx เขียนว่า frequency (Hz)
        ylabel('Impedance (Ω)')                             % แกนy เขียนว่า Impedance (Ω)

    elseif (select_impedance== 3 && Ideal_button == get(handles.Ideal,'max'))   % ถ้า select_impedance = 3 (เลือก RC Parallel) และ คีคที่
ideal
        loglog(f,impedance_RCP,'m',"LineWidth",4);          % plot กราฟแบบ log โดย แกนx เป็นความถี่ f แกนy เป็นค่า impedance_RCP

        grid on                                             % เปิดการใช้กริด เส้นตาราง
        xlabel('frequency (Hz)')                            % แกนx เขียนว่า frequency (Hz)
        ylabel('Impedance (Ω)')                             % แกนy เขียนว่า Impedance (Ω)

    elseif (select_impedance== 4 && Ideal_button == get(handles.Ideal,'max'))   % ถ้า select_impedance = 4 (เลือก Capacitor) และ คีคที่ ideal
        loglog(f,impedance_C,'c',"LineWidth",4);            % plot กราฟแบบ log โดย แกนx เป็นความถี่ f แกนy เป็นค่า impedance_C

        grid on                                             % เปิดการใช้กริด เส้นตาราง
        xlabel('frequency (Hz)')                            % แกนx เขียนว่า frequency (Hz)
        ylabel('Impedance (Ω)')                             % แกนy เขียนว่า Impedance (Ω)
    else


        loglog(f_log,impedance_ex,'b-o',"LineWidth",4);                 % ถ้าไม่ได้คีค ideal จะ plot graph จาก arduino
        hold off
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
        grid on                                             % เปิดการใช้กริดเส้นตาราง
        xlabel('frequency (Hz)')                            % แกนx เขียนว่า frequency (Hz)
        ylabel('Impedance (Ω)')                             % แกนy เขียนว่า Impedance (Ω)

    end


    % ----------------------------เลื่อนไดกราฟ plot graph ในกรณีที่คีก Experiment & ideal data ----------------------------------------
    if(select_impedance == 1 && Double_button == get(handles.Double_plot,'max'))        % ถ้า select_impedance = 1 (เลือก Resistor) และ คีกที่
Experiment & data
        loglog(f,impedance_R,'r',"LineWidth",4);            % plot กราฟแบบ log โดยแกนx เป็นความถี่ f แกนy เป็นค่า impedance_R
        hold on
        loglog(f_log,impedance_ex,'b-o',"LineWidth",4);     % plot กราฟแบบ log โดยแกนx เป็นความถี่ f_log แกนy เป็นค่าจาก arduino
        hold off

        grid on                                             % เปิดการใช้กริดเส้นตาราง
        xlabel('frequency (Hz)')                            % แกนx เขียนว่า frequency (Hz)
        ylabel('Impedance (Ω)')                             % แกนy เขียนว่า Impedance (Ω)

    elseif (select_impedance == 2 && Double_button == get(handles.Double_plot,'max'))   % ถ้า select_impedance = 2 (เลือก RC Series) และ
คีกที่ Experiment & data
        loglog(f,impedance_RCS,'g',"LineWidth",4);          % plot กราฟแบบ log โดยแกนx เป็นความถี่ f แกนy เป็นค่า impedance_RCS
        hold on
        loglog(f_log,impedance_ex,'b-o',"LineWidth",4);     % plot กราฟแบบ log โดยแกนx เป็นความถี่ f_log แกนy เป็นค่าจาก arduino
        hold off

        grid on                                             % เปิดการใช้กริดเส้นตาราง
        xlabel('frequency (Hz)')                            % แกนx เขียนว่า frequency (Hz)
        ylabel('Impedance (Ω)')                             % แกนy เขียนว่า Impedance (Ω)

    elseif (select_impedance == 3 && Double_button == get(handles.Double_plot,'max'))   % ถ้า select_impedance = 3 (เลือก RC Parallel)
และ คีกที่ Experiment & data
        loglog(f,impedance_RCP,'m',"LineWidth",4);          % plot กราฟแบบ log โดยแกนx เป็นความถี่ f แกนy เป็นค่า impedance_RCP
        hold on
        loglog(f_log,impedance_ex,'b-o',"LineWidth",4);     % plot กราฟแบบ log โดยแกนx เป็นความถี่ f_log แกนy เป็นค่าจาก arduino
        hold off

        grid on                                             % เปิดการใช้กริดเส้นตาราง
        xlabel('frequency (Hz)')                            % แกนx เขียนว่า frequency (Hz)



          ylabel('Impedance (Ω)')                           % แกนy เขียนว่า Impedance (Ω)

      elseif (select_impedance == 4 && Double_button == get(handles.Double_plot,'max'))   % ถ้า select_impedance = 3 (เลือก RC Parallel)
  และ คีกที่ Experiment & data
          loglog(f,impedance_C,'c',"LineWidth",4);          % plot กราฟแบบ log โดยแกนx เป็นความถี่ f แกนy เป็นค่า impedance_C
          hold on
          loglog(f_log,impedance_ex,'b-o',"LineWidth",4);   % plot กราฟแบบ log โดยแกนx เป็นความถี่ f_log แกนy เป็นค่าจาก arduino
          hold off

          grid on                                           % เปิดการใช้กริดเส้นตาราง
          xlabel('frequency (Hz)')                          % แกนx เขียนว่า frequency (Hz)
          ylabel('Impedance (Ω)')                           % แกนy เขียนว่า Impedance (Ω)
      end

      axes(handles.axes2);        % ให้ต่อจากนี้ plot graph ในกราฟที่ 2 กราฟเล็ก
      loglog(f_log,phase_data,'m');     % plot กราฟแบบ log โดยแกนx เป็นความถี่ f_log แกนy เป็นค่าเฟสจาก arduino

      grid on                                               % เปิดการใช้กริดเส้นตาราง
      xlabel('frequency (Hz)')                              % แกนx เขียนว่า frequency (Hz)
      ylabel('Phase (Rad)')                                 % แกนy เขียนว่า Phase (Rad)
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

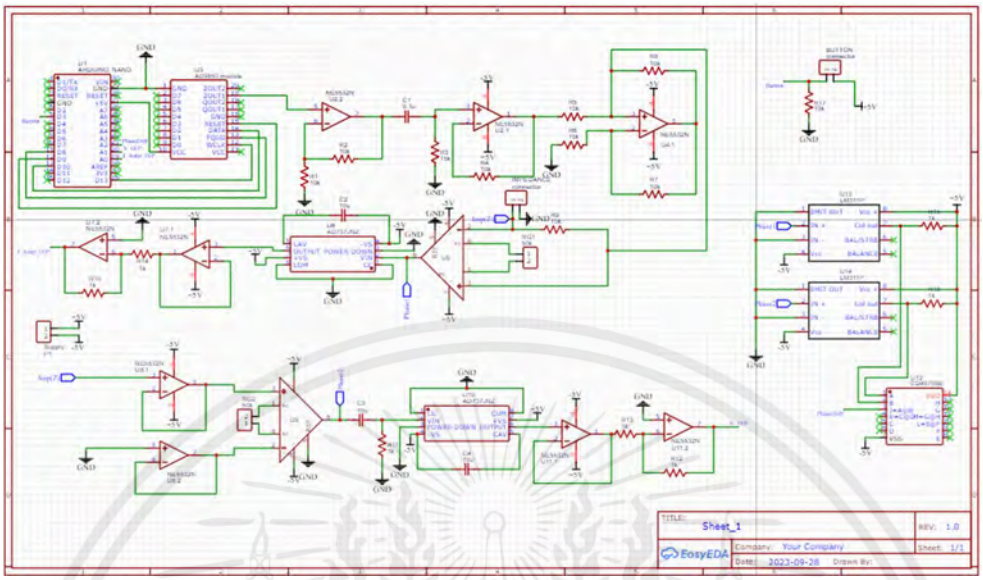
3.8 Flowchart การทำงานของ Arduino



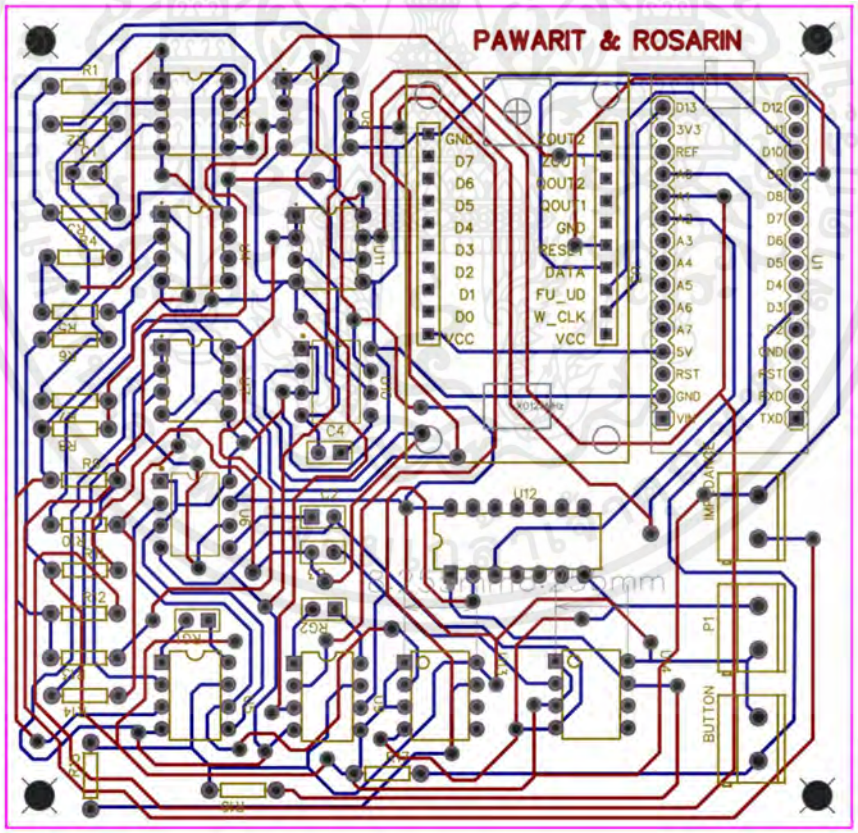
รูปที่ 3.8.1 Flowchart Arduino code

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.9 การออกแบบผังวงจร Schematic และลายวงจร PCB



รูปที่ 3.9.1 ผังวงจร Schematic



รูปที่ 3.9.2 ลายวงจร PCB

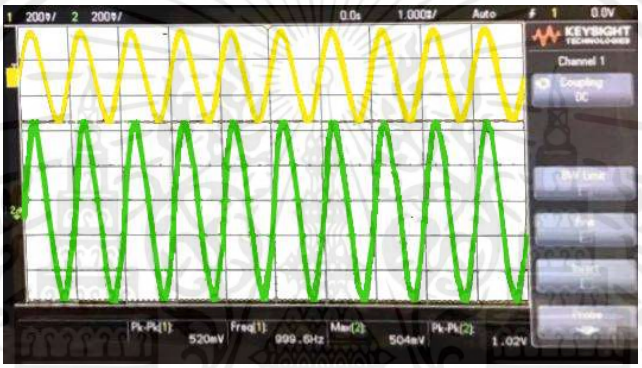
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

ผลการทดลอง

4.1 การทดลองผลการทำงานของวงจร Non-inverting amplifier

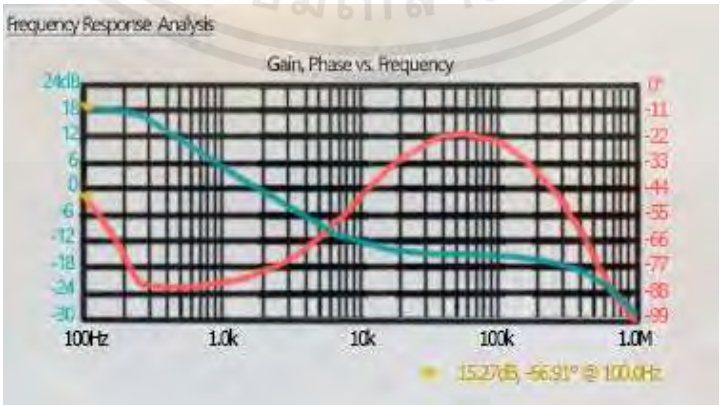
จากการทดลองนี้วงจร Non-inverting amplifier สามารถขยายสัญญาณจาก AD9850 module ได้เป็น 2 เท่าที่เอาต์พุต



รูปที่ 4.1 วงจร Non-inverting amp

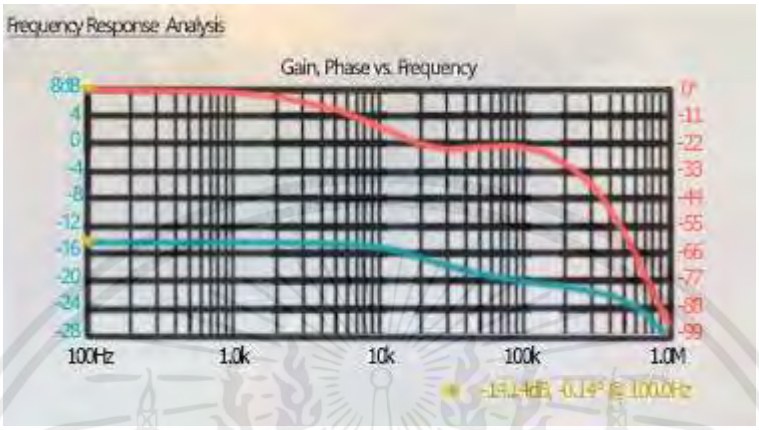
4.2 การทดลองผลการทำงานของวงจร Voltage to current converter

จากการทดลองนี้นำ RC series ที่ R=10k และ C=1nF สามารถคำนวณค่า Frequency response ที่ input และ output ของวงจร Voltage to current ได้กราฟดังนี้

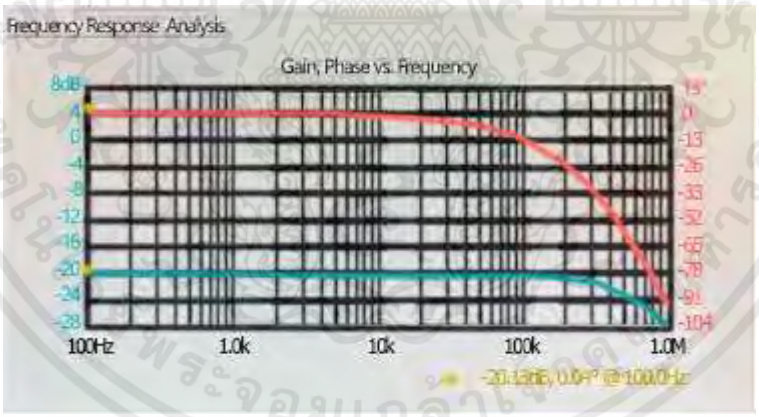


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 4.2.1 อิมพิแดซ์ของ RC series Braucht ที่ R=10k และ C=1nF

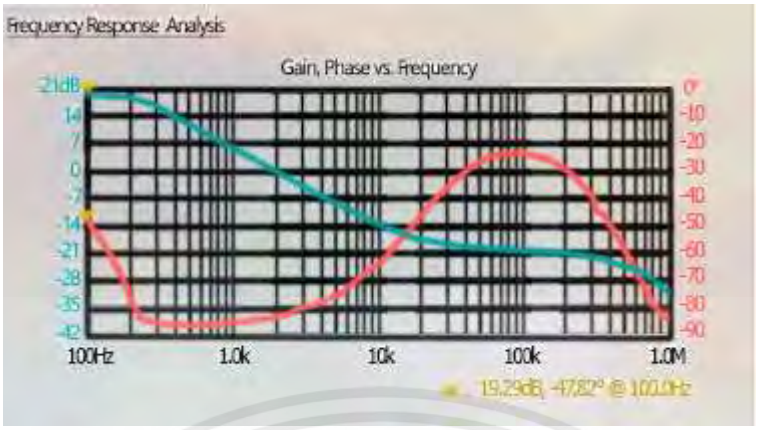


รูปที่ 4.2.2 อิมพิแดนซ์ของ RC parallel ที่ R=10k และ C=1nF

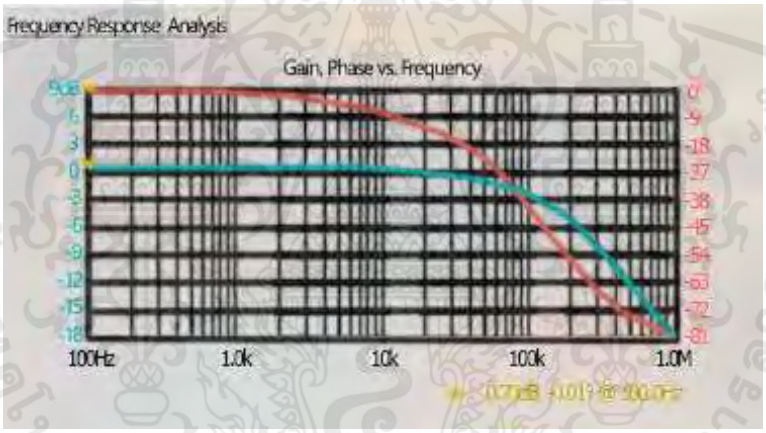


รูปที่ 4.2.3 อิมพิแดนซ์ของ R,RC parallel ที่ R=10k และ C=1nF

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.2.4 อิมพิแดนซ์ของ R,RC series ที่ R=10k และ C=1nF

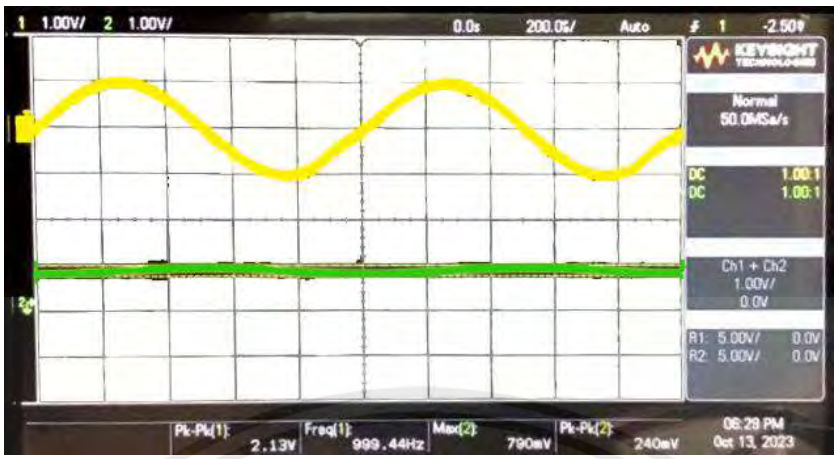


รูปที่ 4.2.3 อิมพิแดนซ์ของ C ที่ C=1nF

4.3 การทดลองผลการทำงานของวงจร Rms to dc

วงจร RMS to dc สามารถแปลงสัญญาณ sine ให้เป็นสัญญาณไฟ DC บวกได้ผ่าน RMS to DC AD737 ซึ่งได้ออกมาเป็นไฟลบแล้วผ่านวงจร inverting amplifier เพื่อแปลงสัญญาณไฟ DC ลบให้เป็นสัญญาณไฟ DC บวก

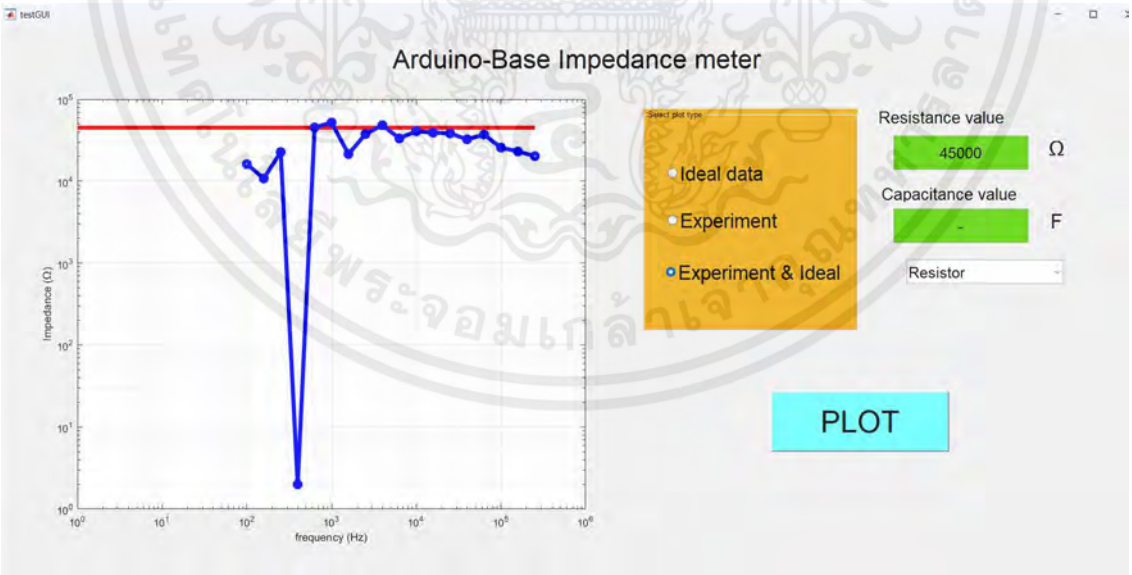
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.3 วงจร RMS to Dc

4.4 การทดลองวัดค่า impedance ที่ความถี่ต่างๆ

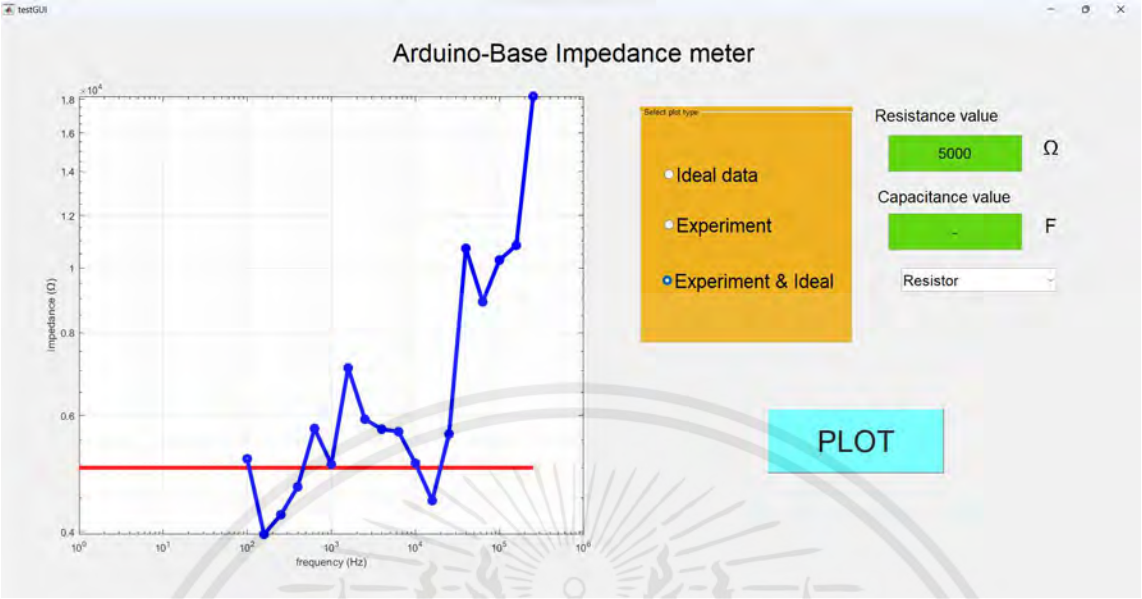
กำหนดการตั้งค่าในโปรแกรม MATLAB ให้เส้นสีแดงคือค่าที่เป็นไปตามอุดมคติ และเส้นสีน้ำเงินคือค่าที่ทดลองได้



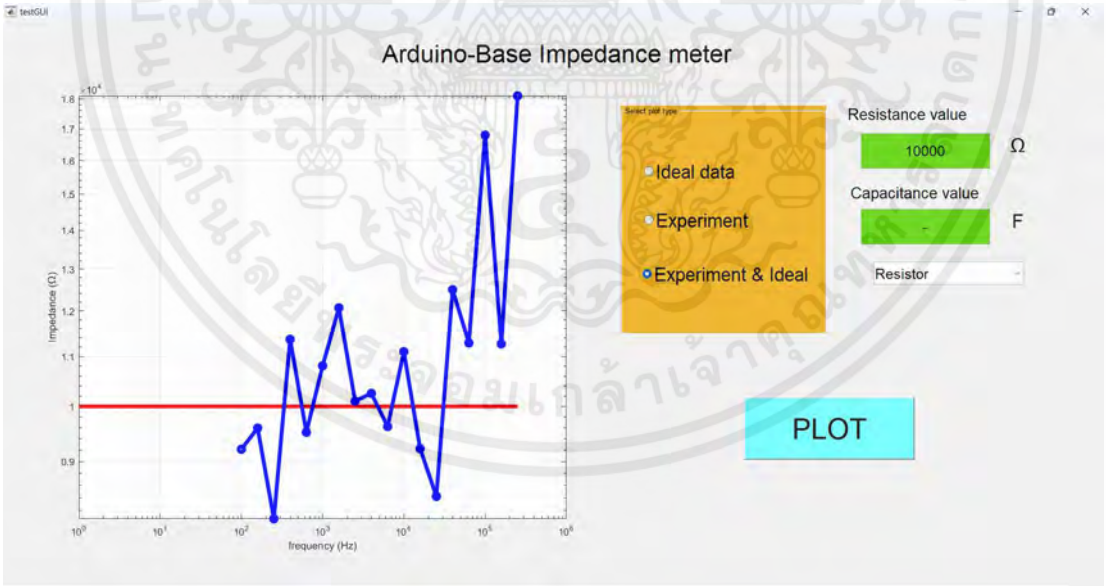
รูปที่ 4.4.1 impedance ของ R ที่ 45k เมื่อนำมาเทียบกับค่าที่ทดลองได้และค่าในอุดมคติ

การทดลองนี้มีค่าความคลาดเคลื่อนเท่ากับ 28 %

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



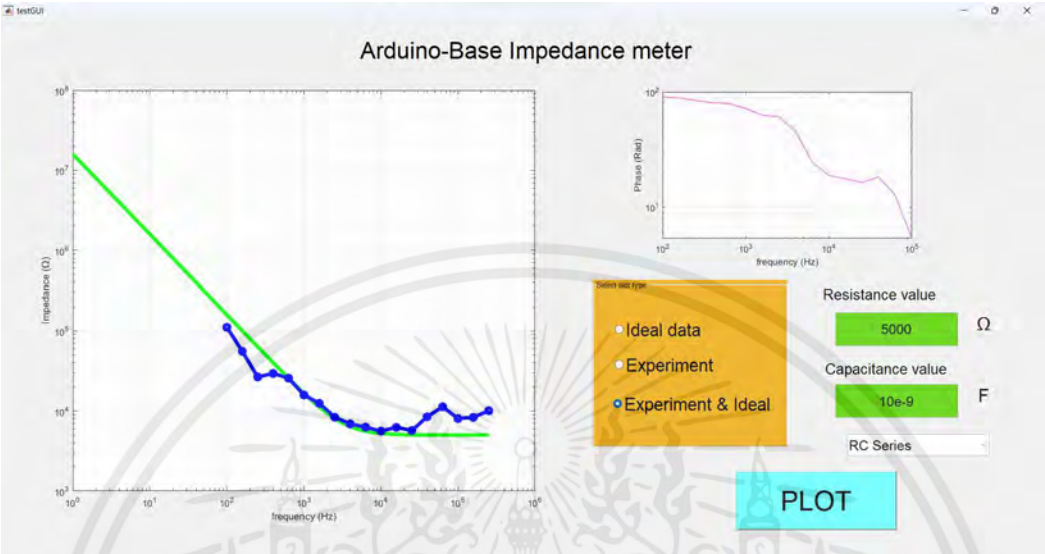
รูปที่ 4.4.2 impedance ของ R ที่ 5k เมื่อนำมาเทียบกับค่าที่ทดลองได้และค่าในอุดมคติ การทดลองนี้มีค่าความคลาดเคลื่อนเท่ากับ 40.8 %



รูปที่ 4.4.3 impedance ของ R ที่ 10k เมื่อนำมาเทียบกับค่าที่ทดลองได้และค่าในอุดมคติ การทดลองนี้มีค่าความคลาดเคลื่อนเท่ากับ 10.58 %

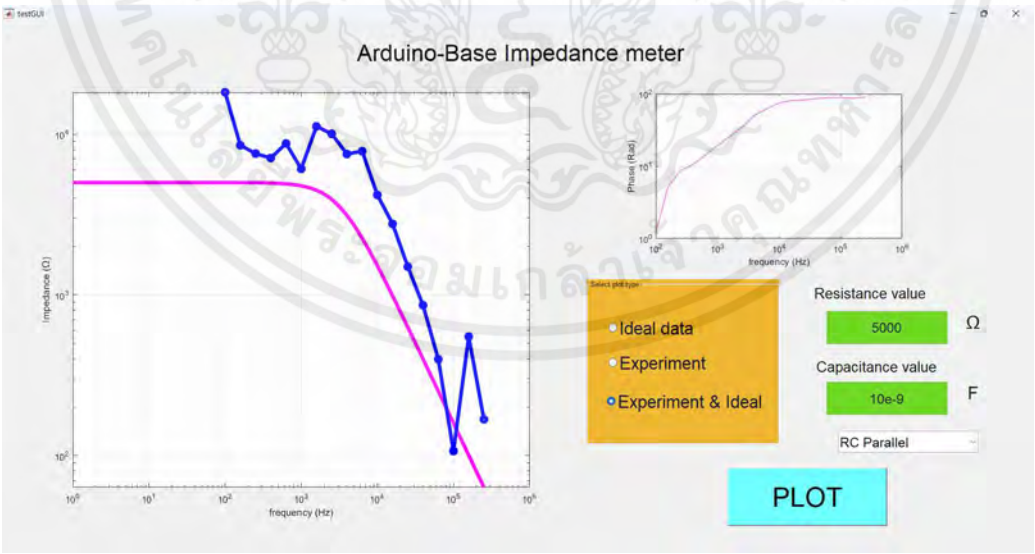
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กำหนดการตั้งค่าในโปรแกรม Matlab ให้เส้นสีเขียวคือค่าที่เป็นไปตามอุดมคติ และเส้นสีน้ำเงินคือค่าที่ทดลองได้



รูปที่ 4.4.4 Impedance ของ RC Series ที่ R 5k เมื่อนำมาเทียบกับค่าที่ทดลองได้และค่าในอุดมคติ การทดลองนี้มีค่าความคลาดเคลื่อนเท่ากับ 7.8 %

กำหนดการตั้งค่าในโปรแกรม Matlab ให้เส้นสีม่วงคือค่าที่เป็นไปตามอุดมคติ และเส้นสีน้ำเงินคือค่าที่ทดลองได้



รูปที่ 4.4.5 Impedance ของ RC Parallel ที่ R 5k เมื่อนำมาเทียบกับค่าที่ทดลองได้และค่าในอุดมคติ การทดลองนี้มีค่าความคลาดเคลื่อนเท่ากับ 37.8 %

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.5 ผลการเปรียบเทียบค่าการทดลองกับค่าทางทฤษฎี

ทดสอบค่าความคลาดเคลื่อนของการอ่านค่า R ต่างๆที่ โดยขณะทำการทดลองจะทำการวัดค่าความต้านทานทั้งหมด 3 ค่าคือ 45k , 10k , 5k โดยแต่ละค่าจะทำการวัดทั้งหมด 5 ครั้ง เพื่อหาเปอร์เซ็นต์ความคลาดเคลื่อนจากเครื่องวัด

4.5.1 ตัวต้านทาน 45k

ตารางที่ 4.5.1 แสดงเปอร์เซ็นต์ความคลาดเคลื่อนของตัวต้านทาน ค่า 45k

ครั้งที่	ค่าทางทฤษฎี (Ω)	ค่าการทดลอง (Ω)	เปอร์เซ็นต์ความคลาดเคลื่อน (%)
1	45,000	57,600	28
2	45,000	51,200	13.78
3	45,000	60,800	35.11
4	45,000	50,900	13.11
5	45,000	55,800	24

จากผลการทดลองนี้มีเปอร์เซ็นความคลาดเคลื่อนเฉลี่ย 22.8 %

4.5.2 ตัวต้านทาน 10k

ตารางที่ 4.5.2 แสดงเปอร์เซ็นต์ความคลาดเคลื่อนของตัวต้านทาน ค่า 10k

ครั้งที่	ค่าทางทฤษฎี (Ω)	ค่าการทดลอง (Ω)	เปอร์เซ็นต์ความคลาดเคลื่อน (%)
1	10,000	11,058	10.58
2	10,000	11,600	16
3	10,000	12,130	21.3
4	10,000	12,970	29.7
5	10,000	11,082	10.82

จากผลการทดลองนี้มีเปอร์เซ็นความคลาดเคลื่อนเฉลี่ย 17.68 %

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.5.3 ตัวต้านทาน 10k

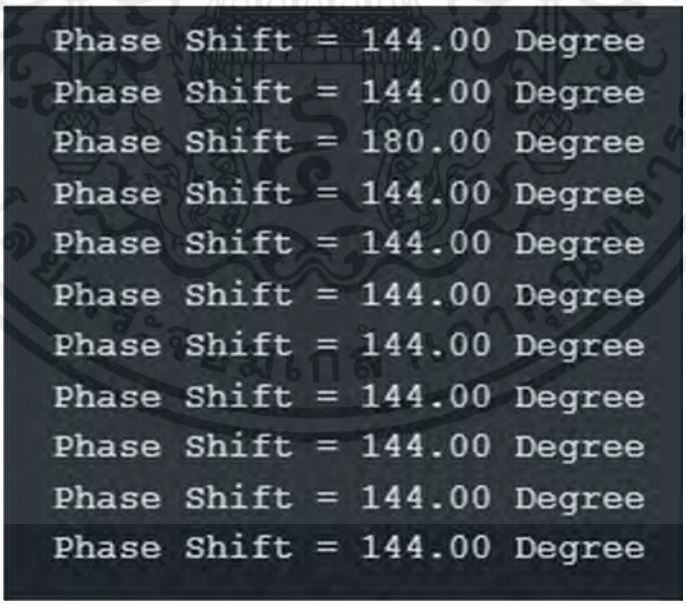
ตารางที่ 4.5.3 แสดงเปอร์เซ็นต์ความคลาดเคลื่อนของตัวต้านทาน ค่า 5k

ครั้งที่	ค่าทางทฤษฎี (Ω)	ค่าการทดลอง (Ω)	เปอร์เซ็นต์ความคลาดเคลื่อน (%)
1	5,000	7,040	40.8
2	5,000	6,830	36.6
3	5,000	5,635	12.7
4	5,000	5,520	10.5
5	5,000	5,865	17.3

จากผลการทดลองนี้มีเปอร์เซ็นความคลาดเคลื่อนเฉลี่ย 23.58 %

4.6 การทดลองการวัดค่าเฟสที่ความถี่ต่างๆ

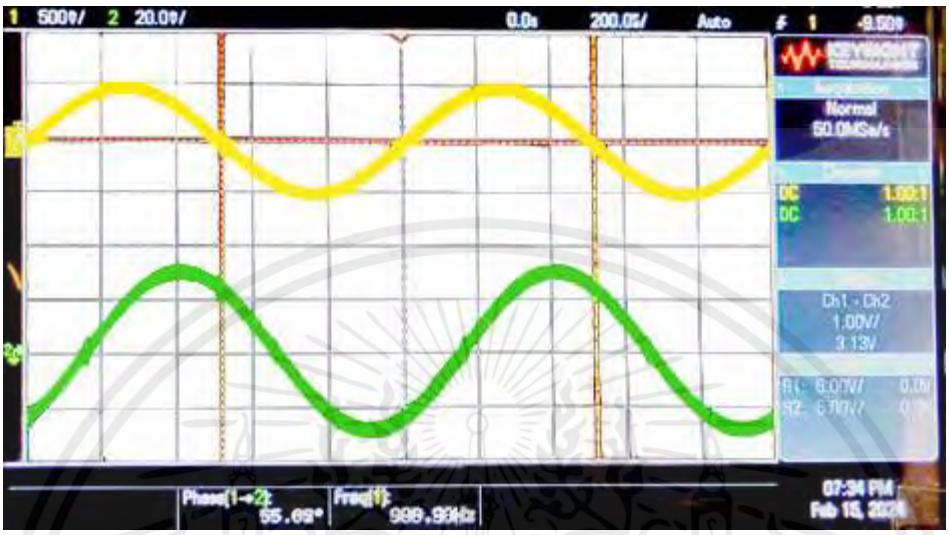
4.6.1 ผลการทดลองของวงจรวัดเฟสผ่านโปรแกรม Arduino IDE ตามโค้ดที่ได้เขียนไว้



รูปที่ 4.6 ค่าของเฟสที่วัดได้จากเครื่องfundtion generator

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

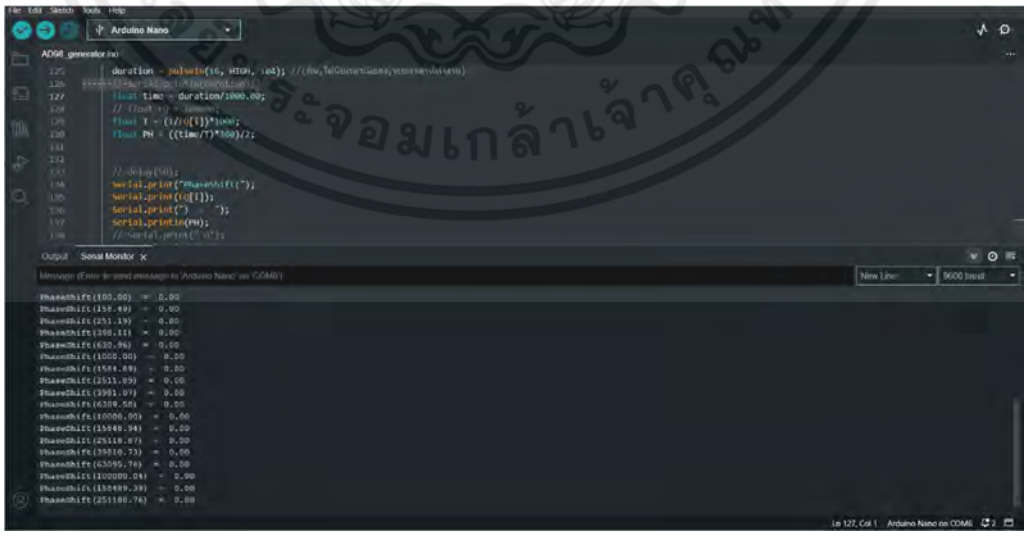
4.6.2 ค่าแสดงผลกราฟวัดเฟสที่ต่างกันของ Function Generator



รูปที่ 4.6.2 ความต่างเฟสที่วัดด้วยเครื่อง Ossiloscope

4.6.3 ค่าความต่างเฟสของตัวต้านทาน R แสดงผลผ่านโปรแกรม Arduino IDE

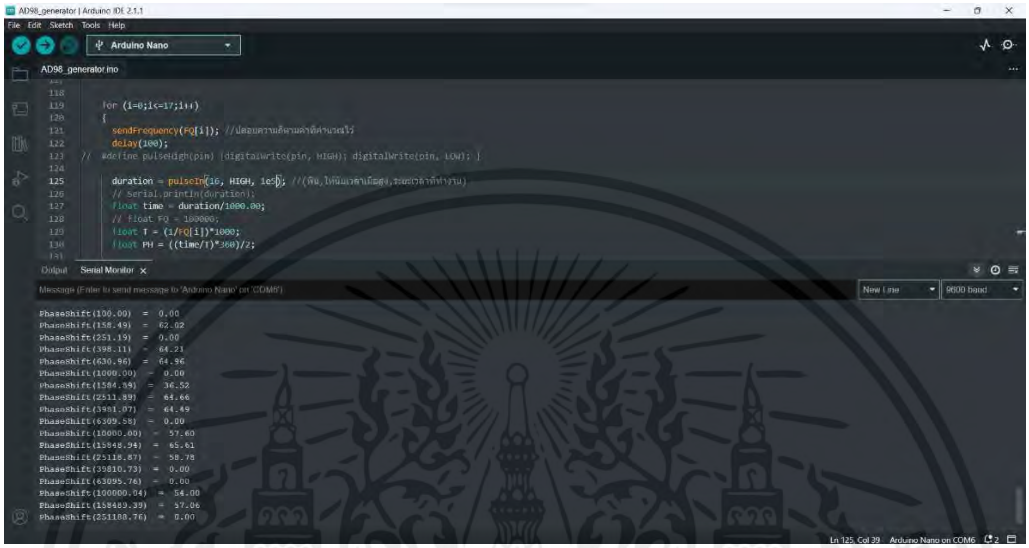
ดังรูปจะสามารถสังเกตได้ว่าความต่างเฟสของค่าความต้านทาน R ที่อ่านจากวงจรด้วยโปรแกรม Arduino IDE มีค่าเท่ากับ 0 ทั้งหมด



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

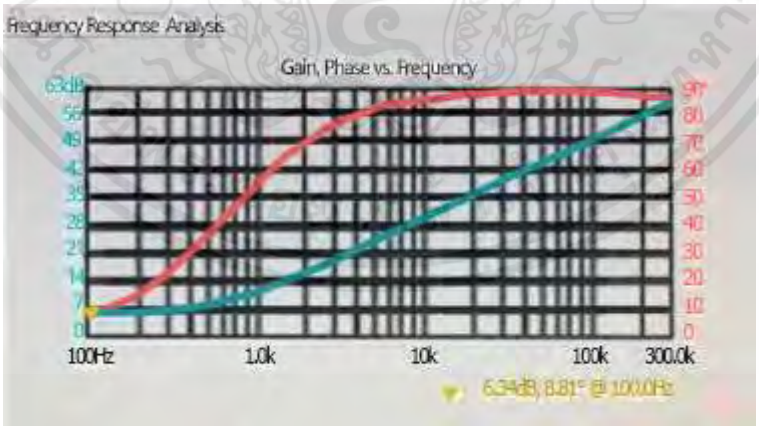
รูปที่ 4.6.3 ค่าความต่างเฟส R (=0)

4.6.4 ค่าความต่างเฟสของตัวเก็บประจุ C แสดงผลผ่านโปรแกรม Arduino IDE



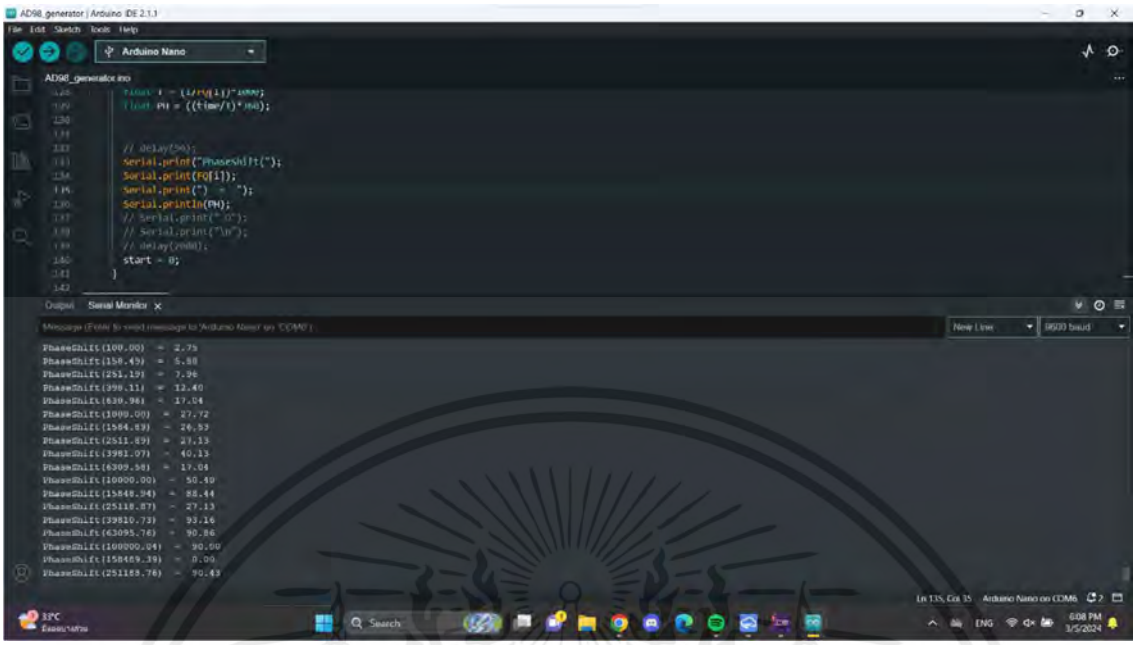
รูปที่ 4.6.3 ค่าความต่างเฟส C (=0)

4.6.5 ผลการทดลองการวัดค่าความต่างของเฟสในรูปแบบ RC Series



รูปที่ 4.6.5.1 ความต่างเฟสของ RC Series ที่ R=10k และ C=1nF

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่4.6.5.2 ค่าความต่างเฟส RC Seriesที่แสดงค่าออกมาจากโปรแกรม Arduino IDE

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

สรุปผลการทดลอง และข้อเสนอแนะ

5.1 สรุปผลการทดลอง

การทำงานของเครื่องวัดอิมพิแดนซ์มีวัตถุประสงค์เพื่อศึกษาการทำงานของเครื่องวัดอิมพิแดนซ์ด้วยการใช้วงจรต่างๆ และเขียนโปรแกรมด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์ชนิด Arduino เพื่อควบคุมและคำนวณการวัด จากการทำโครงงานนี้สามารถสรุปผลได้ว่าเมื่อเริ่มการทำงาน Arduino จะส่งคำสั่งไปเริ่มการทำงานของ AD9850 function generator เพื่อให้มีการจ่าย sine wave ที่ความถี่ต่างๆตั้งแต่ค่า 100Hz ไปจนถึง 300Hz จากนั้นวงจรจะทำการขยายและกรองความถี่ก่อนที่จะเข้าสู่วงจร Voltage to Current Converter เมื่อผ่านวงจร Voltage to current แล้วจะทำให้ได้ Constant current source ขึ้นมาเพื่อนำไปใช้ในการวัดค่า impedance ที่ต้องการอีกครั้งหนึ่ง เมื่อสามารถปล่อยกระแสผ่าน impedance ที่ต้องการวัดได้แล้วจึงทำการใช้วงจร Instrumentation amplifier วัดค่า Voltage ที่ตกคร่อมและนำสัญญาณที่ได้จากการวัดนำไปแปลงเป็นไฟตรงผ่านวงจร Rms to DC เพื่อทำการนำค่าสัญญาณที่ได้ป้อนกลับเข้าไปที่ Arduino เพื่อทำการใช้โปรแกรมคำนวณค่าที่วัดออกมาได้ให้เป็นค่า impedance ต่อไป

จากการทดลองนี้สามารถสรุปได้ว่าเครื่องวัดค่าอิมพิแดนซ์โดยใช้ Arduino ควบคุม สามารถทำงานในการวัดค่าอิมพิแดนซ์ได้ โดยค่าที่วัดได้นั้นจะมีค่าความคลาดเคลื่อนจากค่าของทฤษฎีไปจำนวนหนึ่งเมื่อความถี่ที่ถูกจ่ายเข้าไปในอิมพิแดนซ์ที่ต้องการวัดมากกว่า 90kHz ขึ้นไป จะเกิดความคลาดเคลื่อนที่ซึ่งเกิดมาจากค่าของ parasitic impedance ที่แฝงอยู่ในวงจรนี้เป็นสาเหตุทำให้ค่าของวงจรมีคลามคลาดเคลื่อน

5.2 ข้อเสนอแนะ

จากการทดลองนี้สามารถหาข้อเสนอแนะ/ปรับปรุงเพื่อช่วยในการพัฒนาวงจรนี้ให้สามารถวัดค่าอิมพิแดนซ์ได้แม่นยำและเสถียรมากขึ้น

1. ลดค่า parasitic impedance ที่เอาต์พุตของวงจรโดยการนำค่า RLC ที่ใกล้เคียงกับ parasitic impedance เพิ่มลงไปในวงจรเพื่อให้เกิดการหักล้างค่าที่แฝงอยู่จนสามารถทำให้ค่าที่วัด impedance มีความแม่นยำมากขึ้น

2. ควรเพิ่มโปรแกรมที่สามารถนำข้อมูลที่คำนวณมาได้จาก Arduino สามารถนำไปแสดงผลได้ที่หน้าจอหรือแอปพลิเคชั่นที่แสดงผลได้เป็นกราฟหรือตารางที่ชัดเจน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3. เพิ่มวงจรที่สามารถวัดความต่างเฟสของอิมพิแดนซ์ได้ โดยการเพิ่มวงจรที่สามารถวัดความต่างเฟสได้โดยเฉพาะ เพื่อทำให้วงจรมีความครอบคลุมในการวัดมากขึ้น

4. ปรับปรุงการวัดค่า C โดยการเพิ่มวงจร bridge เข้าไปในส่วนของ impedance เพื่อให้สามารถวัดค่า C ได้แม่นยำมากขึ้น

5. เพิ่มวงจรไฟเลี้ยง บวก-ลบ เพื่อให้เครื่อง Impedance reader สามารถทำงานได้ตลอดเวลา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอกสารอ้างอิง

[1] Diefenderfer, J., & Holton, J. (2009). Principles of Electronic Instrumentation. Cengage Learning. - หนังสือเนื้อหาทางวิศวกรรมที่อธิบายหลักการการวัดและการทดสอบอิมพิแดนซ์และอุปกรณ์วัดในรายละเอียด.

[2] Helfrick, A. D., & Cooper, W. D. (2011). Modern Electronic Instrumentation and Measurement Techniques. Prentice Hall. - หนังสือเนื้อหาทางวิศวกรรมเกี่ยวกับอุปกรณ์วัดและเทคนิคการวัดในรายละเอียด.

[3] Coughlin, R., & Driscoll, F. (1999). Operational Amplifiers and Linear Integrated Circuits. Pearson. - หนังสือเนื้อหาทางวิศวกรรมเกี่ยวกับการใช้ออปแอมปลิไฟเออร์ (op-amp) ในวงจรวัด RLC.

[4] Arduino. (n.d.). Arduino - Open-source electronics platform. Retrieved from https://www.arduino.cc/ - เว็บไซต์อย่างเป็นทางการของ Arduino ซึ่งเป็นแหล่งข้อมูลเกี่ยวกับการใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ Arduino ในการควบคุมและคำนวณการวัด.

[5] Bowden, A. (2004). Arduino. IEEE Spectrum, 41(10), 58-58. - บทความใน IEEE Spectrum เกี่ยวกับ Arduino และการนำมาใช้ในโครงการทางวิศวกรรม.

[6] Horowitz, P., & Hill, W. (2015). The Art of Electronics. Cambridge University Press. - หนังสือเนื้อหาทางวิศวกรรมเกี่ยวกับหลักการการออกแบบวงจรไฟฟ้า.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

[7] Sedra, A. S., & Smith, K. C. (2014). Microelectronic Circuits. Oxford University Press. - หนังสือเนื้อหาทางวิศวกรรมเกี่ยวกับวงจรอิเล็กทรอนิกส์และไมโครคอนโทรลเลอร์.

[8] Gray, P. R., & Meyer, R. G. (1977). Analysis and Design of Analog Integrated Circuits. John Wiley & Sons. - หนังสือเนื้อหาทางวิศวกรรมเกี่ยวกับออปแอมปลิไฟเออร์และวงจรอิเล็กทรอนิกส์.

[9] Nilsson, J. W., & Riedel, S. A. (2014). Electric Circuits. Pearson. - หนังสือเนื้อหาทางวิศวกรรมเกี่ยวกับวงจรไฟฟ้าและอุปกรณ์วัดในรายละเอียด.

[10] Arduino Forum. (n.d.). Arduino Forum. Retrieved from https://forum.arduino.cc/ - ชุมชนออนไลน์ที่เกี่ยวข้องกับ Arduino ที่ให้ข้อมูลเกี่ยวกับโครงการและการพัฒนาในระบบ Arduino.

[11] Ansoft Designer (n.d.). Ansoft Designer. Retrieved from https://www.ansys.com/products/electronics/ansys-rf-and-microwave-design-software - ซอฟต์แวร์วิเคราะห์และออกแบบวงจรไฟฟ้าและไมโครคอนโทรลเลอร์ Arduino.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Low Cost Low Power Instrumentation Amplifier

AD620

FEATURES

- Easy to use
  - Gain set with one external resistor
    - (Gain range 1 to 10,000)
  - Wide power supply range (±2.3 V to ±18 V)
  - Higher performance than 3 op amp IA designs
  - Available in 8-lead DIP and SOIC packaging
  - Low power, 1.3 mA max supply current
- Excellent dc performance (B grade)
  - 50 µV max, input offset voltage
  - 0.6 µV/°C max, input offset drift
  - 1.0 nA max, input bias current
  - 100 dB min common-mode rejection ratio (G = 10)
- Low noise
  - 9 nV/√Hz @ 1 kHz, input voltage noise
  - 0.28 µV p-p noise (0.1 Hz to 10 Hz)
- Excellent ac specifications
  - 120 kHz bandwidth (G = 100)
  - 15 µs settling time to 0.01%

APPLICATIONS

- Weigh scales
- ECG and medical instrumentation
- Transducer interface
- Data acquisition systems
- Industrial process controls
- Battery-powered and portable equipment

CONNECTION DIAGRAM

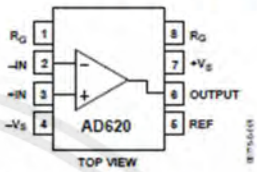


Figure 1. 8-Lead PDIP (N), CERDIP (Q), and SOIC (R) Packages

PRODUCT DESCRIPTION

The AD620 is a low cost, high accuracy instrumentation amplifier that requires only one external resistor to set gains of 1 to 10,000. Furthermore, the AD620 features 8-lead SOIC and DIP packaging that is smaller than discrete designs and offers lower power (only 1.3 mA max supply current), making it a good fit for battery-powered, portable (or remote) applications.

The AD620, with its high accuracy of 40 ppm maximum nonlinearity, low offset voltage of 50 µV max, and offset drift of 0.6 µV/°C max, is ideal for use in precision data acquisition systems, such as weigh scales and transducer interfaces. Furthermore, the low noise, low input bias current, and low power of the AD620 make it well suited for medical applications, such as ECG and noninvasive blood pressure monitors.

The low input bias current of 1.0 nA max is made possible with the use of Superβeta processing in the input stage. The AD620 works well as a preamplifier due to its low input voltage noise of 9 nV/√Hz at 1 kHz, 0.28 µV p-p in the 0.1 Hz to 10 Hz band, and 0.1 pA/√Hz input current noise. Also, the AD620 is well suited for multiplexed applications with its settling time of 15 µs to 0.01%, and its cost is low enough to enable designs with one in-amp per channel.

Table 1. Next Generation Upgrades for AD620

Part	Comment
AD8221	Better specs at lower price
AD8222	Dual channel or differential out
AD8226	Low power, wide input range
AD8220	JFET input
AD8228	Best gain accuracy
AD8295	+2 precision op amps or differential out
AD8429	Ultra low noise

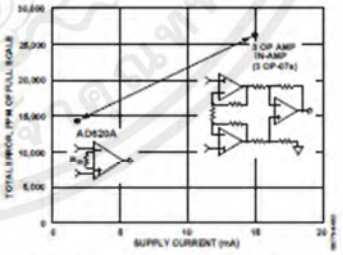


Figure 2. Three Op Amp IA Designs vs. AD620

Rev. H

Information furnished by Analog Devices is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Analog Devices for its use, nor for any infringements of patents or other rights of third parties that may result from its use. Specifications subject to change without notice. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Analog Devices. Trademarks and registered trademarks are the property of their respective owners.

One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A.
Tel: 781.329.4700 www.analog.com
Fax: 781.326.8703

© 2003–2011 Analog Devices, Inc. All rights reserved.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SPECIFICATIONS

Typical @ 25°C, V_S = ±15 V, and R_L = 2 kΩ, unless otherwise noted.

Table 2.

Parameter	Conditions	AD620A			AD620B			AD620S[1]			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
GAIN	G = 1 + (49.4 kΩ/R_G)										
Gain Range		1		10,000	1		10,000	1		10,000	
Gain Error[2]	V_{OUT} = ±10 V										
G = 1			0.03	0.10		0.01	0.02		0.03	0.10	%
G = 10			0.15	0.30		0.10	0.15		0.15	0.30	%
G = 100			0.15	0.30		0.10	0.15		0.15	0.30	%
G = 1000			0.40	0.70		0.35	0.50		0.40	0.70	%
Nonlinearity	V_{OUT} = −10 V to +10 V										
G = 1–1000	R_L = 10 kΩ		10	40		10	40		10	40	ppm
G = 1–100	R_L = 2 kΩ		10	95		10	95		10	95	ppm
Gain vs. Temperature											
	G = 1			10			10			10	ppm/°C
	Gain >1[2]			−50			−50			−50	ppm/°C
VOLTAGE OFFSET	(Total RTI Error = V_{OSI} + V_{OSO}/G)										
Input Offset, V_{OSI}	V_S = ±5 V to ± 15 V		30	125		15	50		30	125	µV
Overtemperature	V_S = ±5 V to ± 15 V			185			85			225	µV
Average TC	V_S = ±5 V to ± 15 V		0.3	1.0		0.1	0.6		0.3	1.0	µV/°C
Output Offset, V_{OSO}	V_S = ±15 V		400	1000		200	500		400	1000	µV
	V_S = ±5 V			1500			750			1500	µV
Overtemperature	V_S = ±5 V to ± 15 V			2000			1000			2000	µV
Average TC	V_S = ±5 V to ± 15 V		5.0	15		2.5	7.0		5.0	15	µV/°C
Offset Referred to the Input vs. Supply (PSR)	V_S = ±2.3 V to ±18 V										
G = 1		80	100		80	100		80	100		dB
G = 10		95	120		100	120		95	120		dB
G = 100		110	140		120	140		110	140		dB
G = 1000		110	140		120	140		110	140		dB
INPUT CURRENT											
Input Bias Current			0.5	2.0		0.5	1.0		0.5	2	nA
Overtemperature				2.5			1.5			4	nA
Average TC			3.0			3.0			8.0		pA/°C
Input Offset Current			0.3	1.0		0.3	0.5		0.3	1.0	nA
Overtemperature				1.5			0.75			2.0	nA
Average TC			1.5			1.5			8.0		pA/°C
INPUT											
Input Impedance											
Differential			10‖2			10‖2			10‖2		GΩ_pF
Common-Mode			10‖2			10‖2			10‖2		GΩ_pF
Input Voltage Range[3]	V_S = ±2.3 V to ±5 V	$-V_S$ + 1.9		$+V_S$ − 1.2	$-V_S$ + 1.9		$+V_S$ − 1.2	$-V_S$ + 1.9		$+V_S$ − 1.2	V
Overtemperature		$-V_S$ + 2.1		$+V_S$ − 1.3	$-V_S$ + 2.1		$+V_S$ − 1.3	$-V_S$ + 2.1		$+V_S$ − 1.3	V
	V_S = ± 5 V to ±18 V	$-V_S$ + 1.9		$+V_S$ − 1.4	$-V_S$ + 1.9		$+V_S$ − 1.4	$-V_S$ + 1.9		$+V_S$ − 1.4	V
Overtemperature		$-V_S$ + 2.1		$+V_S$ − 1.4	$-V_S$ + 2.1		$+V_S$ + 2.1	$-V_S$ + 2.3		$+V_S$ − 1.4	V

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Parameter	Conditions	AD620A Min	AD620A Typ	AD620A Max	AD620B Min	AD620B Typ	AD620B Max	AD620S[1] Min	AD620S[1] Typ	AD620S[1] Max	Unit
Common-Mode Rejection											
Ratio DC to 60 Hz with											
1 kΩ Source Imbalance	V_{CM} = 0 V to ± 10 V										
G = 1		73	90		80	90		73	90		dB
G = 10		93	110		100	110		93	110		dB
G = 100		110	130		120	130		110	130		dB
G = 1000		110	130		120	130		110	130		dB
OUTPUT											
Output Swing	R_L = 10 kΩ										
	V_S = ±2.3 V to ± 5 V	$-V_S$ + 1.1		$+V_S$ – 1.2	$-V_S$ + 1.1		$+V_S$ – 1.2	$-V_S$ + 1.1		$+V_S$ – 1.2	V
Overtemperature		$-V_S$ + 1.4		$+V_S$ – 1.3	$-V_S$ + 1.4		$+V_S$ – 1.3	$-V_S$ + 1.6		$+V_S$ – 1.3	V
	V_S = ±5 V to ± 18 V	$-V_S$ + 1.2		$+V_S$ – 1.4	$-V_S$ + 1.2		$+V_S$ – 1.4	$-V_S$ + 1.2		$+V_S$ – 1.4	V
Overtemperature		$-V_S$ + 1.6		$+V_S$ – 1.5	$-V_S$ + 1.6		$+V_S$ – 1.5	$-V_S$ + 2.3		$+V_S$ – 1.5	V
Short Circuit Current			±18			±18			±18		mA
DYNAMIC RESPONSE											
Small Signal –3 dB Bandwidth											
G = 1			1000			1000			1000		kHz
G = 10			800			800			800		kHz
G = 100			120			120			120		kHz
G = 1000			12			12			12		kHz
Slew Rate		0.75	1.2		0.75	1.2		0.75	1.2		V/µs
Settling Time to 0.01%	10 V Step										
G = 1–100			15			15			15		µs
G = 1000			150			150			150		µs
NOISE											
Voltage Noise, 1 kHz	$Total\ RTI\ Noise = \sqrt{(e_{ni}^2) + (e_{no}/G)^2}$										
Input, Voltage Noise, e_{ni}			9	13		9	13		9	13	nV/√Hz
Output, Voltage Noise, e_{no}			72	100		72	100		72	100	nV/√Hz
RTI, 0.1 Hz to 10 Hz											
G = 1			3.0			3.0	6.0		3.0	6.0	µV p-p
G = 10			0.55			0.55	0.8		0.55	0.8	µV p-p
G = 100–1000			0.28			0.28	0.4		0.28	0.4	µV p-p
Current Noise	f = 1 kHz		100			100			100		fA/√Hz
0.1 Hz to 10 Hz			10			10			10		pA p-p
REFERENCE INPUT											
R_{IN}			20			20			20		kΩ
I_{IN}	V_{IN+}, V_{REF} = 0		50	60		50	60		50	60	µA
Voltage Range		$-V_S$ + 1.6		$+V_S$ – 1.6	$-V_S$ + 1.6		$+V_S$ – 1.6	$-V_S$ + 1.6		$+V_S$ – 1.6	V
Gain to Output		1 ± 0.0001			1 ± 0.0001			1 ± 0.0001			
POWER SUPPLY											
Operating Range[4]		±2.3		±18	±2.3		±18	±2.3		±18	V
Quiescent Current	V_S = ±2.3 V to ±18 V		0.9	1.3		0.9	1.3		0.9	1.3	mA
Overtemperature			1.1	1.6		1.1	1.6		1.1	1.6	mA
TEMPERATURE RANGE											
For Specified Performance		–40 to +85			–40 to +85			–55 to +125			°C

[1] See Analog Devices military data sheet for 883B tested specifications.
[2] Does not include effects of external resistor R_G.
[3] One input grounded. G = 1.
[4] This is defined as the same supply range that is used to specify PSR.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Table 3.

Parameter	Rating
Supply Voltage	±18 V
Internal Power Dissipation[1]	650 mW
Input Voltage (Common-Mode)	$\pm V_S$
Differential Input Voltage	25 V
Output Short-Circuit Duration	Indefinite
Storage Temperature Range (Q)	−65°C to +150°C
Storage Temperature Range (N, R)	−65°C to +125°C
Operating Temperature Range	
AD620 (A, B)	−40°C to +85°C
AD620 (S)	−55°C to +125°C
Lead Temperature Range	
(Soldering 10 seconds)	300°C

[1] Specification is for device in free air:
8-Lead Plastic Package: θ_{JA} = 95°C
8-Lead CERDIP Package: θ_{JA} = 110°C
8-Lead SOIC Package: θ_{JA} = 155°C

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 condition s 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.

ESD CAUTION

ESD (electrostatic discharge) sensitive device. Charged devices and circuit boards can discharge without detection. Although this product features patented or proprietary protection circuitry, damage may occur on devices subjected to high energy ESD. Therefore, proper ESD precautions should be taken to avoid performance degradation or loss of functionality.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS

(@ 25°C, V_S = ±15 V, R_L = 2 kΩ, unless otherwise noted.)

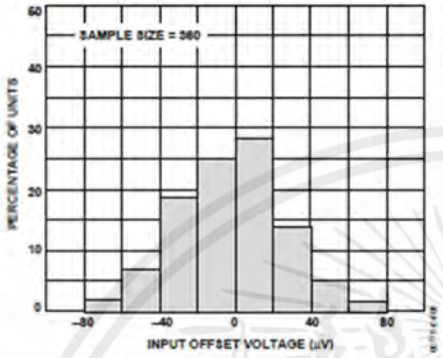


Figure 3. Typical Distribution of Input Offset Voltage

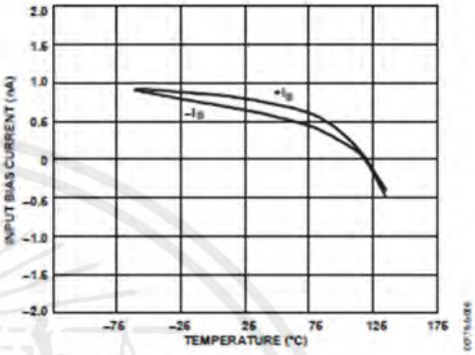


Figure 6. Input Bias Current vs. Temperature

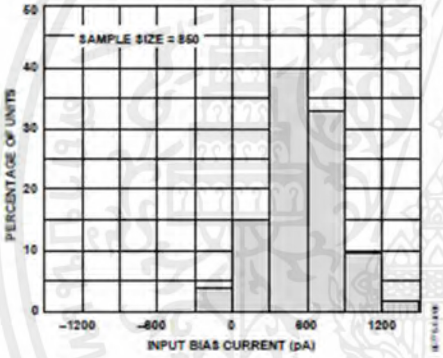


Figure 4. Typical Distribution of Input Bias Current

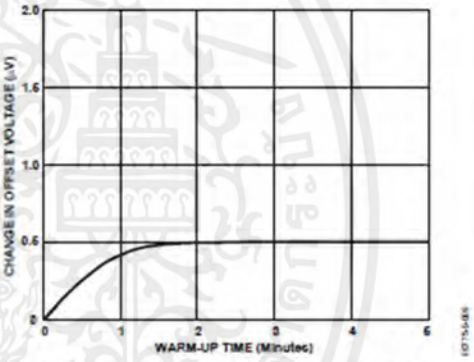


Figure 7. Change in Input Offset Voltage vs. Warm-Up Time

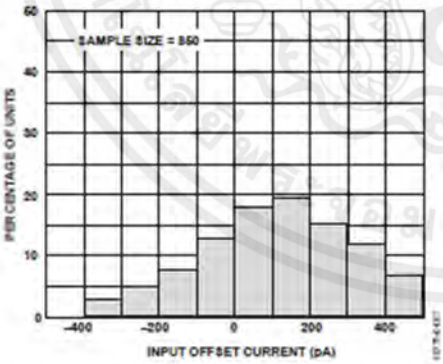


Figure 5. Typical Distribution of Input Offset Current

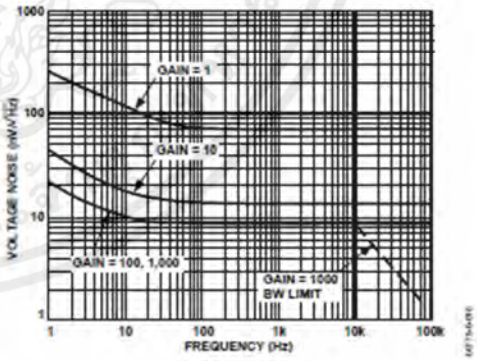


Figure 8. Voltage Noise Spectral Density vs. Frequency (G = 1–1000)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

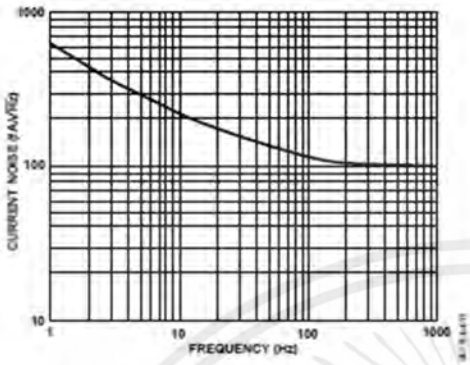


Figure 9. Current Noise Spectral Density vs. Frequency

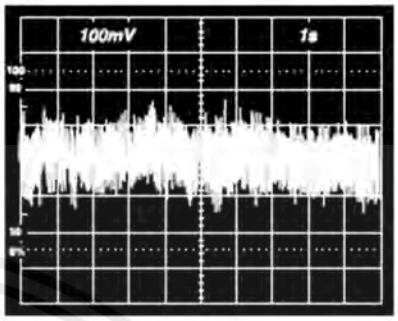


Figure 12. 0.1 Hz to 10 Hz Current Noise, 5 pA/Div

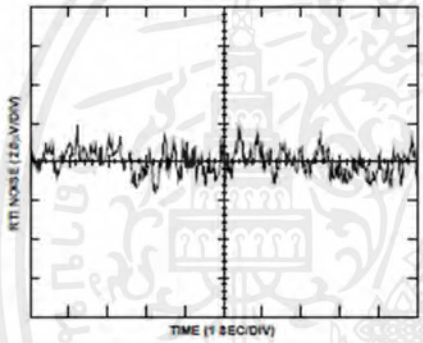


Figure 10. 0.1 Hz to 10 Hz RTI Voltage Noise (G = 1)

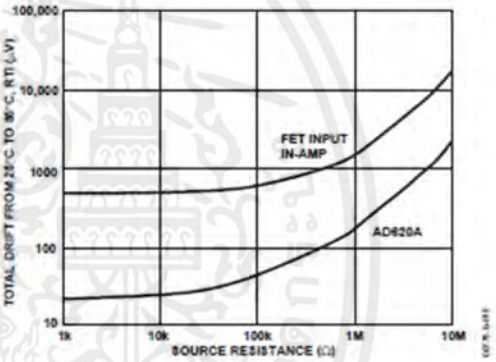


Figure 13. Total Drift vs. Source Resistance

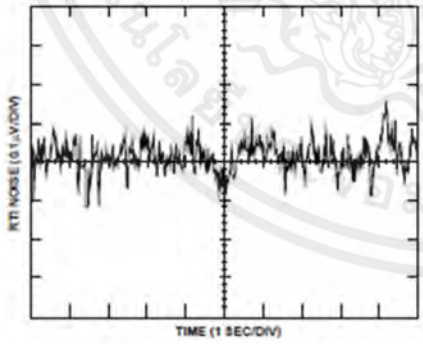


Figure 11. 0.1 Hz to 10 Hz RTI Voltage Noise (G = 1000)

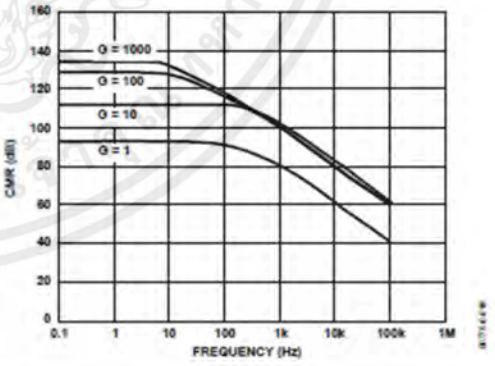


Figure 14. Typical CMR vs. Frequency, RTI, Zero to 1 kΩ Source Imbalance

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

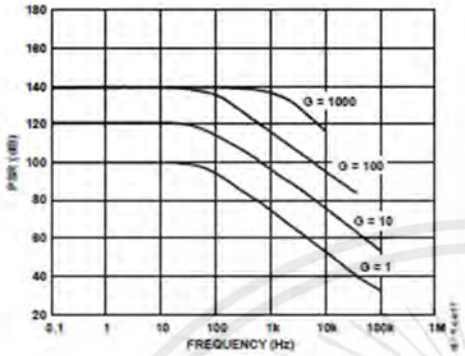


Figure 15. Positive PSR vs. Frequency, RTI (G = 1–1000)

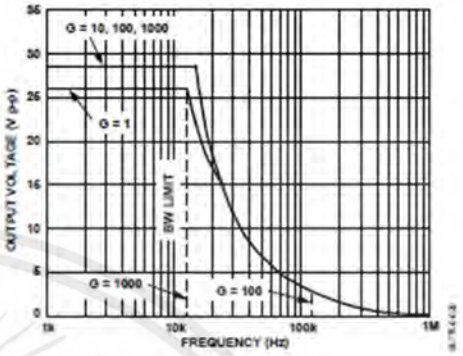


Figure 18. Large Signal Frequency Response

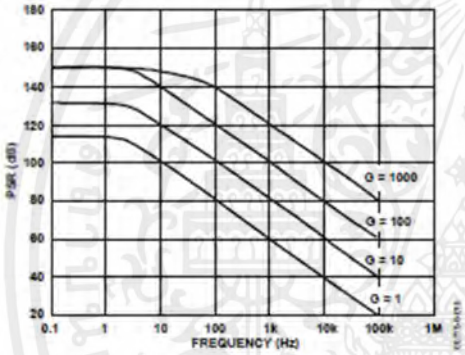


Figure 16. Negative PSR vs. Frequency, RTI (G = 1–1000)

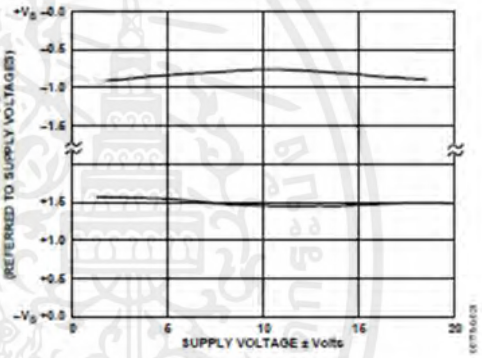


Figure 19. Input Voltage Range vs. Supply Voltage, G = 1

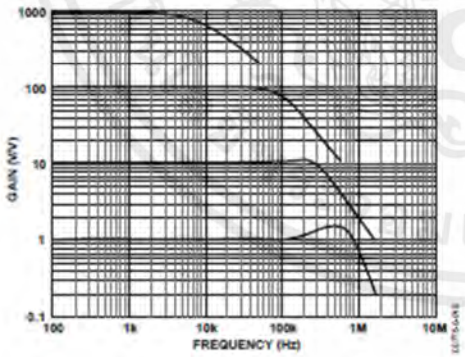


Figure 17. Gain vs. Frequency

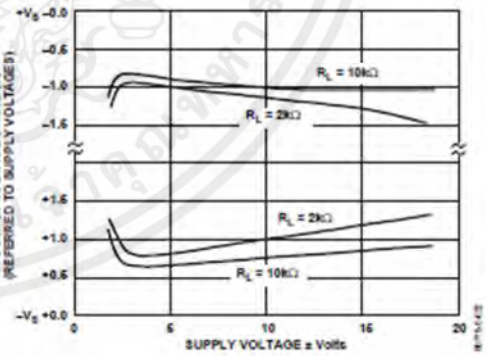


Figure 20. Output Voltage Swing vs. Supply Voltage, G = 10

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

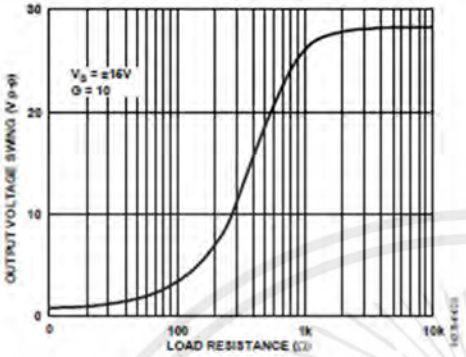


Figure 21. Output Voltage Swing vs. Load Resistance

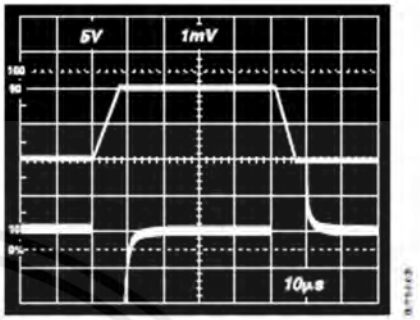


Figure 24. Large Signal Response and Settling Time, G = 10 (0.5 mV = 0.01%)

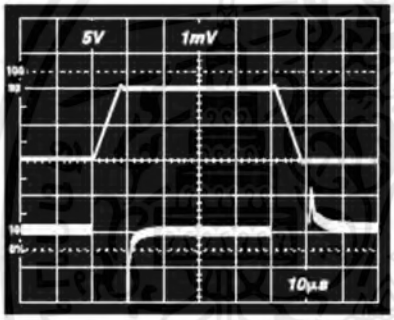


Figure 22. Large Signal Pulse Response and Settling Time G = 1 (0.5 mV = 0.01%)

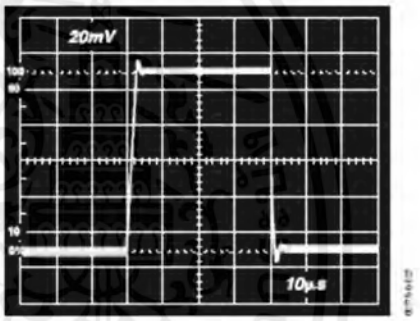


Figure 25. Small Signal Response, G = 10, R_L = 2 kΩ, C_L = 100 pF

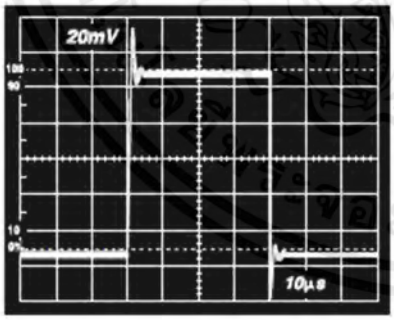


Figure 23. Small Signal Response, G = 1, R_L = 2 kΩ, C_L = 100 pF

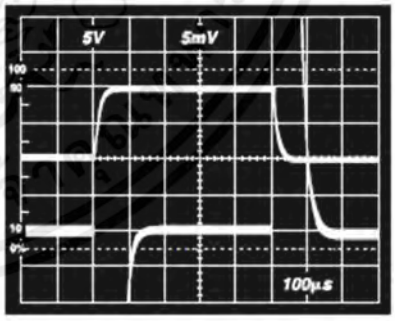


Figure 26. Large Signal Response and Settling Time, G = 100 (0.5 mV = 0.01%)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

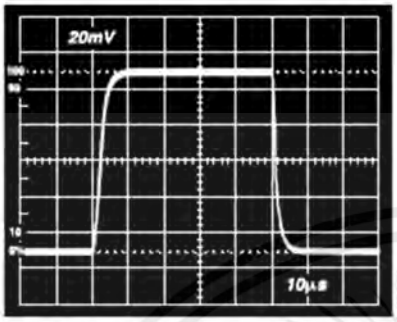


Figure 27. Small Signal Pulse Response, G = 100, R_L = 2 kΩ, C_L = 100 pF

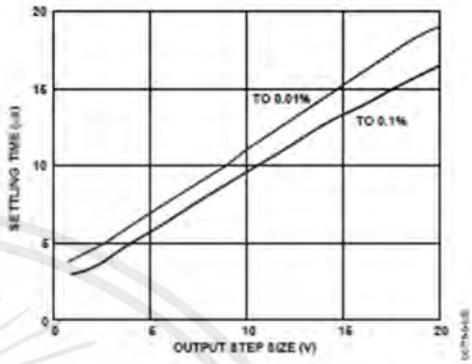


Figure 30. Settling Time vs. Step Size (G = 1)

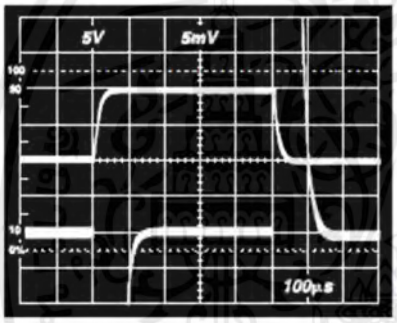


Figure 28. Large Signal Response and Settling Time, G = 1000 (0.5 mV = 0.01%)

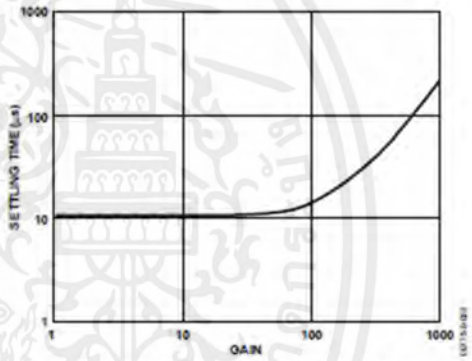


Figure 31. Settling Time to 0.01% vs. Gain, for a 10 V Step

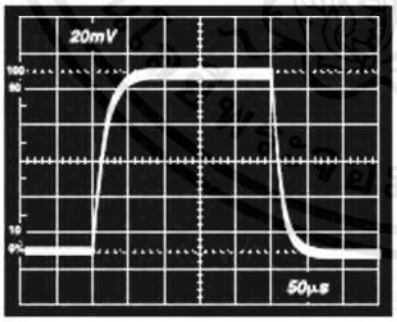


Figure 29. Small Signal Pulse Response, G = 1000, R_L = 2 kΩ, C_L = 100 pF

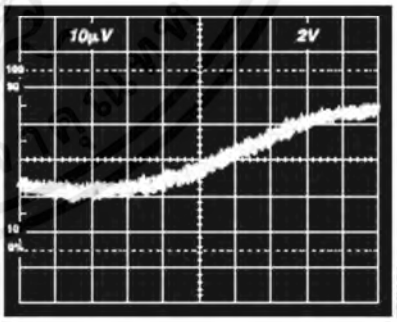


Figure 32. Gain Nonlinearity, G = 1, R_L = 10 kΩ (10 µV = 1 ppm)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

THEORY OF OPERATION

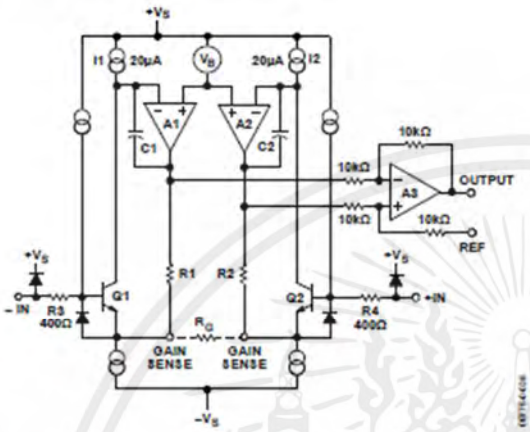


Figure 36. Simplified Schematic of AD620

The AD620 is a monolithic instrumentation amplifier based on a modification of the classic three op amp approach. Absolute value trimming allows the user to program gain *accurately* (to 0.15% at G = 100) with only one resistor. Monolithic construction and laser wafer trimming allow the tight matching and tracking of circuit components, thus ensuring the high level of performance inherent in this circuit.

The input transistors Q1 and Q2 provide a single differential-pair bipolar input for high precision (Figure 36), yet offer 10× lower input bias current thanks to Superβeta processing. Feedback through the Q1-A1-R1 loop and the Q2-A2-R2 loop maintains constant collector current of the input devices Q1 and Q2, thereby impressing the input voltage across the external gain setting resistor R_G. This creates a differential gain from the inputs to the A1/A2 outputs given by $G = (R1 + R2)/R_G + 1$. The unity-gain subtractor, A3, removes any common-mode signal, yielding a single-ended output referred to the REF pin potential.

The value of R_G also determines the transconductance of the preamp stage. As R_G is reduced for larger gains, the transconductance increases asymptotically to that of the input transistors. This has three important advantages: (a) Open-loop gain is boosted for increasing programmed gain, thus reducing gain related errors. (b) The gain-bandwidth product (determined by C1 and C2 and the preamp transconductance) increases with programmed gain, thus optimizing frequency response. (c) The input voltage noise is reduced to a value of 9 nV/√Hz, determined mainly by the collector current and base resistance of the input devices.

The internal gain resistors, R1 and R2, are trimmed to an absolute value of 24.7 kΩ, allowing the gain to be programmed accurately with a single external resistor.

The gain equation is then

$$G = \frac{49.4k\Omega}{R_G} + 1$$

$$R_G = \frac{49.4k\Omega}{G-1}$$

Make vs. Buy: a Typical Bridge Application Error Budget

The AD620 offers improved performance over "homebrew" three op amp IA designs, along with smaller size, fewer components, and 10× lower supply current. In the typical application, shown in Figure 37, a gain of 100 is required to amplify a bridge output of 20 mV full-scale over the industrial temperature range of –40°C to +85°C. Table 4 shows how to calculate the effect various error sources have on circuit accuracy.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

CMOS, 125 MHz Complete DDS Synthesizer

AD9850

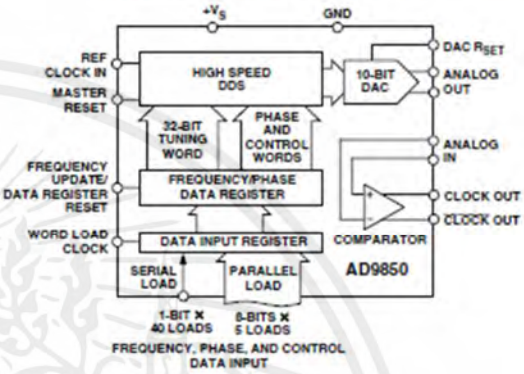
FEATURES

125 MHz Clock Rate
On-Chip High Performance DAC and High Speed Comparator
DAC SFDR > 50 dB @ 40 MHz A_{OUT}
32-Bit Frequency Tuning Word
Simplified Control Interface: Parallel Byte or Serial Loading Format
Phase Modulation Capability
3.3 V or 5 V Single-Supply Operation
Low Power: 380 mW @ 125 MHz (5 V)
155 mW @ 110 MHz (3.3 V)
Power-Down Function
Ultrasmall 28-Lead SSOP Packaging

APPLICATIONS

Frequency/Phase—Agile Sine Wave Synthesis
Clock Recovery and Locking Circuitry for Digital Communications
Digitally Controlled ADC Encode Generator
Agile Local Oscillator Applications

FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM



GENERAL DESCRIPTION

The AD9850 is a highly integrated device that uses advanced DDS technology coupled with an internal high speed, high performance D/A converter and comparator to form a complete, digitally programmable frequency synthesizer and clock generator function. When referenced to an accurate clock source, the AD9850 generates a spectrally pure, frequency/phase programmable, analog output sine wave. This sine wave can be used directly as a frequency source, or it can be converted to a square wave for agile-clock generator applications. The AD9850's innovative high speed DDS core provides a 32-bit frequency tuning word, which results in an output tuning resolution of 0.0291 Hz for a 125 MHz reference clock input. The AD9850's circuit architecture allows the generation of output frequencies of up to one-half the reference clock frequency (or 62.5 MHz), and the output frequency can be digitally changed (asynchronously) at a rate of up to 23 million new frequencies per second. The device also provides five bits of digitally controlled phase modulation, which enables phase shifting of its output in increments of 180°, 90°, 45°, 22.5°, 11.25°, and any combination thereof. The AD9850 also contains a high speed comparator that can be configured to accept the (externally) filtered output of the DAC to generate a low jitter square wave output. This facilitates the device's use as an agile clock generator function.

The frequency tuning, control, and phase modulation words are loaded into the AD9850 via a parallel byte or serial loading format. The parallel load format consists of five iterative loads of an 8-bit control word (byte). The first byte controls phase modulation, power-down enable, and loading format; Bytes 2 to 5 comprise the 32-bit frequency tuning word. Serial loading is accomplished via a 40-bit serial data stream on a single pin. The AD9850 Complete DDS uses advanced CMOS technology to provide this breakthrough level of functionality and performance on just 155 mW of power dissipation (3.3 V supply).

The AD9850 is available in a space-saving 28-lead SSOP, surface-mount package. It is specified to operate over the extended industrial temperature range of –40°C to +85°C.

REV. H

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

One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A.
Tel: 781/329-4700 www.analog.com
Fax: 781/326-8703 © 2004 Analog Devices, Inc. All rights reserved.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

AD9850–SPECIFICATIONS (V_S = 5 V ± 5% except as noted, R_{SET} = 3.9 kΩ)

Parameter	Temp	Test Level	AD9850BRS Min	Typ	Max	Unit
CLOCK INPUT CHARACTERISTICS						
Frequency Range						
5 V Supply	Full	IV	1		125	MHz
3.3 V Supply	Full	IV	1		110	MHz
Pulse Width High/Low						
5 V Supply	25°C	IV	3.2			ns
3.3 V Supply	25°C	IV	4.1			ns
DAC OUTPUT CHARACTERISTICS						
Full-Scale Output Current						
R_{SET} = 3.9 kΩ	25°C	V		10.24		mA
R_{SET} = 1.95 kΩ	25°C	V		20.48		mA
Gain Error	25°C	I	–10		+10	% FS
Gain Temperature Coefficient	Full	V		150		ppm/°C
Output Offset	25°C	I			10	µA
Output Offset Temperature Coefficient	Full	V		50		nA/°C
Differential Nonlinearity	25°C	I		0.5	0.75	LSB
Integral Nonlinearity	25°C	I		0.5	1	LSB
Output Slew Rate (50 Ω, 2 pF Load)	25°C	V		400		V/µs
Output Impedance	25°C	IV	50	120		kΩ
Output Capacitance	25°C	IV			8	pF
Voltage Compliance	25°C	I			1.5	V
Spurious-Free Dynamic Range (SFDR)						
Wideband (Nyquist Bandwidth)						
1 MHz Analog Out	25°C	IV	63	72		dBc
20 MHz Analog Out	25°C	IV	50	58		dBc
40 MHz Analog Out	25°C	IV	46	54		dBc
Narrowband						
40.13579 MHz ± 50 kHz	25°C	IV		80		dBc
40.13579 MHz ± 200 kHz	25°C	IV		77		dBc
4.513579 MHz ± 50 kHz/20.5 MHz CLK	25°C	IV		84		dBc
4.513579 MHz ± 200 kHz/20.5 MHz CLK	25°C	IV		84		dBc
COMPARATOR INPUT CHARACTERISTICS						
Input Capacitance	25°C	V		3		pF
Input Resistance	25°C	IV	500			kΩ
Input Current	25°C	I	–12		+12	µA
Input Voltage Range	25°C	IV	0		V_{DD}	V
Comparator Offset*	Full	VI	30		30	mV
COMPARATOR OUTPUT CHARACTERISTICS						
Logic 1 Voltage 5 V Supply	Full	VI	4.8			V
Logic 1 Voltage 3.3 V Supply	Full	VI	3.1			V
Logic 0 Voltage	Full	VI			0.4	V
Propagation Delay, 5 V Supply (15 pF Load)	25°C	V		5.5		ns
Propagation Delay, 3.3 V Supply (15 pF Load)	25°C	V		7		ns
Rise/Fall Time, 5 V Supply (15 pF Load)	25°C	V		3		ns
Rise/Fall Time, 3.3 V Supply (15 pF Load)	25°C	V		3.5		ns
Output Jitter (p-p)	25°C	V		80		ps
CLOCK OUTPUT CHARACTERISTICS						
Clock Output Duty Cycle (Clk Gen. Config.)	25°C	IV		50 ± 10		%

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Parameter	Temp	Test Level	AD9850BRS Min	Typ	Max	Unit
CMOS LOGIC INPUTS (Including CLKIN)						
Logic 1 Voltage, 5 V Supply	25°C	I	3.5			V
Logic 1 Voltage, 3.3 V Supply	25°C	IV	2.4			V
Logic 0 Voltage	25°C	IV			0.8	V
Logic 1 Current	25°C	I			12	µA
Logic 0 Current	25°C	I			12	µA
Input Capacitance	25°C	V		3		pF
POWER SUPPLY (A_{OUT} = 1/3 CLKIN)						
$+V_S$ Current @						
62.5 MHz Clock, 3.3 V Supply	Full	VI		30	48	mA
110 MHz Clock, 3.3 V Supply	Full	VI		47	60	mA
62.5 MHz Clock, 5 V Supply	Full	VI		44	64	mA
125 MHz Clock, 5 V Supply	Full	VI		76	96	mA
P_{DISS} @						
62.5 MHz Clock, 3.3 V Supply	Full	VI		100	160	mW
110 MHz Clock, 3.3 V Supply	Full	VI		155	200	mW
62.5 MHz Clock, 5 V Supply	Full	VI		220	320	mW
125 MHz Clock, 5 V Supply	Full	VI		380	480	mW
P_{DISS} Power-Down Mode						
5 V Supply	Full	V		30		mW
3.3 V Supply	Full	V		10		mW

*Tested by measuring output duty cycle variation.
Specifications subject to change without notice.

TIMING CHARACTERISTICS* (V_S = 5 V ± 5% except as noted, R_{SET} = 3.9 kΩ)

Parameter	Temp	Test Level	AD9850BRS Min	Typ	Max	Unit
t_{DS} (Data Setup Time)	Full	IV	3.5			ns
t_{DH} (Data Hold Time)	Full	IV	3.5			ns
t_{WH} (W_CLK Minimum Pulse Width High)	Full	IV	3.5			ns
t_{WL} (W_CLK Minimum Pulse Width Low)	Full	IV	3.5			ns
t_{WD} (W_CLK Delay after FQ_UD)	Full	IV	7.0			ns
t_{CD} (CLKIN Delay after FQ_UD)	Full	IV	3.5			ns
t_{FH} (FQ_UD High)	Full	IV	7.0			ns
t_{FL} (FQ_UD Low)	Full	IV	7.0			ns
t_{CF} (Output Latency from FQ_UD)						
Frequency Change	Full	IV	18			CLKIN Cycles
Phase Change	Full	IV	13			CLKIN Cycles
t_{FD} (FQ_UD Minimum Delay after W_CLK)	Full	IV	7.0			ns
t_{RH} (CLKIN Delay after RESET Rising Edge)	Full	IV	3.5			ns
t_{RL} (RESET Falling Edge after CLKIN)	Full	IV	3.5			ns
t_{RS} (Minimum RESET Width)	Full	IV	5			CLKIN Cycles
t_{OL} (RESET Output Latency)	Full	IV	13			CLKIN Cycles
t_{RR} (Recovery from RESET)	Full	IV	2			CLKIN Cycles
Wake-Up Time from Power-Down Mode	25°C	V		5		µs

*Control functions are asynchronous with CLKIN.
Specifications subject to change without notice.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

PIN CONFIGURATION

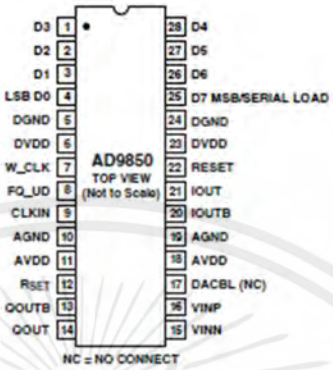
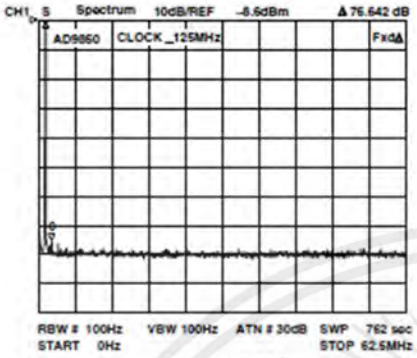


Table I. PIN FUNCTION DESCRIPTIONS

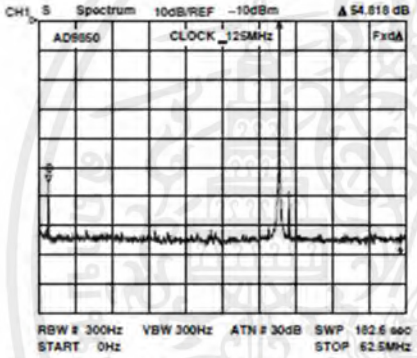
Pin No.	Mnemonic	Function
4 to 1, 28 to 25	D0 to D7	8-Bit Data Input. This is the 8-bit data port for iteratively loading the 32-bit frequency and the 8-bit phase/control word. D7 = MSB; D0 = LSB. D7 (Pin 25) also serves as the input pin for the 40-bit serial data-word.
5, 24	DGND	Digital Ground. These are the ground return leads for the digital circuitry.
6, 23	DVDD	Supply Voltage Leads for Digital Circuitry.
7	W_CLK	Word Load Clock. This clock is used to load the parallel or serial frequency/phase/control words.
8	FQ_UD	Frequency Update. On the rising edge of this clock, the DDS updates to the frequency (or phase) loaded in the data input register; it then resets the pointer to Word 0.
9	CLKIN	Reference Clock Input. This may be a continuous CMOS-level pulse train or sine input biased at 1/2 V supply. The rising edge of this clock initiates operation.
10, 19	AGND	Analog Ground. These leads are the ground return for the analog circuitry (DAC and comparator).
11, 18	AVDD	Supply Voltage for the Analog Circuitry (DAC and Comparator).
12	R_{SET}	DAC's External R_{SET} Connection. This resistor value sets the DAC full-scale output current. For normal applications ($F_S I_{OUT}$ = 10 mA), the value for R_{SET} is 3.9 kΩ connected to ground. The R_{SET}/I_{OUT} relationship is I_{OUT} = 32 (1.248 V/R_{SET}).
13	QOUTB	Output Complement. This is the comparator's complement output.
14	QOUT	Output True. This is the comparator's true output.
15	VINN	Inverting Voltage Input. This is the comparator's negative input.
16	VINP	Noninverting Voltage Input. This is the comparator's positive input.
17	DACBL (NC)	DAC Baseline. This is the DAC baseline voltage reference; this lead is internally bypassed and should normally be considered a no connect for optimum performance.
20	IOUTB	Complementary Analog Output of the DAC.
21	IOUT	Analog Current Output of the DAC.
22	RESET	Reset. This is the master reset function; when set high, it clears all registers (except the input register), and the DAC output goes to cosine 0 after additional clock cycles—see Figure 7.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

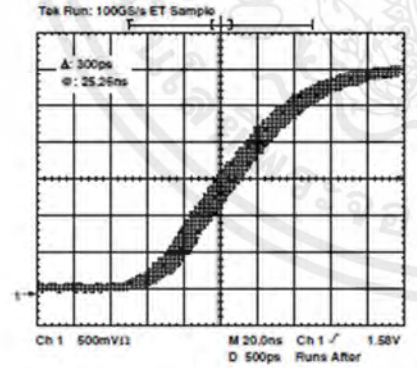
AD9850–Typical Performance Characteristics



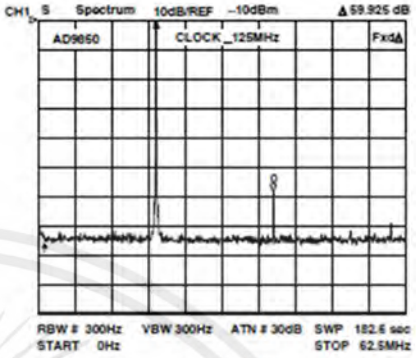
TPC 1. SFDR, CLKIN = 125 MHz/f_{OUT} = 1 MHz



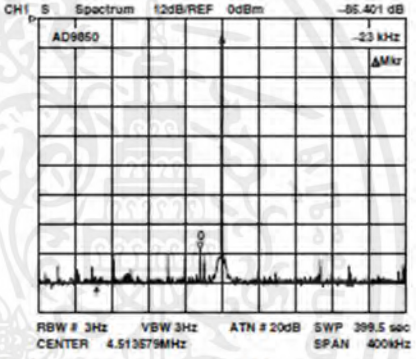
TPC 2. SFDR, CLKIN = 125 MHz/f_{OUT} = 41 MHz



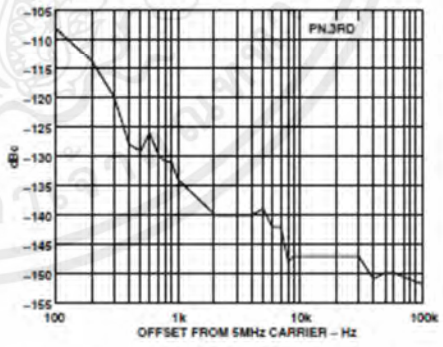
TPC 3. Typical Comparator Output Jitter, AD9850 Configured as Clock Generator with 42 MHz LP Filter (40 MHz A_{OUT}/125 MHz CLKIN)



TPC 4. SFDR, CLKIN = 125 MHz/f_{OUT} = 20 MHz

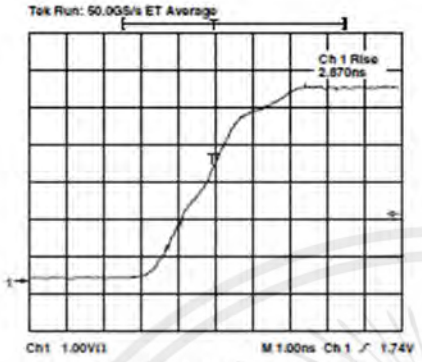


TPC 5. SFDR, CLKIN = 20.5 MHz/f_{OUT} = 4.5 MHz

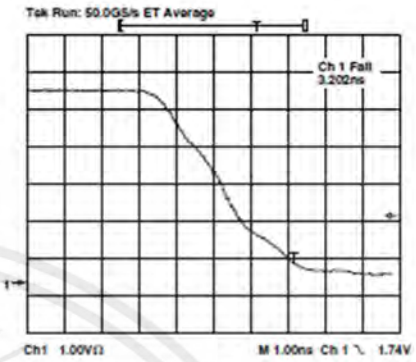


TPC 6. Output Residual Phase Noise (5 MHz A_{OUT}/125 MHz CLKIN)

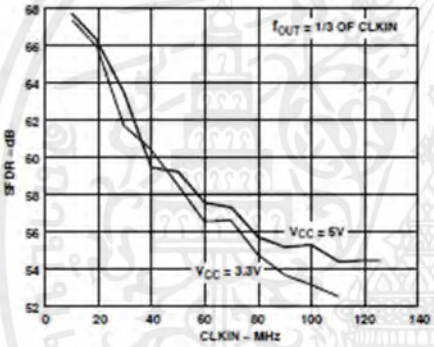
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



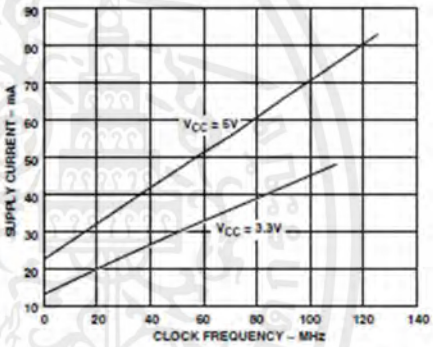
TPC 7. Comparator Output Rise Time (5 V Supply/15 pF Load)



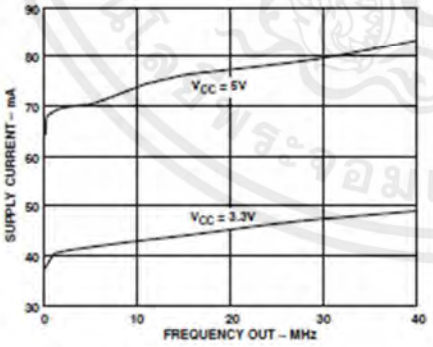
TPC 10. Comparator Output Fall Time (5 V Supply/15 pF Load)



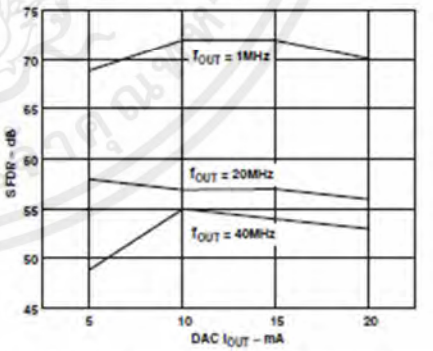
TPC 8. SFDR vs. CLKIN Frequency (A_{OUT} = 1/3 of CLKIN)



TPC 11. Supply Current vs. CLKIN Frequency (A_{OUT} = 1/3 of CLKIN)



TPC 9. Supply Current vs. A_{OUT} Frequency (CLKIN = 125/110 MHz for 5 V/3.3 V Plot)



TPC 12. SFDR vs. DAC I_{OUT} (A_{OUT} = 1/3 of CLKIN)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

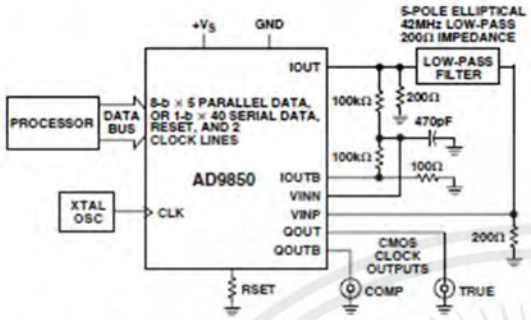
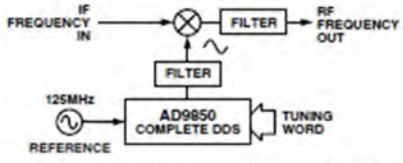
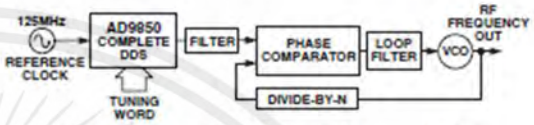


Figure 1. Basic AD9850 Clock Generator Application with Low-Pass Filter



3a. Frequency/Phase–Agile Local Oscillator



3b. Frequency/Phase–Agile Reference for PLL

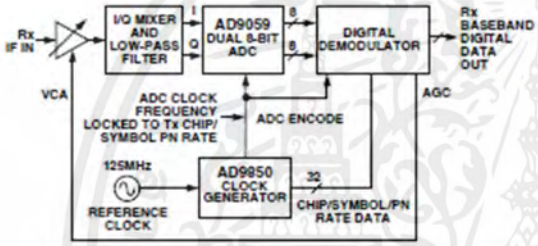
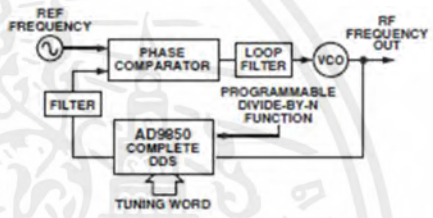


Figure 2. AD9850 Clock Generator Application in a Spread-Spectrum Receiver



3c. Digitally-Programmable Divide-by-N Function in PLL

Figure 3. AD9850 Complete DDS Synthesizer in Frequency Up-Conversion Applications

THEORY OF OPERATION AND APPLICATION

The AD9850 uses direct digital synthesis (DDS) technology, in the form of a numerically controlled oscillator, to generate a frequency/phase-agile sine wave. The digital sine wave is converted to analog form via an internal 10-bit high speed D/A converter, and an on-board high speed comparator is provided to translate the analog sine wave into a low jitter TTL/CMOS compatible output square wave. DDS technology is an innovative circuit architecture that allows fast and precise manipulation of its output frequency under full digital control. DDS also enables very high resolution in the incremental selection of output frequency; the AD9850 allows an output frequency resolution of 0.0291 Hz with a 125 MHz reference clock applied. The AD9850's output waveform is phase continuous when changed.

The basic functional block diagram and signal flow of the AD9850 configured as a clock generator is shown in Figure 4.

The DDS circuitry is basically a digital frequency divider function whose incremental resolution is determined by the frequency of the reference clock divided by the 2^N number of bits in the tuning word. The phase accumulator is a variable-modulus counter that increments the number stored in it each time it receives a clock pulse. When the counter overflows, it wraps around, making the phase accumulator's output contiguous.

The frequency tuning word sets the modulus of the counter, which effectively determines the size of the increment (Δ Phase) that is added to the value in the phase accumulator on the next clock pulse. The larger the added increment, the faster the accumulator overflows, which results in a higher output frequency. The AD9850 uses an innovative and proprietary algorithm that mathematically converts the 14-bit truncated value of the phase accumulator to the appropriate COS value. This unique algorithm uses a much reduced ROM look-up table and DSP techniques to perform this function, which contributes to the small size and low power dissipation of the AD9850. The relationship of the output frequency, reference clock, and tuning word of the AD9850 is determined by the formula

$$f_{OUT} = (\Delta\ Phase \times CLKIN)/2^{32}$$

where:

$\Delta Phase$ is the value of the 32-bit tuning word.

$CLKIN$ is the input reference clock frequency in MHz.

f_{OUT} is the frequency of the output signal in MHz.

The digital sine wave output of the DDS block drives the internal high speed 10-bit D/A converter that reconstructs the sine wave in analog form. This DAC has been optimized for dynamic performance and low glitch energy as manifested in the low jitter performance of the AD9850. Because the output of the

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Low Cost, Low Power, True RMS-to-DC Converter

Data Sheet **AD737**

FEATURES

- **Computes**
  - **True rms value**
  - **Average rectified value**
  - **Absolute value**
- **Provides**
  - **200 mV full-scale input range (larger inputs with input scaling)**
  - **Direct interfacing with 3½ digit CMOS analog-to-digital converters (ADCs)**
  - **High input impedance: 10^{12} Ω**
  - **Low input bias current: 25 pA maximum**
  - **High accuracy: ±0.2 mV ± 0.3% of reading**
  - **RMS conversion with signal crest factors up to 5**
  - **Wide power supply range: ±2.5 V to ±16.5 V**
  - **Low power: 25 µA (typical) standby current**
  - **No external trims needed for specified accuracy**
- **The AD737 output is negative going; the AD736 is a positive output-going version of the same basic device**

FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM

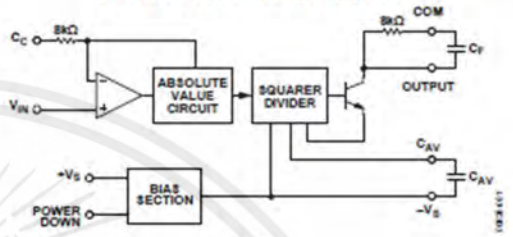


Figure 1.

GENERAL DESCRIPTION

The AD737 is a low power, precision, monolithic, true rms-to-dc converter. It is laser trimmed to provide a maximum error of ±0.2 mV ± 0.3% of reading with sine wave inputs. Furthermore, it maintains high accuracy while measuring a wide range of input waveforms, including variable duty cycle pulses and triac (phase) controlled sine waves. The low cost and small physical size of the AD737 make it suitable for upgrading the performance of non-rms precision rectifiers in many applications. Compared to these circuits, the AD737 offers higher accuracy at equal or lower cost.

The AD737 computes the rms value of both ac and dc input voltages, and is ac-coupled by adding an input capacitor. In this mode, the AD737 resolves input signal levels of 100 µV rms or less, despite variations in temperature or supply voltage. High accuracy is maintained for input waveforms with crest factors of 1 to 3 and crest factors at 2.5% or less with respect to full-scale input level.

The AD737 has no output buffer amplifier, thereby significantly reducing dc offset errors occurring at the output and making the device highly compatible with high input impedance ADCs.

Requiring only 160 µA of power supply current, the AD737 is optimized for use in portable multimeters and other battery-powered applications. In power-down mode, the standby supply current in is typically 25 µA.

The AD737 has both high (10^{12} Ω) and low impedance input options. The high-Z FET input connects high source impedance input attenuators, and a low impedance (8 kΩ) input accepts rms voltages of up to 0.9 V while operating from the minimum power supply voltage of ±2.5 V. The two inputs can be used either single-ended or differentially.

The AD737 achieves 1% of reading error bandwidth, exceeding 10 kHz for input amplitudes from 20 mV rms to 200 mV rms, while consuming only 0.72 mW.

The AD737 is available in two performance grades. The AD737J and AD737K grades operate over the commercial temperature range of 0°C to 70°C. The AD737JR-5 is tested with supply voltages of ±2.5 V dc. The AD737A grade operates over the industrial temperature range of −40°C to +85°C. The AD737 is available in two low cost, 8-lead packages: PDIP and SOIC_N.

PRODUCT HIGHLIGHTS

1. Computes the average rectified, absolute, or true rms value of a signal regardless of waveform.
2. Only one external component, an averaging capacitor, is required for the AD737 to perform true rms measurement.
3. The standby power consumption of 125 µW makes the AD737 suitable for battery-powered applications.

Rev. J
Document Feedback
Information furnished by Analog Devices is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Analog Devices for its use, nor for any infringements of patents or other rights of third parties that may result from its use. Specifications subject to change without notice. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Analog Devices. Trademarks and registered trademarks are the property of their respective owners.

One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A.
Tel: 781.329.4700 ©1988–2015 Analog Devices, Inc. All rights reserved.
Technical Support www.analog.com

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SPECIFICATIONS

T_A = 25°C, ±V_S = ±5 V except as noted, C_{AV} = 33 µF, C_C = 10 µF, f = 1 kHz, sine wave input applied to Pin 2, unless otherwise specified. Specifications shown in **boldface** are tested on all production units at final electrical test. Results from these tests are used to calculate outgoing quality levels.

Table 1.

Parameter	Test Conditions/ Comments	AD737A, AD737J			AD737K			AD737J-5			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
ACCURACY											
Total Error	E_{IN} = 0 to 200 mV rms		0.2/0.3	**0.4/0.5**		0.2/0.2	**0.2/0.3**				±mV/±POR[1]
	±VS = ±2.5 V								0.2/0.3	**0.4/0.5**	±mV/±POR[1]
	±VS = ±2.5 V, input to Pin 1								0.2/0.3	**0.4/0.5**	±mV/±POR[1]
	E_{IN} = 200 mV to 1 V rms		−1.2	**±2.0**		−1.2	**±2.0**				POR
Over Temperature											
JN, JR, KR	E_{IN} = 200 mV rms, ±VS = ±2.5 V		0.007			0.007			0.02		±POR/°C
AN and AR	E_{IN} = 200 mV rms, ±VS = ±2.5 V		0.014			0.014					±POR/°C
vs. Supply Voltage											
	E_{IN} = 200 mV rms, ±VS = ±2.5 V to ±5 V	**0**	−0.18	**−0.3**	**0**	−0.18	**−0.3**	**0**	−0.18	**−0.3**	%/V
	E_{IN} = 200 mV rms, ±VS = ±5 V to ±16.5 V	**0**	0.06	**0.1**	**0**	0.06	**0.1**	**0**	0.06	**0.1**	%/V
DC Reversal Error	DC-coupled, V_{IN} = 600 mV dc		1.3	2.5		1.3	2.5				POR
	±VS = ±2.5 V VIN = 200 mV dc								1.7	2.5	POR
Nonlinearity[2]	E_{IN} = 0 mV to 200 mV rms, at 100 mV rms	**0**	0.25	**0.35**	**0**	0.25	**0.35**				POR
Input to Pin 1[3]	AC coupled, E_{IN} = 100 mV rms, after correction, ±VS = ±2.5 V								0.02	0.1	POR
Total Error, External Trim	E_{IN} = 0 mV to 200 mV rms		0.1/0.2			0.1/0.2			0.1/0.2		±mV/±POR
ADDITIONAL CREST FACTOR ERROR[4]											
For Crest Factors from 1 to 3	C_{AV} = C_F = 100 µF		0.7			0.7					%
	C_{AV} = 22 µF, C_F = 100 µF, ±VS = ±2.5 V, input to Pin 1								1.7		%
For Crest Factors from 3 to 5	C_{AV} = C_F = 100 µF		2.5			2.5					%
INPUT CHARACTERISTICS											
High-Z Input (Pin 2) Signal Range											
Continuous RMS Level	±V_S = +2.5 V									**200**	mV rms
	±V_S = +2.8 V/−3.2 V			**200**			**200**				mV rms
	±V_S = ±5 V to ±16.5 V			**1**			**1**				V rms

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Parameter	Test Conditions/ Comments	AD737A, AD737J			AD737K			AD737J-5			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Peak Transient Input	$\pm V_S$ = +2.5 V input to Pin 1							**±0.6**			V
	$\pm V_S$ = +2.8 V/−3.2 V	**±0.9**				**±0.9**					V
	$\pm V_S$ = ±5 V		±2.7				±2.7				V
	$\pm V_S$ = ±16.5 V	**±4.0**				**±4.0**					V
Input Resistance			1012			1012			1012		Ω
Input Bias Current	$\pm V_S$ = ±5 V		1	25		1	25		1	25	pA
Low-Z Input (Pin 1) Signal Range											
Continuous RMS Level	$\pm V_S$ = +2.5 V									300	mV rms
	$\pm V_S$ = +2.8 V/−3.2 V			300			300				mV rms
	$\pm V_S$ = ±5 V to ±16.5 V			1			1				V rms
Peak Transient Input	$\pm V_S$ = +2.5 V								±1.7		V
	$\pm V_S$ = +2.8 V/−3.2 V		±1.7			±1.7					V
	$\pm V_S$ = ±5 V		±3.8			±3.8					V
	$\pm V_S$ = ±16.5 V		±11			±11					V
Input Resistance		6.4	8	9.6	6.4	8	9.6	6.4	8	9.6	kΩ
Maximum Continuous Nondestructive Input	All supply voltages			±12			±12			±12	V p-p
Input Offset Voltage[5]	AC-coupled			**±3**			**±3**			**±3**	mV
Over the Rated Operating Temperature Range			8	30		8	30		8	30	µV/°C
vs. Supply	V_S = ±2.5 V to ±5 V		80			80			80		µV/V
	V_S = ±5 V to ±16.5 V		50	150		50	150				µV/V
OUTPUT CHARACTERISTICS	No load, output is negative with respect to COM										
Output Voltage Range	$\pm V_S$ = +2.8 V/−3.2 V	−1.6	−1.7		−1.6	−1.7					V[6]
	$\pm V_S$ = ±5 V	−3.3	−3.4		−3.3	−3.4					V[6]
	$\pm V_S$ = ±16.5 V	**−4**	**−5**		**−4**	**−5**					V
	$\pm V_S$ = ±2.5 V, input to Pin 1							−1.1	−0.9		V[6]
Output Resistance	DC	6.4	8	9.6	6.4	8	9.6	6.4	8	9.6	kΩ
FREQUENCY RESPONSE											
High-Z Input (Pin 2)											
1% Additional Error	V_{IN} = 1 mV rms		1			1			1		kHz
	V_{IN} = 10 mV rms		6			6			6		kHz
	V_{IN} = 100 mV rms		37			37			37		kHz
	V_{IN} = 200 mV rms		33			33			33		kHz
3 dB Bandwidth	V_{IN} = 1 mV rms		5			5			5		kHz
	V_{IN} = 10 mV rms		55			55			55		kHz
	V_{IN} = 100 mV rms		170			170			170		kHz
	V_{IN} = 200 mV rms		190			190			190		kHz
Low-Z Input (Pin 1)											
1% Additional Error	V_{IN} = 1 mV rms		1			1			1		kHz
	V_{IN} = 10 mV rms		6			6			6		kHz
	V_{IN} = 40 mV rms								25		kHz
	V_{IN} = 100 mV rms		90			90			90		kHz
	V_{IN} = 200 mV rms		90			90			90		kHz
3 dB Bandwidth	V_{IN} = 1 mV rms		5			5			5		kHz
	V_{IN} = 10 mV rms		55			55			55		kHz
	V_{IN} = 100 mV rms		350			350			350		kHz
	V_{IN} = 200 mV rms		460			460			460		kHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

PIN CONFIGURATIONS AND FUNCTION DESCRIPTIONS

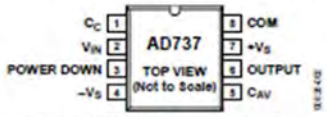


Figure 2. SOIC_N Pin Configuration (R-8)

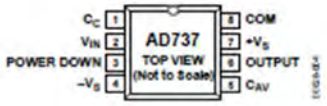


Figure 3. PDIP Pin Configuration (N-8)

Table 4. Pin Function Descriptions

Pin No.	Mnemonic	Description
1	C_C	Coupling Capacitor Connection for Indirect DC Coupling to Pin 2. In addition, C_C is an alternative low impedance input access to an 8 kΩ voltage to current (V to I) resistor.
2	V_{IN}	RMS Input to FET.
3	POWER DOWN	Disables the AD737. When Pin 3 is grounded or pulled low, the AD737 is enabled; when Pin 3 is pulled high, it changes to power saving mode.
4	$-V_S$	Negative Power Supply.
5	C_{AV}	Averaging Capacitor Connection.
6	OUTPUT	DC Output (Negative Going Polarity).
7	$+V_S$	Positive Power Supply.
8	COM	Common.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

THEORY OF OPERATION

The AD737 has four functional subsections: an input amplifier, a full-wave rectifier, an rms core, and a bias section (see Figure 23). The FET input amplifier allows a high impedance, buffered input at Pin 2 or a low impedance, wide dynamic range input at Pin 1. The high impedance input, with its low input bias current, is ideal for use with high impedance input attenuators. The input signal can be either dc-coupled or ac-coupled to the input amplifier. Unlike other rms converters, the AD737 permits both direct and indirect ac coupling of the inputs. AC coupling is provided by placing a series capacitor between the input signal and Pin 2 (or Pin 1) for direct coupling and between Pin 1 and ground (while driving Pin 2) for indirect coupling.

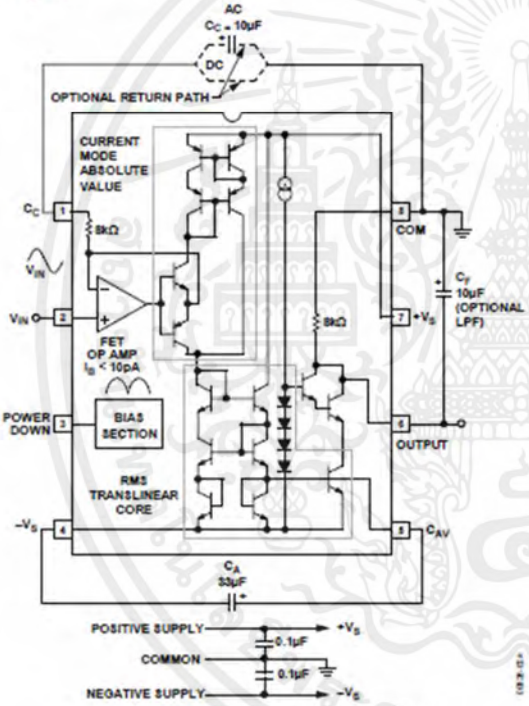


Figure 23. AD737 True RMS Circuit (Test Circuit)

The output of the input amplifier drives a full-wave precision rectifier, which, in turn, drives the rms core. It is the core that provides the essential rms operations of squaring, averaging, and square rooting, using an external averaging capacitor, C_{AV}.

Without C_{AV}, the rectified input signal passes through the core unprocessed, as is done with the average responding connection (see Figure 25). In the average responding mode, averaging is carried out by an RC post filter consisting of an 8 kΩ internal scale factor resistor connected between Pin 6 and Pin 8 and an external averaging capacitor, C_F. In the rms circuit, this additional filtering stage reduces any output ripple that was not removed by the averaging capacitor.

Finally, the bias subsection permits a power-down function. This reduces the idle current of the AD737 from 160 µA to 30 µA. This feature is selected by connecting Pin 3 to Pin 7 (+Vs).

TYPES OF AC MEASUREMENT

The AD737 measures ac signals either by operating as an average responding converter or by operating as a true rms-to-dc converter. As its name implies, an average responding converter computes the average absolute value of an ac (or ac and dc) voltage or current by full-wave rectifying and low-pass filtering the input signal; this approximates the average. The resulting output, a dc average level, is then scaled by adding (or reducing) gain; this scale factor converts the dc average reading to an rms equivalent value for the waveform being measured. For example, the average absolute value of a sine wave voltage is 0.636 times that of V_{PEAK}; the corresponding rms value is 0.707 times V_{PEAK}. Therefore, for sine wave voltages, the required scale factor is 1.11 (0.707 divided by 0.636).

In contrast to measuring the average value, true rms measurement is a universal language among waveforms, allowing the magnitudes of all types of voltage (or current) waveforms to be compared to one another and to dc. RMS is a direct measure of the power or heating value of an ac voltage compared to that of a dc voltage; an ac signal of 1 V rms produces the same amount of heat in a resistor as a 1 V dc signal.

Mathematically, the rms value of a voltage is defined (using a simplified equation) as

$$V\,rms = \sqrt{Avg(V^2)}$$

This involves squaring the signal, taking the average, and then obtaining the square root. True rms converters are smart rectifiers; they provide an accurate rms reading regardless of the type of waveform being measured. However, average responding converters can exhibit very high errors when their input signals deviate from their pre-calibrated waveform; the magnitude of the error depends on the type of waveform being measured. As an example, if an average responding converter is calibrated to measure the rms value of sine wave voltages and then is used to measure either symmetrical square waves or dc voltages, the converter has a computational error 11% (of reading) higher than the true rms value (see Table 5).

The transfer function for the AD737 is

$$V_{OUT} = -\sqrt{Avg(V_{IN}{}^2)}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้