

DEVELOPMENT OF VAGINAL IMPEDANCE MONITORING SYSTEM
FOR ESTROUS DETECTION IN ANIMALS

Mr. Chatsirin Jatapai



บทคัดย่อและแฟ้มข้อมูลฉบับเต็มของวิทยานิพนธ์ตั้งแต่ปีการศึกษา 2554 ที่ให้บริการในคลังปัญญาจุฬาฯ (CUIR)
เป็นแฟ้มข้อมูลของนิสิตเจ้าของวิทยานิพนธ์ ที่ส่งผ่านทางบัณฑิตวิทยาลัย

The abstract and full text of theses from the academic year 2011 in Chulalongkorn University Intellectual Repository (CUIR)
are the thesis authors' files submitted through the University Graduate School.

A Thesis Submitted in Partial Fulfillment of the Requirements
for the Degree of Master of Science Program in Biomedical Engineering

Faculty of Engineering

Chulalongkorn University

Academic Year 2015

Copyright of Chulalongkorn University

การพัฒนาระบบติดตามอิมพีแดนซ์ในช่องคลอดเพื่อตรวจการเป็นสัดในสัตว์



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิทยาศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมชีวเวช (สหสาขาวิชา)

คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ปีการศึกษา 2558

ลิขสิทธิ์ของจุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การพัฒนาระบบติดตามอิมพีแดนซ์ในช่องคลอดเพื่อตรวจ การเป็นสัดในสัตว์
โดย	นายฉัตรศิริน เจตะภัย
สาขาวิชา	วิศวกรรมชีวเวช (สหสาขาวิชา)
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์หลัก	อาจารย์ เดโช ทองอร่าม
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ร่วม	ศาสตราจารย์ นายสัตวแพทย์ ดร. มงคล เตชะกำฟู

คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย อนุมัติให้บัณฑิตวิทยาลัย
หนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิทยาศาสตรบัณฑิต

..... คณบดีคณะวิศวกรรมศาสตร์
(รองศาสตราจารย์ ดร. สุพจน์ เตชวรสินสกุล)

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์

..... ประธานกรรมการ
(รองศาสตราจารย์ ดร. มานะ ศรียุทธศักดิ์)

..... อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์หลัก
(อาจารย์ เดโช ทองอร่าม)

..... อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ร่วม
(ศาสตราจารย์ นายสัตวแพทย์ ดร. มงคล เตชะกำฟู)

..... กรรมการภายนอกมหาวิทยาลัย
(รองศาสตราจารย์ นายสัตวแพทย์ ดร. ชัยณรงค์ โลหะจิต)

..... กรรมการภายนอกมหาวิทยาลัย
(ดร. สุธี ผู้เจริญชนะชัย)

ฉัตรศิริณ เจตะภัย : การพัฒนาระบบติดตามอิมพีแดนซ์ในช่องคลอดเพื่อตรวจการเป็นสัดในสัตว์ (DEVELOPMENT OF VAGINAL IMPEDANCE MONITORING SYSTEM FOR ESTROUS DETECTION IN ANIMALS) อ.ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์หลัก: อ. เดโซ ทองอร่าม, อ.ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ร่วม: ศ. นสพ. ดร. มงคล เตชะกำพูน, 135 หน้า.

วิทยานิพนธ์เล่มนี้เป็นการวิจัยเพื่อพัฒนาระบบติดตามอิมพีแดนซ์ในช่องคลอด เพื่อตรวจการเป็นสัดในสัตว์ ซึ่งมีองค์ประกอบหลักสามส่วนคือ หัววัดอิเล็กทรอนิกส์ ระบบวัดอิมพีแดนซ์พร้อมระบบรับส่งข้อมูล และ โปรแกรมสำหรับควบคุมการทำงานและแสดงผลค่าอิมพีแดนซ์ ออกแบบให้มีช่วงการวัดค่าอิมพีแดนซ์อยู่ระหว่าง 60 - 300 โอห์ม ผลการทดสอบ ระบบรับส่งข้อมูลด้วยบลูทูธพบว่าสามารถตรวจได้ที่ระยะทางสิบเมตรบนที่โล่ง ได้ถูกต้อง ผลการวัดตัวต้านทาน ตัวเก็บประจุ ตัวเก็บประจุต่ออนุกรมกับตัวต้านทาน และตัวเก็บประจุต่อขนานกับตัวต้านทาน โดยทำการเทียบค่าระหว่างค่าอิมพีแดนซ์ที่ได้จากทฤษฎีกับค่าที่ได้จากระบบวัด ที่ทำการพัฒนาขึ้น ค่าความคลาดเคลื่อนสัมพัทธ์เฉลี่ยของการทดลองมีค่า 0.78, 1.06, 1.52, 1.66, และ 1.98 ตามลำดับ เมื่อนำระบบวัดไปทำการวัดน้ำเกลือความเข้มข้น 0.45 และ 0.23 กรัมต่อหนึ่งร้อยมิลลิลิตรโดยการทำการวัดซ้ำสองครั้ง พบว่ามีค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ต่ำที่สุดอยู่ที่ 0.9865 ส่วนค่ามุมต่างเฟสที่วัดได้จากน้ำเกลือมีลักษณะการเปลี่ยนแปลงของมุมต่างเฟส คล้ายกับมุมต่างเฟสของตัวต้านทานต่ออนุกรมกับตัวเก็บประจุ โดยมุมต่างเฟสมีค่าเพิ่มขึ้นเมื่อความถี่เพิ่มขึ้น จากการทดลองนี้สามารถสรุปได้ว่าระบบวัดอิมพีแดนซ์ที่พัฒนาขึ้นมีความแม่นยำ อยู่ในระดับที่สามารถยอมรับได้

จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย
CHULALONGKORN UNIVERSITY

สาขาวิชา วิศวกรรมชีวเวช (สหสาขาวิชา)

ลายมือชื่อนิสิต

ปีการศึกษา 2558

ลายมือชื่อ อ.ที่ปรึกษาหลัก

ลายมือชื่อ อ.ที่ปรึกษาร่วม

5570521021 : MAJOR BIOMEDICAL ENGINEERING

KEYWORDS: IMPEDANCE MEASUREMENT,IMPEDANCE,SOLUTION IMPEDANCE

CHATSIRIN JATAPAI: DEVELOPMENT OF VAGINAL IMPEDANCE MONITORING SYSTEM FOR ESTROUS DETECTION IN ANIMALS. ADVISOR: DECHO THONG-ARAM, CO-ADVISOR: PROF. DR. MONGKOL TECHAKUMPHU, 135 pp.

This work presented the development of vaginal impedance monitoring system for estrous detection in female animals. The system is comprised of the impedance measurement probe, the measurement and signal transceiver circuit, and the control and display data software. The measurement system was set for measurement impedance range of 60 - 300 ohm. In this study showed that, Bluetooth receive and transmit data works well on 10 meters plain distance. The measurement system has been tested on resistor, capacitor series with resistor, and capacitor parallel with resistor. The test has been compare between theory impedance and developed measurement system's impedance. The results of relative error of the test of developed measurement system are 0.78, 1.06, 1.52, 1.66, and 1.98 respectively. The lowest correlation result of two times repeated measurement test on normal saline solution 0.45 and 0.23 g per 100 ml of developed measurement system is 0.9865. The phase angle of normal saline solution is similar to the phase of resistor and capacitor series, the phase is increase as frequency increase. According the result about our developed measurement system's accuracy is in accepted range.

Field of Study: Biomedical Engineering

Academic Year: 2015

Student's Signature

Advisor's Signature

Co-Advisor's Signature

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จได้ด้วยดีโดยได้รับความช่วยเหลือจากอาจารย์หลายๆท่าน ซึ่งตัวผู้วิจัยต้องขอขอบพระคุณ อาจารย์เดโช ทองอร่าม อาจารย์ที่ปรึกษา ศาสตราจารย์ นายสัตวแพทย์ ดร. มงคล เตชะกำพูน อาจารย์ที่ปรึกษาร่วม เป็นอย่างสูงสำหรับการให้คำแนะนำ คำปรึกษา แนวทาง ในการทำวิจัยและตรวจแก้ไขวิทยานิพนธ์

ขอขอบพระคุณกรรมการในการสอบวิทยานิพนธ์ทุกท่าน ได้แก่ รองศาสตราจารย์ ดร. มานะ ศรียุทธศักดิ์ ประธานกรรมการ รองศาสตราจารย์ นายสัตวแพทย์ ดร. ชัยณรงค์ โลหะจิต และ ดร. สุธี ผู้เจริญชนะชัย กรรมการ ที่ได้สละเวลาในการทำการสอบวิทยานิพนธ์ครั้งนี้

ขอขอบคุณเหล่าผู้สนับสนุนการทำวิจัยทุกท่าน

งานวิจัยชิ้นนี้ได้รับการสนับสนุนงบประมาณวิจัยจาก

หลักสูตรสหสาขาวิชาวิศวกรรมชีวเวช คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย
CHULALONGKORN UNIVERSITY

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	ง
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	จ
กิตติกรรมประกาศ.....	ฉ
สารบัญ.....	ช
สารบัญตาราง.....	ญ
สารบัญรูปภาพ.....	ฎ
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 วัตถุประสงค์ของงานวิจัย	2
1.3 ขอบเขตของการวิจัย.....	2
1.4 วิธีดำเนินงานวิจัย.....	2
1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ.....	2
บทที่ 2 ทฤษฎีและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง	3
2.1 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าอิมพีแดนซ์ในช่องคลอดกับวงรอบการเป็นสัด	3
2.2 ความต้านทานทางไฟฟ้า (Electrical resistance).....	5
2.3 อิมพีแดนซ์ (Impedance).....	5
2.4 หลักการทำงานของวงจรรวมหรือไอซี AD5933	7
2.6 Bluetooth.....	18
2.7 ผลงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง.....	19
บทที่ 3 วัสดุและวิธีดำเนินงานวิจัย.....	22
3.1 หลักการออกแบบระบบวัดค่าอิมพีแดนซ์	22
3.2 การออกแบบแผงวงจรวัดค่าอิมพีแดนซ์	22

3.3 การออกแบบวงจรไมโครคอนโทรลเลอร์	24
3.4 การออกแบบหัวอิเล็กทรอนิกส์	25
3.5 การออกแบบโปรแกรมสำหรับไมโครคอนโทรลเลอร์ PIC18F4553.....	26
3.6 โปรแกรมควบคุมการ อ่านค่า และแสดงผล ในคอมพิวเตอร์	31
บทที่ 4 การทดลอง ผลการทดลองและการวิเคราะห์ผลการทดลอง	52
4.1 การทดสอบประสิทธิภาพการเชื่อมต่อระหว่างระบบวัดกับคอมพิวเตอร์ด้วยการสื่อสารแบบไร้สายบลูทูธ.....	52
4.2 การทดสอบการความแม่นยำในการวัดด้วยการวัดตัวต้านทาน	56
4.3 การทดสอบการความแม่นยำในการวัดด้วยการวัดตัวต้านทานแบบต่อขนาน.....	59
4.4 การทดสอบการความแม่นยำในการวัดด้วยการวัดเก็บประจุ	61
4.5 การทดสอบการความแม่นยำในการวัดด้วยการวัดเก็บประจุซึ่งต่ออนุกรมกับตัวต้านทาน.....	63
4.6 การทดสอบการความแม่นยำในการวัดด้วยการวัดเก็บประจุซึ่งต่อขนานกับตัวต้านทาน	65
4.7 การทดสอบการวัดของอุปกรณ์ในสารละลายนอมอลชาไลน์.....	67
4.8 การเปรียบเทียบเฟสที่วัดได้จากการวัดสารละลายนอมอลชาไลน์กับตัวเก็บประจุที่มีการต่อกับตัวต้านทานแบบต่างๆ	70
บทที่ 5 วิจัยผลการวิจัย สรุปผลการวิจัย ข้อเสนอแนะ	74
5.1 วิจัยผลการวิจัย	74
5.2 สรุปผลการวิจัย.....	75
5.3 ปัญหาและข้อเสนอแนะ	75
รายการอ้างอิง	77
ภาคผนวก.....	80
ภาคผนวก ก	81
ภาคผนวก ข	122
ประวัติผู้เขียนวิทยานิพนธ์	135

สารบัญตาราง

ตารางที่ 1 ค่ารีจิสเตอร์ของ ไอซี AD5933 และการใช้งาน	10
ตารางที่ 2 ค่าคำสั่งและการใส่ค่าในบิต D15 ถึง D12 ในรีจิสเตอร์ 0x80.....	11
ตารางที่ 3 การเลือก Output voltage และการใส่ค่า D10 และ D9 ของรีจิสเตอร์ 0x80	11
ตารางที่ 4 การเลือก PGA gain และการใส่ค่า D8 ของรีจิสเตอร์ 0x80	11
ตารางที่ 5 การออกคำสั่งรีเซ็ตโดยใส่คำสั่งในบิต D4 ของรีจิสเตอร์ 0x81	12
ตารางที่ 6 การเลือกตัวกำหนดสัญญาณนาฬิกาโดยออกคำสั่งที่บิต D3 ของรีจิสเตอร์ 0x81	12
ตารางที่ 7 การกำหนดจำนวนตัวคูณ Cycle ที่สำหรับสั่งให้รอในการวัดของรีจิสเตอร์ 0x8A	14
ตารางที่ 8 การแปลผลจากการอ่านค่าของรีจิสเตอร์ 0x8F.....	15
ตารางที่ 9 องค์ประกอบของโปรแกรม	31
ตารางที่ 10 ค่าอิมพีแดนซ์ และ ค่าคลาดเคลื่อนสัมพัทธ์จากการวัดอิมพีแดนซ์ของ ตัวต้านทาน ทราบค่า บอร์ดวัดที่พัฒนาขึ้นและบอร์ดทดลอง	58
ตารางที่ 11 อิมพีแดนซ์และค่าคลาดเคลื่อนสัมพัทธ์จาก การวัดอิมพีแดนซ์ของตัวต้านทานทราบ ค่าที่ต่อขนานกัน ของบอร์ดวัดที่พัฒนาขึ้นและบอร์ดทดลอง	60
ตารางที่ 12 ค่าคลาดเคลื่อนสัมพัทธ์จากการวัดอิมพีแดนซ์ของตัวเก็บประจุ โดยบอร์ดวัดที่ พัฒนาขึ้นและบอร์ดทดลอง	62
ตารางที่ 13 ค่าคลาดเคลื่อนสัมพัทธ์จากการวัดอิมพีแดนซ์ของ ตัวเก็บประจุต่ออนุกรมกับตัว ต้านทานโดยบอร์ดวัดที่พัฒนาขึ้นและบอร์ดทดลอง.....	64
ตารางที่ 14 ค่าคลาดเคลื่อนสัมพัทธ์จากการวัดอิมพีแดนซ์ของตัวเก็บประจุต่อขนานกับตัว ต้านทานโดยบอร์ดวัดที่พัฒนาขึ้นและบอร์ดทดลอง.....	66
ตารางที่ 15 ค่าค่าสัมประสิทธิ์ของสหสัมพันธ์ของการวัดทั้งห้าครั้ง	69

สารบัญรูปภาพ

รูปที่ 1	การทำงานของของ ไอซี AD5933	9
รูปที่ 2	Flow Chart การทำงานของ ไอซี AD5933.....	17
รูปที่ 3	การทำงานของวงจรวัดค่าอิมพีแดนซ์ที่พัฒนาขึ้น.....	23
รูปที่ 4	PIC18F4553ซึ่งต่อเข้ากับโมดูลส่งสัญญาณบลูทูธ.....	25
รูปที่ 5	หัวหัวอิเล็กทรอนิกส์ที่ทำการพัฒนาขึ้น	25
รูปที่ 6	การทำงานของไมโครคอนโทรลเลอร์	30
รูปที่ 7	หน้าจออินเตอร์เฟซของโปรแกรม.....	31
รูปที่ 8	บอร์ดแผงวงจรควบคุมโดย PIC18F4553	51
รูปที่ 9	บอร์ดแผงจรวัดที่พัฒนาขึ้น (Z-Board).....	51
รูปที่ 10	ภาพของโมดูลบลูทูธ.....	51
รูปที่ 11	หน้าจอสำหรับการทดสอบเสถียรภาพของ บลูทูธ.....	52
รูปที่ 12	กล่องข้อความแสดงผลการตรวจสอบข้อมูลพบว่าข้อมูลถูกต้อง.....	53
รูปที่ 13	กล่องข้อความแสดงผลการตรวจสอบข้อมูลพบว่าข้อมูลไม่ถูกต้อง.....	53
รูปที่ 14	บอร์ดทดสอบ ไอซี AD5933 ของบริษัท Analog Device.....	55
รูปที่ 15	บอร์ดแผงจรวัดที่พัฒนาขึ้น พร้อมการต่อไมโครคอนโทรลเลอร์และโมดูลบลูทูธ	55
รูปที่ 16	การทดสอบการทำงานของระบบติดตามค่าอิมพีแดนซ์.....	55
รูปที่ 17	ความสัมพันธ์ระหว่าง ค่าอิมพีแดนซ์ที่อ่านได้บนตัวต้านทานกับการวัดด้วยบอร์ดที่พัฒนาขึ้น	56
รูปที่ 18	ความสัมพันธ์ระหว่าง ค่าอิมพีแดนซ์ที่อ่านได้บนตัวต้านทานกับการวัดด้วยบอร์ดทดลอง	56
รูปที่ 19	ความสัมพันธ์ระหว่าง ค่าอิมพีแดนซ์ที่คำนวณได้กับการวัดด้วยบอร์ดที่พัฒนาขึ้น	59
รูปที่ 20	ความสัมพันธ์ระหว่าง ค่าอิมพีแดนซ์ที่คำนวณได้กับการวัดด้วยบอร์ดทดลอง	59

รูปที่ 21 ความสัมพันธ์ระหว่าง ค่าอิมพีแดนซ์ของทีที่คำนวณได้จากตัวเก็บประจุกับการวัดด้วย บอร์ดที่พัฒนาขึ้น.....	61
รูปที่ 22 ความสัมพันธ์ระหว่าง ค่าอิมพีแดนซ์ของตัวเก็บประจุที่คำนวณได้กับการวัดด้วยบอร์ด ทดลอง	61
รูปที่ 23 ความสัมพันธ์ของอิมพีแดนซ์ของตัวเก็บประจุต่ออนุกรมกับตัวต้านทานระหว่าง อิมพีแดนซ์ที่ทำการคำนวณ กับ อิมพีแดนซ์ที่วัดได้จากบอร์ดทดลอง.....	63
รูปที่ 24 ความสัมพันธ์ของอิมพีแดนซ์ของตัวเก็บประจุต่ออนุกรมกับตัวต้านทานระหว่าง อิมพีแดนซ์ที่ทำการคำนวณ กับ อิมพีแดนซ์ที่วัดได้จากบอร์ดทดลอง.....	63
รูปที่ 25 ความสัมพันธ์ของอิมพีแดนซ์ของตัวเก็บประจุต่อขนานกับตัวต้านทานระหว่าง อิมพีแดนซ์ที่ทำการคำนวณ กับ อิมพีแดนซ์ที่วัดได้จากบอร์ดที่พัฒนาขึ้น	65
รูปที่ 26 ความสัมพันธ์ของอิมพีแดนซ์ของตัวเก็บประจุต่อขนานกับตัวต้านทานระหว่าง อิมพีแดนซ์ที่ทำการคำนวณ กับ อิมพีแดนซ์ที่วัดได้จากบอร์ดทดลอง.....	65
รูปที่ 27 ความสัมพันธ์ระหว่างการวัดครั้งที่ 1 และ 2 ด้วย บอร์ดที่ทำการพัฒนาขึ้น โดย สารละลายมีความเข้มข้น 23 กรัมต่อร้อยมิลลิลิตร	67
รูปที่ 28 ความสัมพันธ์ระหว่างการวัดครั้งที่ 1 และ 2 ด้วย บอร์ดทดลอง โดยสารละลายมีความ เข้มข้น 23 กรัมต่อหนึ่งร้อยมิลลิลิตร	67
รูปที่ 29 ความสัมพันธ์ระหว่างการวัดครั้งที่ 1 และ 2 ด้วย บอร์ดที่ทำการพัฒนาขึ้น โดย สารละลายมีความเข้มข้น 45 กรัมต่อหนึ่งร้อยมิลลิลิตร	68
รูปที่ 30 ความสัมพันธ์ระหว่างการวัดครั้งที่ 1 และ 2 ด้วย บอร์ดทดลอง โดยสารละลายมีความ เข้มข้น 23 กรัมต่อหนึ่งร้อยมิลลิลิตร	68
รูปที่ 31 เฟสของการวัดสารละลายนอมอลชาไลน์ความเข้มข้น 23 กรัมต่อร้อยมิลลิลิตร ด้วย บอร์ดที่พัฒนาขึ้น.....	70
รูปที่ 32 เฟสของการวัดสารละลายนอมอลชาไลน์ความเข้มข้น 23กรัมต่อร้อยมิลลิลิตร ด้วย บอร์ดทดลอง	70
รูปที่ 33 เฟสของความถี่ของตัวเก็บประจุ 100 nf วัดโดยบอร์ดที่พัฒนาขึ้น	71
รูปที่ 34 เฟสของความถี่ของตัวเก็บประจุ 100 nf วัดโดยบอร์ดที่ทดลอง.....	71

รูปที่ 35 เฟสของความถี่ของตัวเก็บประจุ 100 nf ต่ออนุกรมกับตัวต้านทาน 75 โอห์ม วัดโดย บอร์ดที่พัฒนาขึ้น.....	72
รูปที่ 36 เฟสของความถี่ของตัวเก็บประจุ 100 nf ต่ออนุกรมกับตัวต้านทาน 75 โอห์ม วัดโดย บอร์ดทดลอง.....	72
รูปที่ 37 เฟสของความถี่ของตัวเก็บประจุ 100 nf ต่อขนานกับตัวต้านทาน 75 โอห์ม วัดโดย บอร์ดที่พัฒนาขึ้น.....	73
รูปที่ 38 เฟสของความถี่ของตัวเก็บประจุ 100 nf ต่อขนานกับตัวต้านทาน 75 โอห์ม วัดโดย บอร์ดทดลอง.....	73



บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

การผสมเทียมเป็นเทคโนโลยีในสัตว์ที่มีการนำมาใช้ในการผลิตปศุสัตว์ เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพในการผลิต ด้วยการปรับปรุงพันธุ์สัตว์ได้รวดเร็วและเป็นการลดต้นทุนในการเลี้ยงพ่อพันธุ์ การผสมเทียมนี้มีปัจจัยที่ส่งผลต่อความสำเร็จหลายประการทั้งในเรื่องของคุณภาพของน้ำเชื้อ ความพร้อมของแม่พันธุ์ และเทคนิคในการผสมเทียม จุดสำคัญของการผสมเทียมคือระยะเวลาในการผสมต้องเหมาะสมกับช่วงเวลาก่อนการตกไข่

การตรวจการเป็นสัด โดยการสังเกตพฤติกรรมของตัวสัตว์เพื่อคาดคะเนระยะเวลาที่เหมาะสมในการผสมพันธุ์หรือเป็นการคาดคะเนเวลาที่ไข่ตกอาการเป็นสัดนั้นเกิดขึ้นด้วยผลของฮอร์โมนเอสโตรเจนที่เพิ่มขึ้น ในวงรอบการเป็นสัดนั้นจะมีการเปลี่ยนแปลงของฮอร์โมนสำคัญที่ทำให้เกิดอาการเป็นสัดและการตกไข่ โดยเริ่มจากการลดลงของฮอร์โมนโปรเจสเตอโรน การเพิ่มขึ้นแล้วลดลงของฮอร์โมนเอสโตรเจนพร้อมทั้งการเพิ่มขึ้นของลูทีนซึ่งฮอร์โมน ปริมาณมากในช่วงระยะเวลาอันสั้นซึ่งส่งผลให้เกิดการตกไข่ขึ้น ซึ่งผลของฮอร์โมนเอสโตรเจนเองทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงสรีรวิทยาและพฤติกรรม หรือทำให้เกิดการอาการเป็นสัดขึ้น (อรรถณพ, 2545)

การแสดงของการเป็นสัดในสัตว์แต่ละชนิดแตกต่างกัน สัตว์บางชนิดสังเกตได้ยากหากไม่ได้รับการตรวจการเป็นสัดโดยสัตวแพทย์ แต่ยังมีข้อดีอยู่ที่การแสดงพฤติกรรมของสัตว์นั้นอาจมีปัจจัยอื่นที่สามารถเข้ามาบรบกวนทำให้สัตว์ไม่แสดงแสดงพฤติกรรมเกี่ยวกับการเป็นสัดหรือ แสดงพฤติกรรมไม่ชัดเจน ทำให้เกิดความผิดพลาดในการผสมพันธุ์ให้ถูกเวลาได้ และฮอร์โมนเอสโตรเจนไม่ใช่ฮอร์โมนที่ทำให้เกิดการตกไข่สำหรับการตรวจวัดระดับฮอร์โมนโดยตรงด้วยวิธีการเจาะเลือดมาหาปริมาณอัตราส่วนฮอร์โมนที่เกี่ยวข้องกับวงรอบการเป็นสัด (Abo-El maaty & El-Shahat, 2012) การตรวจลูทีนซึ่ง มีค่าใช้จ่ายสูงและยังไม่เป็นที่นิยมเหมือนในมนุษย์ จากการศึกษาและค้นคว้าพบว่าได้มีการคิดค้นพัฒนาเทคนิคในการตรวจระยะของวงรอบการเป็นสัดผ่านการวัดรูปแบบการเปลี่ยนแปลงของค่าความต้านทานภายในภายในช่องคลอดซึ่งมีความสัมพันธ์กับการเพิ่มขึ้นของลูทีนซึ่งฮอร์โมนที่ทำให้สามารถคาดการณ์เวลาในการตกไข่ได้โดยตรง (Dusza, Opatka, Kamińska, Kamiński, & Ciereszko, 1996) จึงทำให้ผู้วิจัยเกิดแนวคิดที่จะพัฒนาเครื่องมือวัดค่าอิมพีแดนซ์ภายในช่องคลอดแบบระยะไกลเพื่อใช้เป็นเครื่องมือเฝ้าติดตามวงรอบการเป็นสัดอย่างต่อเนื่องผ่านทางระบบส่งสัญญาณไร้สายที่ควบคุมการรับส่งข้อมูลด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์และคอมพิวเตอร์

1.2 วัตถุประสงค์ของงานวิจัย

พัฒนาระบบติดตามอิมพีแดนซ์ในช่องคลอดในสัตว์เพื่อตรวจการเป็นสัด

1.3 ขอบเขตของการวิจัย

1. ออกแบบและสร้างระบบติดตามอิมพีแดนซ์ในช่องคลอดในสัตว์เพื่อตรวจการเป็นสัด
2. ออกแบบและสร้างระบบเก็บข้อมูลและส่งข้อมูลเข้าสู่คอมพิวเตอร์
3. พัฒนาโปรแกรมสำหรับแสดงข้อมูลในรูปของแผนภูมิระหว่างค่าอิมพีแดนซ์กับเวลาที่ทำการเก็บข้อมูล

1.4 วิธีดำเนินงานวิจัย

1. ค้นคว้าและรวบรวมข้อมูลเกี่ยวกับความสัมพันธ์ระหว่างอิมพีแดนซ์ในช่องคลอด
2. ค้นคว้าและรวบรวมข้อมูลเกี่ยวกับการพัฒนาอุปกรณ์วัดค่าอิมพีแดนซ์
3. ออกแบบและสร้างระบบวัดค่าอิมพีแดนซ์ ได้แก่ การสร้างหัววัด การสร้างวงจรวัด การสร้างโปรแกรมสำหรับควบคุมระบบวัด การสร้างโปรแกรมสำหรับอ่านผลการวัดค่าอิมพีแดนซ์
4. ทดสอบความแม่นยำและความน่าเชื่อถือของระบบวัดอิมพีแดนซ์ โดยการทำการวัดค่าอิมพีแดนซ์ของตัวด้านทานที่ทราบค่าและตัวเก็บประจุที่ทราบค่า
5. ทดสอบการวัดค่าอิมพีแดนซ์ของสารละลายโดยใช้สารละลายน้ำเกลือความเข้มข้นต่างๆ
6. วิเคราะห์และสรุปผลการทดลองเพื่อการวางแผนการพัฒนาาระบบวัดต่อไปในอนาคต

1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

ได้ระบบติดตามค่าอิมพีแดนซ์ในช่องคลอดสุกรแบบระยะไกลระหว่างวงจรการเป็นสัด

บทที่ 2

ทฤษฎีและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

2.1 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าอิมพีแดนซ์ในช่องคลอดกับวงจรการเป็นสัด

ในวงจรการเป็นสัดนั้นเกิดการเปลี่ยนแปลงต่างๆ มากมายภายในช่องคลอด โดยเริ่มต้นจากการเปลี่ยนแปลงของระดับฮอร์โมนเพศในระบบไหลเวียนโลหิต ส่งผลมาจากการเปลี่ยนแปลงทางโครงสร้างในระดับเนื้อเยื่อของช่องคลอด และเปลี่ยนแปลงการคัดหลั่งของเหลวที่เกิดจากเนื้อเยื่อในช่องคลอด คุณสมบัติทางกายภาพและคุณสมบัติทางเคมีของช่องคลอดจึงมีการเปลี่ยนแปลงตามระดับฮอร์โมนในแต่ละวงจรการเป็นสัด การเปลี่ยนแปลงนี้เองส่งผลให้ค่าอิมพีแดนซ์ภายในช่องคลอดมีการเปลี่ยนแปลงภายในวงจรการเป็นสัด (P. Řezáč, 2008)

วงจรการเป็นสัดประกอบด้วย 4 ระยะหลักในสัตว์เพศเมียที่วงจรการเป็นสัดแบบตลอดทั้งปีหากไม่มีการตั้งท้องหรือ polyestrous ได้แก่ diestrus ในระยะนี้จะมีการโตเต็มที่ของคอร์ปัสลูเทียม ระยะ proestrus เป็นระยะเริ่มต้นของการเป็นสัด โพลีเคิลในรังไข่จะมีขนาดใหญ่ขึ้นมีการปล่อยฮอร์โมนเอสโตรเจนจากโพลีเคิลเข้าสู่กระแสเลือดทำให้มดลูกมีสภาพพร้อมสำหรับการตั้งท้องและเข้าสู่ระยะ estrous ซึ่งเป็นระยะของการเป็นสัด สัตว์เพศเมียจะมีการทางเพศเกิดขึ้นเนื่องจากผลของฮอร์โมนเอสโตรเจน ซึ่งในระยะนี้จะมีการตกไข่หรือ ovulation เกิดขึ้นโดยเกิดจากผลของลูทีไนซิงฮอร์โมนจากสมอง โดยระยะนี้จะจบลงหลังจากมีการตกไข่เกิดขึ้น ระยะ metestrus เป็นระยะหลังจากการตกไข่ซึ่งเป็นช่วงที่มีการพัฒนาตัวของคอร์ปัสลูเทียม ในระยะนี้จะพบการลดลงของฮอร์โมนเอสโตรเจนและการเพิ่มขึ้นของฮอร์โมนโปรเจสเตอโรนซึ่งถูกสร้างโดยรังไข่ โปรเจสเตอโรนมีความสำคัญทำให้เกิดการฝังตัวอ่อนที่เกิดจากการผสมพันธุ์แล้วกับมดลูก นอกจากนี้หากสัตว์เพศเมียมีการสืบพันธุ์แบบเป็นช่วงฤดูกาล หรือ seasonal breeding แล้ว จะมีการเข้าสู่ระยะ anestrous ซึ่งระบบสืบพันธุ์เพศเมียจะไม่มีการทำงานจนกว่าจะถึงฤดูกาลผสมพันธุ์ (Svendsen, 1974)

ฮอร์โมนเพศที่มีความเกี่ยวข้องในวงจรการเป็นสัดนั้นได้แก่ โปรเจสเตอโรน เอสตราไดออล ลูทีไนซิงฮอร์โมน เมื่อแม่พันธุ์เข้าสู่การเป็นสัด ปริมาณฮอร์โมนในกระแสเลือดจะมีการเปลี่ยนแปลงดังนี้ โปรเจสเตอโรนมีปริมาณลดลง เอสตราไดออลมีปริมาณเพิ่มขึ้น หลังจากนั้น ลูทีไนซิงฮอร์โมนจะเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็ว ตัวลูทีไนซิงฮอร์โมนนี้เองที่มีผลทำให้ตกไข่เกิดขึ้น การเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็วของลูทีไนซิงฮอร์โมนนี้เรียกว่า LH Surge หลังจากนั้นปริมาณเอสตราไดออลและลูทีไนซิงฮอร์โมนจะลดลงและโปรเจสเตอโรนเพิ่มขึ้น กลับไปสู่ปริมาณเดิมก่อนเกิดการเป็นสัด (P. Řezáč, 2008)

การเปลี่ยนแปลงของช่องคลอดภายในวงรอบการเป็นสัดของหนูเริ่มต้นจากในช่วง diestrus ช่วงต้นเยื่อบุช่องคลอดเป็นชั้นบางๆ มีเซลล์อยู่ 3 ถึง 7 ชั้น และมีเม็ดเลือดขาวแบบ leucocyte แทรกอยู่ในเนื้อเยื่อ ในช่วงปลายของระยะ diestrus เซลล์เยื่อบุช่องคลอดจะมีขนาดใหญ่ขึ้น และ leucocyte จะมีปริมาณลดลง จากนั้นเข้าสู่ระยะ proestrus จะเริ่มมีการสร้างต่อมเยื่อเมือกในเยื่อบุช่องคลอดและมีการสร้างเยื่อเมือกขึ้นมาเคลือบช่องคลอดจนหมด ซึ่งหากอยู่ในระยะนี้จะไม่พบ leucocyte จากนั้นจะเข้าสู่ระยะ estrous ซึ่งเยื่อบุช่องคลอดจะเริ่มมีการหลุดลอกของชั้นบนสุดที่เรียกว่า cornified layer และมีการแทรกตัวเข้ามาของเม็ดเลือดขาว leucocyte ภายในชั้นของเยื่อบุช่องคลอด และเข้าสู่ระยะ metestrus โดยในระยะนี้จะพบว่า cornified layer ทั้งหมดเกิดการหลุดลอกออกมา เมื่อหลุดลอกจนหมด เยื่อบุช่องคลอดจะกลับเข้าสู่สภาวะ diestrus อีกครั้งหนึ่ง (Westwood, 2008) สำหรับในสุนัขนั้นพบว่าในระยะ anestrous ซึ่งเป็นระยะเวลาที่ไม่มีการทำงานของฮอร์โมนเพศและไม่มีการเป็นสัดนั้นพบว่าเซลล์เยื่อบุช่องคลอดนั้นมีเยื่อบุช่องคลอดเป็นแบบ cuboidal epithelium ซึ่งมีอยู่เพียง 1 ถึง 2 ชั้น ในช่วงของ proestrus จะพบว่าเยื่อบุช่องคลอดจะมีการหนาตัวขึ้นและมีจำนวนชั้นเพิ่มขึ้น ในช่วงของ estrous และ metestrus พบว่าชั้นนอกสุดของเยื่อบุช่องคลอดมีการสร้างตัวเองเป็นชั้นๆ ลักษณะเป็น keratin และมีการหลุดลอกของ keratin ออกไป ในช่วง diestrus พบว่าเซลล์เยื่อบุช่องคลอดเหลือตัวเองเป็นลักษณะ pseudostratified cuboidal to columnar epithelium 2 ถึง 3 ชั้น และมีเซลล์ leucocyte แทรกอยู่ในเนื้อเยื่อ (Rehm, Stanislaus, & Williams, 2007)

โดยปกติการเพิ่มขึ้นของเอสตราไดโอดอลจะทำให้แม่พันธุ์เกิดพฤติกรรมการเป็นสัดขึ้น โดยในสุนัขนั้นแม่พันธุ์สุนักรจะตอบสนองกับสุนักรพ่อพันธุ์ และเมื่อทำการนำน้ำหนักขึ้นถ่วงบนหลังหรือยืนบนหลัง แม่สุนักรจะยืนนิ่ง ไม่มีการสะบัดตัว และที่อวัยวะเพศของแม่พันธุ์สุนักรนั้นจะมีน้ำเมือกใสไหลออกมา แสดงให้เห็นถึงอาการการเป็นสัด โดย หลังจากช่วงที่มีการเกิด LH Surge นั้น ค่าอิมพีแดนซ์ในช่องคลอดจะเริ่มมีการเพิ่มขึ้นอย่างต่อเนื่อง สามารถใช้ปรากฏการณ์นี้ในการพยากรณ์เวลาตกไข่ของแม่สุนักรที่ไม่แสดงอาการเป็นสัดได้ (Yamauchi et al., 2009) โดยพบว่าค่าอิมพีแดนซ์ปกติภายในช่องคลอดของสุนักรจะอยู่ที่ 74.4 โอห์มและเมื่อใกล้จะมีการตกไข่ค่าอิมพีแดนซ์จะเพิ่มขึ้นเป็น 93.6 โอห์ม (Szenci, Sima, Hartmann, & Keresztes, 1990) นอกจากนี้ในสุนักรแล้วยังพบการใช้ค่าอิมพีแดนซ์ในช่องคลอดกับสัตว์อื่นๆอีกเช่น ในสุนัขพบว่าค่าอิมพีแดนซ์ที่วัดได้มีความสัมพันธ์กับ cornified cells ของเยื่อบุช่องคลอด (Gunzel, Koivisto, & Fougner, 1986) และค่าอิมพีแดนซ์จะมีค่าเพิ่มสูงขึ้นเมื่ออยู่ในช่วง follicular phase และจะลดลงเมื่อถึงช่วงกลางของระยะ estrous ซึ่งช่วงเวลาที่ค่าอิมพีแดนซ์ลดลงนี้เป็นเวลาที่เหมาะสมกับการผสมเทียมสุนัข ใน โค กระบือ แกะ นั้น พบว่าการลดลงของฮอร์โมนโปรเจสเตอโรนส่งผลต่อค่าอิมพีแดนซ์ในช่องคลอดมีค่าลดลง และเวลาที่

เหมาะสมสำหรับการผสมเทียมโคคือช่วงเวลาที่มีอิมพีแดนซ์ในช่องคลอดมีค่าต่ำที่สุด (P. Řezáč, 2008)

2.2 ความต้านทานทางไฟฟ้า (Electrical resistance)

ความต้านทานทางไฟฟ้าคือค่าที่บ่งบอกถึงการต้านทานการไหลผ่านของกระแสโดยมีสมการคือ

$$R = \frac{\rho L}{A} \quad (1)$$

R	คือ	ค่าความต้านทาน (โอห์ม)
ρ	คือ	สภาพการต้านทานทางไฟฟ้าของวัสดุ (โอห์ม-เมตร)
L	คือ	ความยาวของวัตถุที่กระแสไหลผ่าน (เมตร)
A	คือ	พื้นที่หน้าตัดที่กระแสไหลผ่าน (เมตร ²)

2.3 อิมพีแดนซ์ (Impedance)

อิมพีแดนซ์ คือ ค่าความต้านทานทางไฟฟ้าที่สามารถวัดได้ภายใต้วงจรไฟฟ้ากระแสสลับ อิมพีแดนซ์นั้นประกอบด้วยค่าของความต้านทาน รีแอกแตนซ์ของขดลวดตัวนำ (X_L) รีแอกแตนซ์ของตัวเก็บประจุ (X_C) เมื่อมีการนำ ตัวต้านทาน ขดลวดตัวนำ และตัวเก็บประจุมาต่อแบบอนุกรมกันจะสามารถหาค่าอิมพีแดนซ์ผ่านสมการดังนี้

$$Z = R + jX \quad (2)$$

$$Z = R + j(X_L - X_C) \quad (3)$$

$$|Z| = \sqrt{R^2 + (X_L - X_C)^2} \quad (4)$$

Z	คือ	ค่าอิมพีแดนซ์ (โอห์ม)
R	คือ	ค่าความต้านทาน (โอห์ม)
X_L	คือ	รีแอกแตนซ์ของขดลวดตัวนำ (โอห์ม)
X_C	คือ	รีแอกแตนซ์ของตัวเก็บประจุ (โอห์ม)

รีแอกแตนซ์ของตัวเก็บประจุนั้นสามารถหาค่าได้จากสมการ

$$X_C = \frac{1}{\omega C} \quad (5)$$

X_C	คือ	ค่าความต้านทาน (โอห์ม)
ω	คือ	ความถี่เชิงมุม (rad/s)
C	คือ	ค่าความจุของตัวเก็บประจุ (ฟารัด)

รีแอกแตนซ์ของขดลวดตัวนำนั้นสามารถหาค่าได้จากสมการ

$$X_L = \omega L \quad (6)$$

X_L	คือ	ค่าความต้านทาน (โอห์ม)
ω	คือ	ความถี่เชิงมุม (rad/s)
L	คือ	ค่าความเหนี่ยวนำของขดลวดตัวนำ (เฮนรี)

เมื่อพิจารณาจากองค์ประกอบภายในช่องคลอด สารคัดหลั่งภายในช่องคลอดนั้นมีสารอิเล็กโทรไลต์ติดเป็นองค์ประกอบ ซึ่งมีสภาพคล้ายคลึงกับระบบการต้านทานไฟฟ้ากระแสสลับหรืออิมพีแดนซ์ จึงทำให้การวัดค่าสารคัดหลั่งที่เกิดขึ้นอยู่ในรูปแบบของการวัดค่าอิมพีแดนซ์ โดยจะมีการจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับเข้าไปในสารคัดหลั่งที่จำลองสภาพการทำงานคล้ายกับตัวต้านทานที่ทำงานร่วมกับตัวเก็บประจุเพื่อให้ง่ายต่อการตรวจวัดโดยอาศัยสมการที่ 5 เป็นพื้นฐานในการออกแบบระบบในการตรวจวัดค่าอิมพีแดนซ์

$$|Z| = \sqrt{R^2 + X_C^2} \quad (7)$$

เมื่อพิจารณาจากสมการที่ 2 ถึงสมการที่ 6 จะเห็นได้ว่าค่าอิมพีแดนซ์นั้นคือการรวมกันของค่าความต้านทานกับค่ารีแอกแตนซ์ ค่ารีแอกแตนซ์นั้นเป็นค่าที่แสดงถึงความต้านทานที่ความถี่ใด ความถี่หนึ่ง เนื่องจากรีแอกแตนซ์ของตัวเก็บประจุและขดลวดเหนี่ยวนำนั้นมีการเปลี่ยนแปลงไปตามความถี่ของสัญญาณไฟฟ้า โดยที่ค่าความต้านทาน ซึ่งเป็นจำนวนจริงนั้นจะท่ามมกับค่ารีแอกแตนซ์ซึ่งเป็นจำนวนจินตภาพอยู่ 90 องศา เมื่อต้องการหาค่าอิมพีแดนซ์ จะต้องทำการหาค่าขนาด (Magnitude) ระหว่างค่าของจำนวนจริง (Real) และค่าของจำนวนจินตภาพ (Imaginary) ดังสมการที่ 3 นอกจากจะได้ค่าอิมพีแดนซ์แล้วยังสามารถใช้สมการที่ 8 ในการหามุมต่างเฟส (Phase Angle: θ) ซึ่งสามารถใช้ระบุได้ว่าในอิมพีแดนซ์ที่เราทำการวัดนั้นมีตัวเก็บประจุหรือขดลวดเหนี่ยวนำเป็นองค์ประกอบได้อีกด้วย

$$\tan \theta = \frac{\text{Imaginary}}{\text{Real}} \quad (8)$$

Imaginary	คือ	ค่าจำนวนจินตภาพของอิมพีแดนซ์
Real	คือ	ค่าจำนวนจริงของอิมพีแดนซ์

2.4 หลักการทำงานของวงจรรวมหรือไอซี AD5933

ไอซี AD5933 เป็นวงจรรวมที่ใช้สำหรับประยุกต์ในการวัดค่าอิมพีแดนซ์ของวงจรไฟฟ้าที่สามารถสั่งการและอ่านผลการวัดผ่านการเชื่อมต่อแบบ I²C บัส ไอซีนี้สามารถปรับค่าความถี่ในการวัดได้สูงสุดถึง 100 กิโลเฮิรท์ส และสามารถวัดอิมพีแดนซ์ได้ตั้งแต่ 1 กิโลโอห์มถึง 10 เมกะโอห์ม นอกจากนี้เมื่อทำการเพิ่มวงจรพิเศษหรือแอนะล็อกส่วนหน้า (Analog Front End: AFE) เข้าไปจะทำให้สามารถวัดค่าอิมพีแดนซ์ที่มีค่าต่ำกว่า 1 กิโลโอห์ม ได้ดีมากยิ่งขึ้น การสั่งงานไอซี AD5933 นั้นทำได้โดยการส่งข้อมูล (Data) จากภายนอกเข้าไปยังรีจิสเตอร์ (Register) ที่อยู่ภายในวงจรของไอซี AD5933 เพื่อทำการปรับแต่งค่าต่างๆ ที่ต้องการใช้งานสำหรับการวัดค่าอิมพีแดนซ์ เช่น การปรับค่าความถี่ แรงดันไฟฟ้าและอัตราการขยายชนิดโปรแกรมได้ (Programmable Gain Amplifier: PGA) ของการวัด เป็นต้น โดยอาศัยการทำงานร่วมไมโครคอนโทรลเลอร์ผ่านทาง I²C บัส เมื่อมีการสั่งให้ทำการวัด วงจรจะปล่อยสัญญาณไฟฟ้าความถี่ต่างๆ ออกมาในรูปแบบของสัญญาณแอนะล็อก (Analog signal) และทำการแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นสัญญาณดิจิทัลด้วยอุปกรณ์แปลงผันแอนะล็อกเป็นดิจิทัล (Analog to Digital Converter: ADC) ขนาด 14 บิตที่อยู่ภายใน จากนั้นทำการประมวลผลข้อมูลด้วยกระบวนการทางคณิตศาสตร์การแปลงฟูเรียร์แบบไม่ต่อเนื่อง (Discrete Fourier Transform: DFT) ได้ผลข้อมูลการวัดออกมาเป็นค่าส่วนจริงและส่วนจินตภาพของอิมพีแดนซ์ในแต่ละความถี่ ซึ่งข้อมูลเหล่านี้จะถูกเก็บไว้ที่หน่วยความจำภายในไอซี AD5933 เองในรูปแบบของเลขฐาน 2 แบบ 2's Complement ขนาด 16 bit ที่สามารถอ่านข้อมูลออกมาเพื่อนำมาทำการวิเคราะห์และคำนวณหาค่าอิมพีแดนซ์และเฟสของสัญญาณได้โดยใช้คำสั่งผ่านทาง I²C บัส

การใช้งานไอซี AD5933 นั้น นอกจากจะต้องทำการตั้งค่าของรีจิสเตอร์ต่างๆ แล้วยังมีการกำหนดค่าในส่วนของตัวต้านทานของวงจรอีกสองตัวได้แก่ ตัวต้านทานป้อนกลับ (Feedback Resistor) และ ตัวต้านทานปรับเทียบค่า (Calibration Resistor) เพื่อใช้เลือกช่วงการวัดค่าอิมพีแดนซ์ของวงจร ซึ่งตัวต้านทานที่จะนำมาใช้งานกับวงจรมันสามารถคำนวณหาค่าได้จากสมการที่ 9 และ 10 ตามลำดับ

$$R_{FB} = \frac{(0.5V_{DD} - 0.2) \times Z_{Min}}{V_{PK} + 0.5V_{DD} - V_{DCOFFSET}} \times \frac{1}{Gain} \quad (9)$$

$$R_{CAL} = (Z_{Min} + Z_{Max}) \frac{1}{3} \quad (10)$$

V_{PK}	คือ	แรงดันไฟฟ้าสูงสุดของสัญญาณ (โวลต์)
V_{DD}	คือ	แรงดันไฟฟ้าของแหล่งจ่ายกำลัง (โวลต์)
$V_{DCOFFSET}$	คือ	แรงดันไฟฟ้าออฟเซต (โวลต์)
GAIN	คือ	อัตราการขยายของวงจร (เท่า)
Z_{MIN}	คือ	ค่าอิมพีแดนซ์ต่ำสุดที่ต้องการวัด (โอห์ม)
Z_{MAX}	คือ	ค่าอิมพีแดนซ์สูงสุดที่ต้องการวัด (โอห์ม)
R_{CAL}	คือ	ค่าความต้านทานที่ใช้ปรับเทียบมาตรฐาน (โอห์ม)
R_{FB}	คือ	ค่าของตัวต้านทานป้อนกลับ (โอห์ม)

เมื่อเลือกตัวต้านทานป้อนกลับ และตัวต้านทานสำหรับการปรับเทียบค่าได้แล้ว ขั้นตอนต่อไปต้องทำการปรับเทียบค่าเพื่อหาค่าแฟกเตอร์ของอัตราขยาย (Gain Factor) สำหรับการนำไปคำนวณหาค่าอิมพีแดนซ์โดยใช้สมการที่ 11 คำนวณหา magnitude สมการที่ 12 คำนวณหา gain factor ในการใช้งาน ไอซี AD5933 สำหรับการวัดจำเป็นต้องทำการสอบเทียบเพื่อหาค่าแฟกเตอร์ของอัตราขยาย ในแต่ละความถี่ก่อน เพื่อนำค่าแฟกเตอร์ของอัตราขยายในแต่ละความถี่นั้นไปคำนวณหาค่าอิมพีแดนซ์ของสิ่งที่เราทำการวัด โดยแฟกเตอร์ของอัตราขยายนั้นเป็นค่าเฉพาะของในแต่ละความถี่ หากต้องการความแม่นยำในการวัดสูงจะต้องทำการปรับเทียบค่า เพื่อหาค่าในทุกความถี่ที่ทำการวัด ซึ่งแฟกเตอร์ของอัตราขยายสามารถหาได้จากสมการดังนี้

$$Magnitude = \sqrt{\text{Real}^2 + \text{Imaginary}^2} \quad (11)$$

$$Gain\ factor = \frac{1}{R_{CAL} \times Magnitude} \quad (12)$$

R_{CAL}	คือ	ค่าความต้านทานที่ใช้ปรับเทียบมาตรฐาน (โอห์ม)
Real	คือ	ค่าจำนวนจริงที่อ่านได้จาก AD5933 (โอห์ม)
Imaginary	คือ	ค่าจำนวนจินตภาพที่อ่านได้จาก AD5933 (โอห์ม)
Magnitude	คือ	ค่าขนาดของอิมพีแดนซ์ที่อ่านได้ ต้องนำไปคำนวณเพิ่มเติม (โอห์ม)
Gain factor	คือ	ขนาดของตัวคูณเพื่อทำการคำนวณหาอิมพีแดนซ์ที่แท้จริง (โอห์ม ⁻²)

และสามารถคำนวณหาเฟสได้โดยใช้สมการดังนี้

ถ้า Real > 0 และ Imaginary > 0 แล้ว

$$\text{Phase} = \arctan\left(\frac{\text{Imaginary}}{\text{Real}}\right) \times \frac{180}{\pi} \quad (13)$$

ถ้า Real < 0 และ Imaginary > 0 แล้ว

$$\text{Phase} = \arctan\left(\frac{\text{Imaginary}}{\text{Real}}\right) \times \frac{180}{\pi} + 180 \quad (14)$$

ถ้า Real < 0 และ Imaginary < 0 แล้ว

$$\text{Phase} = \arctan\left(\frac{\text{Imaginary}}{\text{Real}}\right) \times \frac{180}{\pi} + 180 \quad (15)$$

ถ้า Real > 0 และ Imaginary < 0 แล้ว

$$\text{Phase} = \arctan\left(\frac{\text{Imaginary}}{\text{Real}}\right) \times \frac{180}{\pi} + 360 \quad (16)$$

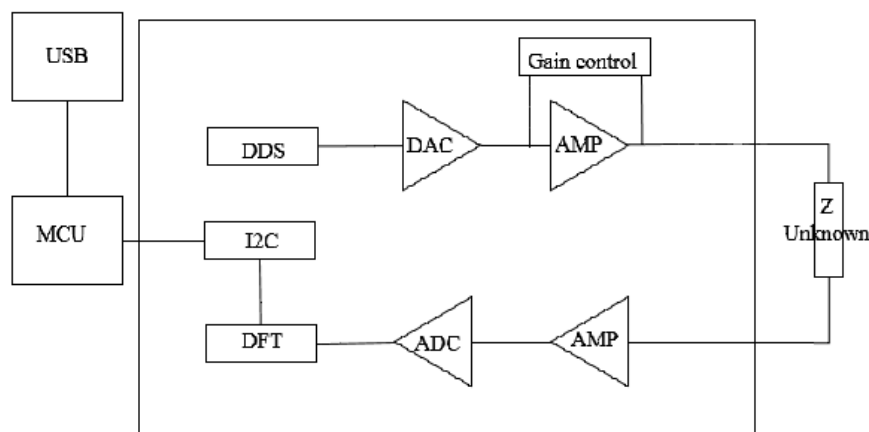
เมื่อเราได้ค่าแอมพลิจูดของอัตราขยาย และ เฟส ของตัวต้านทานสำหรับเปรียบเทียบค่าแล้ว เราจะสามารถนำค่าทั้งสองไปใช้ในการคำนวณเพื่อหาค่า อิมพีแดนซ์ และเฟสของอิมพีแดนซ์ที่ไม่ทราบค่า (Unknown Impedance) ได้ โดยสมการดังนี้

$$\text{Impedance} = \frac{1}{\text{Gain factor} \times \text{Magnitude}} \quad (17)$$

$$\text{Phase} = \text{Measurement Phase} - \text{Calibration Phase} \quad (18)$$

Measurement Phase คือ เฟสที่ได้จากการวัด Unknown Impedance

Calibration Phase คือ เฟสที่ได้จากการวัด R Calibration



รูปที่ 1 การทำงานของของ ไอซี AD5933

รีจิสเตอร์ที่เกี่ยวข้องกับการควบคุมไอซี AD5933 สามารถสั่งงานผ่าน I²C Protocol โดยมี รีจิสเตอร์ ดังนี้

ตารางที่ 1 ค่ารีจิสเตอร์ของ ไอซี AD5933 และการใช้งาน

รีจิสเตอร์ Address	Name	รีจิสเตอร์ Data	Function
0x80	Control	D15 – D8	Read/Write
0x81		D7 – D0	
0x82	Start Frequency	D23 – D16	Read/Write
0x83		D15 – D8	
0x84		D7 – D0	
0x85	Frequency Increment	D23 – D16	Read/Write
0x86		D15 – D8	
0x87		D7 – D0	
0x88	Number of Increments	D15 – D8	Read/Write
0x89		D7 – D0	
0x8A	Number of Settle time cycles	D15 – D8	Read/Write
0x8B		D7 – D0	
0x8F	Status	D7 – D0	Read
0x92	Temperature Data	D15 – D8	Read
0x93		D7 – D0	
0x94	Real Data	D15 – D8	Read
0x95		D7 – D0	
0x96	Imaginary Data	D15 – D8	Read
0x97		D7 – D0	

รีจิสเตอร์ควบคุม (Control register) 0x80 , 0x81

เป็นรีจิสเตอร์สำหรับควบคุมสถานะการทำงานของ ไอซี AD5933 เป็นตัวเลขฐานสอง 16 บิต โดยบิตที่ D15 ถึง D8 อยู่ใน รีจิสเตอร์ 0x80 และ บิตที่ D7 ถึง D0 อยู่ใน รีจิสเตอร์ 0x81 คำสั่งที่สามารถใช้ได้ มีดังนี้

ตารางที่ 2 คำคำสั่งและการใส่ค่าในบิต D15 ถึง D12 ในรีจิสเตอร์ 0x80

D15	D14	D13	D12	Function
0	0	0	0	No Operation
0	0	0	1	Initializing with start frequency
0	0	1	0	Start Frequency Sweep
0	0	1	1	Increment Frequency
0	1	0	0	Repeat Frequency
1	0	0	0	No Operation
1	0	0	1	Measure Temperature
1	0	1	0	Power down mode
1	0	1	1	Standby mode
1	1	0	0	No operation
1	1	0	1	No operation

ตารางที่ 3 การเลือก Output voltage และการใส่ค่า D10 และ D9 ของรีจิสเตอร์ 0x80

D10	D9	Range No.	Output Voltage Range
0	0	1	2.0 V p-p
0	1	4	200 mV p-p
1	0	3	400 mV P-P
1	1	2	1.0 V p-p

ตารางที่ 4 การเลือก PGA gain และการใส่ค่า D8 ของรีจิสเตอร์ 0x80

D8	Description
0	PGA gain = X5
1	PGA gain = X1

ตารางที่ 5 การออกคำสั่งรีเซ็ตโดยใส่คำสั่งในบิต D4 ของรีจิสเตอร์ 0x81

D4	Description
0	nothing
1	Reset

ตารางที่ 6 การเลือกตัวกำหนดสัญญาณนาฬิกาโดยออกคำสั่งที่บิต D3 ของรีจิสเตอร์ 0x81

D3	Description
0	Internal Clock Select
1	External Clock Select

Bit ที่ D15 ถึง D12 ซึ่งอยู่ใน รีจิสเตอร์ 0x80 เป็นการควบคุมการทำงานของ ไอซี AD5933 ประกอบด้วยคำสั่ง

Initializing with start frequency เป็นคำสั่งสำหรับเตรียมระบบสำหรับการวัดโดยทำการกระตุ้นสิ่งที่ต้องการทำการวัดด้วยสัญญาณที่มีการตั้งค่าไว้

Start Frequency Sweep เป็นคำสั่งสำหรับเริ่มต้นการวัดด้วยการทำงานของ ADC ซึ่งจะเริ่มต้นหลังจากที่เวลาผ่านไปตาม settle time cycles ที่เราได้ทำการตั้งค่าไว้

Increment Frequency เป็นคำสั่งสำหรับการทำการวัดในความถี่ที่ต่อไปที่ทำการตั้งไว้ใน รีจิสเตอร์ 0x85 0x86 0x87

Repeat Frequency เป็นคำสั่งสำหรับการวัดความถี่ซ้ำเดิม

Measure Temperature เป็นคำสั่งสำหรับการเตรียมการอ่านค่าอุณหภูมิของตัววงจรรวม โดยสามารถอ่านได้ใน รีจิสเตอร์ 0x92 0x93

Power down mode เป็นสถานะเริ่มต้นของ ไอซี AD5933 เมื่อทำการเปิดเครื่อง โดยขา VIN และ VOUT จะทำการเชื่อมต่อกับ Ground

Standby mode เป็นสถานะสำหรับรอการสั่งงานของ ไอซี AD5933 โดยขา VIN และ VOUT จะทำการเชื่อมต่อกับ Ground

Output Voltage Range เป็นคำสั่งสำหรับกำหนดขนาดของแรงดันไฟฟ้าที่ใช้ในการวัด

PGA gain เป็นการกำหนดตัวคูณสำหรับการขยายสัญญาณสำหรับ ADC

Bit ที่ D7 ถึง D0 ซึ่งอยู่ใน รีจิสเตอร์ 0x80 เป็นการควบคุมการทำงานของ ไอซี AD5933 ประกอบด้วยคำสั่ง

Set clock ใน Bit D3 สำหรับเลือกใช้ Clock สำหรับกำหนดสัญญาณนาฬิกา โดยเลือกระหว่าง Internal Clock ซึ่งมีค่า 16.777 MHz หรือเลือก External Clock ซึ่งกำหนดค่าได้โดยการเลือกใช้ Hardware ของผู้ใช้งาน

Reset เป็นคำสั่งสำหรับหยุดการทำงานทั้งหมดของ ไอซี AD5933 ค่า Start Frequency, Number of Increment และ Frequency Increment จะไม่ถูกเปลี่ยนแปลง หากต้องการทำการวัดอีกครั้งต้องเริ่มคำสั่ง initializing with start frequency ก่อน ถึงทำการใช้คำสั่ง Start Frequency sweep ในการวัด

Start Frequency รีจิสเตอร์ 0x82 , 0x83 , 0x84

เป็นรีจิสเตอร์สำหรับกำหนดค่าของ Start Frequency ซึ่งเป็นค่าความถี่ที่ใช้ในการวัดครั้งแรกของการวัด โดยทำการเก็บค่าไว้ในรูปของตัวเลขฐานสอง 24 bit โดยบิตที่ D23 ถึง D16 , D15 ถึง D8 และ D7 ถึง D0 จะอยู่ในรีจิสเตอร์ 0x82, 0x83 ,และ 0x84 ตามลำดับ ในการใส่ค่าลงไปนั้นจะต้องผ่านการคำนวณโดยใช้สมการ

$$Start\ Frequency\ Code = \frac{Start\ Frequency}{\left(\frac{System\ Clock}{4}\right)} \times 2^{27} \quad (19)$$

ค่า System Clock ขึ้นกับการเลือกตัวกำหนดสัญญาณนาฬิกาใน รีจิสเตอร์ 0x81 เมื่อทำการคำนวณเสร็จให้นำค่า Code ที่ได้มาเปลี่ยนเป็นเลขฐาน 2 แล้วบรรจุค่าลงใน รีจิสเตอร์ ค่านี้อาจจะไม่มีการเปลี่ยนแปลงเมื่อ ไอซี AD5933 อยู่ในสภาพ Power Down Power UP และ Restart

Frequency Increment 0x85, 0x86, 0x87

เป็นรีจิสเตอร์สำหรับกำหนดค่าของ Frequency Increment ค่านี้นี้เป็นการบอกถึงการเพิ่มความถี่ในการวัดแต่ละลำดับขั้นตามที่กำหนด โดยทำการเก็บค่าไว้ในรูปของตัวเลขฐานสอง 24 bit โดยบิตที่ D23 ถึง D16, D15 ถึง D8 และ D7 ถึง D0 จะอยู่ในรีจิสเตอร์ 0x85, 0x86, และ 0x87 ตามลำดับ ในการใส่ค่าลงไปนั้นจะต้องผ่านการคำนวณโดยใช้สมการ

$$Frequency\ Increment\ Code = \frac{Frequency\ Increment}{\left(\frac{System\ Clock}{4}\right)} \times 2^{27} \quad (20)$$

เมื่อทำการคำนวณเสร็จให้นำค่า Code ที่ได้มาเปลี่ยนเป็นเลขฐาน 2 แล้วบรรจุค่าลงใน รีจิสเตอร์ ค่านี้อาจจะไม่มีการเปลี่ยนแปลงเมื่อไอซี AD5933 อยู่ในสภาพ Power Down Power UP และ Restart

Number of Increments 0x88, 0x89

เป็นรีจิสเตอร์สำหรับการกำหนดค่าจำนวนครั้งในการวัด ซึ่งมีค่าได้สูงสุดคือการวัด 512 ครั้ง ค่าที่สามารถใส่ได้ในรีจิสเตอร์คือ 0 ถึง 511 เก็บอยู่ในบิต D8 ของ รีจิสเตอร์ 0x88 และบิต D7 ถึง D0 ของรีจิสเตอร์ 0x89 ค่านี้จะไม่มีการเปลี่ยนแปลงเมื่อ ไอซี AD5933 อยู่ในสภาพ Power Down , Power UP , และ Restart

Number of Settle time cycles 0x8A, 0x8B

เป็นค่าสำหรับกำหนด Delay ในการวัด โดยกำหนดเป็นจำนวน Excitation cycle ที่ระบบทำการกระตุ้นสิ่งที่ทำการวัดก่อนที่ Analog to Digital Converter จะทำงานเพื่อทำการเก็บข้อมูล สามารถกำหนดค่าได้ทั้งหมด 512 วงรอบ ค่าที่สามารถใส่ได้ในรีจิสเตอร์คือ 0 ถึง 511 โดยวงรอบต่ำสุดสำหรับการวัดนั้นคำนวณได้โดยสมการ (คู่มือการปรับแต่ง ไอซี AD5933)

$$Delay = Maximum Frequency \times 1 ms \quad (21)$$

ในการเลือก settle time cycle สามารถใช้ตัวคูณเพื่อเพิ่มวงรอบใน Delay ได้ในบิต D10 และ D9 ดังนี้

ตารางที่ 7 การกำหนดจำนวนตัวคูณ Cycle ที่สำหรับสั่งให้รอในการวัดของรีจิสเตอร์ 0x8A

D10	D9	Number of Cycles
0	0	X1
0	1	X2
1	1	X4

เมื่อคำนวณจำนวนวงรอบได้แล้วสามารถนำวงรอบที่ต้องการใช้ในการวัดใส่ลงไปบิต D8 ของ รีจิสเตอร์ 0x8A และ บิต D7 ถึง D0 ของรีจิสเตอร์ 0x8B ค่านี้จะไม่มีการเปลี่ยนแปลงเมื่อ ไอซี AD5933 อยู่ในสภาพ Power Down , Power UP , และ Restart

รีจิสเตอร์สถานะ (Status Register) 0x8F

รีจิสเตอร์ 0x8F รีจิสเตอร์สำหรับแสดงสถานะการทำงานของ ไอซี AD5933 โดยค่าที่สามารถอ่านได้มีดังนี้

ตารางที่ 8 การแปลผลจากการอ่านค่าของรีจิสเตอร์ 0x8F

D3	D2	D1	D0	Function
0	0	0	1	Valid Temperature Reading
0	0	1	0	Valid Real / Imaginary Data

หาก D0 มีค่าเป็น 1 สามารถอ่านค่าอุณหภูมิ

หาก D1 มีค่าเป็น 1 สามารถอ่านค่าจำนวนจริง (Real) และ จำนวนจินตภาพ (Imaginary) ของ สิ่งที่ต้องการวัดได้ หากในบิตนี้ยังแสดงค่าเป็น 0 หมายถึงการวัดในครั้งนี้นี้ยังไม่เสร็จสมบูรณ์ค่าที่อ่านได้จากรีจิสเตอร์ 0x94 0x95 0x96 และ 0x97 จะยังไม่ใช้ค่าที่ถูกต้องเนื่องจากการอ่านค่ายังไม่เสร็จ หาก D2 มีค่าเป็น 1 หมายถึงการวัดมาถึงความถี่สุดท้ายของการวัด

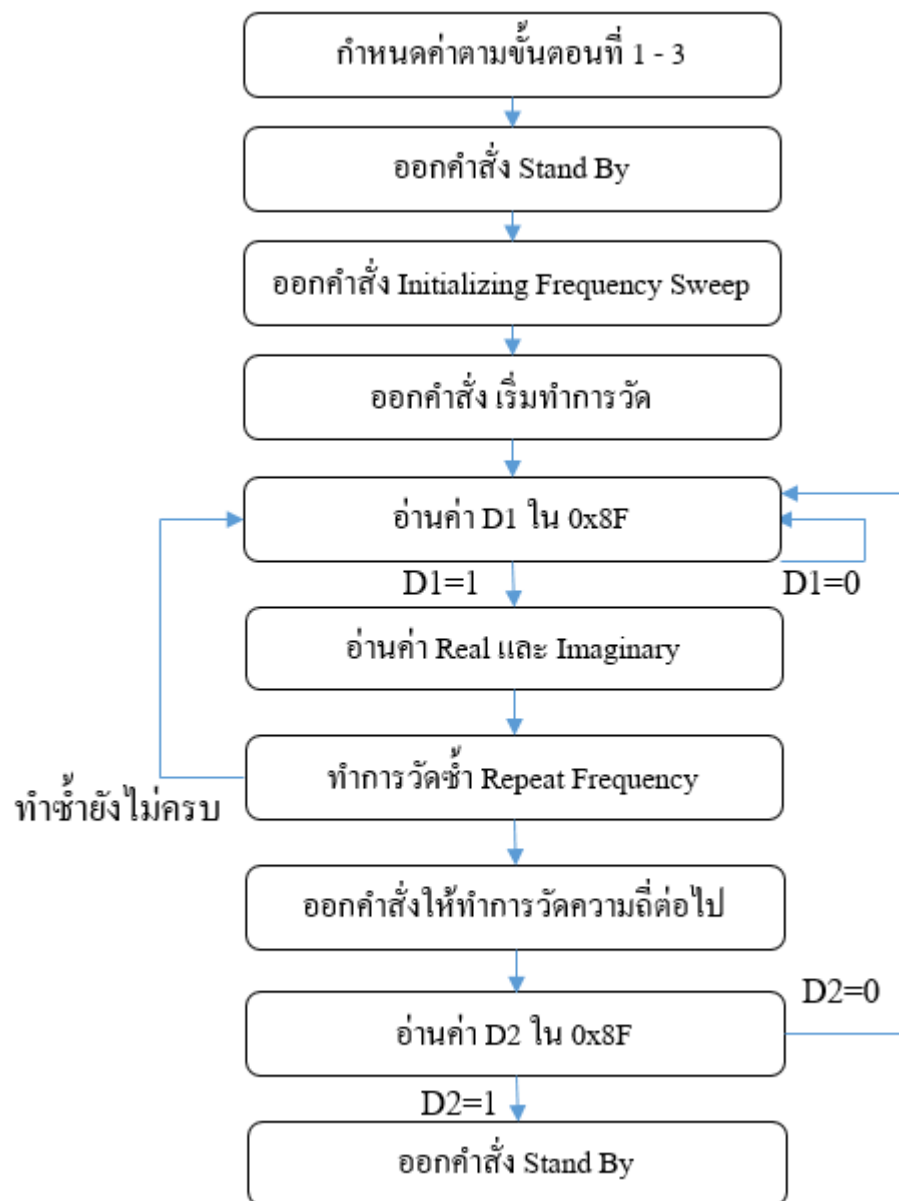
ข้อมูลจำนวนจริงและจำนวนจินตภาพ (Real and Imaginary Data) 0x94 , 0x95 , 0x96 , 0x97

รีจิสเตอร์ 0x94 และ 0x95 เป็นรีจิสเตอร์สำหรับเก็บจำนวนจริงของอิมพีแดนซ์ รีจิสเตอร์ 0x96 และ 0x97 เป็นรีจิสเตอร์สำหรับเก็บค่าของจำนวนจินตภาพของอิมพีแดนซ์ การอ่านค่ารีจิสเตอร์เหล่านี้จำเป็นต้องอ่านค่าสถานะที่บิต D1 ของรีจิสเตอร์ 0x8F ว่ามีค่าเป็น 1 หรือไม่ การอ่านค่าจาก รีจิสเตอร์เหล่านี้หาก D1 ของรีจิสเตอร์ 0x8F เป็น 0 จะทำให้ค่าที่อ่านได้มีความคลาดเคลื่อนเนื่องจากการวัดยังไม่เสร็จสมบูรณ์ ค่าที่อ่านได้จากรีจิสเตอร์เหล่านี้คือตัวเลขฐาน 2 ซึ่งอยู่ในรูปของ 2's complement การอ่านค่าเป็นเลขฐานสิบทำได้ดังนี้

- 1.หากตัวเลขในบิต D15 มีค่าเป็น 0 แปลงค่าเป็นเลขฐาน 10 ได้ทันที
- 2.หากตัวเลขในบิต D15 มีค่าเป็น 1 ให้กลับตัวเลขทั้งหมดจาก 0 เป็น 1 จากนั้น + 1 ทำการแปลงค่าเป็นเลขฐานสิบ โดยมีค่าเป็นติดลบ

ลำดับการทำงานของ ไอซี AD5933

- 1.ทำการกำหนด Clock ในรีจิสเตอร์ 0x81
- 2.ทำการกำหนด Output Voltage และ PGA gain ในรีจิสเตอร์ 0x80
- 3.กำหนด Start Frequency, Frequency Increment, Number of Increments, และ Number of Settle time cycles
- 4.ออกคำสั่ง Stand by ในรีจิสเตอร์ 0x80
- 5.ออกคำสั่ง Initializing frequency sweep ในรีจิสเตอร์ 0x80
- 6.ออกคำสั่ง Start Frequency sweep ในรีจิสเตอร์ 0x80
- 7.อ่านค่าในรีจิสเตอร์ 0x8F หากค่าในบิต D1 มีค่า เป็น 0 ให้อ่านค่าซ้ำจนกว่าจะได้ค่าในบิต D1 เป็น 1
- 8.อ่านค่าจากรีจิสเตอร์ 0x94 0x95 0x96 0x97 เพื่อนำไปคำนวณอิมพีแดนซ์
- 9.ทำการวัดซ้ำด้วยคำสั่ง Repeat Frequency ในรีจิสเตอร์ 0x80 เมื่อทำการอ่านซ้ำจนครบแล้วให้ทำตามขั้นตอนต่อไป
- 10.ออกคำสั่ง Increment Frequency ในรีจิสเตอร์ 0x80
- 11.อ่านค่าในรีจิสเตอร์ 0x8F ในบิต D2 หากมีค่าเป็น 0 ให้ทำการวัดต่อไปโดยกลับไปทำตามขั้นตอนที่ 7 จนกว่าจะอ่านค่า D2 ได้เป็น 1
- 12.ออกคำสั่ง Power Down ในรีจิสเตอร์ 0x80



รูปที่ 2 Flow Chart การทำงานของ ไอซี AD5933

2.5 ไมโครคอนโทรลเลอร์ PIC18F4553 (สมบูรณ์, 2547)

ไมโครคอนโทรลเลอร์ PIC18F4553 นั้นคือ Peripheral Interface Controller เป็นอุปกรณ์ที่มีระบบประมวลผลและอุปกรณ์ที่จำเป็นต่อการทำงานรวมอยู่ในชิปตัวเดียวกัน โดยในเบอร์ PIC18F4553 นั้นเป็นตัวอุปกรณ์ที่มีขนาดความจำ 8 Bit มีจำนวนขา 40 ขา รองรับการเชื่อมต่อกับคอมพิวเตอร์ผ่าน USB รองรับการเชื่อมต่อแบบ RS-232 UART USART SPI I²C และ MSSP มีความสามารถเป็น Analog To Digital Converter (ADC) โดยสามารถทำงานเป็น ADC ได้ 13 Channel

ในงานวิจัยมีการใช้การเชื่อมต่อแบบอนุกรม RS-232 กับระบบรับส่งสัญญาณไร้สายแบบบลูทูธ เพื่อเชื่อมต่อเข้ากับคอมพิวเตอร์ ใช้การเชื่อมต่อแบบ Inter-Integrated Circuit หรือ I²C เพื่อทำการส่งและอ่านข้อมูลจาก ไอซี AD5933 และยังใช้การเชื่อมต่อแบบ Serial Peripheral Interface หรือ SPI เพื่อทำการควบคุมดิจิตอลโพเทนชิโอมิเตอร์กรณีต้องการปรับเปลี่ยนค่าความต้านทานเพื่อให้อุปกรณ์วัดสามารถวัดค่าอิมพีแดนซ์ที่อยู่นอกเหนือจากช่วงที่อุปกรณ์สามารถวัดได้ตามปกติ

2.6 Bluetooth (ธนภุต, กษฎา, & ชัยวัฒน์, 2537)

เทคโนโลยีบลูทูธ เป็นเทคโนโลยีการสื่อสารแบบไร้สายระยะใกล้ ใช้คลื่นความถี่ในช่วง 2.4 – 2.483 GHz มีการทำงานเป็นเครือข่ายส่วนบุคคล โดยปกตินั้น บลูทูธ ได้มีการแบ่งออกเป็น 3 Class โดยใช้ระยะสูงสุดในการเชื่อมต่อเป็นตัวแบ่ง ได้แก่

1. Class 1 มีรัศมีสูงสุดอยู่ที่ 100 เมตร
2. Class 2 มีรัศมีสูงสุดอยู่ที่ 10 เมตร
3. Class 3 มีรัศมีสูงสุดอยู่ที่ 1 เมตร

การทำงานของ Bluetooth นั้นเป็นการทำงานแบบเครือข่ายเล็กๆ หรือ Piconet โดยมีอุปกรณ์ 1 ตัวทำหน้าที่เป็น Master ต่อเข้ากับ Slave ได้ 7 ตัวพร้อมกัน

บลูทูธนั้นมีข้อดีที่มีอัตราการใช้พลังงานที่ต่ำ สามารถใช้ร่วมกับไมโครคอนโทรลเลอร์ PIC18F4553 ได้โดยทำหน้าที่เป็นตัวส่งสัญญาณเพื่อรับส่งข้อมูลด้วย RS232 Protocol ระหว่างไมโครคอนโทรลเลอร์กับเครื่องคอมพิวเตอร์ หรือ ใช้ส่งข้อมูลระหว่างไมโครคอนโทรลเลอร์กับโทรศัพท์เคลื่อนที่ก็ได้

2.7 ผลงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

การคาดการณ์วงรอบการเป็นสัดและการกำหนดเวลาที่เหมาะสมที่สุดในการผสมเทียม โดยการติดตามค่าความต้านทานภายในช่องคลอดเพื่อเพิ่มประสิทธิภาพของการสืบพันธุ์ในสุกรอายุซึ่งเป็นสุกรพันธุ์ท้องถิ่นของเกาะโอกินาวา (Yamauchi et al., 2009)

สุกรพันธุ์ อากุ เป็นสุกรประจำท้องถิ่นของเกาะโอกินาวา ซึ่งจัดเป็นผลิตพันธุ์ประจำท้องถิ่นมีปัญหาในด้านของระบบสืบพันธุ์เนื่องจากการผสมพันธุ์เลือดชิดมาเป็นระยะเวลานานทำให้สุกรไม่แสดงอาการเป็นสัดออกมา หรือเป็นสัดเงียบ การใช้วิธีการตรวจสัดด้วยการสังเกตพฤติกรรมจึงไม่สามารถทำได้จึงจำเป็นต้องใช้วิธีการอื่นนอกจากการสังเกตพฤติกรรมในการตรวจสอบสถานะวงรอบการเป็นสัดโดยในที่นี้เลือกการใช้ค่าความต้านทานทางไฟฟ้าของช่องคลอด โดยในการวิจัยมีการใช้การวัดค่าความต้านทานภายในช่องคลอดร่วมการเจาะเลือดเพื่อตรวจระดับฮอร์โมนโดยเลือกตรวจ ฮอริโมน เอสโตรเจน ฮอริโมนโปรเจสเตอโรน และ ลูทีไนซิงฮอริโมน และมีการทดลองเปรียบเทียบการผสมเทียมด้วยการใช้ข้อมูลของการตรวจวงรอบการเป็นสัดแบบปกติกับการผสมเทียมด้วยการใช้ข้อมูลค่าความต้านทานของช่องคลอดในการตัดสินใจเลือกเวลาในการผสมเทียม ผลที่ได้คือ ค่าความต้านทานภายในช่องคลอดมีการเพิ่มขึ้นอย่างมีนัยยะสำคัญหลังจากเกิดการเพิ่มขึ้นของลูทีไนซิงฮอริโมน และการเลือกใช้ค่าความต้านทานภายในช่องคลอดเพื่อกำหนดเวลาในการผสมเทียมพบว่าการใช้ค่าความต้านทานภายในช่องคลอดมีอัตราส่วนการตั้งท้องที่ 40.6 เปอร์เซ็นต์ ในขณะที่วิธีการปกติมีการตั้งท้องที่ 20 เปอร์เซ็นต์

ความสัมพันธ์ระหว่างค่าความต้านทานของเยื่อเมือกภายในช่องคลอดกับระดับฮอริโมนในพลาสมาระหว่างช่วงการเป็นสัดของสุกร (Dusza et al., 1996)

ในปี 1996 Dusza และคณะ ได้ทำการทดลองเพื่อหาความสัมพันธ์ระหว่างการเปลี่ยนแปลงของค่าความต้านทานภายในช่องคลอดกับการเปลี่ยนแปลงของระดับฮอริโมนในพลาสมา โดยการใช้อุปกรณ์วัดความต้านทานสำเร็จรูปทำการวัดค่าความต้านทานภายในช่องคลอดร่วมกับการเก็บตัวอย่างเลือดเพื่อหาปริมาณฮอริโมน ลูทีไนซิงฮอริโมน โปรเจสเตอโรน เอสตราไดโอดอล แอนโดรสติไนไดโอน และ เทสโทนเตอโรน ผ่านวิธีการradioimmunoassay ผลออกมาคือ ค่าเฉลี่ยของความต้านทานภายในช่องคลอดนั้นมีค่าลดลงเมื่อสุกรเข้าสู่ระยะก่อนการตกไข่ และมีค่าเพิ่มสูงขึ้นเมื่อเกิดปรากฏการณ์ LH surge หรือการเพิ่มขึ้นของปริมาณลูทีไนซิงฮอริโมนอย่างรวดเร็ว ซึ่งจะให้เกิดการตกไข่ขึ้น

ผลกระทบจากจำนวนห้องของแม่สุกรต่อค่าอิมพีแดนซ์ภายในช่องคลอด(P. Řezáč, Kukla, & Pöschl, 2002)

Rezac และคณะได้ทำการทดลองเพื่อหาความแตกต่างของค่าอิมพีแดนซ์ภายในช่องคลอดของสุกรเมื่อสุกรอยู่ในสภาวะต่างห้องกัน หรือผ่านการตั้งห้องแตกต่างกันโดย มีการนำสุกรท้องที่ 1-6 มาทำการทดลองเพื่อหาค่าอิมพีแดนซ์ภายในช่องคลอดเพื่อหาความแตกต่างภายในสุกรที่เคยตั้งท้องมาแตกต่างกันพบว่าค่าอิมพีแดนซ์ภายในช่องคลอดแม้ว่าจะมีปริมาณแตกต่างกันแต่รูปแบบของการเปลี่ยนแปลงค่าอิมพีแดนซ์ภายในช่วงเวลาสุกรแสดงอาการเป็นสัดนั้นมีรูปแบบเหมือนกัน โดยมีการลดลงของค่าอิมพีแดนซ์เมื่อสุกรกำลังทำการหย่านมและเพิ่มขึ้นหลังจากสุกรแสดงอาการเป็นสัด

ผลจากตำแหน่งของหัววัดกับการเปลี่ยนแปลงของค่าอิมพีแดนซ์ภายในช่องคลอดระหว่างวงจรการเป็นสัดในสุกร (Petr Řezáč, Pöschl, & Křivánek, 2003)

Rezac และคณะทำการทดลอง เพื่อหาความสัมพันธ์ของตำแหน่งหัววัดอิมพีแดนซ์กับค่าอิมพีแดนซ์ที่วัดได้ โดยทำการวัดที่ระยะห่าง 8, 10, 12, 14, 16, และ 18 เซนติเมตรจากช่องคลอด โดยพบว่าค่าอิมพีแดนซ์ที่วัดได้มีความแตกต่างกันตามตำแหน่งหัววัดโดยเมื่อหัววัดโดยแสดงให้เห็นว่ายิ่ง Probe อยู่ลึกเข้าไปในช่องคลอดมากจะแสดงให้เห็นความแตกต่างของอิมพีแดนซ์ที่วัดได้ระหว่างช่วงเวลาปกติกับช่วงเวลาตกไข่มากขึ้นเช่นกัน

ความสัมพันธ์ของการเปลี่ยนแปลงค่าอิมพีแดนซ์ภายในช่องคลอดกับค่าอิมพีแดนซ์ของช่องคลอดส่วนนอกซึ่งมีการเปลี่ยนแปลงที่แตกต่างกันในระหว่างวงจรการเป็นสัดของสุกร (P. Řezáč & Olič, 2006)

นอกจากการวัดค่าอิมพีแดนซ์ภายในช่องคลอดสุกรแล้ว Rezac และคณะ ได้ทำการวัดการวัดค่าอิมพีแดนซ์ของช่องคลอดด้านนอกเพื่อนำมาใช้ในการตรวจระยะของวงจรการเป็นสัดอีกด้วย โดย Rezac ทำการทดลองวัดค่าอิมพีแดนซ์จากภายในช่องคลอดและช่องคลอดด้านนอกเพื่อนำค่ามาเปรียบเทียบกัน โดยใช้อุปกรณ์เฉพาะซึ่งออกแบบมาสำหรับการวัดอิมพีแดนซ์ในแต่ละตำแหน่ง โดยการวัดภายในช่องคลอดจะใช้อุปกรณ์ที่เป็นหัววัดแบบยาวเพื่อการสอดเข้าไปวัดและการวัดช่องคลอดด้านนอกนั้นใช้อุปกรณ์วัดที่มีหัวสั้นในการวัด ผลที่ได้คืออิมพีแดนซ์ที่วัดได้ในช่องคลอดนั้นมีค่าลดลงขณะที่สุกรเป็นสัดและเพิ่มขึ้นเมื่อมีการตกไข่ ส่วนอิมพีแดนซ์ภายนอกช่องคลอดสุกรนั้นมีค่าเพิ่มขึ้นเมื่อเป็นสัด และจะมีอัตราการเพิ่มขึ้นสูงตาม LH Surge จากนั้นจะลดลงหลังจากมีการตกไข่เรียบร้อยแล้ว

การใช้เทคนิคของค่าอิมพีแดนซ์ในช่องคลอดกับการสืบพันธุ์ของสัตว์เลี้ยงลูกด้วยนมเพศเมีย (P. Řezáč, 2008)

Rezac ได้ทำการสรุปการใช้งานค่าอิมพีแดนซ์ของช่องคลอดในงานของการสืบพันธุ์ โดยสังเกตจากการลดลงของค่าอิมพีแดนซ์ในช่วง follicular phase ของวงรอบการเป็นสัดโดยคาดว่าเป็นผลเนื่องมาจากฮอร์โมนเอสตราไดโอลมีปริมาณเพิ่มขึ้นในกระแสเลือดโดยเฉพาะในโค สุกร และในมนุษย์ แต่ไม่พบว่ามีเกี่ยวข้องระหว่างปริมาณของเอสตราไดโอลกับอิมพีแดนซ์ของแคะ นอกจากนี้มีการพบว่า การลดลงของฮอร์โมนโปรเจสเตอโรน มีผลกับค่าอิมพีแดนซ์ในช่องคลอดของโค แคะ กระบือ และสุกร สำหรับในแคะพบว่าการเพิ่มขึ้นของฮอร์โมนโปรเจสเตอโรนกับการสร้างคอปัสลูเทียม มีผลกับการเพิ่มขึ้นของค่าอิมพีแดนซ์ในช่องคลอด สำหรับในโคและสุกรพบว่าการเกิด LH Surge ส่งผลต่อการเพิ่มขึ้นของค่าอิมพีแดนซ์ในช่องคลอด

สำหรับในโคนั้น การทำการผสมเทียมทำเมื่อค่าอิมพีแดนซ์ลดลงไปอยู่ในจุดต่ำสุด โดยค่าอิมพีแดนซ์ที่มีค่าต่ำสุดนี้แสดงว่าใกล้ถึงเวลาตกไข่ในโคแล้วนั่นเอง นอกจากนี้แล้วยังพบว่าหลังการผสมไปแล้ว 19 ถึง 23 วัน ถ้ายังพบการลดลงของค่าอิมพีแดนซ์ จะยืนยันได้ว่าการผสมเทียมนั้นล้มเหลว ในมนุษย์พบว่าที่จุดต่ำสุดของค่าอิมพีแดนซ์เป็นจุดที่เริ่มเกิดปรากฏการณ์ LH Surge หากค่าอิมพีแดนซ์มีค่าเพิ่มขึ้นเรื่อยๆแสดงว่าเริ่มมีการตกไข่แล้ว

สำหรับสัตว์จำพวกสุนัขนั้นพบว่าค่าอิมพีแดนซ์ที่วัดได้ในช่วง follicular phase มีค่าสูงเพิ่มขึ้น และจะลดลงเมื่อค่าการเป็นสัดเข้าสู่ช่วงกลางของระยะ estrous โดยในสุนัขป่านั้นพบว่าเวลาที่เหมาะสมกับการผสมเทียมคือเวลาหลังเกิดการลดลงของค่าอิมพีแดนซ์

ปัจจัยที่ส่งผลต่อค่าอิมพีแดนซ์ในช่องคลอดนั้นเกิดขึ้นทั้งทางกายภาพของช่องคลอดและคุณสมบัติทางเคมีของช่องคลอด โดยมีตั้งแต่ การสัมผัสระหว่างผนังช่องคลอดกับหัวอิเล็กโทรด การบีบตัวของช่องคลอด ช่องว่างระหว่างหัวอิเล็กโทรดกับผนังช่องคลอด แรงกดที่ทำการสอดอิเล็กโทรด ตำแหน่งที่ทำการวัด นอกจากนี้ การเกิด endometriosis หรือการอักเสบของช่องคลอดนั้นทำให้ค่าอิมพีแดนซ์ที่วัดได้มีค่าต่ำอย่างต่อเนื่อง

การวัดค่าอิมพีแดนซ์ที่สมควรทำการวัดทุกวันเพื่อดูการเปลี่ยนแปลงของค่าอิมพีแดนซ์

บทที่ 3

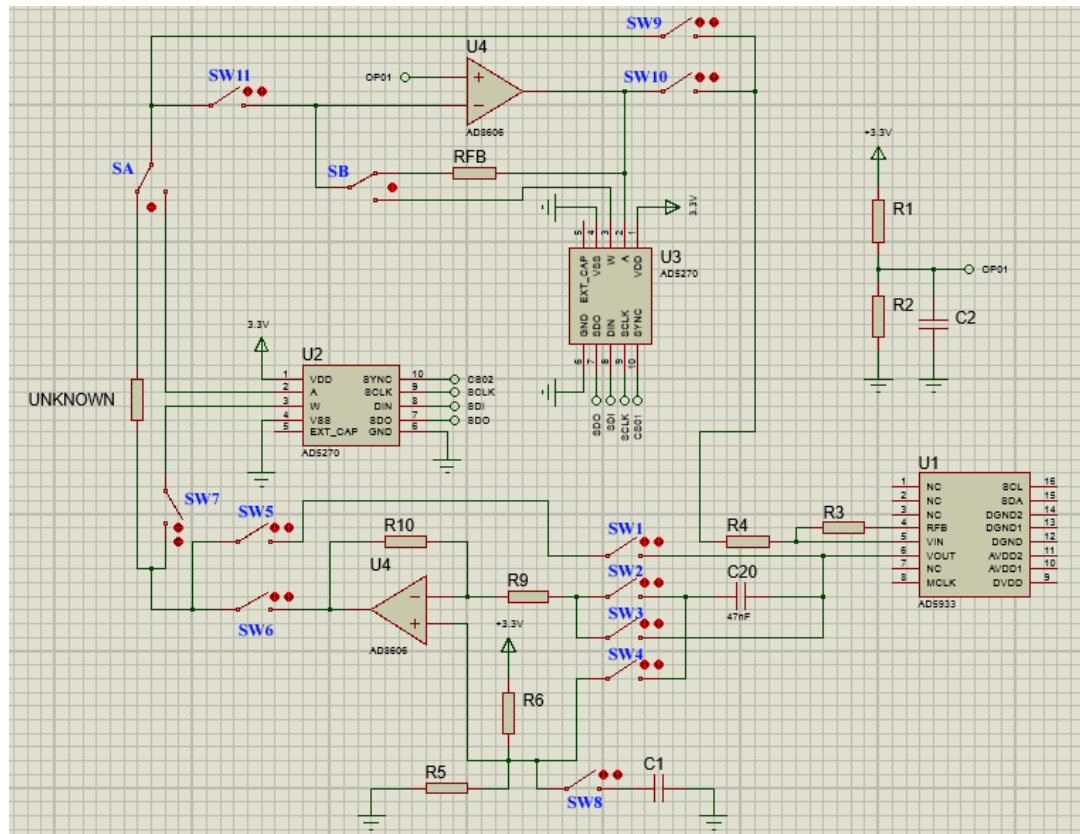
วัสดุและวิธีดำเนินงานวิจัย

3.1 หลักการออกแบบระบบวัดค่าอิมพีแดนซ์

ระบบวัดค่าอิมพีแดนซ์ที่จะทำการพัฒนาจะต้องมีสามารถทำงานผ่านระบบไร้สาย และสามารถวัดค่าได้อย่างอัตโนมัติตามคำสั่งของผู้ควบคุมระบบ มีการแสดงผลข้อมูลการวัดได้ทั้งในรูปแบบของตารางแสดงผลและในรูปแบบของแผนภูมิ ดังนั้นระบบวัดนี้จึงประกอบด้วยสองส่วนหลักคือ ส่วนของอุปกรณ์วัดเป็นฮาร์ดแวร์ และส่วนของระบบควบคุมการวัดและแสดงผลซึ่งเป็นซอฟต์แวร์ ตัวอุปกรณ์ที่ใช้ในการวัดนั้นจะประกอบไปด้วย หัวอิเล็กทรอนิกส์ แผงวงจรวัดค่าอิมพีแดนซ์ซึ่งมีไอซี AD5933 ทำหน้าที่เป็นหัวใจหลักในการทำงาน ส่วนแผงวงจรควบคุมการทำงานระบบวัดใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ PIC18F4553 ในการเชื่อมต่อรับส่งข้อมูลระหว่างไอซี AD5933 กับคอมพิวเตอร์ ผ่านทางตัวส่งสัญญาณไร้สายแบบบลูทูธ (Bluetooth) ในส่วนของซอฟต์แวร์ที่ทำการพัฒนาบนคอมพิวเตอร์จะเป็นโปรแกรมสำหรับควบคุมการทำงานของ ไอซี AD5933 ในการรับส่งข้อมูลพร้อมทั้งคำนวณ และแสดงผลข้อมูลที่ทำกรวัด

3.2 การออกแบบแผงวงจรวัดค่าอิมพีแดนซ์

ได้ออกแบบวงจรวัดค่าอิมพีแดนซ์ให้สามารถรองรับการวัดค่าอิมพีแดนซ์ในช่วง 60 ถึง 300 โอห์ม จึงมีการใช้ ตัวต้านทานป้อนกลับซึ่งมีค่า 39 โอห์ม และตัวต้านทานสำหรับปรับเทียบค่า 120 โอห์มโดยที่อ้างอิงจากการคำนวณสมการของตัวไอซี AD5933 และเพื่อการปรับเทียบค่าการวัดอิมพีแดนซ์มีความละเอียดและถูกต้องมากขึ้นจึงได้นำไอซีที่ทำหน้าที่เป็นดิจิตอลโพเทนชิโอมิเตอร์ (Digital Potentiometer) เบอร์ AD2570 ที่มีความละเอียดของการปรับค่าความต้านทานได้ 1024 ค่า หรือ เบอร์ AD5271 มาต่อเพิ่มในวงจร นอกจากนี้ยังได้ออกแบบให้สามารถเปลี่ยนแปลงรูปแบบการวัดให้หลากหลายยิ่งขึ้นโดยการเพิ่มวงจรขยายเชิงดำเนินการ (Operational Amplifier) เบอร์ AD8606 ซึ่งสามารถทำหน้าที่เป็นตัวขยายสัญญาณทั้งในรูปแบบของไฟฟ้ากระแสตรงและกระแสสลับ ที่ขยายได้ทั้งแบบกลับสัญญาณ และไม่กลับสัญญาณหรือจะต่อเป็นวงจรบัฟเฟอร์ (Buffer) ก็ได้ขึ้นอยู่กับค่าที่ตั้งค่าที่สวิตช์ SW1 ถึง SW11 ส่วน SA และ SB ใช้สำหรับเลือกโหมดการวัดหรือการปรับเทียบค่าอิมพีแดนซ์ ดังแสดงในรูปที่ 3 ซึ่งวงจรวัดอิมพีแดนซ์ที่พัฒนาขึ้นแสดงดังรูปที่ 4 การควบคุมการทำงานตลอดจนการรับส่งข้อมูลจะทำผ่านทางระบบ I²C บัสของวงจรวัดอิมพีแดนซ์และวงจรไมโครคอนโทรลเลอร์ ส่วนการนำข้อมูลไปแสดงและประมวลผลบนคอมพิวเตอร์จะอาศัยการทำงานผ่านบลูทูธ



รูปที่ 3 การทำงานของวงจรวัดค่าอิมพีแดนซ์ที่พัฒนาขึ้น

การออกแบบวงจรในลักษณะนี้ทำให้ผู้ใช้งานสามารถเลือกรูปแบบในการใช้งานได้ตามต้องการโดยอาศัยการสับสวิตช์ จากวงจรรูปที่ 3 จะเห็นว่ามีสวิตช์ทั้งหมด 13 ตัว ซึ่งสวิตช์ SW1 ถึง SW11 ใช้สำหรับจัดรูปแบบการวัดได้ทั้งหมด 4 รูปแบบ ส่วน SA และ SB ใช้สำหรับเลือกโหมดที่จะทำการวัดหรือทำการปรับเทียบค่าอิมพีแดนซ์

จัดรูปแบบการวัดค่าอิมพีแดนซ์

1. การวัดแบบ Direct ทำการวัดโดยส่งสัญญาณเข้าทำการวัดกับอิมพีแดนซ์โดยตรงไม่ผ่านการขยายสัญญาณของวงจรขยายเชิงดำเนินการโดยทำการเลือกปิดสวิตช์ SW1 SW5

2. การวัดแบบ AC Coupling ทำการวัดสัญญาณโดยสัญญาณจะผ่านตัวเก็บประจุก่อนทำให้สัญญาณที่เป็นไฟฟ้ากระแสตรงจะถูกกรองออกไปเหลือเพียงสัญญาณที่เป็นไฟฟ้ากระแสสลับเท่านั้น จากนั้นสัญญาณจะเข้าสู่วงจรขยายเชิงดำเนินการเพื่อทำการขยายสัญญาณแบบกลับสัญญาณ เลือกการวัดแบบนี้โดยสวิตช์ SW2 SW6 SW8

3. การวัดแบบ Direct Coupling เป็นการวัดโดยส่งสัญญาณโดยตรงเข้าไปทำการขยายแบบกลับสัญญาณโดยวงจรขยายเชิงดำเนินการเลือกการวัดแบบนี้โดยสวิตช์ SW3 SW6 SW8

4. การวัดแบบ AC Coupling ชนิด ไม่กลับสัญญาณ เป็นการส่งสัญญาณผ่านตัวเก็บประจุทำให้เกิดการกรองเอาไฟฟ้ากระแสตรงออกจากสัญญาณแล้วเข้าสู่สัญญาณเข้าไปที่ขั้วบวกของวงจรขยายเชิงดำเนินการ ส่งผลให้เกิดเป็นวงจรขยายแบบไม่กลับสัญญาณ และเนื่องจากมีการต่อ R10 กับออปแอมป์โดยที่ R9 นั้นเชื่อมต่อกับสวิตช์ที่มีลักษณะเปิด วงจรตัวนี้จึงทำหน้าที่เป็นบัฟเฟอร์ในการจ่ายสัญญาณอีกด้วย เลือกการวัดแบบนี้โดยการสับสวิตช์ SW4

5. การเลือกใช้ AD5270 เป็น ตัวต้านทานสำหรับปรับเทียบค่าทำได้โดยการสับสวิตช์ SW7 และ เลือกสับสวิตช์ขา 4 ของสวิตช์ SA

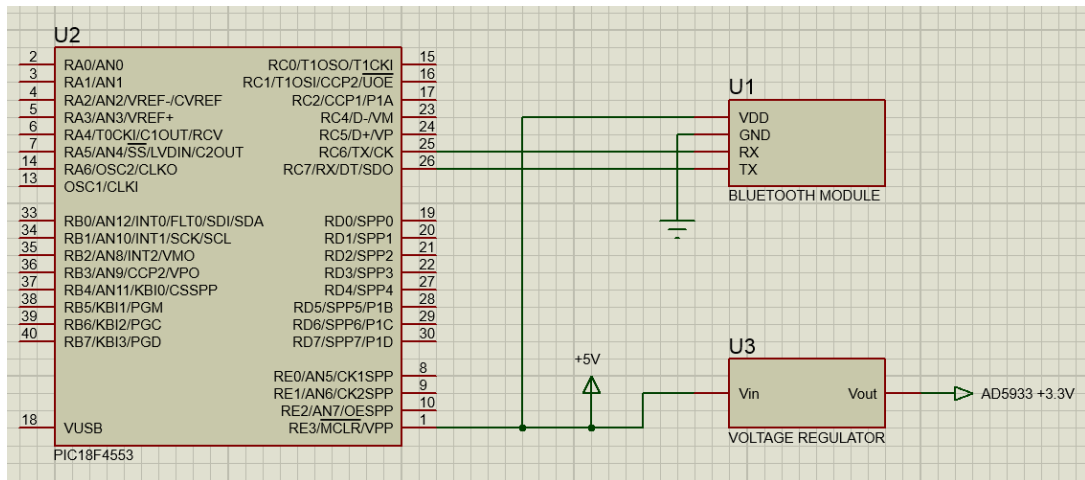
6. สามารถเลือกให้สัญญาณที่ผ่านสิ่งที่ทำการวัดกลับเข้า ไอซี AD5933 เพื่อทำการวัดโดยตรงด้วยการเลือกสับสวิตช์ SW9

7. สามารถเลือกให้สัญญาณที่ผ่านสิ่งที่ทำการวัดนั้นเข้าสู่วงจรขยายเชิงดำเนินการเพื่อทำการขยายสัญญาณแบบกลับสัญญาณ ก่อนที่สัญญาณจะถูกวัดโดย ไอซี AD5933 โดยทำการสับสวิตช์ SW10 และ SW11

8. หากมีการใช้วงจรขยายเชิงดำเนินการตัวที่สองในการขยายสัญญาณ สามารถเลือกตัวต้านทานป้อนกลับสำหรับใช้ในการขยายสัญญาณได้โดยเลือกระหว่าง ตัวต้านทานขนาด 39 โอห์ม กับ ตัวต้านทานแบบปรับค่าได้ AD5270 โดยการเลือกใช้ ตัวต้านทานขนาด 39 โอห์ม ให้เลือกสับสวิตช์ขา 8 ของสวิตช์ SB หากเลือกใช้ตัวต้านทานปรับค่าได้ให้เลือกสับสวิตช์ของขา 7 ของสวิตช์ SB

3.3 การออกแบบวงจรไมโครคอนโทรลเลอร์

ในการออกแบบวงจรควบคุมการทำงานและการรับส่งข้อมูลของงานครั้งนี้ ได้เลือกใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์เบอร์ PIC18F4553 ซึ่งนิยมใช้อย่างแพร่หลายง่ายต่อการเขียนโปรแกรม อีกทั้งมีจำนวนขาสำหรับต่อใช้งานกับอุปกรณ์ภายนอก 44 ขา การนำไปใช้สำหรับการรับส่งสัญญาณผ่านระบบไร้สายบลูทูธจะอาศัยรูปแบบของสัญญาณเป็นแบบอนุกรม RS232 จำนวน 2 ขา และใช้ในการรับส่งสัญญาณแบบ I²C บัสเพื่อสื่อสารกับ ไอซี AD5933 จำนวน 2 ขา และส่งสัญญาณแบบ SPI เพื่อทำการสั่งงาน AD5270 จำนวน 5 ขา ทำให้มีจำนวนขาเหลืออีกมากสามารถพัฒนาต่อยอดเพื่อนำขาที่เหลือเหล่านี้ไปใช้ประโยชน์ได้อีกในอนาคต วงจรที่พัฒนาขึ้นนี้ถูกออกแบบให้ใช้กำลังไฟฟ้าจากแหล่งจ่ายไฟฟ้าชนิด Power Bank ที่มีการจ่ายไฟเป็นแรงดันไฟฟ้า 5 V จากนั้นจึงส่งต่อแรงดันไฟฟ้านี้ไปยังวงจรรักษาระดับแรงดันไฟฟ้า (Voltage regulator) เพื่อเปลี่ยนแรงดันไฟฟ้าจาก 5 V เป็น 3.3 V โดยมีวงจรแสดงดังรูปที่ 4 ซึ่งวงจรไมโครคอนโทรลเลอร์ที่ได้พัฒนาขึ้นใช้งานแสดงดังรูปที่ 5 ส่วนรูปที่ 6 เป็นบอร์ดบลูทูธที่นำมาใช้ในการรับส่งข้อมูลกับคอมพิวเตอร์



รูปที่ 4 PIC18F4553 ซึ่งต่อเข้ากับโมดูลส่งสัญญาณบลูทูธ

3.4 การออกแบบหัวอิเล็กโทรด

หัวอิเล็กโทรดวัดอิมพีแดนซ์ของเหลว ทำขึ้นมาใช้แท่งเทฟลอน (Teflon) มากถึงเป็นตัวยึดแผ่นอิเล็กโทรดที่ทำจากแผ่นสแตนเลสที่มีความหนา 0.5 มิลลิเมตร สองแผ่นประกบอยู่บนแท่งเทฟลอน ซึ่งมีระยะห่างระหว่างแผ่นสแตนเลส 5 มิลลิเมตรทำหน้าที่แทนหัวอิเล็กโทรด ดังแสดงในรูปที่ 5



รูปที่ 5 หัวหัวอิเล็กโทรดที่ทำการพัฒนาขึ้น

3.5 การออกแบบโปรแกรมสำหรับไมโครคอนโทรลเลอร์ PIC18F4553

โปรแกรมสำหรับกำหนดการทำงานของไมโครคอนโทรลเลอร์นั้นถูกเขียนโดยใช้ภาษา Basic ผ่านโปรแกรม Proton Basic Compiler โดยโปรแกรมถูกออกแบบและเขียนออกมาให้ไมโครคอนโทรลเลอร์มีหน้าที่หลักสองประการ คือ หนึ่งทำหน้าที่เป็นตัวรับคำสั่งจากคอมพิวเตอร์ จากนั้นส่งคำสั่งไปควบคุมการทำงานของ ไอซี AD5933 และ หน้าที่อีกประการหนึ่งคือการรับคำสั่งให้อ่านค่าจำนวนจริงและจำนวนจินตภาพของอิมพีแดนซ์ที่ถูกเก็บอยู่ในรีจิสเตอร์ของ ไอซี AD5933 ส่วนสำคัญของโปรแกรมที่มีการเขียนลงไปในไมโครคอนโทรลเลอร์มีดังนี้

```
Declare Hserial_Baud = 9600
```

```
Declare Hserial_RCSTA = %10010000
```

```
Declare Hserial_TXSTA = %00100100
```

โปรแกรมนี้เป็นการประกาศให้ไมโครคอนโทรลเลอร์ใช้การสื่อสารแบบ Serial โดยมี baud rate ที่ 9600

```
Symbol SCK = PORTD.0
```

```
Symbol SI = PORTD.1
```

```
Symbol SO = PORTD.2
```

```
Symbol CS01 = PORTD.3
```

```
Symbol CS02 = PORTD.4
```

```
Output CS01
```

```
Output CS02
```

โปรแกรมนี้เป็นการประกาศการใช้ขาที่ D0 ถึง D4 ของไมโครคอนโทรลเลอร์ให้ทำหน้าที่เกี่ยวกับการเชื่อมต่อแบบ SPI

```
Declare SDA_Pin PORTB.0
```

```
Declare SCL_Pin PORTB.1
```

โปรแกรมนี้เป็นการประกาศให้ใช้ขาพอร์ต B0 และ B1 ของไมโครคอนโทรลเลอร์ให้ทำหน้าที่เป็นขา SDA และ SCL ของการเชื่อมต่อแบบ I²C Bus

```

Dim PCToPIC As String *250
Dim Command As String *10
Dim ReadData As Byte
Dim Addr As String *2
Dim HEXAddr As Byte
Dim AddV As String *2
Dim HEXAddV As Byte
Dim AddPoT As String *5
Dim AddPTS As Byte

```

โปรแกรมดังกล่าวเป็นโปรแกรมที่ประกาศว่าตัวแปรต่างๆ ที่กำหนดขึ้นนั้นเป็นตัวแปรที่มีการเก็บข้อมูลชนิดใด

```

CS01=1
CS02=1
MAIN:
PCToPIC = ""
Command = ""
ReadData = 0
Addr = ""
HEXAddr = 0
AddV = ""
HEXAddV = 0
AddPoT = ""
AddPTS = 0
HRSIn Wait("DINP"), PCToPIC
Command = Left$(PCToPIC,2)
Addr = Mid$(PCToPIC ,3,2)
AddV = Right$(PCToPIC ,2)
AddPoT = Right$(PCToPIC ,4)
HEXAddr = Val(Addr,Hex)
HEXAddV = Val(AddV,Hex)

```



If Command = "WI" Then

BStart

BusOut \$1A , HEXAddr ,[HEXAddV]

BStop

DelayMS 1

GoTo MAIN

Else If Command = "RI" Then

BStart

BusIn \$1B , HEXAddr , [ReadData]

BStop

HRSOut Hex2 HEXAddr , Hex2 ReadData

DelayMS 1

GoTo MAIN

Else If Command = "PF" Then

AddPTS = Val(AddPoT,Dec)

CS01=0

SHOut SI, SCK, MsbFirst, [\$1C03]

CS01=1

DelayMS 1

CS01=0

SHOut SI, SCK, MsbFirst, [AddPTS]

CS01=1

DelayMS 1

GoTo MAIN

Else If Command = "PC" Then

AddPTS = Val(AddPoT,Dec)

CS02=0

SHOut SI, SCK, MsbFirst, [\$1C03]

CS02=1

DelayMS 1

CS02=0

SHOut SI, SCK, MsbFirst, [AddPTS]

CS02=1

DelayMS 1

GoTo MAIN

EndIf

GoTo MAIN

โปรแกรมนี้เป็นโปรแกรมการทำงานหลัก เริ่มต้นด้วยการใส่ค่าตัวแปรทั้งหมดที่ประกาศให้ไม่มีค่าอยู่ในตัวแปรจากนั้นไมโครคอนโทรลเลอร์จะทำการรอชุดคำสั่งซึ่งเป็นรหัสจากคอมพิวเตอร์ที่เข้ามาทางการสื่อสารแบบอนุกรม โดยชุดคำสั่งจะประกอบด้วยรหัสสามส่วนซึ่งมีขนาดทั้งหมด 10 ตัวอักษร คือ “DINPCCXXYY”

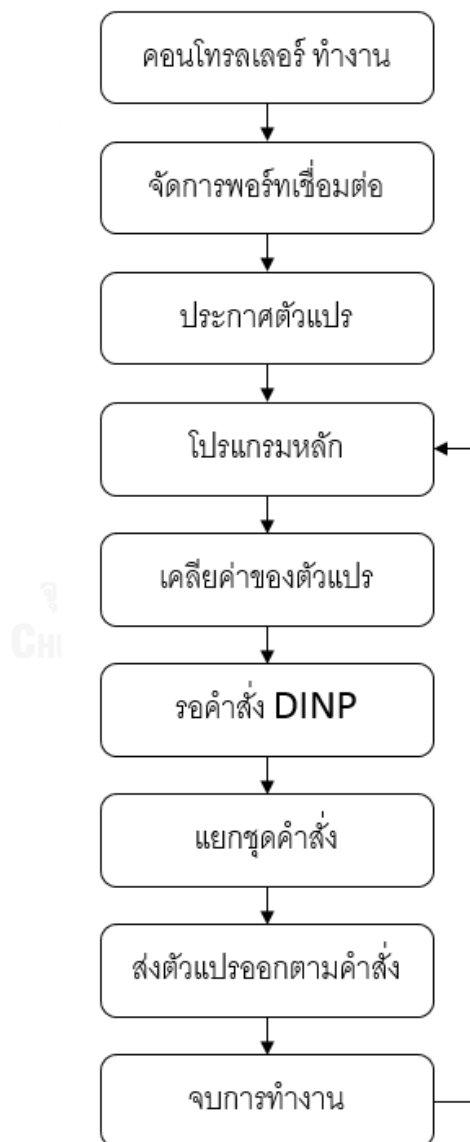
รหัสส่วนแรกเป็นรหัสสำหรับออกคำสั่งให้ไมโครคอนโทรลเลอร์แยกแยะสัญญาณที่รับมาว่าเป็นชุดคำสั่งหรือไม่ โดยตรวจสอบจากรหัสที่เข้าว่าตรงกับรหัสที่ถูกกำหนดไว้หรือไม่ โดยในที่นี้ถูกกำหนดให้รหัสหน้าสำหรับกำหนดชุดคำสั่งคือ “DINP” ในโปรแกรมนั้นคือโปรแกรมในบรรทัดนี้ HRSIn Wait(“DINP”), PCToPIC ในบรรทัดนี้มีความหมายว่า หากมีข้อมูลเข้ามาโดยมีตัวอักษรว่า DINP ถูกต้องครบถ้วน ให้นำข้อมูลที่ได้รับเข้ามาหลังจาก “DINP” ไปใส่ไว้ในตัวแปร PCToPIC

รหัสส่วนที่สองมีขนาดสองตัวอักษรซึ่งจะระบุถึงการทำงานของไมโครคอนโทรลเลอร์มีขนาดสองตัวอักษร ซึ่งเป็นสองตัวอักษรแรกที่อยู่หลังชุดคำสั่ง “DINP” หรือ “CC” โดยจะถูกเก็บไว้ในตัวแปร Command จากโปรแกรม Command = Left\$(PCToPIC,2) รหัสในส่วนนี้จะมียู่ด้วยกัน 4 รูปแบบคือ WI , RI , PF , PC ซึ่งจะทำหน้าที่เป็นตัวกำหนดฟังก์ชันควบคุม ไอซี AD5933 และไอซี AD5270 อีก 2 ตัว โดยในรหัส WI จะเป็นการเขียนคำสั่งลงไปบน ไอซี AD5933 รหัส RI เป็นการสั่งการให้อ่านรีจิสเตอร์ที่กำหนดบน ไอซี AD5933 รหัส PF และ PC เป็นการกำหนดค่าของ ดิจิตอลโพเทนชิโอมิเตอร์ของตัวต้านทานป้อนกลับและตัวต้านทานสำหรับปรับเทียบค่าตามลำดับ

รหัสส่วนที่สามจะมีความยาวสี่ตัวอักษรหรือ “XXYY” และมีรูปแบบคำสั่งสองรูปแบบ ขึ้นอยู่กับว่ารหัสส่วนที่สองนั้นเป็นรหัสชนิดใด หากเป็นรหัสสำหรับการจัดการ ไอซี AD5933 รหัสส่วน “XX” จะเป็นการกำหนดรีจิสเตอร์ที่สนใจและรหัส “YY” จะเป็นรหัสสำหรับเขียนลงไปบนรีจิสเตอร์ หากรหัสเป็นรหัสสำหรับการจัดการไอซี AD5270 รหัสทั้งสี่ตัวหรือ “XXYY” จะเป็นตัวเลขฐานสิบซึ่งมีค่าอยู่ในระหว่าง 0 ถึง 1023 ซึ่งรหัสดังกล่าวจะถูกบรรจุในตัวแปรด้วยโปรแกรมต่อไปนี้

Addr = Mid\$(PCToPIC ,3 ,2) และ AddV = Right\$(PCToPIC ,2) และ AddPoT = Right\$(PCToPIC ,4)

โปรแกรมทั้งหมดจะถูกเขียนขึ้นโดยให้มีการทำงานเป็นวงรอบ การเริ่มโปรแกรมหดงที่กล่าวมาแล้วเริ่มจากการประกาศให้ตัวแปรทุกตัวนั้นไม่มีค่าอยู่ในตัวแปร จากนั้นโปรแกรมจะทำการรอชุดคำสั่งทั้งสิบตัว โดยเริ่มจากการรอรหัส DINP เมื่อมีข้อมูลที่มีรหัส DINP เข้ามาแล้วจะทำการบันทึกข้อมูลตัวที่เหลือนลงในตัวแปร PCToPIC จากนั้นข้อมูลในตัวแปร PCToPIC จะถูกดึงออกมาเพื่อกำหนดทิศทางของการทำงาน เมื่อการทำงานจบลง โปรแกรมได้มีคำสั่งให้ไมโครคอนโทรลเลอร์กลับไปทำการเคลียข้อมูลภายในตัวแปรทั้งหมดออกจกานั้นจึงกลับไปรอคำสั่ง DINP

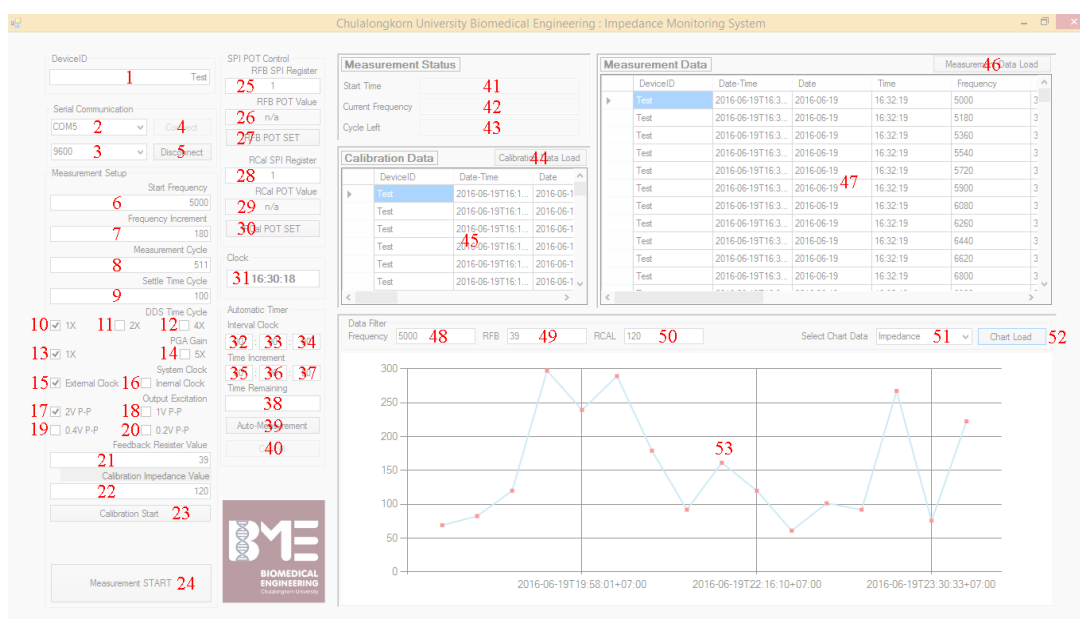


รูปที่ 6 การทำงานของไมโครคอนโทรลเลอร์

3.6 โปรแกรมควบคุมการ อ่านค่า และแสดงผล ในคอมพิวเตอร์

คอมพิวเตอร์และโปรแกรมคอมพิวเตอร์เป็นระบบหลักที่ใช้ในการควบคุมการทำงานและการติดตามผลการทำงานของอุปกรณ์วัด โดยซอฟต์แวร์ที่ได้รับการพัฒนาขึ้นนี้ถูกพัฒนาบน Visual Studio โดยใช้ภาษา Basic เป็นภาษาที่ใช้ในการเขียนซอฟต์แวร์ โดยซอฟต์แวร์ตัวนี้ถูกออกแบบมาให้ใช้กับคอมพิวเตอร์หรือแท็บเล็ตที่ใช้ระบบปฏิบัติการ Windows 8.1 โดยมีขนาดหน้าจอไม่ต่ำกว่า 1280 x 720 พิกเซล ตัวอุปกรณ์จะต้องมีตัวรับส่งสัญญาณบลูทูธติดตั้งด้วย

ตัวซอฟต์แวร์มีองค์ประกอบดังนี้



รูปที่ 7 หน้าจออินเตอร์เฟสของโปรแกรม

ตารางที่ 9 องค์ประกอบของโปรแกรม

ID	คำอธิบาย	ชื่อรหัสใน
		Visual Studio
1	กล่องข้อความสำหรับใส่ รหัสอุปกรณ์ หรือ รหัสของตัวสัตว์	DeviceIDTB
2	กล่องตัวเลือก Port ที่ทำการเชื่อมต่อกับ Bluetooth	ComPortCB
3	กล่องตัวเลือก Baud rate สำหรับทำการเชื่อมต่อกับ Bluetooth	BRateBox
4	ปุ่มสำหรับเริ่มการเชื่อมต่อกับอุปกรณ์ Bluetooth	ConnectButton
5	ปุ่มสำหรับตัดการเชื่อมต่อกับอุปกรณ์ Bluetooth	DisconButton
6	กล่องสำหรับใส่ค่า Start Frequency	StartFTBox

7	กล่องสำหรับใส่ค่า Frequency Increment	FrequencyITBox
8	กล่องสำหรับใส่ค่า Number of Increment	MCycleTBox
9	กล่องสำหรับใส่ค่า Number of Settle Time Cycles	SetTCTB
10	กล่องสำหรับเลือก DDS Time cycle 1X	DDSCheckBox1
11	กล่องสำหรับเลือก DDS Time cycle 2X	DDSCheckBox2
12	กล่องสำหรับเลือก DDS Time cycle 4X	DDSCheckBox4
13	กล่องสำหรับเลือก PGA Gain 1X	PGAGain1XCB
14	กล่องสำหรับเลือก PGA Gain 5X	PGAGain5XCB
15	กล่องสำหรับเลือก External Clock	ExtClcokCB
16	กล่องสำหรับเลือก Internal Clock	IntClcokCB
17	กล่องสำหรับเลือก Output Excitation 2V P-P	VR1CB
18	กล่องสำหรับเลือก Output Excitation 1V P-P	VR2CB
19	กล่องสำหรับเลือก Output Excitation 0.4V P-P	VR3CB
20	กล่องสำหรับเลือก Output Excitation 0.2V P-P	VR4CB
21	กล่องข้อความสำหรับใส่ค่าตัวต้านทานป้อนกลับ	RFBValue
22	กล่องข้อความสำหรับใส่ค่าตัวต้านทานปรับเทียบมาตรฐาน	RCALBox
23	ปุ่มสำหรับเริ่มโปรแกรมการปรับเทียบค่ามาตรฐาน	CalMeaButton
24	ปุ่มสำหรับเริ่มโปรแกรมการวัดอิมพีแดนซ์	MeasurementBut
25	กล่องข้อความสำหรับกำหนดค่าของ AD5270 ที่ทำหน้าที่ตัวต้านทานป้อนกลับ	RFBSPISSETTB
26	กล่องข้อความสำหรับแสดงค่า AD5270 ที่ทำหน้าที่ตัวต้านทานป้อนกลับ	RFBSPIVALTB
27	ปุ่มสำหรับการโปรแกรมค่า AD5270 ที่ทำหน้าที่ตัวต้านทานป้อนกลับ	RFBSPIBUT
28	กล่องข้อความสำหรับกำหนดค่าของ AD5270 ที่ทำหน้าที่ตัวต้านทานปรับเทียบมาตรฐาน	RCALSPISSETTB
29	กล่องข้อความสำหรับแสดงค่า AD5270 ที่ทำหน้าที่ตัวต้านทานปรับเทียบมาตรฐาน	RCALSPIVALTB
30	ปุ่มสำหรับการโปรแกรมค่า AD5270 ที่ทำหน้าที่เป็นตัวต้านทานปรับเทียบมาตรฐาน	RCALSPIBUT

31	กล่องข้อความสำหรับแสดงเวลา ณ ปัจจุบัน	ClockTB
32	กล่องข้อความสำหรับกำหนดเวลาสำหรับเริ่มการวัดอัตโนมัติในหน่วยชั่วโมง	ICHRTB
33	กล่องข้อความสำหรับกำหนดเวลาสำหรับเริ่มการวัดอัตโนมัติในหน่วยนาที	ICMINTB
34	กล่องข้อความสำหรับกำหนดเวลาสำหรับเริ่มการวัดอัตโนมัติในหน่วยวินาที	ICSSTB
35	กล่องข้อความสำหรับกำหนดเวลาสำหรับการวัดอัตโนมัติในรอบต่อไปเป็นชั่วโมง	TIHRTB
36	กล่องข้อความสำหรับกำหนดเวลาสำหรับการวัดอัตโนมัติในรอบต่อไปเป็นนาที	TIMINTB
37	กล่องข้อความสำหรับกำหนดเวลาสำหรับการวัดอัตโนมัติในรอบต่อไปเป็นวินาที	TISSTB
38	กล่องข้อความใช้แสดงเวลานับถอยหลังสำหรับการวัดครั้งต่อไปในหน่วยวินาที	TimeRemainTB
39	ปุ่มสำหรับเริ่มโปรแกรมการวัดอัตโนมัติ	AutoMEAB
40	ปุ่มสำหรับยกเลิกโปรแกรมการวัดอัตโนมัติ	AUTOMEACANB
41	กล่องข้อความสำหรับแสดงเวลาเริ่มต้นที่ทำการวัดในรอบนี้	DTNTB
42	กล่องข้อความสำหรับแสดงความถี่ในการวัด ณ ปัจจุบัน	CurrentFreqTB
43	กล่องข้อความสำหรับแสดงจำนวนรอบที่เหลือในการวัด ณ ปัจจุบัน	CurrentCycleTB
44	ปุ่มสำหรับแสดงผลการเปรียบเทียบค่ามาตรฐาน ในรูปตาราง	CaliDataLoad
45	ตารางแสดงผลการเปรียบเทียบค่ามาตรฐาน	CaliDGV
46	ปุ่มสำหรับแสดงผลการวัดอิมพีแดนซ์ ในรูปตาราง	MeaTabBut
47	ตารางแสดงผลการวัดอิมพีแดนซ์	MeasurementDGV
48	กล่องข้อความสำหรับการค้นหาความถี่ที่ต้องการในการแสดงผล	FrequencyFTB
49	กล่องข้อความสำหรับการค้นหา ตัวต้านทานป้อนกลับ สำหรับการกรองข้อมูล	RFBFilterTB
50	กล่องข้อความสำหรับการค้นหาตัวต้านทานปรับเทียบมาตรฐาน สำหรับการกรองข้อมูล	RCALFilterTB

51	กล่องตัวเลือกสำหรับเลือกสิ่งที่ต้องการแสดงผลในแผนภูมิ	ChartSelectCB
52	ปุ่มสำหรับแสดงผลที่ต้องการในแผนภูมิ	ChartLoadBut
53	แผนภูมิแสดงข้อมูลที่ทำกรเลือกผ่านตัวกรองข้อมูล	MeasurementChart

ระบบการทำงาน โปรแกรมควบคุม อ่านค่า และแสดงผล ประกอบด้วยการทำงาน 10 ฟังก์ชันหลัก ดังต่อไปนี้

1.ส่วนเชื่อมต่อด้วย Serial Port ในฟังก์ชันการทำงานส่วนเชื่อมต่อนี้เป็นฟังก์ชันที่จะถูกใช้งานเป็นฟังก์ชันแรก เนื่องจาก ระบบการวัดทั้งหมดถูกล็อคไว้หากไม่มีการเชื่อมต่อกับอุปกรณ์วัดแล้ว จะไม่สามารถใช้งาน ฟังก์ชันนี้ประกอบด้วยองค์ประกอบ กล่องตัวเลือกสำหรับเลือก Port กล่องตัวเลือกสำหรับเลือก Baud rate ปุ่มสำหรับเริ่มการเชื่อมต่อ ปุ่มสำหรับตัดการเชื่อมต่อ โดยการ ทำงานนี้จะต้องทำการเลือก Port และ Baud rate ก่อน จากนั้นจึงกดปุ่มสำหรับทำการเชื่อมต่อ หากทำการเชื่อมต่อสำเร็จ ปุ่มเชื่อมต่อจะใช้งานได้ และ ปุ่มตัดการเชื่อมต่อ ปุ่มสำหรับเริ่มโปรแกรม การปรับเทียบค่ามาตรฐานปุ่มสำหรับเริ่มโปรแกรมการวัดอัตโนมัติ ปุ่มสำหรับการโปรแกรมค่า AD5270 ทั้งสองปุ่ม และ ปุ่มสำหรับเริ่มโปรแกรมการวัดอัตโนมัติ จะสามารถใช้งานได้

2.ส่วนสั่งการกำหนดค่ารีจิสเตอร์ของ ไอซี AD5933 และการสั่งการในการวัด ส่วนสั่งการนี้ ประกอบด้วยส่วนสำคัญสำหรับทำการวัดโดยการใส่ค่าและการเลือกกล่องตัวเลือกต่างๆ โดยมี องค์ประกอบดังนี้ กล่องสำหรับใส่ค่า Start Frequency ,กล่องสำหรับใส่ค่า Frequency Increment ,กล่องสำหรับใส่ค่า Number of Increment ,กล่องสำหรับใส่ค่า Number of Settle Time Cycles, กล่องสำหรับเลือก DDS Time cycle 1X, กล่องสำหรับเลือก DDS Time cycle 2X, กล่องสำหรับเลือก DDS Time cycle 4X, กล่องสำหรับเลือก PGA Gain 1X, กล่องสำหรับเลือก PGA Gain 5X, กล่องสำหรับเลือก External Clock, กล่องสำหรับเลือก Internal Clock, กล่องสำหรับเลือก Output Excitation 2V P-P, กล่องสำหรับเลือก Output Excitation 1V P-P, กล่องสำหรับเลือก Output Excitation 0.4V P-P, กล่องสำหรับเลือก Output Excitation 0.2V P-P,กล่องข้อความสำหรับใส่ค่า ตัวต้านทานป้อนกลับ, กล่องข้อความสำหรับใส่ค่าตัวต้านทานปรับเทียบมาตรฐาน

3.ส่วนสั่งการกำหนดค่าของ AD5270 ประกอบด้วย กล่องข้อความสำหรับกำหนดค่าของ AD5270 ที่ทำหน้าที่ ตัวต้านทานป้อนกลับ, กล่องข้อความสำหรับแสดงค่า AD5270 ที่ทำหน้าที่ ตัวต้านทานป้อนกลับ, ปุ่มสำหรับการโปรแกรมค่า AD5270 ที่ทำหน้าที่ ตัวต้านทานป้อนกลับ, กล่องข้อความสำหรับกำหนดค่าของ AD5270 ที่ทำหน้าที่ตัวต้านทานปรับเทียบมาตรฐาน, กล่องข้อความสำหรับแสดงค่า AD5270 ที่ทำหน้าที่ตัวต้านทานปรับเทียบมาตรฐาน, ปุ่มสำหรับการโปรแกรมค่า AD5270 ที่ทำหน้าที่เป็นตัวต้านทานปรับเทียบมาตรฐาน การทำงานเริ่มจากการใส่ค่าสำหรับปรับแต่ง

AD5270 ลงไปในกล่องข้อความ จากนั้นทำการกดปุ่ม โปรแกรมจะทำการส่งค่าในการปรับแต่งไปยัง AD5270 ผ่าน PIC18F4553 ค่าที่ได้เลือกในการปรับแต่งจะแสดงอยู่ที่กล่องข้อความสำหรับแสดงค่า

4. ส่วนสั่งการสำหรับการทำการวัดอัตโนมัติ ประกอบด้วย กล่องข้อความสำหรับแสดงเวลา ณ ปัจจุบัน, กล่องข้อความสำหรับกำหนดเวลาสำหรับเริ่มการวัดอัตโนมัติในหน่วยชั่วโมง, กล่องข้อความสำหรับกำหนดเวลาสำหรับเริ่มการวัดอัตโนมัติในหน่วยนาที, กล่องข้อความสำหรับกำหนดเวลาสำหรับเริ่มการวัดอัตโนมัติในหน่วยวินาที, กล่องข้อความสำหรับกำหนดเวลาสำหรับการวัดอัตโนมัติในรอบต่อไปเป็นชั่วโมง, กล่องข้อความสำหรับกำหนดเวลาสำหรับการวัดอัตโนมัติในรอบต่อไปเป็นนาที, กล่องข้อความสำหรับกำหนดเวลาสำหรับการวัดอัตโนมัติในรอบต่อไปเป็นวินาที, กล่องข้อความใช้แสดงเวลานับถอยหลังสำหรับการวัดครั้งต่อไปในหน่วยวินาที, ปุ่มสำหรับเริ่มโปรแกรมการวัดอัตโนมัติ, ปุ่มสำหรับยกเลิกโปรแกรมการวัดอัตโนมัติ การใช้งานสามารถใช้งานได้โดยการกำหนดเวลาลงในกล่องข้อความสำหรับกำหนดเวลาทั้ง ชั่วโมง นาที และวินาที จากนั้นทำการกำหนดระยะเวลาในการวัดซ้ำในกล่องข้อความสำหรับการวัดอัตโนมัติในรอบถัดไป จากนั้นทำการกดปุ่มคำสั่งวัดอัตโนมัติ โปรแกรมจะทำการนับถอยหลังและแสดงเวลาที่เหลือก่อนทำการวัดอัตโนมัติในช่องแสดงเวลานับถอยหลัง เมื่อการนับถอยหลังจบลง โปรแกรมจะทำการกำหนดเวลาสำหรับการทำการวัดครั้งต่อไปในกล่องข้อความสำหรับกำหนดเวลาสำหรับเริ่มการวัดอัตโนมัติ

5. ส่วนแสดงผลสถานะการวัด ประกอบด้วย กล่องข้อความสำหรับแสดงเวลาเริ่มต้นที่ทำการวัดในรอบนี้, กล่องข้อความสำหรับแสดงความถี่ในการวัด ณ ปัจจุบัน, และ กล่องข้อความสำหรับแสดงจำนวนรอบที่เหลือในการวัด ณ ปัจจุบัน หลักการทำงานคือการดึงค่าต่างๆเพื่อแสดงสถานะของการวัด ในช่องแสดงเวลาเริ่มต้นเป็นการแสดงเวลาที่มีคำสั่งให้ทำการวัดโดยอยู่ในรูปของ yyyy-MM-ddTHH:mm:ss+07:00 ซึ่งเป็นรูปแบบของเวลาสำหรับฐานข้อมูลแบบ XML ช่องแสดงความถี่จะแสดงความถี่ที่ทำการวัดอยู่ในขณะนั้น และ กล่องแสดงจำนวนรอบจะแสดงให้เห็นจำนวนรอบการวัดที่ยังเหลือในการวัดครั้งนั้น หากไม่มีการวัด สถานะเหล่านี้จะไม่ถูกแสดงให้เห็น

6. ส่วนแสดงผลการปรับเทียบค่ามาตรฐานแสดง และส่วนแสดงผลการวัดค่าอิมพีแดนซ์ โดยแสดงผลในรูปของตาราง ประกอบด้วย ปุ่มสำหรับแสดงผลการปรับเทียบค่ามาตรฐานในรูปตาราง, ตารางแสดงผลการปรับเทียบค่ามาตรฐาน, ปุ่มสำหรับแสดงผลการวัดอิมพีแดนซ์ในรูปตาราง, และ ตารางแสดงผลการวัดอิมพีแดนซ์ การทำงานคือการอ่านข้อมูลการปรับเทียบค่ามาตรฐานซึ่งถูกจัดเก็บในรูปไฟล์ CalibrationData.txt กับ Measurement Data.txt มาทำการแปลงไฟล์ให้อยู่ในรูปของ XML จากนั้นจึงดึงข้อมูลมาทำการแสดงในรูปของตาราง

7. ส่วนแสดงผลการวัดโดยแสดงผลในรูปของแผนภูมิ ประกอบด้วย กล่องข้อความสำหรับการค้นหาความถี่ที่ต้องการในการแสดงผล, กล่องข้อความสำหรับการค้นหา ตัวด้านทานป้อนกลับ สำหรับการกรองข้อมูล, กล่องข้อความสำหรับการค้นหาตัวด้านทานปรับเทียบมาตรฐานสำหรับการ

กรองข้อมูล, กล่องตัวเลือกสำหรับเลือกสิ่งที่ต้องการแสดงผลในแผนภูมิ, ปุ่มสำหรับแสดงผลที่ต้องการในแผนภูมิ, และ แผนภูมิแสดงข้อมูลที่ทำกรเลือกผ่านตัวกรองข้อมูล ในการเลือกข้อมูลมาแสดงนั้น การแสดงผลนั้นจะต้องระบุ ตัวด้านทานป้อนกลับ ที่ใช้ในวัด และระบุด้านทานปรับเทียบมาตรฐาน ที่ใช้ในการวัดขณะนั้นเพื่อเป็นการยืนยันตัวข้อมูลว่าใช้ข้อมูลที่ตรงกับกรวัดที่ต้องการหรือไม่ จากนั้นทำการกำหนดความถี่ที่สนใจ และทำการเลือกสิ่งที่ต้องการแสดงในแผนภูมิ จากนั้นจึงทำการกดปุ่มแสดงผล แผนภูมิของข้อมูลที่ทำกรเลือกจะถูกแสดงออกมา และหากนำพอยน์เตอร์ของเมาส์ไปชี้ที่จุดข้อมูลจะแสดงค่าของข้อมูลนั้นออกมา โดยฟังก์ชันมีโปรแกรมดังนี้

8.การวัดเพื่อปรับเทียบมาตรฐาน สั่งการโดยใช้ปุ่มสำหรับเริ่มโปรแกรมการปรับเทียบค่ามาตรฐาน เมื่อทำการกดปุ่มนี้ โปรแกรมจะทำการคำนวณค่ารีจิสเตอร์และทำการส่งรีจิสเตอร์ต่างๆออกไปยัง ไอซี AD5933 เพื่อทำการเปรียบเทียบค่ามาตรฐานโดยทำการวัดซ้ำในความถี่เดิมห้าครั้ง ก่อนจึงทำการอ่านค่าจำนวนจริงและจำนวนจินตภาพของอิมพีแดนซ์แล้วทำการเพิ่มความถี่ เมื่อคอมพิวเตอร์รับค่าจำนวนจริงและจำนวนจินตภาพเข้ามาจะทำการคำนวณเพื่อหาค่า Gain Factor และทำการหา Calibration Phase จากนั้นส่งค่าทั้งหมดเพื่อนำกลับมามบันทึกในไฟล์ CalibrationData.txt

9.การวัดค่าอิมพีแดนซ์ สั่งการได้โดยใช้ปุ่มสำหรับเริ่มโปรแกรมการวัดอิมพีแดนซ์ การวัดอิมพีแดนซ์โดยหลักการแล้วมีการทำงานเหมือนกันกับการวัดเพื่อปรับเทียบมาตรฐาน แต่มีการเพิ่มในส่วนของการใส่โปรแกรมเพื่อค้นหาค่า Gain Factor และ Calibration Phase ซึ่งหาได้จากการวัดเพื่อปรับเทียบมาตรฐานมาใช้ในการคำนวณหาอิมพีแดนซ์ และ Phase โดยโปรแกรมค้นหาทำงานโดยการกรองข้อมูลด้วยความถี่ที่ใช้วัด ตัวด้านทานป้อนกลับ ที่ใช้วัด และ ค่าของตัวด้านทานที่ใช้ในการปรับเทียบมาตรฐานเพื่อทำการค้นหา Gain Factor และ Calibration Phase ที่ความถี่เดียวกัน และเป็นค่าที่ใช้กับการปรับแต่งอุปกรณ์เหมือนกันในการคำนวณ โดยคำนวณจากสมการในทฤษฎีบท จากนั้นจึงทำการบันทึกค่าที่ได้ลงในไฟล์ MeasurementData.txt

10. การรีเซ็ตโปรแกรม หากการใช้งานโปรแกรมพบความผิดพลาดในการตั้งค่าการวัด และต้องการหยุดการวัดครั้งนั้นให้ทำการดับเบิ้ลคลิกที่โลโก้ “สหสาขาวิชาวิศวกรรมชีวเวช” โปรแกรมจะหยุดการทำงานทั้งหมดและรีเซ็ตหขึ้นมาใหม่โดยไม่มีอาการค้างของโปรแกรม

ในการวัดแต่ละครั้งไม่ว่าจะเป็นการปรับเทียบค่ามาตรฐานหรือการวัดอิมพีแดนซ์ ในระดับของการสั่งการและการทำงานใช้กลไกเหมือนกันคือ การคำนวณเพื่อกำหนดค่าลงไปนรีจิสเตอร์ของ ไอซี AD5933 การอ่านค่าของรีจิสเตอร์แสดงสถานะ การทำการวัดในความถี่เดิมซ้ำ การอ่านค่าจำนวนจริง จำนวนจินตภาพของอิมพีแดนซ์ การเพิ่มความถี่ที่ทำกรวัด โดยสามารถอธิบายเป็นขั้นตอนได้ดังนี้

1.ทำการกรอกข้อมูลลงไปในพื้นที่สองของซอฟต์แวร์ หากการกรอกทำได้ไม่ครบแล้วจะมีกล่องข้อความขึ้นมาเตือนให้กรอกข้อมูลให้ครบ

2.การเริ่มสั่งการวัดไม่ว่าจะเป็นการปรับเทียบค่ามาตรฐานหรือการสั่งวัดอิมพีแดนซ์จะทำให้ปุ่มทั้งหมดที่สามารถส่งสัญญาณควบคุมอุปกรณ์วัดไม่สามารถใช้งานได้ และจะใช้งานไม่ได้จนกว่าการวัดจะเสร็จสมบูรณ์

3.เมื่อสั่งให้ทำการวัดข้อมูลที่ทำการกรอกลงไปในช่วงต่างๆจะถูกบรรจุลงในตัวแปรโดยมีการบรรจุตัวแปรดังนี้

ความถี่เริ่มต้นที่ทำการวัด StrFreq = StartFTBox.Text

ความถี่ที่เพิ่มในแต่ละครั้งของการวัด FreqIncr = FrequencyITBox.Text

จำนวนรอบที่ทำการวัด NumInc = MCycleTBox.Text

Delay ของเวลาในการเก็บข้อมูล STCValue = SetTCTB.Text

ค่าตัวต้านทานสำหรับการปรับเทียบมาตรฐาน CalibrationImpedance =
RCALBox.Text

ค่าตัวต้านทาน ตัวต้านทานป้อนกลับ RFBVal = RFBValue.Text

ชื่ออุปกรณ์หรือชื่อสัตว์ DeviceID = DeviceIDTB.Text

กำหนดค่าที่แสดงสถานะการวัดซ้ำ OpCounter = 0

4.ทำการคำนวณความถี่สูงสุดที่พบในการวัดครั้งนี้เพื่อตรวจสอบว่ามากกว่าความถี่ที่อุปกรณ์สามารถทำงานได้หรือไม่ ในที่นี้คือ 100 กิโลเฮิร์ตซ์

ExceedFreq = StrFreq + (FreqIncr * NumInc)

5.กำหนดค่าของเวลาที่สั่งให้ทำการวัดโดยแบ่งออกเป็นสามรูปแบบ และสั่งให้แสดงเวลาลงไปในกลุ่มข้อความแสดงสถานะของการวัด

MeasurementST = Format(Now, "yyyy-MM-ddTHH:mm:ss+07:00")

MeasurementDate = Format(Now, "yyyy-MM-dd")

MeasurementTime = Format(Now, "HH:mm:ss")

DTNTB.Text = MeasurementST

6.ทำการแปลงค่าจากกล่องตัวเลขให้อยู่ในรูปของตัวเลข โดยมีรายละเอียดดังนี้

PGA gain จะถูกนำไปบรรจุในบิต D0 ของรีจิสเตอร์ 0x80 หาก ต้องการ Gain มีค่าเป็น 1X ค่าของตัวแปร PGAGain จะมีค่าเป็น 1 แต่หาก Gain มีค่าเป็น 5X PGAGain จะมีค่าเป็น 0

If PGAGain1XCB.Checked = True Then

 PGAGain = 1

Elseif PGAGain5XCB.Checked = True Then

PGAGain = 0

End If

กำหนด Output Voltage ที่รีจิสเตอร์ 0x80 ในบิตที่ D2 D1 โดยค่าที่แสดงใน OutPVolt ที่อยู่ในโปรแกรมข้างล่างนี้ หากนำไปแปลงเป็นเลขฐาน 2 แล้วจะให้ผลเท่ากับการโปรแกรมลงบนบิต D2 และ D1 ตามคู่มือ หรือ มีค่าเท่ากับ 000, 110, 100, และ 010 ตามลำดับ

If VR1CB.Checked = True Then

OutPVolt = 0

Elseif VR2CB.Checked = True Then

OutPVolt = 6

Elseif VR3CB.Checked = True Then

OutPVolt = 4

Elseif VR4CB.Checked = True Then

OutPVolt = 2

End If

ทำการเลือกใช้ตัวกำหนดสัญญาณนาฬิกาในรีจิสเตอร์ 0x81 โดยค่าที่ได้นี้จะเทียบเท่ากับ 1000 และ 0000 ในเลขฐานสองตามลำดับ

If ExtClcokCB.Checked = True Then

SyXClock = 8

Elseif IntClcokCB.Checked = True Then

SyXClock = 0

End If

7.ทำการตรวจสอบค่าความถี่สูงสุด หากมีค่ามากเกินไปกว่า 100 กิโลเฮิรตซ์แล้ว จะขึ้นกล่องข้อความมาเตือน จะต้องทำการเปลี่ยนแปลงความถี่ให้เหมาะสมไม่เช่นนั้นโปรแกรมจะไม่สามารถทำงานต่อไปได้

If ExceedFreq > 100000.0 Then

MsgBox("Maximum Frequency is over 100กิโลเฮิรตซ์")

Else

8.ทำการคำนวณความถี่เริ่มต้นที่ใช้ในการวัด และแปลงค่าเป็นเลขฐานสิบหกพร้อมทำให้ อยู่ในรูป 24 บิต

StrCal = StrFreq / (16000000.0 / 4) * 2 ^ 27

StartHex = Hex(Math.Floor(StrCal)).PadLeft(6, "0")

9. ทำการคำนวณความถี่ที่เพิ่มในแต่ละครั้งของการวัดและแปลงค่าเป็นเลขฐานสิบหกพร้อมทั้งทำให้อยู่ในรูป 24 บิต

$$\text{FreqIncrCal} = \text{FreqIncr} / (16000000.0 / 4) * 2 ^ 27$$

$$\text{FreqIncrHex} = \text{Hex}(\text{Math.Floor}(\text{FreqIncrCal})).\text{PadLeft}(6, "0")$$

10. แปลงค่าของจำนวนครั้งในการวัดให้เป็นเลขฐานสิบหกและให้อยู่ในรูป 16 บิต

$$\text{NumIncrHex} = \text{Hex}(\text{NumIncr}).\text{PadLeft}(4, "0")$$

11. ทำการคำนวณค่า Settle time cycle หากมีค่าต่ำกว่าค่าต่ำกว่า ความถี่สูงสุดที่ทำการวัดคูณกับ 1ms โปรแกรมจะทำการเปลี่ยนแปลงค่าให้เป็นค่าเท่ากับ ความถี่สูงสุดที่ทำการวัดคูณกับ 1ms โดยอัตโนมัติ และหากมีการติลย์เพิ่มตามตัวคูณ 2X กับ 4X จะทำการเพิ่มค่าลง และสุดท้ายทำการเปลี่ยนค่าที่ได้เป็นเลขฐานสิบหกและอยู่ในรูป 16 บิต

```
If STCValue < Math.Ceiling(ExceedFreq / 1000) Then
```

```
CycleSet = Math.Ceiling(ExceedFreq / 1000)
```

```
Else
```

```
CycleSet = STCValue
```

```
End If
```

```
If DDSCheckBox1.Checked = True Then
```

```
CycleSet = CycleSet
```

```
Elseif DDSCheckBox2.Checked = True Then
```

```
CycleSet = CycleSet + 512
```

```
Elseif DDSCheckBox4.Checked = True Then
```

```
CycleSet = CycleSet + 1536
```

```
End If
```

```
RegCycleSet = Hex(CycleSet).\text{PadLeft}(4, "0")
```

12. ทำการแยกค่าทั้งหมดสำหรับนำไปใส่ในรีจิสเตอร์ต่างๆตั้งโปรแกรมต่อไปนี้

$$\text{Reg0x82} = \text{StartHex.Substring}(0, 2)$$

$$\text{Reg0x83} = \text{StartHex.Substring}(2, 2)$$

$$\text{Reg0x84} = \text{StartHex.Substring}(4, 2)$$

$$\text{Reg0x85} = \text{FreqIncrHex.Substring}(0, 2)$$

$$\text{Reg0x86} = \text{FreqIncrHex.Substring}(2, 2)$$

$$\text{Reg0x87} = \text{FreqIncrHex.Substring}(4, 2)$$

$$\text{Reg0x88} = \text{NumIncrHex.Substring}(0, 2)$$

```
Reg0x89 = NumIncrHex.Substring(2, 2)
```

```
Reg0x8A = RegCycleSet.Substring(0, 2)
```

```
Reg0x8B = RegCycleSet.Substring(2, 2)
```

13. ตัวแปรต่อไปนี้เป็นตัวแปรสำหรับควบคุมการทำงาน ไอซี AD5933 ซึ่งโดยปกติจะมีการประกาศตัวแปรไว้ตั้งแต่ตอนเปิดโปรแกรมหน้าหลัก และนอกจากนี้ยังต้องใส่ sub เพิ่มเพื่อให้สามารถใช้คำสั่ง Delay ได้

```
Dim MSB0x80Ini As Integer = 16
```

```
Dim MSB0x80Start As Integer = 32
```

```
Dim MSB0x80IncrementFrequency As Integer = 48
```

```
Dim MSB0x80Repeat As Integer = 64
```

```
Dim MSB0x80Temperature As Integer = 144
```

```
Dim MSB0x80PDown As Integer = 160
```

```
Dim MSB0x80StandBy As Integer = 176
```

```
Dim MSB0x80NoAction As Integer = 0 Dim
```

```
Dim Reg0x81Restart As Integer = 16
```

คำสั่ง Delay

```
Sub Delay(ByVal dblSecs As Double)
```

```
Const OneSec As Double = 1.0# / (1440.0# * 60.0#)
```

```
Dim dblWaitTil As Date
```

```
Now.AddSeconds(OneSec)
```

```
dblWaitTil = Now.AddSeconds(OneSec).AddSeconds(dblSecs)
```

```
Do Until Now > dblWaitTil
```

```
Application.DoEvents() ' Allow windows messages to be processed
```

```
Loop
```

```
End Sub
```

14. ทำการประกาศตัวแปรรวมสำหรับการควบคุม ไอซี AD5933 โดยตัวแปรทั้งหมดเรียงตามลำดับการสั่งการของไอซี AD5933

```
SendREGout01 = "81" & Hex(Reg0x81Restart).PadLeft(2, "0")
```

```
SendREGout02 = "80" & Hex(MSB0x80NoAction + OutPVolt +
```

```
PGAGain).PadLeft(2, "0")
```

SendREGout03 = "81" & Hex(SyXClock).PadLeft(2, "0")
SendREGout04 = "82" & Reg0x82
SendREGout05 = "83" & Reg0x83
SendREGout06 = "84" & Reg0x84
SendREGout07 = "85" & Reg0x85
SendREGout08 = "86" & Reg0x86
SendREGout09 = "87" & Reg0x87
SendREGout10 = "88" & Reg0x88
SendREGout11 = "89" & Reg0x89
SendREGout12 = "8B" & Reg0x8B
SendREGout13 = "8A" & Reg0x8A
SendREGout14 = "81" & Hex(Reg0x81Restart + SyXClock).PadLeft(2, "0")
SendREGout15 = "80" & Hex(MSB0x80PDown + OutPVolt + PGAGain).PadLeft(2, "0")
SendREGout16 = "81" & Hex(SyXClock).PadLeft(2, "0")
SendREGout17 = "80" & Hex(MSB0x80StandBy + OutPVolt + PGAGain).PadLeft(2, "0")
SendREGout18 = "80" & Hex(MSB0x80Ini + OutPVolt + PGAGain).PadLeft(2, "0")
SendREGout19 = "80" & Hex(MSB0x80Start + OutPVolt + PGAGain).PadLeft(2, "0")
SendREGout20 = "8F" & Reg0x8F
SendREGout21 = "95" & Reg0x95
SendREGout22 = "94" & Reg0x94
SendREGout23 = "97" & Reg0x97
SendREGout24 = "96" & Reg0x96
SendREGout25 = "80" & Hex(MSB0x80Repeat + OutPVolt + PGAGain).PadLeft(2, "0")
SendREGout26 = "80" & Hex(MSB0x80IncrementFrequency + OutPVolt + PGAGain).PadLeft(2, "0")
SendREGout27 = "80" & Hex(MSB0x80PDown + OutPVolt + PGAGain).PadLeft(2,

"0")

Delay(0.001)

15. สั่งการให้ ไอซี AD5933 Restart และดีเลย์ 0.002 ms

SerialPortCommunication.Write(WriteCommand & SendREGout01 & vbCr)

Delay(0.002)

16. ออกคำสั่งทำการกำหนดค่า Output Voltage และ PGA gain

SerialPortCommunication.Write(WriteCommand & SendREGout02 & vbCr)

Delay(0.002)

17. ออกคำสั่งเลือกตัวกำเนิดสัญญาณนาฬิกา

SerialPortCommunication.Write(WriteCommand & SendREGout03 & vbCr)

Delay(0.002)

18. ออกคำสั่งบรรจุตัวแปรสำหรับการวัดลงใน รีจิสเตอร์

SerialPortCommunication.Write(WriteCommand & SendREGout04 & vbCr)

Delay(0.002)

SerialPortCommunication.Write(WriteCommand & SendREGout05 & vbCr)

Delay(0.002)

SerialPortCommunication.Write(WriteCommand & SendREGout06 & vbCr)

Delay(0.002)

SerialPortCommunication.Write(WriteCommand & SendREGout07 & vbCr)

Delay(0.002)

SerialPortCommunication.Write(WriteCommand & SendREGout08 & vbCr)

Delay(0.002)

SerialPortCommunication.Write(WriteCommand & SendREGout09 & vbCr)

Delay(0.002)

SerialPortCommunication.Write(WriteCommand & SendREGout10 & vbCr)

Delay(0.002)

SerialPortCommunication.Write(WriteCommand & SendREGout11 & vbCr)

Delay(0.002)

SerialPortCommunication.Write(WriteCommand & SendREGout12 & vbCr)

Delay(0.002)

```
SerialPortCommunication.Write(WriteCommand & SendREGout13 & vbCr)
Delay(0.002)
```

19. ออกคำสั่งรีเซ็ตาร์ทและกำหนดการเลือกตัวกำเนิดสัญญาณนาฬิกา

```
SerialPortCommunication.Write(WriteCommand & SendREGout14 & vbCr)
Delay(0.002)
```

20. ออกคำสั่งให้ ไอซี AD5933 อยู่ในสถานะ Power Down และกำหนด Output Voltage กับ PGA Gain

```
SerialPortCommunication.Write(WriteCommand & SendREGout15 & vbCr)
Delay(0.002)
```

21. ออกคำสั่งเลือกตัวกำเนิดสัญญาณนาฬิกา

```
SerialPortCommunication.Write(WriteCommand & SendREGout16 & vbCr)
Delay(0.002)
```

22. ออกคำสั่งให้ ไอซี AD5933 อยู่ในสถานะ Stand By และกำหนด Output Voltage กับ PGA Gain

```
SerialPortCommunication.Write(WriteCommand & SendREGout17 & vbCr)
Delay(0.002)
```

23. ออกคำสั่งให้ ไอซี AD5933 เตรียมการสำหรับการวัดโดยเริ่มปล่อยสัญญาณไฟฟ้าออกไปยังสิ่งที่ต้องการวัด

```
SerialPortCommunication.Write(WriteCommand & SendREGout18 & vbCr)
Delay(0.002)
```

24. ออกคำสั่งให้ ไอซี AD5933 เริ่มทำการวัด และออกคำสั่งให้แสดงความถี่เริ่มต้นของการวัดในกล่องข้อความแสดงสถานะการวัด

```
SerialPortCommunication.Write(WriteCommand & SendREGout19 & vbCr)
Delay(0.002)
```

```
CurrentFrequency = StrFreq
```

25. ฟังก์ชันต่อจากนี้เป็นการทำงานแบบวนซ้ำจนกว่าจะครบรอบการวัดโดยเริ่มจากกำหนดให้มีฟังก์ชันชื่อ ReadCurFreq เป็นจุดเริ่มต้นของการวัดซ้ำ โดยฟังก์ชันตัวนี้จะทำการแสดงค่าของความถี่ที่ทำการวัดและจำนวนรอบที่เหลือในการวัดขณะนั้น

```
ReadCurFreq:
```

```
CurrentFreqTB.Text = CurrentFrequency
```

```
CurrentCycleTB.Text = NumInc
```

```
Delay(0.001)
```

26. ฟังก์ชันต่อไปนี้เป็นการทำงานอ่านค่าของรีจิสเตอร์สถานะ ซึ่งค่าได้นี้ได้จากการอ่านรีจิสเตอร์ 0x8F ของไอซี AD5933 และ PIC18F4553 ทำการส่งข้อมูลมายังซอฟต์แวร์ โดยจะถูกเก็บไว้ในตัวแปร Read0x8FS ซึ่งมีความยาวทั้งหมด 4 ตัวอักษร ประกอบด้วยสองตัวอักษรแรกคือ "8F" ซึ่งแสดงถึงรีจิสเตอร์ที่เราทำการอ่านค่าและตัวอักษรสองตัวหลังเป็นค่าที่อ่านซึ่งเป็นตัวเลขฐานสิบหก และมีขนาด 8 บิต ฟังก์ชันนี้ในช่วงแรกจะเป็นการคำสั่งเคลียตัวแปรที่อยู่ในกล่องรับค่าจาก PIC18F4543 จากนั้นจึงส่งคำสั่งอ่านค่าในรีจิสเตอร์ 0x8F โดยมีชื่อว่า Check8F01 จากนั้นจึงเป็นฟังก์ชันสำหรับตรวจสอบการรับค่าของซอฟต์แวร์ว่ารับค่ามาได้ถูกต้องหรือไม่ โดยมีชื่อว่า Read0x8FFN01 ทำงานด้วยการนับตัวอักษรที่อยู่ในตัวแปร Read0x8FS ว่ามีครบสี่ตัวหรือไม่ หากยังไม่ครบจะทำการอ่านซ้ำจนกว่าจะครบ เมื่อข้อมูลครบถูกต้องแล้วจะทำการแยกนำเอาเฉพาะค่าสถานะของรีจิสเตอร์มาทำการแปลงให้เป็นเลขฐานสองจากนั้นจึงเข้าไปตรวจสอบในบิต D1 ว่ามีค่าเท่าใด หากมีค่าเท่ากับ 0 จะทำการย้อนกลับไปเริ่มฟังก์ชัน Check8F01 ใหม่ หากมีค่าเท่ากับ 1 จะทำการเพิ่มค่าแสดงจำนวนครั้งการวัดจำนวน 1 ครั้งและ เริ่มการทำงานในขั้นตอนต่อไป

```
Check8F01:
```

```
RecieveDataBox.Text = ""
```

```
SerialPortCommunication.Write(ReadCommand & SendREGout20 &
vbCr)
```

```
Delay(0.002)
```

```
Read0x8FFN01: Read0x8FS = RecieveDataBox.Text
```

```
Delay(0.001)
```

```
If Len(Read0x8FS) < 4 Then
```

```
    Read0x8FS = RecieveDataBox.Text
```

```
    GoTo Read0x8FFN01
```

```
End If
```

```
Reg0x8FValue = Read0x8FS.Substring(2, 2)
```

```
Reg0x8FBin = Convert.ToInt32(Reg0x8FValue, 16)
```

```
Reg0x8FAn = Convert.ToString(Reg0x8FBin, 2).PadLeft(8, "0")
```

```
Reg0x8FFBit = Reg0x8FAn.Substring(6, 1)
```

```
If Reg0x8FFBit = 0 Then
```

```
    GoTo Check8F01
```



```
Elseif Reg0x8FFBit = 1 Then
```

```
End If
```

```
OpCounter += 1
```

27. ฟังก์ชันต่อไปเป็นการออกคำสั่งให้วัดซ้ำในความถี่เดิมโดยการตรวจสอบจำนวนครั้งของการวัดหรือ OpCounter หากจำนวนครั้งของการวัดต่ำกว่า 5 จะออกคำสั่งให้วัดความถี่ซ้ำและกลับไปทำการตรวจสอบสถานะการวัดที่ฟังก์ชัน Check8F01 ซ้ำอีก หากจำนวนครั้งของการวัดมีค่าเท่ากับ 5 หรือมีการวัดซ้ำครบห้าครั้งแล้วจะเข้าสู่ขั้นตอนต่อไป

```
RepeatFrequencyFN:
```

```
If OpCounter < 5 Then
```

```
SerialPortCommunication.Write(WriteCommand & SendREGout25 &
vbCr)
```

```
Delay(0.002)
```

```
GoTo Check8F01
```

```
Elseif OpCounter = 5 Then
```

28. ฟังก์ชันต่อไปนี้เป็นกรอ่านค่าจำนวนจริงและจำนวนจินตภาพของอิมพีแดนซ์ซึ่งถูกเก็บอยู่ในรีจิสเตอร์ 0x94 0x95 0x96 0x97 โดยเริ่มอ่านจาก 0x95 0x94 0x97 0x96 ในการอ่านแต่ละครั้งใช้วิธีการเช่นเดียวกับการอ่านสถานะการทำงาน โดยการล้างข้อมูลที่ได้รับจาก PIC18F4553 จากนั้นส่งคำสั่งให้อ่านในรีจิสเตอร์เป้าหมาย PIC18F4553 จะทำการส่งข้อมูลกลับเข้ามาซอฟต์แวร์ จากนั้นฟังก์ชันจะทำการตรวจสอบความถูกต้องของข้อมูลและจะทำรอจนกว่าจะได้ข้อมูลครบทั้ง 4 ตัวอักษร จึงนำข้อมูลไปบรรจุในตัวแปรต่างๆตามรีจิสเตอร์ที่กำหนด

```
RecieveDataBox.Text = ""
```

```
SerialPortCommunication.Write(ReadCommand & SendREGout21 & vbCr)
```

```
Delay(0.002)
```

```
Read0x95FN01: Read0x95S = RecieveDataBox.Text
```

```
Delay(0.001)
```

```
If Len(Read0x95S) < 4 Then
```

```
Read0x95S = RecieveDataBox.Text
```

```
GoTo Read0x95FN01
```

```
End If
```

```
RecieveDataBox.Text = ""
```

```
SerialPortCommunication.Write(ReadCommand & SendREGout22 & vbCr)
```

```

Delay(0.002)
Read0x94FN01: Read0x94S = RecieveDataBox.Text
Delay(0.001)
If Len(Read0x94S) < 4 Then
    Read0x94S = RecieveDataBox.Text
    GoTo Read0x94FN01
End If
RecieveDataBox.Text = ""
SerialPortCommunication.Write(ReadCommand & "9700" & vbCr)
Delay(0.002)
Read0x97FN01: Read0x97S = RecieveDataBox.Text
Delay(0.001)
If Len(Read0x97S) < 4 Then
    Read0x97S = RecieveDataBox.Text
    GoTo Read0x97FN01
End If
RecieveDataBox.Text = ""
SerialPortCommunication.Write(ReadCommand & "9600" & vbCr)
Delay(0.002)
Read0x96FN01: Read0x96S = RecieveDataBox.Text
Delay(0.001)
If Len(Read0x96S) < 4 Then
    Read0x96S = RecieveDataBox.Text
    GoTo Read0x96FN01
End If

```

29. ฟังก์ชันต่อไปเป็นการแปลงข้อมูลจำนวนจริลและจำนวนจินตภาพโดยเริ่มจากการแยกข้อมูลในแต่ละรีจิสเตอร์ออกมาทำการเชื่อมต่อกัน โดยเชื่อมต่อ 0x94 กับ 0x95 และ 0x96 กับ 0x97 จากนั้นทำการแปลงข้อมูลจากเลขฐานสิบหกเป็นเลขฐานสิบและทำการแปลงข้อมูลเป็นเลขฐานสองอีกที จากนั้นจึงนำไปคำนวณโดยใช้วิธีการคำนวณ 2's Complement เพื่อแปลงค่าที่ได้ให้ออกมาเป็นเลขจำนวนเต็มที่มีเครื่องหมาย

```

Reg0x94R = Read0x94S.Substring(2, 2)
Reg0x95R = Read0x95S.Substring(2, 2)
Reg0x96R = Read0x96S.Substring(2, 2)
Reg0x97R = Read0x97S.Substring(2, 2)
RealHEXCom = Reg0x94R & Reg0x95R
ImaginaryHEXCom = Reg0x96R & Reg0x97R
RealHex2Dec1 = Convert.ToInt32(RealHEXCom, 16)
ImaginaryHex2Dec1 = Convert.ToInt32(ImaginaryHEXCom, 16)
RealDEC1to2Bin = Convert.ToString(RealHex2Dec1, 2).PadLeft(16, "0")
Imaginary1to2Bin = Convert.ToString(ImaginaryHex2Dec1, 2).PadLeft(16,
"0")
RealDEC = Convert.ToInt16(RealDEC1to2Bin, 2)
ImaginaryDEC = Convert.ToInt16(Imaginary1to2Bin, 2)

```

30. ทำการคำนวณเพื่อหา Magnitude, Phase, และ Gain Factor โดยในการหา Phase นั้น จะแยกสมการในแต่ละ Quadrant โดยโปรแกรมในการคำนวณทั้งหมดแสดงได้ดังนี้

```

Magnitude = (RealDEC ^ 2 + ImaginaryDEC ^ 2) ^ 0.5
If ((RealDEC > 0) And (ImaginaryDEC > 0)) Then
    theta = Math.Atan(ImaginaryDEC / RealDEC)
    IMPhase = (theta * 180) / Math.PI
    Quadrant = 1
Elseif ((RealDEC > 0) And (ImaginaryDEC < 0)) Then
    theta = Math.Atan(ImaginaryDEC / RealDEC)
    IMPhase = ((theta * 180) / Math.PI) + 360
    Quadrant = 4
Elseif ((RealDEC < 0) And (ImaginaryDEC < 0)) Then
    theta = Math.Atan(ImaginaryDEC / RealDEC)
    IMPhase = ((theta * 180) / Math.PI) + 180
    Quadrant = 3
Elseif ((RealDEC < 0) And (ImaginaryDEC > 0)) Then
    theta = Math.Atan(ImaginaryDEC / RealDEC)
    IMPhase = ((theta * 180) / Math.PI) + 180

```

Quadrant = 2

End If

GainFactor = 1 / (CalibrationImpedance * Magnitude)

31. ฟังก์ชันนี้เป็นการบันทึกข้อมูลลงไปในตัวแปรโดยรูปข้อมูลที่ทำการบันทึกของการวัด
เปรียบเทียบมาตรฐานกับการวัดอิมพีแดนซ์จะไม่ใช้ข้อมูลในรูปแบบเดียวกัน โดยการบันทึกข้อมูลการ
วัดเปรียบเทียบมาตรฐานจะบันทึกข้อมูลดังนี้

```
CalRecData &= "<Data>" & "<DeviceID>" & DeviceID & "</DeviceID>" &
"<Date-Time>" & MeasurementST & "</Date-Time>" & "<Date>" & MeasurementDate &
"</Date>" & "<Time>" & MeasurementTime & "</Time>" & "<Frequency>" &
CurrentFrequency & "</Frequency>" & "<RFB>" & RFBVal & "</RFB>" & "<CImpedance>"
& CalibrationImpedance & "</CImpedance>" & "<Real>" & RealDEC & "</Real>" &
"<Imaginary>" & ImaginaryDEC & "</Imaginary>" & "<Magnitude>" & Magnitude &
"</Magnitude>" & "<GainFactor>" & GainFactor & "</GainFactor>" & "<CPhase>" &
IMPhase & "</CPhase>" & "</Data>" & vbCrLf
```

และการบันทึกข้อมูลการวัดอิมพีแดนซ์จะทำการบันทึกข้อมูลดังนี้

```
MeaRecData &= "<Data>" & "<DeviceID>" & DeviceID & "</DeviceID>" &
"<Date-Time>" & MeasurementST & "</Date-Time>" & "<Date>" & MeasurementDate &
"</Date>" & "<Time>" & MeasurementTime & "</Time>" & "<Frequency>" &
CurrentFrequency & "</Frequency>" & "<RFB>" & RFBVal & "</RFB>" & "<CImpedance>"
& CalibrationImpedance & "</CImpedance>" & "<Real>" & RealDEC & "</Real>" &
"<Imaginary>" & ImaginaryDEC & "</Imaginary>" & "<Magnitude>" & Magnitude &
"</Magnitude>" & "<CGainFactor>" & GFForMea & "</CGainFactor>" & "<CPhase>" &
IMPhase & "</CPhase>" & "<Impedance>" & MImpedance & "</Impedance>" &
"<Phase>" & MPhase & "</Phase>" & "</Data>" & vbCrLf
```

32. หลังจากการเขียนข้อมูลจากการวัดเพิ่มในตัวแปร จะมีการลดค่าตัวนับแสดงการวัดลงให้
เหลือศูนย์ มีการเพิ่มความถี่ที่ทำการวัดลงไปในตัวแปรแสดงความถี่ และลดจำนวนรอบการวัดที่เหลือ
ลงไปหนึ่งรอบ

OpCounter = 0

CurrentFrequency += FreqIncre

NumInc -= 1

33.ทำการตรวจสอบสถานะของการวัดโดยอ่านรีจิสเตอร์ 0x8F อีกครั้งโดยคราวนี้ทำการตรวจเพื่อหาค่าในตำแหน่ง D2 หากค่า D2 มีค่าเป็น 0 จะทำการออกคำสั่งเพิ่มความถี่ในการวัด จากนั้นการทำงานจะถูกส่งกลับไปทำงานที่ฟังก์ชัน ReadCurFreq ในขั้นตอนที่ 24 ดำเนินการทำตามขั้นตอนการวัดซ้ำจนกว่าค่า D2 จะอ่านค่าได้เป็น 1 จะทำการสั่งให้ ไอซี AD5933 เพิ่มความถี่ในการวัด และทำการรีเซ็ตรีท ไอซี AD5933 อีกครั้งเพื่อรอการวัดครั้งต่อไป

```

Check8F03:      RecieveDataBox.Text = ""
                SerialPortCommunication.Write(ReadCommand & SendREGout20 &
vbCr)
                Delay(0.002)
Read0x8FFN03:   Read0x8FS = RecieveDataBox.Text
                Delay(0.001)
                If Len(Read0x8FS) < 4 Then
                    Read0x8FS = RecieveDataBox.Text
                    GoTo Read0x8FFN03
                End If
                Reg0x8FValue = Read0x8FS.Substring(2, 2)
                Reg0x8FBin = Convert.ToInt32(Reg0x8FValue, 16)
                Reg0x8FAn = Convert.ToString(Reg0x8FBin, 2).PadLeft(8, "0")
                Reg0x8FNBit = Reg0x8FAn.Substring(5, 1)
                If Reg0x8FNBit = 0 Then
                    SerialPortCommunication.Write(WriteCommand & SendREGout26 &
vbCr)
                    Delay(0.002)
                    GoTo ReadCurFreq
                ElseIf Reg0x8FNBit = 1 Then
                    SerialPortCommunication.Write(WriteCommand & SendREGout26 &
vbCr)
                    Delay(0.002)
                    SerialPortCommunication.Write(WriteCommand & SendREGout14 &
vbCr)

```

Delay(0.002)

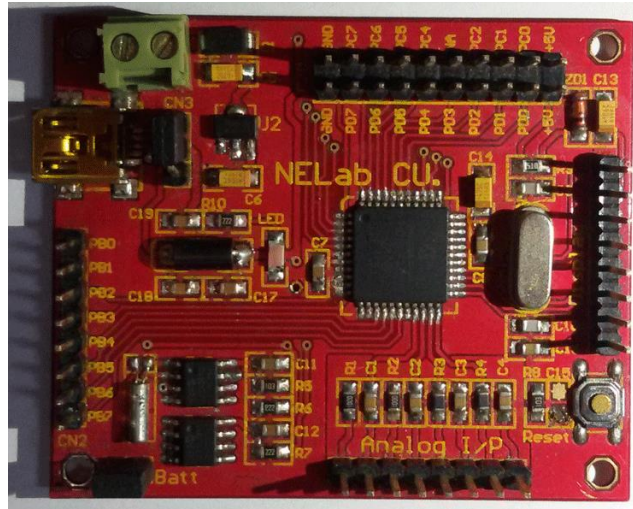
End If

34.เมื่อการวัดจบลง โปรแกรมจะทำการบันทึกข้อมูลการวัดลงในไฟล์โดยทำการบันทึกแบบบันทึกต่อเนื่องไม่ใช่การบันทึกซ้ำ โปรแกรมที่ใช้มีดังนี้

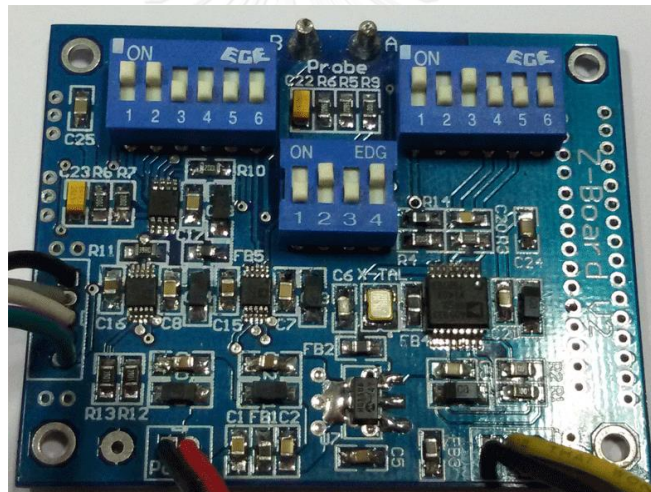
```
My.Computer.FileSystem.WriteAllText("..\CalibratingData.txt", CalRecData,  
True)
```

```
My.Computer.FileSystem.WriteAllText("..\MeasurementData.txt",  
MeaRecData, True)
```

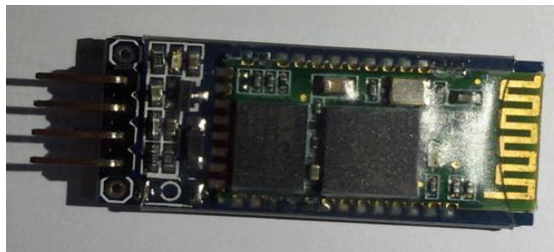




รูปที่ 8 บอร์ดแผงวงจรควบคุมโดย PIC18F4553



รูปที่ 9 บอร์ดแผงวงจรวัดที่พัฒนาขึ้น (Z-Board)



รูปที่ 10 ภาพของโมดูลบลูทูธ

บทที่ 4

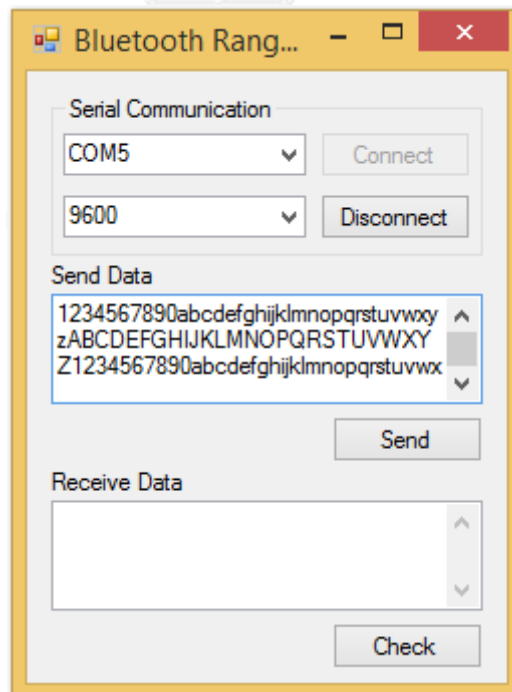
การทดลอง ผลการทดลองและการวิเคราะห์ผลการทดลอง

4.1 การทดสอบระยะเวลาการเชื่อมต่อระหว่างระบบวัดกับคอมพิวเตอร์ด้วยการสื่อสารแบบไร้สายบลูทูธ

การทดสอบนี้เป็นการทดสอบเพื่อทดสอบความถูกต้องในการรับส่งข้อมูลระหว่างระบบวัดกับคอมพิวเตอร์ด้วยการสื่อสารแบบบลูทูธในทีโลงโดยมีระยะทางสิบเมตร โดยทดสอบด้วยการเขียนแอปพลิเคชันเพื่อทำการเชื่อมต่อ ทำการส่งข้อมูลเข้าสู่ระบบวัด และทำการส่งคืนข้อมูลกลับมาเข้าสู่โปรแกรม ทำการตรวจสอบความถูกต้องระหว่างข้อมูลที่ส่งออกไปและข้อมูลที่ทำการวัดเข้ามา ข้อมูลที่ใช้ในการส่งออกในการทดลองครั้งนี้มีความยาว 250 อักขระ ดังนี้

“1234567890abcdefghijklmnopqrstuvwxyzABCDEFGHIJKLMNOPQRSTUVWXYZ1234567890abcdefghijklmnopqrstuvwxyzABCDEFGHIJKLMNOPQRSTUVWXYZ1234567890abcdefghijklmnopqrstuvwxyzABCDEFGHIJKLMNOPQRSTUVWXYZ1234567890abcdefghijklmnopqrstuvwxyzABCDEFGHIJKLMNOPQRSTUVWXYZ00”

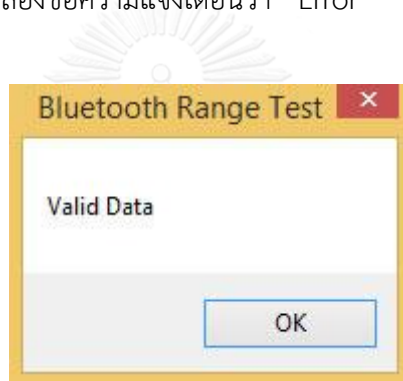
โปรแกรมจะมีอินเทอร์เฟซดังรูป



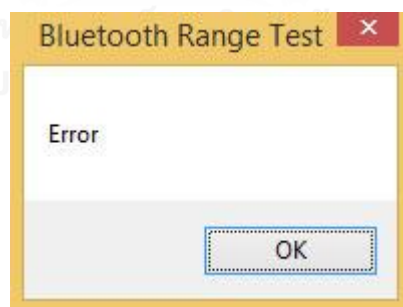
รูปที่ 11 หน้าจอสำหรับการทดสอบเสถียรภาพของ บลูทูธ

ขั้นตอนการใช้งานโปรแกรมมีขั้นตอนดังนี้

1. ทำการเลือก COM Port ที่มีการเชื่อมต่อกับระบบวัดที่มีอุปกรณ์บลูทูธ
2. ทำการเลือก Baud Rate สำหรับการเชื่อมต่อ โดยปกติแล้วจะใช้ค่าคือ 9600
3. กดปุ่ม Connect เพื่อทำการเชื่อมต่อคอมพิวเตอร์เข้ากับระบบวัด
4. ใส่อักขระที่ต้องการลงไปในกลุ่มข้อความ Send Data
5. กดปุ่ม Send โปรแกรมจะทำการส่งข้อมูลผ่านระบบบลูทูธ และระบบวัดจะทำการส่งค่าที่อ่านได้กลับมายังโปรแกรมในกลุ่มข้อความ Receive Data
6. กดปุ่ม Check โปรแกรมจะทำการตรวจสอบอักขระว่ามีความเหมือนกันกับอักขระที่ทำการส่งไปหรือไม่ หากเหมือนกันทุกประการจะมีกล่องข้อความแจ้งเตือนว่า “Valid Data” หากไม่ใช่จะมีกล่องข้อความแจ้งเตือนว่า “Error”



รูปที่ 12 กล่องข้อความแสดงผลการตรวจสอบข้อมูลพบว่าข้อมูลถูกต้อง



รูปที่ 13 กล่องข้อความแสดงผลการตรวจสอบข้อมูลพบว่าข้อมูลไม่ถูกต้อง

ผลการทดสอบที่ได้คือในระยะทางสิบเมตร การรับส่งข้อมูลทั้งหมดนั้นไม่มีการขาดหายของข้อมูล ดังนั้นจึงสามารถสรุปได้ว่าในการทำงานที่พื้นที่โล่ง ระยะทางสิบเมตร ระบบรับส่งข้อมูลสามารถทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพ

ในการทดสอบการวัดทั้งหมดทำการตั้งค่าโปรแกรมในการวัดเหมือนกันหมดดังนี้

1. Start Frequency = 5000 Hz
2. Frequency Increment = 180 Hz
3. Number of Increment = 511
4. Settle Time Cycles = 100 cycles
5. PGA Gain = 1X
6. External Clock
7. Output Voltage = 2V
8. ตัวต้านทานป้อนกลับ = 39 Ohm
9. ตัวต้านทานปรับเทียบค่า = 120 Ohm

วัสดุอุปกรณ์สำหรับการทดสอบ

1. บอร์ดทดสอบ ไอซี AD5933 ของบริษัท Analog Device เป็นบอร์ดตัวอย่างการทำงานของ ไอซี AD5933 ทำการเชื่อมต่อกับ คอมพิวเตอร์ผ่านสาย USB โดยทำงานผ่านโปรแกรมสำหรับควบคุมโดยเฉพาะ ในที่นี้ใช้โปรแกรมรุ่นล่าสุดหรือ Rev B ในการควบคุม ซึ่งบอร์ดทดสอบ ไอซี AD5933 ของบริษัท Analog Device แสดงไว้ในรูปที่ 8

2. ตัวต้านทานขนาด 62 68 75 82 92 100 120 160 180 220 240 270 287 300 โอห์ม ตัวต้านทานทั้งหมดมีความคลาดเคลื่อนสูงที่สุด 5%

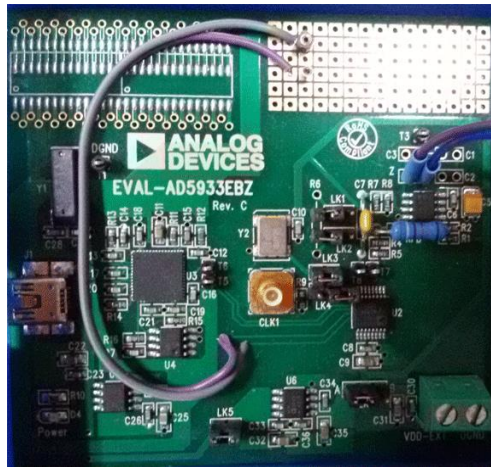
3. ตัวต้านทานขนาด 220, 300, 399, 560 โอห์ม ต่อขนานกับตัวต้านทานที่มีขนาดเดียวกัน ค่าที่อ่านได้จึงควรเป็น 110, 150, 199.5 และ 280 โอห์ม

4. ตัวเก็บประจุขนาด 100 nF, 68 nF, 47 nF ตัวเก็บประจุทั้งหมดมีค่าความคลาดเคลื่อนที่ 10%

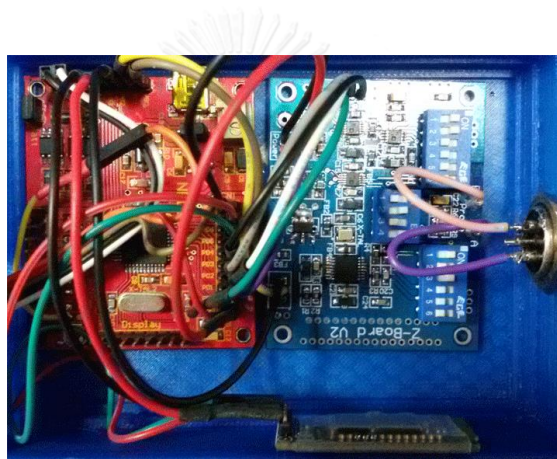
5. ตัวต้านทานขนาด 75 โอห์ม ต่ออนุกรมกับตัวเก็บประจุ 100 nF, 68 nF, 47 nF

6. ตัวต้านทานขนาด 300 โอห์ม ต่อขนานกับตัวเก็บประจุ 100 nF, 68 nF, 47 nF

7. สารละลายนอมอลซาไลน์ที่มีความเข้มข้น 0.90 g/ml 0.45 g/ml 0.23 g/ml 0.12 g/ml

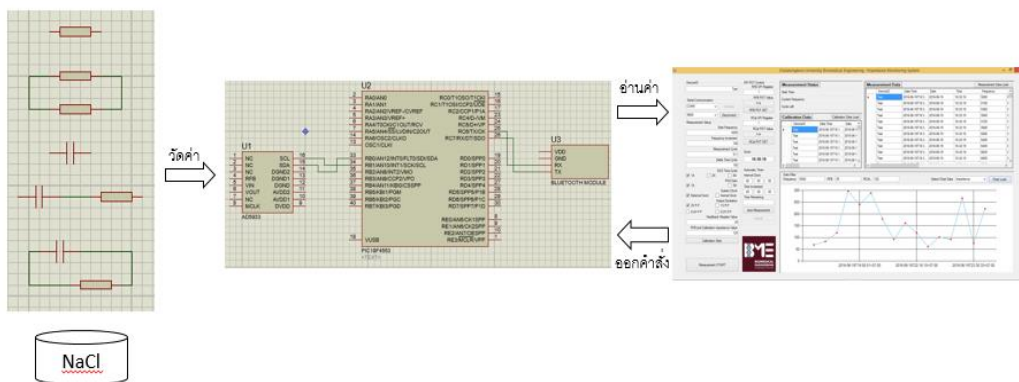


รูปที่ 14 บอร์ดทดสอบ ไอซี AD5933 ของบริษัท Analog Device



รูปที่ 15 บอร์ดแผงจรวดที่พัฒนาขึ้น พร้อมการต่อไมโครคอนโทรเลอร์และโมดูลบลูทูธ

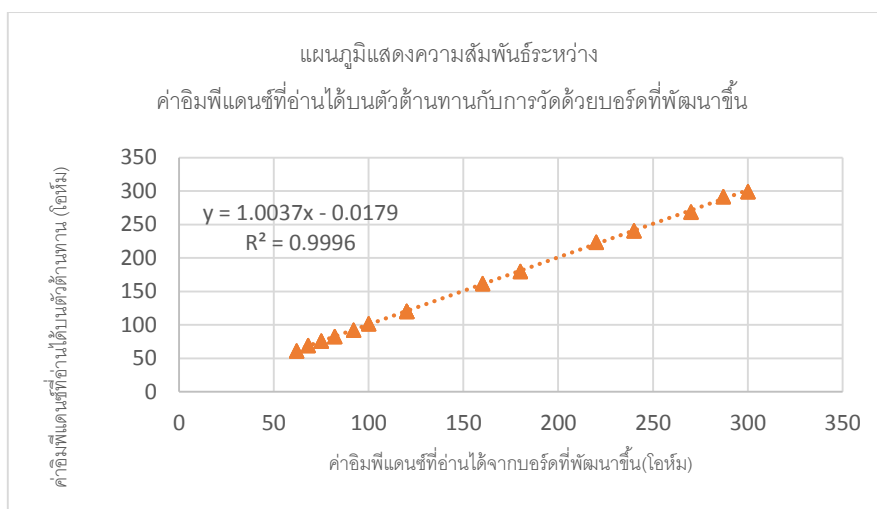
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



รูปที่ 16 การทดสอบการทำงานของระบบติดตามค่าอิมพีแดนซ์

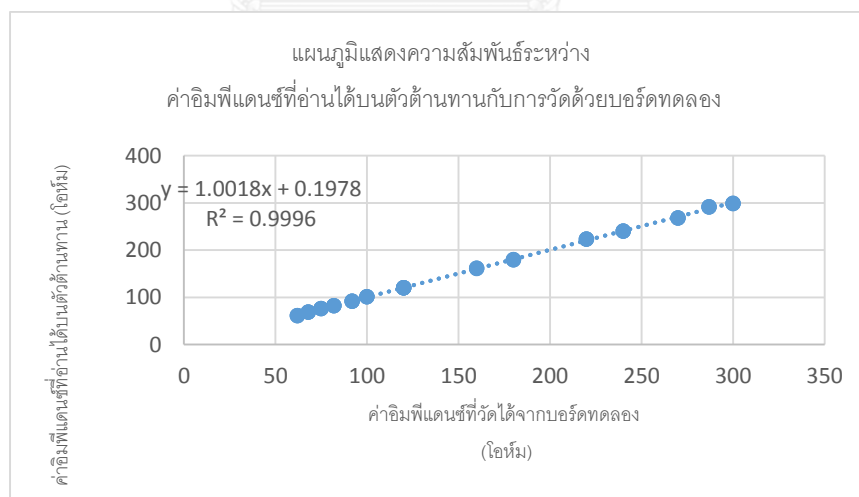
4.2 การทดสอบความแม่นยำในการวัดด้วยการวัดตัวต้านทาน

การทดสอบความแม่นยำในการวัดนี้ ทำการทดสอบโดยการวัดอิมพีแดนซ์หลายความถี่ตั้งแต่ 5 กิโลเฮิร์ตซ์ ถึง 97 กิโลเฮิร์ตซ์ โดยทำการเพิ่มความถี่ในการวัดครั้งละ 180 เฮิร์ตซ์ โดยทำการวัดครั้งละ 512 ความถี่ ทำการวัดซ้ำสามครั้ง โดยทำการคาลิเบรชัน ใหม่ทุกครั้ง โดยโปรแกรมสำหรับเก็บข้อมูลของบอร์ดทดสอบนั้นมีการเปลี่ยนแปลงจากการเก็บค่าที่มีจุดทศนิยม เป็นจำนวนเต็มที่มีการปัดเศษทศนิยมที่ได้จากการคำนวณ



รูปที่ 17 ความสัมพันธ์ระหว่าง

ค่าอิมพีแดนซ์ที่อ่านได้บนตัวต้านทานกับการวัดด้วยบอร์ดที่พัฒนาขึ้น



รูปที่ 18 ความสัมพันธ์ระหว่าง

ค่าอิมพีแดนซ์ที่อ่านได้บนตัวต้านทานกับการวัดด้วยบอร์ดทดลอง

นอกจากนี้เมื่อได้ข้อมูลจากอุปกรณ์วัดแล้วนำมาทำการคำนวณเพื่อหาค่าเฉลี่ยของการวัดแต่ละครั้งแล้วจึงทำการคำนวณเพื่อหาค่าคลาดเคลื่อนสัมพัทธ์ โดยใช้สมการต่อไปนี้

$$\%Error = \frac{|Impedance - Measurement|}{Impedance} \times 100 \% \quad (22)$$

%Error	คือ	ค่าคลาดเคลื่อนสัมพัทธ์
อิมพีแดนซ์	คือ	ค่าอิมพีแดนซ์ที่อ่านได้จากตัวต้านทาน
Measurement	คือ	ค่าอิมพีแดนซ์ที่อ่านได้จากอุปกรณ์

ค่าคลาดเคลื่อนสัมพัทธ์แสดงให้เห็นถึงอัตราส่วนของค่าอิมพีแดนซ์ที่วัดได้เทียบกับค่าอิมพีแดนซ์ที่ควรจะเป็นของตัวต้านทาน โดยแสดงให้เห็นถึงความแม่นยำของอุปกรณ์ในการวัดค่าอิมพีแดนซ์ ตัวต้านทานที่นำมาใช้ในการทดสอบมีค่าความคลาดเคลื่อนตั้งแต่ $\pm 1\%$ ถึง $\pm 5\%$ ดังนั้นหากค่าคลาดเคลื่อนสัมพัทธ์มีค่าต่ำกว่า 5% จะถือว่าอุปกรณ์ที่นำมาใช้ในการวัดมีความแม่นยำในระดับที่สามารถยอมรับได้

ตารางที่ 10 ค่าอิมพีแดนซ์ และ ค่าคลาดเคลื่อนสัมพัทธ์จากการวัดอิมพีแดนซ์ของ
ตัวต้านทานทราบค่า บอร์ดวัดที่พัฒนาขึ้นและบอร์ดทดลอง

ตัวต้านทาน (โอห์ม)	ค่าอิมพีแดนซ์ จากบอร์ดวัดที่ พัฒนาขึ้น (โอห์ม)	ค่าคลาดเคลื่อน สัมพัทธ์ของ บอร์ดวัดที่ พัฒนาขึ้น (%)	ค่าอิมพีแดนซ์ จาก บอร์ดทดลอง (โอห์ม)	ค่าคลาดเคลื่อน สัมพัทธ์ของ บอร์ดทดลอง (%)
62.00	60.83	1.89	61.00	1.61
68.00	68.79	1.16	69.00	1.47
75.00	75.59	0.79	76.00	1.33
82.00	82.43	0.52	82.05	0.06
92.00	91.83	0.19	92.00	0.00
100.00	101.46	1.46	101.09	1.09
120.00	119.81	0.16	120.00	0.00
120.00	120.14	0.12	120.00	0.00
160.00	161.54	0.96	161.40	0.88
180.00	179.55	0.25	179.68	0.18
220.00	223.29	1.49	222.99	1.36
240.00	240.36	0.15	240.00	0.02
270.00	268.44	0.58	268.03	0.73
287.00	291.58	1.60	291.34	1.51
300.00	298.92	0.36	298.65	0.45
เฉลี่ย		0.78		0.71

จากข้อมูลที่ทำกรวัดได้ภาพแผนภูมิทั้งสองและค่าความคลาดเคลื่อนสัมพัทธ์ แสดงให้เห็นว่าค่าที่ทำกรวัดได้จาก บอร์ดที่พัฒนาขึ้นและบอร์ดทดลองเมื่อทำการเปรียบเทียบกับค่าอิมพีแดนซ์ที่อ่านได้บนตัวต้านทานไม่มีค่าความแตกต่างกัน จากค่า $r = 0.9996$ และค่าความคลาดเคลื่อนสัมพัทธ์เฉลี่ย มีค่าน้อยกว่า 1% แสดงให้เห็นถึงความแม่นยำและความน่าเชื่อถือของอุปกรณ์ว่าอยู่ในเกณฑ์ที่สามารถยอมรับได้

4.3 การทดสอบการความแม่นยำในการวัดด้วยการวัดตัวต้านทานแบบต่อขนาน

การต่อตัวต้านทานสองตัวเข้าด้วยกันแบบขนานจะสามารถคำนวณขนาดของความต้านทานรวมได้ด้วยสมการดังนี้

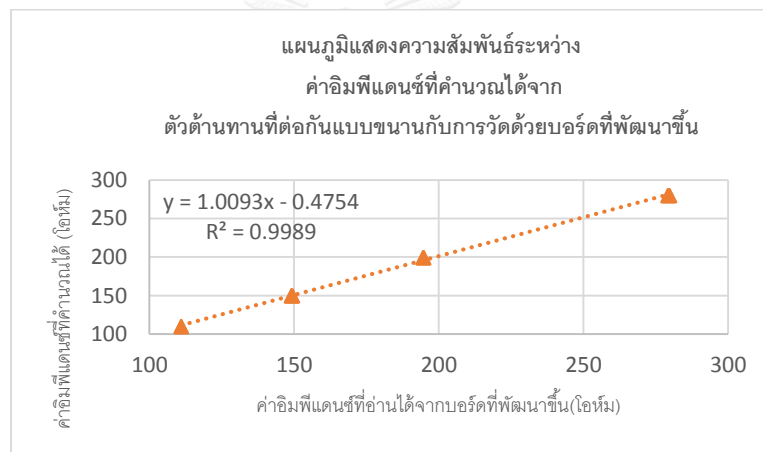
$$R_p = \frac{R_1 \times R_2}{R_1 + R_2} \quad (23)$$

R_p = ค่าความต้านทานรวม

R_1 = ค่าตัวต้านทานตัวที่ 1

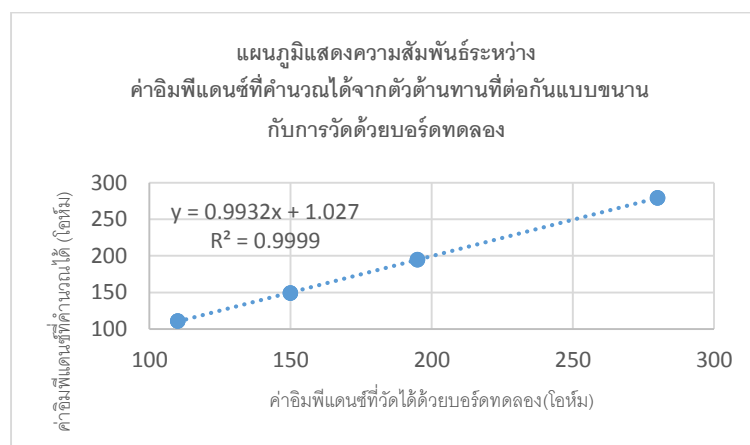
R_2 = ค่าตัวต้านทานตัวที่ 2

ดังนั้นตัวต้านทานขนาด 220 , 300 , 399 , และ 580 โอห์ม เมื่อนำมาทำการต่อขนานจึงได้ค่าของตัวต้านทานรวมเป็น 110 , 150 , 199.5 , และ 280 โอห์ม



รูปที่ 19 ความสัมพันธ์ระหว่าง

ค่าอิมพีแดนซ์ที่คำนวณได้กับการวัดด้วยบอร์ดที่พัฒนาขึ้น



รูปที่ 20 ความสัมพันธ์ระหว่าง ค่าอิมพีแดนซ์ที่คำนวณได้กับการวัดด้วยบอร์ดทดลอง

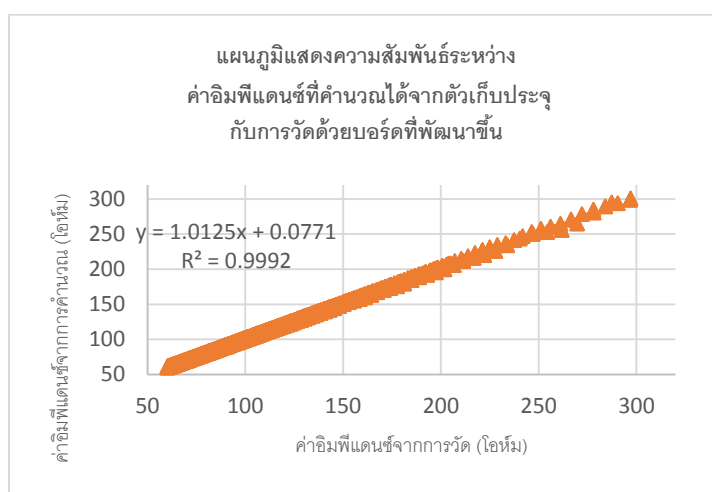
ตารางที่ 11 อิมพีแดนซ์และค่าคลาดเคลื่อนสัมพัทธ์จาก การวัดอิมพีแดนซ์ของตัวต้านทานทราบค่าที่ต่อขนานกัน ของบอร์ดวัดที่พัฒนาขึ้นและบอร์ดทดลอง

ตัวต้านทาน (โอห์ม)	ค่าอิมพีแดนซ์ จาก บอร์ดวัดที่ พัฒนาขึ้น (โอห์ม)	ค่าคลาดเคลื่อน สัมพัทธ์ ของ บอร์ดวัดที่พัฒนาขึ้น (%)	ค่าอิมพีแดนซ์ จาก บอร์ดทดลอง (โอห์ม)	ค่าคลาดเคลื่อน สัมพัทธ์ ของ บอร์ดทดลอง (%)
110.00	111.23	1.11	111.00	0.91
110.00	111.37	1.25	111.00	0.91
110.00	111.37	1.24	111.00	0.91
150.00	149.30	0.47	149.02	0.65
150.00	149.39	0.41	149.03	0.65
150.00	149.51	0.33	149.17	0.55
199.50	194.50	2.51	194.70	0.15
199.50	194.61	2.45	194.45	0.28
199.50	194.77	2.37	194.94	0.03
280.00	279.24	0.27	279.44	0.20
280.00	279.44	0.20	279.17	0.30
280.00	279.87	0.05	279.45	0.20
เฉลี่ย		1.06		0.48

จากข้อมูลที่ทำกรวัดได้ภาพแผนภูมิทั้งสองและค่าความคลาดเคลื่อนสัมพัทธ์ แสดงให้เห็นว่าค่าที่ทำกรวัดได้จากบอร์ดทดลองมีความแม่นยำสูงกว่าบอร์ดที่ทำกรสร้างขึ้นมา แต่ทั้งนี้ค่าที่ได้ทั้งสองนั้นไม่มีความแตกต่างกันทางสถิติกับค่าอิมพีแดนซ์ทางทฤษฎี

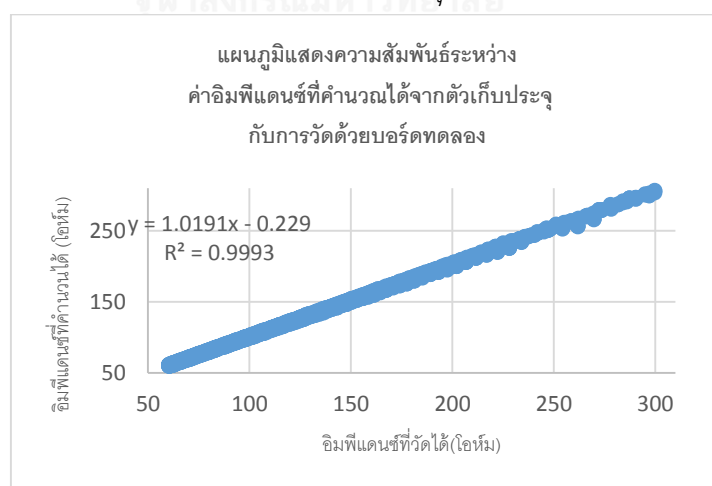
4.4 การทดสอบการความแม่นยำในการวัดด้วยการวัดเก็บประจุ

ในการวัดตัวเก็บประจุนั้นความถี่ที่เปลี่ยนไปมีผลโดยตรงกับค่าอิมพีแดนซ์ที่ทำการวัดทำให้ค่าอิมพีแดนซ์ที่ปรากฏในบางช่วงความถี่นั้นมีค่ามากกว่าช่วงของอิมพีแดนซ์ที่อุปกรณ์สามารถทำการวัดได้ ดังนั้นจึงมีการเลือกข้อมูลที่นำมาใช้ในการแสดงผลและวิเคราะห์โดยพิจารณาเลือกจากการคำนวณค่าอิมพีแดนซ์ในทุกความถี่ก่อน จากนั้นจึงเลือกนำข้อมูลในความถี่ซึ่งค่าอิมพีแดนซ์อยู่ระหว่าง 60 โอห์ม ถึง 300 โอห์ม มาทำการวิเคราะห์



รูปที่ 21 ความสัมพันธ์ระหว่าง

ค่าอิมพีแดนซ์ของที่คำนวณได้จากตัวเก็บประจุกับการวัดด้วยบอร์ดที่พัฒนาขึ้น



รูปที่ 22 ความสัมพันธ์ระหว่าง

ค่าอิมพีแดนซ์ของตัวเก็บประจุที่คำนวณได้กับการวัดด้วยบอร์ดทดลอง

ตารางที่ 12 ค่าคลาดเคลื่อนสัมพัทธ์จากการวัดอิมพีแดนซ์ของตัวเก็บประจุ
โดยบอร์ดวัดที่พัฒนาขึ้นและบอร์ดทดลอง

ขนาดของตัวเก็บประจุ (nF)	ค่าคลาดเคลื่อนสัมพัทธ์ของ บอร์ดวัดที่พัฒนาขึ้น (%)	ค่าคลาดเคลื่อนสัมพัทธ์ของ บอร์ดทดลอง (%)
47	1.69	2.39
47	1.73	2.09
47	1.83	2.05
68	1.96	2.44
68	1.98	2.66
68	2.09	2.15
100	0.83	0.57
100	0.80	0.56
C100	0.73	0.70
ค่าเฉลี่ย	1.52	1.73

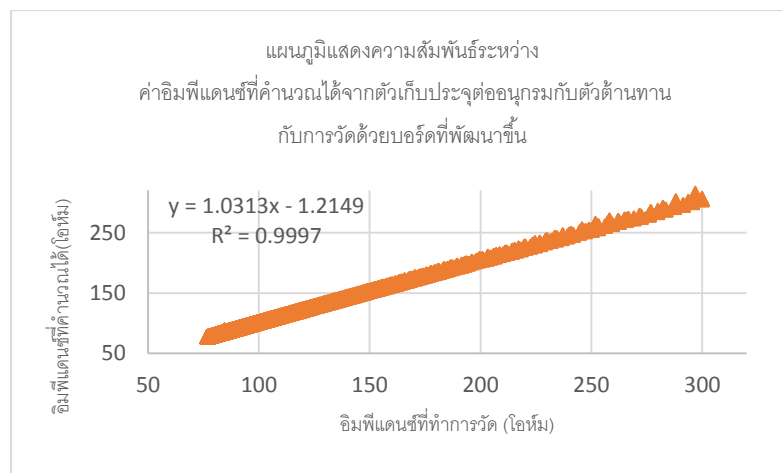
แผนภูมิข้อมูลการวัดเทียบกับข้อมูลที่ได้จากการคำนวณแสดงให้เห็นถึงแนวโน้มว่าอิมพีแดนซ์ที่ได้จากการคำนวณและการวัดนั้นมีความสัมพันธ์กันเป็นอย่างมากโดยแทบจะเป็นค่าเดียวกัน และข้อมูลจากตารางได้แสดงให้เห็นถึงความคลาดเคลื่อนในการวัด ซึ่งตัวเก็บประจุที่นำมาใช้นี้มีค่าความคลาดเคลื่อนอยู่ 10% ซึ่งความคลาดเคลื่อนของอุปกรณ์ทั้งสองนั้นมีค่าต่ำกว่า 2%

4.5 การทดสอบการความแม่นยำในการวัดด้วยการวัดเก็บประจุซึ่งต่ออนุกรมกับตัวต้านทาน

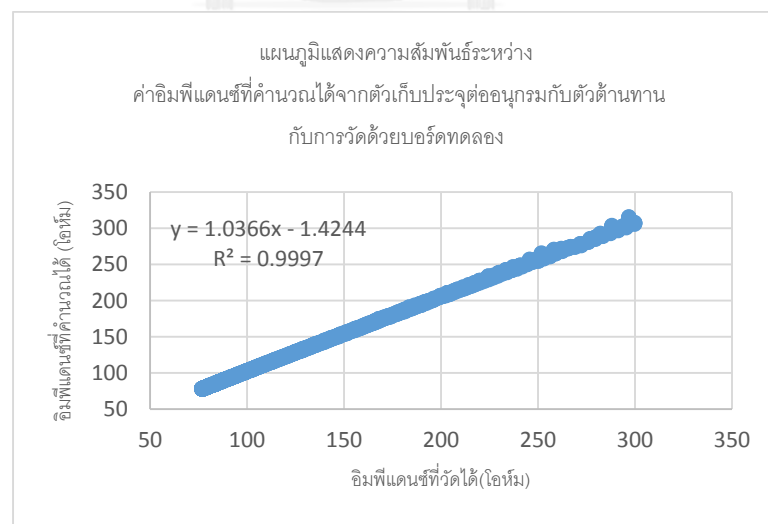
การทดสอบนี้ทำการทดสอบความแม่นยำกรณีที่ต้องใช้ทำการวัดโครงสร้างซึ่งมีตัวเก็บประจุต่ออนุกรมกับตัวต้านทาน โดยตัวต้านทานที่ถูกเลือกเพื่อนำมาใช้ในการทดสอบนี้มีค่า 75 โอห์ม สามารถคำนวณค่าอิมพีแดนซ์ได้จากสมการดังนี้

$$\text{Impedance} = \sqrt{R^2 + X_C^2} \quad (24)$$

โดยผลที่ได้มีดังนี้



รูปที่ 23 ความสัมพันธ์ของอิมพีแดนซ์ของตัวเก็บประจุต่ออนุกรมกับตัวต้านทานระหว่าง อิมพีแดนซ์ที่ทำการคำนวณ กับ อิมพีแดนซ์ที่วัดได้จากบอร์ดทดลอง



รูปที่ 24 ความสัมพันธ์ของอิมพีแดนซ์ของตัวเก็บประจุต่ออนุกรมกับตัวต้านทานระหว่าง อิมพีแดนซ์ที่ทำการคำนวณ กับ อิมพีแดนซ์ที่วัดได้จากบอร์ดทดลอง

ตารางที่ 13 ค่าคลาดเคลื่อนสัมพัทธ์จากการวัดอิมพีแดนซ์ของ
ตัวเก็บประจุต่ออนุกรมกับตัวต้านทานโดยบอร์ดวัดที่พัฒนาขึ้นและบอร์ดทดลอง

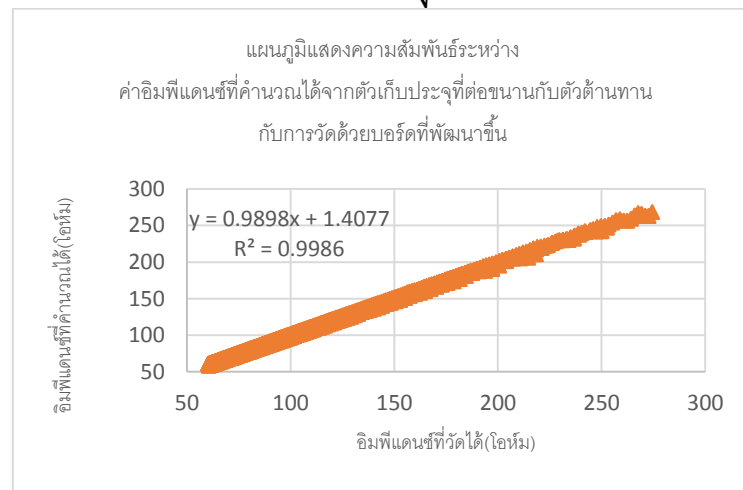
ขนาดของตัวเก็บประจุ (nF)	ค่าคลาดเคลื่อนสัมพัทธ์ของ บอร์ดวัดที่พัฒนาขึ้น (%)	ค่าคลาดเคลื่อนสัมพัทธ์ของ บอร์ดทดลอง (%)
47	1.67	2.18
47	1.73	2.15
47	1.82	2.03
68	0.43	2.44
68	0.48	2.40
68	0.58	2.27
100	2.81	2.04
100	2.75	2.04
100	2.66	1.92
ค่าเฉลี่ย	1.66	2.16

จากข้อมูลทั้งหมดแสดงให้เห็นว่าบอร์ดที่ทำการพัฒนาขึ้นและบอร์ดทดลองนั้น สามารถใช้ในการวัดอิมพีแดนซ์ของตัวเก็บประจุที่มีการต่ออนุกรมกับตัวต้านทานอยู่ในระดับที่สามารถยอมรับได้

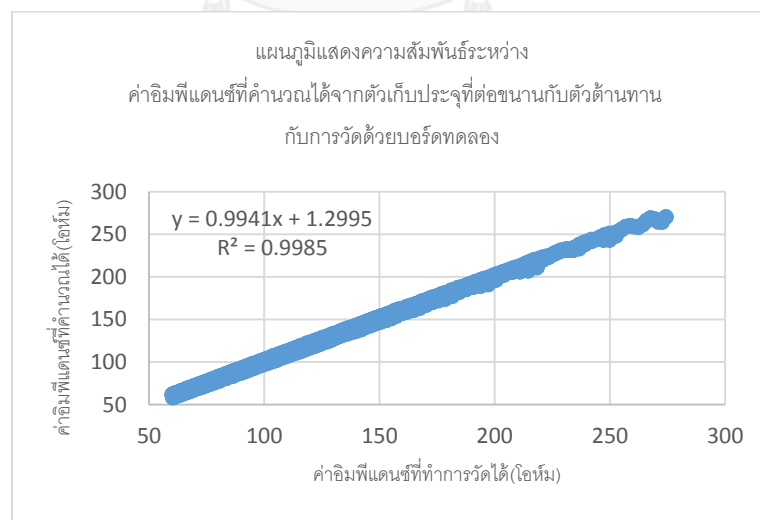
4.6 การทดสอบการความแม่นยำในการวัดด้วยการวัดเก็บประจุซึ่งต่อขนานกับตัวต้านทาน

การทดสอบนี้เป็นการทดสอบโดยเลือกใช้ตัวต้านทานขนาด 300 โอห์มทำการต่อขนานเข้ากับตัวเก็บประจุทั้งสามขนาด โดยสามารถคำนวณหาค่าของอิมพีแดนซ์ได้ด้วยสมการดังต่อไปนี้

$$\text{Impedance} = \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{R^2} + \frac{1}{X_c^2}}} \quad (25)$$



รูปที่ 25 ความสัมพันธ์ของอิมพีแดนซ์ของตัวเก็บประจุต่อขนานกับตัวต้านทานระหว่าง
อิมพีแดนซ์ที่ทำการคำนวณ กับ อิมพีแดนซ์ที่วัดได้จากบอร์ดที่พัฒนาขึ้น



รูปที่ 26 ความสัมพันธ์ของอิมพีแดนซ์ของตัวเก็บประจุต่อขนานกับตัวต้านทานระหว่าง
อิมพีแดนซ์ที่ทำการคำนวณ กับ อิมพีแดนซ์ที่วัดได้จากบอร์ดทดลอง

ตารางที่ 14 ค่าคลาดเคลื่อนสัมพัทธ์จากการวัดอิมพีแดนซ์ของตัวเก็บประจุต่อขนานกับตัว
ต้านทานโดยบอร์ดวัดที่พัฒนาขึ้นและบอร์ดทดลอง

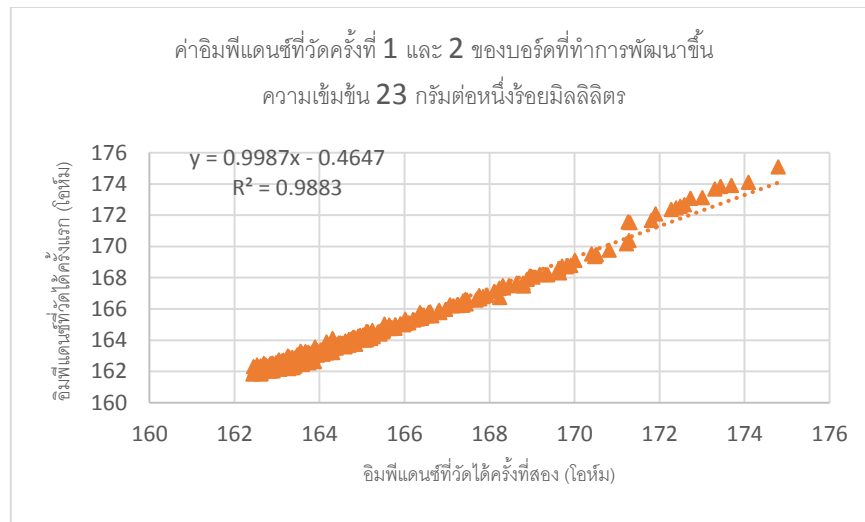
ขนาดของตัวเก็บประจุ (nF)	ค่าคลาดเคลื่อนสัมพัทธ์ของ บอร์ดวัดที่พัฒนาขึ้น (%)	ค่าคลาดเคลื่อนสัมพัทธ์ของ บอร์ดทดลอง (%)
47	2.14	2.17
47	2.02	2.10
47	2.12	2.16
68	2.14	0.72
68	2.02	0.68
68	2.12	0.57
100	1.68	2.51
100	1.76	2.47
100	1.83	2.61
ค่าเฉลี่ย	1.98	1.78

จากผลที่ได้แสดงให้เห็นว่าอุปกรณ์วัดทั้งสองสามารถวัดค่าอิมพีแดนซ์ของโครงสร้างที่มีตัวเก็บประจุต่อขนานกับตัวต้านทานได้โดยมีค่าใกล้เคียงกับค่าอิมพีแดนซ์ที่สามารถคำนวณได้จากสมการคำนวณ

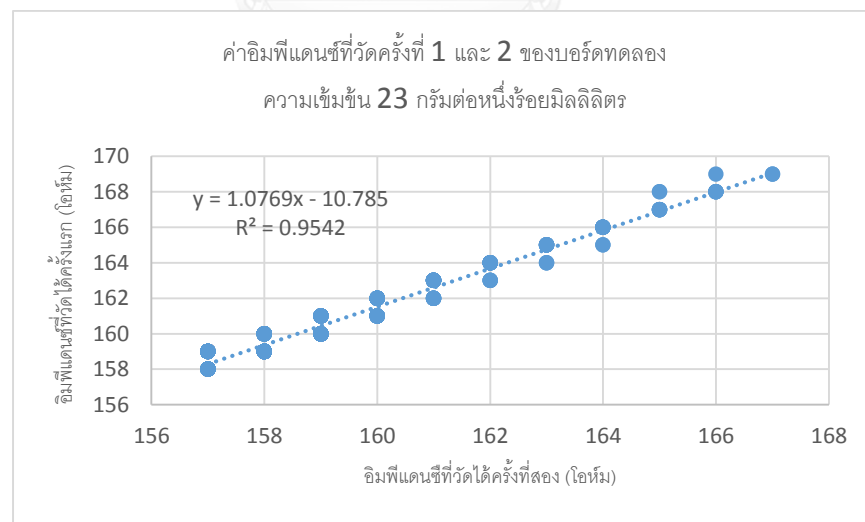
การทดลองที่ 4.2 ถึง 4.6 แสดงให้เห็นถึงผลของการวัดค่าอิมพีแดนซ์ด้วยบอร์ดที่พัฒนาขึ้น บอร์ดทดลอง เทียบกับค่าอิมพีแดนซ์ที่สามารถคำนวณได้ โดยผลที่ออกมาสามารถสรุปได้ว่า ภายใต้ช่วงอิมพีแดนซ์ที่ 60 โอห์ม ถึง 120 โอห์ม อิมพีแดนซ์ที่สามารถอ่านได้จากอุปกรณ์นั้น มีค่าคลาดเคลื่อนสัมพัทธ์ อยู่ในเกณฑ์ที่สามารถยอมรับได้ หรือ อยู่ภายใต้ค่าความคลาดเคลื่อนของอุปกรณ์ต่างๆที่นำมาทำการทดสอบ

4.7 การทดสอบการวัดของอุปกรณ์ในสารละลายนอมอลชาไลน์

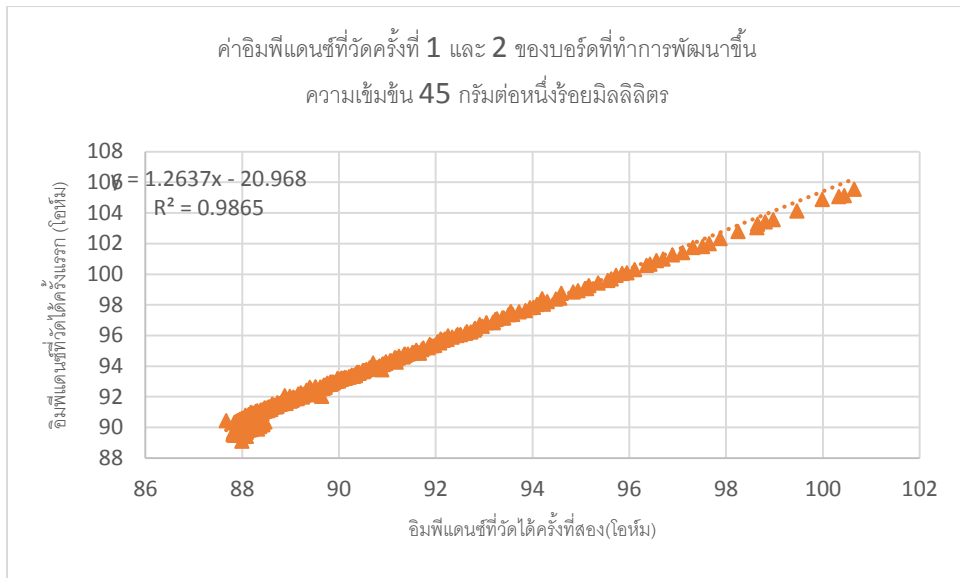
การทดสอบนี้เป็นการทดสอบตัวหัววัดโดยการใช้สารละลายนอมอลชาไลน์เป็นสิ่งที่ต้องการวัด โดยการทดสอบนี้เป็นการทดสอบเพื่อทดสอบหาการเกาะกลุ่มของการวัดในแต่ละครั้ง เนื่องจากเราไม่ทราบถึงค่าอิมพีแดนซ์ที่แท้จริงของสารละลายนอมอลชาไลน์ในความเข้มข้นต่างๆที่จะถูกวัดผ่าน หัวอิเล็กโทรดที่ทำการพัฒนาขึ้น โดยมีผลดังนี้



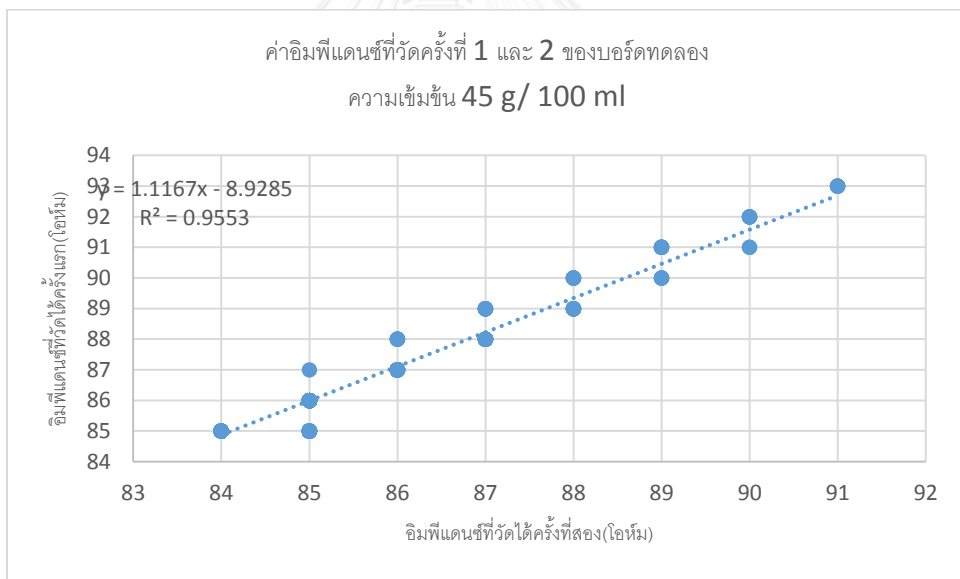
รูปที่ 27 ความสัมพันธ์ระหว่างการวัดครั้งที่ 1 และ 2 ด้วย บอร์ดที่ทำการพัฒนาขึ้น
โดยสารละลายมีความเข้มข้น 23 กรัมต่อร้อยมิลลิลิตร



รูปที่ 28 ความสัมพันธ์ระหว่างการวัดครั้งที่ 1 และ 2 ด้วย บอร์ดทดลอง
โดยสารละลายมีความเข้มข้น 23 กรัมต่อหนึ่งร้อยมิลลิลิตร



รูปที่ 29 ความสัมพันธ์ระหว่างการวัดครั้งที่ 1 และ 2 ด้วย บอร์ดที่ทำการพัฒนาขึ้น โดยสารละลายมีความเข้มข้น 45 กรัมต่อหนึ่งร้อยมิลลิลิตร



รูปที่ 30 ความสัมพันธ์ระหว่างการวัดครั้งที่ 1 และ 2 ด้วย บอร์ดทดลอง โดยสารละลายมีความเข้มข้น 23 กรัมต่อหนึ่งร้อยมิลลิลิตร

ผลจากการทดสอบนี้แสดงให้เห็นว่าบอร์ดที่ทำการพัฒนาขึ้นมาขึ้นนั้น เมื่อทำการวัดซ้ำที่ความถี่เดิมภายใต้สภาพแวดล้อมเดิมจะสามารถวัดค่าได้ใกล้เคียงกับการวัดในครั้งก่อน หากมีการทำซ้ำหลายๆครั้งแล้วยังได้ข้อมูลที่มีค่าใกล้เคียงกับของเดิมอยู่จะถือว่าเครื่องมือมีความแม่นยำทำให้การวัดสามารถวัดไม่ว่าจะเป็นการวัด 1 ครั้ง หรือการวัด 3 ครั้งแล้วเฉลี่ย มีค่าเหมือนกันไม่แตกต่างกันในเชิงสถิติ ดังนั้นจึงทำการทดลองเพิ่มโดยการนำหัววัดวางลงในสารละลายนอมอลซาไลน์ที่มีความเข้มข้น 45 กรัมต่อหนึ่งร้อยมิลลิลิตร จากนั้นสั่งให้อุปกรณ์ทำการวัดซ้ำทุกสามสิบนาที เป็นจำนวนการวัดรวมทั้งสิ้น 5 ครั้ง แล้วนำผลที่ได้มาทำการเปรียบเทียบทางสถิติด้วย ค่าสัมประสิทธิ์ของสหสัมพันธ์ได้ผลดังนี้

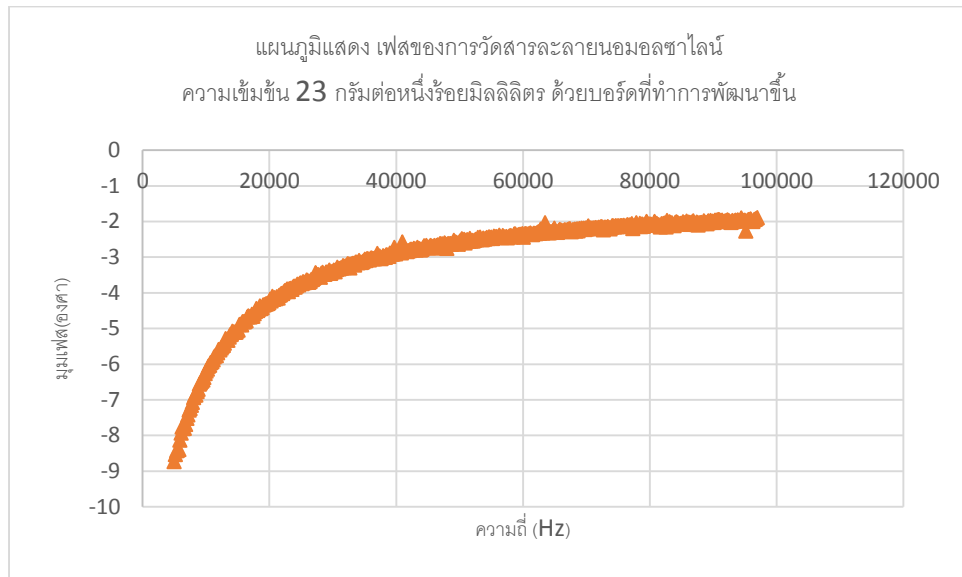
ตารางที่ 15 ค่าค่าสัมประสิทธิ์ของสหสัมพันธ์ของการวัดทั้งห้าครั้ง

	ครั้งที่ 1	ครั้งที่ 2	ครั้งที่ 3	ครั้งที่ 4	ครั้งที่ 5
ครั้งที่ 1	1.0000				
ครั้งที่ 2	0.9995	1.0000			
ครั้งที่ 3	0.9994	0.9997	1.0000		
ครั้งที่ 4	0.9994	0.9997	0.9997	1.0000	
ครั้งที่ 5	0.9994	0.9997	0.9997	0.9997	1.0000

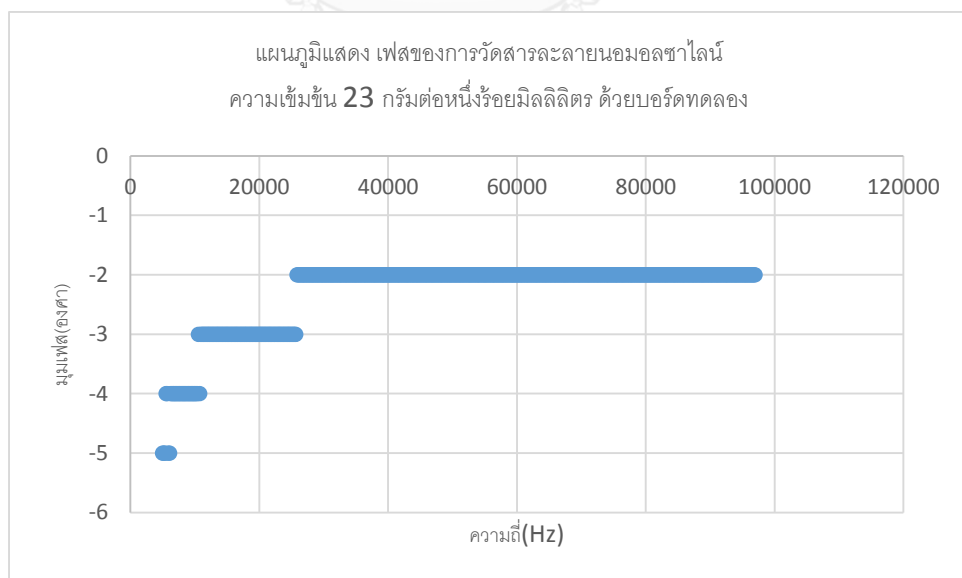
จะเห็นได้ว่า ค่าสัมประสิทธิ์ของสหสัมพันธ์มีค่าประมาณเท่ากับ 1 แสดงให้เห็นถึงความเชื่อมโยงของข้อมูลว่าเป็นข้อมูลที่ใกล้เคียงกันมาก

4.8 การเปรียบเทียบเฟสที่วัดได้จากการวัดสารละลายนอมอลชาไลน์กับตัวเก็บประจุที่มีการต่อกับตัวต้านทานแบบต่างๆ

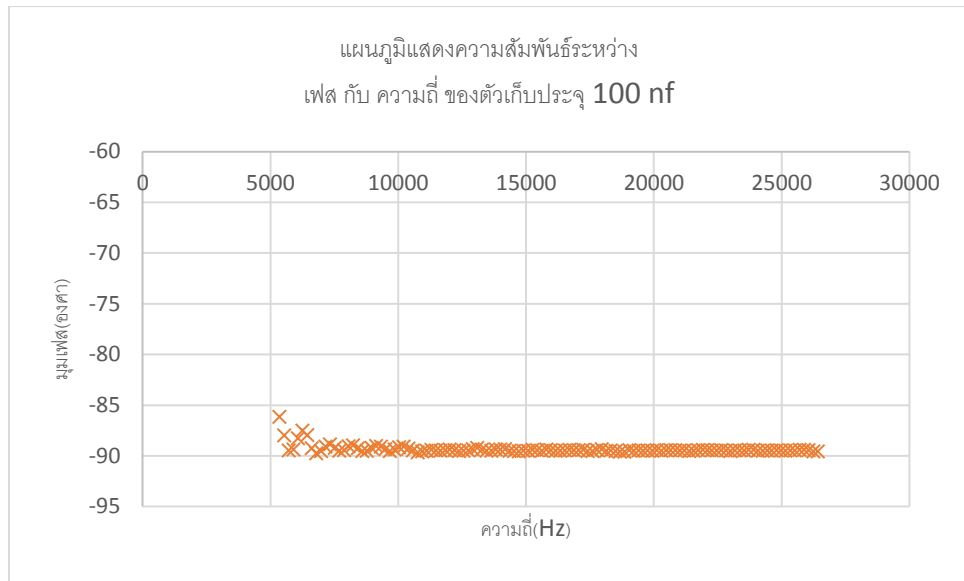
การเปลี่ยนแปลงของเฟสที่ได้จากการวัดอิมพีแดนซ์ของนอมอลชาไลน์ เทียบกับเฟสของตัวเก็บประจุต่อกับตัวต้านทานซึ่งถูกบันทึกด้วยบอร์ดที่ทำการพัฒนาในรูปแบบต่างๆดังนี้



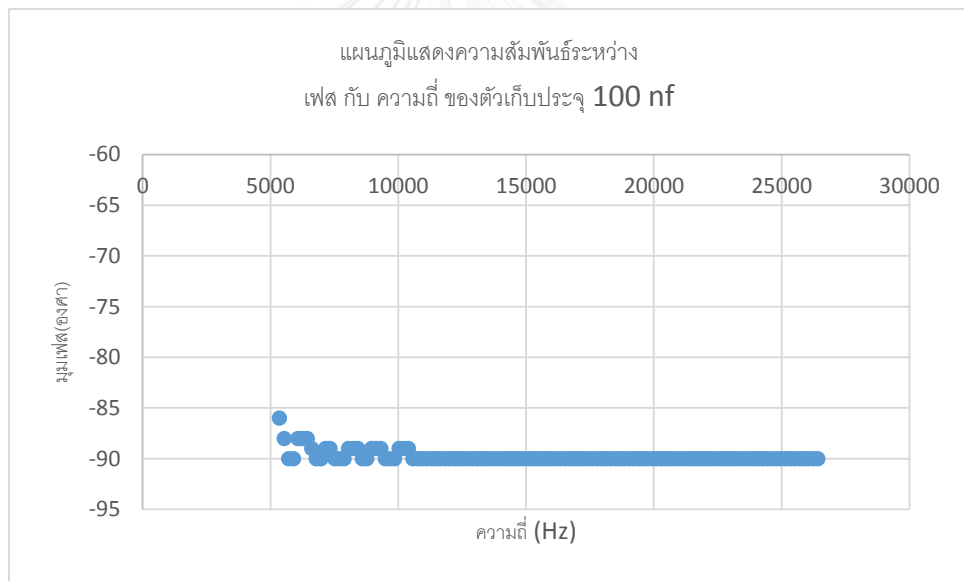
รูปที่ 31 เฟสของการวัดสารละลายนอมอลชาไลน์ความเข้มข้น 23 กรัมต่อร้อยมิลลิลิตร ด้วยบอร์ดที่พัฒนาขึ้น



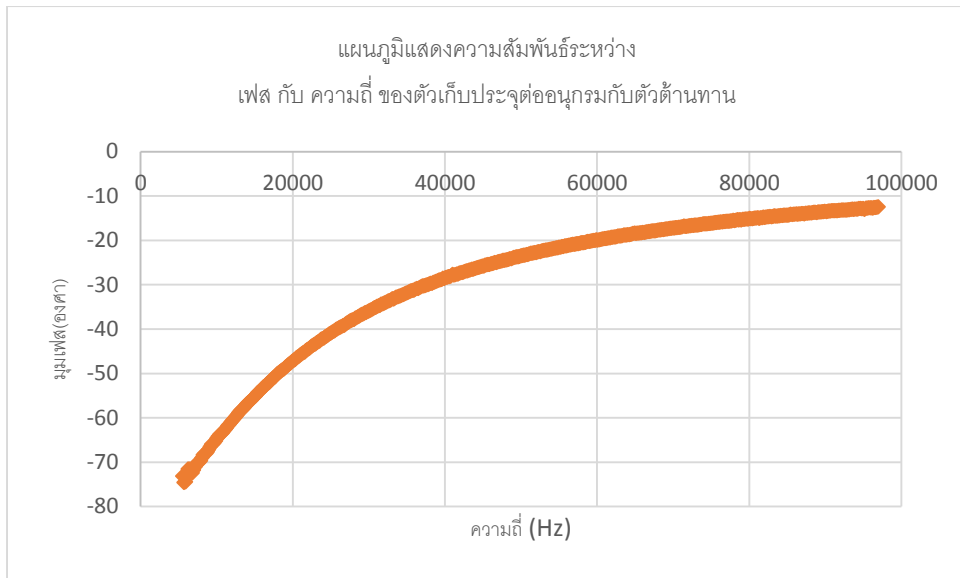
รูปที่ 32 เฟสของการวัดสารละลายนอมอลชาไลน์ความเข้มข้น 23 กรัมต่อร้อยมิลลิลิตร ด้วยบอร์ดทดลอง



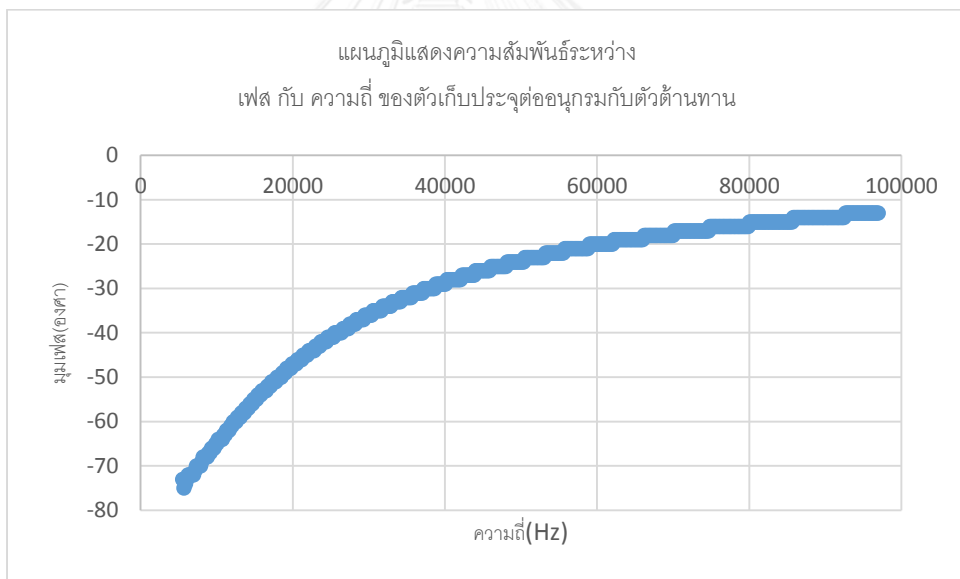
รูปที่ 33 เฟสของความถี่ของตัวเก็บประจุ 100 nf วัดโดยบอร์ดที่พัฒนาขึ้น



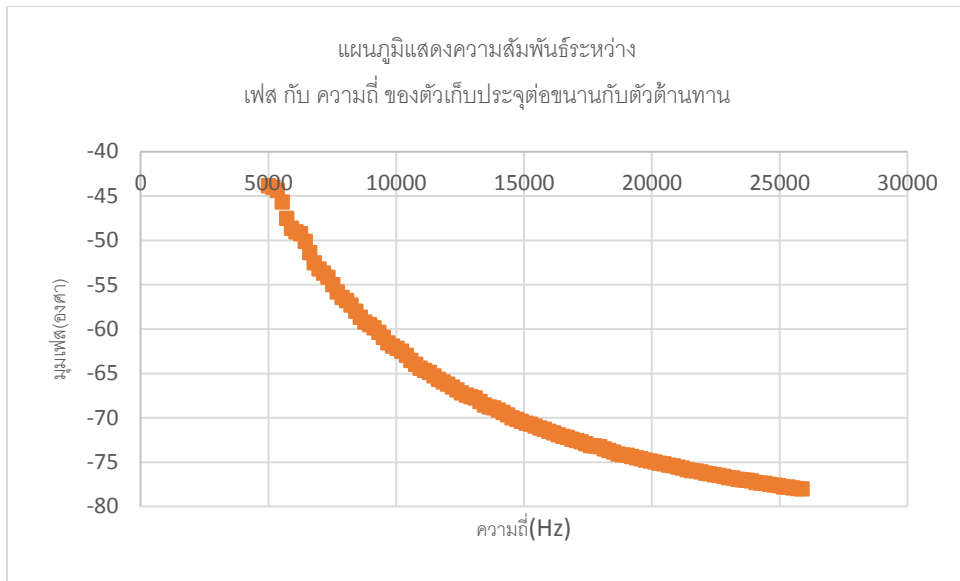
รูปที่ 34 เฟสของความถี่ของตัวเก็บประจุ 100 nf วัดโดยบอร์ดที่ทดลอง



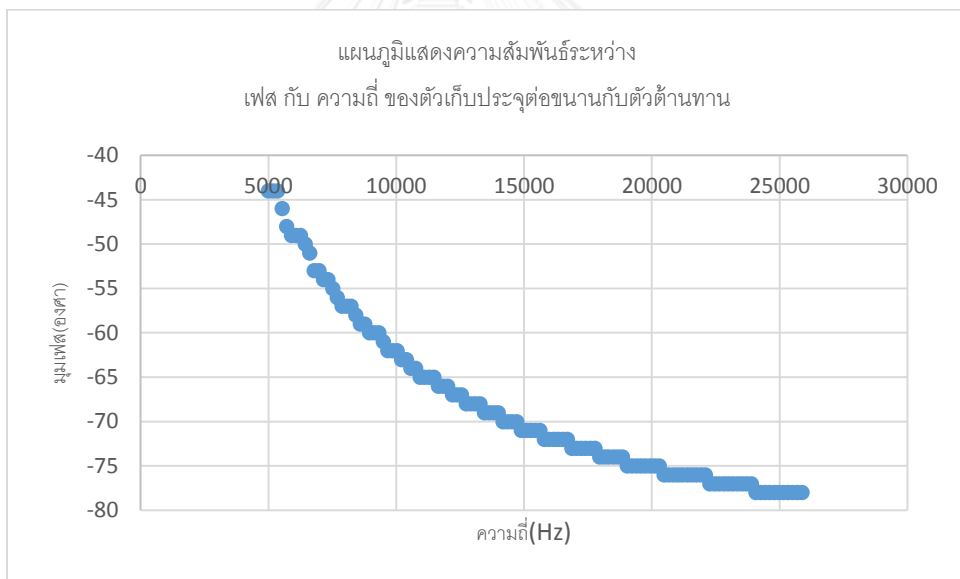
รูปที่ 35 เฟสของความถี่ของตัวเก็บประจุ 100 nf ต่ออนุกรมกับตัวต้านทาน 75 โอห์ม
วัดโดยบอร์ดที่พัฒนาขึ้น



รูปที่ 36 เฟสของความถี่ของตัวเก็บประจุ 100 nf ต่ออนุกรมกับตัวต้านทาน 75 โอห์ม
วัดโดยบอร์ดทดลอง



รูปที่ 37 เฟสของความถี่ของตัวเก็บประจุ 100 nF ต่อขนานกับตัวต้านทาน 75 โอห์ม
วัดโดยบอร์ดที่พัฒนาขึ้น



รูปที่ 38 เฟสของความถี่ของตัวเก็บประจุ 100 nF ต่อขนานกับตัวต้านทาน 75 โอห์ม
วัดโดยบอร์ดทดลอง

บทที่ 5

วิจารณ์ผลการวิจัย สรุปผลการวิจัย ข้อเสนอแนะ

5.1 วิจารณ์ผลการวิจัย

การวิจัยครั้งนี้ได้นำเสนอการพัฒนาระบบติดตามอิมพีแดนซ์ในช่องคลอดในสัตว์เพื่อตรวจการเป็นสัด ซึ่งประกอบด้วย หัววัดอิเล็กทรอนิกส์ วงจรวัดพร้อมรับส่งข้อมูล โปรแกรมสั่งการและแสดงผลการทำงาน นอกจากนี้ยังนำเสนอถึงผลการทดสอบระบบวัดกับการวัดค่าอิมพีแดนซ์ของตัวด้านทานและตัวเก็บประจุที่ทราบค่าในรูปแบบต่างๆ และทำการทดสอบการวัดกับสารละลายนอมอลชาไลน์ โดยมีผลดังนี้

1. การทดสอบการทำงานของระบบวัดโดยการสั่งการ โปรแกรมสั่งการสามารถสั่งการวงจรวัดผ่านทางไมโครคอนโทรลเลอร์ได้เป็นอย่างดี การทำงานในส่วนสำคัญต่างๆที่ออกแบบไว้ได้แก่ ระบบรับส่งข้อมูล ระบบการปรับเทียบค่า ระบบการวัด ระบบการวัดอัตโนมัติจากการตั้งค่า และ ระบบแสดงผลการวัดทั้งรูปของตารางและในรูปของแผนภูมิ สามารถทำงานได้อย่างไม่มีปัญหา

2. การทดสอบการทำงานของระบบวัดเพื่อหาความแม่นยำของระบบวัด แสดงให้เห็นว่าระบบวัดนี้สามารถวัดค่าของตัวด้านทาน และตัวเก็บประจุที่ถูกต้องกันในรูปแบบต่างๆได้เป็นอย่างดี โดยมีค่าคลาดเคลื่อนสัมพัทธ์ต่ำกว่าห้าเปอร์เซ็นต์ ซึ่งเป็นมาตรฐานที่สามารถยอมรับได้สำหรับอุปกรณ์วัด

3. การทดสอบการวัดสารละลายนอมอลชาไลน์ พบว่าค่าอิมพีแดนซ์ของสารละลายนอมอลชาไลน์ความเข้มข้น 0.90 กรัมต่อหนึ่งร้อยมิลลิลิตรกับ 0.12 กรัมต่อหนึ่งร้อยมิลลิลิตร มีค่าอิมพีแดนซ์ที่มากเกินกว่าช่วงอิมพีแดนซ์ที่ระบบสามารถวัดได้ และ ที่ความเข้มข้น 0.45 กรัมต่อหนึ่งร้อยมิลลิลิตรและ 0.23 กรัมต่อหนึ่งร้อยมิลลิลิตร มีค่าอิมพีแดนซ์อยู่ในช่วง 85 โอห์ม ถึง 110 โอห์ม และ 155 โอห์มถึง 170 โอห์ม โดยเมื่อทำการวัดซ้ำก็ยังคงได้ค่าไม่แตกต่างจากเดิมมาก เมื่อนำมาทำการหาค่าสัมประสิทธิ์ของสหสัมพันธ์พบว่ามีความมากกว่า 95 เปอร์เซ็นต์ และเมื่อนำมาทำการวัดซ้ำกัน 5 ครั้งแล้วนำมาหาค่าเฉลี่ยพบว่า ค่าสัมประสิทธิ์ของสหสัมพันธ์ยังคงมากกว่า 95 เปอร์เซ็นต์เช่นเดิม แสดงให้เห็นถึงความแม่นยำในการวัดนั้นมีค่าที่อยู่ในเกณฑ์ดี สามารถมั่นใจได้ว่าการวัดหนึ่งครั้งมีค่าเท่ากับ การวัดหลายครั้งแล้วนำค่าที่ได้มาหาค่าเฉลี่ย

4. ค่าของเฟสที่ได้จากการวัดสารละลายนอมอลชาไลน์ แสดงให้เห็นว่าในสารละลายนอมอลชาไลน์มีคุณสมบัติของตัวเก็บประจุอยู่เพียงเล็กน้อย โดยวิเคราะห์ได้จากค่าของเฟสนั้นมีค่าเพียงเล็กน้อยไม่ถึง ลบ 10 องศา และการเปลี่ยนแปลงของเฟสเมื่อมีการเพิ่มความถี่นั้น มีรูปแบบการเปลี่ยนแปลงคล้ายกับการเปลี่ยนแปลงของเฟสในวงจรของตัวเก็บประจุต่ออนุกรมกับตัวด้านทาน จึง

มีความเป็นไปได้ว่าโครงสร้างของอิมพีแดนซ์ของสารละลายนอมอลชาไลน์จะเป็นโมเดลของตัวเก็บประจุต่ออนุกรมกับตัวต้านทานนั่นเอง

5.2 สรุปผลการวิจัย

การพัฒนาระบบติดตามอิมพีแดนซ์ในช่องคลอดเพื่อตรวจการเป็นสัดในสัตว์ ตัวระบบสามารถทำงานได้เป็นอย่างดีภายใต้สภาวะของห้องทดลองที่มีการจำกัดตัวแปรระบบ ระบบสามารถรับส่งข้อมูลในพื้นที่โล่งระยะสิบเมตรได้เป็นอย่างดี สามารถวัดค่าอิมพีแดนซ์ในช่วงเป้าหมายได้อย่างแม่นยำและการวัดซ้ำนั้นยังคงได้ค่าอิมพีแดนซ์ออกมาไม่ต่างจากเดิมในเชิงสถิติ

5.3 ปัญหาและข้อเสนอแนะ

1. การทดลองนี้เป็นการจำลองสถานการณ์เพื่อทดสอบความแม่นยำของระบบวัด ยังขาดการนำไปทำการทดลองการใช้งานกับตัวสุกร ซึ่งหากมีการทำการทดลองกับสุกร ควรทำการตรวจวัดฮอร์โมนควบคู่ไปด้วยเพื่อยืนยันความสามารถของระบบ และเป็นการใช้สัตว์ในการทดลองอย่างคุ้มค่าที่สุด

2. ในการทดสอบระบบวัดควรเพิ่มเครื่องมือวัดที่มีความแม่นยำสูงลงไปใน การทดสอบด้วย เพื่อเป็นการยืนยันความแม่นยำของตัวระบบวัด

3. การทดสอบครั้งนี้เป็นการทดสอบภายใต้การจำกัดตัวแปรต่างๆออกไป แต่ในสภาวะที่ทำการวัดจริงอาจจะเจอตัวแปรต่างๆที่ทำให้ค่าที่วัดออกมามีการคลาดเคลื่อนได้ ดังนั้นในการทดสอบต่อไปควรส่งเสริมการทดสอบโดยใส่ตัวแปรต่างๆเช่น การเขย่าหัววัดอิเล็กทรอนิกส์ เพื่อทดสอบด้วย

4. ดิจิตอลโพเทนชิโอมิเตอร์สามารถออกแบบให้ใช้เบอร์อื่นได้หากไม่ต้องการใช้ความละเอียดในการปรับค่าสูงถึง 1024 ค่า เนื่องจากดิจิตอลโพเทนชิโอมิเตอร์ที่สามารถหาได้ทั่วไปนั้นมีการปรับค่าได้ที่ความละเอียด 256 ค่าและมีราคาที่น้อยกว่า AD5270

5. การทำงานของระบบติดตามค่านี้ถูกควบคุมโดยคอมพิวเตอร์ที่ใช้ระบบปฏิบัติการ Windows 8.1 หากคอมพิวเตอร์มีปัญหาเกิดขึ้นระบบจะไม่สามารถทำการวัดต่อไปได้ แม้แต่การเข้าสู่ Sleep mode เพื่อประหยัดพลังงานอัตโนมัติเองก็ยังไม่ทำให้ระบบติดตามค่าไม่สามารถทำงานได้ ดังนั้นจึงต้องตรวจสอบความเสถียรของคอมพิวเตอร์ให้ดีกว่าก่อนใช้งาน

6. การเก็บข้อมูลถูกเก็บไว้ในรูปของ XML ถึงแม้ว่าข้อมูลจะมีความถูกต้องแต่ก็ใช้เนื้อที่ในการจัดเก็บมากเช่นกัน

7. ในการพัฒนาต่อๆอนั้น ในยุคนี้เป็นยุคที่มีการใช้คอมพิวเตอร์ขนาดเล็กซึ่งมีความสามารถหลากหลายอยู่มากมายเช่น Raspberry Pi เป็นต้น ตัว Raspberry Pi Model B+ มีความสามารถใน

การเชื่อมต่อแบบ I²C และ SPI จึงสามารถทำการเขียนโปรแกรมโดยใช้ Raspberry Pi Model B+ ทำงานเป็นคอนโทรลเลอร์สำหรับควบคุม เก็บข้อมูล และนอกจากนี้ Raspberry Pi Model B+ ยังสามารถเชื่อมต่อกับจอภาพได้โดยตรง จึงสามารถเขียนโปรแกรมให้แสดงผลได้ด้วยตัวเองไม่จำเป็นต้องทำการดาวน์โหลดข้อมูลไปยังคอมพิวเตอร์ก่อน นอกจากนี้ Raspberry Pi Model B+ ยังรองรับการควบคุมผ่านคอมพิวเตอร์ด้วยการเชื่อมต่อทาง Local Area Network หรือ สามารถนำ WiFi Dongle มาต่อเพื่อทำการเชื่อมต่อเข้ากับระบบเครือข่ายได้ จึงเป็นแนวคิดที่น่าสนใจหากมีการนำ Raspberry Pi Model B+ หรือ คอมพิวเตอร์ขนาดเล็กอื่นๆมาใช้ในการควบคุมการทำงานของระบบวัดนี้

8.การพัฒนาต่อไป ควรทำให้ระบบใช้งานบน Smart Phone ซึ่งใช้ระบบปฏิบัติการ Android แทนการใช้งานบน Windows tablet ซึ่งการพัฒนาบน Android จะทำให้เข้าถึงผู้บริโภคมากกว่าระบบ Windows tablet



รายการอ้างอิง

- Abo-El maaty, A. M., & El-Shahat, K. H. (2012). Hormonal and biochemical serum assay in relation to the estrous cycle and follicular growth in Arabian mare. *Asian Pacific Journal of Reproduction*, 1(2), 105-110. doi: [http://dx.doi.org/10.1016/S2305-0500\(13\)60059-7](http://dx.doi.org/10.1016/S2305-0500(13)60059-7)
- Device, A. AN-1252: How to Configure the AD5933/AD5934. Retrieved 15 December, 2015, from <http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/application-notes/AN-1252.pdf>
- Device, A. AD5933 : 1 MSPS, 12-Bit Impedance Converter, Network Analyzer Data Sheet (Rev. E). Retrieved 15 December, 2015, from <http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD5933.pdf>
- Device, A. UG-364: Evaluating the AD5933 1 MSPS, 12-Bit Impedance Converter Network Analyzer. Retrieved 15 December, 2015, from <http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/user-guides/UG-364.pdf>
- Dusza, L., Opatka, M., Kamińska, B., Kamiński, T., & Ciereszko, R. E. (1996). The relationship between electrical resistance of vaginal mucus and plasma hormonal parameters during periestrus in sows. *Theriogenology*, 45(8), 1491-1503. doi: [http://dx.doi.org/10.1016/0093-691X\(96\)00117-3](http://dx.doi.org/10.1016/0093-691X(96)00117-3)
- Gunzel, A. R., Koivisto, P., & Fougner, J. A. (1986). Electrical resistance of vaginal secretion in the bitch. *Theriogenology*, 25(4), 559-570.
- Rehm, S., Stanislaus, D. J., & Williams, A. M. (2007). Estrous cycle-dependent histology and review of sex steroid receptor expression in dog reproductive tissues and mammary gland and associated hormone levels. *Birth Defects Res B Dev Reprod Toxicol*, 80(3), 233-245. doi: 10.1002/bdrb.20121
- Řezáč, P. (2008). Potential applications of electrical impedance techniques in female mammalian reproduction. *Theriogenology*, 70(1), 1-14. doi: <http://dx.doi.org/10.1016/j.theriogenology.2008.03.001>

- Řezáč, P., Kukla, R., & Pöschl, M. (2002). Effect of sow parity on vaginal electrical impedance. *Animal Reproduction Science*, 72(3–4), 223-234. doi: [http://dx.doi.org/10.1016/S0378-4320\(02\)00089-1](http://dx.doi.org/10.1016/S0378-4320(02)00089-1)
- Řezáč, P., & Olič, I. (2006). Relationship between opposite changes of vaginal and vestibular impedance during estrous cycle in sows. *Theriogenology*, 66(4), 868-876. doi: <http://dx.doi.org/10.1016/j.theriogenology.2006.02.021>
- Řezáč, P., Pöschl, M., & Křivánek, I. (2003). Effect of probe location on changes in vaginal electrical impedance during the porcine estrous cycle. *Theriogenology*, 59(5–6), 1325-1334. doi: [http://dx.doi.org/10.1016/S0093-691X\(02\)01168-8](http://dx.doi.org/10.1016/S0093-691X(02)01168-8)
- Svendsen, P. (1974). *An introduction to animal physiology*. Lancaster: Medical and Technical Publishing.
- Szenci, O., Sima, Z., Hartmann, C., & Keresztes, J. (1990). Changes in the electric resistance of the vaginal mucus in oestrous sows. *Acta Vet Hung*, 38(1-2), 19-24.
- Westwood, F. R. (2008). The female rat reproductive cycle: a practical histological guide to staging. *Toxicol Pathol*, 36(3), 375-384. doi: 10.1177/0192623308315665
- Yamauchi, S., Nakamura, S., Yoshimoto, T., Nakada, T., Ashizawa, K., & Tatemoto, H. (2009). Prediction of the estrous cycle and optimal insemination time by monitoring vaginal electrical resistance (VER) in order to improve the reproductive efficiency of the Okinawan native Agu pig. *Animal Reproduction Science*, 113(1–4), 311-316. doi: <http://dx.doi.org/10.1016/j.anireprosci.2008.08.005>
- ชนกฤต, น., กษฎา, น., & ชัยวัฒน์, น. (2537). เรียนรู้และระบบปฏิบัติการระบบควบคุมไร้สายบลูทูธเบื้องต้น. กรุงเทพมหานคร.
- สมบุญ, น. (2547). เรียนรู้และประยุกต์ใช้งาน PIC Microcontroller กรุงเทพมหานคร: เอดิชั่นเพรสโปรดักส์.
- อรณพ, ค. (2545). *วิทยาการสืบพันธุ์สุกร (Swine Reproduction)*. กรุงเทพมหานคร: สำนักพิมพ์แห่งจุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย.





ภาคผนวก

จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย
CHULALONGKORN UNIVERSITY





1 MSPS, 12-Bit Impedance Converter, Network Analyzer

Data Sheet

AD5933

FEATURES

Programmable output peak-to-peak excitation voltage to a maximum frequency of 100 kHz

Programmable frequency sweep capability with serial I²C interface

Frequency resolution of 27 bits (<0.1 Hz)

Impedance measurement range from 1 k Ω to 10 M Ω

Capable of measuring of 100 Ω to 1 k Ω with additional circuitry

Internal temperature sensor ($\pm 2^{\circ}\text{C}$)

Internal system clock option

Phase measurement capability

System accuracy of 0.5%

2.7 V to 5.5 V power supply operation

Temperature range: -40°C to $+125^{\circ}\text{C}$

16-lead SSOP package

Qualified for automotive applications

APPLICATIONS

Electrochemical analysis

Bioelectrical impedance analysis

Impedance spectroscopy

Complex impedance measurement

Corrosion monitoring and protection equipment

Biomedical and automotive sensors

Proximity sensing

Nondestructive testing

Material property analysis

Fuel/battery cell condition monitoring

GENERAL DESCRIPTION

The AD5933 is a high precision impedance converter system solution that combines an on-board frequency generator with a 12-bit, 1 MSPS, analog-to-digital converter (ADC). The frequency generator allows an external complex impedance to be excited with a known frequency. The response signal from the impedance is sampled by the on-board ADC and a discrete Fourier transform (DFT) is processed by an on-board DSP engine. The DFT algorithm returns a real (R) and imaginary (I) data-word at each output frequency.

Once calibrated, the magnitude of the impedance and relative phase of the impedance at each frequency point along the sweep is easily calculated. This is done off chip using the real and imaginary register contents, which can be read from the serial I²C interface.

A similar device, also available from Analog Devices, Inc., is the AD5934, a 2.7 V to 5.5 V, 250 kSPS, 12-bit impedance converter, with an internal temperature sensor and is packaged in a 16-lead SSOP.

FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM

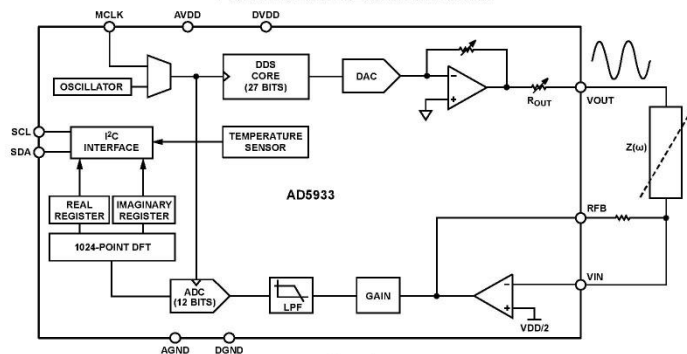


Figure 1.

Rev. E

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 ©2005–2013 Analog Devices, Inc. All rights reserved.
Technical Support www.analog.com

TABLE OF CONTENTS

Features	1	Register Map	23
Applications.....	1	Control Register (Register Address 0x80, Register Address 0x81).....	23
General Description	1	Start Frequency Register (Register Address 0x82, Register Address 0x83, Register Address 0x84)	24
Functional Block Diagram	1	Frequency Increment Register (Register Address 0x85, Register Address 0x86, Register Address 0x87)	25
Revision History	3	Number of Increments Register (Register Address 0x88, Register Address 0x89)	25
Specifications.....	4	Number of Settling Time Cycles Register (Register Address 0x8A, Register Address 0x8B)	25
I ² C Serial Interface Timing Characteristics	6	Status Register (Register Address 0x8F).....	26
Absolute Maximum Ratings.....	7	Temperature Data Register (16 Bits—Register Address 0x92, Register Address 0x93)	26
ESD Caution.....	7	Real and Imaginary Data Registers (16 Bits—Register Address 0x94, Register Address 0x95, Register Address 0x96, Register Address 0x97)	26
Pin Configuration and Descriptions.....	8	Serial Bus Interface.....	27
Typical Performance Characteristics	9	General I ² C Timing.....	27
Terminology	12	Writing/Reading to the AD5933	28
System Description.....	13	Block Write.....	28
Transmit Stage.....	14	Read Operations.....	29
Frequency Sweep Command Sequence.....	15	Typical Applications.....	30
Receive Stage	15	Measuring Small Impedances.....	30
DFT Operation	15	Biomedical: Noninvasive Blood Impedance Measurement..	32
System Clock.....	16	Sensor/Complex Impedance Measurement.....	32
Temperature Sensor	16	Electro-Impedance Spectroscopy.....	33
Temperature Conversion Details.....	16	Layout and Configuration.....	34
Temperature Value Register	16	Power Supply Bypassing and Grounding.....	34
Temperature Conversion Formula	16	Evaluation Board	35
Impedance Calculation	17	Using the Evaluation Board	35
Magnitude Calculation	17	Prototyping Area	35
Gain Factor Calculation	17	Crystal Oscillator (XO) vs. External Clock.....	35
Impedance Calculation Using Gain Factor.....	17	Schematics	36
Gain Factor Variation with Frequency	17	Outline Dimensions	40
Two-Point Calibration	18	Ordering Guide	40
Two-Point Gain Factor Calculation.....	18	Automotive Products.....	40
Gain Factor Setup Configuration.....	18		
Gain Factor Recalculation.....	18		
Gain Factor Temperature Variation.....	19		
Impedance Error.....	19		
Measuring the Phase Across an Impedance	19		
Performing a Frequency Sweep	22		

REVISION HISTORY**5/13—Rev. D to Rev. E**

Added Automotive Information (Throughout)	1
Changed Sampling Rate from 250 kSPS to 1 MSPS	5
Changes to Table 7	21
Deleted Choosing a Reference for the AD5933 Section	34
Changes to Ordering Guide.....	40

12/11—Rev. C to Rev. D

Changes to Impedance Error Section	19
Removed Figure 26 and Figure 27; Renumbered Sequentially	19
Removed Figure 28, Figure 29, Figure 30, Figure 31	20
Changes to Figure 39	37
Changes to Figure 40	38
Changes to Figure 41	39
Changes to Figure 42	40

8/10—Rev. B to Rev. C

Changes to Impedance Error Section.....	19
Changes to Figure 45	38
Changes to U4 Description in Table 19.....	42

2/10—Rev. A to Rev. B

Changes to General Description	1
--------------------------------------	---

5/08—Rev. 0 to Rev. A

Changes to Layout.....	Universal
Changes to Figure 1	1
Changes to Table 1	4
Changes to Figure 17	13
Changes to System Description Section.....	13
Changes to Figure 19	14
Changes to Figure 24	18
Changes to Impedance Error Section.....	19
Added Measuring the Phase Across an Impedance Section	21
Changes to Register Map Section	24
Added Measuring Small Impedances Section.....	31
Changes to Table 18	35
Added Evaluation Board Section.....	37
Changes to Ordering Guide.....	43

9/05—Revision 0: Initial Version

AD5933

Data Sheet

SPECIFICATIONS

VDD = 3.3 V, MCLK = 16.776 MHz, 2 V p-p output excitation voltage @ 30 kHz, 200 k Ω connected between Pin 5 and Pin 6; feedback resistor = 200 k Ω connected between Pin 4 and Pin 5; PGA gain = $\times 1$, unless otherwise noted.

Table 1.

Parameter	Y Version ¹			Unit	Test Conditions/Comments
	Min	Typ	Max		
SYSTEM					
Impedance Range	1 K		10 M	Ω	100 Ω to 1 k Ω requires extra buffer circuitry, see the Measuring Small Impedances section
Total System Accuracy		0.5		%	2 V p-p output excitation voltage at 30 kHz, 200 k Ω connected between Pin 5 and Pin 6
System Impedance Error Drift		30		ppm/ $^{\circ}$ C	
TRANSMIT STAGE					
Output Frequency Range ²	1		100	kHz	
Output Frequency Resolution		0.1		Hz	<0.1 Hz resolution achievable using DDS techniques
MCLK Frequency			16.776	MHz	Maximum system clock frequency
Internal Oscillator Frequency ³		16.776		MHz	Frequency of internal clock
Internal Oscillator Temperature Coefficient		30		ppm/ $^{\circ}$ C	
TRANSMIT OUTPUT VOLTAGE					
Range 1					
AC Output Excitation Voltage ⁴		1.98		V p-p	See Figure 4 for output voltage distribution
DC Bias ⁵		1.48		V	DC bias of the ac excitation signal; see Figure 5
DC Output Impedance		200		Ω	$T_A = 25^{\circ}$ C
Short-Circuit Current to Ground at VOUT		± 5.8		mA	$T_A = 25^{\circ}$ C
Range 2					
AC Output Excitation Voltage ⁴		0.97		V p-p	See Figure 6
DC Bias ⁵		0.76		V	DC bias of output excitation signal; see Figure 7
DC Output Impedance		2.4		k Ω	
Short-Circuit Current to Ground at VOUT		± 0.25		mA	
Range 3					
AC Output Excitation Voltage ⁴		0.383		V p-p	See Figure 8
DC Bias ⁵		0.31		V	DC bias of output excitation signal; see Figure 9
DC Output Impedance		1		k Ω	
Short-Circuit Current to Ground at VOUT		± 0.20		mA	
Range 4					
AC Output Excitation Voltage ⁴		0.198		V p-p	See Figure 10
DC Bias ⁵		0.173		V	DC bias of output excitation signal. See Figure 11
DC Output Impedance		600		Ω	
Short-Circuit Current to Ground at VOUT		± 0.15		mA	
SYSTEM AC CHARACTERISTICS					
Signal-to-Noise Ratio		60		dB	
Total Harmonic Distortion		-52		dB	
Spurious-Free Dynamic Range					
Wide Band (0 MHz to 1 MHz)		-56		dB	
Narrow Band (± 5 kHz)		-85		dB	

Data Sheet

AD5933

Parameter	Y Version ¹			Unit	Test Conditions/Comments
	Min	Typ	Max		
RECEIVE STAGE					
Input Leakage Current		1		nA	To VIN pin
Input Capacitance ⁶		0.01		pF	Pin capacitance between VIN and GND
Feedback Capacitance (C _{FB})		3		pF	Feedback capacitance around current-to-voltage amplifier; appears in parallel with feedback resistor
ANALOG-TO-DIGITAL CONVERTER⁶					
Resolution		12		Bits	
Sampling Rate		1		MSPS	ADC throughput rate
TEMPERATURE SENSOR					
Accuracy		±2.0		°C	−40°C to +125°C temperature range
Resolution		0.03		°C	
Temperature Conversion Time		800		µs	Conversion time of single temperature measurement
LOGIC INPUTS					
Input High Voltage (V _{ih})	0.7 × VDD				
Input Low Voltage (V _{il})			0.3 × VDD		
Input Current ⁷			1	µA	T _A = 25°C
Input Capacitance			7	pF	T _A = 25°C
POWER REQUIREMENTS					
VDD	2.7		5.5	V	
IDD (Normal Mode)		10	15	mA	VDD = 3.3 V
		17	25	mA	VDD = 5.5 V
IDD (Standby Mode)		11		mA	VDD = 3.3 V; see the Control Register (Register Address 0X80, Register Address 0X81) section
		16		mA	VDD = 5.5 V
IDD (Power-Down Mode)		0.7	5	µA	VDD = 3.3 V
		1	8	µA	VDD = 5.5 V

¹ Temperature range for Y version = −40°C to +125°C, typical at 25°C.

² The lower limit of the output excitation frequency can be lowered by scaling the clock supplied to the AD5933.

³ Refer to Figure 14, Figure 15, and Figure 16 for the internal oscillator frequency distribution with temperature.

⁴ The peak-to-peak value of the ac output excitation voltage scales with supply voltage according to the following formula:

$$\text{Output Excitation Voltage (V p-p)} = [2/3.3] \times VDD$$

where VDD is the supply voltage.

⁵ The dc bias value of the output excitation voltage scales with supply voltage according to the following formula:

$$\text{Output Excitation Bias Voltage (V)} = [2/3.3] \times VDD$$

where VDD is the supply voltage.

⁶ Guaranteed by design or characterization, not production tested. Input capacitance at the VOUT pin is equal to pin capacitance divided by open-loop gain of current-to-voltage amplifier.

⁷ The accumulation of the currents into Pin 8, Pin 15, and Pin 16.

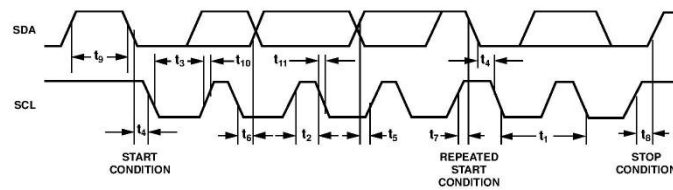
AD5933

Data Sheet

I²C SERIAL INTERFACE TIMING CHARACTERISTICSVDD = 2.7 V to 5.5 V. All specifications T_{MIN} to T_{MAX}, unless otherwise noted.¹

Table 2.

Parameter ²	Limit at T _{MIN} , T _{MAX}	Unit	Description
f _{SCL}	400	kHz max	SCL clock frequency
t ₁	2.5	μs min	SCL cycle time
t ₂	0.6	μs min	t _{HIGH} , SCL high time
t ₃	1.3	μs min	t _{LOW} , SCL low time
t ₄	0.6	μs min	t _{HD, STA} , start/repeated start condition hold time
t ₅	100	ns min	t _{SU, DAT} , data setup time
t ₆ ³	0.9	μs max	t _{HD, DAT} , data hold time
	0	μs min	t _{HD, DAT} , data hold time
t ₇	0.6	μs min	t _{SU, STA} , setup time for repeated start
t ₈	0.6	μs min	t _{SU, STO} , stop condition setup time
t ₉	1.3	μs min	t _{BUF} , bus free time between a stop and a start condition
t ₁₀	300	ns max	t _r , rise time of SDA when transmitting
	0	ns min	t _r , rise time of SCL and SDA when receiving (CMOS compatible)
t ₁₁	300	ns max	t _f , fall time of SCL and SDA when transmitting
	0	ns min	t _f , fall time of SDA when receiving (CMOS compatible)
	250	ns max	t _f , fall time of SDA when receiving
	20 + 0.1 C _b ⁴	ns min	t _f , fall time of SCL and SDA when transmitting
C _b	400	pF max	Capacitive load for each bus line

¹ See Figure 2.² Guaranteed by design and characterization, not production tested.³ A master device must provide a hold time of at least 300 ns for the SDA signal (referred to V_{BIASMIN} of the SCL signal) to bridge the undefined falling edge of SCL.⁴ C_b is the total capacitance of one bus line in picofarads. Note that t₆ and t_r are measured between 0.3 VDD and 0.7 VDD.Figure 2. I²C Interface Timing Diagram

05/24/02

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

$T_A = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise noted.

Table 3.

Parameter	Rating
DVDD to GND	-0.3 V to +7.0 V
AVDD1 to GND	-0.3 V to +7.0 V
AVDD2 to GND	-0.3 V to +7.0 V
SDA/SCL to GND	-0.3 V to VDD + 0.3 V
VOUT to GND	-0.3 V to VDD + 0.3 V
VIN to GND	-0.3 V to VDD + 0.3 V
MCLK to GND	-0.3 V to VDD + 0.3 V
Operating Temperature Range	
Extended Industrial (Y Grade)	-40°C to +125°C
Storage Temperature Range	-65°C to +160°C
Maximum Junction Temperature	150°C
SSOP Package, Thermal Impedance	
θ_{JA}	139°C/W
θ_{JC}	136°C/W
Reflow Soldering (Pb-Free)	
Peak Temperature	260°C
Time at Peak Temperature	10 sec to 40 sec

Stresses above those listed under Absolute Maximum Ratings may cause permanent damage to the device. This is a stress rating only; functional operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operational section of this specification is not implied. Exposure to absolute maximum rating conditions for extended periods may affect device reliability.

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.

AD5933

Data Sheet

PIN CONFIGURATION AND DESCRIPTIONS

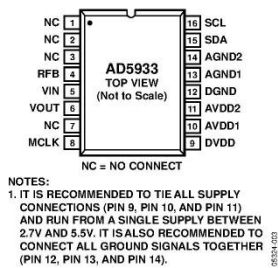


Figure 3. Pin Configuration

Table 4. Pin Function Descriptions

Pin No.	Mnemonic	Description
1, 2, 3, 7	NC	No Connect.
4	RFB	External Feedback Resistor. Connected from Pin 4 to Pin 5 and used to set the gain of the current-to-voltage amplifier on the receive side.
5	VIN	Input to Receive Transimpedance Amplifier. Presents a virtual earth voltage of VDD/2.
6	VOUT	Excitation Voltage Signal Output.
8	MCLK	The master clock for the system is supplied by the user.
9	DVDD	Digital Supply Voltage.
10	AVDD1	Analog Supply Voltage 1.
11	AVDD2	Analog Supply Voltage 2.
12	DGND	Digital Ground.
13	AGND1	Analog Ground 1.
14	AGND2	Analog Ground 2.
15	SDA	I ² C Data Input. Open-drain pins requiring 10 kΩ pull-up resistors to VDD.
16	SCL	I ² C Clock Input. Open-drain pins requiring 10 kΩ pull-up resistors to VDD.

TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS

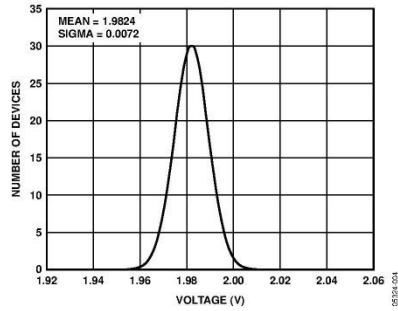


Figure 4. Range 1 Output Excitation Voltage Distribution, VDD = 3.3 V

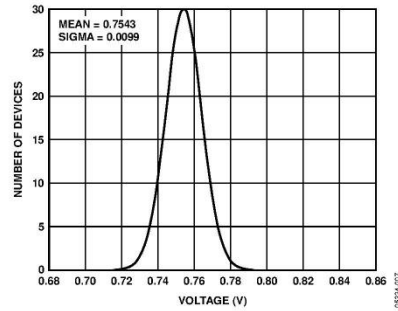


Figure 7. Range 2 DC Bias Distribution, VDD = 3.3 V

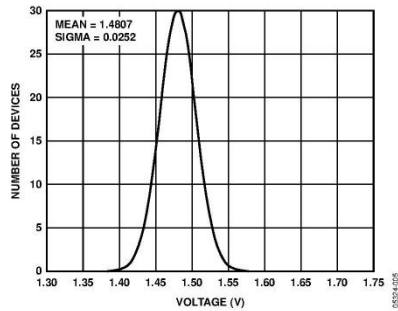


Figure 5. Range 1 DC Bias Distribution, VDD = 3.3 V

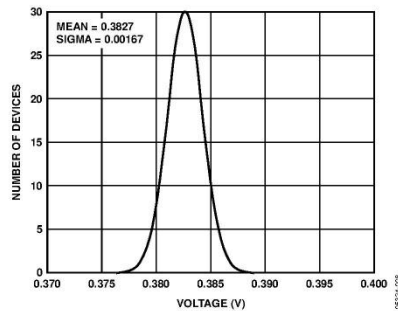


Figure 8. Range 3 Output Excitation Voltage Distribution, VDD = 3.3 V

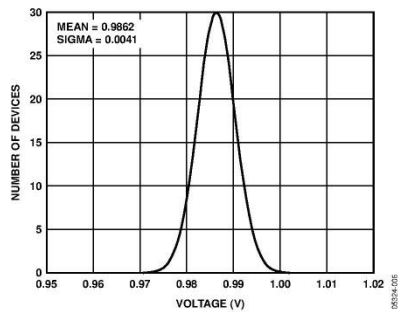


Figure 6. Range 2 Output Excitation Voltage Distribution, VDD = 3.3 V

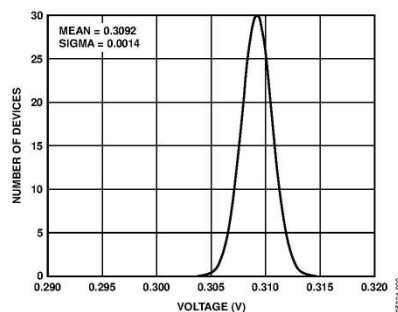


Figure 9. Range 3 DC Bias Distribution, VDD = 3.3 V

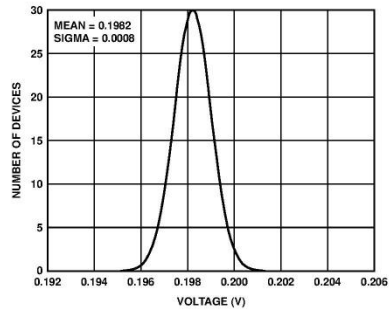


Figure 10. Range 4 Output Excitation Voltage Distribution, VDD = 3.3 V

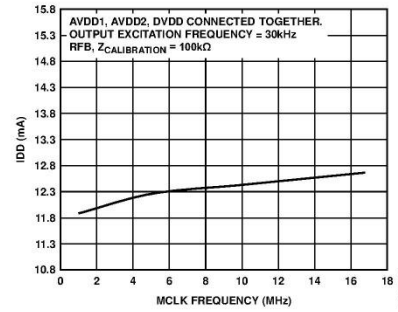


Figure 12. Typical Supply Current vs. MCLK Frequency

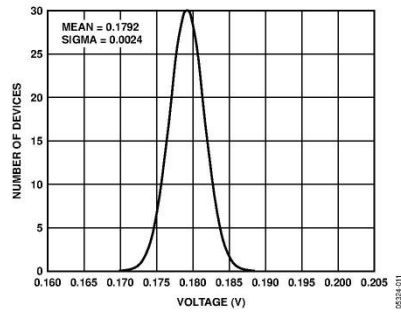


Figure 11. Range 4 DC Bias Distribution, VDD = 3.3 V

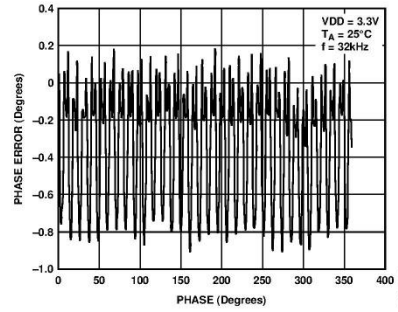


Figure 13. Typical Phase Error

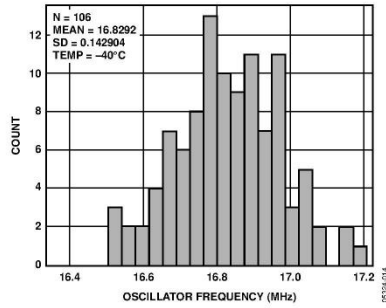


Figure 14. Frequency Distribution of Internal Oscillator at -40°C

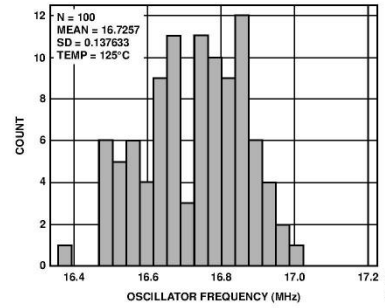


Figure 16. Frequency Distribution of Internal Oscillator at 125°C

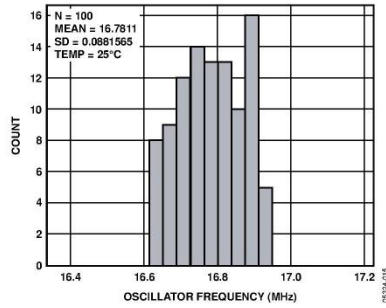


Figure 15. Frequency Distribution of Internal Oscillator at 25°C

TERMINOLOGY

Total System Accuracy

The AD5933 can accurately measure a range of impedance values to less than 0.5% of the correct impedance value for supply voltages between 2.7 V to 5.5 V.

Spurious-Free Dynamic Range (SFDR)

Along with the frequency of interest, harmonics of the fundamental frequency and images of these frequencies are present at the output of a DDS device. The spurious-free dynamic range refers to the largest spur or harmonic present in the band of interest. The wideband SFDR gives the magnitude of the largest harmonic or spur relative to the magnitude of the fundamental frequency in the 0 Hz to Nyquist bandwidth. The narrow-band SFDR gives the attenuation of the largest spur or harmonic in a bandwidth of ± 200 kHz, about the fundamental frequency.

Signal-to-Noise Ratio (SNR)

SNR is the ratio of the rms value of the measured output signal to the rms sum of all other spectral components below the Nyquist frequency. The value for SNR is expressed in decibels.

Total Harmonic Distortion (THD)

THD is the ratio of the rms sum of harmonics to the fundamental, where V_1 is the rms amplitude of the fundamental and V_2 , V_3 , V_4 , V_5 , and V_6 are the rms amplitudes of the second through the sixth harmonics. For the AD5933, THD is defined as

$$THD \text{ (dB)} = 20 \log \frac{\sqrt{V_2^2 + V_3^2 + V_4^2 + V_5^2 + V_6^2}}{V_1}$$

SYSTEM DESCRIPTION

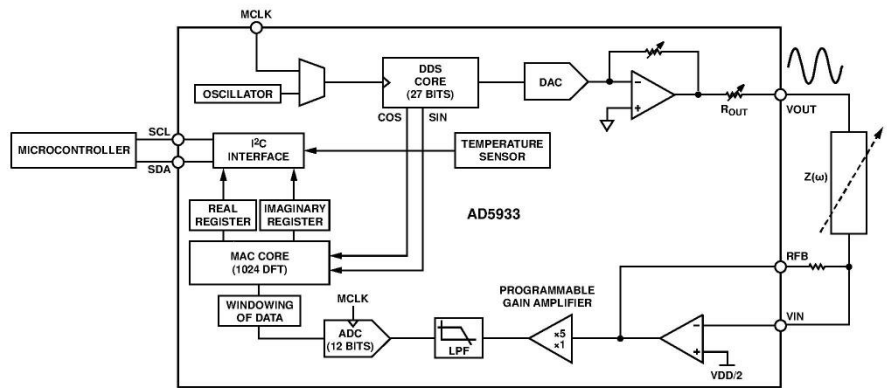


Figure 17. Block Overview

The AD5933 is a high precision impedance converter system solution that combines an on-board frequency generator with a 12-bit, 1 MSPS ADC. The frequency generator allows an external complex impedance to be excited with a known frequency. The response signal from the impedance is sampled by the on-board ADC and DFT processed by an on-board DSP engine. The DFT algorithm returns both a real (R) and imaginary (I) data-word at each frequency point along the sweep. The impedance magnitude and phase are easily calculated using the following equations:

$$\text{Magnitude} = \sqrt{R^2 + I^2}$$

$$\text{Phase} = \tan^{-1}(I/R)$$

To characterize an impedance profile $Z(\omega)$, generally a frequency sweep is required, like that shown in Figure 18.

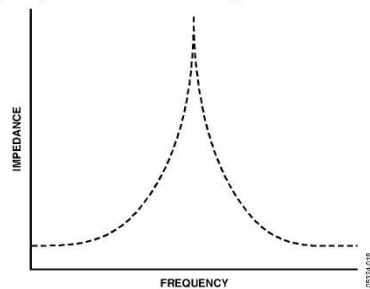


Figure 18. Impedance vs. Frequency Profile

The AD5933 permits the user to perform a frequency sweep with a user-defined start frequency, frequency resolution, and number of points in the sweep. In addition, the device allows the user to program the peak-to-peak value of the output sinusoidal signal as an excitation to the external unknown impedance connected between the VOUT and VIN pins.

Table 5 gives the four possible output peak-to-peak voltages and the corresponding dc bias levels for each range for 3.3 V. These values are ratiometric with VDD. So for a 5 V supply

$$\text{Output Excitation Voltage for Range 1} = 1.98 \times \frac{5.0}{3.3} = 3 \text{ V p-p}$$

$$\text{Output DC Bias Voltage for Range 1} = 1.48 \times \frac{5.0}{3.3} = 2.24 \text{ V p-p}$$

Table 5. Voltage Levels Respective Bias Levels for 3.3 V

Range	Output Excitation Voltage Amplitude	Output DC Bias Level
1	1.98 V p-p	1.48 V
2	0.97 V p-p	0.76 V
3	383 mV p-p	0.31 V
4	198 mV p-p	0.173 V

The excitation signal for the transmit stage is provided on-chip using DDS techniques that permit subhertz resolution. The receive stage receives the input signal current from the unknown impedance, performs signal processing, and digitizes the result. The clock for the DDS is generated from either an external reference clock, which is provided by the user at MCLK, or by the internal oscillator. The clock for the DDS is determined by the status of Bit D3 in the control register (see Register Address 0x81 in the Register Map section).

TRANSMIT STAGE

As shown in Figure 19, the transmit stage of the AD5933 is made up of a 27-bit phase accumulator DDS core that provides the output excitation signal at a particular frequency. The input to the phase accumulator is taken from the contents of the start frequency register (see Register Address 0x82, Register Address 0x83, and Register Address 0x84). Although the phase accumulator offers 27 bits of resolution, the start frequency register has the three most significant bits (MSBs) set to 0 internally; therefore, the user has the ability to program only the lower 24 bits of the start frequency register.

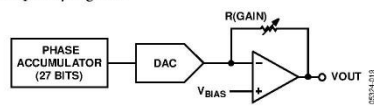


Figure 19. Transmit Stage

The AD5933 offers a frequency resolution programmable by the user down to 0.1 Hz. The frequency resolution is programmed via a 24-bit word loaded serially over the I²C interface to the frequency increment register.

The frequency sweep is fully described by the programming of three parameters: the start frequency, the frequency increment, and the number of increments.

Start Frequency

This is a 24-bit word that is programmed to the on-board RAM at Register Address 0x82, Register Address 0x83, and Register Address 0x84 (see the Register Map section). The required code loaded to the start frequency register is the result of the formula shown in Equation 1, based on the master clock frequency and the required start frequency output from the DDS.

$$\text{Start Frequency Code} = \left(\frac{\text{Required Output Start Frequency}}{\left(\frac{\text{MCLK}}{4} \right)} \right) \times 2^{27} \quad (1)$$

For example, if the user requires the sweep to begin at 30 kHz and has a 16 MHz clock signal connected to MCLK, the code that needs to be programmed is given by

$$\text{Start Frequency Code} = \left(\frac{30 \text{ kHz}}{\left(\frac{16 \text{ MHz}}{4} \right)} \right) \times 2^{27} = 0x0F5C28$$

The user programs the value of 0x0F to Register Address 0x82, the value of 0x5C to Register Address 0x83, and the value of 0x28 to Register Address 0x84.

Frequency Increment

This is a 24-bit word that is programmed to the on-board RAM at Register Address 0x85, Register Address 0x86, and Register Address 0x87 (see the Register Map). The required code loaded to the frequency increment register is the result of the formula shown in Equation 2, based on the master clock frequency and the required increment frequency output from the DDS.

$$\text{Frequency Increment Code} = \left(\frac{\text{Required Frequency Increment}}{\left(\frac{\text{MCLK}}{4} \right)} \right) \times 2^{27} \quad (2)$$

For example, if the user requires the sweep to have a resolution of 10 Hz and has a 16 MHz clock signal connected to MCLK, the code that needs to be programmed is given by

$$\text{Frequency Increment Code} = \left(\frac{10 \text{ Hz}}{\left(\frac{16 \text{ MHz}}{4} \right)} \right) = 0x00014F$$

The user programs the value of 0x00 to Register Address 0x85, the value of 0x01 to Register Address 0x86, and the value of 0x4F to Register Address 0x87.

Number of Increments

This is a 9-bit word that represents the number of frequency points in the sweep. The number is programmed to the on-board RAM at Register Address 0x88 and Register Address 0x89 (see the Register Map section). The maximum number of points that can be programmed is 511.

For example, if the sweep needs 150 points, the user programs the value of 0x00 to Register Address 0x88 and the value of 0x96 to Register Address 0x89.

Once the three parameter values have been programmed, the sweep is initiated by issuing a start frequency sweep command to the control register at Register Address 0x80 and Register Address 0x81 (see the Register Map section). Bit D2 in the status register (Register Address 0x8F) indicates the completion of the frequency measurement for each sweep point. Incrementing to the next frequency sweep point is under the control of the user. The measured result is stored in the two register groups that follow: 0x94, 0x95 (real data) and 0x96, 0x97 (imaginary data) that should be read before issuing an increment frequency command to the control register to move to the next sweep point. There is the facility to repeat the current frequency point measurement by issuing a repeat frequency command to the control register. This has the benefit of allowing the user to average successive readings. When the frequency sweep has completed all frequency points, Bit D3 in the status register is set, indicating completion of the sweep. Once this bit is set, further increments are disabled.

FREQUENCY SWEEP COMMAND SEQUENCE

The following sequence must be followed to implement a frequency sweep:

1. Enter standby mode. Prior to issuing a start frequency sweep command, the device must be placed in a standby mode by issuing an enter standby mode command to the control register (Register Address 0x80 and Register Address 0x81). In this mode, the VOUT and VIN pins are connected internally to ground so there is no dc bias across the external impedance or between the impedance and ground.
2. Enter initialize mode. In general, high Q complex circuits require a long time to reach steady state. To facilitate the measurement of such impedances, this mode allows the user full control of the settling time requirement before entering start frequency sweep mode where the impedance measurement takes place.
An initialize with a start frequency command to the control register enters initialize mode. In this mode the impedance is excited with the programmed start frequency, but no measurement takes place. The user times out the required settling time before issuing a start frequency sweep command to the control register to enter the start frequency sweep mode.
3. Enter start frequency sweep mode. The user enters this mode by issuing a start frequency sweep command to the control register. In this mode, the ADC starts measuring after the programmed number of settling time cycles has elapsed. The user can program an integer number of output frequency cycles (settling time cycles) to Register Address 0x8A and Register Address 0x8B before beginning the measurement at each frequency point (see Figure 28).

The DDS output signal is passed through a programmable gain stage to generate the four ranges of peak-to-peak output excitation signals listed in Table 5. The peak-to-peak output excitation voltage is selected by setting Bit D10 and Bit D9 in the control register (see the Control Register (Register Address 0x80, Register Address 0x81) section) and is made available at the VOUT pin.

RECEIVE STAGE

The receive stage comprises a current-to-voltage amplifier, followed by a programmable gain amplifier (PGA), antialiasing filter, and ADC. The receive stage schematic is shown in Figure 20. The unknown impedance is connected between the VOUT and VIN pins. The first stage current-to-voltage amplifier configuration means that a voltage present at the VIN pin is a virtual ground with a dc value set at VDD/2. The signal current that is developed across the unknown impedance flows into the VIN pin and develops a voltage signal at the output of the current-to-voltage converter. The gain of the current-to-voltage amplifier is determined by a user-selectable feedback resistor connected between Pin 4 (RFB) and Pin 5 (VIN). It is important for the user to choose a feedback resistance value that, in conjunction with the selected gain of the PGA stage, maintains the signal within the linear range of the ADC (0 V to VDD).

The PGA allows the user to gain the output of the current-to-voltage amplifier by a factor of 5 or 1, depending upon the status of Bit D8 in the control register (see the Register Map section, Register Address 0x80). The signal is then low-pass filtered and presented to the input of the 12-bit, 1 MSPS ADC.

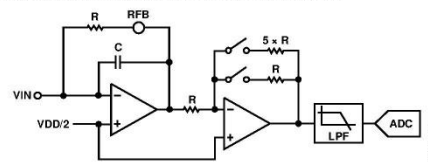


Figure 20. Receive Stage

The digital data from the ADC is passed directly to the DSP core of the AD5933, which performs a DFT on the sampled data.

DFT OPERATION

A DFT is calculated for each frequency point in the sweep. The AD5933 DFT algorithm is represented by

$$X(f) = \sum_{n=0}^{1023} (x(n)(\cos(n) - j\sin(n)))$$

where:

$X(f)$ is the power in the signal at the Frequency Point f .

$x(n)$ is the ADC output.

$\cos(n)$ and $\sin(n)$ are the sampled test vectors provided by the DDS core at the Frequency Point f .

The multiplication is accumulated over 1024 samples for each frequency point. The result is stored in two, 16-bit registers representing the real and imaginary components of the result. The data is stored in twos complement format.

AD5933

Data Sheet

SYSTEM CLOCK

The system clock for the AD5933 can be provided in one of two ways. The user can provide a highly accurate and stable system clock at the external clock pin (MCLK). Alternatively, the AD5933 provides an internal clock with a typical frequency of 16.776 MHz by means of an on-chip oscillator.

The user can select the preferred system clock by programming Bit D3 in the control register (Register Address 0x81, see Table 11). The default clock option on power-up is selected to be the internal oscillator.

The frequency distribution of the internal clock with temperature can be seen in Figure 14, Figure 15, and Figure 16.

TEMPERATURE SENSOR

The temperature sensor is a 13-bit digital temperature sensor with a 14th bit that acts as a sign bit. The on-chip temperature sensor allows an accurate measurement of the ambient device temperature to be made.

The measurement range of the sensor is -40°C to $+125^{\circ}\text{C}$. At $+150^{\circ}\text{C}$, the structural integrity of the device starts to deteriorate when operated at voltage and temperature maximum specifications. The accuracy within the measurement range is $\pm 2^{\circ}\text{C}$.

TEMPERATURE CONVERSION DETAILS

The conversion clock for the part is internally generated; no external clock is required except when reading from and writing to the serial port. In normal mode, an internal clock oscillator runs an automatic conversion sequence.

The temperature sensor block defaults to a power-down state. To perform a measurement, a measure temperature command is issued by the user to the control register (Register Address 0x80 and Register Address 0x81). After the temperature operation is complete (typically 800 μs later), the block automatically powers down until the next temperature command is issued.

The user can poll the status register (Register Address 0x8F) to see if a valid temperature conversion has taken place, indicating that valid temperature data is available to read at Register Address 0x92 and Register Address 0x93 (see the Register Map section).

TEMPERATURE VALUE REGISTER

The temperature value register is a 16-bit, read-only register that stores the temperature reading from the ADC in 14-bit, two's complement format. The two MSB bits are don't cares. D13 is the sign bit. The internal temperature sensor is guaranteed to a low value limit of -40°C and a high value limit of $+150^{\circ}\text{C}$. The digital output stored in Register Address 0x92 and Register Address 0x93 for the various temperatures is outlined in Table 6. The temperature sensor transfer characteristic is shown in Figure 21.

Table 6. Temperature Data Format

Temperature	Digital Output D13...D0
-40°C	11, 1011, 0000, 0000
-30°C	11, 1100, 0100, 0000
-25°C	11, 1100, 1110, 0000
-10°C	11, 1110, 1100, 0000
-0.03125°C	11, 1111, 1111, 1111
0°C	00, 0000, 0000, 0000
$+0.03125^{\circ}\text{C}$	00, 0000, 0000, 0001
$+10^{\circ}\text{C}$	00, 0001, 0100, 0000
$+25^{\circ}\text{C}$	00, 0011, 0010, 0000
$+50^{\circ}\text{C}$	00, 0110, 0100, 0000
$+75^{\circ}\text{C}$	00, 1001, 0110, 0000
$+100^{\circ}\text{C}$	00, 1100, 1000, 0000
$+125^{\circ}\text{C}$	00, 1111, 1010, 0000
$+150^{\circ}\text{C}$	01, 0010, 1100, 0000

TEMPERATURE CONVERSION FORMULA

$$\text{Positive Temperature} = \text{ADC Code } (D) / 32$$

$$\text{Negative Temperature} = (\text{ADC Code } (D) - 16384) / 32$$

where *ADC Code* uses all 14 bits of the data byte, including the sign bit.

$$\text{Negative Temperature} = (\text{ADC Code } (D) - 8192) / 32$$

where *ADC Code* (*D*) is D13, the sign bit, and is removed from the ADC code.)

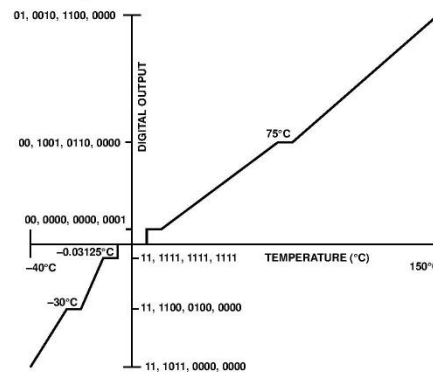


Figure 21. Temperature Sensor Transfer Function

IMPEDANCE CALCULATION

MAGNITUDE CALCULATION

The first step in impedance calculation for each frequency point is to calculate the magnitude of the DFT at that point.

The DFT magnitude is given by

$$\text{Magnitude} = \sqrt{R^2 + I^2}$$

where:

R is the real number stored at Register Address 0x94 and Register Address 0x95.

I is the imaginary number stored at Register Address 0x96 and Register Address 0x97.

For example, assume the results in the real data and imaginary data registers are as follows at a frequency point:

Real data register = 0x038B = 907 decimal

Imaginary data register = 0x0204 = 516 decimal

$$\text{Magnitude} = \sqrt{(907^2 + 516^2)} = 1043.506$$

To convert this number into impedance, it must be multiplied by

a scaling factor called the gain factor. The gain factor is calculated during the calibration of the system with a known impedance connected between the VOUT and VIN pins.

Once the gain factor has been calculated, it can be used in the calculation of any unknown impedance between the VOUT and VIN pins.

GAIN FACTOR CALCULATION

An example of a gain factor calculation follows, with the following assumptions:

Output excitation voltage = 2 V p-p

Calibration impedance value, $Z_{\text{CALIBRATION}} = 200 \text{ k}\Omega$

PGA Gain = $\times 1$

Current-to-voltage amplifier gain resistor = 200 k Ω

Calibration frequency = 30 kHz

Then typical contents of the real data and imaginary data registers after a frequency point conversion are:

Real data register = 0xF064 = -3996 decimal

Imaginary data register = 0x227E = +8830 decimal

$$\text{Magnitude} = \sqrt{(-3996)^2 + (8830)^2} = 9692.106$$

$$\text{Gain Factor} = \left(\frac{\text{Admittance}}{\text{Code}} \right) = \left(\frac{1}{\text{Impedance}} \right)$$

$$\text{Gain Factor} = \left(\frac{1}{\frac{200 \text{ k}\Omega}{9692.106}} \right) = 515.819 \times 10^{-12}$$

IMPEDANCE CALCULATION USING GAIN FACTOR

The next example illustrates how the calculated gain factor derived previously is used to measure an unknown impedance. For this example, assume that the unknown impedance = 510 k Ω .

After measuring the unknown impedance at a frequency of 30 kHz, assume that the real data and imaginary data registers contain the following data:

Real data register = 0xFA3F = -1473 decimal

Imaginary data register = 0x0DB3 = +3507 decimal

$$\text{Magnitude} = \sqrt{((-1473)^2 + (3507)^2)} = 3802.863$$

Then the measured impedance at the frequency point is given by

$$\text{Impedance} = \frac{1}{\text{Gain Factor} \times \text{Magnitude}} = \frac{1}{515.819273 \times 10^{-12} \times 3802.863} \Omega = 509.791 \text{ k}\Omega$$

GAIN FACTOR VARIATION WITH FREQUENCY

Because the AD5933 has a finite frequency response, the gain factor also shows a variation with frequency. This variation in gain factor results in an error in the impedance calculation over a frequency range. Figure 22 shows an impedance profile based on a single-point gain factor calculation. To minimize this error, the frequency sweep should be limited to as small a frequency range as possible.

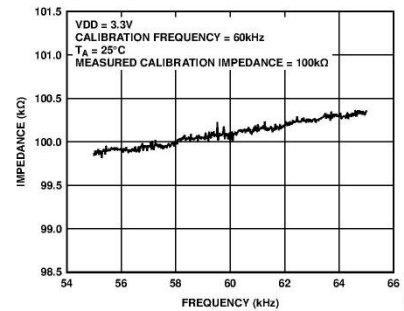


Figure 22. Impedance Profile Using a Single-Point Gain Factor Calculation

TWO-POINT CALIBRATION

Alternatively, it is possible to minimize this error by assuming that the frequency variation is linear and adjusting the gain factor with a two-point calibration. Figure 23 shows an impedance profile based on a two-point gain factor calculation.

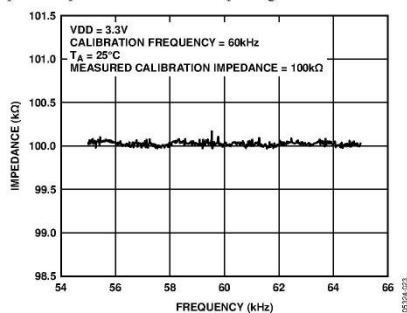


Figure 23. Impedance Profile Using a Two-Point Gain Factor Calculation

TWO-POINT GAIN FACTOR CALCULATION

This is an example of a two-point gain factor calculation assuming the following:

- Output excitation voltage = 2 V (p-p)
- Calibration impedance value, $Z_{\text{UNKNOWN}} = 100.0 \text{ k}\Omega$
- PGA gain = $\times 1$
- Supply voltage = 3.3 V
- Current-to-voltage amplifier gain resistor = 100 k Ω
- Calibration frequencies = 55 kHz and 65 kHz

Typical values of the gain factor calculated at the two calibration frequencies read

- Gain factor calculated at 55 kHz is 1.031224E-09
- Gain factor calculated at 65 kHz is 1.035682E-09
- Difference in gain factor (ΔGF) is 1.035682E-09 – 1.031224E-09 = 4.458000E-12
- Frequency span of sweep (ΔF) = 10 kHz

Therefore, the gain factor required at 60 kHz is given by

$$\left(\frac{4.458000\text{E}-12}{10 \text{ kHz}} \times 5 \text{ kHz} \right) + 1.031224 \times 10^{-9}$$

The required gain factor is 1.033453E-9.

The impedance is calculated as previously described.

GAIN FACTOR SETUP CONFIGURATION

When calculating the gain factor, it is important that the receive stage operate in its linear region. This requires careful selection of the excitation signal range, current-to-voltage gain resistor, and PGA gain.

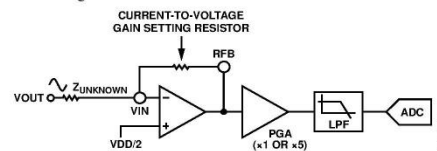


Figure 24. System Voltage Gain

The gain through the system shown in Figure 24 is given by

$$\frac{\text{Output Excitation Voltage Range} \times \text{Gain Setting Resistor}}{Z_{\text{UNKNOWN}}} \times \text{PGA Gain}$$

For this example, assume the following system settings:

- VDD = 3.3 V
- Gain setting resistor = 200 k Ω
- $Z_{\text{UNKNOWN}} = 200 \text{ k}\Omega$
- PGA setting = $\times 1$

The peak-to-peak voltage presented to the ADC input is 2 V p-p. However, if a PGA gain of $\times 5$ was chosen, the voltage would saturate the ADC.

GAIN FACTOR RECALCULATION

The gain factor must be recalculated for a change in any of the following parameters:

- Current-to-voltage gain setting resistor
- Output excitation voltage
- PGA gain

GAIN FACTOR TEMPERATURE VARIATION

The typical impedance error variation with temperature is in the order of 30 ppm/°C. Figure 25 shows an impedance profile with a variation in temperature for 100 kΩ impedance using a two-point gain factor calibration.

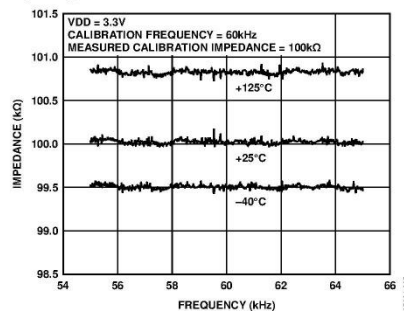


Figure 25. Impedance Profile Variation with Temperature Using a Two-Point Gain Factor Calibration

IMPEDANCE ERROR

It is important when reading the following section to note that the output impedance associated with the excitation voltages was actually measured and then calibrated out for each impedance error measurement. This was done using a Keithley current source/sink and measuring the voltage.

R_{OUT} (for example, 200 Ω specified for a 1.98 V p-p in the specification table) is only a typical specification and can vary from part to part. This method may not be achievable for large volume applications and in such cases, it is advised to use an extra low impedance output amplifier, as shown in Figure 4, to improve accuracy.

Please refer to CN-0217 for impedance accuracy examples on the AD5933 product web-page.

MEASURING THE PHASE ACROSS AN IMPEDANCE

The AD5933 returns a complex output code made up of separate real and imaginary components. The real component is stored at Register Address 0x94 and Register Address 0x95 and the imaginary component is stored at Register Address 0x96 and Register Address 0x97 after each sweep measurement. These correspond to the real and imaginary components of the DFT and not the resistive and reactive components of the impedance under test.

For example, it is a very common misconception to assume that if a user is analyzing a series RC circuit, the real value stored in Register Address 0x94 and Register Address 0x95 and the imaginary value stored at Register Address 0x96 and Register Address 0x97 correspond to the resistance and capacitive reactance, respectively. However, this is incorrect because the magnitude of the impedance ($|Z|$) can be calculated

by calculating the magnitude of the real and imaginary components of the DFT given by the following formula:

$$\text{Magnitude} = \sqrt{R^2 + I^2}$$

After each measurement, multiply it by the calibration term and invert the product. The magnitude of the impedance is, therefore, given by the following formula:

$$\text{Impedance} = \frac{1}{\text{Gain Factor} \times \text{Magnitude}}$$

Where gain factor is given by

$$\text{Gain Factor} = \left(\frac{\text{Admittance}}{\text{Code}} \right) = \left(\frac{1}{\text{Impedance}} \right)$$

The user must calibrate the AD5933 system for a known impedance range to determine the gain factor before any valid measurement can take place. Therefore, the user must know the impedance limits of the complex impedance ($Z_{UNKNOWN}$) for the sweep frequency range of interest. The gain factor is determined by placing a known impedance between the input/output of the AD5933 and measuring the resulting magnitude of the code.

The AD5933 system gain settings need to be chosen to place the excitation signal in the linear region of the on-board ADC.

Because the AD5933 returns a complex output code made up of real and imaginary components, the user can also calculate the phase of the response signal through the AD5933 signal path. The phase is given by the following formula:

$$\text{Phase(rads)} = \tan^{-1}(I/R) \quad (3)$$

The phase measured by Equation 3 accounts for the phase shift introduced to the DDS output signal as it passes through the internal amplifiers on the transmit and receive side of the AD5933 along with the low-pass filter and also the impedance connected between the VOUT and VIN pins of the AD5933.

The parameters of interest for many users are the magnitude of the impedance ($|Z_{UNKNOWN}|$) and the impedance phase ($Z\theta$). The measurement of the impedance phase ($Z\theta$) is a two step process.

The first step involves calculating the AD5933 system phase. The AD5933 system phase can be calculated by placing a resistor across the VOUT and VIN pins of the AD5933 and calculating the phase (using Equation 3) after each measurement point in the sweep. By placing a resistor across the VOUT and VIN pins, there is no additional phase lead or lag introduced to the AD5933 signal path and the resulting phase is due entirely to the internal poles of the AD5933, that is, the system phase.

Once the system phase has been calibrated using a resistor, the second step involves calculating the phase of any unknown impedance by inserting the unknown impedance between the VIN and VOUT terminals of the AD5933 and recalculating the

AD5933

Data Sheet

new phase (including the phase due to the impedance) using the same formula. The phase of the unknown impedance ($Z\theta$) is given by the following formula:

$$Z\theta = (\Phi_{unknown} - \nabla_{system})$$

where:

∇_{system} is the phase of the system with a calibration resistor connected between VIN and VOUT.

$\Phi_{unknown}$ is the phase of the system with the unknown impedance connected between VIN and VOUT.

$Z\theta$ is the phase due to the impedance, that is, the impedance phase.

Note that it is possible to calculate the gain factor and to calibrate the system phase using the same real and imaginary component values when a resistor is connected between the VOUT and VIN pins of the AD5933, for example, measuring the impedance phase ($Z\theta$) of a capacitor.

The excitation signal current leads the excitation signal voltage across a capacitor by -90 degrees. Therefore, an approximate -90 degree phase difference exists between the system phase responses measured with a resistor and that of the system phase responses measured with a capacitive impedance.

As previously outlined, if the user would like to determine the phase angle of capacitive impedance ($Z\theta$), the user first has to determine the system phase response (∇_{system}) and subtract this from the phase calculated with the capacitor connected between VOUT and VIN ($\Phi_{unknown}$).

A plot showing the AD5933 system phase response calculated using a $220\text{ k}\Omega$ calibration resistor ($R_{FB} = 220\text{ k}\Omega$, $PGA = \times 1$) and the repeated phase measurement with a 10 pF capacitive impedance is shown in Figure 26.

One important point to note about the phase formula used to plot Figure 26 is that it uses the arctangent function that returns a phase angle in radians and, therefore, it is necessary to convert from radians to degrees.

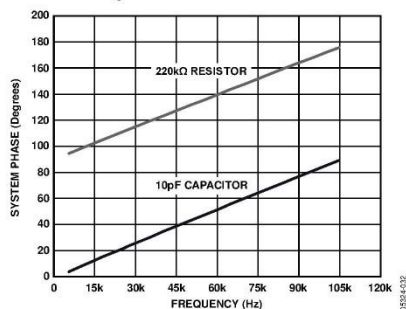


Figure 26. System Phase Response vs. Capacitive Phase

The phase difference (that is, $Z\theta$) between the phase response of a capacitor and the system phase response using a resistor is the impedance phase of the capacitor, $Z\theta$ (see Figure 27).

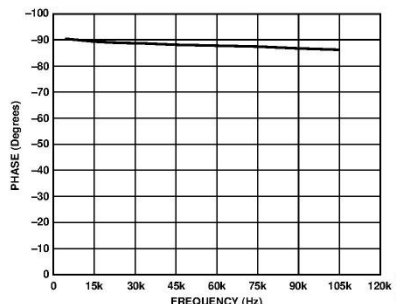


Figure 27. Phase Response of a Capacitor

Also when using the real and imaginary values to interpret the phase at each measurement point, take care when using the arctangent formula. The arctangent function returns the correct standard phase angle only when the sign of the real and imaginary values are positive, that is, when the coordinates lie in the first quadrant. The standard angle is the angle taken counterclockwise from the positive real x-axis. If the sign of the real component is positive and the sign of the imaginary component is negative, that is, the data lies in the second quadrant, then the arctangent formula returns a negative angle and it is necessary to add a further 180 degrees to calculate the correct standard angle. Likewise, when the real and imaginary components are both negative, that is, when the coordinates lie in the third quadrant, then the arctangent formula returns a positive angle and it is necessary to add 180 degrees from the angle to return the correct standard phase. Finally, when the real component is positive and the imaginary component is negative, that is, the data lies in the fourth quadrant, then the arctangent formula returns a negative angle. It is necessary to add 360 degrees to the angle to calculate the correct phase angle.

Therefore, the correct standard phase angle is dependent upon the sign of the real and imaginary component and is summarized in Table 7.

Data Sheet

AD5933

Once the magnitude of the impedance ($|Z|$) and the impedance phase angle ($Z\theta$, in radians) are correctly calculated, it is possible to determine the magnitude of the real (resistive) and imaginary (reactive) component of the impedance ($Z_{UNKNOWN}$) by the vector projection of the impedance magnitude onto the real and imaginary impedance axis using the following formulas:

The real component is given by

$$|Z_{REAL}| = |Z| \times \cos(Z\theta)$$

The imaginary component is given by

$$|Z_{MAG}| = |Z| \times \sin(Z\theta)$$

Table 7. Phase Angle

Real	Imaginary	Quadrant	Phase Angle
Positive	Positive	First	$\tan^{-1}(I/R) \times \frac{180^\circ}{\pi}$
Negative	Positive	Second	$180^\circ + \left(\tan^{-1}(I/R) \times \frac{180^\circ}{\pi} \right)$
Negative	Negative	Third	$180^\circ + \left(\tan^{-1}(I/R) \times \frac{180^\circ}{\pi} \right)$
Positive	Negative	Fourth	$360^\circ + \left(\tan^{-1}(I/R) \times \frac{180^\circ}{\pi} \right)$

PERFORMING A FREQUENCY SWEEP

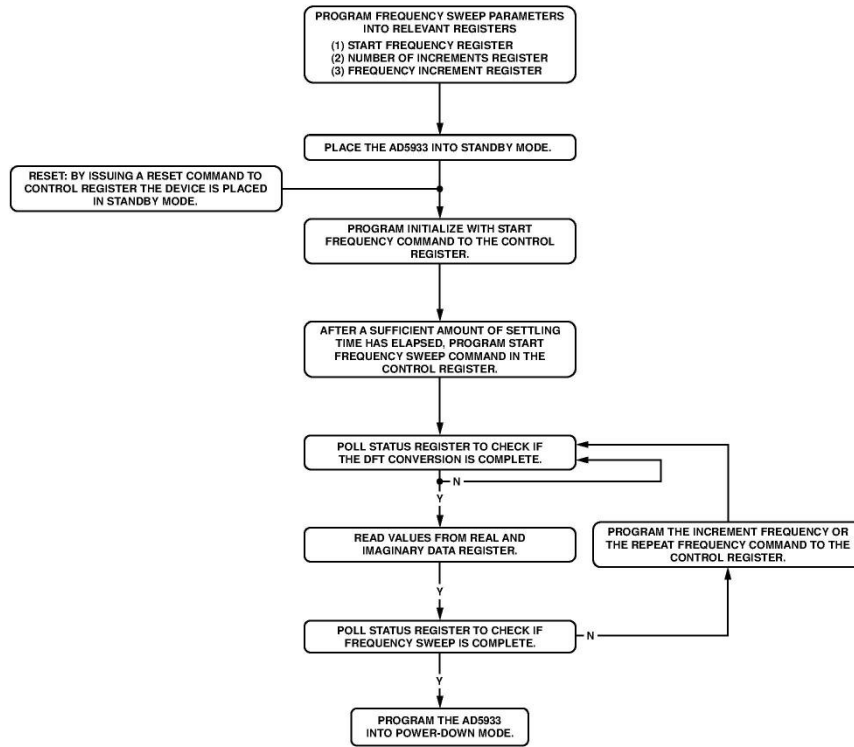


Figure 28. Frequency Sweep Flow Chart

05/24/12/14

REGISTER MAP

Table 8.

Register	Name	Register Data	Function
0x80	Control	D15 to D8	Read/write
0x81		D7 to D0	Read/write
0x82	Start frequency	D23 to D16	Read/write
0x83		D15 to D8	Read/write
0x84		D7 to D0	Read/write
0x85	Frequency increment	D23 to D16	Read/write
0x86		D15 to D8	Read/write
0x87		D7 to D0	Read/write
0x88	Number of increments	D15 to D8	Read/write
0x89		D7 to D0	Read/write
0x8A	Number of settling time cycles	D15 to D8	Read/write
0x8B		D7 to D0	Read/write
0x8F	Status	D7 to D0	Read only
0x92	Temperature data	D15 to D8	Read only
0x93		D7 to D0	Read only
0x94	Real data	D15 to D8	Read only
0x95		D7 to D0	Read only
0x96	Imaginary data	D15 to D8	Read only
0x97		D7 to D0	Read only

CONTROL REGISTER (REGISTER ADDRESS 0x80, REGISTER ADDRESS 0x81)

The AD5933 has a 16-bit control register (Register Address 0x80 and Register Address 0x81) that sets the AD5933 control modes. The default value of the control register upon reset is as follows: D15 to D0 reset to 0xA000 upon power-up.

The four MSBs of the control register are decoded to provide control functions, such as performing a frequency sweep, powering down the part, and controlling various other functions defined in the control register map.

The user may choose to write only to Register Address 0x80 and not to alter the contents of Register Address 0x81. Note that the control register should not be written to as part of a block write command. The control register also allows the user to program the excitation voltage and set the system clock. A reset command to the control register does not reset any programmed values associated with the sweep (that is, start frequency, number of increments, frequency increment). After a reset command, an initialize with start frequency command must be issued to the control register to restart the frequency sweep sequence (see Figure 28).

Table 9. Control Register Map (D15 to D12)

D15	D14	D13	D12	Function
0	0	0	0	No operation
0	0	0	1	Initialize with start frequency
0	0	1	0	Start frequency sweep
0	0	1	1	Increment frequency
0	1	0	0	Repeat frequency
1	0	0	0	No operation
1	0	0	1	Measure temperature
1	0	1	0	Power-down mode
1	0	1	1	Standby mode
1	1	0	0	No operation
1	1	0	1	No operation

Table 10. Control Register Map (D10 to D9)

D10	D9	Range No.	Output Voltage Range
0	0	1	2.0 V p-p typical
0	1	4	200 mV p-p typical
1	0	3	400 mV p-p typical
1	1	2	1.0 V p-p typical

AD5933

Data Sheet

Table 11. Control Register Map (D11, D8 to D0)

Bits	Description
D11	No operation
D8	PGA gain; 0 = ×5, 1 = ×1
D7	Reserved; set to 0
D6	Reserved; set to 0
D5	Reserved; set to 0
D4	Reset
D3	External system clock; set to 1 Internal system clock; set to 0
D2	Reserved; set to 0
D1	Reserved; set to 0
D0	Reserved; set to 0

Control Register Decode**Initialize with Start Frequency**

This command enables the DDS to output the programmed start frequency for an indefinite time. It is used to excite the unknown impedance initially. When the output unknown impedance has settled after a time determined by the user, the user must initiate a start frequency sweep command to begin the frequency sweep.

Start Frequency Sweep

In this mode the ADC starts measuring after the programmed number of settling time cycles has elapsed. The user has the ability to program an integer number of output frequency cycles (settling time cycles) to Register Address 0x8A and Register Address 0x8B before the commencement of the measurement at each frequency point (see Figure 28).

Increment Frequency

The increment frequency command is used to step to the next frequency point in the sweep. This usually happens after data from the previous step has been transferred and verified by the DSP. When the AD5933 receives this command, it waits for the programmed number of settling time cycles before beginning the ADC conversion process.

Repeat Frequency

The AD5933 has the facility to repeat the current frequency point measurement by issuing a repeat frequency command to the control register. This has the benefit of allowing the user to average successive readings.

Measure Temperature

The measure temperature command initiates a temperature reading from the part. The part does not need to be in power-up mode to perform a temperature reading. The block powers itself up, takes the reading, and then powers down again. The temperature reading is stored in a 14-bit, twos complement format at Register Address 0x92 and Register Address 0x93.

Power-Down Mode

The default state on power-up of the AD5933 is power-down mode. The control register contains the code 1010.0000,0000,0000 (0xA000). In this mode, both the VOUT and VIN pins are connected internally to GND.

Standby Mode

This mode powers up the part for general operation; in standby mode the VIN and VOUT pins are internally connected to ground.

Output Voltage Range

The output voltage range allows the user to program the excitation voltage range at VOUT.

PGA Gain

The PGA gain allows the user to amplify the response signal into the ADC by a multiplication factor of ×5 or ×1.

Reset

A reset command allows the user to interrupt a sweep. The start frequency, number of increments, and frequency increment register contents are not overwritten. An initialize with start frequency command is required to restart the frequency sweep command sequence.

START FREQUENCY REGISTER (REGISTER ADDRESS 0x82, REGISTER ADDRESS 0x83, REGISTER ADDRESS 0x84)

The default value of the start frequency register upon reset is as follows: D23 to D0 are not reset on power-up. After a reset command, the contents of this register are not reset.

The start frequency register contains the 24-bit digital representation of the frequency from where the subsequent frequency sweep is initiated. For example, if the user requires the sweep to start from frequency 30 kHz (using a 16.0 MHz clock), then the user programs the value of 0x0F to Register Address 0x82, the value of 0x5C to Register Address 0x83, and the value of 0x28 to Register Address 0x84. This ensures the output frequency starts at 30 kHz.

The code to be programmed to the start frequency register is

$$\text{Start Frequency Code} = \left(\frac{30 \text{ kHz}}{\left(\frac{16 \text{ MHz}}{4} \right)} \right) \times 2^{27} = 0x0F5C28$$

FREQUENCY INCREMENT REGISTER (REGISTER ADDRESS 0x85, REGISTER ADDRESS 0x86, REGISTER ADDRESS 0x87)

The default value upon reset is as follows: D23 to D0 are not reset on power-up. After a reset command, the contents of this register are not reset.

The frequency increment register contains a 24-bit representation of the frequency increment between consecutive frequency points along the sweep. For example, if the user requires an increment step of 10 Hz using a 16.0 MHz clock, the user should program the value of 0x00 to Register Address 0x85, the value of 0x01 to Register Address 0x86m, and the value of 0x4F to Register Address 0x87.

The formula for calculating the increment frequency is given by

$$\text{Frequency Increment Code} = \left(\frac{10 \text{ Hz}}{\left(\frac{16 \text{ MHz}}{4} \right)} \right) \times 2^{27} \approx 0x00014 \text{ F}$$

The user programs the value 0x00 to Register Address 0x85, the value 0x01 to Register Address 0x86, and the value 0x4F to Register Address 0x87.

NUMBER OF INCREMENTS REGISTER (REGISTER ADDRESS 0x88, REGISTER ADDRESS 0x89)

The default value upon reset is as follows: D8 to D0 are not reset on power-up. After a reset command, the contents of this register are not reset.

Table 12. Number of Increments Register

Reg	Bits	Description	Function	Format
0x88	D15 to D9	Don't care	Read or write	Integer number stored in binary format
	D8	Number of increments	Read or write	
0x89	D8 to D0	Number of increments	Read or write	Integer number stored in binary format

Table 13. Number of Settling Times Cycles Register

Register	Bits	Description	Function	Format		
0x8A	D15 to D11 D10 to D9	Don't care	Read or write	Integer number stored in binary format		
		2-bit decode				
		D10			D9	Description
		0			0	Default
	0	1			No. of cycles × 2	
1	0	Reserved				
1	1	No. of cycles × 4				
0x8B	D8	MSB number of settling time cycles				
0x8B	D7 to D0	Number of settling time cycles	Read or write			

This register determines the number of frequency points in the frequency sweep. The number of points is represented by a 9-bit word, D8 to D0. D15 to D9 are don't care bits. This register, in conjunction with the start frequency register and the increment frequency register, determines the frequency sweep range for the sweep operation. The maximum number of increments that can be programmed is 511.

NUMBER OF SETTLING TIME CYCLES REGISTER (REGISTER ADDRESS 0x8A, REGISTER ADDRESS 0x8B)

The default value upon reset is as follows: D10 to D0 are not reset on power-up. After a reset command, the contents of this register are not reset (see Table 13).

This register determines the number of output excitation cycles that are allowed to pass through the unknown impedance, after receipt of a start frequency sweep, increment frequency, or repeat frequency command, before the ADC is triggered to perform a conversion of the response signal. The number of settling time cycles register value determines the delay between a start frequency sweep/increment frequency/repeat frequency command and the time an ADC conversion commences. The number of cycles is represented by a 9-bit word, D8 to D0. The value programmed into the number of settling time cycles register can be increased by a factor of 2 or 4 depending upon the status of bits D10 to D9. The five most significant bits, D15 to D11, are don't care bits. The maximum number of output cycles that can be programmed is $511 \times 4 = 2044$ cycles. For example, consider an excitation signal of 30 kHz. The maximum delay between the programming of this frequency and the time that this signal is first sampled by the ADC is $\approx 511 \times 4 \times 33.33 \mu\text{s} = 68.126 \text{ ms}$. The ADC takes 1024 samples, and the result is stored as real data and imaginary data in Register Address 0x94 to Register Address 0x97. The conversion process takes approximately 1 ms using a 16.777 MHz clock.

AD5933

Data Sheet

STATUS REGISTER (REGISTER ADDRESS 0x8F)

The status register is used to confirm that particular measurement tests have been successfully completed. Each of the bits from D7 to D0 indicates the status of a specific functionality of the AD5933.

Bit D0 and Bit D4 to Bit D7 are treated as don't care bits. These bits do not indicate the status of any measurement.

The status of Bit D1 indicates the status of a frequency point impedance measurement. This bit is set when the AD5933 has completed the current frequency point impedance measurement. This bit indicates that there is valid real data and imaginary data in Register Address 0x94 to Register Address 0x97. This bit is reset on receipt of a start frequency sweep, increment frequency, repeat frequency, or reset command. This bit is also reset on power-up.

The status of Bit D2 indicates the status of the programmed frequency sweep. This bit is set when all programmed increments to the number of increments register are complete. This bit is reset on power-up and on receipt of a reset command.

Table 14. Status Register (Register Address 0x8F)

Control Word	Function
0000 0001	Valid temperature measurement
0000 0010	Valid real/imaginary data
0000 0100	Frequency sweep complete
0000 1000	Reserved
0001 0000	Reserved
0010 0000	Reserved
0100 0000	Reserved
1000 0000	Reserved

Valid Temperature Measurement

The valid temperature measurement control word is set when a valid temperature conversion is complete indicating that valid temperature data is available for reading at Register Address 0x92 and Register Address 0x93. It is reset when a temperature measurement takes place as a result of a measure temperature command having been issued to the control register (Register Address 0x80 and Register Address 0x81) by the user.

Valid Real/Imaginary Data

D1 is set when data processing for the current frequency point is finished, indicating real/imaginary data available for reading. D1 is reset when a start frequency sweep/increment frequency/repeat frequency DDS start/increment/repeat command is issued. D1 is reset to 0 when a reset command is issued to the control register.

Frequency Sweep Complete

D2 is set when data processing for the last frequency point in the sweep is complete. This bit is reset when a start frequency sweep command is issued to the control register. This bit is also reset when a reset command is issued to the control register.

TEMPERATURE DATA REGISTER (16 BITS—REGISTER ADDRESS 0x92, REGISTER ADDRESS 0x93)

These registers contain a digital representation of the temperature of the AD5933. The values are stored in 16-bit, twos complement format. Bit D15 and Bit D14 are don't care bits. Bit 13 is the sign bit. To convert this number to an actual temperature, refer to the Temperature Conversion Formula section.

REAL AND IMAGINARY DATA REGISTERS (16 BITS—REGISTER ADDRESS 0x94, REGISTER ADDRESS 0x95, REGISTER ADDRESS 0x96, REGISTER ADDRESS 0x97)

The default value upon reset is as follows: these registers are not reset on power-up or on receipt of a reset command. Note that the data in these registers is valid only if Bit D1 in the status register is set, indicating that the processing at the current frequency point is complete.

These registers contain a digital representation of the real and imaginary components of the impedance measured for the current frequency point. The values are stored in 16-bit, twos complement format. To convert this number to an actual impedance value, the magnitude— $\sqrt{(\text{Real}^2 + \text{Imaginary}^2)}$ —must be multiplied by an admittance/code number (called a gain factor) to give the admittance, and the result inverted to give impedance. The gain factor varies for each ac excitation voltage/gain combination.

SERIAL BUS INTERFACE

Control of the AD5933 is carried out via the I²C-compliant serial interface protocol. The AD5933 is connected to this bus as a slave device under the control of a master device. The AD5933 has a 7-bit serial bus slave address. When the device is powered up, it has a default serial bus address, 0001101 (0x0D).

GENERAL I²C TIMING

Figure 29 shows the timing diagram for general read and write operations using the I²C-compliant interface.

The master initiates data transfer by establishing a start condition, defined as a high-to-low transition on the serial data line (SDA), while the serial clock line (SCL) remains high. This indicates that a data stream follows. The slave responds to the start condition and shifts in the next 8 bits, consisting of a 7-bit slave address (MSB first) plus an R/W bit that determines the direction of the data transfer—that is, whether data is written to or read from the slave device (0 = write, 1 = read).

The slave responds by pulling the data line low during the low period before the ninth clock pulse, known as the acknowledge bit, and holding it low during the high period of this clock pulse. All other devices on the bus remain idle while the selected device waits for data to be read from or written to it. If the R/W bit is 0, then the master writes to the slave device. If the R/W bit is 1, the master reads from the slave device.

Data is sent over the serial bus in sequences of nine clock pulses, eight bits of data followed by an acknowledge bit, which can be from the master or slave device. Data transitions on the data line must occur during the low period of the clock signal and remain stable during the high period, because a low-to-high transition when the clock is high may be interpreted as a stop signal. If the operation is a write operation, the first data byte after the slave address is a command byte. This tells the slave device what to expect next. It may be an instruction telling the slave device to expect a block write, or it may be a register address that tells the slave where subsequent data is to be written. Because data can flow in only one direction as defined by the R/W bit, it is not possible to send a command to a slave device during a read operation. Before performing a read operation, it is sometimes necessary to perform a write operation to tell the slave what sort of read operation to expect and/or the address from which data is to be read.

When all data bytes have been read or written, stop conditions are established. In write mode, the master pulls the data line high during the 10th clock pulse to assert a stop condition. In read mode, the master device releases the SDA line during the low period before the ninth clock pulse, but the slave device does not pull it low. This is known as a no acknowledge. The master then takes the data line low during the low period before the 10th clock pulse, then high during the 10th clock pulse to assert a stop condition.

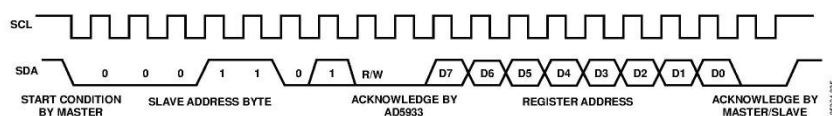


Figure 29. Timing Diagram

AD5933

Data Sheet

WRITING/READING TO THE AD5933

The interface specification defines several different protocols for different types of read and write operations. This section describes the protocols used in the AD5933. The figures in this section use the abbreviations shown in Table 15.

Table 15. I²C Abbreviation Table

Abbreviation	Condition
S	Start
P	Stop
R	Read
W	Write
A	Acknowledge
\bar{A}	No acknowledge write byte/command byte

User Command Codes

The command codes in Table 16 are used for reading/writing to the interface. They are further explained in this section, but are grouped here for easy reference.

Table 16. Command Codes

Command Code	Code Name	Code Description
1010 0000	Block write	This command is used when writing multiple bytes to the RAM; see the Block Write section.
1010 0001	Block read	This command is used when reading multiple bytes from RAM/memory; see the Block Read section.
1011 0000	Address pointer	This command enables the user to set the address pointer to any location in the memory. The data contains the address of the register to which the pointer should be pointing reworded

Write Byte/Command Byte

In this operation, the master device sends a byte of data to the slave device. The write byte can either be a data byte write to a register address or can be a command operation. To write data to a register, the command sequence is as follows (see Figure 30):

1. The master device asserts a start condition on SDA.
2. The master sends the 7-bit slave address followed by the write bit (low).
3. The addressed slave device asserts an acknowledge on SDA.
4. The master sends a register address.
5. The slave asserts an acknowledge on SDA.
6. The master sends a data byte.
7. The slave asserts an acknowledge on SDA.
8. The master asserts a stop condition on SDA to end the transaction.

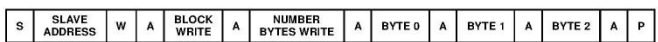


Figure 30. Writing Register Data to Register Address

The write byte protocol is also used to set a pointer to an address (see Figure 31). This is used for a subsequent single-byte read from the same address or block read or block write starting at that address.

To set a register pointer, the following sequence is applied:

1. The master device asserts a start condition on SDA.
2. The master sends the 7-bit slave address followed by the write bit (low).
3. The addressed slave device asserts an acknowledge on SDA.
4. The master sends a pointer command code (see Table 16; a pointer command = 1011 0000).
5. The slave asserts an acknowledge on SDA.
6. The master sends a data byte (a register address to where the pointer is to point).
7. The slave asserts an acknowledge on SDA.
8. The master asserts a stop condition on SDA to end the transaction.



Figure 31. Setting Address Pointer to Register Address

BLOCK WRITE

In this operation, the master device writes a block of data to a slave device (see Figure 32). The start address for a block write must previously have been set. In the case of the AD5933 this is done by setting a pointer to set the register address.

1. The master device asserts a start condition on SDA.
2. The master sends the 7-bit slave address followed by the write bit (low).
3. The addressed slave device asserts an acknowledge on SDA.
4. The master sends an 8-bit command code (1010 0000) that tells the slave device to expect a block write.
5. The slave asserts an acknowledge on SDA.
6. The master sends a data byte that tells the slave device the number of data bytes to be sent to it.
7. The slave asserts an acknowledge on SDA.
8. The master sends the data bytes.
9. The slave asserts an acknowledge on SDA after each data byte.
10. The master asserts a stop condition on SDA to end the transaction.

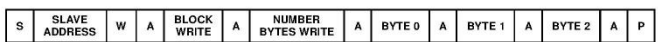


Figure 32. Writing a Block Write

READ OPERATIONS

The AD5933 uses two I²C read protocols: receive byte and block read.

Receive Byte

In the AD5933, the receive byte protocol is used to read a single byte of data from a register address whose address has previously been set by setting the address pointer.

In this operation, the master device receives a single byte from a slave device as follows (see Figure 33):

1. The master device asserts a start condition on SDA.
2. The master sends the 7-bit slave address followed by the read bit (high).
3. The addressed slave device asserts an acknowledge on SDA.
4. The master receives a data byte.
5. The master asserts a no acknowledge on SDA (the slave needs to check that master has received data).
6. The master asserts a stop condition on SDA and the transaction ends.

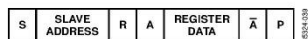


Figure 33. Reading Register Data

Block Read

In this operation, the master device reads a block of data from a slave device (see Figure 34). The start address for a block read must previously have been set by setting the address pointer.

1. The master device asserts a start condition on SDA.
2. The master sends the 7-bit slave address followed by the write bit (low).
3. The addressed slave device asserts an acknowledge on SDA.
4. The master sends a command code (1010 0001) that tells the slave device to expect a block read.
5. The slave asserts an acknowledge on SDA.
6. The master sends a byte-count data byte that tells the slave how many data bytes to expect.
7. The slave asserts an acknowledge on SDA.
8. The master asserts a repeat start condition on SDA. This is required to set the read bit high.
9. The master sends the 7-bit slave address followed by the read bit (high).
10. The slave asserts an acknowledge on SDA.
11. The master receives the data bytes.
12. The master asserts an acknowledge on SDA after each data byte.
13. A no acknowledge is generated after the last byte to signal the end of the read.
14. The master asserts a stop condition on SDA to end the transaction.

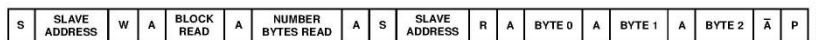


Figure 34. Performing a Block Read

TYPICAL APPLICATIONS

MEASURING SMALL IMPEDANCES

The AD5933 is capable of measuring impedance values up to 10 M Ω if the system gain settings are chosen correctly for the impedance subrange of interest.

If the user places a small impedance value ($\leq 500 \Omega$ over the sweep frequency of interest) between the VOUT and VIN pins, it results in an increase in signal current flowing through the impedance for a fixed excitation voltage in accordance with Ohm's law. The output stage of the transmit side amplifier available at the VOUT pin may not be able to provide the required increase in current through the impedance. To have a unity gain condition about the receive side I-V amplifier, the user needs to have a similar small value of feedback resistance for system calibration as outlined in the Gain Factor Setup Configuration section. The voltage presented at the VIN pin is hard biased at VDD/2 due to the virtual earth on the receive side I-V amplifier. The increased current sink/source requirement placed on the output of the receive side I-V amplifier may also cause the amplifier to operate outside of the linear region. This causes significant errors in subsequent impedance measurements.

The value of the output series resistance, R_{OUT} , (see Figure 35) at the VOUT pin must be taken into account when measuring small impedances ($Z_{UNKNOWN}$), specifically when the value of the output series resistance is comparable to the value of the impedance under test ($Z_{UNKNOWN}$). If the R_{OUT} value is unaccounted for in the system calibration (that is, the gain factor calculation) when measuring small impedances, there is an introduced error into any subsequent impedance measurement that takes place. The introduced error depends on the relative magnitude of the impedance being tested compared to the value of the output series resistance.

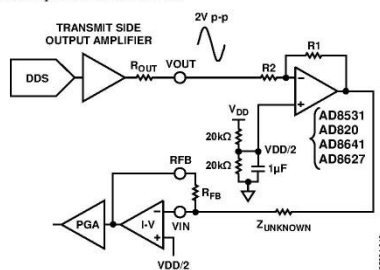


Figure 35. Additional External Amplifier Circuit for Measuring Small Impedances

The value of the output series resistance depends upon the selected output excitation range at VOUT and has a tolerance from device to device like all discrete resistors manufactured in a silicon fabrication process. Typical values of the output series resistance are outlined in Table 17.

Table 17. Output Series Resistance (R_{OUT}) vs. Excitation Range

Parameter	Value (Typ)	Output Series Resistance Value
Range 1	2V p-p	200 Ω typ
Range 2	1V p-p	2.4 k Ω typ
Range 3	0.4V p-p	1.0 k Ω typ
Range 4	0.2V p-p	600 Ω typ

Therefore, to accurately calibrate the AD5933 to measure small impedances, it is necessary to reduce the signal current by attenuating the excitation voltage sufficiently and also account for the R_{OUT} value and factor it into the gain factor calculation (see the Gain Factor Calculation section).

Measuring the R_{OUT} value during device characterization is achieved by selecting the appropriate output excitation range at VOUT and sinking and sourcing a known current at the pin (for example, ± 2 mA) and measuring the change in dc voltage. The output series resistance can be calculated by measuring the inverse of the slope (that is, $1/\text{slope}$) of the resultant I-V plot.

A circuit that helps to minimize the effects of the issues previously outlined is shown in Figure 35. The aim of this circuit is to place the AD5933 system gain within its linear range when measuring small impedances by using an additional external amplifier circuit along the signal path. The external amplifier attenuates the peak-to-peak excitation voltage at VOUT by a suitable choice of resistors (R_1 and R_2), thereby reducing the signal current flowing through the impedance and minimizing the effect of the output series resistance in the impedance calculations.

In the circuit shown in Figure 35, $Z_{UNKNOWN}$ recognizes the output series resistance of the external amplifier which is typically much less than 1 Ω with feedback applied depending upon the op amp device used (for example, AD820, AD8641, AD8531) as well as the load current, bandwidth, and gain.

The key point is that the output impedance of the external amplifier in Figure 35 (which is also in series with Z_{UNKNOWN}) has a far less significant effect on gain factor calibration and subsequent impedance readings in comparison to connecting the small impedance directly to the VOUT pin (and directly in series with R_{OUT}). The external amplifier buffers the unknown impedance from the effects of R_{OUT} and introduces a smaller output impedance in series with Z_{UNKNOWN} .

For example, if the user measures Z_{UNKNOWN} that is known to have a small impedance value within the range of $90\ \Omega$ to $110\ \Omega$ over the frequency range of $30\ \text{kHz}$ to $32\ \text{kHz}$, the user may not be in a position to measure R_{OUT} directly in the factory/lab. Therefore, the user may choose to add on an extra amplifier circuit like that shown in Figure 35 to the signal path of the AD5933. The user must ensure that the chosen external amplifier has a sufficiently low output series resistance over the bandwidth of interest in comparison to the impedance range under test (for an op amp selection guide, see www.analog.com/opamps). Most amplifiers from Analog Devices have a curve of closed loop output impedance vs. frequency at different amplifier gains to determine the output series impedance at the frequency of interest.

The system settings are

VDD = 3.3 V
 VOUT = 2 V p-p
 R2 = 20 k Ω
 R1 = 4 k Ω
 Gain setting resistor = 500 Ω
 Z_{UNKNOWN} = 100 Ω
 PGA setting = $\times 1$

To attenuate the excitation voltage at VOUT, choose a ratio of $R1/R2$. With the values of $R1 = 4\ \text{k}\Omega$ and $R2 = 20\ \text{k}\Omega$, attenuate the signal by $1/5^{\text{th}}$ of 2 V p-p = 400 mV. The maximum current flowing through the impedance is $400\ \text{mV}/90\ \Omega = 4.4\ \text{mA}$.

The system is subsequently calibrated using the usual method with a midpoint impedance value of $100\ \Omega$, a calibration resistor, and a feedback resistor at a midfrequency point in the sweep. The dynamic range of the input signal to the receive side of the AD5933 can be improved by increasing the value of the I-V gain resistor at the RFB pin. For example, increasing the I-V gain setting resistor at the RFB pin increases the peak-to-peak signal presented to the ADC input from 400 mV ($R_{\text{FB}} = 100\ \Omega$) to 2 V p-p ($R_{\text{FB}} = 500\ \Omega$).

The gain factor calculated is for a $100\ \Omega$ resistor connected between VOUT and VIN, assuming the output series resistance of the external amplifier is small enough to be ignored.

When biasing the circuit shown in Figure 35, note that the receive side of the AD5933 is hard-biased about $V_{\text{DD}}/2$ by design. Therefore, to prevent the output of the external amplifier (attenuated AD5933 Range 1 excitation signal) from saturating the receive side amplifiers of the AD5933, a voltage equal to $V_{\text{DD}}/2$ must be applied to the noninverting terminal of the external amplifier.

BIOMEDICAL: NONINVASIVE BLOOD IMPEDANCE MEASUREMENT

When a known strain of a virus is added to a blood sample that already contains a virus, a chemical reaction takes place whereby the impedance of the blood under certain conditions changes. By characterizing this effect across different frequencies, it is possible to detect a specific strain of virus. For example, a strain of the disease exhibits a certain characteristic impedance at one frequency but not at another; therefore, the requirement is to sweep different frequencies to check for different viruses. The AD5933, with its 27-bit phase accumulator, allows for subhertz frequency tuning.

The AD5933 can be used to inject a stimulus signal through the blood sample via a probe. The response signal is analyzed, and the effective impedance of the blood is tabulated. The AD5933 is ideal for this application because it allows the user to tune to the specific frequency required for each test.

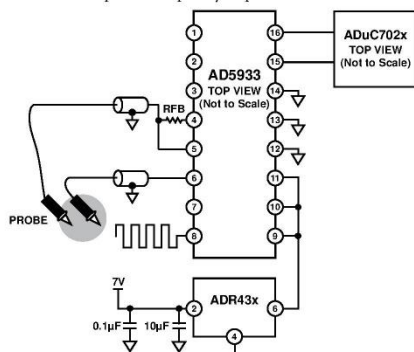


Figure 36. Measuring a Blood Sample for a Strain of Virus

SENSOR/COMPLEX IMPEDANCE MEASUREMENT

The operational principle of a capacitive proximity sensor is based on the change of a capacitance in an RLC resonant circuit. This leads to changes in the resonant frequency of the RLC circuit, which can be evaluated as shown Figure 37.

It is first required to tune the RLC circuit to the area of resonance. At the resonant frequency, the impedance of the RLC circuit is at a maximum. Therefore, a programmable frequency sweep and tuning capability is required, which is provided by the AD5933.

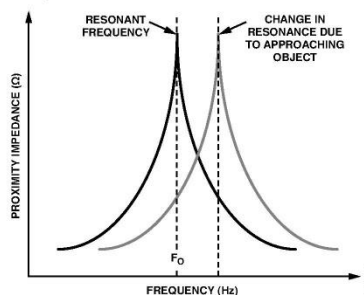


Figure 37. Detecting a Change in Resonant Frequency

An example of the use of this type of sensor is for a train proximity measurement system. The magnetic fields of the train approaching on the track change the resonant frequency to an extent that can be characterized. This information can be sent back to a mainframe system to show the train location on the network.

Another application for the AD5933 is in parked vehicle detection. The AD5933 is placed in an embedded unit connected to a coil of wire underneath the parking location. The AD5933 outputs a single frequency within the 80 kHz to 100 kHz frequency range, depending upon the wire composition. The wire can be modeled as a resonant circuit. The coil is calibrated with a known impedance value and at a known frequency. The impedance of the loop is monitored constantly. If a car is parked over the coil, the impedance of the coil changes and the AD5933 detects the presence of the car.

ELECTRO-IMPEDANCE SPECTROSCOPY

The AD5933 has found use in the area of corrosion monitoring. Corrosion of metals, such as aluminum and steel, can damage industrial infrastructures and vehicles such as aircraft, ships, and cars. This damage, if left unattended, may lead to premature failure requiring expensive repairs and/or replacement. In many cases, if the onset of corrosion can be detected, it can be arrested or slowed, negating the requirement for repairs or replacement. At present, visual inspection is employed to detect corrosion; however, this is time consuming, expensive, and cannot be employed in hard-to-access areas.

An alternative to visual inspection is automated monitoring using corrosion sensors. Monitoring is cheaper, less time consuming, and can be deployed where visual inspections are impossible. Electrochemical impedance spectroscopy (EIS) has been used to interrogate corrosion sensors, but at present large laboratory test instruments are required. The AD5933 offers an accurate and compact solution for this type of measurement, enabling the development of field deployable sensor systems that can measure corrosion rates autonomously.

Mathematically, the corrosion of aluminum is modeled using an RC network that typically consists of a resistance, R_s , in series with a parallel resistor and capacitor, R_p and C_p . A system metal would typically have values as follows: R_s is 10 Ω to 10 k Ω , R_p is k Ω to 1 M Ω , and C_p is 5 μ F to 70 μ F. Figure 38 shows a typical Bode plot, impedance modulus, and phase angle vs. frequency, for an aluminum corrosion sensor.

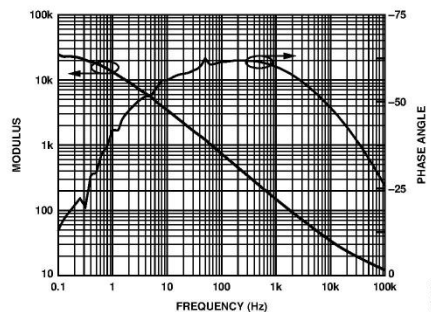


Figure 38. Bode Plot for Aluminum Corrosion Sensor

To make accurate measurements of these values, the impedance needs to be measured over a frequency range of 0.1 Hz to 100 kHz. To ensure that the measurement itself does not introduce a corrosive effect, the metal needs to be excited with minimal voltage, typically in the ± 20 mV range. A nearby processor or control unit such as the ADuC702x would log a single impedance sweep from 0.1 kHz to 100 kHz every 10 minutes and download the results back to a control unit. To achieve system accuracy from the 0.1 kHz to 1 kHz range, the system clock needs to be scaled down from the 16.776 MHz nominal clock frequency to 500 kHz, typically. The clock scaling can be achieved digitally using an external direct digital synthesizer like the AD9834 as a programmable divider, which supplies a clock signal to MCLK and which can be controlled digitally by the nearby microprocessor.

LAYOUT AND CONFIGURATION

POWER SUPPLY BYPASSING AND GROUNDING

When accuracy is important in a circuit, carefully consider the power supply and ground return layout on the board. The printed circuit board containing the AD5933 should have separate analog and digital sections, each having its own area of the board. If the AD5933 is in a system where other devices require an AGND-to-DGND connection, the connection should be made at one point only. This ground point should be as close as possible to the AD5933.

The power supply to the AD5933 should be bypassed with 10 μF and 0.1 μF capacitors. The capacitors should be physically as close as possible to the device, with the 0.1 μF capacitor ideally right up against the device. The 10 μF capacitors are the tantalum bead type. It is important that the 0.1 μF capacitor have low effective series resistance (ESR) and effective series inductance (ESI); common ceramic types of capacitors are suitable. The 0.1 μF capacitor provides a low impedance path to ground for high frequencies caused by transient currents due to internal logic switching.

The power supply line itself should have as large a trace as possible to provide a low impedance path and reduce glitch effects on the supply line. Clocks and other fast switching digital signals should be shielded from other parts of the board by digital ground. Avoid crossover of digital and analog signals if possible. When traces cross on opposite sides of the board, ensure that they run at right angles to each other to reduce feedthrough effects on the board. The best board layout technique is the microstrip technique where the component side of the board is dedicated to the ground plane only, and the signal traces are placed on the solder side. However, this is not always possible with a two-layer board.

EVALUATION BOARD

The AD5933 evaluation board allows designers to evaluate the high performance AD5933 impedance converter with minimum effort.

The evaluation board interfaces to the USB port of a PC. It is possible to power the entire board from the USB port.

The impedance converter evaluation kit includes a populated and tested AD5933 printed circuit board. The EVAL-AD5933EB kit is shipped with a CD-ROM that includes self-installing software. Connect the PC to the evaluation board using the supplied cable.

The software is compatible with Microsoft® Windows® 2000 and Windows XP and Windows 7.

A schematic of the evaluation board is shown in Figure 39 and Figure 40.

USING THE EVALUATION BOARD

The AD5933 evaluation board is a test system designed to simplify the evaluation of the AD5933. The evaluation board data sheet is also available with the evaluation board that gives full information on operating the evaluation board. Further evaluation information is available from www.analog.com.

PROTOTYPING AREA

An area is available on the evaluation board for the user to add additional circuits to the evaluation test set. Users may want to include switches for multiple calibration use.

CRYSTAL OSCILLATOR (XO) vs. EXTERNAL CLOCK

A 16 MHz oscillator is included on the evaluation board. However, this oscillator can be removed and, if required, an external CMOS clock can be connected to the part.

AD5933

Data Sheet

SCHEMATICS

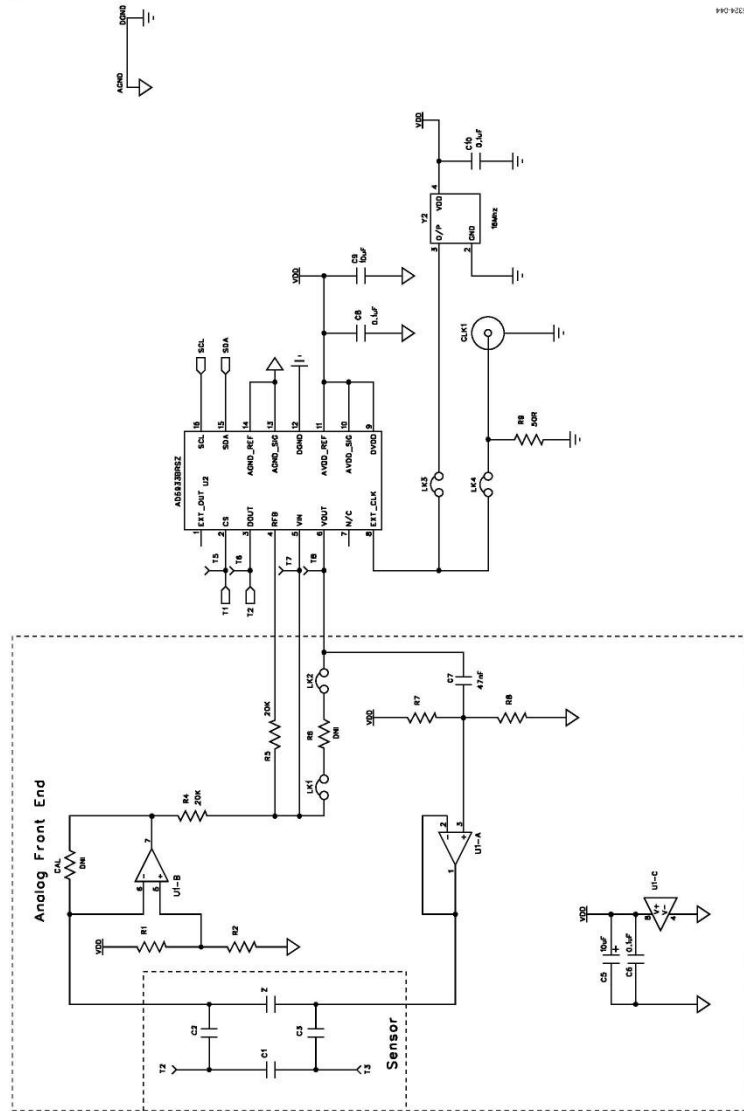


Figure 39. EVAL-AD5933EBZ USB Schematic

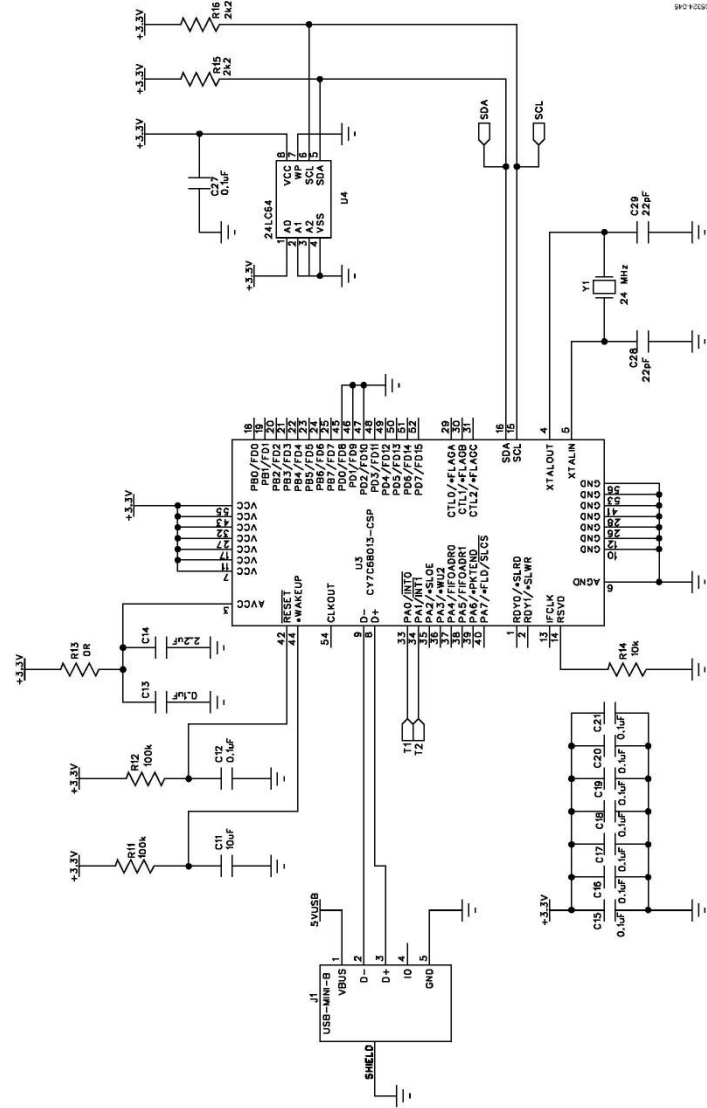


Figure 40. EVAL-AD5933EBZ Schematic

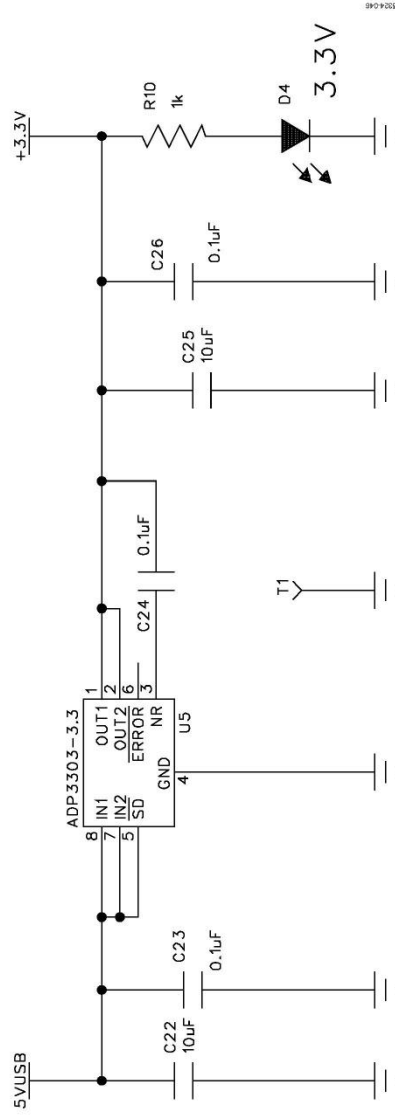


Figure 41. Linear Regulator on the EVAL-AD5933EB Evaluation Board

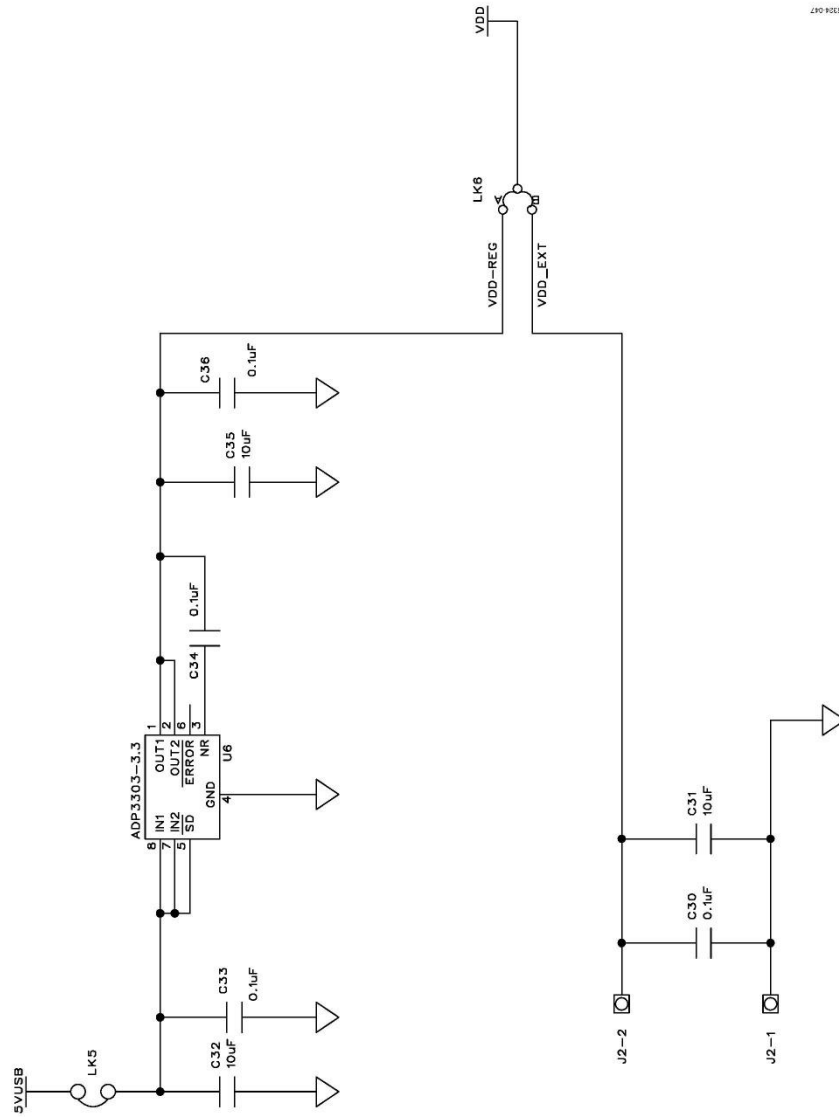
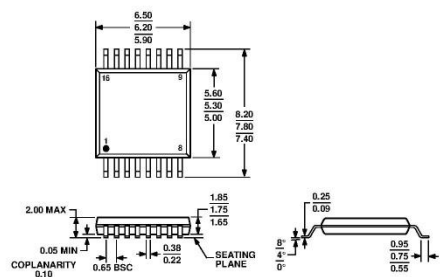


Figure 42. Decoupling on the EVAL-AD5933EB Evaluation Board

AD5933

Data Sheet

OUTLINE DIMENSIONS



COMPLIANT TO JEDEC STANDARDS MO-150-AC
 Figure 43. 16-Lead Shrink Small Outline Package [SSOP]
 (RS-16)

Dimensions shown in millimeters

ORDERING GUIDE

Model ^{1,2}	Temperature Range	Package Description	Package Option
AD5933YRSZ	-40°C to +125°C	16-Lead Shrink Small Outline Package (SSOP)	RS-16
AD5933YRSZ-REEL7	-40°C to +125°C	16-Lead Shrink Small Outline Package (SSOP)	RS-16
AD5933WYRSZ-REEL7	-40°C to +125°C	16-Lead Shrink Small Outline Package (SSOP)	RS-16
EVAL-AD5933EBZ	-40°C to +125°C	Evaluation Board	

¹ Z = RoHS Compliant Part.

² W = Qualified for Automotive Applications.

AUTOMOTIVE PRODUCTS

The AD5933W models are available with controlled manufacturing to support the quality and reliability requirements of automotive applications. Note that these automotive models may have specifications that differ from the commercial models; therefore, designers should review the Specifications section of this data sheet carefully. Only the automotive grade products shown are available for use in automotive applications. Contact your local Analog Devices account representative for specific product ordering information and to obtain the specific Automotive Reliability reports for these models.

¹C refers to a communications protocol originally developed by Philips Semiconductors (now NXP Semiconductors).

©2005–2013 Analog Devices, Inc. All rights reserved. Trademarks and registered trademarks are the property of their respective owners.
 D05524-0-5/13(E)

**ANALOG
 DEVICES**

www.analog.com

Rev. E | Page 40 of 40





AN-1252 APPLICATION NOTE

One Technology Way • P.O. Box 9106 • Norwood, MA 02062-9106, U.S.A. • Tel: 781.329.4700 • Fax: 781.461.3113 • www.analog.com

How to Configure the AD5933/AD5934

by Miguel Usach

INTRODUCTION

The AD5933 and AD5934 are high precision impedance converter system solutions. The main difference between these two solutions is the maximum measurable frequency. This application note applies to both parts. The main blocks of the AD5933 and AD5934 are shown in Figure 1.

The impedance converter is a finite system and has some limitations. This application note only aims to explain the optimum setup for measurements.

IMPEDANCE MEASUREMENT BLOCKS

Impedance converters can be divided into three different blocks: a transmit stage, a receive stage, and a discrete Fourier transform (DFT) engine.

Transmit Stage

The DDS core and the high speed DAC generate a sine wave signal used to excite the impedance.

The output programmable gain amplifier (PGA) is used for conditioning the output signal. It can be configured in four user selectable excitation voltages.

Receive Stage

The receive stage consists of

- The transimpedance amplifier (TIA) that converts the current that crosses the impedance into voltage
- The input PGA that amplifies the TIA signal $\times 1$ or $\times 5$
- The ADC that samples the signal and fills the internal buffer (1024 points)

DFT Engine

The DFT engine processes the data and generates real (R) and imaginary (I) number components.

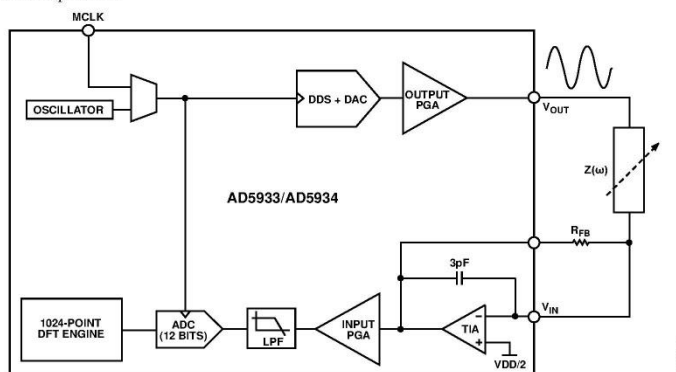


Figure 1. AD5933/AD5934 Block Diagram

TABLE OF CONTENTS

Introduction	1	Choosing an Appropriate Settling Time	5
Impedance Measurement Blocks.....	1	Calculating the Gain Factor.....	5
Revision History	2	When the Impedance is Outside the Maximum AD5933/ AD5934 Measurable Range.....	7
Getting Started	3	Example	7
Benefits of Adding an External AFE.....	3	Measuring a Complex Impedance	8
Rebiasing the DC Level.....	3	Measuring Liquid	8
Reducing the Output Impedance	3	Setting Up and Programming.....	9
Configuring the Part	5	Setting Up the Part.....	9
Selecting the Excitation Voltage	5	Programming the Part	9
Identifying the Impedance Range	5		
Choosing an Appropriate Value for R_{FB}	5		

REVISION HISTORY

11/13—Revision 0: Initial Version

GETTING STARTED

BENEFITS OF ADDING AN EXTERNAL AFE

CN-217 describes an external analog front end (AFE) designed to improve measurements.

This AFE has two main benefits: to reduce the output impedance of the signal source and to rebias the excitation voltage signal.

REBIASING THE DC LEVEL

When connecting the impedance between V_{IN} and V_{OUT} , as shown in Figure 2, notice that the dc bias voltage is slightly different in the transmit stage and receive stage.

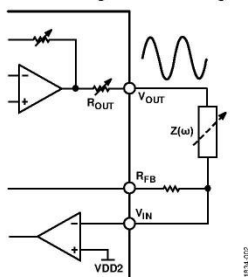


Figure 2. AD5933 Without External AFE

The receiver dc offset is set to the ADC midscale, noninverting pin of the TIA, $V_{DD}/2$, while the dc offset in the transmitter depends on the selected output voltage shown in Table 1.

Table 1. DC Offset Voltage vs. Output Range for 3.3 V

Range No.	DC Offset Voltage	V p-p
1	1.48	1.98
2	0.76	0.97
3	0.31	0.383
4	0.173	0.173

An example of the different dc bias voltages is shown Figure 3 for Range 1 where $V_{DD} = 5$ V.

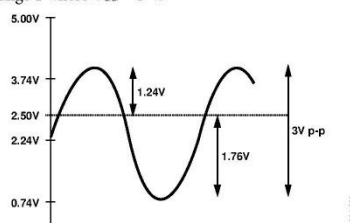


Figure 3. Excitation Output Voltage Without AFE

Due to this mismatch, the dc level difference is amplified by the R_{FB} , or, in other words, the ADC dynamic range is reduced.

Additionally, a dc voltage across a sensor can polarize it and/or degrade it over the sensor lifetime.

REDUCING THE OUTPUT IMPEDANCE

The internal output impedance depends on the amplitude voltage range selected and this may be as high as 2.4 k Ω . Therefore, since impedance cannot be considered negligible, it needs to be added into the equation. Typical values are shown in Table 2.

Table 2. System Output Impedance

Range No.	Typical Output Impedance, Z_{OUT}
1 to 4 (Adding external op amp)	>100 Ω
1	200 Ω
2	2.4 k Ω
3	1 k Ω
4	600 Ω

AN-1252

Application Note

The total measurable impedance is the unknown impedance and the system output impedance. To measure small impedances, adding the system output impedance may dramatically increase the range thus increasing the total measurable impedance. Consequently, this reduces the output current. To compensate, the value of R_{FB} needs to increase. In other words, a high R_{FB} value means worse SNR and lower sensitivity in your system.

Implementing these suggestions is relatively easy. Rebiasing the dc level is straightforward; just add a high-pass filter. If you are planning to design the high-pass filter, refer to AN-581 [Application Note, Biasing and Decoupling Op Amps in Single Supply Applications](#).

To reduce the output impedance and have the ability to measure low impedances, the recommended op amp of choice is the AD8606 ($Z_{OUT} = 1 \Omega$). You may consider the AD8602 as a lower cost alternative. Figure 4 shows the AFE implementation in the EVAL-AD5933EBZ, Rev. C1.

The second AD8606 is used as a TIA due to the lower leakage and noise; the internal receive stage TIA is operating as a voltage follower.

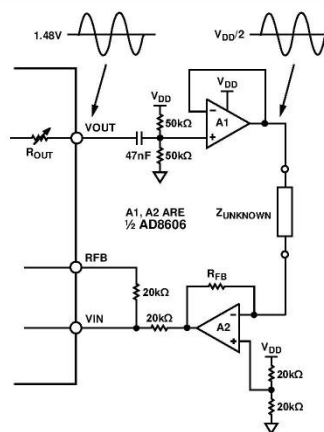


Figure 4. AD5933 with AFE

TI83-054

CONFIGURING THE PART

Correctly configuring the AD5933/AD5934 is key to getting the most accurate measurement from the part.

SELECTING THE EXCITATION VOLTAGE

The recommendation is to use the maximum output voltage because the SNR is degraded with lower amplitudes.

IDENTIFYING THE IMPEDANCE RANGE

The ratio between the maximum and minimum impedance is limited by the ADC resolution, supply, and dc offset for the selected range. The maximum ratio, Z_{MAX}/Z_{MIN} , is shown in Table 3.

Table 3. Maximum Ratio Allowable

DC Level	Range No.	Ratio
Rebiasing	1 to 4	×45
No Rebiasing	1	×40
	2	×15
	3	×5
	4	×2

Remember to add the system output impedance into the impedance range. This depends on the selected range as shown in Table 2.

If the unknown impedance range does not fit within the maximum range, split your impedance range into subgroups. If this is the case, your system should be capable of changing the TIA gain. This can be done by adding an external mux or switch (that is, ADG1419) with different R_{FB} values as shown in Figure 5.

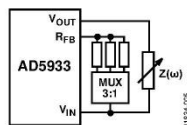


Figure 5. Variable TIA Gain

CHOOSING AN APPROPRIATE VALUE FOR R_{FB}

The internal ADC reference is V_{DD} . It is important to guarantee that, in the worst case, the voltage generated by the TIA does not saturate the converter. The R_{FB} value is defined as

$$R_{FB} = \frac{\left(\frac{V_{DD}}{2} - 0.2\right) \times Z_{MIN}}{\left(V_{PK} + \frac{V_{DD}}{2} - V_{DCOFFSET}\right)} \times \frac{1}{GAIN}$$

where:

V_{PK} is the peak voltage of the selected output range.

Z_{MIN} is the minimum impedance.

$GAIN$ is the selected PGA gain, ×1 or ×5.

V_{DD} is the supply.

$V_{DCOFFSET}$ is the dc offset voltage for the selected range shown in Table 1.

Note that if you are rebiasing, the signal $V_{DCOFFSET}$ is $V_{DD}/2$.

At this point, it is important to clarify that the equations are based on a headroom of 200 mV below V_{DD} .

CHOOSING AN APPROPRIATE SETTLING TIME

The part allows preexcitation of the impedance before beginning measurements. This is recommended if the imaginary part of the load is bigger than the real part or if the distance sensor load is high. The settling time is referred to as the actual output frequency. Therefore, if you are generating a frequency sweep, the delay is different for each excitation frequency.

CALCULATING THE GAIN FACTOR

To calculate the gain factor, it is always recommended to use a discrete resistor rather than a complex impedance.

The reason for calibrating the system with a discrete resistor is simple. The algorithm to calculate the phase is relative, in other words, the unknown impedance phase is the difference between the calibrated phase minus the unknown measured phase.

Therefore, to avoid confusion, it is necessary to calibrate the part using a zero phase delay impedance. The recommended impedance value for calibration is

$$R_{CAL} = (Z_{MIN} + Z_{MAX}) \times \frac{1}{3}$$

Recommendation

Regardless of how one wants to calculate the gain factor, it is always recommended to measure the system phase for each frequency because a typical op amp phase is not constant for some frequencies as shown in the example in Figure 6.

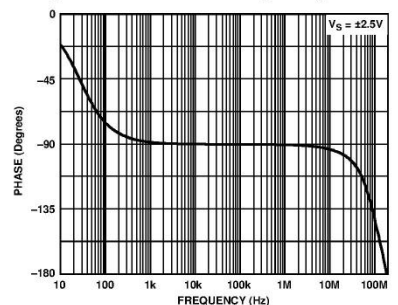


Figure 6. Phase Linearity Example

There are different ways to calculate the gain factor depending on the frequency range and memory space constrains.

AN-1252

Application Note

Calculating the Gain Factor Using Single Impedance and Single Frequency

The impedance is excited with a single frequency. Typically, this is a frequency in the middle of your frequency sweep.

This type of calibration is fast and requires minimum space in memory, but offers less precision than other methods.

Specifically, the AD5933 DFT engine uses a method called single point DFT. Rather than analyze the entire spectrum and calculate the energy for a given frequency, the algorithm returns a single bin that contains multiple frequencies, at approximately 976.56 Hz at 1MSPS.

For example, when configuring a measurement for a 1 kHz excitation signal, the bin will contain the energy stored from 976 Hz to 1952 Hz.

On the board, there are many devices generating noise at different frequencies, such as an SMPS regulator; this could add more energy to the bin that the energy measured only in the impedance.

Calculating the Gain Factor Using Multipoint Frequencies, Single Impedance

In this case, calculate the gain factor for each frequency.

This method is preferred if your frequency span is wide because it helps to reduce errors related to the op amp bandwidth as well as reducing bin errors.

There are two different ways to implement this method. The first way is to generate a look-up table in your controller for the gain factor. The second way is to calculate the gain factor on-the-fly by adding an external mux/switch as shown in Figure 7.

It is necessary to generate a sweep and repeat the measurement twice, once with R_{CAL} and a second time with the impedance ($Z(\omega)$).

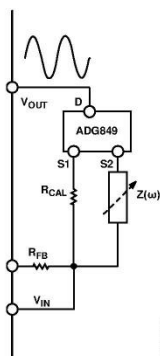


Figure 7. AD5933 for On-the-Fly Calibration

Improvements: Best Fit Equation

This is a method to correct offset and gain errors in the system, in other words, to linearize the system within a range.

First, the gain factor is calculated using one of the methods described in this application note.

Once the gain factor is calculated, measure the impedance in the extremes of the range as shown in Table 7.

The equations to correct the measured value are

$$Z = M \times X + C$$

$$M = \frac{(Z_{MAX} - Z_{MIN})}{(X_{MAX} - X_{MIN})}$$

$$C = Z_{MIN} - (M \times X_{MIN})$$

where:

Z_{MAX} is the real maximum impedance.

Z_{MIN} is the real minimum impedance.

X_{MAX} is the maximum measured impedance.

X_{MIN} is the minimum measured impedance.

The best fit equation for each frequency can be calculated, but this increases memory requirements.

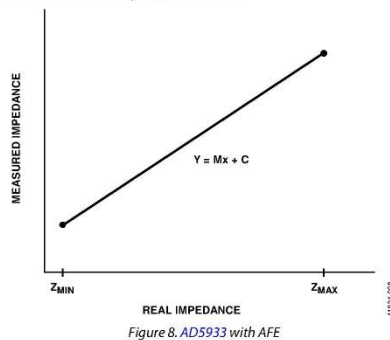


Figure 8. AD5933 with AFE

Application Note

AN-1252

WHEN THE IMPEDANCE IS OUTSIDE THE MAXIMUM AD5933/AD5934 MEASURABLE RANGE

There are some limitations in terms of maximum and minimum measurable impedance. In this case, the easy way to overcome the limitation is by adding a series or parallel resistance to decrease or increase the impedance as needed. This method decreases the accuracy because the unknown impedance is measured artificially in a different range.

EXAMPLE

Consider a simple example that works for several scenarios, where $V_{DD} = 3.3$ V.

In this case condition, the unknown impedance range is from 4.7 k Ω to 47 k Ω . Because the AD5933 measures impedance, not capacitance or inductance, calculate the equivalent impedance for your maximum and minimum excitation frequency (see Table 7).

As shown in Table 4, only Range 1 and Range 2 can be used for the measurements; all four ranges can be used if an external buffer is added. For this example, the selected op amp is the AD8606 as shown in CN-217.

Table 4. Selecting Ranges

AFE	Range No.	Within Ratio
Using AD8606	1 to 4	Yes
Without AFE	1	Yes
	2	Yes
	3	No
	4	No

Calculate Z_{MIN} and Z_{MAX} according to Table 5.

Table 5. Maximum and Minimum Impedance to Measure

With AFE	Without AFE	
AD8606	Range 1	Range 2
Z_{MIN} , 4.7 k Ω	Z_{MIN} , 4.9 k Ω	Z_{MIN} , 7.1 k Ω
Z_{MAX} , 47 k Ω	Z_{MAX} , 47.2 k Ω	Z_{MAX} , 49.4 k Ω

Calculate R_{FB} according to Table 6.

Table 6. R_{FB} Values for Different PGA Configurations

With AFE	Without AFE	
Range 1	Range 1	Range 2
$\times 1$, 6.8 k Ω	$\times 1$, 6.1 k Ω	$\times 1$, 7.4 k Ω
$\times 5$, 1.4 k Ω	$\times 5$, 1.2 k Ω	$\times 5$, 1.5 k Ω

Calibrate the system, using

$$R_{CAL} = (Z_{MIN} + Z_{MAX}) \times \frac{1}{3} = 17 \text{ k}\Omega$$

To analyze the results, note the performance results using multipoint calibration.

As shown in Figure 9 through Figure 12, the results without the AFE are slightly worse than those with an AFE. In all cases, the results are below the 1% except for Range 2 at low impedance.

In this case, the error is due to an assumption; the output impedance is 2.4. Figure 10 shows the error assuming that the output impedance is $2.4 \pm 5\%$. To be considered negligible, the error added by the output impedance tolerance, Z_{MIN} , should be at least 10 times larger than the amplifier output impedance.

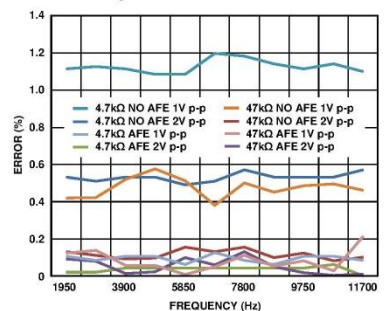


Figure 9. Experimental Results Error

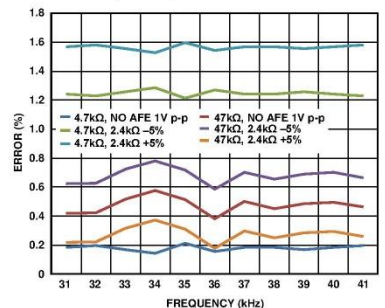


Figure 10. Error with Output Impedance Tolerance

If the system adds an external buffer, there are not big differences using gain $\times 1$ or $\times 5$ as shown in Figure 11.

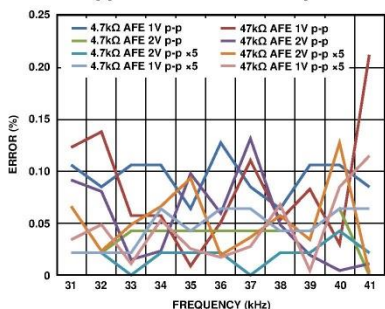


Figure 11. Error With and Without PGA Stage Enabled for System with External AFE

AN-1252

Application Note

If the system does not add an external buffer, there is a slight improvement using $\times 5$ gain as shown in Figure 12.

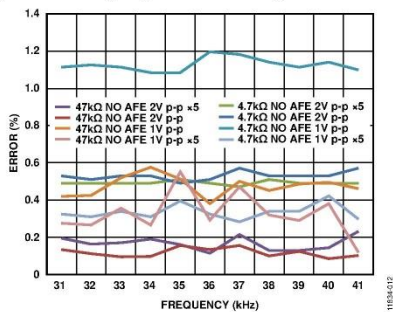


Figure 12. Error With and Without Gain Stage Enabled

The difference is appreciable using Range 2 for 4.7 k Ω . The reason behind this surprising result is the noise. The amplifier noise is roughly estimated as

$$n_{TOTAL} = n_{TIA} + n_{GAIN}$$

$$n_{TIA} = \sqrt{(Z_{UNKNOWN} \times GAIN)^2 + R_{FB}^2}$$

The equations intentionally omit the bandwidth contribution and other noise sources added by the op amp itself.

The PGA stage noise is constant while the TIA noise depends directly on the TIA gain. The worst case scenario is at maximum gain, $Z_{LOAD} = Z_{MIN}$.

MEASURING A COMPLEX IMPEDANCE

To measure complex impedance, refer to the conversion table (see Table 7) to calculate the maximum and minimum impedance based on the excitation frequency. This section describes three points to keep in mind.

Do Not Calibrate the System with a Complex Impedance

Otherwise, phase results will be not as expected. This is explained in the Calculating the Gain Factor section.

There is a Minimum Excitation Frequency

The ADC samples at MCLK/16 with a 1 MSPS maximum data rate. For an excitation frequency below 1 kHz sampling at the

maximum data rate, the internal 1024-point buffer cannot store a full period; this adds a considerable error to the final result.

If you need to measure below 1 kHz, the recommendation is to reduce the MCLK frequency. This increases the calculation time; the DFT engine clock is MCLK and requires an external filter to attenuate harmonics. Keep the Nyquist theorem in mind since the internal filters are optimized for the maximum sample rate of 1 MSPS. For example, to measure the impedance at 10 Hz, MCLK = 16 MHz/100 \approx 160 kHz.

Inductance Can Be Measured

The examples found in the data sheet are based on capacitors, but there are no restrictions or reasons why you cannot measure an inductor.

MEASURING LIQUID

To measure liquid, buy a commercial sensor or design your own. A sensor for this purpose typically has one or more parallel plates, rings, or nets as shown in Figure 13.

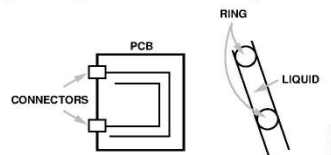


Figure 13. Example of Sensor to Measure Liquids

The measured impedance is defined by

$$Z = \frac{l}{A} \rho$$

where:

l is the distance between plates (or traces).

A is the area of the plates.

ρ is the electric resistivity.

The conductivity of a liquid is defined as

$$\sigma = \frac{1}{\rho}$$

The parameters of the sensor are constant, thus the impedance changes are driven by the electric conductivity.

SETTING UP AND PROGRAMMING

SETTING UP THE PART

Programming the part is a multistep process. Begin by setting up the part as follows:

- Internal oscillator: $MCLK = 16.776 \text{ MHz}$
- $f_{START} = 1950 \text{ Hz}$
- $\Delta f = 975 \text{ Hz}$
- $Increments = 10$
- $PGA \text{ gain} = \times 1$
- $Output \text{ range} = 2 \text{ V p-p}$
- $Settling \text{ time} = 1 \text{ ms worst case}$

PROGRAMMING THE PART

Once the part is set up, follow Step 1 through Step 7 to program the part.

1. Reset the part.
 - Write 0x10 to Register Address 0x81
2. Program the start frequency.

$$D = \left(\frac{1.950 \text{ kHz}}{16.776 \text{ MHz} \div 4} \right) \times 2^{27} = 0x00F3C5$$
 - Write 0x00 to Register Address 0x82
 - Write 0xF3 to Register Address 0x83
 - Write 0xC5 to Register Address 0x84

3. Program Δf .

$$D = \left(\frac{975 \text{ Hz}}{16.776 \text{ MHz} \div 4} \right) \times 2^{27} = 0x0079E2$$

- Write 0x00 to Register Address 0x85
 - Write 0x79 to Register Address 0x86
 - Write 0xE2 to Register Address 0x87
4. Program the number of increments.
 - Write 0x00 to Register Address 0x88
 - Write 0x0A to Register Address 0x89
 5. Program the delay in the measurements. The worst case is at maximum frequency,

$$f_{MAX} = 1950 + (975 \times 10) = 11700 \text{ Hz}$$

$$D = 1 \text{ ms} \times 11700 = 12$$
 - Write 0x00 to Register Address 0x8A
 - Write 0x0C to Register Address 0x8B
 6. Initialize the system.
 - Write 0x11 to Register Address: 0x80
 - Wait several milliseconds.
 7. Follow the flowchart in Figure 14 to sweep the frequency.

If you need a new sweep, it is not necessary to reset the part again. Simply place the part in standby mode and program the registers again.

 - Write 0x30 to Register Address: 0x80

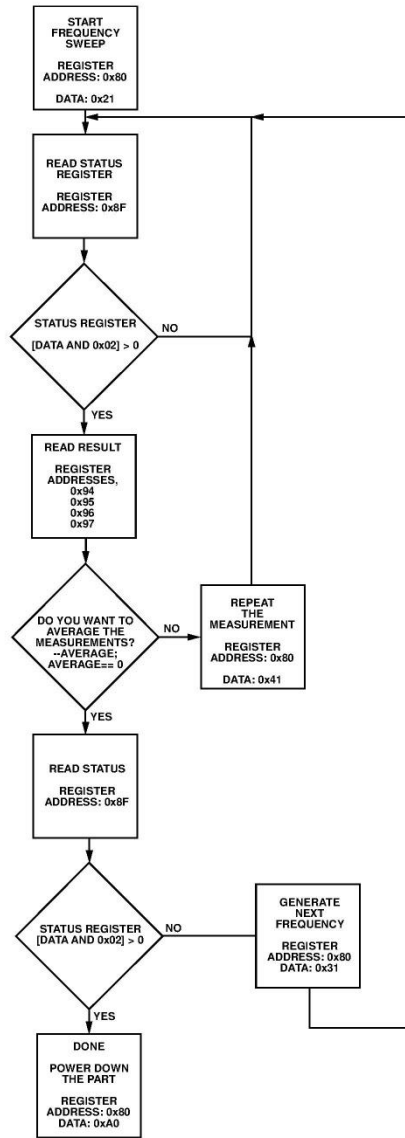






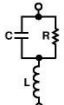


Figure 14. Flowchart

Application Note

AN-1252

Table 7. Example of Impedance Conversion

Schematic	Impedance	Phase	Notes
	$Z_R = R$	$\tan^{-1} \frac{0}{R} = 0$	Constant impedance
	$Z_C = \frac{1}{Cwj}$ $ Z_{C_{MAX}} = \frac{1}{2\pi f_{MIN} C}$ $ Z_{C_{MIN}} = \frac{1}{2\pi f_{MAX} C}$	$-\tan^{-1} \left(\frac{Cw}{0} \right) = -\frac{\pi}{2}$ $-\frac{\pi}{2} \times \frac{180}{\pi} = -90^\circ$	Use higher capacitance to calculate the lowest impedance and minimum capacitance value to calculate highest impedance
	$Z_L = Lwj$ $ Z_{L_{MAX}} = 2\pi f_{MAX} L$ $ Z_{L_{MIN}} = 2\pi f_{MIN} L$	$\tan^{-1}(Lw) = \frac{\pi}{2}$ $\frac{\pi}{2} \times \frac{180}{\pi} = 90^\circ$	Use lower inductor to calculate the lowest impedance and maximum inductor value to calculate highest impedance
	$\frac{1}{Z_T} = \frac{1}{Z_R} + \frac{1}{Z_C} = Y_T$ $Y_T = \frac{1}{R} + Cwj = \frac{1 + RCwj}{R}$ $Z_T = \frac{R}{1 + RCwj}$ $ Z_{T_{MAX}} = \frac{R}{\sqrt{1^2 + (2\pi RC f_{MIN})^2}}$ $ Z_{T_{MIN}} = \frac{R}{\sqrt{1^2 + (2\pi RC f_{MAX})^2}}$	$\tan^{-1} \frac{0}{R} - \tan^{-1} \frac{RCw}{1}$ $= -\tan^{-1} RCw$	
	$Z_T = Z_R + Z_C$ $Z_T = R + \frac{1}{Cwj} = \frac{1 + RCwj}{Cwj}$ $ Z_{T_{MAX}} = \frac{\sqrt{1^2 + (2\pi RC f_{MIN})^2}}{2\pi RC f_{MIN}}$ $ Z_{T_{MIN}} = \frac{\sqrt{1^2 + (2\pi RC f_{MAX})^2}}{2\pi RC f_{MAX}}$	$\tan^{-1} \frac{RCw}{1} - \tan^{-1} \frac{Cw}{0}$ $= \tan^{-1} RCw - \frac{\pi}{2}$	
	$Z_T = Z_R + Z_L$ $Z_T = R + Lwj$ $ Z_{T_{MAX}} = \sqrt{R^2 + (2\pi L f_{MAX})^2}$ $ Z_{T_{MIN}} = \sqrt{R^2 + (2\pi L f_{MIN})^2}$	$\tan^{-1} \frac{Lw}{R}$	
	$Z_T = Z_{(R C)} + Z_L$ $Z_T = \frac{R}{1 + RCwj} + Lwj$ $Z_T = \frac{-RLCw^2 + Lwj + R}{1 + RCwj}$	$\tan^{-1} \frac{Lw}{R - RLCw^2} - \tan^{-1} \frac{RCw}{1}$	$j = \sqrt{-1}$ $j^2 = -1$

AN-1252	Application Note
----------------	-------------------------

NOTES



ประวัติผู้เขียนวิทยานิพนธ์

นายสัตวแพทย์ ฉัตรศิริณ เจตะภักย์ เกิดวันที่ 15 ธันวาคม 2530 จบการศึกษาระดับปริญญาตรี จาก คณะสัตวแพทยศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย และ เข้าศึกษาต่อหลักสูตรสหสาขาวิชาวิศวกรรมชีวเวช คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

