



เครื่องตรวจวัดอิมพีแดนซ์ทางเคมีไฟฟ้าจากตัวอย่างพลาสมา(S100B)แบบไร้สาย

Electrochemical impedance spectroscopy capable potentiostat for the point-of-care detection of S100B in plasma samples (wireless portable)

กิตติคุณ สิริชมพูนุช

Kittikhun Sirichomphunuch

พีรณัฐ อินทร์ผึ่ง

Peeranut Inphung

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิทยาศาสตรบัณฑิต
ภาควิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ.2565

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เครื่องตรวจวัดอิมพีแดนซ์ทางเคมีไฟฟ้าจากตัวอย่างพลาสมา(S100B)แบบไร้สาย

Electrochemical impedance spectroscopy capable potentiostat for the point-of-care detection of S100B in plasma samples (wireless portable)

โดย

กิตติคุณ สิริชมพูนุช
พีรณัฐ อินทร์ผิง

อาจารย์ที่ปรึกษา

รศ.ดร. เต็มพงษ์ เพ็ชรกุล

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิทยาศาสตรบัณฑิต
ภาควิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ.2565

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญานิพนธ์ปีการศึกษา 2565

ภาควิชา วิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์

คณะ วิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง เครื่องตรวจวัดอิมพีแดนซ์ทางเคมีไฟฟ้าจากตัวอย่างพลาสมา S100B แบบไร้สาย

Electrochemical impedance spectroscopy capable potentiostat for the point-of-care detection of S100B in plasma samples (wireless portable)

ผู้จัดทำ นายกิตติคุณ สิริชมพูนุช รหัสประจำตัว 62010063

นาย พีรณัฐ อินทร์ผึ่ง รหัสประจำตัว 62010645

ปริญญานิพนธ์นี้ผ่านการตรวจสอบโดยอาจารย์ที่ปรึกษาแล้ว



(รศ.ดร. เต็มพงษ์ เพ็ชรกุล)

อาจารย์ที่ปรึกษา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อโครงการ	เครื่องตรวจวัดอิมพีแดนซ์ทางเคมีไฟฟ้าจากตัวอย่างพลาสติก S100B แบบไร้สาย	
นักศึกษา	นาย กิตติคุณ สิริชมพูนุช	รหัสประจำตัว 62010063
	นาย พีรณัฐ อินทร์ผึ่ง	รหัสนักศึกษา 62010645
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต	
ภาควิชา	วิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์	
ปีการศึกษา	2565	
อาจารย์ที่ปรึกษาโครงการ	รศ.ดร. เดิมพงษ์ เพ็ชรกุล	

บทคัดย่อ

โครงการเครื่องตรวจวัดอิมพีแดนซ์ทางเคมีไฟฟ้าจากตัวอย่างพลาสติก S100B แบบไร้สาย เป็นการพัฒนาโพเทนชิโอสแตท (Potentiostat) ต้นทุนต่ำภายใต้ลิขสิทธิ์โอเพนซอร์ส การสั่งงานและแสดงผลด้วยแอปพลิเคชันบนโทรศัพท์มือถือหรือสมาร์ตโฟนในระบบปฏิบัติการแอนดรอยด์ (Android) ที่สร้างจาก Android Studio การสื่อสารไร้สายระหว่างโทรศัพท์มือถือกับตัวเครื่องผ่านทางบลูทูธ (Bluetooth) โดยที่ตัวเครื่องถูกควบคุมด้วยบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ Teensy LC ใช้พลังงานจากแบตเตอรี่ Li-po 3.7 V 1000 mAh คุณสมบัติของเครื่องสามารถวัดโดยใช้เทคนิคอิมพีแดนซ์สเปกโทรสโกปีเชิงเคมีไฟฟ้า (Electrochemical Impedance Spectroscopy: EIS) สำหรับการตรวจจับทางเคมีไฟฟ้าแบบ 3 ขั้วอิเล็กโทรดเพื่อหาปริมาณโปรตีน S100B ซึ่งช่วยในการวินิจฉัยอาการบาดเจ็บที่สมอง เนื่องจากปริมาณความเข้มข้นของโปรตีน S100B มีผลต่อระดับอาการบาดเจ็บที่สมอง การตรวจวัดหาปริมาณความเข้มข้นของโปรตีน S100B จากตัวอย่างพลาสติก ด้วยกระบวนการทำ EIS เพื่อนำค่ามาแปลงฟูริเยร์แบบเร็ว (The Fast Fourier Transform: FFT) จากนั้นจึงนำค่าส่วนจำนวนจริง Real และจินตภาพ Imaginary มาสร้างกราฟไนควิสต์ (Nyquist plot) เพื่อเปรียบเทียบค่าหาความเข้มข้นของ โปรตีน S100B โดยจะแสดงผลผ่านหน้าจอโทรศัพท์มือถือ แบบเวลาจริง (Realtime)

Project Title Electrochemical impedance spectroscopy capable potentiostat for the point-of-care detection of S100B in plasma samples (wireless portable)

Student Mr. Kittikhun Sirichomphunuch Student ID 62010063
Mr. Peeranut Inphung Student ID 62010645

Degree Bachelor of Engineering

Program Electronics Engineering

Year 2022

Project Advisor Assoc. Prof. Toempong Phetchakul,D.Eng

ABSTRACT

The S100B wireless plasma electrochemical impedance detector project is a development of a low-cost potentiostat under an open-source license. Operation and display with an application on a mobile phone or smartphone in the Android operating system created from Android Studio. Wireless communication between the mobile phone and the unit via Bluetooth. The unit is controlled by a Teensy LC microcontroller board and is powered by a 3.7 V 1000 mAh Li-po battery. The properties of the unit can be measured using electrochemical impedance spectroscopy techniques. Electrochemical Impedance Spectroscopy (EIS) for 3-electrode electrochemical detection to quantify S100B protein, which aids brain injury diagnosis. due to the concentration of S100B protein affecting the degree of traumatic brain injury Quantitative determination of S100B protein concentration from plasma samples with the process of doing EIS to bring the value to the Fast Fourier Transform (FFT) and then take the value of the real number Real and Imaginary to create Nyquist plot to compare the S100B protein concentration, which will display the results on the mobile phone screen in real-time.

กิตติกรรมประกาศ

ในการทำโครงงานเรื่อง เครื่องตรวจวัดอุณหภูมิแด้นซ์ทางเคมีไฟฟ้าจากตัวอย่างพลาสติก (S100B) แบบไร้สาย สามารถดำเนินการได้ เนื่องจากได้รับความอนุเคราะห์ จากอาจารย์ที่ปรึกษาฯ ดร. เต็มพงษ์ เพ็ชรกุล และ ผศ.ดร. เมทินี จรยาสุภาพ ที่ได้ช่วยเหลือให้คำแนะนำและให้คำปรึกษาการแก้ไขปัญหาต่างๆ ทางคณะผู้จัดทำจึงขอขอบคุณอาจารย์ที่ปรึกษาเป็นอย่างสูง อีกทั้ง ขอขอบคุณ ดร.ชลินทร์ สิทธิเนตร และพี่ๆ นักศึกษาปริญญาโทที่ช่วยในการดูแลของอาจารย์ที่ปรึกษาที่ได้ช่วยเหลือแนะนำการทำงานและช่วยเสนอแนะแนวทางในการแก้ไขปัญหา

ขอขอบพระคุณผู้ปกครองของคณะผู้จัดทำที่ได้ให้กำลังใจและช่วยสนับสนุนค่าใช้จ่ายเพิ่มเติมต่างๆ ในการทำโครงงาน และขอขอบคุณเพื่อนๆ ชั้นปีที่ 4 ที่ได้ช่วยเหลือในการแก้ไขปัญหา และช่วยตรวจสอบข้อผิดพลาดในการทำโครงงาน สุดท้ายนี้ ขอขอบคุณแหล่งข้อมูลต่างๆ ที่คณะผู้จัดทำได้ศึกษาข้อมูลและนำมาอ้างอิง ในการทำโครงงาน โดยคณะผู้จัดทำหวังว่ารายงานเล่มนี้จะเป็นประโยชน์ต่อผู้ที่ต้องการศึกษาเกี่ยวกับโครงงานนี้ต่อ หากมีข้อผิดพลาดประการใดคณะผู้จัดทำขอน้อมรับไว้และขออภัยมา ณ ที่นี้ด้วย

นาย กิตติคุณ สิริชมพูนุช

นาย พีรณัฐ อินทร์ผึ่ง

สารบัญ

หัวข้อ	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	II
กิตติกรรมประกาศ	III
สารบัญ	IV
สารบัญรูปภาพ	VII
สารบัญตาราง	IX
บทที่1 บทนำ	
1.1 ที่มาและความสำคัญ	1
1.2 วัตถุประสงค์	1
1.3 ขอบเขตการศึกษา	2
1.4 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ	2
บทที่ 2 เอกสารและทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง	3
2.1 Electrochemical Biosensor	3
2.1.1 Impedimetric Biosensor	3
2.2 Fast Furier Tranfrom (FFT)	3
2.3 LiPO(Lithium polymer) Battery and Charger Circuit Module TP4056	4
2.4 Microcontroller(MCU)	6
2.4.1 Teensy LC	6
2.4.2 Efficient USB Communication	7
2.4.3 Hardware Timers	7

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อ	หน้า
2.4.4 Analog Input & Output at 12 Bit Resolution	7
2.4.5 32-bit ARM Cortex M0+ Processor	7
2.5 Bluetooth	10
2.5.1 Wireless Bluetooth Module (HC 06)	11
2.6 โปรตีน S100B	12
2.7 Traumatic Brain Injury(TBI)	13
2.7.1 การประเมินอาการบาดเจ็บทางสมองด้วยการตรวจวัดโปรตีน S100B	14
2.8 อิมพีแดนซ์ (impedance)	15
2.9 Electrochemical Impedance Spectroscopy (EIS)	17
2.10 Bodeplots	22
2.11 Potentiostat	23
2.12 I2C	24
บทที่ 3 วิธีการดำเนินโครงการ	27
3.1 วงจรสำหรับชิ้นงาน	27
3.1.1 รูปร่างของบอร์ด MCU	29
3.1.2 รูปร่างของบอร์ด Potentiostat	29
3.1.3 รูปร่างของบอร์ด MCU และ Potentiostat แบบสองมิติ	30
3.1.4 รูปชิ้นงานจริงหลังทำการบัดกรีอุปกรณ์ด้วยเครื่อง Hot Air	31

หัวข้อ	หน้า
3.2 Flowchart การทำงานของอุปกรณ์	32
3.3 Flow Block Diagram System	33
3.4 วิธีติดตั้งโปรแกรม Pwtat	34
3.5 วิธีการสอบเทียบระบบ	36
บทที่ 4 ผลการดำเนินการ	38
4.1 การส่งสัญญาณด้วย Bluetooth	38
4.2 การทำงานของวงจร	38
4.3 การสอบเทียบระบบ	39
4.4 Application	39
บทที่ 5 สรุปผลการดำเนินงานและข้อเสนอแนะ	40
5.1 สรุปผลการดำเนินงาน	40
5.2 ข้อเสนอแนะ	40
บรรณานุกรม	41
ภาคผนวก	42

สารบัญรูป

หัวข้อ	หน้า
รูปที่ 2.1 ตัวอย่างแบตเตอรี่ลิเทียมพอลิเมอร์ขนาด 3.7v 1000mAh	4
รูปที่ 2.2 รูปภาพแสดงตัวอย่าง Charger Circuit Module TP4056	5
รูปที่ 2.3 รูปภาพแสดง schematic Charger Circuit Module TP4056	5
รูปที่ 2.4 รูปตัวอย่าง Teensy-LC	6
รูปที่ 2.5 พิมพ์งานบอร์ด Teensy LC	9
รูปที่ 2.6 รูปตัวอย่างโมดูลบลูทูธรุ่น HC-06	11
รูปที่ 2.7 รูปตัวอย่างลักษณะของโปรตีน S100B	12
รูปที่ 2.8 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างปริมาณ S100B ของผู้ป่วยกับระยะเวลาที่ได้รับบาดเจ็บ	14
รูปที่ 2.9 กราฟระนาบของอิมพีแดนซ์เชิงซ้อน	17
รูปที่ 2.10 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างส่วนจริงกับส่วนจินตภาพของอิมพีแดนซ์ (Nyquist plot)	19
รูปที่ 2.11 วงจรสมมูลของเซลล์เคมีไฟฟ้า	22
รูปที่ 2.12 รูปตัวอย่าง การพล็อตกราฟโบเดพล็อตแบบขนาดและเฟส	23
รูปที่ 2.13 การเชื่อมต่อระบบด้วยการสื่อสารอนุกรมแบบ I2C	25
รูปที่ 3.1 วงจรรวมทั้งหมดในส่วนของ MCU และ Potentiostat	28
รูปที่ 3.2 ลายวงจรของบอร์ด MCU	29
รูปที่ 3.3 ลายวงจรของบอร์ด Potentiostat	29
รูปที่ 3.4 รูปบอร์ด PCB ของวงจร MCU แบบสองมิติ ก) Top view ข) Bottom View	30
รูปที่ 3.5 รูปบอร์ด PCB ของวงจร Potentiostat แบบสองมิติ ก) Top view ข) Bottom View	30
รูปที่ 3.6 รูปชิ้นงานจริงหลังทำการบัดกรีอุปกรณ์ด้วยเครื่อง Hot Air	31
รูปที่ 3.7 รูป Flow Block Diagram อย่างง่าย	33

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อ	หน้า
รูปที่3.8 Flow Block Diagram ของวงจร โดยแบ่งเป็นส่วนสำคัญห้าส่วนได้แก่ MCU, AC Source, Analog Front End, Electrode, TIA	34
รูปที่3.9 โปรแกรม Android Studio (PC)	35
รูปที่3.10 การแก้ไข Debug ที่เกิดขึ้น	35
รูปที่3.11 การ Build Application ด้วยฟังก์ชันโปรแกรมจำลองโทรศัพท์มือถือ	36
รูปที่3.12 Pwtat Application	36
รูปที่3.13 รูปการ Calibration ค่า R	37
รูปที่3.14 การพิมพ์ลำดับการสอบเทียบให้ตรงกับลำดับค่า R ที่ใช้สอบเทียบ	37
รูปที่4.1 แสดงสัญญาณลอจิก Output ที่ถูกส่งกลับไปยังแอปพลิเคชัน	38
รูปที่4.2 รูปค่า Phase จาก log cat ที่อ่านได้ในแต่ละช่วงความถี่	39

สารบัญตาราง

หัวข้อ	หน้า
ตารางที่ 2.1 คุณสมบัติของบอร์ด Teensy LC	8
ตารางที่ 2.2 กำหนดพินการใช้งานโมดูลบลูทูธรุ่น HC-06	11
ตารางที่ 2.3 องค์ประกอบของวงจรวงจรสมมูลทางไฟฟ้า	20
ตารางที่ 2.4 ขั้นตอนการรับส่งข้อมูล I2C	25



บทที่ 1

บทนำ

1.1 ที่มาและความสำคัญ

เนื่องจากในปัจจุบันเทคโนโลยีทางการแพทย์มีความก้าวหน้าและพัฒนาขึ้นตลอดเวลาทำให้ราคาของอุปกรณ์ทางการแพทย์มีต้นทุนที่สูงขึ้นมาก การพัฒนาอุปกรณ์ทางการแพทย์ที่มีต้นทุนต่ำลงนั้นก็ยิ่งมีความสำคัญมากยิ่งขึ้น แต่ยังคงสามารถใช้งานได้มีประสิทธิภาพ ซึ่งอุปกรณ์ทางการแพทย์ที่ใช้ในการตรวจสอบโรค TBI (Traumatic brain injury) ที่เป็นโรคเกี่ยวกับภาวะการบาดเจ็บทางสมอง ก็เป็นหนึ่งในเครื่องมือทางการแพทย์ที่มีราคาสูง แต่โรค TBI (Traumatic brain injury) ก็สามารถตรวจสอบระดับอาการบาดเจ็บที่สมอง ได้จากปริมาณโปรตีน S100B จากตัวอย่างพลาสมา ซึ่งเป็นโปรตีนที่จับกับแคลเซียม โดยปกติจะมีปริมาณความเข้มข้นต่ำมากจากในตัวอย่างพลาสมาแต่เมื่อเกิดอาการบาดเจ็บที่สมอง ก็จะมีจำนวนโปรตีน S100B ในพลาสมาเพิ่มขึ้น ตามระดับความรุนแรง โดยโปรตีน S100B ก็สามารถตรวจวัดด้วยวิธีการ Electrochemical Impedance Spectroscopy (EIS) เพื่อตรวจหาปริมาณระดับโปรตีน S100B ในตัวอย่างพลาสมาได้ ทำให้เกิดการพัฒนาเครื่องมือตรวจวัดอิมพีแดนซ์จากโปรตีน S100B ในรูปแบบที่หลากหลายสามารถใช้งานได้ดียิ่งขึ้น อีกทั้งยังมีต้นทุนการสร้างที่ต่ำลง

คณะผู้จัดทำได้เล็งเห็นถึงการพัฒนาที่ควรสอดคล้องกับปัจจุบันซึ่งเป็นยุคของ IOT จึงควรนำมาประยุกต์ใช้กับการพัฒนาเครื่องมือตรวจวัดอิมพีแดนซ์ของโปรตีน S100B ที่สามารถตรวจสอบหรือดูผลลัพธ์ผ่านทางสมาร์ตโฟน อีกทั้งยังเป็นเครื่องมือที่ใช้งานสะดวกสามารถพกพาได้ เพื่อไว้ในกรณีฉุกเฉินหรือเพื่อตรวจสอบอาการในเบื้องต้น เช่น ใช้ตรวจสอบในกรณีที่เกิดอาการบาดเจ็บที่สมอง ในสถานที่ห่างไกลไม่สามารถไปโรงพยาบาลที่มีเครื่องมือทางการแพทย์ที่มีประสิทธิภาพสูงได้ทัน และด้วยราคาที่ถูกลงก็จะทำให้คลินิกขนาดเล็กสามารถซื้อไว้ใช้ตรวจสอบคนไข้ในเบื้องต้นได้ง่ายขึ้นอีกด้วย

1.2 วัตถุประสงค์

1. เพื่อสร้างเครื่องตรวจวัดอิมพีแดนซ์ทางเคมีไฟฟ้าจากตัวอย่างพลาสมา (S100B) แบบไร้สาย
2. เพื่อศึกษาการทำงานของ Electrochemical Biosensors
3. เพื่อศึกษาวงจรไฟฟ้าของเครื่องตรวจวัดอิมพีแดนซ์ทางเคมีไฟฟ้าจากตัวอย่างพลาสมา (S100B)
4. เพื่อศึกษาเรียนรู้เกี่ยวกับระบบ IoT

1.3 ขอบเขตการศึกษา

- 1.) สามารถตรวจวัดอิมพีแดนซ์ทางเคมีไฟฟ้าจากตัวอย่างพลาสมา (S100B) ได้จริง
- 2.) บอร์ดวงจรสามารถทำงานได้จริง
- 3.) สามารถแสดงผลผ่านทางสมาร์ทโฟนได้

1.4 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

- 1 สามารถสร้างเครื่องตรวจวัดอิมพีแดนซ์ทางเคมีไฟฟ้าจากตัวอย่างพลาสมา (S100B) ที่แสดงผลผ่านทางสมาร์ทโฟน
2. ได้ศึกษาการทำงานของ Electrochemical Biosensors
3. ได้ศึกษาการทำงานของวงจรไฟฟ้าของเครื่องตรวจวัดอิมพีแดนซ์ทางเคมีไฟฟ้าจากตัวอย่างพลาสมา (S100B)
4. ได้ศึกษาเกี่ยวกับระบบ IoT

บทที่ 2

ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

2.1 Electrochemical Biosensor

Electrochemical Biosensor เป็นตัวตรวจวัดทางชีวภาพไฟฟ้าเคมีผลลัพธ์ของสัญญาณจะขึ้นอยู่กับปฏิกิริยาของเอนไซม์ที่เป็นตัวเร่งปฏิกิริยาที่ทำให้เกิดการใช้หรือสร้างอิเล็กตรอน

2.1.1 Impedimetric Biosensor นำไปใช้ในการหาปริมาณสารชีวโมเลกุล เช่น เอนไซม์ DNA แอนติเจน แอนติบอดี และปฏิกิริยาระหว่างโปรตีนกับโปรตีน สารชีวโมเลกุลเป้าหมายเมื่อทำปฏิกิริยากับ bioreceptor เฉพาะบนพื้นผิวเซ็นเซอร์ มีการเปลี่ยนแปลงในอิมพีแดนซ์ค่าคงที่หรือความต้านทานอิมพีแดนซ์ไฟฟ้าเป็นตัววัดความต้านทานที่วงจรแสดงต่อกระแสไฟฟ้าเมื่อมีแรงดัน สามารถกำหนดเป็นอัตราส่วนของแรงดันต่อกระแสในโดเมนความถี่ที่กำหนด อิมพีแดนซ์ไบโอเซ็นเซอร์วัดค่าไฟฟ้าอิมพีแดนซ์ที่สร้างขึ้นบนส่วน electrode/electrolyte โดยปกติแล้ว อิมพีแดนซ์จะแสดงเป็นจำนวนเชิงซ้อนที่รีแอกแตนซ์แบบโอห์มมิกและแบบคาปาซิทีฟมีทั้งจริงและจินตภาพ เพื่อแสดงข้อมูลอิมพีแดนซ์ไฟฟ้าเคมีมีการใช้พล็อต Nyquist และ Bode plot โดยส่วนประกอบของ Nyquist plot จะใช้ส่วนของ จินตภาพ (Z'') ถูกพล็อตเทียบกับส่วนประกอบจริง (Z') โดยความถี่ที่แตกต่างกัน ในส่วนของ Bode plot จะใช้ส่วนของอิมพีแดนซ์สัมบูรณ์ $|Z|$ พล็อตเทียบกับการเลื่อนเฟส (θ) ของอิมพีแดนซ์จะแสดงเทียบกับการหาค่าความถี่

2.2 FFT (Fast Furier Tranfrom)

Fast Furier Tranfrom (FFT) เป็นอัลกอริทึมที่คำนวณการแปลงฟูริเยร์แบบไม่ต่อเนื่อง (DFT) ของลำดับหรือผกผัน (IDFT) การวิเคราะห์ฟูริเยร์แปลงสัญญาณจากโดเมนเดิม (มักจะเป็นเวลาหรือช่องว่าง) เป็นการแทนค่าในโดเมนความถี่และในทางกลับกัน DFT ได้มาจากการแยกลำดับของค่าออกเป็นส่วนประกอบของ ความถี่ต่างๆ การดำเนินการนี้มีประโยชน์ในหลายๆด้านแต่การคำนวณโดยตรงจากค่าจำกัดความถี่จะช้าเกินไป ที่จะนำไปใช้ได้จริง FFT คำนวณการเปลี่ยนแปลงดังกล่าวอย่างรวดเร็วโดยการแยกตัวประกอบเมทริกซ์ DFT เป็นผลคูณของปัจจัยการจัดกระจาย เป็นผลให้สามารถลดความซับซ้อนของการคำนวณ DFT จาก $O(N)^2$ ซึ่งเกิดขึ้น หากใช้ค่าจำกัดความถี่ของ DFT อย่างง่าย ๆ กับ $O(N \log N)$ โดยที่ N คือขนาดข้อมูล จะเกิดความแตกต่างของความเร็วอย่างมาก โดยเฉพาะชุดข้อมูลขนาดยาวที่ N อาจเป็นหลักพันหรือหลายล้าน เมื่อมีข้อผิดพลาดในการ ปิดเศษอัลกอริทึม FFT จำนวนมากมีความแม่นยำมากกว่าการประเมินค่าจำกัดความถี่ DFT โดยตรงหรือโดยอ้อม

2.3 LiPO (Lithium polymer) Battery and Charger Circuit Module TP4056

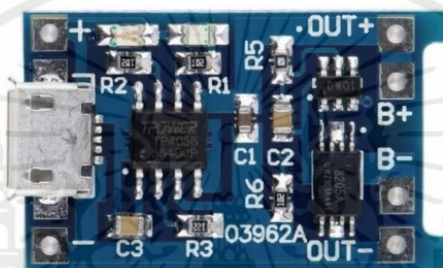
แบตเตอรี่ลิเทียมโพลิเมอร์ (Lithium polymer) เป็นหนึ่งในแบตเตอรี่ลิเทียมไอออนประเภทหนึ่ง ที่มีความนิยมอย่างมากในปัจจุบัน โดยส่วนมากจะมีการใช้วัสดุ LCO เป็นขั้วบวก และใช้แกรไฟต์เป็นขั้วลบ โดยจะมีสารอิเล็กโทรไลต์ที่เป็นเกลือของลิเทียมผสมอยู่ในพอลิเมอร์ เช่น PEO (Poly ethylene oxide) ส่งผลให้สารอิเล็กโทรไลต์มีลักษณะเป็นเจล ทำให้สามารถแนบแผ่นขั้วบวกและแผ่นขั้วลบได้ชิดมากจึงเป็นแบตเตอรี่ที่มีความบาง น้ำหนักเบา แตกต่างจากแบตเตอรี่ลิเทียมไอออนประเภทอื่นๆ ที่มีการใช้สารอิเล็กโทรไลต์เป็นของเหลว แต่ก็ยังมีข้อจำกัดในการใช้งาน เนื่องด้วยแบตเตอรี่ลิเทียมโพลิเมอร์ตั้นทนความร้อนได้ไม่สูงนัก การชาร์จและคายประจุของแบตเตอรี่นั้นก็เกิดความร้อนขึ้น อีกทั้งถ้ามีการชาร์จประจุไฟฟ้าเกินขีดจำกัดที่แบตเตอรี่จะรับได้ (Overcharge) ก็อาจก่อให้เกิดอันตรายได้เช่นกัน ดังนั้นจึงควรควบคุมสภาพแวดล้อมต่างๆและการใช้งานแบตเตอรี่ให้มีความร้อนไม่เกิน 60 °C เพราะถ้าหากแบตเตอรี่มีอุณหภูมิสูงขึ้นถึง 60 °C สารอิเล็กโทรไลต์จะเกิดปฏิกิริยาขึ้นก่อให้เกิดแก๊สต่างๆ บวกด้วยอุณหภูมิที่สูงขึ้นอาจก่อให้เกิดการติดไฟ ส่งผลไปสู่การไฟไหม้หรือการระเบิดของแบตเตอรี่ได้ จึงจำเป็นต้องมีการใช้งานวงจรชาร์จแบตเตอรี่ที่มีการป้องกันการลัดวงจร



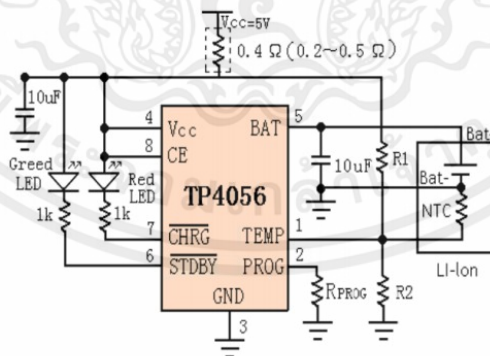
รูปภาพที่ 2.1 ตัวอย่างแบตเตอรี่ลิเทียมพอลิเมอร์ขนาด 3.7v 1000mAh

(https://www.alibaba.com/product-detail/GEB-Factory-Price-Lithium-Polymer-703048_1600532212069.html)

วงจร Charger Circuit Module TP4056 เป็นโมดูลวงจรไฟฟ้าที่ใช้สำหรับการชาร์จ/คายประจุ แบตเตอรี่ลิเทียมไอออน สามารถนำมาใช้งานกับแบตเตอรี่ 3.7V ,1A ได้ดี มี $V_{in} = 4.2V - 5.5V$ จากสาย Micro USB แรงดันที่ชาร์จเต็มถูกกำหนดไว้ที่ 4.2V ตามขนาดความจุของแบตเตอรี่ โมดูลนี้สามารถป้องกันการ ชาร์จ ประจุไฟฟ้าและคายประจุไฟฟ้าเกินลิมิตได้ ระหว่างการชาร์จถ้าเกิดมีการชาร์จหรือคายประจุเกินค่าที่ตั้งไว้ จะมีการตัดการทำงานเพื่อป้องกันความเสียหายที่จะเกิดกับตัวแบตเตอรี่ได้



รูปที่ 2.2 รูปภาพแสดงตัวอย่าง Charger Circuit Module TP4056
(ที่มา <https://www.mcucity.com/product/807/micro-usb-5v-1a-18650>)



รูปที่ 2.3 รูปภาพแสดง schematic Charger Circuit Module TP4056(Protection circuit is not shown)
(ที่มา <https://www.best-microcontroller-projects.com/tp4056.html>)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.4 Microcontroller (MCU)

ไมโครคอนโทรลเลอร์คืออุปกรณ์ประเภทสารกึ่งตัวนำที่รวบรวมฟังก์ชันการทำงานต่างๆไว้ในตัวของมันเองโดยมีโครงสร้างใกล้เคียงกับคอมพิวเตอร์คือภายในประกอบด้วยหน่วยรับข้อมูลและโปรแกรมหน่วยประมวลผล หน่วยความจำหน่วยแสดงผลซึ่งส่วนประกอบเหล่านี้มีความสมบูรณ์ในตัวของมันเองทำให้มีขนาดเล็กและสามารถเขียนโปรแกรมควบคุมการทำงานของอุปกรณ์ต่างๆที่เชื่อมต่อกับตัวมันง่ายต่อการนำไปประยุกต์ใช้งาน ไมโครคอนโทรลเลอร์ (Microcontroller) มาจากคำ 2 คำ คำหนึ่งคือ ไมโคร (Micro) หมายถึงขนาดเล็กและคำว่าคอนโทรลเลอร์ (Controller) หมายถึงตัวควบคุมหรืออุปกรณ์ควบคุม ดังนั้น ไมโครคอนโทรลเลอร์จึงหมายถึงอุปกรณ์ควบคุมขนาดเล็กแต่ในตัวอุปกรณ์ควบคุมขนาดเล็กนี้ได้บรรจุความสามารถที่คล้ายคลึงกับระบบคอมพิวเตอร์ที่คนโดยส่วนใหญ่คุ้นเคยกล่าวคือภายในไมโครคอนโทรลเลอร์ได้รวมเอาซีพียูหน่วยความจำและพอร์ตซึ่งเป็นส่วนประกอบหลักสำคัญของระบบคอมพิวเตอร์เข้าไว้ด้วยกัน โดยทำการบรรจุเข้าไว้ในตัวถังเดียวกัน ความแตกต่างของ Microcontroller กับ Microcomputer คือ Microcontroller นั้นมีความสมบูรณ์ภายในตัวของมันเอง คือ มีส่วนประกอบต่างๆครบถ้วนส่วน Microcomputer นั้นต้องทำงานร่วมกับอุปกรณ์ข้างเคียงที่เชื่อมต่อกับภายนอกเช่น แป้นพิมพ์เครื่องอ่านเขียนแผ่นบันทึก หน่วยความจำ I/O ในส่วนของโปรเจกต์นี้ได้เลือกนำส่วนของ Teensy LC มาใช้งาน

2.4.1 Teensy LC



รูปที่ 2.4 รูปตัวอย่าง Teensy-LC

(ที่มา <https://www.adafruit.com/product/2419>)

Teensy เป็นแบรนด์ของบอร์ดพัฒนาไมโครคอนโทรลเลอร์ที่สร้างขึ้นโดย PJRC และด้วยการออกแบบที่ Paul Stoffregen เจ้าของร่วมได้มีส่วนร่วม PJRC เป็นผู้ออกแบบและผู้ผลิตอุปกรณ์ต่างๆ สำหรับผู้ผลิต DIY การพัฒนาความคิดสร้างสรรค์ ฯลฯ ในการทำเช่นนี้ พวกเขาได้สร้างบอร์ดขนาดเล็กและใช้งานได้หลากหลายซึ่งมีศักยภาพของ Arduino และมีพลังและความยืดหยุ่นที่ยอดเยียม นอกจากนี้ยังใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ที่ใช้ ARM

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แทน AVR ที่ใช้โดยบอร์ดพัฒนาอื่นๆ ที่คล้ายคลึงกัน Teensy มีรุ่นต่างๆซึ่งคุณประโยชน์และขนาดแตกต่างกันไป การออกแบบฮาร์ดแวร์ทั้งหมดนี้สร้างขึ้นด้วยแนวคิดที่จะเพิ่มขีดความสามารถของ I/O ให้สูงสุด ตลอดจนได้รับการสนับสนุนจากไลบรารีซอฟต์แวร์โฮสต์เพื่อให้มีคุณสมบัติมากมายและพร้อมที่จะทำงานกับ Arduino IDE

2.4.2 Efficient USB Communication

Teensy-LC มีฮาร์ดแวร์ USB ที่มีประสิทธิภาพเช่นเดียวกับ Teensy 3.2 การถ่ายโอนข้อมูล USB ทั้งหมดทำได้โดยตรงไปยังหน่วยความจำ รองรับโปรโตคอล USB Serial, MIDI, คีย์บอร์ด, เมาส์, จอยสติ๊ก และโปรโตคอล RawHID ฮาร์ดแวร์รองรับอุปกรณ์ปลายทาง USB แบบสองทิศทาง 16 ชุด ซึ่งช่วยให้สามารถใช้อุปกรณ์ USB ได้ทุกประเภท เมื่อมีการเพิ่มโปรโตคอล USB ลงใน Teensyduino แม้ว่าจะมีต้นทุนต่ำ Teensy-LC ก็พร้อมทำงาน

2.4.3 Hardware Timers

ไลบรารี Arduino จำนวนมากต้องการตัวจับเวลาฮาร์ดแวร์ ผลิตภัณฑ์ Arduino แบบดั้งเดิมมีตัวจับเวลา 3 หรือ 4 ตัว โดยมีเพียง 1 หรือ 2 ตัวที่ให้ความละเอียดมากกว่า 8 บิต

Teensy-LC มีตัวจับเวลาทั้งหมด 7 ตัว โดยทั้งหมดมีความละเอียด 16 บิตขึ้นไป เพื่อให้เข้ากันได้ดีเยี่ยมกับไลบรารีที่ใช้กันอย่างง่าย การรวมไลบรารียอดนิยมจำนวนมาก ซึ่งปกติจะขัดแย้งกัน สามารถทำงานร่วมกันได้อย่างราบรื่นบน Teensy LC และ Teensy 3.2

2.4.4 Analog Input & Output at 12 Bit Resolution

Teensy-LC มี 13 พินทำหน้าที่เป็นอินพุตแบบแอนะล็อก ความละเอียดแอนะล็อกที่มีประสิทธิภาพคือ 12 บิต นอกจากนี้ยังมีตัวแปลงดิจิทัลเป็นแอนะล็อก 12 บิตสำหรับสัญญาณเอาต์พุตแบบแอนะล็อก

2.4.5 32-bit ARM Cortex M0+ Processor

โปรเซสเซอร์ Cortex-M0+ เป็น CPU 32 บิต สำหรับอุปกรณ์ที่ใช้พลังงานต่ำและมีต้นทุนต่ำ Cortex-M0+ มีคำสั่งน้อยกว่าและโครงสร้างบัสที่เรียบง่ายกว่า Cortex-M4 ที่ทรงพลังกว่าบน Teensy 3.2 สำหรับโค้ดอย่างง่าย M0+ จะทำงานที่ความเร็วใกล้เคียงกัน เมื่อทำงานที่ความถี่สัญญาณ CLK เท่ากันสำหรับแอปพลิเคชันที่เน้นคณิตศาสตร์ Cortex-M4 สามารถทำงานได้เร็วขึ้นอย่างมาก และแน่นอนว่ารองรับอัตราสัญญาณนาฬิกาที่สูงขึ้น Cortex-M0+ ที่ 48 MHz เร็วกว่าโปรเซสเซอร์ AVR 8 บิตที่ 16 MHz มาก โดยเฉพาะอย่างยิ่งเมื่อจัดการกับตัวแปร 16 และ 32 บิต

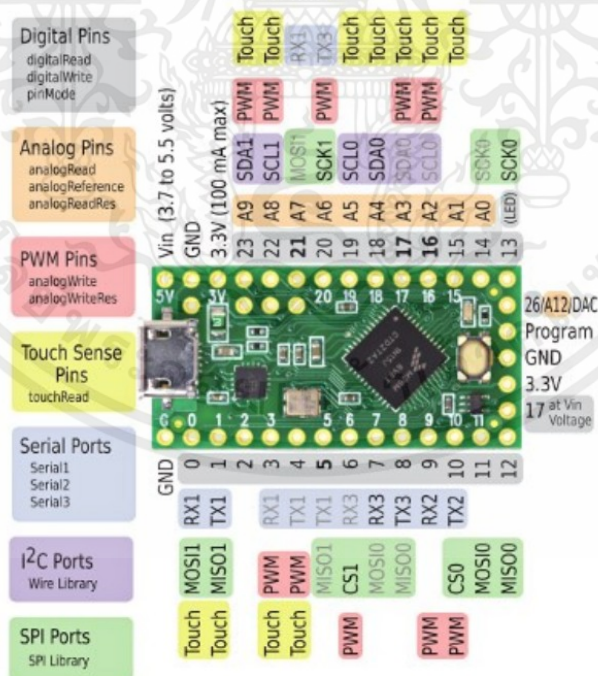
ตารางคุณสมบัติ

Feature	Teensy-LC	Units
Processor	MKL26Z64VFT4	
Core	Cortex-M0+	
Rated Speed	48	MHz
Overclockable	-	MHz
Flash Memory	62	kbytes
Bandwidth	96	Mbytes/sec
Cache	64	Bytes
RAM	8	kbytes
EEPROM	1/8 (emu)	kbytes
Direct Memory Access	4	Channels
Digital I/O	27	Pins
Voltage Output	3.3V + one 5V	Volts
Current Output	5mA + four 20mA	milliAmps
Voltage Input	3.3V	Volts
Analog Input	13	Pins
Converters	1	
Resolution	16	Bits
Usable	12	Bits
Prog Gain Amp	0	
Touch Sensing	11	Pins
Comparators	1	
Analog Output	1	Pins
DAC Resolution	12	Bits
Timers	7 Total	
TPM/FTM Type	3	
PWM Outputs	10	Pins
PDB Type	0	
CMT (infrared) Type	0	
LPTMR Type	1	
PIT (interval) Type	2	
Systick	1	
RTC (date/time)	0	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Feature	Teensy-LC	Units
Communication		
USB	1	
Serial	3	
With FIFOs	0	
High Res Baud	0	
Fast Clock	1	
SPI	2	
With FIFOs	1	
I2C	2	
CAN Bus	0	
I2S Audio	1	
FIFO Size	4	

ตารางที่2.1 คุณสมบัติของบอร์ดTeensy LC



รูปที่2.5 พินใช้งานบอร์ดTeensy LC

(ที่มา <https://www.pjrc.com/teensy/teensyLC.html>)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.5 Bluetooth

เป็นมาตรฐานเทคโนโลยี ไร้สายระยะสั้นที่ใช้สำหรับการแลกเปลี่ยนข้อมูลระหว่างอุปกรณ์พื้นฐานและอุปกรณ์เคลื่อนที่ในระยะทางสั้นๆ และสร้างเครือข่ายส่วนบุคคล (PAN) ใช้คลื่นวิทยุ UHF ใน ย่าน ความถี่ ISM ตั้งแต่ 2.402 GHz ถึง 2.48 GHz ส่วนใหญ่จะใช้เป็นทางเลือกแทนการเชื่อมต่อด้วยสาย เพื่อแลกเปลี่ยนไฟล์ระหว่างอุปกรณ์พกพาที่อยู่ใกล้เคียง และเชื่อมต่อโทรศัพท์มือถือและเครื่องเล่นเพลงด้วยหูฟังไร้สาย ในโหมดที่ใช้กันอย่างแพร่หลาย กำลังส่งจำกัดอยู่ที่ 2.5 มิลลิวัตต์ทำให้มีช่วงสั้นมากถึง 10 เมตร (33 ฟุต)

บลูทูธจะใช้สัญญาณวิทยุความถี่สูง 2.4 GHz แต่จะแยกย่อยออกไป ตามแต่ละประเทศ อย่างในแถบยุโรปและอเมริกา จะใช้ช่วง 2.400 ถึง 2.4835 GHz แบ่งออกเป็น 79 ช่องสัญญาณ และจะใช้ช่องสัญญาณที่แบ่งนี้ เพื่อส่งข้อมูลสลับช่องไปมา 1,600 ครั้งต่อ 1 วินาที ส่วนที่ญี่ปุ่นจะใช้ความถี่ 2.402 ถึง 2.480 GHz แบ่งออกเป็น 23 ช่อง ระยะทำการของบลูทูธจะอยู่ที่ 5-100 เมตร โดยมีระบบป้องกันโดยใช้การบ่อนรหัสก่อนการเชื่อมต่อ และ ป้องกันการดักรับสัญญาณระหว่างสื่อสาร โดยระบบจะสลับช่องสัญญาณไปมา จะมีความสามารถในการเลือกเปลี่ยนความถี่ที่ใช้ในการติดต่อเองอัตโนมัติ โดยที่ไม่จำเป็นต้องเรียงตามหมายเลขช่อง ทำให้การดักรับหรือลักลอบขโมยข้อมูลทำได้ยากขึ้น โดยหลัก ของบลูทูธจะถูกออกแบบมาเพื่อใช้กับอุปกรณ์ที่มีขนาดเล็ก เนื่องจากใช้การขนส่งข้อมูลในจำนวนที่ไม่มาก อย่างเช่น ไฟล์ภาพ, เสียง, แอปพลิเคชันต่างๆ และสามารถเคลื่อนย้ายได้ง่าย ขอให้อยู่ในระยะที่กำหนดไว้เท่านั้น (ประมาณ 5-100 เมตร) นอกจากนี้ยังใช้พลังงานต่ำ กินไฟน้อย

ความสามารถในการส่งข้อมูลของบลูทูธนั้นขึ้นกับแต่ละ class ที่ใช้ ซึ่งมี 4 class ดังนี้

Class 1 กำลังส่ง 100 มิลลิวัตต์ ระยะประมาณ 100 เมตร

Class 2 กำลังส่ง 2.5 มิลลิวัตต์ ระยะประมาณ 10 เมตร

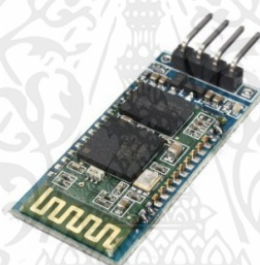
Class 3 กำลังส่ง 1 มิลลิวัตต์ ระยะประมาณ 1 เมตร

Class 4 กำลังส่ง 0.5 มิลลิวัตต์ ระยะประมาณ 0.5 เมตร

2.5.1 Wireless Bluetooth Module (HC 06)

โมดูลบลูทูธ HC-06 เป็นโมดูลบลูทูธรองที่ออกแบบมาสำหรับการสื่อสารแบบอนุกรมแบบไร้สาย เป็นโมดูลขนาดเล็กหมายความว่าสามารถรับข้อมูลซีเรียลได้เมื่อข้อมูลซีเรียลถูกส่งออกจากอุปกรณ์บลูทูธหลัก เมื่อโมดูลได้รับข้อมูลไร้สาย โมดูลจะส่งข้อมูลออกทางอินเทอร์เฟซแบบอนุกรมที่ได้รับ ไม่จำเป็นต้องใช้ฮาร์ดแวร์เฉพาะสำหรับโมดูล Bluetooth ในชิป arduino แอปบนโทรศัพท์ที่ใช้เพื่อส่งอินพุตไปยังโมดูลที่รับแล้วถ่ายโอนไปยัง arduino ในทางกลับกัน arduino และแอคชูเอเตอร์จะตอบสนองตามที่ระบุไว้ในฮาร์ดแวร์โค้ด เมื่อโมดูลไม่ได้อยู่ในสถานะจับคู่ ไฟ LED บนโมดูลจะกะพริบถี่ๆ ในขณะที่จับคู่กับแอปบนโทรศัพท์ ไฟ LED บนโมดูลจะเป็นสีแดงคงที่

โมดูลทำงานบนโปรโตคอลการสื่อสาร Bluetooth 2.0 และสามารถทำหน้าที่เป็นอุปกรณ์รองเท่านั้น นี่เป็นวิธีที่ถูกต้องที่สุดสำหรับการรับส่งข้อมูลแบบไร้สายและมีความยืดหยุ่นมากกว่าเมื่อเทียบกับวิธีอื่นๆ และยังสามารถส่งไฟล์ด้วยความเร็วสูงสุดถึง 2.1Mb/s และ อุปกรณ์ทำงานในช่วงความถี่ตั้งแต่ 2.402 GHz ถึง 2.480GHz



รูปที่ 2.6 รูปตัวอย่างโมดูลบลูทูธรุ่น HC-06

(ที่มา <https://www.arduino4.com/product/860/hc-06-bluetooth-serial-module>)

ตารางการกำหนดพัฒนาการใช้งาน

พิน	ชื่อ	คำอธิบาย
1	Key	สถานะพินกำหนดว่าโมดูลทำงานในโหมดคำสั่ง AT หรือโหมดปกติ [High = โหมดรับคำสั่ง AT (คำสั่งโหมดตอบสนอง), Low หรือ NC= โมดูล Bluetooth ทำงานตามปกติ]
2	Vcc	+5V ต้องป้อนไฟบวกให้กับพินนี้เพื่อจ่ายไฟให้กับโมดูล
3	Gnd	เชื่อมต่อกับกราวด์
4	TXD	ข้อมูลอนุกรมถูกส่งโดยโมดูลผ่านพินนี้ (ที่ 9600bps ตามค่าเริ่มต้น), ลอจิก 3.3V
5	RXD	โมดูลรับข้อมูลอนุกรมผ่านพินนี้ (ที่ 9600bps ตามค่าเริ่มต้น) ลอจิก 3.3V
6	State	พินเชื่อมต่อกับ LED บนบอร์ดเพื่อแสดงสถานะของโมดูล

ตารางที่ 2.2 กำหนดพัฒนาการใช้งานโมดูลบลูทูธรุ่น HC-06

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.6 โปรตีน S100B

S100B คือโปรตีน S100 ที่จับกับแคลเซียม B (beta neural) ถูกจัดอยู่ในตระกูลของโปรตีน S100 เป็นเซลล์ Glial เฉพาะ ถูกค้นพบครั้งแรกใน CFS (น้ำไขสันหลัง) จากผู้ป่วยโรคเส้นเลือดในสมองตีบ โดย S100B จะแสดงออกใน Astrocytes ชนิดย่อยที่ห่อหุ้มหลอดเลือดอย่างสมบูรณ์เป็นหลัก จะแสดงออกผ่านเซลล์ NG2 เนื่องจากมีหลายงานวิจัยค้นพบว่าระดับความเข้มข้นของโปรตีน S100B ที่เพิ่มขึ้นนั้นมีผลต่อการวิเคราะห์อาการของโรคหลายชนิดได้แก่ โรคอาการบาดเจ็บทางสมองเฉียบพลันที่เกิดจากการผิดปกติของระบบหัวใจและหลอดเลือด , โรคอาการบาดเจ็บทางสมองเฉียบพลันที่เกิดจากมีแรงมากระทบที่ศีรษะอย่างรุนแรง (Traumatic Brain Injury) , โรคเส้นเลือดในสมองตีบ (Ischemic Stroke) , โรคไขสมองอักเสบ(Encephalitis) , โรคเนื้องอกในสมอง (Brain tumors) , โรคประสาทอักเสบ (Peripheral Neuropathy) , โรคทางจิตเวช (Psychiatric disorders) , เส้นโลหิตตีบด้านข้าง (Amyotrophic (ALS)) และก็ยังมีการวิจัยอื่นๆที่ใช้การตรวจจับระดับความเข้มข้นของ S100B จาก ปัสสาวะ, น้ำนมของมนุษย์, น้ำลายของทารกแรกเกิด, น้ำคร่ำที่อยู่ในครรภ์มารดา, เลือดจากสายสะดือ มาวิเคราะห์หาการเกิดของโรคที่เป็นไปได้หรือเข้าข่ายการเป็นโรคชนิดใดบ้าง แต่ก็ได้มีการศึกษาว่าโปรตีน S100B ในระดับที่มีความเข้มข้นต่ำระดับ Nano Molar มีส่วนช่วยให้ Neurite เกิดการขยายตัว , ปกป้องการอยู่รอดของเซลล์ประสาท ช่วยควบคุมและพัฒนากล้ามเนื้อ

ดังนั้นโปรตีน S100B จัดเป็น Biomarker ในการตรวจสอบวิเคราะห์อาการที่เข้าข่ายการเป็นโรคต่างๆที่เกี่ยวข้อง โดยเฉพาะอาการเกี่ยวกับการบาดเจ็บทางสมองและระบบประสาท โปรตีน S100B มีรหัส PDB(Protein Data Bank):1MQ1,1UWO, 2H61, 2M49, 2PRU, 3CZT, 3D0Y,3D10, 3HCM, 4XYN, 5CSJ, 5CSF, 5CSN, 5CSI มีการเข้ารหัสพันธุกรรมจัดอยู่ในโครโมโซมคู่ที่ 21 ของโครโมโซมมนุษย์ (Chromosome 21 human) มีตำแหน่งยีน (locus) อยู่ที่ 21q22.3



รูปที่ 2.7 รูปตัวอย่างลักษณะของโปรตีน S100B
(ที่มา <https://en.wikipedia.org/wiki/S100B>)

2.7 Traumatic Brain Injury(TBI)

ภาวะบาดเจ็บสมอง (Traumatic Brain Injury:TBI) คือ การบาดเจ็บของสมองซึ่งเกิดจากมีแรงภายนอกมากระทำที่กะโหลกศีรษะและสมอง ทำให้เกิดความผิดปกติในหน้าที่การทำงานของสมองส่งผลให้เกิดความพิการทางกาย มีผลกระทบต่อสติสัมปชัญญะ ความรู้สึกนึกคิด จิตใจ อารมณ์ และพฤติกรรมของผู้ป่วย สติเกิดการเกิดภาวะบาดเจ็บสมองในประเทศไทยยังไม่มีตัวเลขที่แน่นอนสำหรับในประเทศไทยหรืออเมริกาจากการสำรวจพบว่าในแต่ละปีจะมีผู้ที่เกิดภาวะบาดเจ็บสมองประมาณ 1.5 ถึง 2 ล้านคนและในจำนวนนั้น 230,000 คน ต้องเข้ารับการรักษาในโรงพยาบาล มีผู้ที่เสียชีวิตจากภาวะบาดเจ็บทางสมองประมาณ 51,000 คน อย่างไรก็ตามอุบัติการณ์ในแต่ละการศึกษาวิจัยนั้นอาจมีความแตกต่างกันได้ เนื่องจากยังมีความไม่ชัดเจนในแง่ของคำจำกัดความและการแบ่งประเภทของภาวะบาดเจ็บทางสมอง ซึ่งบางครั้งภาวะบาดเจ็บสมองมักถูกนำไปใช้สลับกับบาดเจ็บศีรษะซึ่งไม่ถูกต้องนัก ภาวะบาดเจ็บศีรษะบางกรณีอาจไม่มีการบาดเจ็บสมองร่วมด้วย นอกจากนี้ภาวะบาดเจ็บสมองบางครั้งอาจรวมถึงภาวะสมองขาดเลือดและออกซิเจน ภาวะติดเชื้อซึ่งเป็นผลทำให้มีการสูญเสียหน้าที่การทำงานของสมองจึงใช้หลักการฟื้นฟูในแนวทางเดียวกันได้ ภาวะบาดเจ็บสมองพบมากในช่วงอายุ 15 – 24 ปี และ 65 – 75 ปี

สาเหตุของภาวะบาดเจ็บสมอง

1. อุบัติเหตุทางการคมนาคม ได้แก่ อุบัติเหตุรถยนต์ รวมทั้งคนเดินเท้า พบประมาณร้อยละ 50
2. จากการตกจากที่สูง และหกล้ม เป็นสาเหตุรองลงมาพบได้ประมาณร้อยละ 21 โดยจะพบมากในกลุ่มเด็กเล็กและผู้สูงอายุ อย่างไรก็ตามในประชากรที่อายุมากกว่า 75 ปี จะเกิดบาดเจ็บทางสมองจากสาเหตุนี้มากที่สุด
3. การทำร้ายร่างกาย พบประมาณร้อยละ 12 โดยเฉพาะกลุ่มอายุ 25 – 34 ปี จะพบได้มาก ภาวะบาดเจ็บสมองจากสาเหตุนี้ มีแนวโน้มมากขึ้นเรื่อยๆ
4. อุบัติเหตุจากการเล่นกีฬา พบประมาณร้อยละ 10

การแบ่งระดับความรุนแรง

- รุนแรงน้อย (ระดับ 1)

Glasgow Coma Scale (GCS) 13 – 15 ,หมดสติน้อยกว่า 30 นาที,การตรวจ CT หรือ MRI สมองปกติ

- รุนแรงปานกลาง (ระดับ 2)

Glasgow Coma Scale (GCS) 9 – 12,หมดสติน้อยกว่า 6 ชั่วโมง,พบความผิดปกติในการตรวจ CT หรือ MRI สมอง

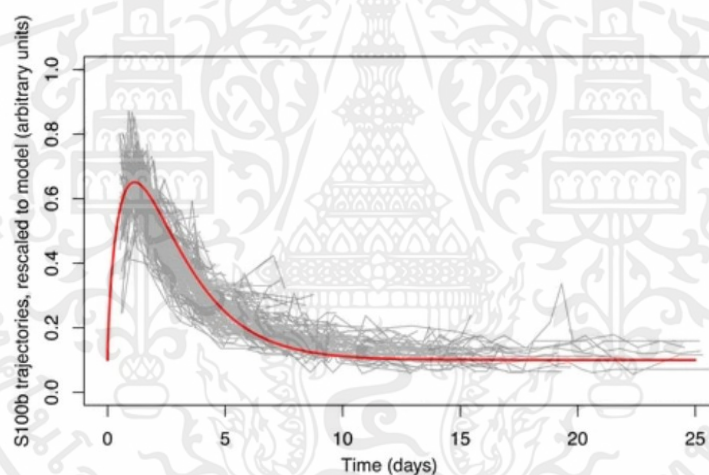
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- รุนแรงมาก (ระดับ 3) Glasgow Coma Scale (GCS) 6- 8

(ระดับ 4) Glasgow Coma Scale (GCS) < 8 ,หมดสติ นานกว่า 6 ชั่วโมง

2.7.1 การประเมินอาการบาดเจ็บทางสมองด้วยการตรวจวัดโปรตีนS100B

การศึกษา TBI ในมนุษย์ครั้งแรกเกี่ยวกับ S100B เป็นตัวบ่งชี้ระดับซีรัมของการประเมินอาการบาดเจ็บที่สมองได้รับการตีพิมพ์โดย Ingebrigtsen ในปี 1995 ถึงแม้ว่าระดับ S100B ในน้ำไขสันหลัง (CSF) จะเพิ่มขึ้นตามความผิดปกติทางระบบประสาทต่างๆ ในปีต่อมา S100B พบว่ามีความไวมากพอที่จะตรวจจับและประเมินรอยโรคในกะโหลกศีรษะต่างๆ ซึ่งรวมถึงรอยฟกช้ำในสมอง , เลือดออกใต้เยื่อหุ้มสมอง (Subdural hematomas) และภาวะตกเลือดใต้ผิวหนังใต้วงแขนและเลือดออกใต้เยื่อหุ้มสมอง ระดับ S100B ในร่างกายเป็นตัวบ่งชี้ที่มีประโยชน์ของเนื้อเยื่อสมองใน TBI



รูปที่ 2.8 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างปริมาณ s100b ของผู้ป่วยกับระยะเวลาที่ได้รับบาดเจ็บ (ที่มา <https://bmcneurol.biomedcentral.com/articles/10.1186/s12883-016-0614-3>)

จากกราฟแสดงให้เห็นว่ามีการเปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็วในวันแรกหลังได้รับบาดเจ็บ

2.8 อิมพีแดนซ์ (impedance)

คือค่าความต้านทานกระแสของวงจรไฟฟ้าเมื่อมีการไปสหรือจ่ายแรงดัน หรือค่ารวมทั้งหมดที่ต้านกระแสในวงจร อาจเรียกว่าเป็นสิ่งที่ขัดขวางในวงจรที่ขวาง (Impedes) การไหลของกระแส คล้ายกับความต้านทานแต่ก็ไม่ใช่เหมือนทีเดียวเพราะต้องคำนึงถึงผลกระทบของความจุและการเหนี่ยวนำด้วย อิมพีแดนซ์มีหน่วยวัดเป็นโอห์ม สัญลักษณ์คือ Ω อิมพีแดนซ์มีความซับซ้อนมากกว่าความต้านทาน เพราะหากความถี่ของกระแสที่ไหลผ่านวงจรเปลี่ยนแปลง จะมีผลต่ออิมพีแดนซ์ของตัวความจุและตัวเหนี่ยวนำ หรืออาจกล่าวได้ว่าค่าอิมพีแดนซ์เปลี่ยนแปลงตามความถี่ แต่การเปลี่ยนแปลงความถี่จะไม่มีผลกระทบต่อตัวต้านทานแต่อย่างใด มีปริมาณทางไฟฟ้าสี่ตัวที่เป็นสิ่งกำหนดอิมพีแดนซ์ (Z) ของวงจรคือ ความต้านทาน (R), ความจุ (C), ความเหนี่ยวนำ (L), และ ความถี่ (f)

$$Z = \frac{V}{I}$$

สมการที่ 2.1

I = กระแส หน่วยแอมป์ (A)

Z = อิมพีแดนซ์ หน่วยโอห์ม (ohm)

R = ความต้านทาน หน่วยโอห์ม (ohm)

อิมพีแดนซ์สามารถแยกเป็นสองส่วนคือ

- ความต้านทาน R (เป็นส่วนที่คงที่โดยไม่คำนึงถึงความถี่)
- รีแอกแตนซ์ X (เป็นส่วนที่เปลี่ยนแปลงตามความถี่ เนื่องจากความจุและความเหนี่ยวนำ)

เมื่อกล่าวถึงอิมพีแดนซ์ทางไฟฟ้ากระแสสลับ (AC) ซึ่งจะมีทั้งขนาดและเฟส อีกทั้งยังต้องคำนึงถึง

1.การเหนี่ยวนำของแรงดันไฟฟ้าในตัวนำที่เหนี่ยวนำตัวเองจากสนามแม่เหล็กของกระแสไฟฟ้า

2.ความจุหรือการเก็บสะสมพลังงานไฟฟ้าสถิตของประจุที่ถูกเหนี่ยวนำโดยแรงดันไฟฟ้าระหว่างแผ่นตัวนำสองแผ่นโดยอิมพีแดนซ์ที่เกิดจากผลกระทบทั้งสองจะถูกเรียกว่าค่ารีแอกแตนซ์ (Reactance) ซึ่งทั้งทำให้ค่าอิมพีแดนซ์(แบบไฟฟ้ากระแสสลับ (AC) นั้นแตกต่างจากค่าความต้านทาน แต่ในกรณีของอิมพีแดนซ์ทางไฟฟ้ากระแสตรง (DC) จะมีขนาดเท่ากันซึ่งจะมีค่าเท่ากับค่าความต้านทาน มุมเฟสจะอยู่ที่ 0 องศา สัญลักษณ์ของอิมพีแดนซ์โดยทั่วไปเขียนแทนด้วย Z ขนาดและเฟสจะเขียนแทนด้วย $|Z| < \theta$ แต่โดยทั่วไปในการวิเคราะห์วงจรจะเขียนให้อยู่ในรูปเลขจำนวนเชิงซ้อน (Complex Number)แทน โดยอิมพีแดนซ์จะถูกกำหนดให้อยู่ในโดเมน

ความถี่ของอัตราส่วนและดันไฟฟ้าต่อกระแส ซึ่งค่าอิมพีแดนซ์จะมีการเปลี่ยนแปลงเมื่อค่าความถี่เปลี่ยนแปลงไป และจะมีหน่วยเป็น โอห์มเช่นเดียวกับค่าความต้านทานค่าที่ตรงข้ามกับอิมพีแดนซ์

ค่าอิมพีแดนซ์สามารถเขียนให้อยู่ในรูปของคาร์ที่เขียนได้เป็น

$$Z = R + jx$$

สมการที่ 2.2

เมื่อค่าจริงของอิมพีแดนซ์คือค่า R (ความต้านทาน) , ส่วนที่เป็นค่าจินตภาพ คือค่ารีแอคแตนซ์ (Reactance)

ความจุและความเหนี่ยวนำทำให้เกิดการเคลื่อนเฟส (Phase shift)* ระหว่างกระแสและแรงดัน ทำให้ความต้านทานและรีแอคแตนซ์ไม่สามารถรวมกันเป็นอิมพีแดนซ์ โดยต้องรวมกันทางเวกเตอร์ ซึ่งรีแอคแตนซ์จะตั้งฉากกับความต้านทาน

รีแอคแตนซ์ X

รีแอคแตนซ์ (สัญลักษณ์ X) เป็นค่าตัวที่ต้านกระแสของความจุและความเหนี่ยวนำ ค่ารีแอคแตนซ์เปลี่ยนแปลงตามความถี่ของสัญญาณไฟฟ้าและมีหน่วยการวัดเป็นโอห์ม สัญลักษณ์ Ω มีสองชนิดคือ รีแอคแตนซ์ความจุ (X_C) และรีแอคแตนซ์ความเหนี่ยวนำ (X_L)

รีแอคแตนซ์ทั้งหมด (X) คือผลต่างระหว่างรีแอคแตนซ์ทั้งสองคือ

$$X = X_L - X_C$$

สมการที่ 2.3

$$X_C = \frac{1}{2\pi fC}$$

สมการที่ 2.4

X_C = รีแอคแตนซ์มีหน่วยเป็นโอห์ม (Ω)

f = ความถี่มีหน่วยเป็นเฮิรตซ์ (Hz)

C = ความจุมีหน่วยเป็นฟารัด (F)

X_C มีค่ามากที่ความถี่ต่ำและค่าน้อยที่ความถี่สูงสำหรับดีซีคงที่ซึ่งความถี่เป็นศูนย์ X_C มีค่าเป็นอนันต์ (ความต้านทั้งหมด) เป็นที่มาของกฎที่ว่า ตัวเก็บประจุยอมให้เอซีผ่านแต่ปิดกั้นดีซี

รีแอกแตนซ์ความเหนี่ยวนำ X_L

$$X_L = 2\pi fL$$

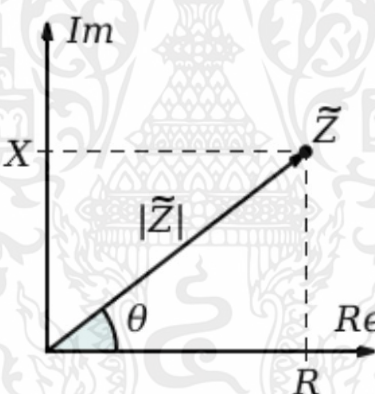
สมการที่ 2.5

X_L = รีแอกแตนซ์มีหน่วยเป็นโอห์ม (Ω)

f = ความถี่มีหน่วยเป็นเฮิรตซ์ (Hz)

L = ความเหนี่ยวนำมีหน่วยเป็นเฮนรี่ (H)

X_L มีค่าน้อยที่ความถี่ต่ำและค่ามากที่ความถี่สูงสำหรับดีซีคั้งที่ซึ่งความถี่เป็นศูนย์ X_L มีค่าเป็นศูนย์ (ไม่มี ความต้าน) เป็นที่มาของกฎที่ว่าตัวเหนี่ยวนำยอมให้ดีซี (DC) ผ่านแต่ปิดกั้นเอซี (AC) ความถี่สูง



รูปที่ 2.9 กราฟระนาบของอิมพีแดนซ์เชิงซ้อน (ที่มา <https://shorturl.asia/lvW4N>)

2.9 Electrochemical Impedance Spectroscopy(EIS)

อิมพีแดนซ์สเปกโทรสโกปี เชิงเคมีไฟฟ้า (EIS) เป็นเทคนิคที่มีประโยชน์มากในการวิเคราะห์ลักษณะของระบบเคมีไฟฟ้าโดยอาจจะช่วยแยกแยะอิทธิพลของลักษณะทางกายภาพและปรากฏการณ์ทางเคมีที่ศักย์ไฟฟ้าค่าหนึ่งในการทำงาน ด้วยการทดลองเพียงขั้นตอนเดียวก็ได้รวบรวมช่วงความถี่ที่ใช้งานไว้อย่างเพียงพอ

เมื่อไม่กี่ปีมานี้ EIS ได้ถูกนำไปประยุกต์ใช้อย่างแพร่หลายในด้านวัสดุศาสตร์โดยมักใช้ในการศึกษาลักษณะการเคลือบแบตเตอรี่ เซลล์เชื้อเพลิงและการกักตุน อีกทั้งได้รับความนิยมเป็นอย่างสูงในการวิเคราะห์การแพร่ของไอออนผ่านเยื่อและการศึกษารอยต่อของสารกึ่งตัวนำ

หลักการของวิธีการวัดโดยใช้อิมพีแดนซ์สเปกโทรสโกปี เชิงเคมีไฟฟ้ามีหลักการคล้ายกับวิธีวัดอิมพีแดนซ์ทั่วไป ซึ่งจะให้สัญญาณกระตุ้นในรูปฟังก์ชันไซน์ที่มีค่าแอมพลิจูดต่ำไปยังระบบภายใต้การวิเคราะห์และวัดการตอบสนองในรูปของกระแสไฟฟ้า ศักย์ไฟฟ้า หรือสัญญาณอื่นๆที่สนใจ จะแสดงกราฟเส้นโค้งของกระแสไฟฟ้า - ศักย์ไฟฟ้า ของระบบเคมีไฟฟ้าในเชิงทฤษฎีโดยที่ I_0 คือ กระแสไฟฟ้ากระแสตรง E_0 คือ ศักย์ไฟฟ้ากระแสตรง ω คือ ความถี่เชิงมุม t คือ เวลาและ ϕ คือ การเลื่อนเฟส (Phase shift)

คลื่นรูปไซน์ที่มีแอมพลิจูดต่ำของ $\Delta E \sin \omega t$ ณ ความถี่ค่าหนึ่งได้เป็นส่วนที่เพิ่มเติมเข้าไปในค่าศักย์ไฟฟ้า E_0 ส่งผลให้เกิดการตอบสนองของกระแสไฟฟ้าเป็นคลื่นรูปไซน์ของ $\Delta I \sin(\omega t + \phi)$ เพิ่มเติมเข้าไปในค่า I_0 การตอบสนองของค่ากระแสไฟฟ้าจะเลื่อนไปตามศักย์ไฟฟ้าที่ให้ ค่าอิมพีแดนซ์ของระบบสามารถคำนวณได้จากกฎของโอห์ม (Ohm's Law) ดังสมการ

$$Z(\omega) = \frac{\Delta E(\omega)}{\Delta I(\omega)} \quad \text{สมการที่ 2.6}$$

ค่าอิมพีแดนซ์เป็นปริมาณเชิงซ้อนกับขนาดและการเลื่อนเฟสซึ่งขึ้นกับความถี่ของสัญญาณโดยทั่วไปในระบบเคมีไฟฟ้าจะใช้ช่วงความถี่ประมาณ 1 เฮิร์ตซ์ไปจนถึง 10 กิโลเฮิร์ตซ์ดังที่ โดย $Z(\omega)$ เป็นปริมาณเชิงซ้อนจึงสามารถแสดงได้ในพิกัดเชิงขั้ว อิมพีแดนซ์ของข้อมูลโดยสามารถเขียนได้ในรูป

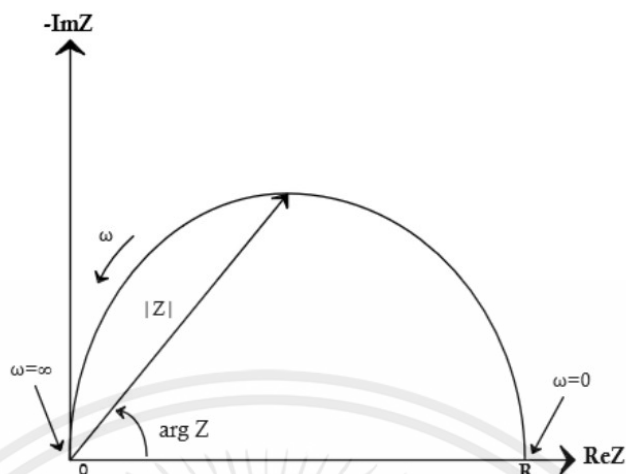
$$Z(\omega) = |Z(\omega)|e^{j\phi(\omega)} \quad \text{สมการที่ 2.7}$$

เมื่อ $|Z(\omega)|$ คือขนาดของอิมพีแดนซ์ที่ความถี่ ω และ $\phi(\omega)$ คือการเลื่อนเฟสที่ความถี่ ω ในพิกัดคาร์ทีเซียน

อิมพีแดนซ์เขียนได้ในรูป

$$Z(\omega) = Z_r(\omega) + jZ_j(\omega) \quad \text{สมการที่ 2.8}$$

เมื่อ $Z_r(\omega)$ คือส่วนจริง (real part) ของอิมพีแดนซ์ที่ความถี่ ω และ $Z_j(\omega)$ คือส่วนจินตภาพ (Imaginary part) ที่ความถี่ ω และ $j = \sqrt{-1}$



รูปที่ 2.10 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างส่วนจริงกับส่วนจินตภาพของอิมพีแดนซ์ (Nyquist plot)
(วาดด้วยโปรแกรม Visio 2013)

โดยทั่วไปการทดลองอิมพีแดนซ์ของระบบไฟฟ้าเคมีจะประกอบด้วยเซลล์ไฟฟ้าเคมี (หรือ ระบบภายใต้การวิเคราะห์) เครื่องวัดศักย์ไฟฟ้า (Potentiostat) หรือเครื่องวัดค่ากระแสไฟฟ้า (Galvanostat) และเครื่องวิเคราะห์การตอบสนองค่าความถี่ (Frequency Response Analyzer, FRA) กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างส่วนจริงกับส่วนจินตภาพของอิมพีแดนซ์เรียกว่า Nyquist plot ข้อดีของ Nyquist plot คือสามารถแสดงภาพรวมของข้อมูลได้อย่างรวดเร็วและยังสามารถอธิบายได้ในเชิงคุณภาพ โดยที่แกนของส่วนจริงจะมีค่าเท่ากับแกนของส่วนจินตภาพเพื่อจะไม่ไปบิดเบือนรูปร่างของเส้นกราฟ ทั้งนี้รูปร่างของเส้นกราฟมีความสำคัญในการอธิบายเชิงคุณภาพของข้อมูล ข้อเสียของ Nyquist plot คือการไม่ได้แสดงมิติของความถี่ ทางหนึ่งที่จะช่วยแก้ปัญหาสามารถทำได้โดยระบุค่าความถี่ลงบนกราฟเลย ทั้งนี้เครื่องวิเคราะห์การตอบสนองค่าความถี่จะใช้คลื่นรูปไซน์และการวิเคราะห์การตอบสนองของ ระบบเพื่อระบุอิมพีแดนซ์ของระบบ

เซลล์ไฟฟ้าเคมีที่ใช้ในการทดลองอิมพีแดนซ์จะประกอบไปด้วยขั้วไฟฟ้าจำนวน 3 ขั้ว เซลล์พื้นฐานที่สุดจะประกอบด้วยขั้วไฟฟ้าจำนวน 2 ขั้ว โดยปกติขั้วไฟฟ้าภายใต้การวิเคราะห์ จะเรียกว่า ขั้วไฟฟ้าทำงาน (Working electrode) และขั้วไฟฟ้าที่ทำให้งจรไฟฟ้าครบวงจรเรียกว่า ขั้วไฟฟ้าสมทบ (Counter electrode) ขั้วไฟฟ้ามักจะจุ่มอยู่ในสารพาประจุที่เป็นของเหลว สำหรับระบบของแข็งก็อาจใช้สารพาประจุซึ่งเป็นของแข็ง หรืออาจไม่มีสารพาประจุก็ได้

ในที่นี้จะขอกล่าวถึงโครงสร้างของเซลล์ไฟฟ้าเคมีที่ประกอบด้วยขั้วไฟฟ้า 3 ขั้ว ซึ่งเป็น เซลล์ที่มีการใช้งานอย่างแพร่หลายที่สุด ขั้วไฟฟ้าชนิดที่สามนี้ คือขั้วไฟฟ้าอ้างอิง (Reference electrode) ซึ่งถูกนำมาใช้ในการกำหนดศักย์ไฟฟ้าของขั้วไฟฟ้าทำงานให้มีความแน่นอน เนื่องจาก ค่าศักย์ไฟฟ้าสมบูรณ์ของขั้วไฟฟ้าเดี่ยวไม่สามารถวัดค่าได้ การวัดค่าศักย์ไฟฟ้าในระบบไฟฟ้าเคมี จึงใช้ขั้วไฟฟ้าอ้างอิงเป็นหลักในการทำงาน เพราะฉะนั้น

ขั้วไฟฟ้าอ้างอิงจึงควรมีความผันกลับ (Reversible) ไปมาได้และศักย์ไฟฟ้าของขั้วไฟฟ้าอ้างอิงควรมีค่าคงที่ตลอดระยะเวลาทำการวัด

วงจรสมมูลทางไฟฟ้าได้รับความนิยมเป็นอย่างสูงในการแปลงข้อมูลอิมพีแดนซ์ โดยวงจรสมมูลทางไฟฟ้าสร้างขึ้นมาจากองค์ประกอบที่เป็นที่รู้จักกันดี เช่น ความต้านทาน ตัวเก็บประจุและขดลวดเหนี่ยวนำ รวมไปถึงองค์ประกอบอื่นๆ เช่น Constant Phase Element อิมพีแดนซ์แบบวาเบิร์กและอิมพีแดนซ์แบบแทนเจนต์ ซึ่งองค์ประกอบเหล่านี้จะต่อกันแบบอนุกรมหรือขนาน เพื่อให้วงจรสมมูลทางไฟฟ้ามีความสมบูรณ์ยิ่งขึ้นทั้งนี้ องค์ประกอบต่างๆ แสดงดังตาราง 2.3

องค์ประกอบของวงจร	อิมพีแดนซ์	การเลื่อนของเฟส
ความต้านทาน (Resistance, R)	R	0
ตัวเก็บประจุ (Capacitance, C)	$\frac{1}{j\omega C}$	-90
ขดลวดเหนี่ยวนำ (Inductance, L)	$j\omega L$	+90
อิมพีแดนซ์แบบวาเบิร์ก (Warburg Impedance)	$\frac{R}{\sqrt{j\omega}}$	-
อิมพีแดนซ์แบบแทนเจนต์ (Tangent Impedance)	$R \frac{\tanh \sqrt{j\omega \tau}}{\sqrt{\tau}}$	-

ตารางที่ 2.3 องค์ประกอบของวงจรสมมูลทางไฟฟ้า

ตัวต้านทาน (Resistance, R) อิมพีแดนซ์ของความต้านทานสามารถแสดงได้ดัง ซึ่งค่าอิมพีแดนซ์นี้จะไม่ขึ้นกับค่าความถี่และไม่มีส่วนจินตภาพ กระแสไฟฟ้าที่ผ่านตัวต้านทานจะมีเฟสเดียวกับศักย์ไฟฟ้าเสมอ ตัวอย่างของตัวต้านทานที่ใช้อธิบายระบบเคมีไฟฟ้า ได้แก่

$$Z = R$$

สมการที่ 2.9

- Ohmic Resistance, R_Ω นั้นคือความต้านทานที่ทำให้ศักย์ไฟฟ้าลดลงระหว่างขั้วไฟฟ้าอ้างอิงกับขั้วไฟฟ้าทำงาน ในบางครั้งอาจแทนด้วย R นอกจากนี้ค่าความต้านทานนี้ยังขึ้นกับการเหนี่ยวนำของเมมเบรนแลกเปลี่ยนโปรตอนและลักษณะของขั้วอิเล็กโทรดอีกด้วย

- Charge Transfer Resistance, R_{ct} จากการที่ขั้วอิเล็กโทรดมีความเป็นขั้วมากขึ้นเมื่อศักย์ไฟฟ้าของ ขั้วอิเล็กโทรดถูกบังคับให้เลื่อนไปจากศักย์ไฟฟ้าขณะวงจรเปิดเนื่องมาจากปฏิกิริยาทางไฟฟ้าเคมี นั้นจะทำให้มีการไหลของกระแสไฟฟ้าเกิดขึ้นที่บริเวณผิวของขั้วไฟฟ้า

ตัวเก็บประจุ (Capacitance, C) ค่าอิมพีแดนซ์นี้จะขึ้นกับค่าความถี่และจะมีเพียงส่วนจินตภาพเท่านั้น และเมื่อความถี่เพิ่มขึ้นค่าอิมพีแดนซ์ของตัวเก็บประจุจะมีค่าลดลง กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุจะมีเฟส เลื่อนเป็น -90° เมื่อเทียบกับศักย์ไฟฟ้าตัวอย่างของตัวเก็บประจุที่ใช้อธิบายระบบไฟฟ้าเคมี

$$Z = \frac{1}{j\omega C} \quad \text{สมการที่ 2.10}$$

- Double Layer Capacitance, C_{dl} จากการที่บริเวณรอยต่อของขั้วอิเล็กโทรด และเมมเบรนแลกเปลี่ยนโปรตอนชั้นประจุเชิงคู่ (double layer) เกิดขึ้น ซึ่งชั้นประจุเชิงคู่นี้จะเปรียบเสมือนที่เก็บประจุ จากสารละลายที่จะเคลื่อนที่ไปยังบริเวณพื้นผิวของขั้วอิเล็กโทรดซึ่งประจุเหล่านี้จะแยกออกมาจาก ประจุที่ขั้วอิเล็กโทรด ค่าตัวเก็บประจุที่ชั้นเชิงคู่นี้จะขึ้นอยู่กับตัวแปรหลายๆอย่าง ไม่ว่าจะเป็น ศักย์ไฟฟ้าของขั้วอิเล็กโทรด อุณหภูมิความหนาแน่นของประจุ ชนิดของประจุและความบริสุทธิ์ ของสาร เป็นต้น

Constant Phase Element, CPE ในการอธิบายของระบบไฟฟ้าเคมีนั้นมักจะใช้ตัวเก็บ ประจุอุดมคติ นั่นคือสมมติให้ลักษณะของพื้นผิวที่ใช้ในการทดลองมีลักษณะเดียวกันตลอดทั้งแผ่น ซึ่งปกติแล้วจะเป็นไปไม่ได้ ดังนั้นจึงมีการใช้ CPE อธิบายในส่วนที่ไม่เป็นลักษณะเดียวกันของพื้นผิว

$$Z = \frac{1}{(j\omega C)^\alpha} \quad \text{สมการที่ 2.11}$$

เมื่อ C คือตัวเก็บประจุอุดมคติและ α คือค่าคงที่ ซึ่งมีค่าอยู่ในช่วง 0 - 1 โดยค่า $\alpha = 1$ ตัว CPE จะ ทำหน้าที่เสมือนกับตัวเก็บประจุอุดมคตินั่นเอง

อิมพีแดนซ์แบบวาร์เบิร์ก (Warburg Impedance, Z_{war}) ค่าอิมพีแดนซ์แบบวาร์เบิร์กเป็นอิมพีแดนซ์ที่เกิดขึ้นที่ความถี่ต่ำ แสดงถึงขั้นการแพร่ที่ไม่จำกัดขอบเขต (Infinite diffusion or Warburg diffusion)

$$Z = \frac{R}{\sqrt{j\omega}} \quad \text{สมการที่ 2.12}$$

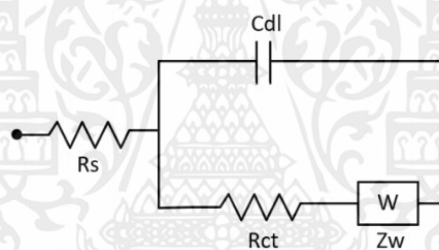
อิมพีแดนซ์แบบแทนเจนต์ (Tangent impedance) ค่าอิมพีแดนซ์แบบแทนเจนต์เป็นอิมพีแดนซ์ที่เกิดขึ้นที่ความถี่ต่ำแสดงถึงขั้นการแพร่ที่จำกัดขอบเขต (Finite diffusion)

$$Z = R \frac{\tanh \sqrt{j\omega\tau}}{\sqrt{\tau}}$$

สมการที่ 2.13

วงจรสมมูลทางไฟฟ้า (EIS Equivalent Circuits)

วงจรสมมูลแบบแรนเดิลส์ (Randles equivalent circuit, RC) ซึ่งประกอบไปด้วยความต้านทานอันเนื่องมาจากสารละลาย ค่าตัวเก็บประจุเชิงคู่และค่าอิมพีแดนซ์แบบฟาราเดย์ (Faradaic impedance) วงจรสมมูลทางไฟฟ้าแบบนี้ถูกนำมาใช้ในระบบที่มีการกัดกร่อน และมักถูกใช้เป็นจุดเริ่มต้นสำหรับวงจรสมมูลทางไฟฟ้าที่มีความซับซ้อนมากยิ่งขึ้น เมื่อ I_c คือ กระแสไฟฟ้าที่ขึ้นเชิงคู่ I_f คือ กระแสไฟฟ้าของฟาราเดย์ C_d คือ ตัวเก็บประจุ Z_f คือ อิมพีแดนซ์ ของฟาราเดย์ R_s คือความต้านทานที่เกิดขึ้นในอิมพีแดนซ์ของฟาราเดย์ C_s คือ ตัวเก็บประจุที่เกิดขึ้น ในอิมพีแดนซ์ของฟาราเดย์ R_{ct} คือ ความต้านทานเนื่องจากการถ่ายเทประจุ Z_w คือ ความต้านทานเนื่องจากการถ่ายเทมวล



รูปที่ 2.11 วงจรสมมูลของเซลล์เคมีไฟฟ้า
(วาดด้วยโปรแกรม Visio 2013)

2.10 Bodeplots

Bodeplots คือ กราฟแสดงการตอบสนองความถี่ของระบบ ซึ่งจะพล็อตเทียบกับขนาด (dB) และเฟสถูกใช้สำหรับระบบเชิงเส้นที่ไม่แปรผันตามเวลาจะมี Transfer function $H(s) = |H(s)| \angle \varphi = |H(s)| e^{j\varphi}$ โดยจะประกอบไปด้วยส่วนของ

1. Bode magnitude plot กราฟของขนาด Transfer function $|H(s = j\omega)|$ มีสเกลการพล็อตแกน y เป็นขนาด (dB) หาโดยใช้สมการ $20 \log |H(j\omega)| \text{ dB} = 20 \log |H(s)|$ และแกน X เป็นค่าความถี่ (Hz)

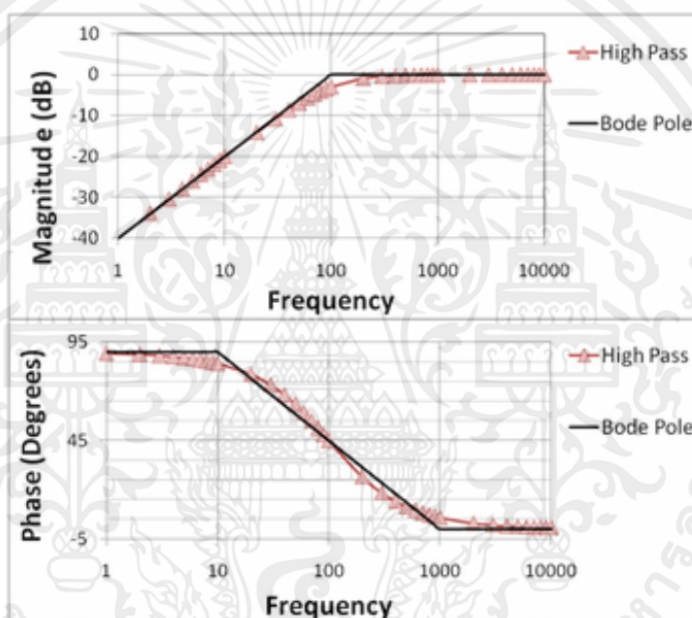
สมการการพล็อตขนาดกราฟโบเด

$$|H(j\omega)| = H(j\omega) \angle \phi = \frac{1}{1+j(\frac{\omega}{\omega_0})} = \frac{1}{\sqrt{1+j(\frac{\omega}{\omega_0})^2}} \angle \tan^{-1}(\frac{\omega}{\omega_0}) \quad \text{สมการที่ 2.14}$$

2. Bode phase plot กราฟของเฟส Transfer function $H(j\omega)_\theta$ มีสเกลการพล็อตแกน y เป็นเฟส(θ) และแกน x เป็นค่าความถี่(Hz)

มีสมการการพล็อตเฟสกราฟโบเด

$$H(j\omega)_\theta = H(j\omega)e^{j\phi} = \tan^{-1}\left(\frac{\text{Im}[H(j\omega)]}{\text{Re}[H(j\omega)]}\right) \quad \text{สมการที่ 2.15}$$



รูปที่ 2.12 รูปตัวอย่าง การพล็อตกราฟโบเดพล็อตแบบขนาดและเฟส(ที่มา https://hmong.in.th/wiki/Bode_plot)

2.11 Potentiostat

โพเทนชิโอสแตท คือ อุปกรณ์ฮาร์ดแวร์อิเล็กทรอนิกส์ที่จำเป็นสำหรับการควบคุมเซลล์อิเล็กโทรดสามเซลล์และดำเนินการทดลองทางเคมีไฟฟ้าส่วนใหญ่ถูกนำมาใช้วิเคราะห์การตอบสนองของระบบเพื่อระบุค่าอิมพีแดนซ์ของระบบ เป็นโพเทนชิโอสแตทที่ประกอบด้วยขั้วอิเล็กโทรด 3 ขั้ว ซึ่งเป็นที่นิยมมากในการนำมาใช้งานโดยจะประกอบไปด้วย

1. ขั้วไฟฟ้าอ้างอิง (Reference electrode) มีหน้าที่ในการกำหนดแรงดันไฟฟ้าของขั้วไฟฟ้าทำงานให้มีความเสถียร ดังนั้นขั้วไฟฟ้าอ้างอิงควรมีค่าแรงดันคงที่ตลอดการทดลอง

2. ขั้วไฟฟ้าทำงาน (Working electrode) เป็นขั้วที่จะใช้ในการวิเคราะห์

3. ขั้วไฟฟ้าสมทบ (Counter electrode) ขั้วไฟฟ้านี้มักจุ่มอยู่ในสารพาประจุที่เป็นของเหลว ระบบทำงานโดยรักษาศักยภาพของขั้วอิเล็กโทรด Working electrode(WE)ให้อยู่ในระดับคงที่เมื่อเทียบกับขั้วอิเล็กโทรดอ้างอิง(Reference electrode)โดยการปรับกระแสที่ขั้วอิเล็กโทรดสมทบ

อุปกรณ์ที่สำคัญของวงจรอิเล็กทรอนิกส์โพเทนชิโอสแตท คือ แอมพลิฟายเออร์สำหรับการทำงาน (op amp) โดยหลักการทำงาน คือตรวจจับการเปลี่ยนแปลงของค่าความต้านทานซึ่งจะแปรผันตามกระแสที่จ่ายให้กับระบบ ความต้านทานที่สูงขึ้นจะส่งผลให้กระแสไหลลดลง ในขณะที่ความต้านทานต่ำจะส่งผลให้กระแสไฟเพิ่มขึ้นในเพื่อรักษาแรงดันไฟให้คงที่ตามกฎหมายของโอห์ม

$$I_o = \frac{E_c}{R_v}$$

สมการที่ 2.16

E_c = แรงดันไฟฟ้าคงที่

I_o = กระแสเอาต์พุต

R_v = ค่าความต้านทานที่แปรผันไป

ในการทดลองทางเคมีไฟฟ้า อิเล็กโทรดคือชิ้นส่วนของอุปกรณ์ที่สัมผัสกับสารที่วิเคราะห์ทันที ด้วยเหตุนี้ อิเล็กโทรดจึงมีความสำคัญมากในการพิจารณาผลการทดลอง พื้นผิวอิเล็กโทรดอาจกระตุ้นหรือไม่กระตุ้นปฏิกิริยาเคมี ขนาดของอิเล็กโทรดมีผลต่อขนาดของกระแสที่ไหลผ่านซึ่งอาจส่งสัญญาณรบกวน แต่อิเล็กโทรดไม่ใช่ปัจจัยจำกัดเพียงอย่างเดียวสำหรับการทดลองทางเคมีไฟฟ้า โพเทนชิโอสแตทยังมีช่วงการทำงานที่จำกัดอีกด้วย โดยหลักการทำงานจะทำงานผ่านตัวแอมพลิฟายเออร์ควบคุมที่จะคอยรักษาระดับแรงดันไฟฟ้าระหว่างขา Working และขา Reference ให้ใกล้เคียงกันมากที่สุด ด้วยการปรับระดับแรงดันเอาต์พุตเพื่อควบคุมกระแสของเซลล์ที่ทำให้การวัดให้เกิดสถานะสมดุลอยู่ตลอดเวลา

2.12 I2C

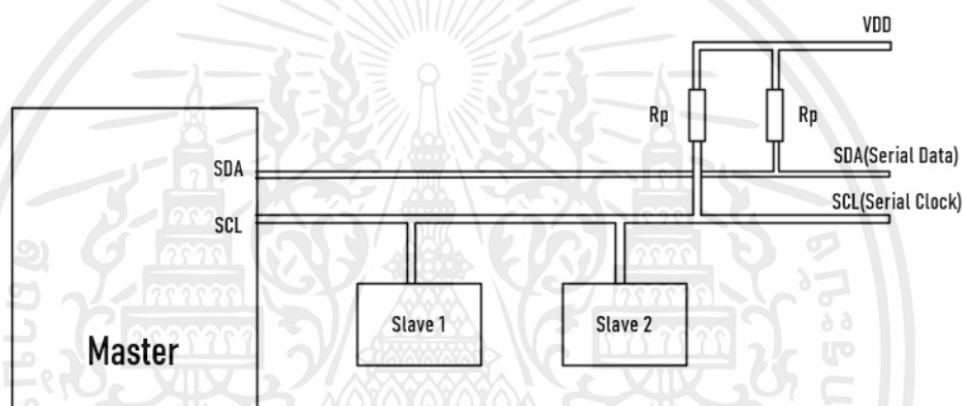
I2C ย่อมาจาก Inter-Integrated Circuit คือรูปแบบการสื่อสารข้อมูลอย่างหนึ่งที่สร้างขึ้นมาเพื่อสื่อสารข้อมูลความเร็วต่ำ นิยมใช้กับอุปกรณ์จำพวกไมโครโปรเซสเซอร์ ไมโครคอนโทรลเลอร์และอุปกรณ์ต่างๆที่เกี่ยวข้อง I2C ถูกคิดค้นขึ้นมาในปี ค.ศ. 1982 โดย Philip semiconductor (ปัจจุบันเปลี่ยนชื่อเป็น NXP semiconductor)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ข้อดีของการสื่อสารอนุกรมแบบ I2C คือ สามารถรับ-ส่งข้อมูลได้หลายอุปกรณ์ในบัสเดียวกัน การเชื่อมต่อระบบด้วยการสื่อสารอนุกรมแบบ I2C และใช้สายสัญญาณเพียง 2 เส้นในการรับส่ง-ข้อมูล ทำให้สามารถลดสายสัญญาณที่ใช้ในการเชื่อมต่ออุปกรณ์ลงมาก โดยสายสัญญาณทั้ง 2 เส้นแบ่งเป็น

- SDA (Serial Data) คือ สายสัญญาณสำหรับรับ-ส่งข้อมูล
- SCL (Serial Clock) คือ สายสัญญาณนาฬิกา ใช้เป็นสำหรับควบคุมการรับ-ส่งข้อมูล

เนื่องจากการรับส่งข้อมูลของสายสัญญาณทั้งสองเป็นแบบ Open-Drain จึงจำเป็นต้องต่อ Pull-Up Resistor ที่สายสัญญาณทั้งสอง และต้องอาศัยไฟเลี้ยง



รูปที่2.13 การเชื่อมต่อระบบด้วยการสื่อสารอนุกรมแบบ I2C (วาดด้วยโปรแกรม Visio 2013)

สถานะบนระบบบัส	SDA	SDL
1. Bus not busy	Hi	Hi
2. Start data transfer		Hi
3. Stop		Hi
4. Data valid การรับส่งข้อมูล 1 บิตใช้ Clock 1 ลูกขณะรับ/ส่ง ข้อมูลบน SDA ต้องคงที่และ SCL Hi ข้อมูลบน SDA เปลี่ยนแปลงได้เมื่อ SCL Lo	X Change	Hi Lo
5. Acknowledge ตัวรับจะส่งสัญญาณ Ack เมื่อรับข้อมูลครบ 1 Byte แล้ว	Lo	Hi

ตารางที่2.4 ขั้นตอนการรับส่งข้อมูล I2C

การสื่อสารแบบ I2C มีขั้นตอนการรับส่งข้อมูลเป็นลำดับ ดังนี้

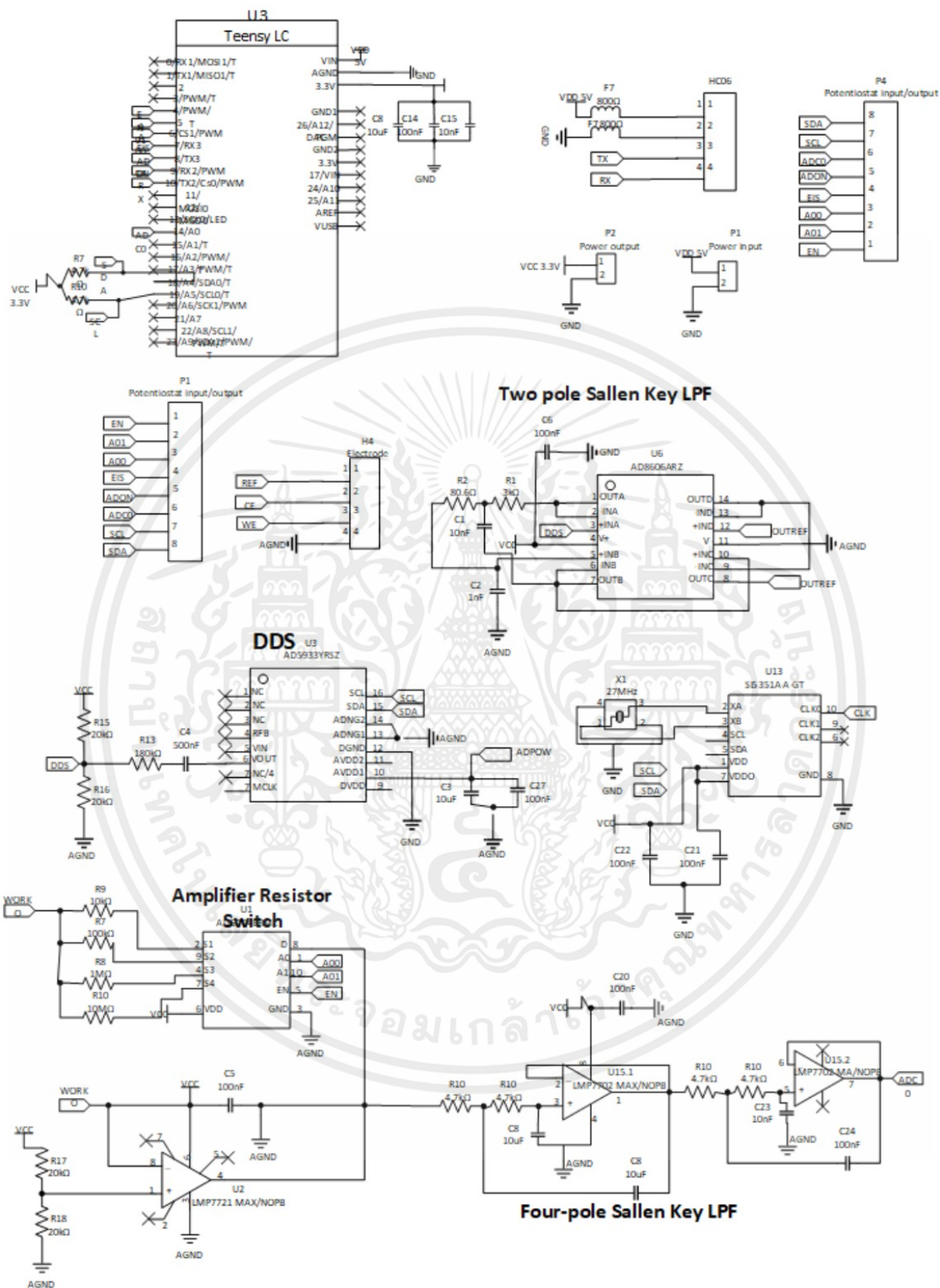
1. เพื่อเริ่มต้นสถานะการสื่อสารแบบ I2C อุปกรณ์ Master เริ่มจะส่งคำสั่ง START ซึ่งจะทำให้ อุปกรณ์Slave ทุกตัวที่อยู่ใน Bus เตรียมพร้อมรับข้อมูลจากสายส่งข้อมูล (SDA)
2. อุปกรณ์ Master ส่ง Address ขนาด 7 บิตและตามด้วยคำสั่งอ่านหรือเขียน (Read/Write) อีก 1 บิต
3. อุปกรณ์ Slave ทุกตัวใน Bus จะตรวจสอบ Address ในสายส่งข้อมูลว่าตรงกับ Address ของตนหรือไม่หากตรงกัน จะส่งสัญญาณ ACK ขนาด 1 บิต กลับไปยังอุปกรณ์ Master เพื่อเตรียมพร้อมดำเนินการต่อไป
4. การรับส่งข้อมูลระหว่าง Master และ Slave ที่ระบุ Address จะดำเนินการอย่างต่อเนื่อง ในกรณีที่ Master ส่งคำสั่ง Read อุปกรณ์ Slave จะส่งข้อมูลเป็นชุด ชุดละ 8 บิต (1 ไบต์) เมื่ออุปกรณ์ Master จะส่งสัญญาณ ACK เมื่อได้รับทุกๆ ไบต์
5. อุปกรณ์ Master จะส่งคำสั่ง STOP เพื่อสิ้นสุดสถานะการสื่อสารแบบ I2C

บทที่ 3

วิธีการดำเนินโครงการ

3.1 วงจรสำหรับชิ้นงาน

บอร์ดสำหรับใช้เป็นตัวควบคุมหลักเลือกใช้ MCU : Teensy LC ในการเป็นตัวควบคุมหลัก และใช้โมดูล Bluetooth HC06 ในการส่งผ่านข้อมูลไปยังโทรศัพท์มือถือซึ่งสามารถใช้ได้ทั้ง BLE (Bluetooth low energy) และ B2.0 โดยบอร์ด MCU ใช้ VDD = 5V จาก USB Port 5V ที่ต่อกับ Teensy LC หรือ จากแบตเตอรี่ Lithium- ion polymer Li-po 3.7V 1000mAH และยังจ่ายไฟเลี้ยง (VCC) ไปยังบอร์ด Potentiostat 3.3V 1000mA จาก Module Teensy LC โดยหลังจากรับค่าข้อมูลผ่านเครือข่ายบลูทูธแล้วนั้นจะทำการส่งผ่านข้อมูลไปยังบอร์ด Potentiostat ด้วยขา SDA และ SCL เพื่อไปสั่งการให้อิเล็กทรอนิกส์ AD5933 ทำการสร้างสัญญาณไซน์ขึ้นที่ Node DDS จากนั้นจะนำสัญญาณไซน์ที่สร้างขึ้นไปใช้ในขั้ว Electrode 3 ขั้ว ซึ่งจะประกอบไปด้วย working electrode, reference electrode, counter electrode หลังจากทำการวัด EIS เสร็จแล้วจะส่งข้อมูลกลับไป Node ADC0 และส่งข้อมูลกลับไปยัง Application เพื่อทำการคำนวณและพล็อตกราฟออกมาผ่านหน้าจอโทรศัพท์มือถือแบบ Real time

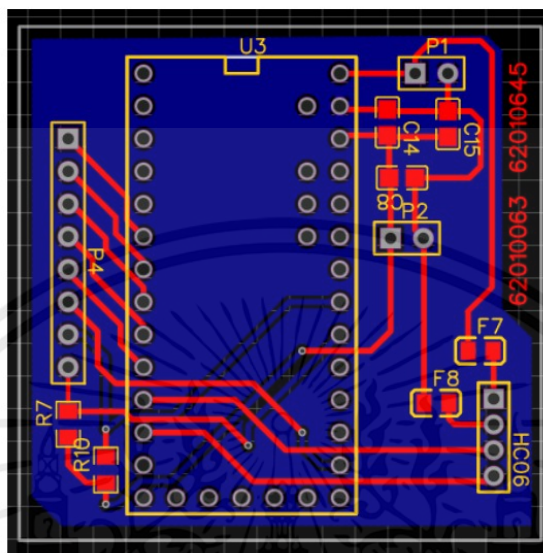


รูปที่ 3.1 วงจรรวมทั้งหมดในส่วนของ MCU และ Potentiostat
(วาดด้วยโปรแกรม Visio 2013)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.1.1 รูปางจรส่วนของบอร์ด MCU

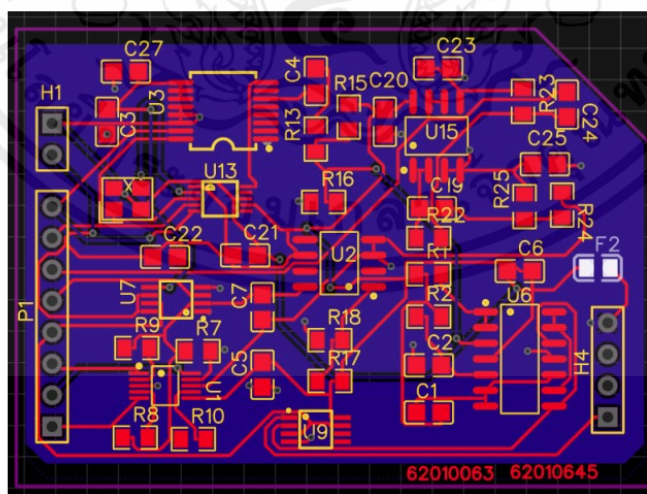
เส้นลายวงจรมีขนาด 10 มิลลิเมตร ทั้งฝั่งของ Bottom Layer และ Top Layer บอร์ดมีขนาดกว้าง 14.5 เซนติเมตร , ยาว 20 เซนติเมตร



รูปที่ 3.2 ลายวงจรส่วนของ บอร์ด MCU
(ลากลายวงจรด้วยโปรแกรม EasyEDA)

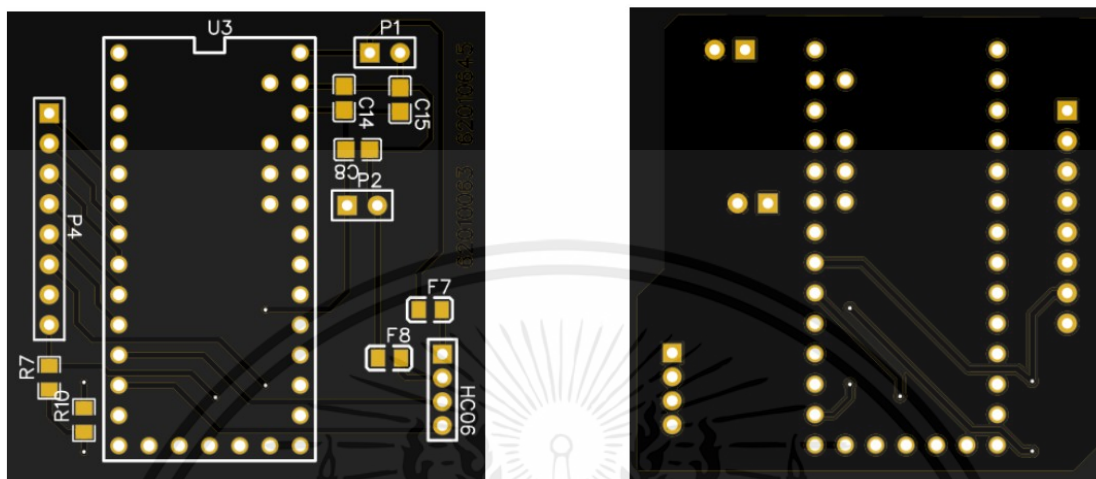
3.1.2 รูปร่างจลส่วนของบอร์ด Potentiostat

เส้นลายวงจรมีขนาด 10 มิลลิเมตร ทั้งฝั่งของ Bottom Layer และ Top Layer บอร์ดมีขนาดกว้าง 14.5 เซนติเมตร , ยาว 20 เซนติเมตร



รูปที่ 3.3 ลายวงจรส่วนของ บอร์ด Potentiostat
(ลากลายวงจรด้วยโปรแกรม EasyEDA)

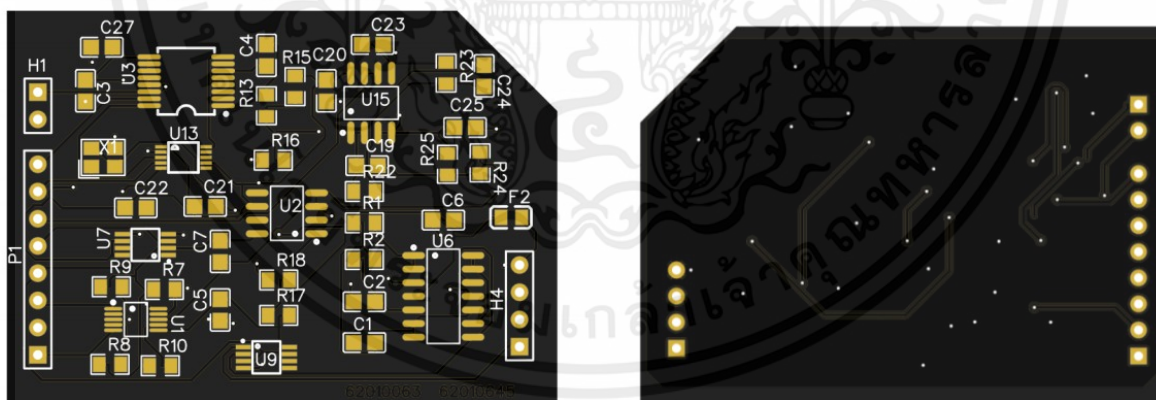
3.1.3 รูปวงจรส่วนของบอร์ด MCU และ Potentiostat แบบสองมิติ



ก)

ข)

รูปที่ 3.4 รูปบอร์ด PCB ของวงจร MCU แบบสองมิติ ก) Top view ข) Bottom View
(สั่งทำบอร์ด PCB จาก JLCPCB)



ก)

ข)

รูปที่ 3.5 รูปบอร์ด PCB ของวงจร Potentiostat แบบสองมิติ ก) Top view ข) Bottom View
(สั่งทำบอร์ด PCB จาก JLCPCB)

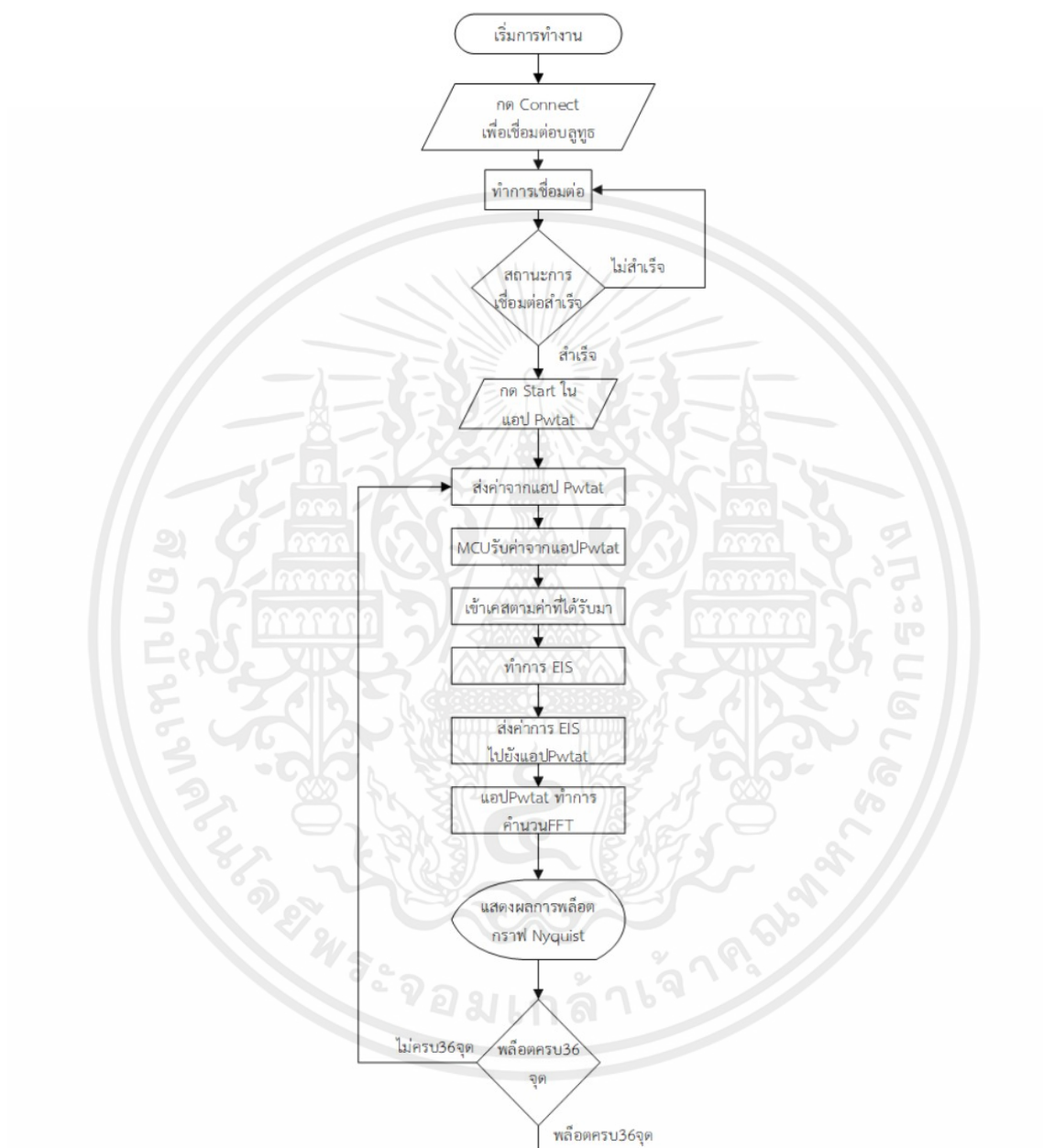
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.1.4 รูปชิ้นงานจริงหลังทำการบัดกรีอุปกรณ์ด้วยเครื่อง Hot Air



รูปที่ 3.6 รูปชิ้นงานจริงหลังทำการบัดกรีอุปกรณ์ด้วยเครื่อง Hot Air
(สั่งทำบอร์ดPCB จาก JLCPCB)

3.2 Flowchart การทำงานของอุปกรณ์

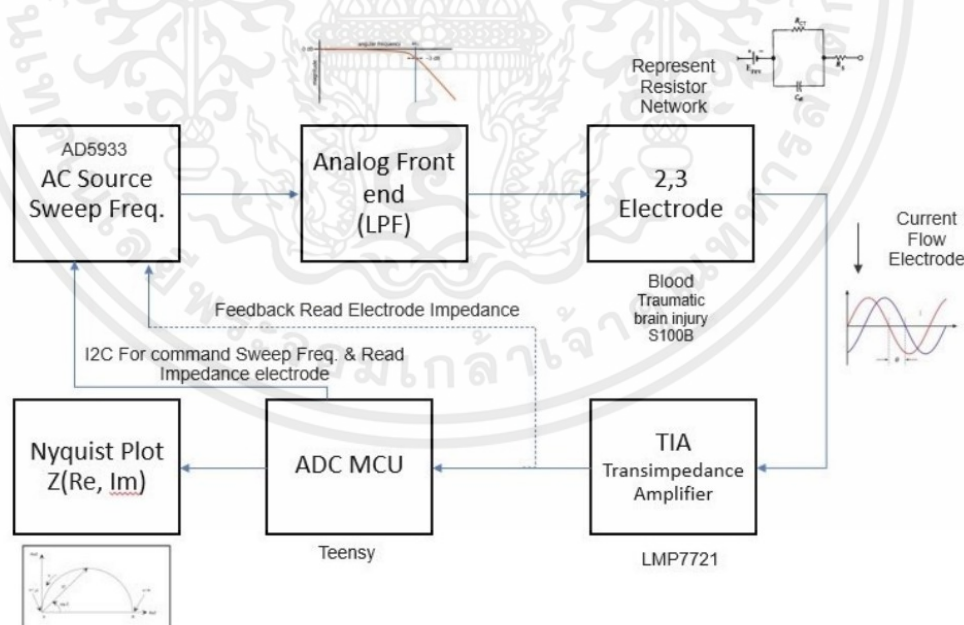


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เริ่มต้นด้วยการเชื่อมต่อกับ Bluetooth โดยกด Connect ที่แอปพลิเคชัน (Pwtat) จะแสดงสถานะการเชื่อมต่อสำเร็จ ถ้าเชื่อมต่อไม่สำเร็จจะทำการเชื่อมต่อใหม่ แอปพลิเคชันกำลังทำงานอยู่แล้วกด Start ในแอปพลิเคชัน (Pwtat) ส่งคำสั่งจากแอปพลิเคชันไปยัง MCU (Microcontroller) เพื่อเข้าในกรณีต่างๆ จากนั้นกระบวนการ EIS จะดำเนินการ ค่าที่ได้จากกระบวนการ EIS จะถูกส่งไปยังแอปพลิเคชันเพื่อคำนวณ FFT (Fast Fourier Transform) แล้วไปสร้างกราฟ Nyquist พล็อตสำหรับ 36 จุดแล้วจะแสดงค่าความเข้มข้นของโปรตีน S100B ในแอปพลิเคชัน (Pwtat)

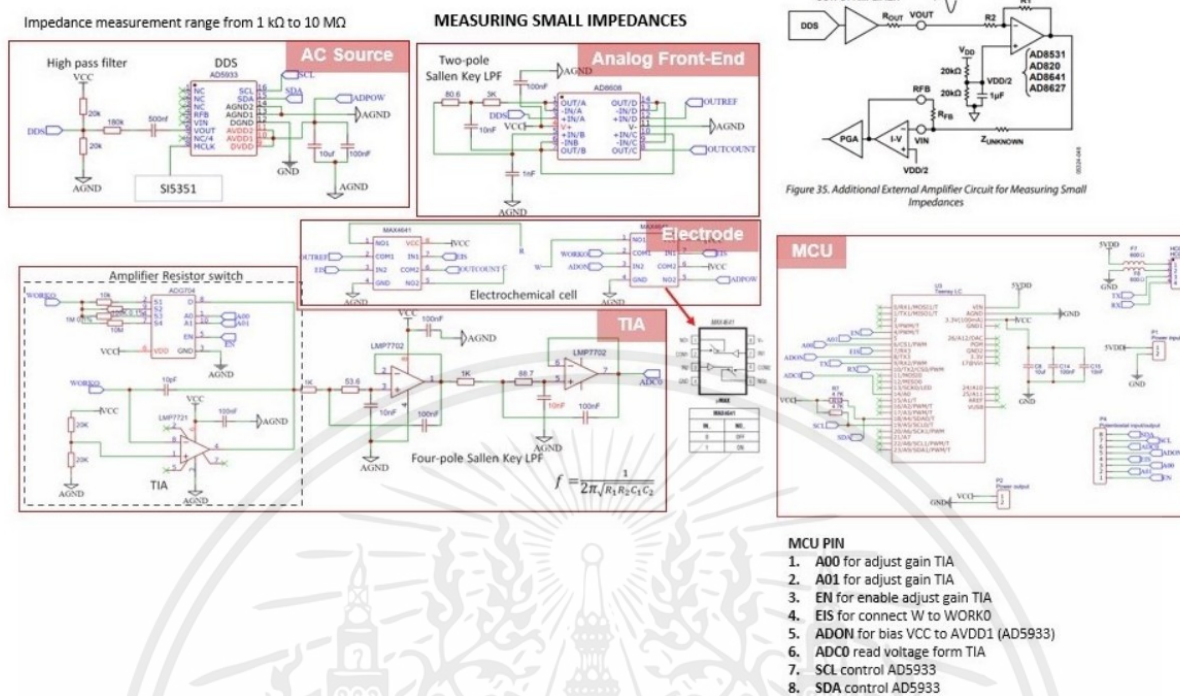
3.3 Flow Block Diagram System

ประกอบไปด้วยส่วนของ ADC MCU จะทำหน้าที่ในการรับคำสั่งและส่งข้อมูลกลับผ่านเครือข่ายบลูทูธ หลังจากรับคำสั่งจะสั่งการอุปกรณ์ต่ออีกทีผ่าน i2c เพื่อสั่งการไอซี AD5933 ให้สร้างสัญญาณไซน์ขึ้นมาจากนั้นจะผ่านส่วนของวงจร Analog Front end ก่อนที่จะถูกนำไปใช้ใน 3 Electrode เพื่อนำไปวัดสัญญาณ (EIS) จากนั้นสัญญาณที่ได้จะต้องไปผ่านวงจร TIA และถูกส่งกลับไปยังแอปพลิเคชันโทรศัพท์มือถือ เพื่อทำการคำนวณและพล็อตกราฟ Nyquist plots ออกมาแบบ Real time



รูปที่ 3.7 รูป Flow Block Diagram System อย่างง่าย

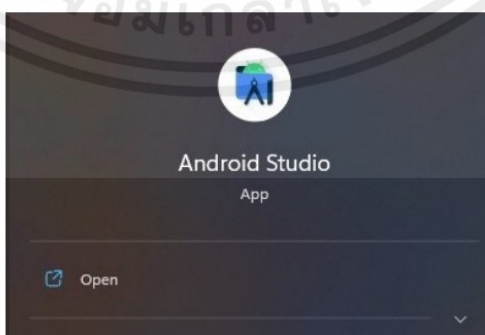
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.8 Flow Block Diagram ของวงจร โดยแบ่งเป็นส่วนสำคัญห้าส่วนได้แก่ MCU, AC Source, Analog Front End, Electrode, TIA

3.4 วิธีติดตั้งแอปพลิเคชัน Pwtat

1. ทำการโหลดไฟล์ที่มี Source Code ของโปรแกรม Pwtat ไว้ในเครื่องคอมพิวเตอร์
2. ทำการดาวน์โหลดและติดตั้งโปรแกรม Android Studio (PC)

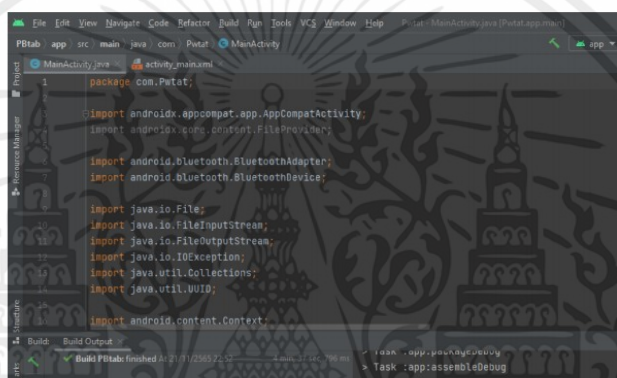


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



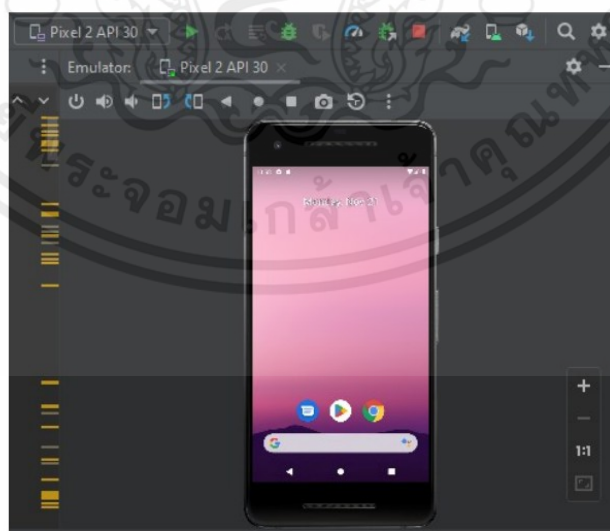
รูปที่ 3.9 โปรแกรม Android Studio (PC)

3.ทำการ Open project File Pwtat จากนั้นทำการแก้ไข Debug ที่เกิดขึ้นจนเสร็จสิ้น



รูปที่ 3.10 การแก้ไข Debug ที่เกิดขึ้น

4.ทดสอบ Build Application ด้วยฟังก์ชันโปรแกรมจำลองโทรศัพท์มือถือตามรุ่นที่ใช้งาน

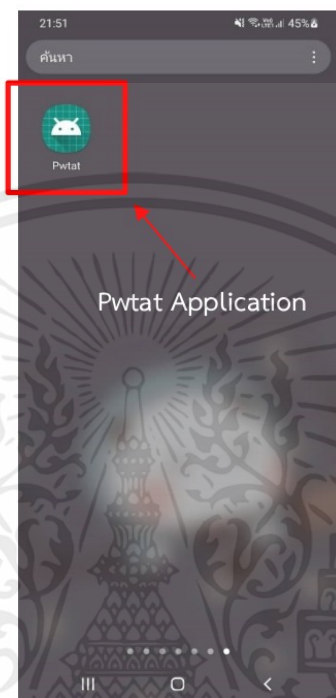


รูปที่ 3.11 การ Build Application ด้วยฟังก์ชันโปรแกรมจำลองโทรศัพท์มือถือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.เมื่อทดสอบ Build Application สำเร็จแล้วทำการ Build File .APK เพื่อนำไปใช้ติดตั้งในโทรศัพท์มือถือ

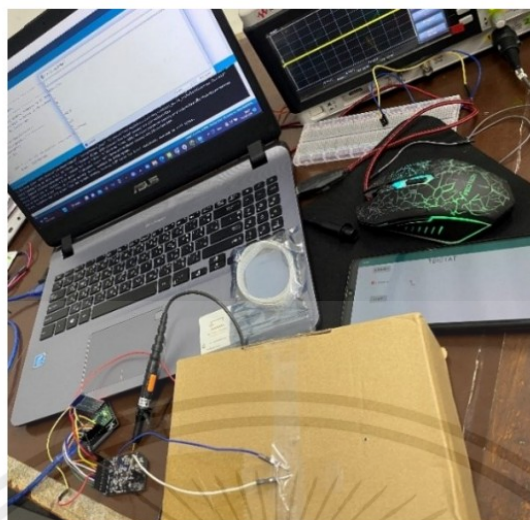
6.โหลดไฟล์ .APK และติดตั้งผ่านทางโทรศัพท์มือถือ Android โดยเปิดโหมดนักพัฒนาซอฟต์แวร์



รูปที่ 3.12 Pwtat Application

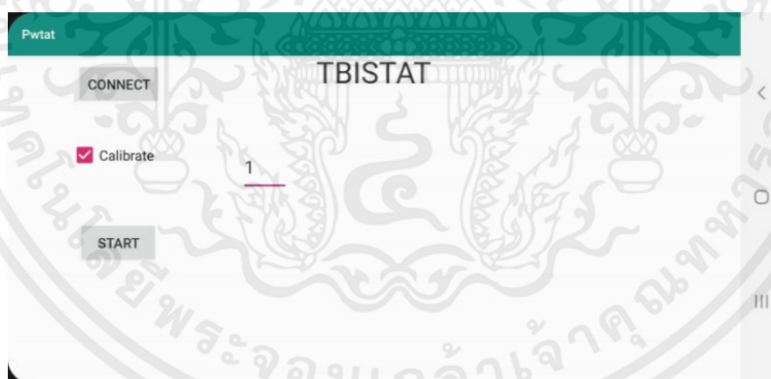
3.5 วิธีการสอบเทียบระบบ

1.ทำการต่ออุปกรณ์ให้พร้อมใช้งาน นำขั้ว Reference electrode และขั้ว Counter electrode ไปจับต่อคร่อมค่า R ตามที่กำหนดไว้ 18 ค่า [103.5 Ω , 141.9 Ω , 238 Ω , 393 Ω , 601 Ω , 1183 Ω , 1183 Ω , 1360 Ω , 1830 Ω , 2960 Ω , 5530 Ω , 11330 Ω , 11330 Ω , 12980 Ω , 15600 Ω , 18200 Ω , 24300 Ω , 33200 Ω]



รูปที่ 3.13 รูปการ Calibration ค่า R

2. ทำการพิมพ์ลำดับการสอบเทียบให้ตรงกับลำดับค่า R ที่ใช้สอบเทียบ และทำการกดเริ่มการสอบเทียบ ระบบจะทำการสอบเทียบค่าจนเสร็จจะขึ้นข้อความบอกว่าการสอบเทียบสำเร็จแล้วให้ทำการเปลี่ยนค่า R ลำดับต่อไป ทำแบบนี้จนครบตามลำดับ หลังจากทำการสอบเทียบครบทุกค่าแล้วจึงจะสามารถนำไปใช้งานจริงได้



รูปที่ 3.14 การพิมพ์ลำดับการสอบเทียบให้ตรงกับลำดับค่า R ที่ใช้สอบเทียบ

บทที่ 4

ผลการดำเนินการ

4.1 การส่งสัญญาณด้วย Bluetooth

ในส่วนของการสื่อสารแบบไร้สายด้วยเครือข่าย Bluetooth ได้ทำการแก้ไข Baud rate จาก 9600 bps เป็น 112500 bps โดยการตั้งค่า Baud Rate ของ Module Bluetooth (HC06) ใหม่ ทำให้สามารถส่งการผ่านโทรศัพท์มือถือโดยติดต่อกับ Module Bluetooth (HC06) ผ่านทางขา TX,RX และส่งต่อสัญญาณไปยัง MCU Teensy LC เพื่อทำการควบคุมการทำงานของอุปกรณ์ภายในบอร์ด Potentiostat ได้รวดเร็วยิ่งขึ้น

4.2 การทำงานของวงจร

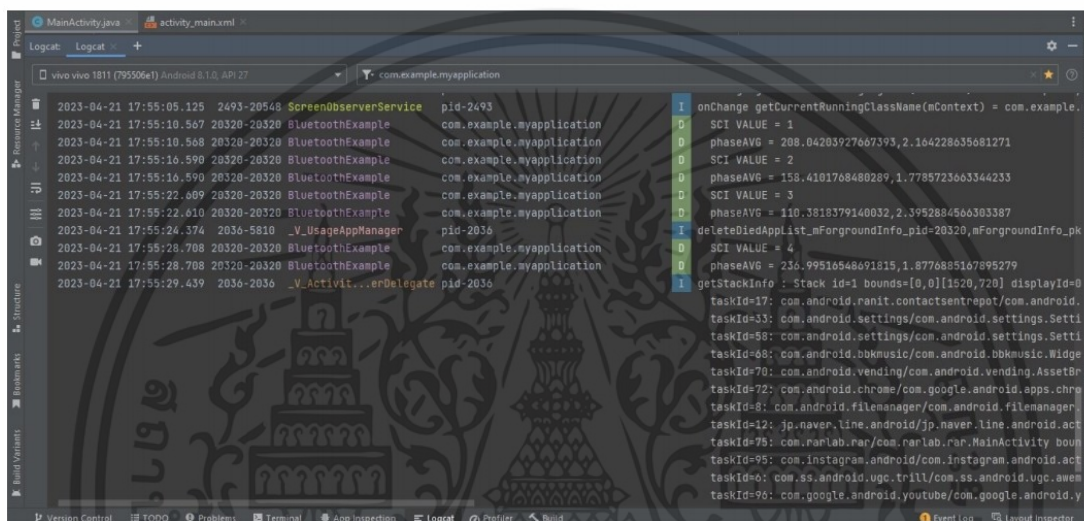
ในส่วนของการทำงานของวงจรนั้นหลังจากได้ทำการแก้ไข Error โค้ดของ MCU โดยใช้ไลบรารีเวอร์ชันเก่า เนื่องจากไลบรารีใหม่นั้นได้มีการอัปเดตใหม่เพื่อรองรับการใช้งานรุ่น MCU ที่ใหม่กว่าแต่กลับไม่สามารถใช้งานกับรุ่นที่เก่าได้ เมื่อวงจรได้รับคำสั่งจากแอปพลิเคชันก็สามารถส่งการทำงานได้ตามค่าที่กำหนดไว้และมีสัญญาณลอจิก Output ที่ถูกส่งกลับไปยังแอปพลิเคชัน



รูปที่ 4.1 รูปแสดงสัญญาณลอจิก Output ที่ถูกส่งกลับไปยังแอปพลิเคชัน

4.3 การสอบเทียบระบบ

จากการสอบเทียบระบบพบว่าระบบมีการส่งค่าผลลัพธ์ที่ได้จากการสอบเทียบ ค่าความต้านทานที่บริเวณ ขั้วทางเคมีไฟฟ้า มีการส่งค่า Phase ในแต่ละช่วงความถี่ของการสอบเทียบระหว่างบอร์ดกับแอปพลิเคชัน แต่ยังไม่สามารถนำข้อมูลที่วัดได้ไปจัดเก็บในไฟล์ Excel บนโทรศัพท์มือถือ เนื่องจากปัญหาหลายส่วนทั้งเรื่องของไลบรารีที่เรียกมาใช้งาน และเรื่องของรุ่นโทรศัพท์มือถือที่ใหม่กว่า (API สูงกว่า) ทำให้ต้องปรับเปลี่ยนแก้ไขโค้ดใหม่ ส่งผลให้การสอบเทียบยังไม่สามารถทำงานได้สำเร็จ



รูปที่ 4.2 รูปค่า Phase จากlog cat ที่อ่านได้ในแต่ละช่วงความถี่

4.4 Application

ส่วนของแอปพลิเคชันนั้นติดตั้งด้วยไฟล์ .APK ได้แต่ยังไม่สามารถนำมาใช้งานได้จริงเนื่องจากติดปัญหาในการสอบเทียบระบบในขั้นตอนของการสร้างไฟล์ Excel และบันทึกค่าลงในไฟล์ Excel จึงได้ทำการเปลี่ยนไลบรารี Apache POI เป็นเวอร์ชันใหม่ ซึ่งมีหน้าที่ช่วยให้เข้าถึงไฟล์เพื่อทำการเขียนและอ่านเอกสาร Excel ด้วยภาษา Java ได้ แต่เมื่อแก้ไขและนำมาติดตั้งแอปพลิเคชันจริงพบว่าแอปพลิเคชันไม่สามารถเข้าใช้งานได้ ทำให้ต้องกลับไปใช้งาน POI เวอร์ชันเดิม และทำการตั้งค่าการสร้างที่อยู่ (Path) ของไฟล์ Excel ใหม่ทั้งแบบข้อมูลภายใน และ ข้อมูลภายนอก (SD Card) แต่ก็ยังไม่พบไฟล์ที่ถูกสร้างและบันทึกค่าการสอบเทียบระบบไว้ได้ อีกทั้งยังติดปัญหาเรื่องของ API ของรุ่นโทรศัพท์มือถือที่ใหม่กว่าจึงต้องมีการขอสิทธิ์เข้าถึงต่างๆ ดังนั้นจึงส่งผลให้ยังไม่สามารถนำแอปพลิเคชันไปใช้งานจริงได้

บทที่ 5

สรุปผลการดำเนินงานและข้อเสนอแนะ

5.1 สรุปผลการดำเนินงาน

จากการดำเนินงานพบว่าในส่วนของการสื่อสารแบบไร้สายด้วยเครือข่ายบลูทูธสามารถส่งการผ่านโทรศัพท์มือถือโดยติดต่อกับ Module Bluetooth (HC06) ผ่านทางขา TX,RX และส่งต่อสัญญาณไปยัง MCU Teensy LC เพื่อทำการควบคุมการทำงานของอุปกรณ์ภายในบอร์ด Potentiostat ได้สำเร็จ ด้วย Baud rate = 112500 bps และการทำงานในส่วนของวงจรนั้น หลังจากทำการแก้ไข Error code ของ MCU (Teensy LC) วงจรก็สามารถทำงานได้ตามปกติ แต่ในส่วนของการ Calibration นั้นได้มีการส่งค่า Phase ที่วัดได้ในแต่ละช่วงความถี่ (Output) ไปที่แอปพลิเคชัน แต่ยังติดปัญหาในส่วนของการบันทึกค่าลงใน Excel บนแอปพลิเคชันโทรศัพท์มือถือ ซึ่งยังไม่สามารถแก้ไขข้อผิดพลาดนี้ได้ ส่งผลให้ยังไม่สามารถทำการทดสอบกับสารตัวอย่างพลาสติกมา โพรตีน S100B จริงได้ จึงต้องพัฒนาและปรับปรุงแก้ไขข้อผิดพลาดต่อไป

5.2 ข้อเสนอแนะ

จากการสร้างชิ้นงานจริงพบว่าเกิดปัญหาในส่วนของ Software ซึ่งต้องใช้ทักษะที่เรียนรู้ใหม่หรือทบทวนความจำต่างๆในการที่จะแก้ไขปัญหา ดังนั้นจึงต้องใช้เวลาในการที่จะแก้ไขปัญหาจุดต่างๆมากขึ้น ส่งผลให้ชิ้นงานยังไม่สามารถเก็บบันทึกค่าผลลัพธ์ลงในแอปพลิเคชันเป็นไฟล์ Excel ได้ จึงคาดหวังว่า ถ้าหากปรับปรุงแก้ไขจนสำเร็จ จะสามารถทดสอบกับสารตัวอย่างพลาสติกมา โพรตีน S100B จริงได้ และสามารถพัฒนาชิ้นงานนี้ให้มีฟังก์ชันการทำงานที่หลายหลายยิ่งขึ้นหรือนำไปประยุกต์ใช้กับสิ่งอื่นๆได้

บรรณานุกรม

- [1] Francisco Burgos-Flórez, Alexander Rodríguez, Eliana Cervera, Valtencir Zucolotto, Marco Sanjuán and Pedro J. Villalba. (2022), *TBISTAT*. Retrieved 20 August 2022, from <https://journals.plos.org/plosone/article?id=10.1371/journal.pone.0263738#sec035>
- [2] Hend S. Magar, Rabeay Y. A. Hassan and Ashok Mulchandani. (2021), *Electrochemical Impedance Spectroscopy (EIS)*. Retrieved 25 August 2022, from <https://www.ncbi.nlm.nih.gov/pmc/articles/PMC8512860/>
- [3] P. Agarwal, M.E. Orazem, L.H. Garcia-Rubio and B.A. Boukamp. (2005), *Basics of Electrochemical Impedance Spectroscopy*. Retrieved 1 September 2022, from <https://www.gamry.com/application-notes/EIS/basics-of-electrochemical-impedance-spectroscopy/>
- [4] ขวัญญา สุคนธมาน. (2545). การฟื้นฟูผู้ป่วยบาดเจ็บสมอง. สืบค้น 8 กันยายน 2565. จาก <https://www.rehabmed.or.th/main/wp-content/uploads/2015/01/L-159.pdf>
- [5] ศาสตราจารย์นายแพทย์นครชัย เพื่อนปฐุม, นายแพทย์ธีรเดช ศรีกิจวิไลกุล. (2562). *แนวทางเวชปฏิบัติกรณีสมองบาดเจ็บ (Clinical Practice Guidelines for Traumatic Brain Injury)*. (พิมพ์ครั้งที่ 1). กรุงเทพมหานคร:บริษัท พรอสเพอริสพลัส จำกัด. สืบค้นจาก <http://www.neurosurgerycmu.com/files/2019/12/GPG-final-2562-compressed.pdf>
- [6] PJRC Electronic. (2022). *TeensyLC Development Board*. Retrieved 10 September 2022, from <https://www.pjrc.com/store/teensylc.html>
- [7] A. Ercole, E. P. Thelin, A. Holst, B. M. Bellander and D. W. Nelson. (2016). *Kinetic modelling of serum S100b after traumatic brain injury*. Retrieved 12 September 2022, form <https://bmcneurol.biomedcentral.com/articles/10.1186/s12883-016-0614-3>



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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**4/2017—Rev E to Rev F**

Changes to Table 4	8
Changes to Table 12	25

5/2013—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

12/2011—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

8/2010—Rev. B to Rev. C

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

2/2010—Rev. A to Rev. B

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

5/2008—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

9/2005—Revision 0: Initial Version

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	Min	Y Version ¹ Typ	Max	Unit	Test Conditions/Comments
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/ $^{\circ}\text{C}$	
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/ $^{\circ}\text{C}$	
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 $^{\circ}\text{C}$
Short-Circuit Current to Ground at VOUT		± 5.8		mA	T _A = 25 $^{\circ}\text{C}$
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	

Parameter	Min	Y Version ¹ Typ	Max	Unit	Test Conditions/Comments
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 CONVERTER ⁶					
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.

I²C SERIAL INTERFACE TIMING CHARACTERISTICS

VDD = 2.7 V to 5.5 V. All specifications T_{MIN} to T_{MAX}, unless otherwise noted.¹

Table 2.

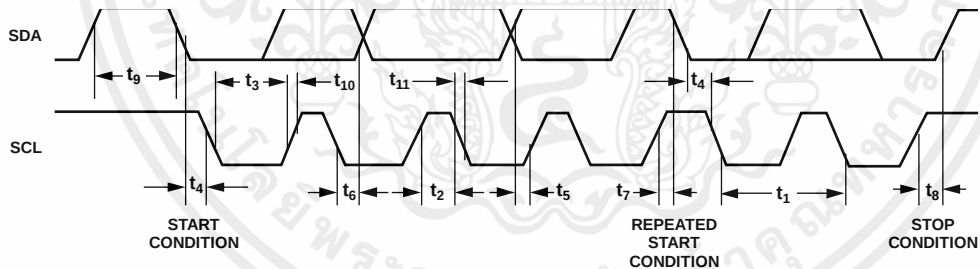
Parameter ²	Limit at T _{MIN} , T _{MAX}	Unit	Description
f _{SCL}	400	kHz max	SCL clock frequency
t ₁	2.5	μs min	SCL cycle time
t ₂	0.6	μs min	t _{HIGH} , SCL high time
t ₃	1.3	μs min	t _{LOW} , SCL low time
t ₄	0.6	μs min	t _{HD, STA} , start/repeated start condition hold time
t ₅	100	ns min	t _{SU, 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 _F , 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_{IHMIN} 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 t_R and t_F are measured between 0.3 VDD and 0.7 VDD.

Figure 2. I²C Interface Timing Diagram

05324-002

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

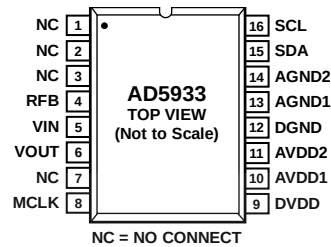
Stresses at or above those listed under Absolute Maximum Ratings may cause permanent damage to the product. This is a stress rating only; functional operation of the product at these or any other conditions above those indicated in the operational section of this specification is not implied. Operation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

PIN CONFIGURATION AND DESCRIPTIONS



NOTES:
1. IT IS RECOMMENDED TO TIE ALL SUPPLY CONNECTIONS (PIN 9, PIN 10, AND PIN 11) AND RUN FROM A SINGLE SUPPLY BETWEEN 2.7V AND 5.5V. IT IS ALSO RECOMMENDED TO CONNECT ALL GROUND SIGNALS TOGETHER (PIN 12, PIN 13, AND PIN 14).

Figure 3. Pin Configuration

Table 4. Pin Function Descriptions

Pin No.	Mnemonic	Description
1, 2, 3, 7	NC	No Connect. Do not connect to this pin.
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

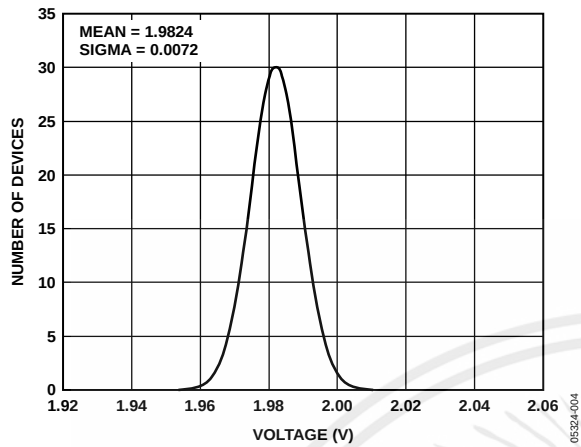


Figure 4. Range 1 Output Excitation Voltage Distribution, VDD = 3.3 V

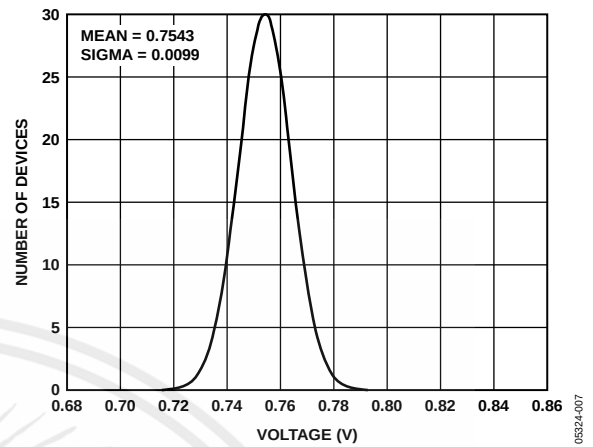


Figure 7. Range 2 DC Bias Distribution, VDD = 3.3 V

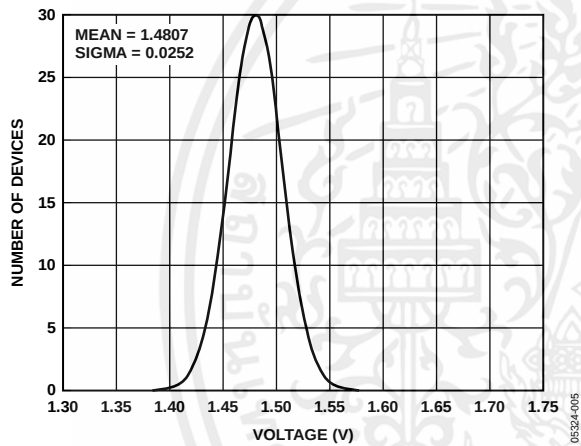


Figure 5. Range 1 DC Bias Distribution, VDD = 3.3 V

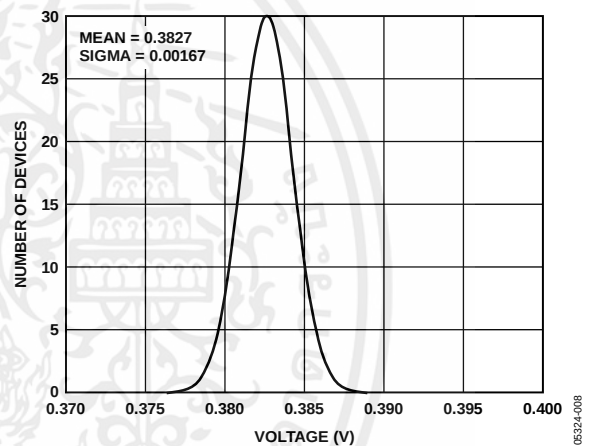


Figure 8. Range 3 Output Excitation Voltage Distribution, VDD = 3.3 V

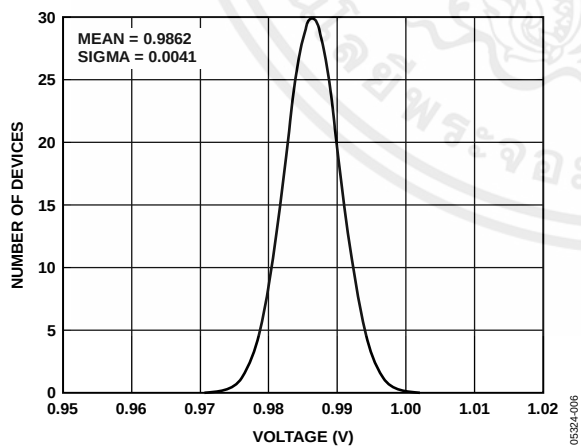


Figure 6. Range 2 Output Excitation Voltage Distribution, VDD = 3.3 V

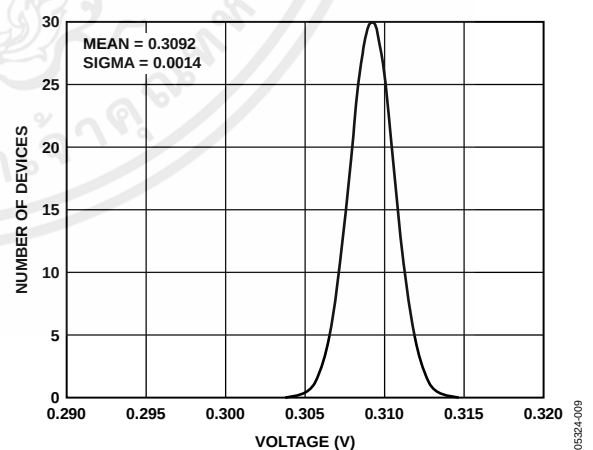


Figure 9. Range 3 DC Bias Distribution, VDD = 3.3 V

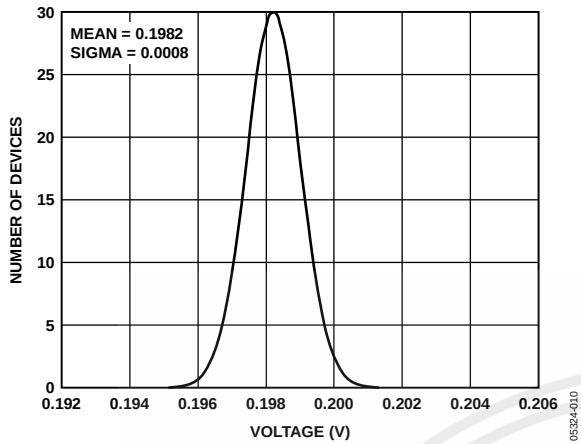


Figure 10. Range 4 Output Excitation Voltage Distribution, VDD = 3.3 V

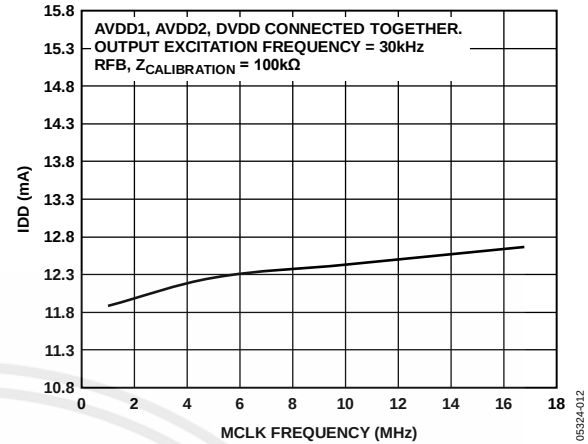


Figure 12. Typical Supply Current vs. MCLK Frequency

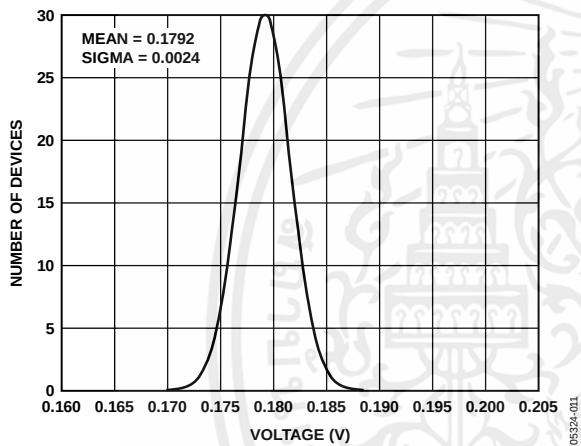


Figure 11. Range 4 DC Bias Distribution, VDD = 3.3 V

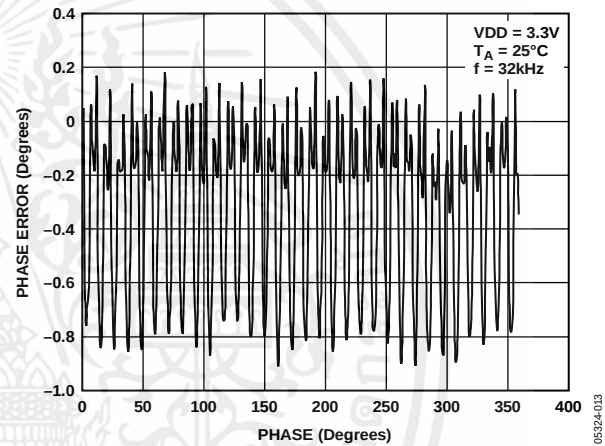


Figure 13. Typical Phase Error

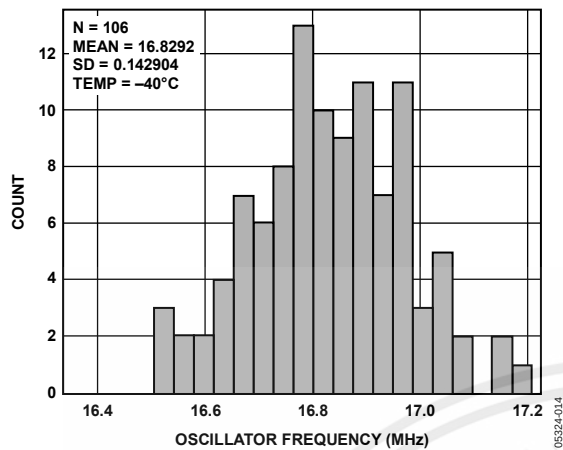


Figure 14. Frequency Distribution of Internal Oscillator at -40°C

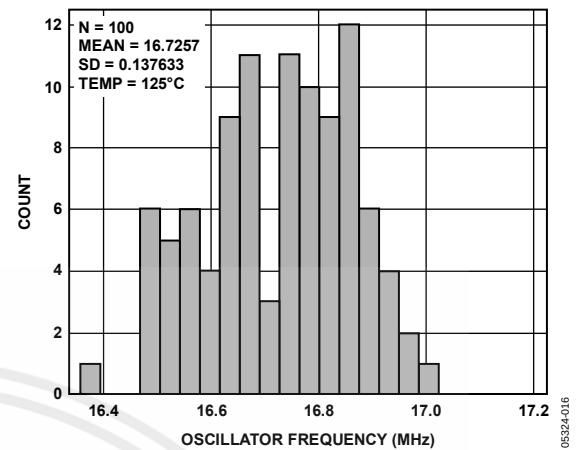


Figure 16. Frequency Distribution of Internal Oscillator at 125°C

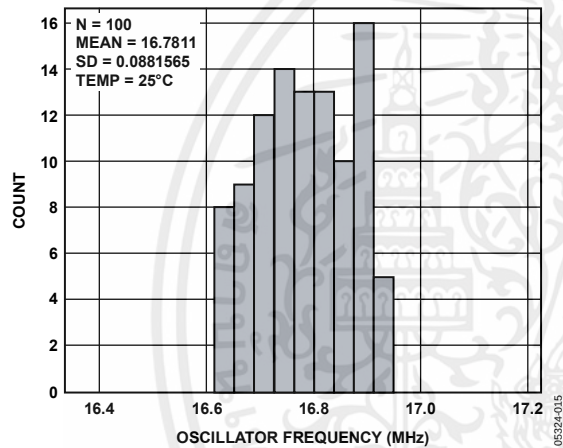


Figure 15. Frequency Distribution of Internal Oscillator at 25°C

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

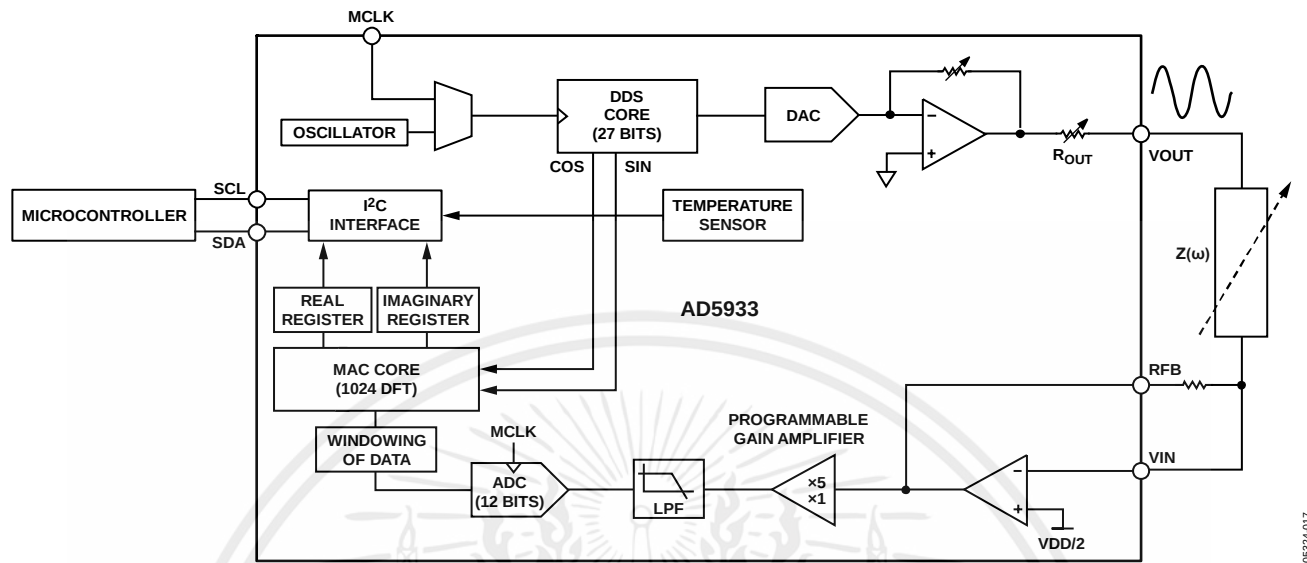


Figure 17. Block Overview

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.

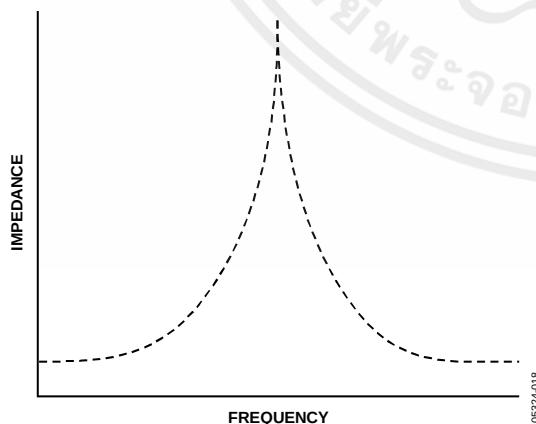


Figure 18. Impedance vs. Frequency Profile

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.

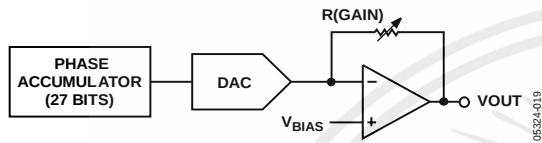


Figure 19. Transmit Stage

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.

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

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

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.

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

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

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.

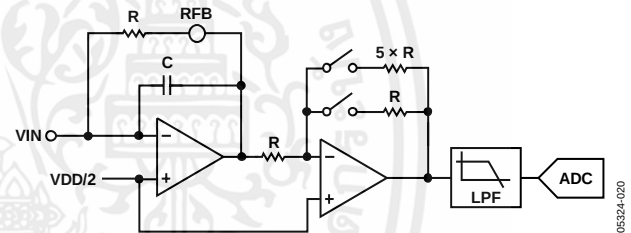


Figure 20. Receive Stage

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 two's complement format.

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

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

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

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

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

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

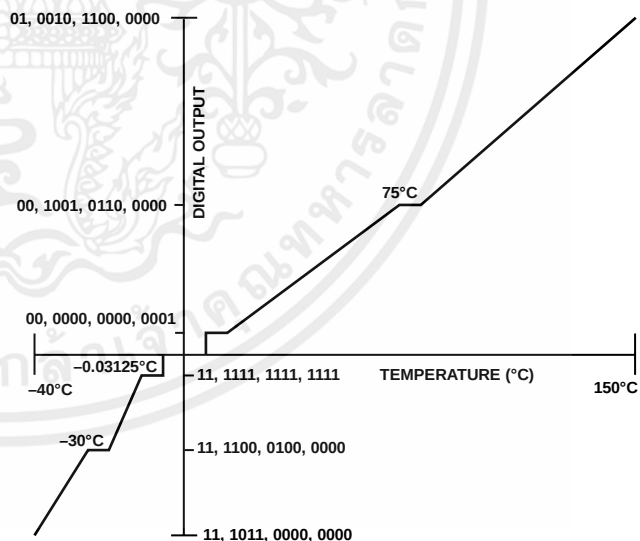


Figure 21. Temperature Sensor Transfer Function

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 = $200 \text{ k}\Omega$

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

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

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

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

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 = $510 \text{ k}\Omega$.

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

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

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.

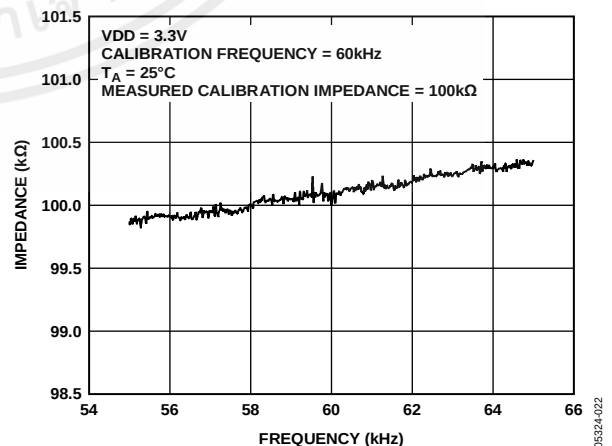


Figure 22. Impedance Profile Using a Single-Point Gain Factor Calculation

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.

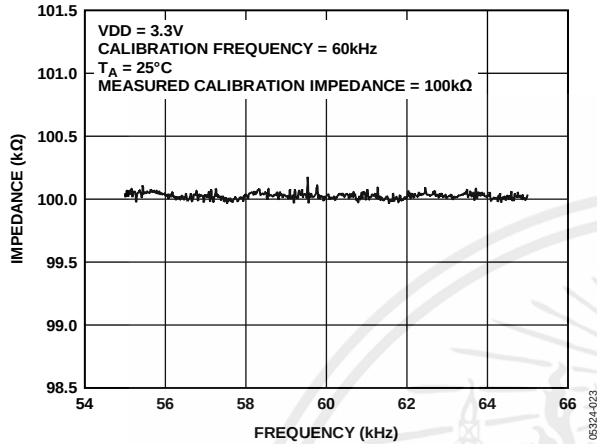


Figure 23. Impedance Profile Using a Two-Point Gain Factor Calculation

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, $Z_{UNKNOWN} = 100.0 \text{ k}\Omega$
- 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 $1.035682\text{E-}09 - 1.031224\text{E-}09 = 4.458000\text{E-}12$

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.

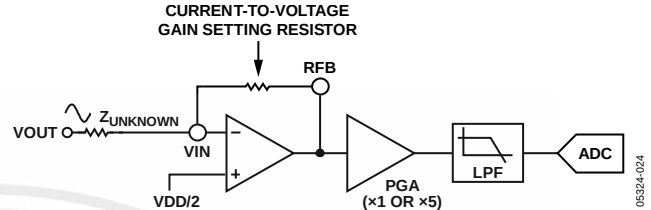


Figure 24. System Voltage Gain

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

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

For this example, assume the following system settings:

- VDD = 3.3 V
- Gain setting resistor = 200 k Ω
- $Z_{UNKNOWN} = 200 \text{ k}\Omega$
- 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 chose, 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.

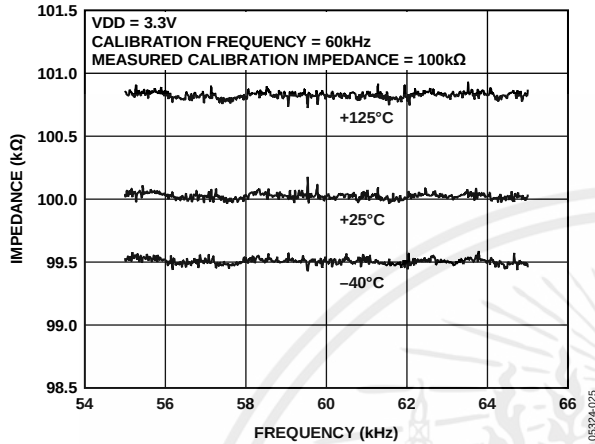


Figure 25. Impedance Profile Variation with Temperature Using a Two-Point Gain Factor Calibration

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, respectfully. 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

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

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

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

$$Z\phi = (\phi_{\text{unknown}} - \nabla_{\text{system}})$$

where:

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

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

$Z\phi$ 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 ($Z\phi$) 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 ($Z\phi$), 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 (ϕ_{unknown}).

A plot showing the AD5933 system phase response calculated using a $220\text{ k}\Omega$ calibration resistor ($R_{\text{FB}} = 220\text{ k}\Omega$, $\text{PGA} = \times 1$) 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.

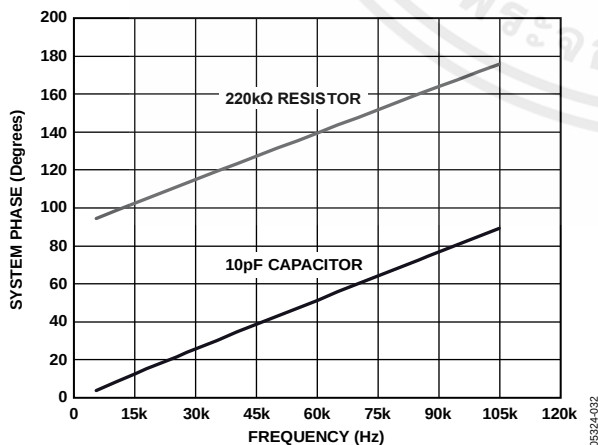


Figure 26. System Phase Response vs. Capacitive Phase

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

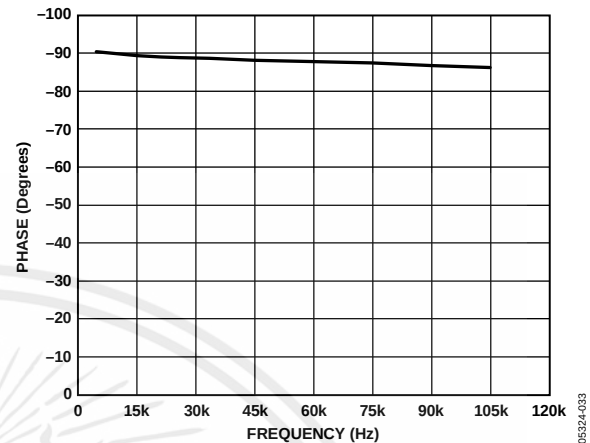


Figure 27. Phase Response of a Capacitor

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 fourth 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.

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

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

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

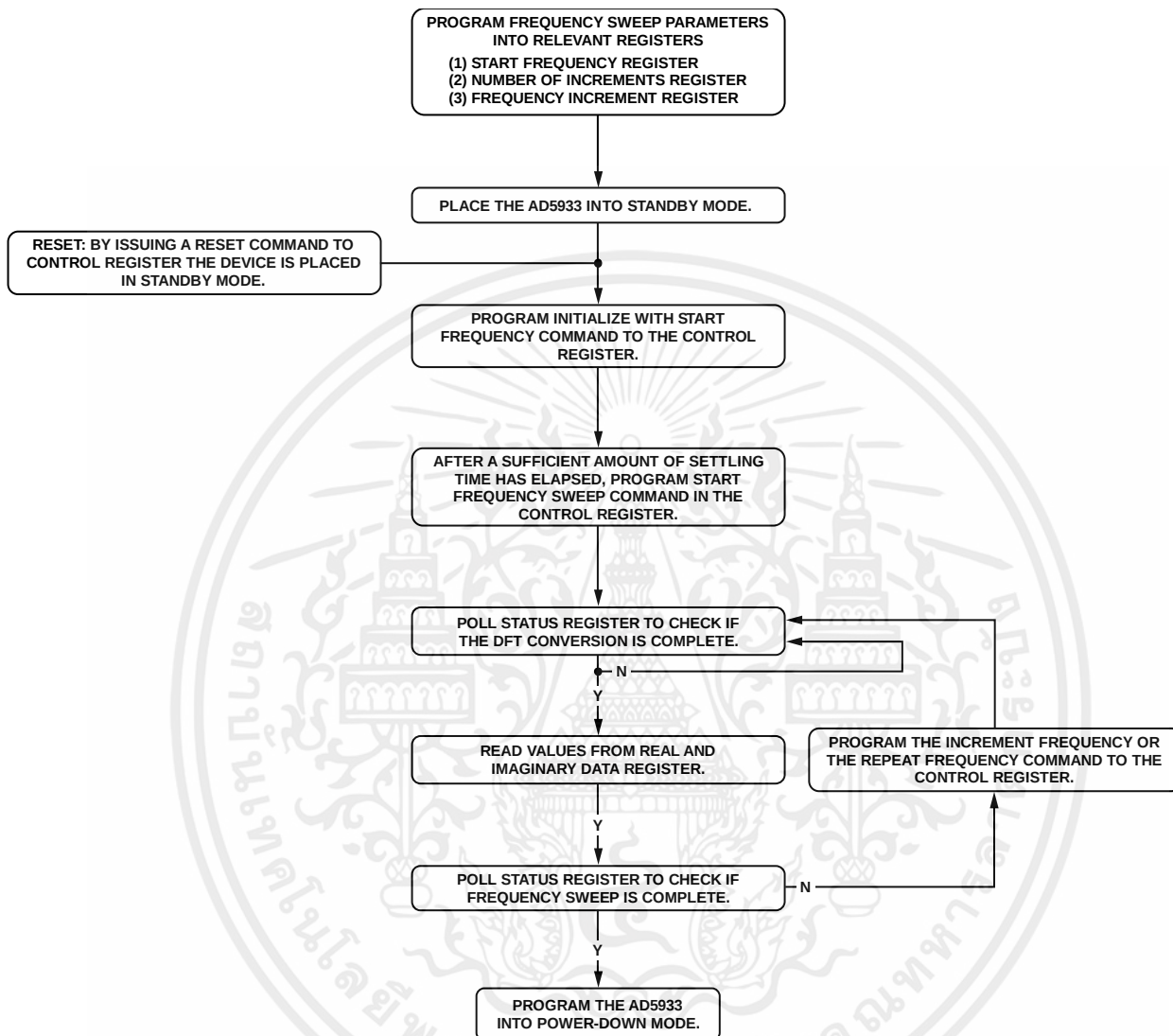


Figure 28. Frequency Sweep Flow Chart

05324-034

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

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

$$\text{Start Frequency Code} = \left(\frac{\frac{30 \text{ kHz}}{\left(\frac{16 \text{ MHz}}{4} \right)}}{1} \right) \times 2^{27} \equiv 0x0F5C28$$

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

$$\text{Frequency Increment Code} = \left(\frac{10 \text{ Hz}}{\left(\frac{16 \text{ MHz}}{4} \right)} \right) \times 2^{27} \equiv 0x00014F$$

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	D7 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				
	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.

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.

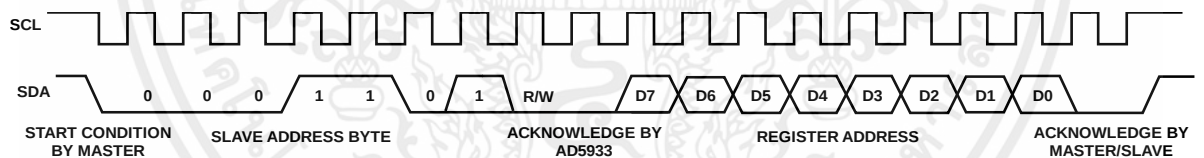


Figure 29. Timing Diagram

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
$\overline{A}$	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.

S	SLAVE ADDRESS	W	A	BLOCK WRITE	A	NUMBER BYTES WRITE	A	BYTE 0	A	BYTE 1	A	BYTE 2	A	P
---	---------------	---	---	-------------	---	--------------------	---	--------	---	--------	---	--------	---	---

Figure 32. Writing a Block Write

S	SLAVE ADDRESS	W	A	REGISTER ADDRESS	A	REGISTER DATA	A	P
---	---------------	---	---	------------------	---	---------------	---	---

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.

S	SLAVE ADDRESS	W	A	POINTER COMMAND 1011 0000	A	REGISTER ADDRESS TO POINT TO	A	P
---	---------------	---	---	---------------------------	---	------------------------------	---	---

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.

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.

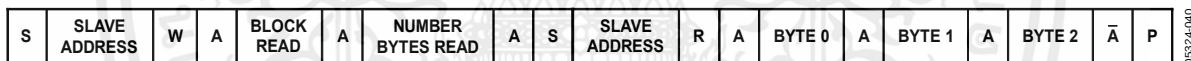


Figure 34. Performing a Block Read

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.

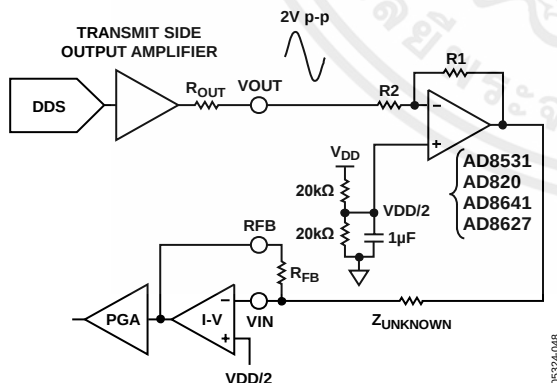


Figure 35. Additional External Amplifier Circuit for Measuring Small Impedances

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	2 V p-p	200 Ω typ
Range 2	1 V p-p	2.4 k Ω typ
Range 3	0.4 V p-p	1.0 k Ω typ
Range 4	0.2 V 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, $\pm 2\text{ mA}$) 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 Ω to 110 Ω over the frequency range of 30 kHz to 32 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 k Ω and R2 = 20 k Ω , attenuate the signal by $1/5^{\text{th}}$ of 2 V p-p = 400 mV. The maximum current flowing through the impedance is 400 mV / 90 Ω = 4.4 mA.

The system is subsequently calibrated using the usual method with a midpoint impedance value of 100 Ω , 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 (RFB = 100 Ω) to 2 V p-p (RFB = 500 Ω).

The gain factor calculated is for a 100 Ω 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 VDD/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 VDD/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.

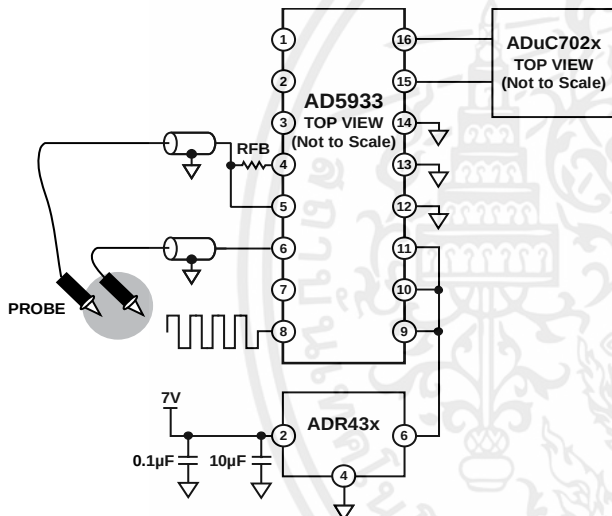


Figure 36. Measuring a Blood Sample for a Strain of Virus

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.

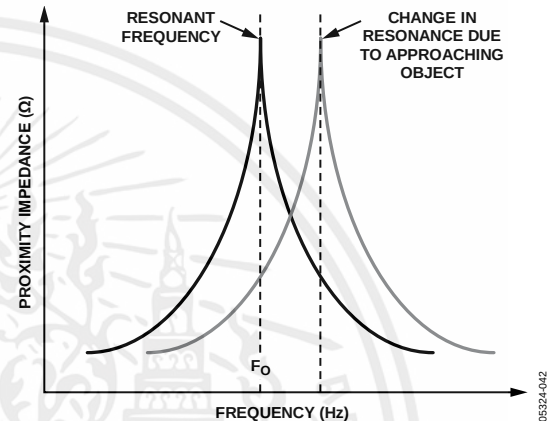


Figure 37. Detecting a Change in Resonant Frequency

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 1 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.

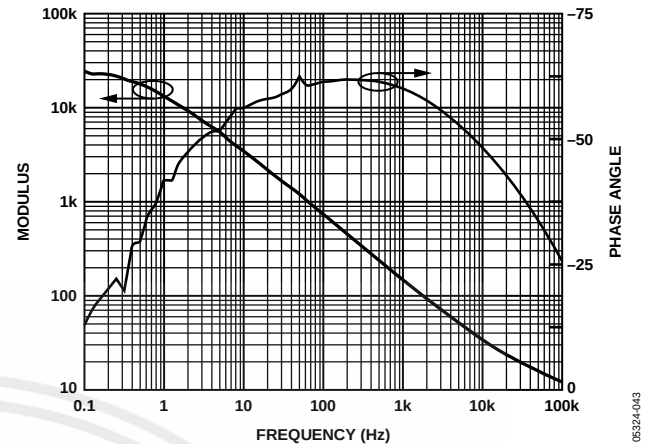


Figure 38. Bode Plot for Aluminum Corrosion Sensor

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.

SCHEMATICS

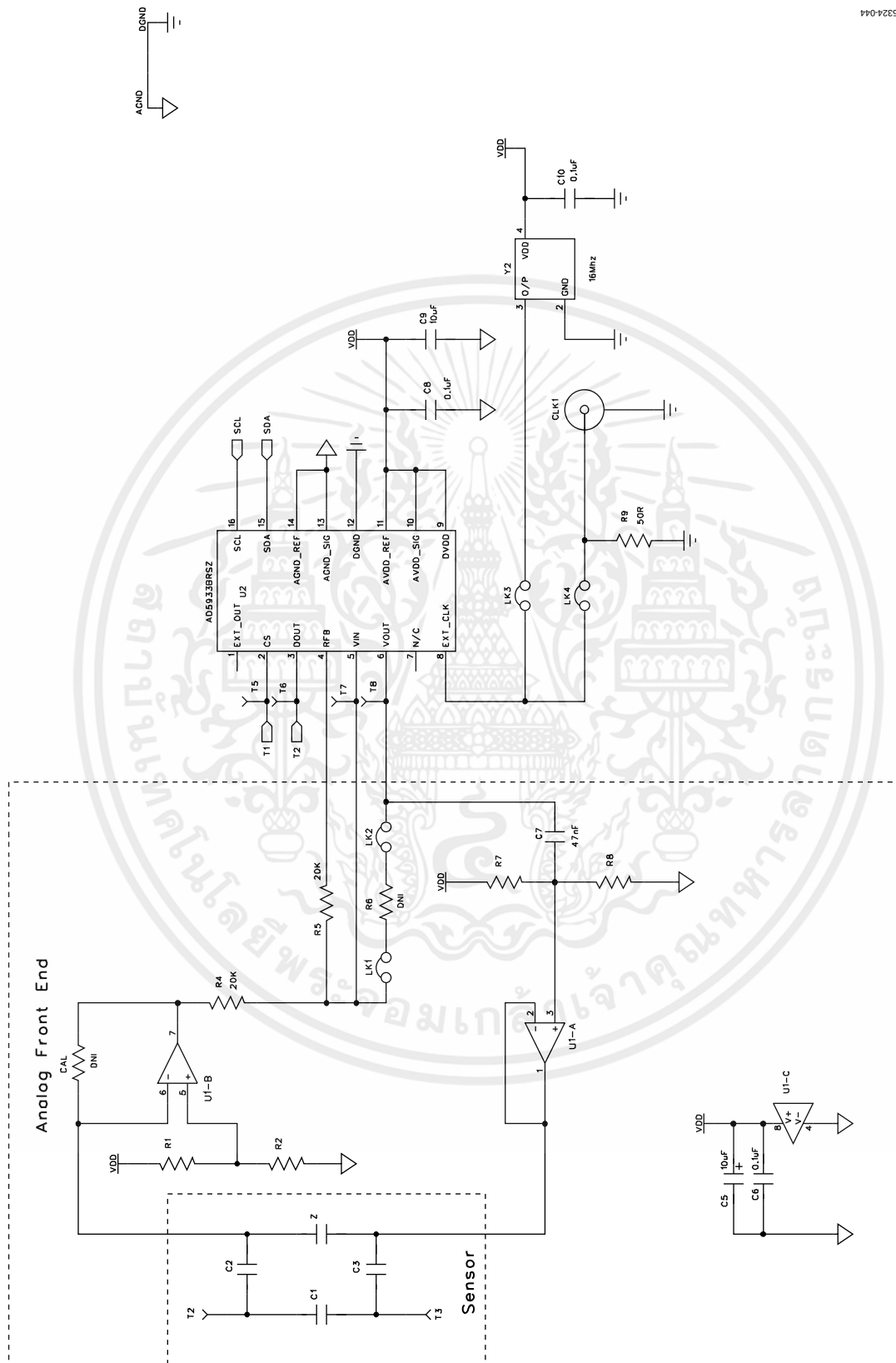


Figure 39. EVAL-AD5933EBZ USB Schematic

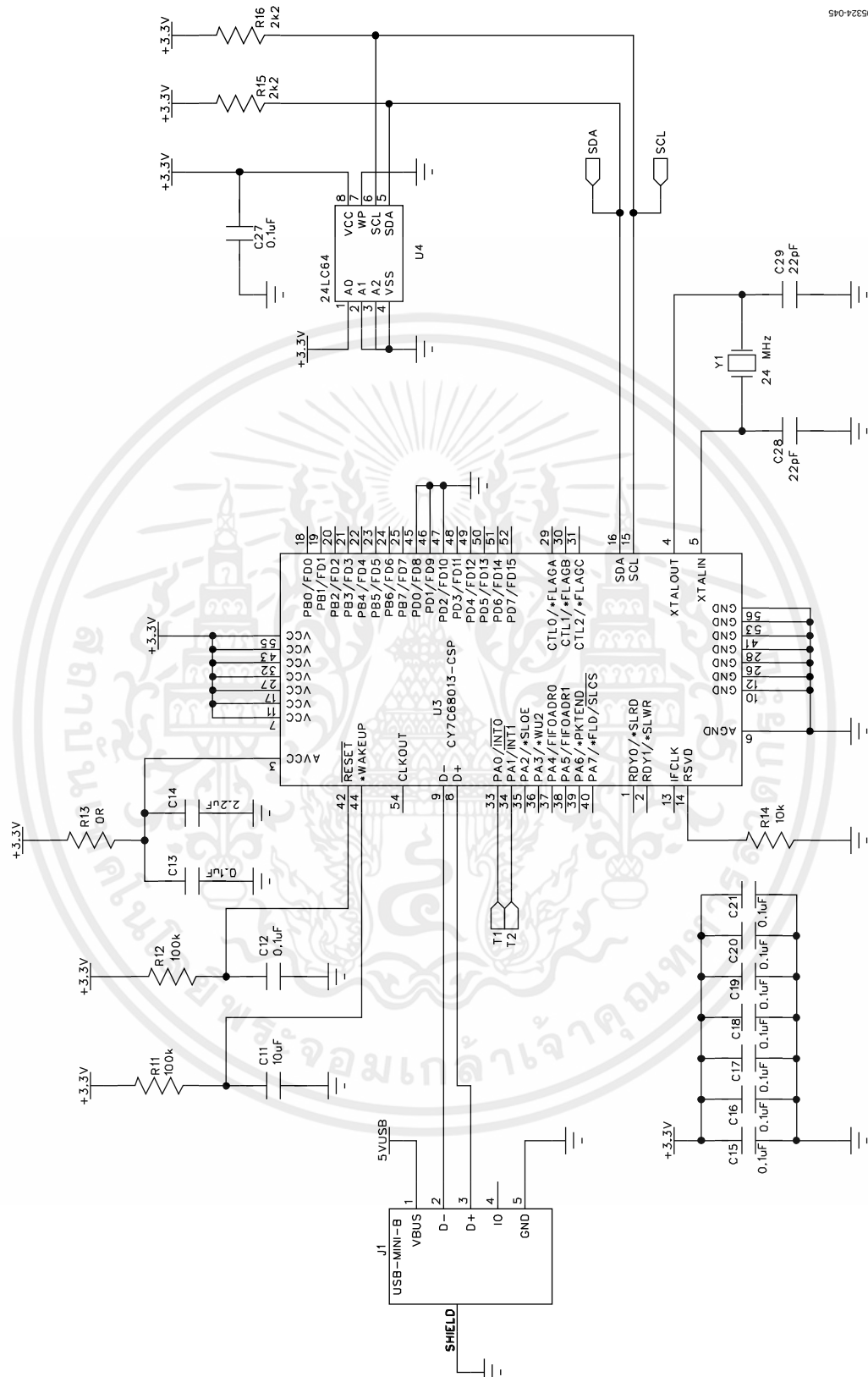


Figure 40. EVAL-AD5933EBZ Schematic

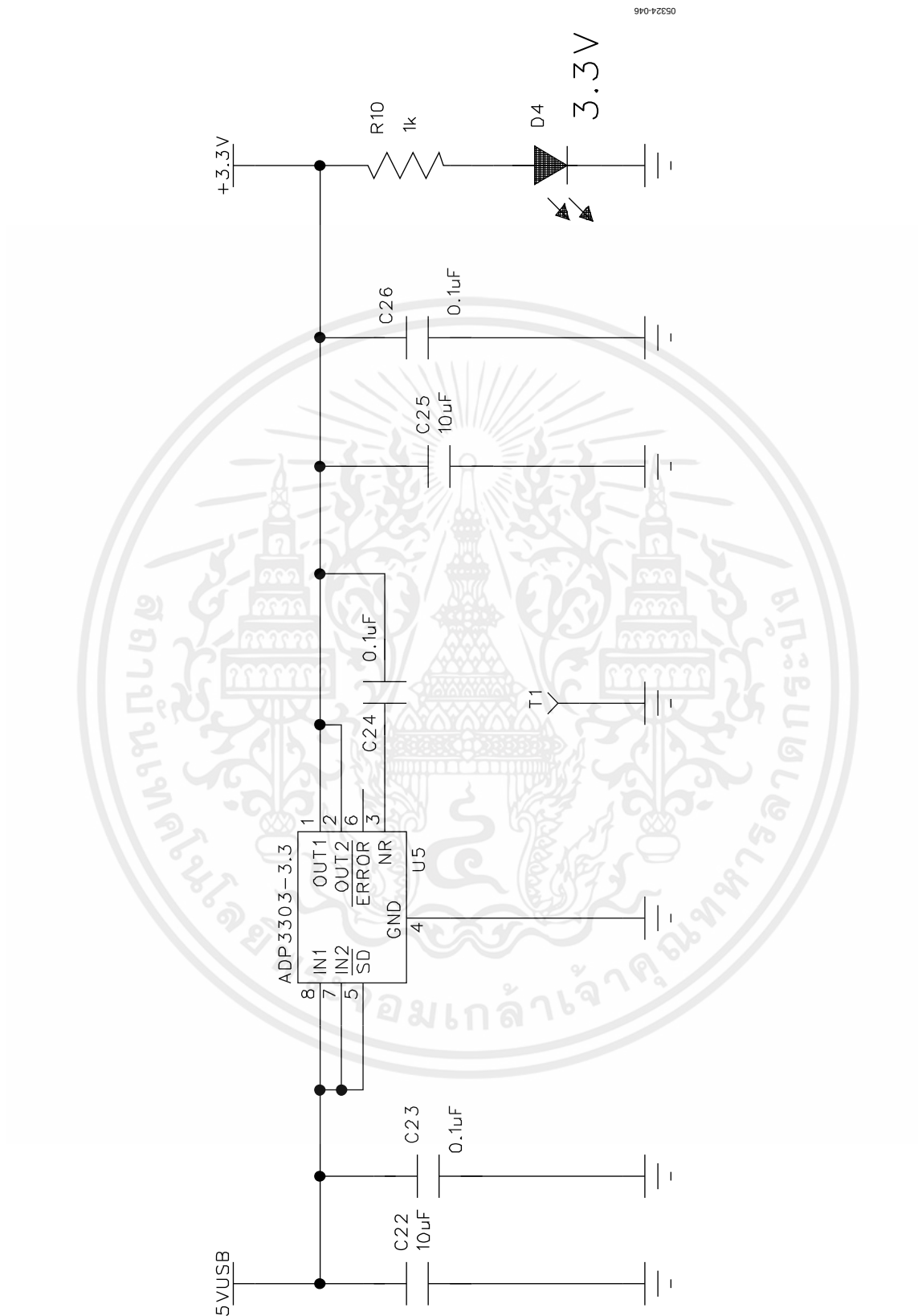


Figure 41. Linear Regulator on the EVAL-AD5933EB Evaluation Board

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

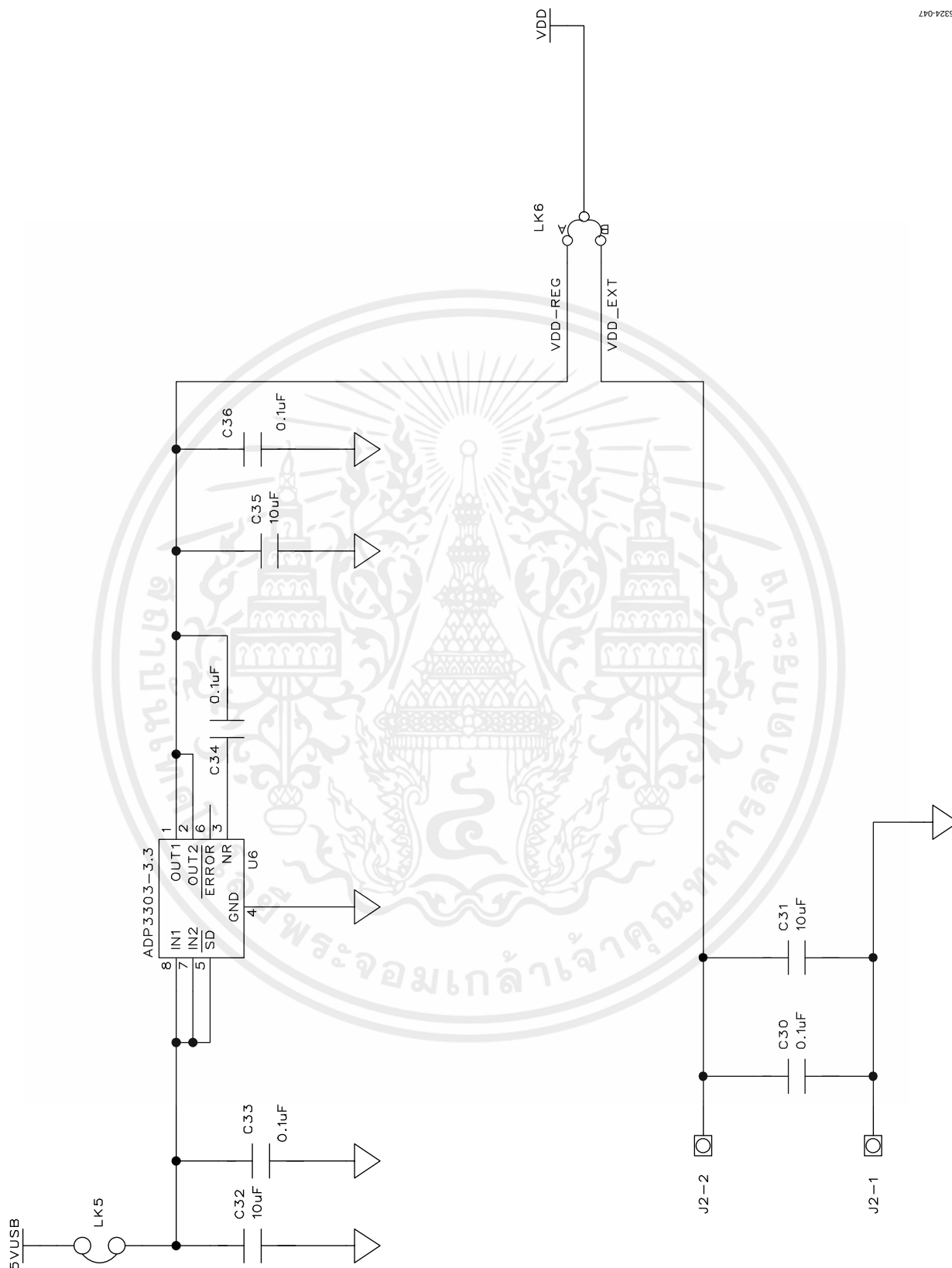
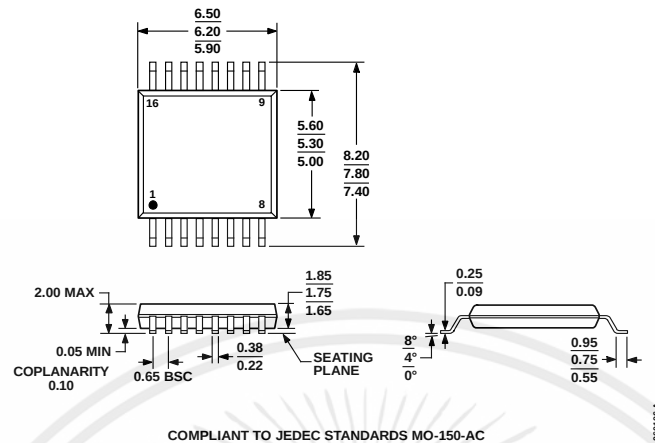


Figure 42. Decoupling on the EVAL-AD5933EB Evaluation Board

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.

I²C refers to a communications protocol originally developed by Philips Semiconductors (now NXP Semiconductors).