



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO

FACULTAD DE INGENIERÍA

**Diseño e implementación de
un módulo de
instrumentación para un
sensor de amonio**

TESIS

Que para obtener el título de

Ingeniero Eléctrico Electrónico

P R E S E N T A

Denilson Geovani Sosa Acosta

DIRECTOR DE TESIS

Dr. Jorge Alberto Uc Martín



Ciudad Universitaria, Cd. Mx., 2026



**PROTESTA UNIVERSITARIA DE INTEGRIDAD Y
HONESTIDAD ACADÉMICA Y PROFESIONAL
(Titulación con trabajo escrito)**



De conformidad con lo dispuesto en los artículos 87, fracción V, del Estatuto General, 68, primer párrafo, del Reglamento General de Estudios Universitarios y 26, fracción I, y 35 del Reglamento General de Exámenes, me comprometo en todo tiempo a honrar a la institución y a cumplir con los principios establecidos en el Código de Ética de la Universidad Nacional Autónoma de México, especialmente con los de integridad y honestidad académica.

De acuerdo con lo anterior, manifiesto que el trabajo escrito titulado DISEÑO E IMPLEMENTACION DE UN MODULO DE INSTRUMENTACION PARA UN SENSOR DE AMONIO, que presenté para obtener el título de INGENIERO ELÉCTRICO ELECTRÓNICO es original, de mi autoría y lo realicé con el rigor metodológico exigido por mi Entidad Académica, citando las fuentes de ideas, textos, imágenes, gráficos u otro tipo de obras empleadas para su desarrollo.

En consecuencia, acepto que la falta de cumplimiento de las disposiciones reglamentarias y normativas de la Universidad, en particular las ya referidas en el Código de Ética, llevará a la nulidad de los actos de carácter académico administrativo del proceso de titulación.

DENILSON GEOVANI SOSA ACOSTA
Número de cuenta: 317139666



Esta tesis fue realizada gracias al apoyo otorgado por la Secretaría de Educación, Ciencia, Tecnología e Innovación de la Ciudad de México (SECTEI) a través del proyecto SECTEI/153/2023 denominado “e-SAST: Sistema Inteligente y Sustentable para la Identificación y Remoción de Nitrógeno Amoniacal y Materia Orgánica Recalcitrante en Agua Subterránea de la Ciudad de México para Potabilización”.



Agradecimientos

A mi alma mater, la Universidad Nacional Autónoma de México y a la Facultad de Ingeniería, por ser mi segunda casa durante estos años. Por hacerme sentir orgulloso de pertenecer a la máxima casa de estudios y brindarme la oportunidad de crecer en lo académico, en lo personal y en lo profesional.

A mi director de tesis, el Dr. Jorge Alberto Uc Martín, por su gran calidad humana, sus enseñanzas, consejos y por brindarme todo su apoyo. Gracias a su apoyo, paciencia y amistad, esta tesis no hubiera sido posible. No tengo palabras para agradecerle todo lo que ha hecho por mí.

Gracias al apoyo otorgado por la Secretaría de Educación, Ciencia, Tecnología e Innovación de la Ciudad de México (SECTEI), a través del proyecto SECTEI/153/2023 denominado “e-SAST: Sistema Inteligente y Sustentable para la Identificación y Remoción de Nitrógeno Amoniacal y Materia Orgánica Recalcitrante en Agua Subterránea de la Ciudad de México para Potabilización”.

A mis profesores de la carrera, quienes me transmitieron esa pasión y amor por el conocimiento. Mi mayor reconocimiento para cada uno de ellos.

A mi familia y amigos:

A mi madre, Angélica Rocío, por darme todo su amor y cariño incondicional. Este triunfo también es tuyo, por cada atención, desvelo y preocupación. Eres mi motor y mi apoyo para seguir adelante. Gracias por nunca dejarme caer y por levantarme ante las adversidades. Eres lo más sagrado que tengo en esta vida, mi ejemplo a seguir, mi inspiración. Te admiro y te amo con todo mi corazón. Gracias, mamá, por salir cada mañana a sacarnos adelante y mostrarme de lo que eres capaz por tus hijos y tu familia; si hoy estamos aquí, es por ti.

A mi padre, por todas sus experiencias que me ayudaron a encontrar mi camino, por brindarme su apoyo en esta etapa de crecimiento y desarrollo académico. Te agradezco cada esfuerzo, cada trabajo y cada proyecto que has realizado para que yo llegara hasta donde estoy. Te respeto y te amo. Gracias, papá.

A mi hermano Juan Carlos, que desde el cielo nos cuida; sea donde quiera que estés, te dedico este triunfo.

A mi hermano Jahir Alejandro, gracias por siempre demostrarme esa confianza en mí, por nunca dejarme rendir, por alentarme y brindarme todo tu apoyo desde que era apenas un niño. Gracias por mostrarme el camino y ser mi ejemplo a seguir, por todas las enseñanzas que me has dado y por permitirme ser tu alumno y tu mayor admirador. Gracias por compartir conmigo grandes momentos y por ese sueño de ser una gran dupla de ingenieros. Gracias, hermano, por mostrarme el valor de ser ingeniero, hermano e hijo. Te amo.

A mi novia, Cinthya Araceli, por ser mi soporte, mi compañera y mi alma gemela. Gracias por permitirme entrar en tu corazón y amarte, por demostrarme el amor y la confianza que tienes en mí, por nunca dejarme rendir ante nada, por estar conmigo en mis momentos más bajos y levantarme ante todo pronóstico. Eres mi motivación para salir adelante, ser un mejor ingeniero y



ser humano. Gracias a ti estoy donde estoy; me haces el hombre más feliz del mundo. Te amo, mi amor.

A mis abuelitos, Fernando y Rufina, por su amor incondicional. Gracias por inculcarme el valor del trabajo y la dedicación a pesar de todas las barreras.

A mi tío Fernando, por sus enseñanzas y cuidados, por mostrarme el valor del trabajo y demostrarme que para el aprendizaje no existen barreras.

A mis amigos de la Facultad de Ingeniería y a mi equipo de fútbol, principalmente a Cristian, Diego, César, Emiliano y Toledano, quienes me acompañaron a lo largo de la carrera y durante la pandemia. Gracias por la fortuna de haberlos encontrado y por compartir momentos maravillosos juntos. Gracias por estar siempre para mí y por hacer más amena la pandemia en esas noches de juegos y tareas. Aprendí mucho de cada uno de ustedes. Los quiero mucho, amigos.



Índice

| | | |
|-----------|--|-----------|
| 1.2. | Conceptos básicos. | 16 |
| 1.3. | Concepto de impedancia. | 16 |
| 1.3.1. | Impedancia de un circuito eléctrico. | 18 |
| 1.3.2. | Método Auto Balancing Bridge | 18 |
| 1.3.3. | Amplificador Operacional | 19 |
| 1.3.4. | Circuito en configuración no inversora | 20 |
| 1.3.5. | Valor Efectivo o RMS | 21 |
| 1.3.6. | Circuitos de primer orden | 22 |
| 1.4. | Componentes electrónicos básicos empleados | 23 |
| 1.4.1. | ESP32 FireBeetle | 23 |
| 1.4.2. | Display OLED SPI 2.4. | 23 |
| 1.4.3. | Generador de señales AD9833 | 24 |
| 1.4.4. | Amplificador Operacional TL082 | 24 |
| 1.4.5. | Convertidor de voltaje LM2596 | 24 |
| 1.4.6. | Módulo DD1718P | 25 |
| 1.5. | Procesamiento de datos | 25 |
| 1.5.1. | Programación con Arduino IDE. | 25 |
| 1.6. | Breve descripción del Sensor de Amonio | 26 |
| 1.6.1. | Preparación de electrodos de pasta de carbono modificados | 26 |
| 1.6.2. | Mecanismo de detección del amoníaco ionizado | 27 |
| 1.6.3. | Circuito equivalente | 27 |
| 1.7. | Módulo de medición | 28 |
| 2. | Capítulo 2: Optimización y análisis de un circuito medidor de impedancia | 30 |
| 2.1. | Análisis y rediseño del circuito Auto Balancing Bridge en configuración no inversora | 30 |
| 2.2. | Selección de amplificador operacional | 32 |
| 2.3. | Análisis del circuito no inversor | 33 |
| 2.3.1. | Sustitución de valores | 35 |
| 2.3.2. | Conexión del electrodo | 36 |
| 2.3.3. | Impedancia del material bajo prueba | 36 |
| 2.4. | Simulación | 37 |
| 2.4.1. | Resultado de la simulación | 38 |
| 2.5. | Parámetros estáticos | 42 |
| 2.5.1. | Sensibilidad | 44 |
| 3. | Capítulo 3: Ensamble del módulo de instrumentación | 46 |
| 3.1. | Metodología de ensamble | 46 |
| 3.2. | Construcción | 47 |
| 3.2.1. | Conexión entre el ESP32 y el generador de funciones AD9833 | 47 |
| 3.2.2. | Conexiones del Display OLED SPI 2.4 128×64 | 48 |
| 3.2.3. | Construcción en protoboard | 50 |



| | |
|--|-----------|
| 3.3. Etapas de funcionamiento | 52 |
| 3.3.1. Etapa 1 | 52 |
| 3.3.2. Etapa 2 | 52 |
| 3.3.3. Etapa 3 | 52 |
| 4. Capítulo 4 - Mediciones con el sistema de instrumentación. | 54 |
| 4.1. Mediciones de un elemento resistivo | 54 |
| 4.2. Calibración del sistema de medición | 64 |
| 4.2.1. Calibración | 64 |
| 4.2.2. Conclusiones de la calibración | 66 |
| 4.3. Medición de amonio en muestra reales | 67 |
| 4.3.1. Respuesta del sistema | 77 |
| 5. Capítulo 5 - Conclusiones | 81 |
| 5.1. Conclusiones | 81 |
| 5.2. Trabajo a Futuro | 81 |
| 6. Código utilizado en Arduino IDLE | 83 |
| 7. Comunicación Bluetooth | 87 |

Índice de figuras

| | | |
|-----|--|----|
| 1. | Representación gráfica de la impedancia en el plano complejo [12]. | 18 |
| 2. | Método de Impedancia Auto Balancing Bridge.[17] | 19 |
| 3. | Terminales del amplificador operacional LM741 [24] | 20 |
| 4. | Configuración del amplificador operacional no inversor | 21 |
| 5. | Configuración clásica de un circuito de primer orden [4] | 22 |
| 6. | Tarjeta de desarrollo FireBeetle ESP32 IoT (V3.0) [10] | 23 |
| 7. | Display OLED SPI 128×64 [26] | 23 |
| 8. | Módulo Generador de Señales con cristal de 12.5 MHz. [25] | 24 |
| 9. | Amplificador operacional dual, 30 V, entrada FET. [5] | 24 |
| 10. | LM2596 Regulador Step Down 25W 3A. [27] | 24 |
| 11. | Módulo Elevador DC Boost DD1718PA. [6] | 25 |
| 12. | Electrodos de pasta de carbono. | 26 |
| 13. | Circuito equivalente para detección de NH_4^+ | 27 |
| 14. | Diagrama de bloques del sistema de medición para un sensor de amonio 3D. | 28 |
| 15. | Diagrama del circuito implementado | 30 |
| 16. | Pines del Amplificador Operacional TL082 [5] | 33 |
| 17. | Configuración clásica de un circuito no inversor | 33 |
| 18. | Corrientes a través del circuito no inversor | 34 |
| 19. | Resistencia de prueba (R_p) = 1k Ω | 38 |
| 20. | Señales obtenidas con resistencia de prueba $R_p=1$ k Ω con 13.9 Vpp | 39 |
| 21. | Resistencia de prueba (R_p) = 2.5k Ω | 39 |
| 22. | Señales obtenidas con resistencia de prueba con $R_p=2.5$ k Ω con Vpp de 9.57 | 40 |
| 23. | Resistencia de prueba (R_p) = 5k Ω | 40 |
| 24. | Señales obtenidas con resistencia de prueba con $R_p=5$ k Ω con Vpp de 6.79 | 41 |
| 25. | Resistencia de prueba (R_p) = 10k Ω | 41 |
| 26. | Señales obtenidas con resistencia de prueba con $R_p=10$ k Ω con Vpp de 5.37 | 42 |
| 27. | Función de transferencia del sistema en función de la conductancia. | 43 |
| 28. | Conexiones Esp32 y módulo AD9833 | 48 |
| 29. | Conexiones del ESP32 con el AD9833 y el display OLED SPI 128×64. | 49 |
| 30. | Protoboard con conexiones del ESP32 con el AD9833 y el display OLED SPI 128×64. | 50 |
| 31. | Protoboard con el circuito medidor de impedancia | 51 |
| 32. | Protoboard con polarización del ESP32 con conexiones del AD9833 y el display OLED SPI 128×64 y circuito medidor de impedancia. | 51 |
| 33. | Ventana de Arduino IDLE con la señal de 1.13v | 54 |
| 34. | Señal obtenida en el Osciloscopio | 55 |
| 35. | Ventana de Arduino IDE con la señal de 1.30 V | 56 |
| 36. | Señal obtenida en el Osciloscopio | 57 |
| 37. | Ventana de Arduino IDE con la señal de 1.60 V | 58 |
| 38. | Señal obtenida en el Osciloscopio | 58 |
| 39. | Ventana de Arduino IDE con la señal de 1.92 V | 60 |
| 40. | Señal obtenida en el Osciloscopio | 60 |



| | | |
|-----|---|----|
| 41. | Ventana de Arduino IDE con la señal de 2.20 V | 61 |
| 42. | Señal obtenida en el Osciloscopio | 62 |
| 43. | Diseño 3D del sistema de instrumentación de medición de amonio | 64 |
| 44. | VRMS de la concentración 0.5 | 65 |
| 45. | VRMS de la concentración 7.84 | 65 |
| 46. | VRMS de la concentración 33.5 | 66 |
| 47. | Condición inicial con aire | 68 |
| 48. | Condición inicial con agua | 68 |
| 49. | VRMS de la concentración 0.1 - 1er medición | 69 |
| 50. | VRMS de la concentración 0.1 - 2da medición | 69 |
| 51. | VRMS de la concentración 0.1 - 3er medición | 69 |
| 52. | VRMS de la concentración 0.25 - 1er medición | 70 |
| 53. | VRMS de la concentración 0.25 - 2da medición | 70 |
| 54. | VRMS de la concentración 0.25 - 3er medición | 71 |
| 55. | VRMS de la concentración 0.5 - 1er medición | 72 |
| 56. | VRMS de la concentración 0.5 - 2da medición | 72 |
| 57. | VRMS de la concentración 0.5 - 3ra medición | 72 |
| 58. | VRMS de la concentración 7.84 - 1er medición | 73 |
| 59. | VRMS de la concentración 7.84 - 2da medición | 73 |
| 60. | VRMS de la concentración 7.84 - 3er medición | 74 |
| 61. | VRMS de la concentración 33.5 | 75 |
| 62. | VRMS de la concentración 33.5 | 75 |
| 63. | VRMS de la concentración 33.5 | 75 |
| 64. | Curva de calibración de la ganancia en función de \log_{10} de la concentración de NH_4^+ | 77 |
| 65. | Curva de calibración de V_{RMS} en función de \log_{10} de la concentración de NH_4^+ | 78 |
| 66. | Comparación de V_{RMS} y la ganancia en función de \log_{10} (mg/L). | 79 |
| 67. | Mediciones obtenidas a través de comunicación Bluetooth | 87 |

Resumen

En este trabajo de tesis se desarrolló una primera versión de un módulo de medición portátil, el cual se integra a un sensor que detecta concentración de iones amonio (NH_4^+) en depósitos de agua a partir de cambios de impedancia. Donde el sensor de NH_4^+ fue parte de otro proyecto paralelo. Al final se encapsuló el módulo de medición y el sensor en un bloque 3D, con el que se obtuvo un instrumento o sistema de medición de NH_4^+ .

El módulo de medición desarrollado está conformado por submódulos y componentes electrónicos preensamblados de uso común en instrumentación moderna. Dichos componentes son: un DD1718PA, un LM2596, un AD9833, una pantalla Oled SPI 2.4", un amplificador operacional TL082, una tarjeta de desarrollo ESP32 y un circuito medidor de impedancia. Para este desarrollo se emplearon dos metodologías; la primera se enfocó en el análisis e implementación de un circuito de medición de impedancia basado en un circuito Auto Balancing Bridge (ABB) y la programación de la tarjeta ESP32. La segunda, en el diseño asistido por computadora (CAD por sus siglas en inglés) y fabricación 3D para generar un encapsulado (caja) análogo a los instrumentos industriales.

Como primera característica, el módulo tiene un diseño que permite ser alimentado por una fuente de poder DC o por un panel solar que entregue 12 V DC. Esta alimentación sirve para energizar las siguientes partes del módulo: la primera parte, para polarizar el circuito medidor de impedancia; y una segunda parte, para alimentar la tarjeta de desarrollo. El circuito medidor de impedancia está basado en el método Auto Balancing Bridge (ABB), que es una técnica de medición de impedancia de alta precisión. La tarjeta de desarrollo ESP32, de bajo costo y consumo de energía, se encarga de la adquisición de datos, el procesamiento digital y la gestión de la comunicación. La tarjeta de desarrollo permite al módulo de medición realizar adquisición de datos de forma semiautomática; es compacto y escalable. Características que se alinean con los principios de la instrumentación inteligente y la Industria 4.0.

Una vez integrado el instrumento, este funciona bajo el esquema clásico de los sistemas de instrumentación. Primero realiza el proceso de transducción de una variable físico-química de interés en una señal eléctrica con el sensor. Posteriormente es acondicionada mediante el circuito medidor de impedancia. Después de acondicionar la señal, esta ingresa a la tarjeta de desarrollo para "mapear" el voltaje pico de la señal alterna que varía conforme la concentración de NH_4^+ en el líquido. Lo anterior se logra midiendo los cambios de voltaje mediante una resistencia de entrada inversora. Entonces, la comparación entre cambios de amplitud de la señal generada cuando no está presente el NH_4^+ y cuando hay presencia de NH_4^+ en un líquido, permite la detección del ion.

Finalmente, este desarrollo generó una primera versión de un módulo de medición acoplado a un sensor de ion amonio. Que se fundamenta en los principios básicos sobre desarrollo de sensores inteligentes, además de cumplir los requerimientos actuales. También permitió aplicar diferentes conceptos adquiridos durante la carrera de Ingeniería Eléctrica-Electrónica, como fue el análisis de circuitos eléctricos, electrónica de potencia, medición e instrumentación, por mencionar algunas. Como objetivo adicional, este trabajo busca ser referencia introductoria al desarrollo de instrumentos con dispositivos IoT (Internet de las cosas, por sus siglas en inglés) enfocado a aplicar conocimientos básicos y de implementación.

Introducción

La instrumentación electrónica es el conjunto de técnicas y dispositivos destinados a medir, registrar y procesar parámetros físicos o químicos a través de una señal eléctrica [14]. Un caso particular es la medición de impedancia eléctrica, la cual tiene gran relevancia, ya que permite evaluar sistemas y materiales bajo prueba (MBP). Donde los cambios de señal en el MBP permiten visualizar diversas perturbaciones, como son los contaminantes en líquidos.

Para un instrumento de medición, los submódulos con los que está construido permiten la adquisición de datos de forma semiautomática. Lo que en esencia significa que, para controlar cualquier variable mediante una "retroalimentación", como paso inicial es medirla, y por lo tanto los sistemas deben incorporar al menos un instrumento que pueda medir o detectar esta señal [11].

Actualmente, el panorama de la instrumentación se encuentra marcado por la transición hacia sistemas inteligentes, que integran dispositivos IoT, comunicación inalámbrica e interfaces digitales, dentro del marco de la Industria 4.0 [15]. La capacidad de medir parámetros eléctricos, procesarlos y transmitirlos a plataformas en la nube constituye un área de gran interés para el desarrollo de sensores portátiles, autónomos y de bajo costo.

Estado actual de la instrumentación electrónica

Como ya se mencionó, la instrumentación se encuentra en una transición hacia sistemas compactos, inalámbricos y autónomos, dentro del marco conceptual de la Industria 4.0. Donde se considera una nueva etapa industrial en la que diversas tecnologías emergentes convergen para favorecer soluciones digitales [15].

La llegada del Internet de las cosas (IoT), los servicios de la nube y transmisión de datos hicieron posible el concepto de sistemas físico-computacionales de la industria 4.0 [15]. El IoT ha desempeñado una transformación en el aprovechamiento del procesamiento y análisis de datos, haciendo posible reunir, analizar y procesar información en tiempo real, mejorando la eficiencia en la que se opera.

De manera general, los dispositivos IoT hacen referencia a los instrumentos que tienen la capacidad de intercambiar o recopilar datos con otros dispositivos y procesarlos localmente; se pueden conectar a diferentes tipos de actuadores que le permitan interactuar con otros módulos físicos que estén en las proximidades del dispositivo [7]. Representan un marco tecnológico innovador que interconecta una amplia gama de dispositivos, además de su capacidad de soportar la monitorización en tiempo real y el control remoto, lo que mejora la eficiencia, la toma de decisiones y la adaptabilidad en diferentes industrias. Una de sus funciones principales es facilitar la comunicación fluida e intercambio eficiente de datos mediante el Internet, garantizando la interacción continua entre sus entidades interconectadas.

Aquí es donde destacan las placas de desarrollo, como por ejemplo el ESP32, para la creación de prototipos IoT con interfaces E/S (Entrada/Salida) como el GPIO (Entrada/Salida de propósito general), estandarizados a base de programación IDE Arduino. Esto permite conectar las placas de desarrollo con una amplia gama de sensores y actuadores, como son los sensores de temperatura,

luz, humedad, presión, presencia, calidad de aire, distancia, contacto, sonido, etc., los cuales son económicos y de fácil acceso [20]. Por lo tanto, los beneficios que podemos esperar al implementar un sistema IoT es que se pueden optimizar para mejorar las mediciones y detección de variables que se encuentran a nuestro alrededor con la intención de mejorar los aspectos que se pueden controlar.

Aplicaciones de la instrumentación electrónica

Con el avance de esta tecnología en instrumentación, las aplicaciones se expanden a diferentes dominios, mejorando así la eficiencia y la experiencia con el usuario. Donde podemos mencionar algunas de las aplicaciones más significativas:

- Sector Salud: Los sistemas IoT han transformado la atención médica mediante la monitorización remota de pacientes, dispositivos médicos portátiles y sistemas inteligentes de gestión hospitalaria [2, 1, 21]. Como por ejemplo, al integrar sensores que se comunican con los dispositivos IoT, los profesionales de salud pueden averiguar constantes importantes en tiempo real, predecir posibles riesgos a la salud y hacer más eficiente la atención al paciente [2]. Esta tecnología también facilita la telemedicina, permitiendo a los profesionales médicos diagnosticar y tratar a los pacientes a distancia, mejorando así la accesibilidad a la atención médica y reduciendo la congestión hospitalaria.
- Sector Agrícola: Al integrar componentes IoT se pueden tomar decisiones basadas en datos para mejorar la productividad, como lo son los sistemas de riego inteligente para optimizar el rendimiento y reducir el impacto ambiental [2]. Permitiendo a profesionales en agricultura adquirir con precisión datos en tiempo real sobre la humedad del suelo, las condiciones climáticas y la salud de los cultivos [18].
- Sector Energético: Los IoT permiten mejorar la eficiencia energética al habilitar redes inteligentes, sistemas automatizados de respuesta a la demanda y análisis predictivo del consumo energético [22, 13]. También ayudan a optimizar el consumo eléctrico ajustando dinámicamente el consumo según la demanda en tiempo real. Esto reduce costos, minimiza el desperdicio de energía y promueve la integración de energías renovables.
- Instrumentación Inteligente e IoT: Los sistemas inteligentes desempeñan un papel fundamental como plataforma de adquisición, procesamiento y visualización de datos. Estos dispositivos integran múltiples sensores capaces de medir variables físicas tanto del entorno como del propio sistema. Mediante el uso de aplicaciones y protocolos de comunicación inalámbrica, como Bluetooth y Wi-Fi, pueden conectarse a Internet y facilitar la recopilación y transmisión de datos en tiempo real. De esta manera, funcionan como pasarelas de instrumentación, permitiendo la integración de sensores externos y habilitando la supervisión y el control remoto de dispositivos [20].

Aplicación de la instrumentación electrónica en contaminantes

La identificación de contaminantes en líquidos, como por ejemplo el agua obtenida mediante sistemas de bombeo, resulta fundamental para garantizar un consumo seguro. Durante la extracción y transporte del agua, se espera que la calidad de esta se mantenga estable. Sin embargo, esta puede verse comprometida cuando ocurren eventos de contaminación asociados principalmente a acciones como el manejo inadecuado de residuos industriales [3]. Por ello, resulta indispensable contar con sistemas de instrumentación capaces de detectar de manera oportuna y preliminar agentes externos dentro del agua que indiquen la presencia de contaminantes.

Entre las aplicaciones de la instrumentación en la detección de contaminantes se pueden encontrar sistemas de monitoreo capaces de adquirir y procesar señales eléctricas que vienen, por ejemplo, de sensores electroquímicos, amperométricos, etc.

De forma específica, por mencionar algunas aplicaciones, la instrumentación se utiliza junto a sensores ultrasensibles de capas de hidrogel con alta estabilidad y gran conductividad eléctrica. Para la detección se preparan con polímeros sintéticos. Luego se integran a sensores electroquímicos para detectar una amplia gama de moléculas, desde biomoléculas hasta contaminantes ambientales como lo pueden ser las aguas residuales [8]. También, tecnologías de impresión 3D e impresión por inyección de tinta, que se conocen como sensores de serigrafado (combinación de sistemas electroquímicos avanzados con tecnología de serigrafía), pueden ser instrumentados para generar una herramienta poderosa para monitorizar la contaminación del agua [8]. Otra es la fundición por goteo de nanopartículas, que es un método económico y sencillo para fabricar electrodos de superficies modificadas, permite identificar contaminantes que se encuentren dentro de líquidos adaptando un sistema de instrumentación [8]. Por último, podemos mencionar los elementos de reconocimiento impresos molecularmente MIP (por sus siglas en inglés). Son sensores fáciles y económicos de reproducir, además de mostrar una alta selectividad. Su reconocimiento es mecánico y químico, lo que lo hace ideal para aplicaciones ambientales al integrarlos con un sistema de instrumentación [8].

Área de oportunidad

La instrumentación moderna orientada a mediciones eléctricas de variables físico-químicas enfrenta una transición hacia soluciones más compactas, portátiles y de bajo consumo energético. En particular, la detección de iones de amonio (NH_4^+) en agua es fundamental para el monitoreo de calidad y tratamiento de aguas, buscando un dispositivo que permita el diagnóstico de calidad compacto, sensible, preciso y de bajo costo.

En nuestro caso, el uso de la técnica denominada espectroscopía de impedancia eléctrica (EIS), la mayoría de los equipos de medición disponibles en el laboratorio son de acceso limitado y controlado, debido principalmente a su elevado costo y tamaño. Esto restringe su uso en lugares donde se requiere un monitoreo continuo, mediciones y despliegue de datos; es decir, en aplicaciones industriales, ambientales y de control de calidad del agua. Tomando este contexto, surge un área de oportunidad para el desarrollo de sistemas de medición y/o instrumentación fabricados a base de tecnologías IoT, que cumplan con los requerimientos actuales de portabilidad, accesibilidad,

eficiencia energética y capacidad de procesamiento local. Además, de permitir el despliegue de datos de fácil interpretación para el usuario.

De acuerdo con lo anterior, se seleccionaron componentes electrónicos que permiten la integración de funciones de generación, adquisición, procesamiento y visualización de señales para integrar un módulo de medición, que busca facilitar el desarrollo de un sistema compacto, portátil y de bajo consumo energético aplicado a la detección de (NH_4^+) en agua.

Finalmente, las tecnologías comúnmente conocidas como impresión 3D lograron nuevas oportunidades en el diseño CAD (Diseño Asistido por Computadora) para sistemas de instrumentación electrónica. Estas tecnologías permiten la fabricación de estructuras personalizadas, adaptadas a los requerimientos que el usuario requiera, como pueden ser rasgos geométricos y ergonómicos de acuerdo con cada aplicación, permitiendo tener un impacto en los procesos de medición. Asimismo, permiten modificaciones estructurales inmediatas de acuerdo con las diferentes condiciones de orientación, brindando mejoras de acoplo e integración de submódulos. En los sistemas de medición portátiles es importante que su desarrollo de encapsulados sea compacto, ligero y adaptable a entornos de campo, contribuyendo a la protección de los componentes electrónicos.

Objetivos

Objetivo general: Diseñar e implementar un sistema de medición portátil capaz de medir cambios eléctricos (impedancia) provenientes de un sensor de amonio 3D. Además de dotarlo de capacidad de despliegue y transmisión de resultados.

Objetivos específicos:

- Implementar un circuito de medición de impedancia basado en el método *Auto Balancing Bridge*, orientado a aplicaciones de instrumentación electrónica.
- Integrar e interconectar los submódulos a una tarjeta de desarrollo ESP32, que permita la generación de la señal de excitación y la adquisición de señales eléctricas del sistema de medición.
- Desarrollar y adaptar una programación a la tarjeta de desarrollo para compilar los datos provenientes del circuito de impedancia. Esto permite la obtención de parámetros eléctricos, como voltaje pico a pico (V_{pp}) y el voltaje RMS.
- Adaptar y programar un submódulo de visualización OLED SPI 2.4" para el despliegue en tiempo real de los datos obtenidos del proceso de medición.
- Realizar mediciones con concentraciones reales de NH_4^+ para probar el correcto funcionamiento del sistema de medición.
- Generar una metodología de medición para utilizar el sistema de medición.
- Diseñar una carcasa de protección mediante el modelado CAD en 3D para el sistema de medición desarrollado, considerando criterios de protección mecánica, organización interna de los componentes electrónicos y facilidad de manipulación. Asimismo, el diseño busca

ser análogo a un manómetro industrial con el fin de mejorar la seguridad, funcionalidad y portabilidad del prototipo durante su operación y pruebas experimentales.

Contribución de la tesis

Este trabajo aporta un primer prototipo de diseño e implementación de un sistema de medición de impedancia para detectar concentraciones de ion amonio, así como un desarrollo funcional de bajo costo para implementar en condiciones fuera de laboratorio, que puede ser integrado a diferentes sensores, es decir, un sistema de medición modular. El sistema desarrollado presenta un diseño portátil y compacto, orientado a aplicaciones de campo, con la posibilidad de incorporar esquemas de alimentación autónoma (panel solar) como línea de trabajo futura. La integración de técnicas de medición de impedancia en la plataforma electrónica de medición compacta constituye un aporte básico para el desarrollo de sistemas de instrumentación aplicados al monitoreo ambiental.

Las principales contribuciones de este trabajo las podemos enumerar de la siguiente manera:

- Un diseño compacto y de bajo costo de un sistema de medición de impedancia a base de integrar submódulos empleados en instrumentación básica.
- Programación de una tarjeta de desarrollo para dotarlo de capacidad de procesamiento, visualización y comunicación inalámbrica, que permita al usuario tener acceso a los resultados.
- La validación experimental del sistema de instrumentación mediante la medición de variaciones de impedancia asociadas con las variaciones de amonio, con muestras reales, demostrando su funcionalidad en condiciones estables más no controladas.
- Un prototipo de sistema de instrumentación funcional y replicable para mediciones ambientales.
- Una metodología de medición para detectar iones amonio.
- Un diseño 3D ergonómico, manipulable, análogo a un manómetro industrial.

La combinación de medición de impedancia, procesamiento electrónico y visualización local de datos consolida esta propuesta de instrumentación flexible y escalable, susceptible de ser extendida hacia sistemas inteligentes de monitoreo.

Estructura de la tesis

La presente tesis se organiza de la siguiente manera:

- **Capítulo 1:** Se presenta la fundamentación teórica necesaria para el desarrollo del trabajo, abordando los conceptos de impedancia eléctrica, los principios de la espectroscopía de impedancia y una breve descripción del sensor de amonio.
- **Capítulo 2:** Se describe la simulación y análisis del circuito medidor de impedancia, así como su validación bajo diferentes condiciones. Todo en el entorno de simulación utilizando software estándar para el diseño de circuitos electrónicos.



- **Capítulo 3:** Se detalla el diseño CAD y el ensamblado de la estructura que cubrirá al sistema de medición ante cualquier golpe, análogo a un manómetro industrial. Se incluye la arquitectura/interconexión electrónica, así como la integración al sensor de amonio.
- **Capítulo 4:** Se presenta la calibración del sistema de medición empleando valores de resistencia que simulaban cambios de concentración de amonio. Además, se probaron varios filtros de primer orden y se seleccionó el más óptimo. También se incluye la metodología de medición con muestras reales y los resultados.
- **Capítulo 5:** Se exponen las conclusiones derivadas del trabajo realizado, así como los principales resultados del sistema desarrollado y las líneas de trabajo futuro.

Capítulo 1: Marco Teórico

1.2. Conceptos básicos.

En este capítulo se presentan los conceptos básicos que nos ayudaron a diseñar y desarrollar el sistema de instrumentación. Se abordan los principios eléctricos necesarios para la medición de impedancia. Asimismo, se describe el principio de funcionamiento de la metodología Auto Balancing Bridge, el papel de los amplificadores operacionales en el acondicionamiento de señales. Finalmente se presentan el concepto de impedancia, Raíz Cuadrática Media (RMS, por sus siglas en inglés), filtros de primer orden, procesamiento y programación de la tarjeta de desarrollo.

1.3. Concepto de impedancia.

En el dominio de la frecuencia, la impedancia de un elemento eléctrico se define como la razón entre el fasor de voltaje y el fasor de corriente que lo atraviesa. Esta magnitud compleja se representa mediante el símbolo Z y permite caracterizar el comportamiento eléctrico de los elementos pasivos y activos cuando son excitados por señales alternas [12]. Por consiguiente, la impedancia puede expresarse como:

$$Z = \frac{V}{I} \quad (1)$$

A esta expresión se le denomina la ley de Ohm en notación de fasor, donde:

- Z es la impedancia (en ohmios, Ω),
- V es el voltaje expresado como fasor (magnitud y ángulo),
- I es la corriente expresada como fasor.

Si representamos los fasores en forma polar como $V_m \angle \phi$ e $I_m \angle \beta$, [12] por lo tanto:

$$Z = \frac{V_m}{I_m} \angle (\phi - \beta) \quad (2)$$

Donde:

- V_m es la magnitud del voltaje,
- ϕ es el ángulo de fase del voltaje,
- I_m es la magnitud de la corriente,
- β es el ángulo de fase de la corriente,
- $\phi - \beta = \theta$ es el ángulo de fase de la impedancia.



Por lo tanto, la impedancia puede caracterizarse mediante una magnitud $|Z|$ y un ángulo de fase θ , definidos como

$$|Z| = \frac{V_m}{I_m} \quad (3)$$

$$\theta = \phi - \beta \quad (4)$$

La impedancia en un circuito de corriente alterna (CA) cumple un rol análogo a la resistencia en circuitos de corriente directa (CD). Al ser una razón de voltaje a corriente, su unidad también es el ohmio (Ω). Sin embargo, a diferencia de la resistencia, la impedancia es una magnitud compleja que relaciona un fasor de voltaje V con un fasor de corriente I mediante:

$$V = ZI \quad (5)$$

Dado que Z es un número complejo, puede expresarse de varias formas equivalentes:

$$Z = |Z|\angle\theta \quad (\text{Forma polar}) \quad (6)$$

$$Z = Ze^{j\theta} \quad (\text{Forma exponencial}) \quad (7)$$

$$Z = R + jX \quad (\text{Forma rectangular}) \quad (8)$$

Donde:

- $R = \text{Re}(Z)$ es la parte real de la impedancia, llamada parte **resistiva** (en Ω),
- $X = \text{Im}(Z)$ es la **parte imaginaria** de la impedancia, llamada parte **reactiva** (en Ω),
- j es la unidad imaginaria ($j^2 = -1$).

La magnitud de la impedancia y su ángulo de fase también pueden calcularse como:

$$|Z| = \sqrt{R^2 + X^2} \quad (9)$$

$$\theta = \tan^{-1} \left(\frac{X}{R} \right) \quad (10)$$

Estas relaciones se representan gráficamente en el plano complejo, donde la impedancia Z se visualiza como un vector con componente real R y componente imaginaria X , tal como se muestra en la Figura 1.

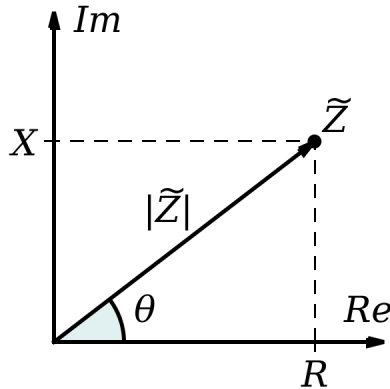


Figura 1: Representación gráfica de la impedancia en el plano complejo [12].

1.3.1. Impedancia de un circuito eléctrico.

Para la medición de la impedancia de un circuito es necesario considerar diversos factores asociados tanto al método de medición como a las condiciones de operación del sistema. Entre estos factores se incluyen la cobertura de frecuencia, el rango dinámico de impedancia, la precisión y estabilidad de la medición, así como la complejidad de implementación y la facilidad de uso del sistema de instrumentación.[17]

La impedancia es un parámetro utilizado para caracterizar circuitos electrónicos, los componentes y los materiales utilizados para fabricar componentes. Se define como la oposición total que un dispositivo o circuito ofrece al flujo de una corriente (CA) a una frecuencia dada [17] y se representa como se muestra en el plano vectorial en la Figura 1.

1.3.2. Método Auto Balancing Bridge

La configuración del circuito Auto Balancing Bridge se muestra en la Figura 2. Permite la medición precisa de la impedancia de dispositivos y sensores bajo prueba. En este contexto, el elemento a caracterizar se denomina Dispositivo bajo prueba (DUT por sus siglas en inglés). Término comúnmente utilizado para referirse al dispositivo cuya impedancia se desea medir/conocer. El circuito puede interpretarse, en esencia, como una configuración de amplificador inversor que opera como un convertidor corriente-voltaje (I-V), ampliamente utilizada en instrumentos de medición de impedancia debido a su alta precisión y estabilidad. Para calcular el valor de la impedancia, se tiene:

$$Z_{\text{DUT}} = \frac{V_{\text{in}}}{I_{\text{DUT}}} = \frac{V_{\text{in}}}{V_{\text{out}}/R_{\text{ref}}} = R_{\text{ref}} \cdot \frac{V_{\text{in}}}{V_{\text{out}}} \quad (11)$$

donde:

- V_{in} es la señal generada por el excitador submódulo AD9833,
- V_{out} es la salida del amplificador operacional proporcional a la corriente,
- R_{ref} es la resistencia de calibración conocida (retroalimentación),
- R_p es la resistencia de prueba.

El principio de funcionamiento del método se basa en el equilibrio entre la corriente I_p , que circula a través del DUT, y la corriente de referencia I_{ref} , que fluye a través de la resistencia de rango R_{ref} . Este equilibrio se logra mediante un convertidor corriente-voltaje (I-V), implementado con un amplificador operacional, el cual mantiene el nodo de entrada a un potencial cercano a cero voltios, condición conocida como tierra virtual. Bajo esta condición, la corriente que atraviesa el DUT es forzada a circular por la resistencia de rango, permitiendo que la impedancia del DUT se determine a partir de la relación entre el voltaje aplicado en el terminal alto (V_p) y el voltaje medido a través de la resistencia R_{ref} (V_{ref}). De esta manera, la impedancia del DUT puede calcularse mediante la relación entre dichas magnitudes eléctricas [17].

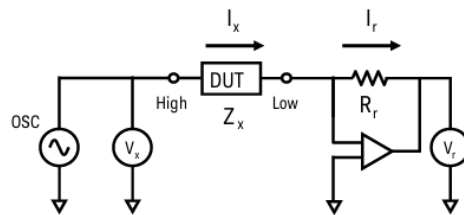


Figura 2: Método de Impedancia Auto Balancing Bridge.[17]

De la ecuación (11) el amplificador operacional obliga a que la corriente I_p sea igual a la corriente en la resistencia de prueba. Esto permite medir indirectamente la impedancia del DUT mediante una resistencia conocida. Entonces $\frac{V_p}{Z_p}$ representa la corriente I_p que atraviesa el DUT, obtenida a partir de la ley de Ohm en el dominio fasorial. También en el diagrama se observa que $I_p = I_{ref}$ indica que, debido a la condición de tierra virtual, la corriente que circula por el DUT es exactamente la misma que fluye por la resistencia de rango. $\frac{V_r}{R_r}$ representa la corriente I_r calculada a partir del voltaje medido en la resistencia de referencia.

1.3.3. Amplificador Operacional

Es un elemento de circuito electrónico, para su uso y complemento con otros componentes que lleven a cabo operaciones de procesamiento de señales.[12] Se compone de una gran cantidad de transistores, resistencias y condensadores conectados en un circuito complejo; su diseño es para detectar la diferencia entre señales de voltaje aplicadas en las terminales inversora y no inversora. Un aspecto importante es su ganancia que permanece constante hasta la frecuencia cero y hasta la frecuencia infinita, es decir que el amplificador operacional buscará amplificar señales de

cualquier frecuencia con la misma ganancia llamándose así su ancho de banda. En la Figura 3 se muestra el amplificador operacional LM741 de uso comercial, es ampliamente utilizado en diferentes aplicaciones electrónicas, tiene 8 terminales de conexión comenzando:

- Pin 1: Terminal de ajuste de offset, utilizada para minimizar el voltaje de offset en la salida.
- Pin 2: Entrada inversora (-), donde la señal de entrada se aplica con inversión de fase.
- Pin 3: Entrada no inversora (+), que sirve como referencia para la amplificación de la señal.
- Pin 4: Alimentación negativa ($-V$), la cual establece el límite inferior del rango de operación del amplificador.
- Pin 5: Terminal de ajuste de offset, utilizada junto con el pin 1 para corregir el desbalance interno del amplificador.
- Pin 6: Salida del amplificador operacional.
- Pin 7: Alimentación positiva ($+V$), la cual establece el límite superior del rango de operación del amplificador.
- Pin 8: No conectado (NC), sin función interna.

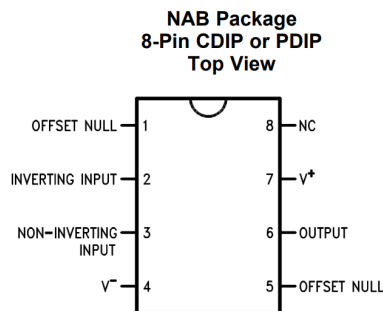


Figura 3: Terminales del amplificador operacional LM741 [24]

1.3.4. Circuito en configuración no inversora

La configuración clásica del circuito se puede ver en la Figura 4. La señal de entrada se aplica directamente a la entrada no inversora, mientras que la entrada inversora se conecta a un divisor resistivo formado por dos resistencias, una conectada a la salida del amplificador y la otra a tierra. Esto hace una realimentación negativa, lo que permite establecer una ganancia estable y controlada.

En el análisis del circuito se asume un amplificador operacional ideal, es decir, con ganancia en lazo abierto muy grande, impedancia de entrada infinita y corriente de entrada despreciable. Bajo estas condiciones, la diferencia de potencial entre las entradas inversora y no inversora es prácticamente nula, por lo que ambos nodos se encuentran al mismo potencial, asimismo para el voltaje en la entrada inversora es igual al voltaje de entrada aplicado en la terminal no inversora. Aplicando

la ley de Ohm al divisor resistivo del lazo de realimentación, se obtiene que la ganancia en lazo cerrado del amplificador en configuración no inversora está dada por:

$$H(s) = \frac{v_o}{v_i} = 1 + \frac{R_2}{R_1} \quad (12)$$

donde R_2 es la resistencia conectada entre la salida y la entrada inversora, y R_1 es la resistencia conectada entre la entrada inversora y tierra. Esta expresión muestra que la ganancia del amplificador es siempre positiva, por lo que la señal de salida se encuentra en fase con la señal de entrada.[24]

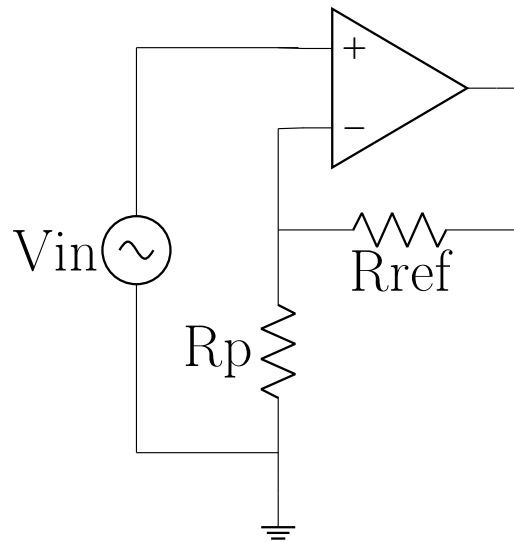


Figura 4: Configuración del amplificador operacional no inversor

1.3.5. Valor Efectivo o RMS

El valor efectivo o Root Mean Square (RMS por sus siglas en inglés) de una señal periódica es el valor de una señal de corriente continua que entregaría la misma potencia promedio a una resistencia que la señal alterna original.[4]

Para una señal periódica de voltaje $v(t)$, el valor RMS se define como:

$$V_{\text{rms}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T v^2(t) dt} \quad (13)$$

Para el caso particular de una señal senoidal:

$$v(t) = V_m \cos(\omega t) \quad (14)$$

el valor RMS resulta:

$$V_{\text{rms}} = \frac{V_m}{\sqrt{2}} \quad (15)$$

La potencia promedio en un circuito de corriente alterna puede expresarse en términos de valores RMS como:

$$P = V_{\text{rms}} I_{\text{rms}} \cos(\theta_v - \theta_i) \quad (16)$$

Para un resistor puro:

$$P = I_{\text{rms}}^2 R = \frac{V_{\text{rms}}^2}{R} \quad (17)$$

1.3.6. Circuitos de primer orden

Los circuitos que contienen condensadores e inductores se pueden representar por ecuaciones diferenciales, lo que significa que el grado del circuito depende del número de condensadores más el número de inductores en el circuito. Los circuitos clásicos contienen únicamente un inductor o un condensador, por lo tanto se denominan de primer orden.[12]

Un circuito con amplificador operacional que contiene al menos un elemento de almacenamiento de energía exhibe un comportamiento dinámico de primer orden. Ejemplos representativos de este tipo de sistemas son los circuitos diferenciadores e integradores, ampliamente estudiados en la teoría de amplificadores operacionales.

En aplicaciones prácticas de instrumentación electrónica, el uso de inductores en circuitos con amplificadores operacionales es poco común; por esta razón, la mayoría de las configuraciones analizadas corresponden a circuitos del tipo RC. El análisis de estos circuitos se realiza generalmente mediante técnicas de análisis nodal, y en algunos casos se emplea el equivalente de Thévenin para simplificar el estudio del sistema.

En la Figura 5 el orden del sistema y su respuesta dinámica dependen directamente de la ubicación del capacitor dentro del circuito, el cual puede encontrarse en la etapa de entrada, en la salida o dentro del lazo de retroalimentación del amplificador operacional. En todos los casos, la presencia de un único elemento de almacenamiento de energía implica un comportamiento de primer orden.[4]

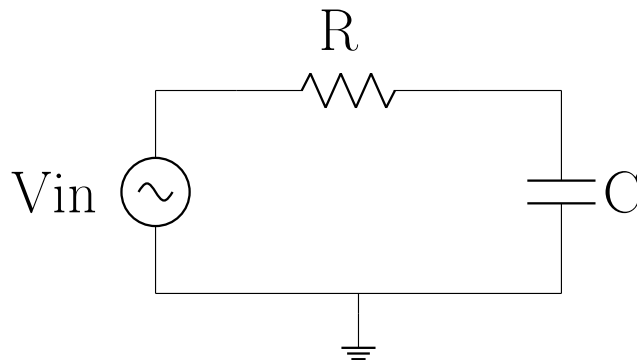


Figura 5: Configuración clásica de un circuito de primer orden [4]

1.4. Componentes electrónicos básicos empleados

Los submódulos o componentes electrónicos y de instrumentación que conforman el sistema de medición IoT desarrollado son los elementos que permiten la adquisición, generación, acondicionamiento, procesamiento y visualización de señales eléctricas, así como la comunicación de la información obtenida. La selección de cada componente responde a los requerimientos funcionales del sistema de medición de impedancia aplicado a la detección de amonio.

1.4.1. ESP32 FireBeetle

El ESP32 de la serie FireBeetle presentado en la Figura 6. Es una tarjeta de desarrollo de bajo consumo diseñado específicamente para proyectos del internet de las cosas IoT, ya que tiene equipado un módulo ESP-WROOM-32 de doble núcleo y comunicación dual Wi-Fi y Bluetooth. Esta tarjeta se alimenta mediante USB o una alimentación externa de 3.7 a 5 [V], además tiene un hardware especial para tener comunicación con múltiples lenguajes de programación.[10] Su tamaño y su alto rendimiento hacen que el FireBeetle se convierta en una solución accesible para proyectos de bajo consumo de energía para facilitar la integración a sistemas dentro de un entorno de Internet de las cosas (IoT).



Figura 6: Tarjeta de desarrollo FireBeetle ESP32 IoT (V3.0) [10]

1.4.2. Display OLED SPI 2.4.

La pantalla Organic Light-Emitting Diode (OLED por sus siglas en inglés) que se puede ver en la Figura 7. Utiliza una interfaz de comunicación Serial Peripheral Interface (SPI por sus siglas en inglés), tiene una resolución de 128×64 píxeles, tiene características como su delgadez y bajo consumo de energía.[26] La hace ideal para dispositivos portátiles cumpliendo la función de permitir la visualización local e inmediata de las mediciones obtenidas; se integra como un componente ideal para los sistemas de instrumentación IoT al facilitar la interacción con el usuario.

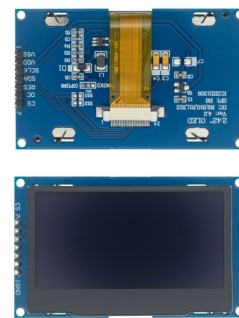


Figura 7: Display OLED SPI 128×64 [26]

1.4.3. Generador de señales AD9833

El generador digital de señales mostrado en la Figura 8 es un dispositivo para generar formas de onda sinusoidal, triangular y cuadrada a una frecuencia de hasta 12.5 MHz; se puede programar mediante una interfaz SPI, además de contar con un oscilador de cristal interno de alta precisión que garantiza la calidad y la estabilidad de las señales.[25] Tiene la función de satisfacer la necesidad del control digital de la frecuencia, reduciendo la intervención manual y mejorando la confiabilidad de las mediciones.

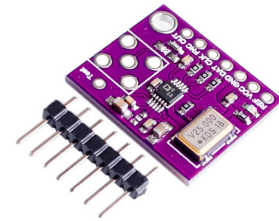


Figura 8: Módulo Generador de Señales con cristal de 12.5 MHz. [25]

1.4.4. Amplificador Operacional TL082

El op-amp que se muestra en la Figura 9. Es un componente analógico para el acondicionamiento de señales dentro del sistema de medición. Desempeña su función importante al realizar la conversión y adaptación de las señales eléctricas. Con los requerimientos de medición de impedancia, ofrece la estabilidad asegurando una medición precisa de la corriente asociada al sensor bajo prueba.[5]



Figura 9: Amplificador operacional dual, 30 V, entrada FET. [5]

1.4.5. Convertidor de voltaje LM2596

Es un convertidor DC-DC regulador de voltaje reductor presentado en la Figura 10. Capaz de convertir una entrada de voltaje superior a un voltaje de salida inferior estable, lo que lo hace ideal para la alimentación de microcontroladores haciéndolo compatible con la tarjeta de desarrollo ESP32 FireBeetle. [27]

Forma parte de la alimentación del instrumento, donde es importante garantizar la eficiencia energética del sistema para permitir regular los niveles de voltaje ante los requerimientos de distintos componentes electrónicos.

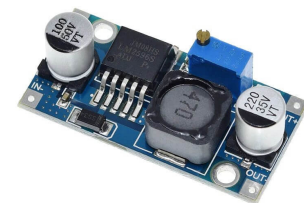


Figura 10: LM2596 Regulador Step Down 25W 3A. [27]

1.4.6. Módulo DD1718P

Se utiliza para proporcionar tensiones de alimentación simétrica al circuito de medición; este submódulo es mostrado en la siguiente Figura 11. Es indispensable ante la correcta polarización del amplificador operacional, así garantizando el comportamiento del circuito y mejorando la precisión en la medición. [6]

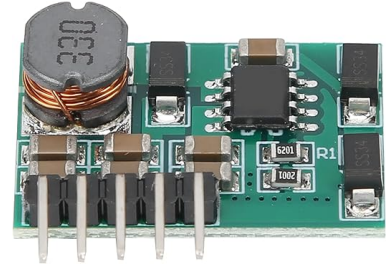


Figura 11: Módulo Elevador DC Boost DD1718PA. [6]

1.5. Procesamiento de datos

El procesamiento de datos se realiza a través de la tarjeta de desarrollo ESP32 FireBeetle. Donde las señales analógicas provenientes del circuito medidor de impedancia son convertidas a formato digital mediante el convertidor analógico–digital (ADC) de la tarjeta. Posteriormente, los datos adquiridos son acondicionados y procesados mediante algoritmos que permiten calcular las características de la señal de interés, como el voltaje RMS, la magnitud de la impedancia y su comportamiento en función de la frecuencia.

La programación también controla al generador de señales, la tasa de muestreo y la sincronización entre la generación y la adquisición de datos, garantizando mediciones repetibles y estables. Las mediciones obtenidas son presentadas de forma local a través de una interfaz visual y, cuando es requerido, transmitidas mediante Bluetooth a otros dispositivos para su análisis o almacenamiento.

De esta manera, la programación no se limita al control del hardware, sino que constituye un elemento fundamental del sistema de instrumentación, al permitir la automatización del proceso de medición, el tratamiento de la información y la interacción del usuario con el sistema IoT.

1.5.1. Programación con Arduino IDE.

El entorno de desarrollo Arduino IDE fue empleado ya que el ESP32 FireBeetle tiene un hardware compatible con Arduino IDE permitiendo el desarrollo de las lecturas de voltaje pico a pico (V_{pp}), el voltaje RMS y la magnitud de impedancia.

En la instrumentación, el Arduino IDE tiene la capacidad para integrar de manera eficiente módulos de hardware heterogéneos, como convertidores analógico–digitales, generadores de señal, pantallas de visualización y módulos de comunicación. Esto permite cumplir con requerimientos actuales de los sistemas de medición, tales como automatización, portabilidad, bajo consumo energético y capacidad de expansión.

Adicionalmente, Arduino IDE tiene una amplia disponibilidad de bibliotecas para la adquisición sincronizada de datos, el procesamiento básico de señales y la visualización de resultados en tiem-

po real, reduciendo el tiempo de desarrollo y la reproducibilidad del sistema en aplicaciones de instrumentación electrónica.

Al final de la tesis se comparte el código utilizado.

1.6. Breve descripción del Sensor de Amonio

Ahora se presenta una breve explicación del funcionamiento básico del dispositivo sensor acoplado al sistema de medición, describiendo su principio de funcionamiento, la impedancia del sensor y el circuito equivalente.

El sistema de medición de impedancia tiene el siguiente funcionamiento: la concentración de amonio debe ser colocada en un recipiente para que la parte principal del electrodo pueda tener contacto y así el circuito pueda detectar las variaciones de voltaje. En cuanto se detecta la concentración de iones de amonio NH_4^+ , en la salida del amplificador operacional se tendrá una modificación en el voltaje pico a pico teniendo una amplificación o una atenuación de la señal. Las mediciones que se van mostrando se pueden ver a través del OLED que nos muestra el valor del voltaje pico máximo, el voltaje RMS y la representación de la señal sinusoidal obtenida. Mientras tanto, la transmisión inalámbrica se limita a proporcionar los datos de medición.

1.6.1. Preparación de electrodos de pasta de carbono modificados

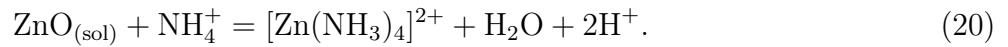
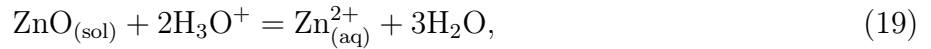
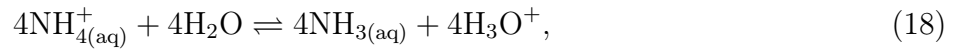
Se prepararon electrodos de pasta de carbono modificados con óxido de zinc (ZnO-CPE) colocando polvo de grafito y polvo de ZnO en un mortero de laboratorio en una proporción de 92:8 (w/w). Los materiales se mezclaron cuidadosamente con aceite mineral hasta obtener una pasta consistente y homogénea. La pasta resultante se depositó en la cavidad del soporte del PLA 3D con una espátula de laboratorio. Previamente, se insertó un alambre de cobre en el soporte desde arriba para establecer contacto eléctrico entre el ZnO-CPE y el medidor LCR. A continuación en la figura 12, se puede ver como se pulió suavemente la superficie de los electrodos con papel de lija y se enjuagó con etanol y agua des-ionizada, respectivamente.



Figura 12: Electrodos de pasta de carbono.

1.6.2. Mecanismo de detección del amoníaco ionizado

En general, cuando las nanoestructuras de ZnO se exponen al aire, adsorben moléculas de oxígeno en su superficie. Estas moléculas capturan electrones de la banda de conducción de ZnO, formando iones de oxígeno como $O_{2(\text{atmósfera})} + e_{(\text{superficie ZnO})}^- \rightarrow O_{2(\text{superficie ZnO})}^-$. Es decir, cuando la superficie de ZnO-CPE se expone al ambiente, forma cúmulos de adsorción química (quimisorción), en los que se forman fuertes enlaces químicos entre los iones de oxígeno y la superficie del material. Esta barrera de alto potencial dificulta el movimiento de los portadores de carga, aumentando así la resistencia eléctrica. Por otro lado, cuando el material interactúa con los iones de oxígeno oxidados, devuelve electrones a la banda de conducción de ZnO y, en consecuencia, aumenta la conductividad. Ahora bien, cuando el NH_4^+ está presente en agua (H_2O), puede ceder un protón (H^+) al H_2O . Además, el NH_3 puede coexistir en equilibrio con el NH_4^+ cuando este último se disuelve en agua. Las siguientes ecuaciones describen la reacción del ZnO (estado sólido) con una solución de NH_4^+ (estado acuoso).



1.6.3. Circuito equivalente

Con base en la composición de los electrodos del sensor, se tiene un modelo de circuito equivalente para describir eléctricamente el proceso de transducción y la respuesta del dispositivo en términos del fenómeno de detección. La Figura 13 muestra imagen de los electrodos (ZnO-CPE).

A partir de una representación de los elementos eléctricos involucrados en el proceso de detección, como son el efecto superficial de las partículas de ZnO, el efecto de la pasta de carbono y el contacto eléctrico entre la interfaz de la pasta y el cable, resultado de las mediciones, tenemos el siguiente circuito:

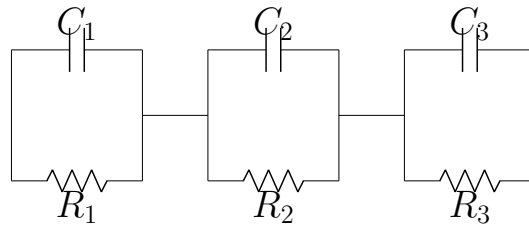


Figura 13: Circuito equivalente para detección de NH_4^+

Estos elementos contribuyen a las propiedades eléctricas del ZnO para la detección de NH_4^+ , y esta composición permite la aproximación de un circuito equivalente para 3D-IS. La Figura b muestra el circuito equivalente propuesto para un área diferencial del electrodo 3D-IS.

1.7. Módulo de medición

El siguiente diagrama de bloques muestra de manera general el principio de funcionamiento del módulo de medición acoplado al sensor de amonio:

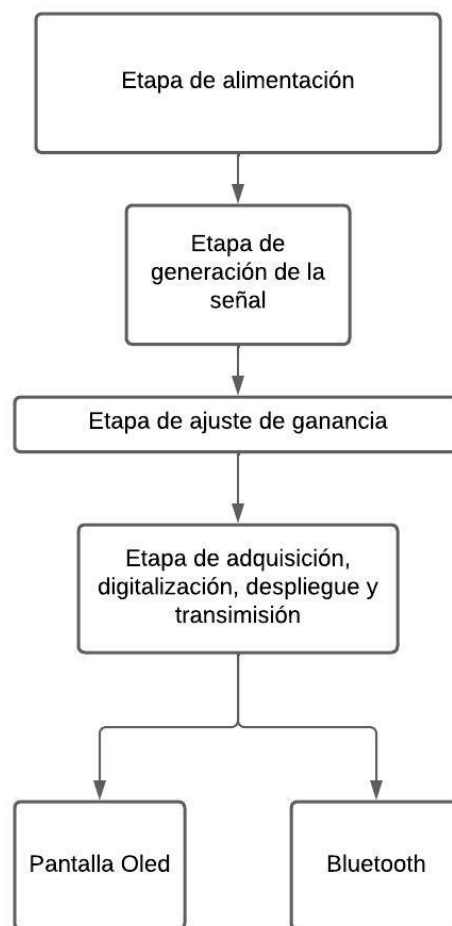


Figura 14: Diagrama de bloques del sistema de medición para un sensor de amonio 3D.

En la Figura 14 se presenta el sistema desarrollado para la medición de impedancia y el flujo de trabajo de las diferentes etapas del proceso de detección de amonio. Se muestra cómo el sistema comienza desde la etapa de alimentación eléctrica hasta la visualización y transmisión de datos. De manera general, se describe cada etapa:

1. Etapa de alimentación (LM2596 + DD1718PA). El sistema de alimentación es el encargado de suministrar las tensiones necesarias para la correcta polarización de cada módulo del sistema. El convertidor LM2596 regula el voltaje de entrada y lo adapta a un voltaje de 5 [V] para la polarización del microcontrolador ESP32 FireBeetle. Por su parte, la fuente DD1718PA proporciona una alimentación simétrica de ± 12 V para el funcionamiento correcto del amplificador operacional TL082.
2. Etapa de generación de señal sinusoidal (AD9833). El generador de señales funciona controlado digitalmente; su función es generar una señal sinusoidal con una amplitud de 600 milivolts pico a pico (mVpp) con una frecuencia conocida y controlable, la cual se utiliza como señal de excitación para el sensor de amonio.
3. Etapa de ajuste de ganancia (TL082). La configuración del circuito medidor de impedancia utiliza el amplificador operacional TL082, tiene el propósito de convertir la corriente que circula a través del sensor de amonio en una señal de voltaje proporcional. Esta configuración permite obtener una respuesta estable del comportamiento eléctrico proveniente del sensor.
4. Etapa de adquisición y procesamiento (ESP32). La tarjeta de desarrollo ESP32 es la encargada de muestrear la señal analógica proveniente del circuito medidor de impedancia mediante su convertidor analógico-digital. Posteriormente, realiza el procesamiento de los datos, permitiendo el cálculo de la amplitud de la señal y el voltaje RMS.
5. Etapa de visualización (Pantalla OLED). Su función es mostrar de manera clara e inmediata los valores obtenidos durante la medición, permitiendo al usuario una lectura directa del estado del sensor y del sistema de instrumentación.
6. Etapa de transmisión de datos (Bluetooth). La comunicación inalámbrica de los datos procesados se manda a dispositivos externos como teléfonos móviles o tabletas para el monitoreo en tiempo real de las mediciones realizadas. Al final se anexa una imagen de los datos recibidos en un dispositivo móvil.

En conjunto, el diagrama de bloques describe el sistema de medición portátil, capaz de generar señales de excitación, acondicionar y adquirir señales eléctricas, procesar datos y desplegar los resultados de forma local o remota, cumpliendo con los requerimientos actuales de medición y monitoreo de sensores de amonio en aplicaciones ambientales.

2. Capítulo 2: Optimización y análisis de un circuito medidor de impedancia

2.1. Análisis y rediseño del circuito Auto Balancing Bridge en configuración no inversora

En la Figura 15, se presenta el diagrama del circuito implementado, el cual permitió analizar el principio de funcionamiento del sistema de medición de impedancia basado en el método *Auto Balancing Bridge*. Este diagrama facilita la comprensión de la interacción entre el generador de señal, el circuito de acondicionamiento y el sensor, así como el flujo de corriente y voltaje involucrados en el proceso de medición.

El análisis de este circuito permitió evaluar el comportamiento eléctrico del sistema ante diferentes condiciones de operación, determinar la relación entre las señales de entrada y salida necesarias para el cálculo de la impedancia. Asimismo, el diagrama sirvió como base para la selección de componentes, la modificación de valores resistivos y la posterior integración con la tarjeta de desarrollo para la adquisición y procesamiento de los datos.

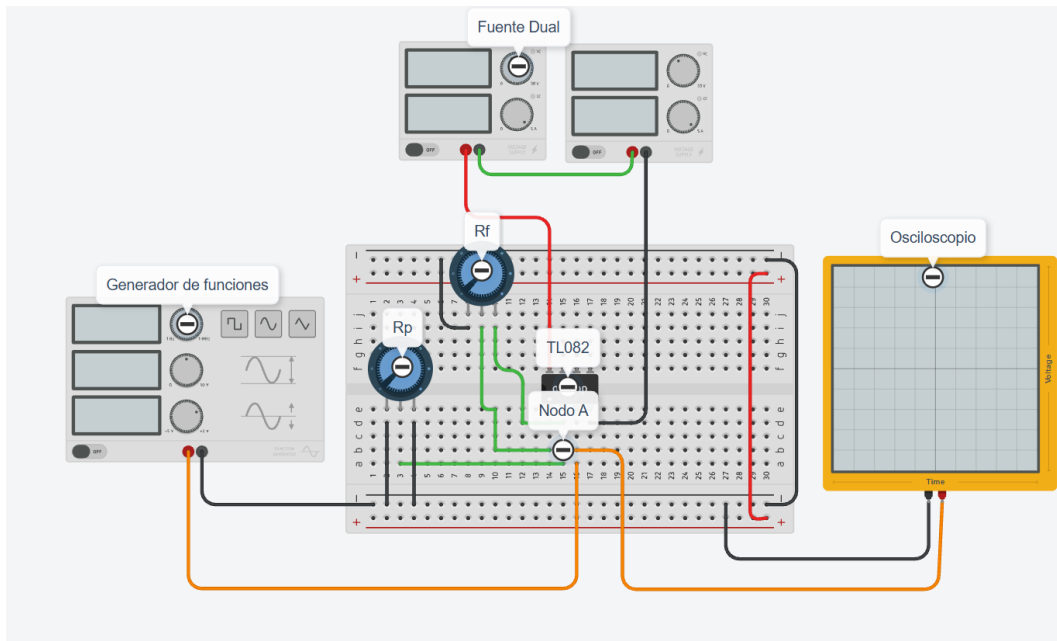


Figura 15: Diagrama del circuito implementado

Para la implementación de la metodología *Auto Balancing Bridge* (ABB) se realizó una adaptación topológica del esquema clásico con el objetivo de simplificar su integración con el sistema desarrollado. En la configuración tradicional del ABB, el material bajo prueba (MBP) es excitado por una fuente de señal, mientras que un amplificador operacional configurado como convertidor corriente-voltaje mantiene el nodo de medición en una condición de referencia controlada, permitiendo que la corriente que atraviesa el MBP sea inferida a partir de la realimentación del amplificador.

Idealmente, se conservó el principio fundamental del método, es decir, la excitación del MBP mediante un voltaje conocido y el control activo del nodo de medición a través de la realimentación del amplificador operacional. No obstante, se modificó la topología del circuito hacia una configuración no inversora. En esta adaptación, el voltaje de excitación se aplica directamente a la entrada no inversora del amplificador operacional, mientras que el nodo inversor, denominado Nodo A, se emplea como punto de conexión del material bajo prueba y como nodo de referencia para las mediciones.

Debido a la realimentación negativa proporcionada por la resistencia de realimentación, el amplificador operacional ajusta dinámicamente su salida para mantener el potencial del Nodo A prácticamente igual al voltaje de entrada. Esta condición implica que el material bajo prueba, conectado entre el Nodo A y tierra, quede excitado por un voltaje controlado y conocido. En consecuencia, la corriente que circula a través del MBP es suministrada por la salida del amplificador operacional y se encuentra determinada por la impedancia del sensor.

Desde el punto de vista funcional, esta modificación preserva el comportamiento de un circuito auto balance característico: el amplificador operacional regula su salida para mantener un nodo de referencia a un potencial definido, mientras que la corriente resultante contiene la información de la impedancia del material bajo prueba. La diferencia principal radica en que, en lugar de forzar un nodo a tierra, se establece un nodo que sigue al voltaje de excitación, lo cual facilita la implementación práctica con el generador AD9833 y el procesamiento digital posterior.

Adicionalmente, esta configuración permitió sustituir la resistencia de prueba (R_p) originalmente empleada por el MBP sin alterar el principio de operación del sistema, habilitando la medición de variaciones de impedancia asociadas al sensor NH_4^+ . El Nodo A se convierte así en el punto de observación donde se establece la excitación del sensor, mientras que la salida del amplificador contiene la información necesaria para el análisis de la respuesta del sistema.

En otras palabras, nuestra adaptación realizada mantiene la filosofía de la metodología del Auto Balancing Bridge, con la excitación controlada y medición indirecta de la corriente mediante realimentación activa, pero con una arquitectura más simple, estable y compatible con el acondicionamiento analógico implementado, lo que permitió su integración con la tarjeta de desarrollo y el sistema de adquisición de datos.

Entonces, nuestro circuito medidor propuesto está basado en una configuración de amplificador operacional no inversor, permite convertir la corriente que circula a través del sensor en una señal de voltaje proporcional. En esta configuración, el nodo de entrada del amplificador se mantiene a un potencial cercano a cero voltios, lo que garantiza que la corriente generada por la excitación del sensor fluya exclusivamente a través de la resistencia de prueba.

La selección y ajuste de los valores de las resistencias del puente (circuito) se realizó considerando el rango de valores de impedancia reportados previamente del sensor de amonio. Además, tomando en cuenta el nivel de voltaje permitido en la entrada del ADC del ESP32, para evitar la saturación y preservar la estabilidad de la medición. Estos valores van desde una magnitud de impedancia para una concentración baja (aproximada de $1\mu\text{M}$) de $13\text{ k}\Omega$ a una concentración alta (aproximadamente $12\ \mu\text{M}$) de $7\text{ k}\Omega$.

Por otro lado, la resistencia variable de retroalimentación se calculó en (R_f) 3.56 k Ω . Este valor nos permite definir y ajustar la amplitud al sistema de adquisición. En la siguiente subsección se proporciona el cálculo. Este valor permite amplificar la señal de corriente proveniente del puente sin comprometer la estabilidad del amplificador operacional TL082, manteniendo un margen adecuado frente a oscilaciones y distorsiones a las frecuencias de operación consideradas. Asimismo, el valor de 3.56 k Ω facilita una relación de ganancia que optimiza la sensibilidad del sistema, permitiendo detectar las variaciones pequeñas en las concentraciones de amonio sin exceder los niveles de voltaje que permite el ADC.

2.2. Selección de amplificador operacional

La elección de este amplificador responde al desempeño eléctrico, análisis previo, disponibilidad comercial y adecuación a los requerimientos del sistema de medición de impedancia. Debido a lo anterior, se seleccionó el amplificador operacional TL082, un dispositivo de entrada JFET ampliamente utilizado en aplicaciones de instrumentación analógica y acondicionamiento de señales de pequeña amplitud.

Una de las principales ventajas del amplificador operacional TL082 es su alta impedancia de entrada, característica fundamental en aplicaciones de medición de impedancia, además de reducir errores asociados a corrientes de polarización. Tiene un ancho de banda de 3 MHz y un slew rate de 13 V/ μ s, que resultan adecuados para señales sinusoidales de baja y media frecuencia [5].

Finalmente, presenta ciertas limitaciones que deben considerarse en el diseño del sistema. En primer lugar, no es un dispositivo rail-to-rail, por lo que su rango de voltaje de salida no alcanza los niveles de alimentación, lo cual limita el margen dinámico y obliga a seleccionar cuidadosamente las tensiones de alimentación para evitar saturación. Asimismo, su desempeño puede degradarse en aplicaciones que operan a frecuencias elevadas o que requieren alta velocidad de respuesta, debido a sus limitaciones en ancho de banda y slew rate. En particular, a frecuencias inferiores a 1 kHz pueden observarse respuestas más lentas y una disminución en la resolución de la medición de impedancia. Por otro lado, cuando se trabaja por encima de 100 kHz, pueden introducirse errores asociados a efectos de fase, ganancia finita y limitaciones dinámicas propias del dispositivo.

- Aplicaciones del amplificador TL082

El amplificador operacional TL082 se emplea comúnmente en aplicaciones de instrumentación, acondicionamiento de señales analógicas, convertidores corriente-voltaje, filtros activos y amplificadores de precisión. En este contexto, su función como núcleo del circuito medidor de impedancia permite obtener una lectura confiable de la corriente que circula a través del sensor de amonio.

- Diagrama de pines del amplificador operacional

En la Figura 16 se muestra el diagrama de pines del amplificador operacional TL082, donde se identifican los pines de las entradas inversora y no inversora, los pines de alimentación para su polarización correcta y su pin de salida. El diagrama es fundamental para comprender la conexión del dispositivo dentro del circuito medidor de impedancia.

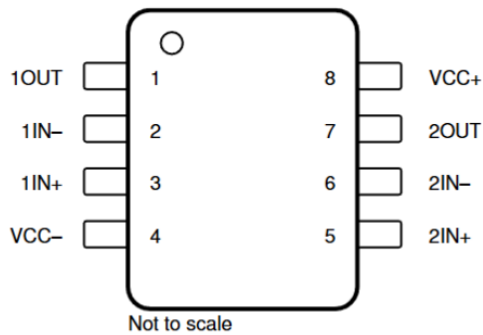


Figura 16: Pines del Amplificador Operacional TL082 [5]

2.3. Análisis del circuito no inversor

El circuito propuesto se analiza básicamente como un amplificador no inversor cuya realimentación está dada por una resistencia R_f y la resistencia de prueba R_p conectado a la entrada inversora y posteriormente a tierra. La entrada V_{in} del generador ingresa al terminal no inversor del amplificador operacional.

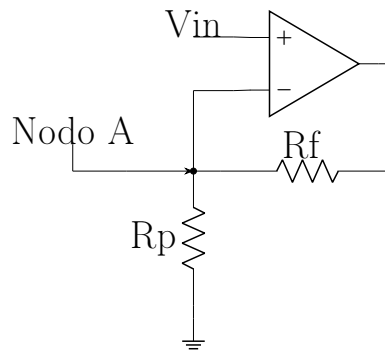


Figura 17: Configuración clásica de un circuito no inversor

Comenzando con el análisis del circuito de la figura 17 tenemos las reglas del amplificador operacional ideal.

$$\left. \begin{matrix} I^+ - I^- \\ V^+ - V^- \end{matrix} \right\} = 0 \quad (21)$$

Nos indica que la corriente y el voltaje en la terminal positiva y en la terminal negativa es nula. En la entrada no inversora está conectada a V_{in} .

$$V^+ = V_{in} \quad (22)$$

Por lo tanto siguiendo la segunda regla del op-amp ideal:

$$V^- = V^+ = V_{in} \quad (23)$$

Al no tener un elemento resistivo no tenemos alguna corriente al op-amp por lo tanto se obtiene:

$$I_1 = I_2 \quad (24)$$

Haciendo el análisis de mallas obtenemos:

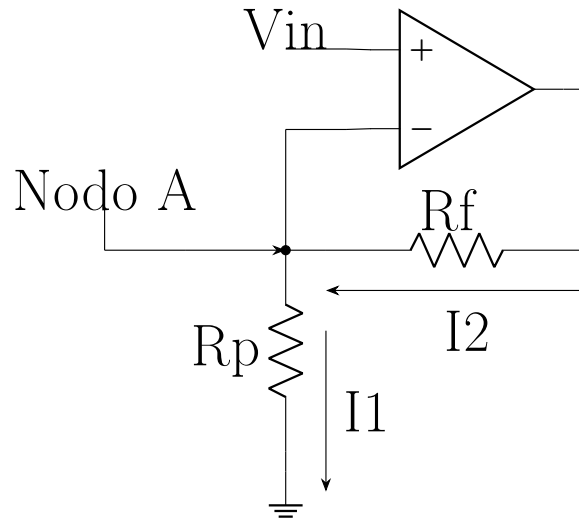


Figura 18: Corrientes a través del circuito no inversor

En la figura 18 podemos ver el comportamiento de la corriente I_1 que pasa por R_p es:

$$I_1 = \frac{V_{in}}{R_p} \quad (25)$$

La corriente I_2 que pasa por R_f es:

$$I_2 = \frac{V_{out} - V_{in}}{R_f} \quad (26)$$

Igualando corrientes obtenemos:

$$\frac{V_{in}}{R_p} = \frac{V_{out} - V_{in}}{R_f} \quad (27)$$

Desarrollamos:

$$V_{in}R_f = R_p(V_{out} - V_{in}) \quad (28)$$

$$V_{in}R_f = R_pV_{out} - R_pV_{in} \quad (29)$$

$$V_{in}(R_f + R_p) = R_pV_{out} \quad (30)$$

Despejamos para obtener la ganancia del amplificador

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{R_f + R_p}{R_p} \quad (31)$$

El divisor resistivo en lazo cerrado está formado por R_f en serie con R_p , donde el nodo A se conecta a la entrada inversora del amplificador. Por teoría del amplificador no inversor, la ganancia en lazo cerrado es:

$$H(s) = \frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = 1 + \frac{R_f}{R_p}. \quad (32)$$

2.3.1. Sustitución de valores

Los valores de las resistencias empleadas en el circuito de medición basado en nuestra configuración, se determinaron para darle estabilidad del sistema de medición de impedancia. El valor de la resistencia de realimentación R_f se estimó a partir de la ganancia deseada del sistema y de un valor nominal de la resistencia de prueba R_p , correspondiente a una concentración intermedia del sensor. Considerando una ganancia aproximada de $H(s) \approx 1.5$, la resistencia de realimentación se obtiene como:

$$R_f = (H(s) - 1) R_p \quad (33)$$

Dado que el valor de la resistencia de prueba se encuentra dentro de un rango dinámico dado que el sensor depende de la concentración de iones de amonio NH_4^+ se propone una $R_p \approx 7 \text{ k}\Omega$, para poder obtener una resistencia de retroalimentación R_f :

$$R_f = (1.5 - 1) 7 = 3.5 \text{ k}\Omega \quad (34)$$

Este valor permite tener un panorama para amplificar adecuadamente la señal del sensor sin inducir saturación del amplificador operacional. Además de establecer la ganancia de transimpedancia del amplificador operacional y asegura el equilibrio de corrientes.

Estos valores son estimados considerando el rango dinámico esperado del sensor electroquímico y las variaciones de impedancia asociadas a distintas concentraciones de iones de amonio en la solución.

Es importante destacar que la selección de la resistencia de realimentación no es arbitraria, sino que responde a un compromiso entre sensibilidad, estabilidad y margen de operación del amplificador operacional.

Al definir R_f en función de una ganancia aproximada de $H(s) \approx 1.5$, se garantiza que el sistema opere dentro de una región lineal, evitando tanto la saturación del amplificador como la pérdida de resolución ante variaciones pequeñas de impedancia. De esta manera, el circuito puede amplificar adecuadamente las señales provenientes del sensor sin introducir distorsiones significativas ni comprometer la estabilidad del lazo de retroalimentación.

Asimismo, esta configuración permite que el sistema sea adaptable a diferentes rangos de impedancia, ya que, en caso de que el sensor presente variaciones fuera del intervalo inicialmente previsto, la ganancia puede reajustarse modificando el valor de R_f . Esto proporciona flexibilidad en el diseño y facilita futuras etapas de calibración experimental.

Por lo tanto, la elección de los valores resistivos constituye un paso fundamental en la implementación del sistema de medición, ya que determina directamente la sensibilidad del circuito, su rango dinámico efectivo y la capacidad de detectar cambios en la concentración de amonio a partir de variaciones en la impedancia del electrodo.

2.3.2. Conexión del electrodo

El sensor conectado a la terminal inversora del amplificador operacional dentro de la simulación se representa en un resistencia variable dado que no corresponde a un valor fijo, sino a la impedancia equivalente del electrodo electroquímico, considerado como el material bajo prueba (MBP) representado en el circuito medidor de impedancia como R_p . Dicha impedancia es una magnitud variable cuya variación depende directamente de la interacción del sensor con la solución y, en particular, de la concentración de iones de amonio (NH_4^+) presentes en el medio.

Por esta razón, el sistema no tiene un valor constante para la impedancia del electrodo, sino que está diseñado para medir sus variaciones dinámicas en función de la concentración del amonio. Este comportamiento es fundamental para la aplicación del sistema en la detección de amonio, ya que permite correlacionar los cambios eléctricos del electrodo con las condiciones químicas del entorno.

2.3.3. Impedancia del material bajo prueba

En el circuito medidor de impedancia, la relación entre la resistencia de retroalimentación R_f y la impedancia del material bajo prueba (Z_{MBP}). La cual define la ganancia del sistema de medición. La corriente que circula a través del electrodo está dada por:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = 1 + \frac{R_f}{Z_{MBP}} \quad (35)$$

Despejando nuestra variable de interés.

$$V_{out} = V_{in} \left(1 + \frac{R_f}{Z_{MBP}} \right) \quad (36)$$

$$Z_{MBP} = \frac{R_f}{\frac{V_{out}}{V_{in}}} - 1 \quad (37)$$

Obteniendo la expresión para la impedancia del material bajo prueba:

$$Z_{MBP} = \frac{R_f}{H(s) - 1} \quad (38)$$

Esta relación muestra que la resistencia de retroalimentación es un parámetro fijo y conocido que establece la sensibilidad del sistema, mientras que la impedancia del electrodo varía en la ganancia del sistema. En consecuencia, los cambios en Z_{MBP} se reflejan directamente en la amplitud de la señal de salida, permitiendo su detección y análisis.

2.4. Simulación

Se analizó el comportamiento eléctrico del circuito medidor de impedancia propuesto basado en el amplificador operacional TL082 antes de su implementación física. La simulación permitió evaluar la respuesta del sistema frente a distintos valores de impedancia del sensor, modelado inicialmente mediante una resistencia variable.

Mediante este proceso se verificó la estabilidad del circuito, la amplitud de la señal procesada, la relación entre la impedancia del sensor electroquímico y la señal de salida obtenida, permitiendo asegurar que las variaciones de concentración de amonio puedan ser detectadas correctamente dentro del rango dinámico del sistema de medición.

Adicionalmente, la simulación permitió ajustar componentes clave del lazo de retroalimentación, como la resistencia de ganancia, y confirmar que la señal sinusoidal generada por el AD9833 a una frecuencia de 60 kHz se propaga de manera adecuada a través de todas las etapas del sistema sin introducir distorsiones significativas.

Por lo tanto, la simulación del circuito se realizó utilizando un software estándar en la industria para diseño de circuitos y simulación para electrónica de potencia, analógica y digital, el cual permitió comprender los cambios de amplitud en la señal de salida del amplificador operacional. Generando una señal sinusoidal que representa la señal generada por el módulo AD9833, a una frecuencia de 60 kHz y una amplitud pico a pico de 600 mV. Asimismo, se definieron las alimentaciones simétricas del amplificador operacional TL082 para garantizar su correcto funcionamiento con 12 V.

2.4.1. Resultado de la simulación

Se seleccionaron distintos valores de resistencia de acuerdo al rango mencionado previamente, con el objetivo de reproducir de manera aproximada, el comportamiento eléctrico de sensor. Los valores de resistencia usados fueron: $1\text{ k}\Omega$, $2.5\text{ k}\Omega$, $5\text{ k}\Omega$ y $10\text{ k}\Omega$ los cuales representan una estimación previa, de acuerdo a la caracterización previa del sensor.

Para evaluar correctamente la respuesta del circuito, los valores obtenidos se obtiene el voltaje RMS. Esto es esencial, ya que la señal empleada es sinusoidal y sólo este valor refleja la magnitud efectiva de la señal, independiente de su fase instantánea. Esto permite analizar el voltaje asociado en función de las resistencias empleadas para obtener un comportamiento preliminar de la respuesta del circuito.

1. Resistencia $1\text{ k}\Omega$

En la Figura 19 se modifica el valor del potenciómetro de la resistencia de prueba donde actúa el electrodo, buscando simular su respuesta a este valor de impedancia.

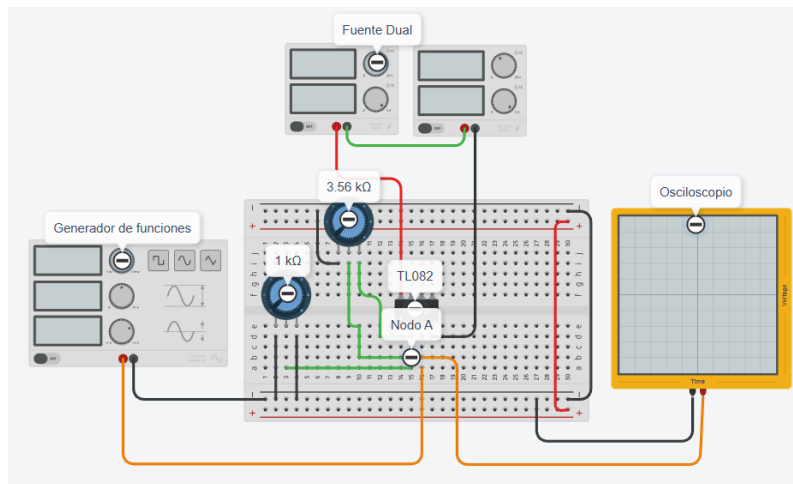


Figura 19: Resistencia de prueba (R_p) = $1\text{ k}\Omega$

En la Figura 20 podemos visualizar la salida de las dos señales. Donde la primera de ellas es proporcionada por el generador de señales representada de color amarillo, mientras que la segunda de ellas es la señal amplificada del amplificador operacional, representada de color azul.

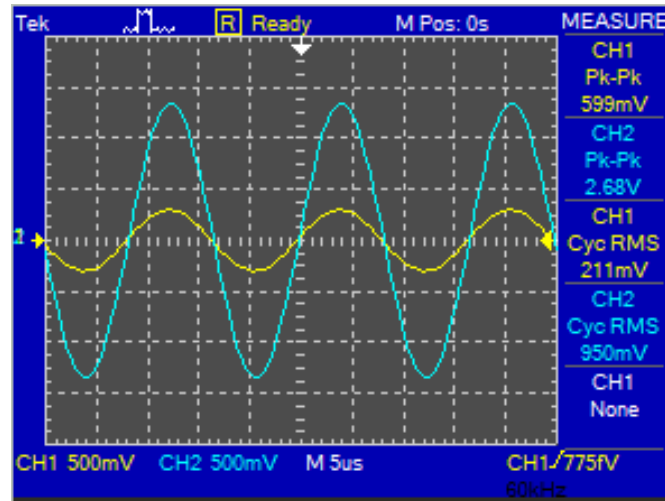


Figura 20: Señales obtenidas con resistencia de prueba $R_p=1\text{ k}\Omega$ con 13.9 V_{pp}

En la Figura 20 nos enfocamos en la señal de color azul donde podemos visualizar que se amplificó la señal obtenida del circuito medidor de impedancia obteniendo un voltaje pico de 13.9 V .

Para la ganancia tomamos los voltajes pico de entrada y salida:

$$H(s) = \frac{2.68}{0.599} \approx 4.47 \quad (39)$$

2. Resistencia $2.5\text{ k}\Omega$

Ahora en la Figura 21 potenciómetro se modificó a una resistencia de $2.5\text{ k}\Omega$, buscando simular su respuesta a este valor de impedancia.

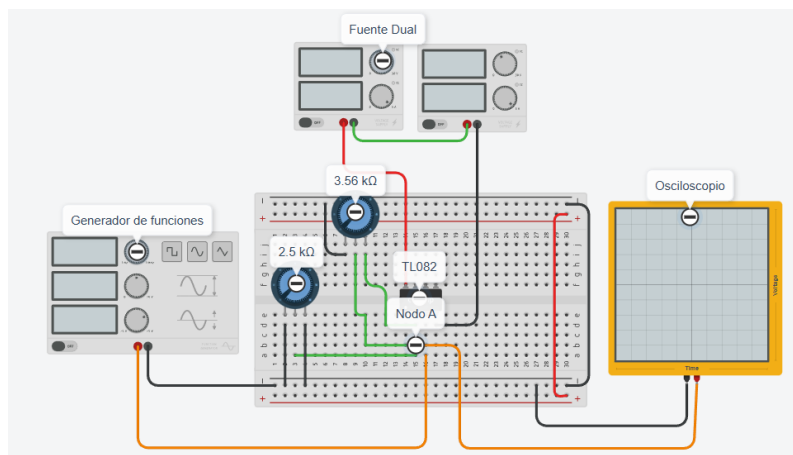


Figura 21: Resistencia de prueba (R_p) = $2.5\text{ k}\Omega$

En la Figura 22 la señal de color azul tuvo una amplificación de la señal sin embargo se obtuvo un voltaje pico de 9.57 V lo cual es inferior a la lectura anterior dando a entender que bajó la concentración en esta medición.

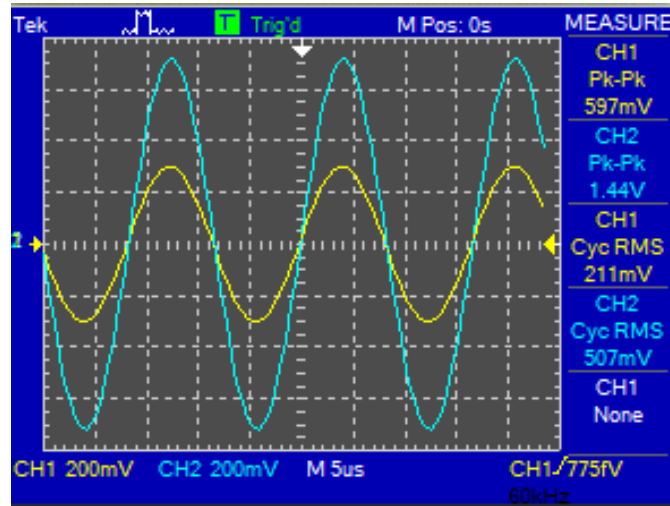


Figura 22: Señales obtenidas con resistencia de prueba con $R_p=2.5\text{ k}\Omega$ con V_{pp} de 9.57

Para la ganancia tomamos los voltajes pico de entrada y salida:

$$H(s) = \frac{1.44}{0.597} \approx 2.41 \quad (40)$$

3. Resistencia 5 kΩ

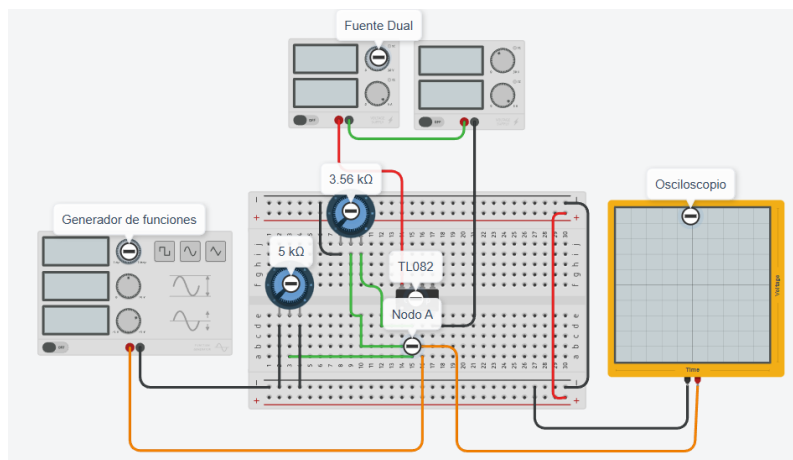


Figura 23: Resistencia de prueba (R_p) = 5kΩ

Ahora en la Figura 23 potenciómetro se modifico a una resistencia de 5 kΩ, buscando simular su respuesta a este valor de impedancia.

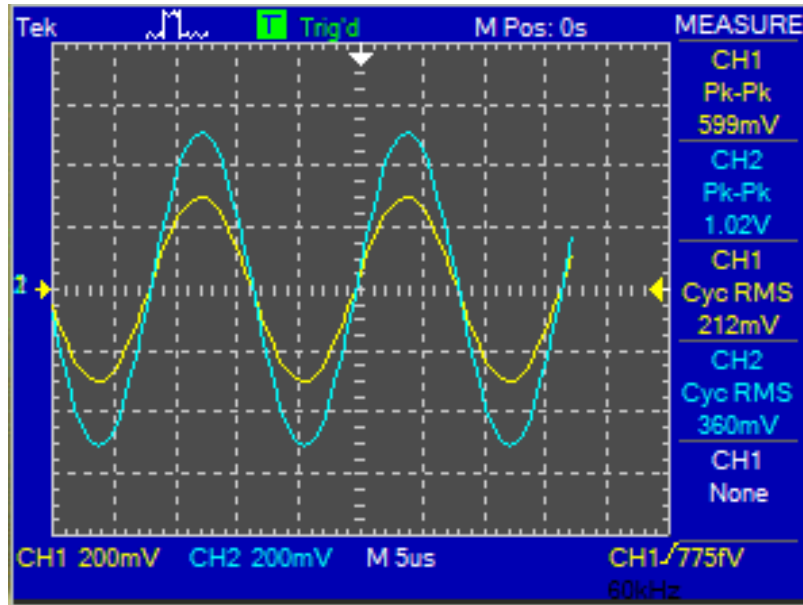


Figura 24: Señales obtenidas con resistencia de prueba con $R_p=5\text{ k}\Omega$ con V_{pp} de 6.79

En la Figura 24 la señal de color azul tuvo el mismo comportamiento de la lectura anterior obtenida. Se observa una tendencia decreciente en el voltaje pico, alcanzando 6.79 V.

Para la ganancia tomamos los voltajes pico de entrada y salida:

$$H(s) = \frac{1.02}{0.599} \approx 1.70 \quad (41)$$

4. Resistencia 10 kΩ

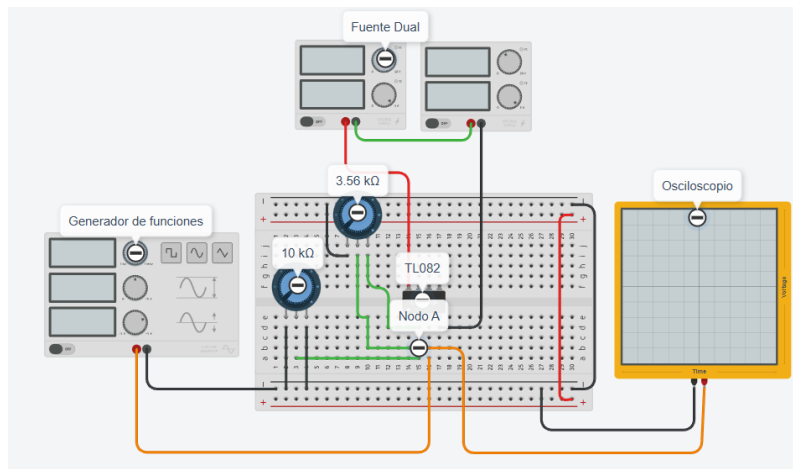


Figura 25: Resistencia de prueba (R_p) = 10kΩ

Ahora en la Figura 25, el potenciómetro se modifico a una resistencia de 10 kΩ buscando simular su respuesta a este valor de impedancia.

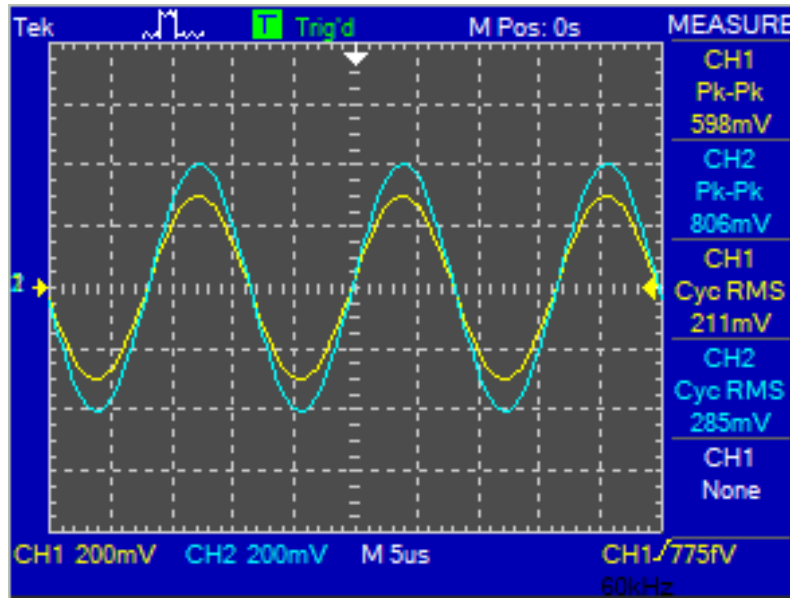


Figura 26: Señales obtenidas con resistencia de prueba con $R_p=10\text{ k}\Omega$ con V_{pp} de 5.37

En la Figura 26 la señal de color azul tuvo una amplificación menor, siguiendo así la tendencia de atenuación de la señal obtenida del circuito medidor de impedancia obteniendo un voltaje pico de 5.37 V.

Para la ganancia tomamos los voltajes pico de entrada y salida:

$$H(s) = \frac{0.806}{0.598} \approx 1.34 \quad (42)$$

2.5. Parámetros estáticos

En el Cuadro 1 se presentan los valores obtenidos del voltaje RMS a partir de las simulaciones realizadas. Estos datos permiten analizar el comportamiento estático del sistema de medición, estableciendo la relación entre la resistencia R , la función de transferencia $H(s)$ y la conductancia $1/R$.

Cuadro 1: Relación entre la resistencia R , la función de transferencia $H(s)$ y la conductancia $1/R$.

| $R (\Omega)$ | $H(s)$ | $1/R (\Omega^{-1})$ |
|--------------|--------|---------------------|
| 10000 | 1.34 | 0.0001 |
| 5000 | 1.70 | 0.0002 |
| 2500 | 2.41 | 0.0004 |
| 1000 | 4.47 | 0.0010 |

A partir de estos datos, se observa que la variable de salida $H(s)$ presenta una relación creciente con respecto a la conductancia $1/R$, lo cual es consistente con el comportamiento teórico esperado del sistema Auto Balancing Bridge (ABB), donde la impedancia del sensor influye directamente en la amplitud de la señal medida.

Con el objetivo de cuantificar esta relación, se realizó un ajuste lineal de los datos experimentales, obteniendo la ecuación:

$$H(s) = 3493.3 \cdot \left(\frac{1}{R}\right) + 0.987$$

La Figura 27 muestra tanto los datos obtenidos como la recta de ajuste correspondiente.

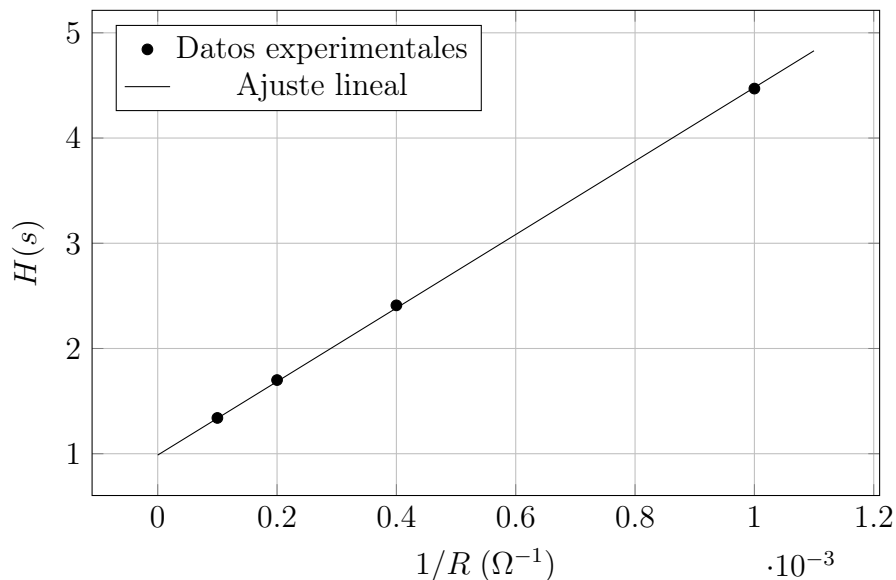


Figura 27: Función de transferencia del sistema en función de la conductancia.

La pendiente de la recta, igual a 3493.3, representa la sensibilidad del sistema de medición, indicando el cambio en la salida $H(s)$ por unidad de variación en la conductancia. Este valor confirma que el sistema presenta una alta capacidad de respuesta ante pequeños cambios en la impedancia del sensor.

Por otro lado, la ordenada al origen (0.987) refleja un offset presente en el sistema, el cual puede atribuirse a errores de medición, no idealidades del amplificador operacional o condiciones iniciales del circuito.

En general, los resultados obtenidos evidencian un comportamiento aproximadamente lineal del sistema dentro del rango analizado, lo cual es fundamental para garantizar una correcta calibración y posterior interpretación de las mediciones experimentales.

2.5.1. Sensibilidad

Para determinar la sensibilidad del sistema, se realizó un ajuste lineal de los datos experimentales considerando la relación entre el valor RMS y la resistencia, bajo el modelo:

El ajuste lineal de la función de transferencia en términos de la conductancia ($1/R$) produce la siguiente relación:

$$H(s) = 3493.3 \left(\frac{1}{R} \right) + 0.987 \quad (43)$$

$$H(s) = m \left(\frac{1}{R} \right) + b \quad (44)$$

$$H(s) = 3470.77 \left(\frac{1}{R} \right) + 1.00492 \quad (45)$$

$$R^2 = 0.999922 \quad (46)$$

A partir de los resultados obtenidos en la simulación podemos visualizar en la figura 27 la gráfica donde se muestra el comportamiento del voltaje RMS en función de la resistencia del sensor, se pueden establecer las siguientes conclusiones:

1. Existe una relación inversamente proporcional entre la resistencia del sensor y la ganancia del sistema. Se comprueba que conforme el valor de la resistencia disminuye, el voltaje RMS en la salida del amplificador operacional aumenta. Este comportamiento es consistente con la expresión teórica del amplificador no inversor, donde la ganancia depende del cociente entre la resistencia de realimentación y la impedancia del material bajo prueba. Por lo tanto, una menor impedancia permite una mayor ganancia y, en consecuencia, una mayor amplitud en la señal de salida.
2. Al graficar la ganancia en función de la conductancia ($1/R$), se observa una tendencia aproximadamente lineal creciente dentro del rango de 1 k Ω a 10 k Ω . Este comportamiento confirma que el sistema responde de manera proporcional a las variaciones de impedancia del sensor, validando el modelo teórico propuesto y demostrando que el circuito posee un comportamiento predecible dentro del rango dinámico analizado.

3. El comportamiento decreciente de la gráfica permite observar el comportamiento preliminar del electrodo. Recordando que los valores de resistencia empleados representan previa caracterización del sensor bajo distintos niveles de concentración de amonio.
4. Los resultados muestran que el circuito propuesto presenta una sensibilidad de $3.47 \times 10^3 \text{ RMS} \cdot \Omega$, obtenida a partir del ajuste lineal de $H(s)$ en función de la conductancia ($1/R$). El signo positivo indica que el sistema tiene una relación directamente proporcional con la conductancia e inversamente proporcional con la resistencia; es decir, al disminuir el valor de R , el voltaje RMS aumenta. Este comportamiento confirma que la configuración no inversora del amplificador operacional, junto con la frecuencia de excitación seleccionada, permite detectar variaciones de impedancia dentro del rango dinámico de estudio, manteniendo una respuesta prácticamente lineal ($R^2 \approx 0.9999$).

Finalmente, los resultados permiten verificar que la sustitución de la resistencia variable que va de la entrada inversora del TL082 a tierra y su sustitución por el sensor es completamente viable para el montaje experimental. Por lo tanto, dado estos resultados se procede a la implementación física del sistema de medición utilizando el sensor de amonio.

3. Capítulo 3: Ensamble del módulo de instrumentación

3.1. Metodología de ensamble

Los sistemas IoT se componen de múltiples componentes en el desarrollo de su metodología los cuales nos ayudaron al desarrollo correcto del sistema de medición:

1. **Definición del propósito y requisitos del sistema.** En esta etapa se estableció el objetivo principal del sistema, el cual consiste en medir variaciones de impedancia asociadas a la presencia de iones de amonio (NH_4^+) en soluciones líquidas. Asimismo, se definieron los requisitos funcionales y no funcionales, tales como portabilidad, bajo consumo energético, capacidad de adquisición de señales, visualización local de datos y posibilidad de transmisión inalámbrica (Bluetooth), así como el rango dinámico y niveles de voltaje requeridos para la caracterización del sensor.
2. **Especificación del proceso de medición.** El proceso de medición necesario para cumplir con el propósito del sistema, detallando la generación de señales de excitación, la interacción eléctrica con el sensor de amonio, la adquisición de voltajes y el cálculo de la impedancia mediante el circuito medidor de impedancia. En esta etapa se definieron también las condiciones de operación y la forma de excitación del sistema con la señal sinusoidal con el generador de funciones AD9833.
3. **Definición del modelo de dominio.** Se desarrolló un modelo conceptual del sistema que describe las entidades principales involucradas, tales como el sensor de amonio, el circuito de medición de impedancia y la tarjeta de desarrollo. Este modelo, permite que el sistema cumpla con las características de la instrumentación y los sistemas IoT.
4. **Datos del sistema de medición.** Se definió la estructura de la información generada y procesada por el sistema, incluyendo las variables eléctricas medidas voltaje pico a pico (Vpp) y voltaje RMS, así como los datos asociados al proceso de medición, como frecuencia, tiempo y condiciones de operación. Este modelo permitió organizar la información de manera correcta para su visualización y transmisión.
5. **Especificación de los servicios del sistema IoT.** Se establecieron los servicios que ofrece el sistema de medición, definiendo los tipos de entrada y salida de información. Entre ellos se incluyen la adquisición de datos desde el sensor de amonio, el procesamiento local de señales, la visualización de resultados en una pantalla OLED y la transmisión de datos a través de interfaces inalámbricas (Bluetooth) para su análisis remoto.
6. **Especificación del nivel IoT del sistema.** Se determinó el nivel IoT correspondiente al sistema desarrollado, clasificándolo como un sistema de medición con la capacidad de procesamiento local y comunicación, lo que permite su integración en estructuras IoT.
7. **Definición visual del sistema.** Se diseñó la interfaz visual del instrumento de medición, considerando la presentación clara de los valores de impedancia, Vpp, Voltaje RMS y frecuencia en la pantalla OLED y de manera inalámbrica a través de Bluetooth. Con el propósito de la interpretación de resultados durante las pruebas experimentales fuera de un laboratorio.

8. **Vista operativa del sistema.** Se definieron las opciones relacionadas con el despliegue y funcionamiento del sistema, incluyendo los modos de operación, la secuencia de medición, la alimentación energética y las condiciones de uso en entornos reales. Esta vista permitió establecer cómo interactúa el usuario con el instrumento durante el proceso de medición.
9. **Integración de dispositivos y componentes.** Se llevó a cabo la integración física y funcional de los diferentes componentes del sistema, incluyendo el circuito medidor de impedancia, con los diferentes submódulos los cuales lo integran el generador de señales AD9833, la tarjeta de desarrollo ESP32, la alimentación y la pantalla OLED, asegurando la correcta comunicación y sincronización entre ellos.
10. **Desarrollo de la programación IoT.** Finalmente, se desarrolló la aplicación encargada de controlar el sistema de medición, gestionar la adquisición y procesamiento de datos, desplegar la información al usuario y habilitar la transmisión de resultados. Esta programación constituye la capa superior del sistema IoT, integrando todas las funcionalidades del instrumento de medición de amonio.

3.2. Construcción

En el lenguaje de programación de Arduino IDE tiene diferentes propósitos uno de ellos es la generación de la señal de 60 kHz, el siguiente de ellos es la visualización de las mediciones en la pantalla OLED y finalmente la transmisión de datos a través del módulo Bluetooth que tiene incorporado.

3.2.1. Conexión entre el ESP32 y el generador de funciones AD9833

Para la generación de una onda senoidal de referencia de 60 kHz se utilizó el módulo AD9833, para el control digital de la señal se realiza mediante la interfaz periférica Serial (SPI), por lo que la tarjeta de desarrollo se configuró como parte central del sistema de medición.

En la Tabla 2 se muestran las conexiones eléctricas entre el ESP32 y el AD9833 empleadas en el sistema de medición. Todas las señales digitales funcionan a 3.3 V, por lo que no se requiere conversión de nivel lógico. La comunicación entre el ESP32 y el AD9833 se realiza mediante el protocolo SPI, enviando palabras de 16 bits al dispositivo. Para configurar la frecuencia de salida, el AD9833 se opera en modo de carga de 28 bits, en el cual el valor completo de frecuencia se transmite en dos palabras consecutivas de 16 bits (14 bits útiles cada una).

La salida analógica del AD9833, disponible en el pin OUT, se conecta a la terminal no inversora del amplificador operacional (pin 3). Posteriormente, la señal se utiliza como señal de excitación para el circuito de medición de impedancia.

El uso del SPI del ESP32 permite que el módulo OLED y el AD9833 compartan las líneas SCLK y MOSI, como se puede ver en la figura 28 utilizando únicamente líneas de selección de chip independientes, lo cual optimiza el número de pines del microcontrolador.

| Módulo | Pin del módulo | Pin en ESP32 | Descripción |
|------------------------|----------------|----------------|------------------------------------|
| AD9833 | VCC | 3.3V | Alimentación del generador |
| AD9833 | GND | GND | Tierra |
| AD9833 | SDATA | GPIO 23 (MOSI) | Datos SPI hacia el AD9833 |
| AD9833 | SCLK | GPIO 18 (SCK) | Reloj SPI |
| AD9833 | FSYNC | GPIO 5 | Chip Select del AD9833 |
| AD9833 | OUT | — | Salida analógica hacia el circuito |
| AD9833 | REF OUT | — | Solo diagnóstico (25 MHz) |
| OLED SPI 128×64 | VCC | 3.3V | Alimentación del display |
| OLED | GND | GND | Tierra |
| OLED | SCK | GPIO 18 (SCK) | Reloj SPI compartido |
| OLED | MOSI | GPIO 23 (MOSI) | Datos SPI compartidos |
| OLED | CS | GPIO 16 | Chip Select del OLED |
| OLED | DC | GPIO 17 | Línea Comando/Dato |
| OLED | RES | GPIO 4 | Reset del módulo |

Cuadro 2: Conexiones del ESP32 con el AD9833 y el display OLED SPI 128×64.

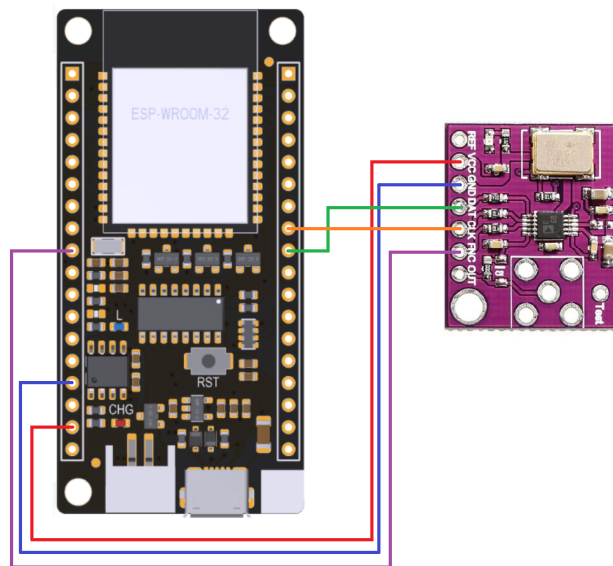


Figura 28: Conexiones Esp32 y módulo AD9833

3.2.2. Conexiones del Display OLED SPI 2.4 128×64

El display OLED SPI de 2.4 con resolución de 128×64 se integró al sistema como una interfaz visual compacta para mostrar en tiempo real las mediciones obtenidas por el circuito. En la figura 29 se pueden mostrar las conexiones con la tarjeta de desarrollo que tiene con la pantalla OLED y a su vez con el módulo AD9833. Estas conexiones se realizaron mediante el protocolo SPI, utilizando

los pines SCK, MOSI y CS de la tarjeta de desarrollo, mientras que el pin D/C se empleó para seleccionar entre comandos y datos. Todos estos pines fueron alimentados a 3.3 V conforme al nivel lógico del ESP32, lo cual garantiza una comunicación segura sin necesidad de convertidores de nivel. Gracias a sus características de la tecnología OLED, este módulo permitió visualizar las mediciones durante las pruebas en el laboratorio. Además, su integración se realizó sin afectar la estabilidad del sistema, ya que la carga sobre el bus SPI es mínima y el consumo total del módulo es reducido, lo que lo convierte en una opción ideal para sistemas portátiles de instrumentación.

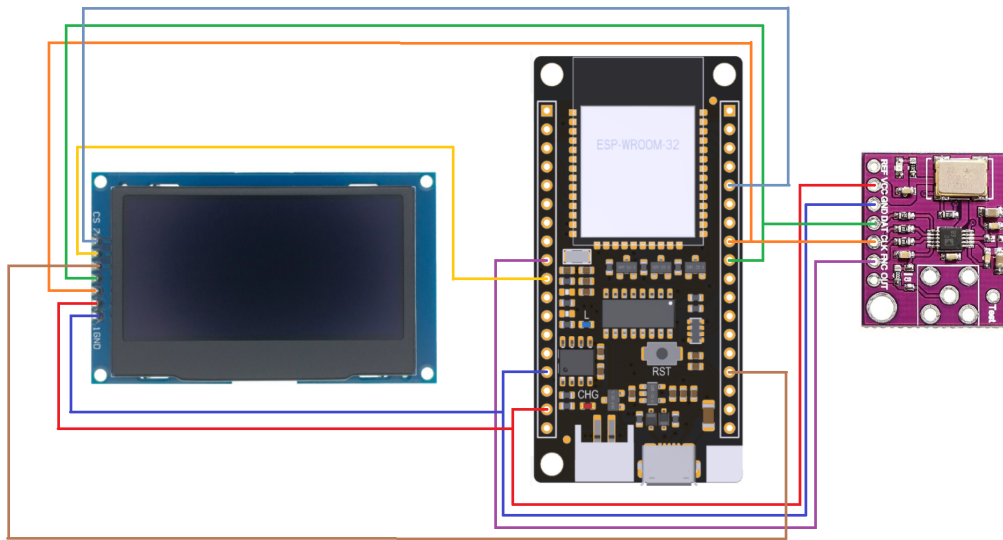


Figura 29: Conexiones del ESP32 con el AD9833 y el display OLED SPI 128×64.

3.2.3. Construcción en protoboard

El sistema de medición se dividió de manera funcional en dos bloques principales. El primero se puede ver en la figura 30 que corresponde al módulo de control y generación de señal, el cual integra la tarjeta de desarrollo con el generador de funciones AD9833 y el display OLED. Este bloque, como se menciona anteriormente, se encarga de la generación de la señal senoidal, la adquisición de datos y la visualización de parámetros como el voltaje pico y el valor RMS.

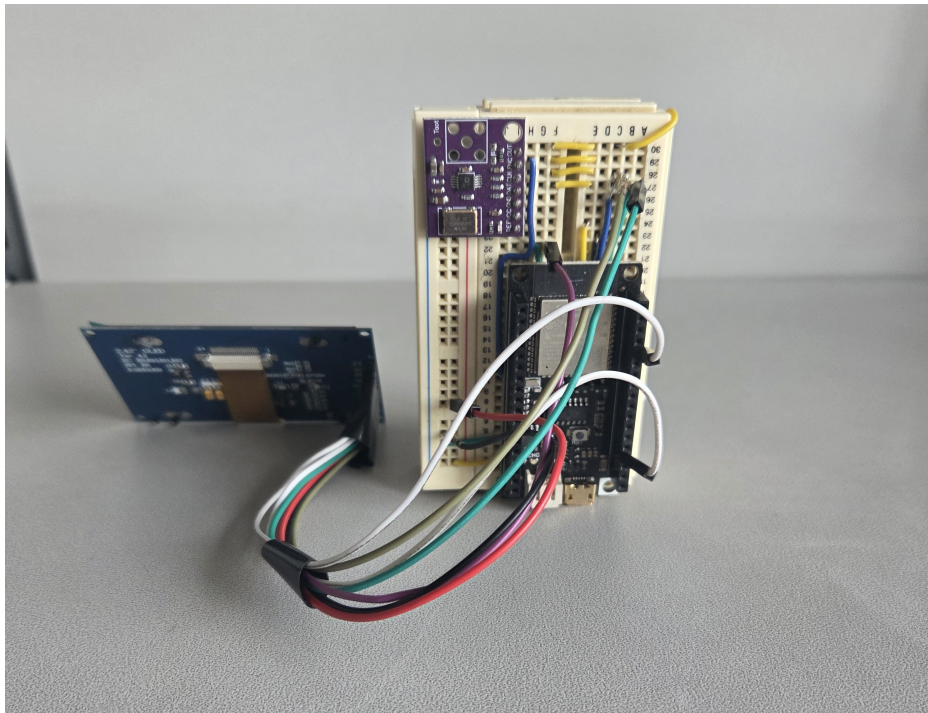


Figura 30: Protoboard con conexiones del ESP32 con el AD9833 y el display OLED SPI 128×64.

El segundo bloque se puede visualizar en la figura 31 corresponde al circuito medidor de impedancia, el cual ha sido implementado de forma independiente en protoboard. Este circuito incluye dos potenciómetros, donde uno de ellos permite el ajuste de la ganancia (R_f) y el segundo es la resistencia de prueba (R_p) que es sustituida por el sensor material bajo prueba (MBP), lo que permite evaluar variaciones de impedancia de manera experimental.

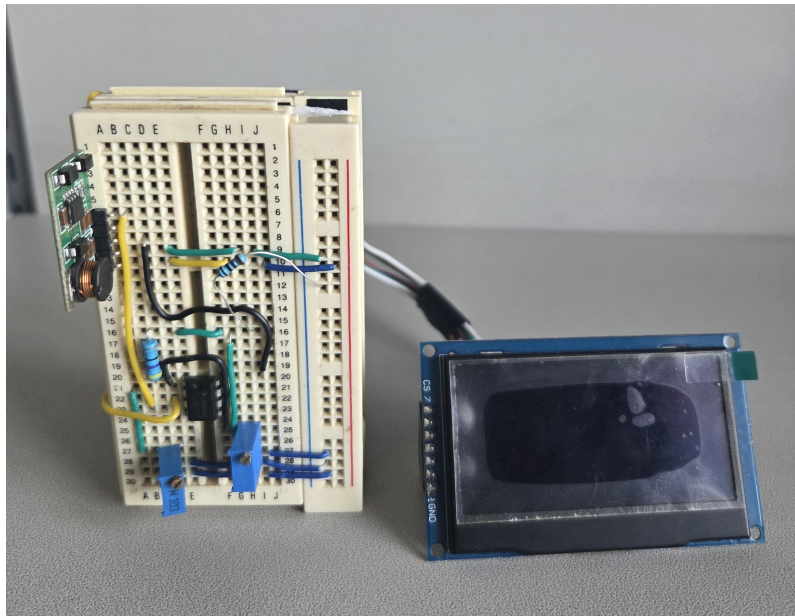


Figura 31: Protoboard con el circuito medidor de impedancia

Finalmente en la figura 32 se tiene la conexión entre estas dos etapas, donde es importante resaltar el módulo LM2596 regulador step down que tiene el objetivo de alimentar la tarjeta de desarrollo y este enciende la pantalla OLED y el AD9833.

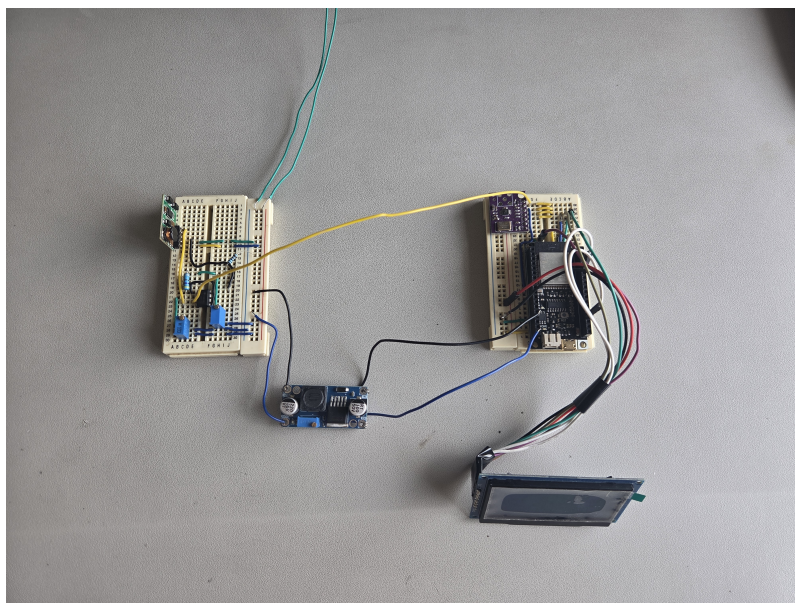


Figura 32: Protoboard con polarización del ESP32 con conexiones del AD9833 y el display OLED SPI 128×64 y circuito medidor de impedancia.

3.3. Etapas de funcionamiento

3.3.1. Etapa 1

1. El circuito medidor de impedancia comienza con la obtención del voltaje de 12 V DC, con esto se consigue la polarización de los submódulos AD9833, la pantalla OLED, el regulador LM2596 y finalmente el DD1718PA.
2. Con los 12 V DC se tienen 2 derivaciones las cuales alimentan ambas etapas, en el primer entorno se necesita el módulo LM2596 el cual tiene el propósito de bajar el voltaje de 5 V DC, para activar la tarjeta de desarrollo el cual al encender entrega un voltaje 3.3 V DC para la alimentación del módulo AD9833 y la pantalla OLED. Mientras tanto con la segunda derivación toma los 12 V DC y tiene la función de alimentar el mdulo DD1718PA y obtener un voltaje dual para la polarización de ± 12 V que necesita el OPAM TL082.

3.3.2. Etapa 2

1. Del submódulo AD9833 obtenemos la generación de la denominada señal de referencia, que tiene como parámetros 60 kHz y un voltaje pico a pico (vpp) de 600 mV ya que actúa como la excitación estable del circuito medidor de impedancia y permite medir los cambios en el sensor, esta señal generada funciona a través de un código generado en el lenguaje de programación de Arduino IDE.
2. En la pantalla se muestran datos como:
 - Frecuencia.
 - Voltaje Valor Cuadrático Medio o por sus siglas en Inglés RMS.
 - Voltaje pico a pico de la señal obtenida del amonio.
3. Finalmente en esta etapa se tiene la transmisión de datos obtenidos mediante Bluetooth, la tarjeta de desarrollo en segundo plano sigue obteniendo la información de las mediciones y estos datos los transmite, para poder ser un receptor del sensor se debe de tener instalada en los dispositivos una terminal serial que pueda mostrar las lecturas que proporciona la pantalla OLED.

3.3.3. Etapa 3

1. Está enfocado en el funcionamiento del circuito medidor de impedancia, donde la configuración no inversora, permite convertir variaciones de impedancia del sensor en un voltaje proporcional y medible. La sensibilidad del circuito es notable al amplificar los cambios en la señal, mientras que valores menores reducen la ganancia para evitar saturación del amplificador operacional.

Finalmente, para el funcionamiento se hace la conexión del sensor para la detección de concentración de iones de amonio (NH_4^+). Este sensor está compuesto por electrodos de ZnO/grafito, cuya impedancia varía según la concentración de iones de amonio en la solución.



Esta característica convierte al circuito en una herramienta efectiva para traducir cambios químicos en señales eléctricas medibles.

4. Capítulo 4 - Mediciones con el sistema de instrumentación.

4.1. Mediciones de un elemento resistivo

El circuito medidor de impedancia se elaboró en el instituto de Ingeniería de la Facultad de Ingeniería de la UNAM, realizando la etapa de caracterización del sistema de medición, donde la resistencia R_p se definió como el material bajo prueba (MBP) del amonio, ya que su variación permite representar distintos niveles de conductividad.

El objetivo de visualizar la señal mediante el Plotter del Arduino IDE fue validar la correcta digitalización de la señal de salida del circuito medidor de impedancia por parte de la tarjeta de desarrollo, en tiempo real y en la pantalla OLED. La resistencia de prueba R_p tendrá variaciones en su valor observando cambios directos en la amplitud de la señal sinusoidal obtenida a la salida del sistema.

Buscando verificar la sensibilidad del circuito se mantiene la resistencia de retroalimentación $R_f = 3.56k\Omega$ y una frecuencia de 60 kHz. Optando por obtener diferentes lecturas de voltajes pico a pico y así poder calcular el valor de la resistencia de prueba y verificándolo con el osciloscopio.

1. Amplitud de señal 1.13 V

Se modificó la amplitud de la señal del circuito medidor de impedancia, donde se puede observar en la figura 33. En la ventana de Arduino IDE se verifica la señal sinusoidal con un voltaje 1.13 V DC y en la figura 34 podemos ver una señal obtenida con un osciloscopio que muestra que la señal tiene un voltaje de 1.13 V DC.



Figura 33: Ventana de Arduino IDLE con la señal de 1.13v

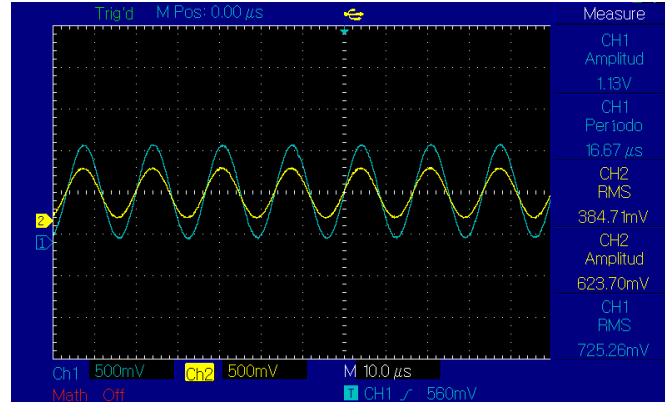


Figura 34: Señal obtenida en el Osciloscopio

Tomando en cuenta los datos de $V_{in_{RMS}}$, $V_{out_{RMS}}$, frecuencia y la resistencia de retroalimentación se puede verificar el valor de esta resistencia de prueba.

A partir de los valores experimentales de voltaje medidos en el circuito medidor de impedancia, es posible verificar el valor de la resistencia de prueba R_p , que modela la impedancia del sensor. La ganancia del sistema se define como la relación entre el voltaje de salida y el voltaje de entrada:

Sustituyendo los valores medidos experimentalmente:

$$V_{out} = 1.13 \text{ V}$$

$$V_{in} = 0.6237 \text{ V}$$

Sustituyendo los valores medidos:

$$H(s) = \frac{1.13}{0.6237} \quad (47)$$

$$H(s) \approx 1.81 \quad (48)$$

Relación teórica del amplificador no inversor:

$$H(s) = 1 + \frac{R_f}{R_p} \quad (49)$$

Despejando R_p :

$$R_p = \frac{R_f}{H - 1} \quad (50)$$

Sustitución de valores:

$$R_f = 3.56 \text{ k}\Omega \quad (51)$$

Entonces:

$$R_p = \frac{3.56 \text{ k}\Omega}{1.81 - 1} \quad (52)$$

$$R_p = \frac{3.56 \text{ k}\Omega}{0.81} \quad (53)$$

Por lo tanto, el valor estimado de la resistencia R_p es aproximadamente:

$$\boxed{R_p \approx 4.4 \text{ k}\Omega} \quad (54)$$

Este resultado representa la resistencia equivalente del sensor para una frecuencia de excitación de 60 kHz, confirmando el comportamiento resistivo del sistema bajo las condiciones de operación evaluadas.

2. Amplitud de señal 1.30 V

Se modificó la amplitud de la señal del circuito medidor de impedancia, donde se puede observar en la figura 35. En la ventana de Arduino IDE se verifica la señal sinusoidal con un voltaje 1.30 V DC y en la figura 36 podemos ver una señal obtenida con un osciloscopio que muestra que la señal tiene un voltaje de 1.30 V DC.

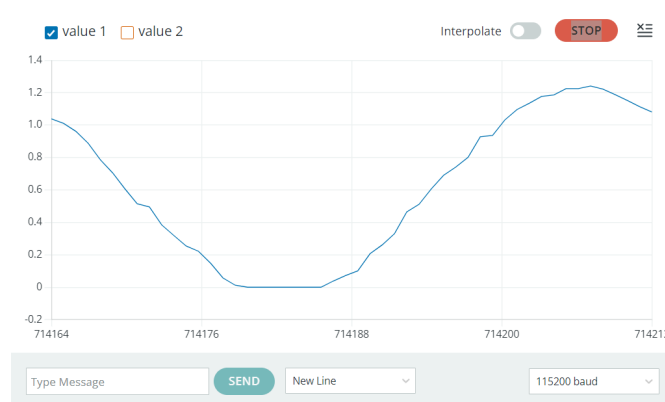


Figura 35: Ventana de Arduino IDE con la señal de 1.30 V

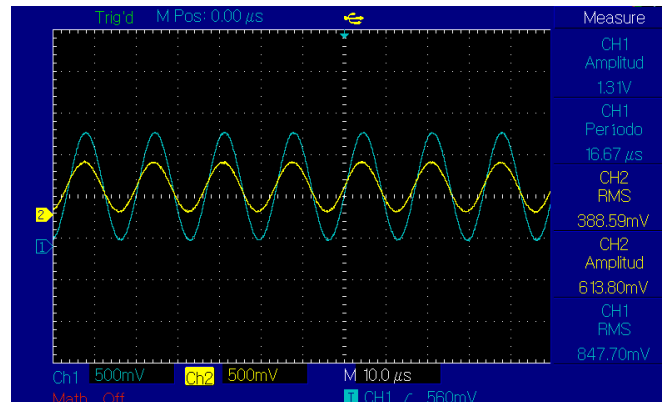


Figura 36: Señal obtenida en el Osciloscopio

Sustituyendo los valores medidos experimentalmente:

$$V_{out} = 1.31 \text{ V}$$

$$V_{in} = 0.6138 \text{ V}$$

Sustituyendo los valores medidos:

$$H(s) = \frac{1.31}{0.6138} \quad (55)$$

$$H(s) \approx 2.13 \quad (56)$$

Entonces:

$$R_p = \frac{3.56 \text{ k}\Omega}{2.13 - 1} \quad (57)$$

$$R_p = \frac{3.56 \text{ k}\Omega}{1.13} \quad (58)$$

Por lo tanto, el valor estimado de la resistencia R_p es aproximadamente:

$$\boxed{R_p \approx 3.2 \text{ k}\Omega} \quad (59)$$

Este resultado representa la resistencia equivalente del sistema de medición para una frecuencia de excitación de 60 kHz, confirmando el comportamiento resistivo del sistema bajo las condiciones de operación evaluadas.

Este resultado indica una disminución en la resistencia equivalente del sistema de medición respecto a mediciones previas, lo cual es consistente con el incremento observado en la amplitud del voltaje de salida para concentraciones mayores del amonio.

3. Amplitud de señal 1.60 V

Se modificó la amplitud de la señal del circuito medidor de impedancia, donde se puede observar en la figura 37. En la ventana de Arduino IDE se verifica la señal sinusoidal con un voltaje 1.60 V DC y en la figura 38 podemos ver una señal obtenida con un osciloscopio que muestra que la señal tiene un voltaje de 1.60 V DC.



Figura 37: Ventana de Arduino IDE con la señal de 1.60 V

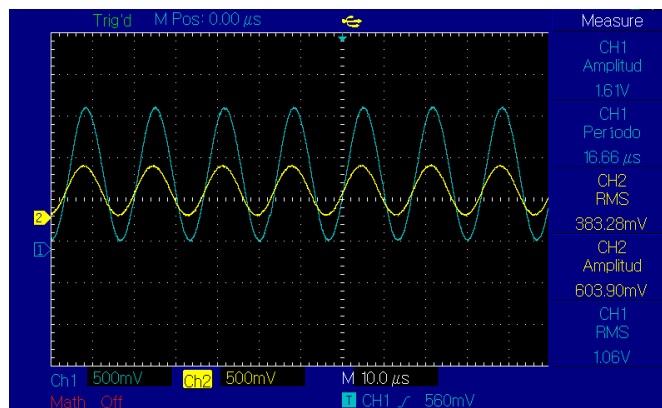


Figura 38: Señal obtenida en el Osciloscopio

Sustituyendo los valores medidos experimentalmente:

$$V_{out} = 1.61 \text{ V}$$

$$V_{in} = 0.6039 \text{ V}$$

Sustituyendo los valores medidos:

$$H(s) = \frac{1.61}{0.6039} \quad (60)$$

$$H(s) \approx 2.67 \quad (61)$$

Entonces:

$$R_p = \frac{3.56 \text{ k}\Omega}{2.67 - 1} \quad (62)$$

$$R_p = \frac{3.56 \text{ k}\Omega}{1.67} \quad (63)$$

Por lo tanto, el valor estimado de la resistencia R_p es aproximadamente:

$$\boxed{R_p \approx 2.1 \text{ k}\Omega} \quad (64)$$

Este resultado representa la resistencia equivalente del sistema de medición para una frecuencia de excitación de 60 kHz, evidenciando el incremento de la ganancia conforme disminuye la resistencia equivalente.

La disminución de R_p concuerda con el incremento de la amplitud de la señal de salida, confirmando la relación inversa entre la resistencia del sistema de medición y el voltaje de salida del sistema.

4. Amplitud de señal 1.92 V

Se modificó la amplitud de la señal del circuito medidor de impedancia, donde se puede observar en la figura 39. En la ventana de Arduino IDE se verifica la señal sinusoidal con un voltaje 1.92 V DC y en la figura 40 podemos ver una señal obtenida con un osciloscopio que muestra que la señal tiene un voltaje de 1.92 V DC.

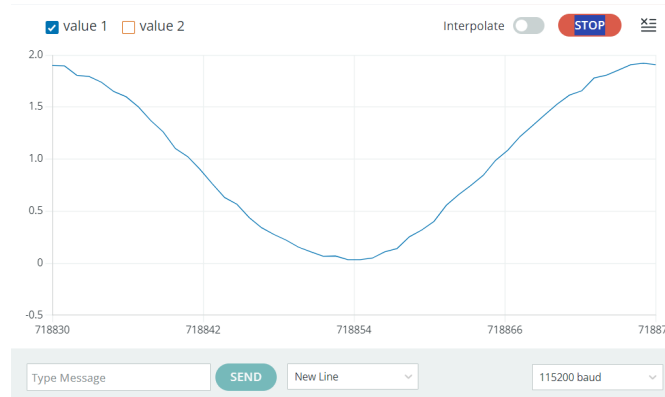


Figura 39: Ventana de Arduino IDE con la señal de 1.92 V

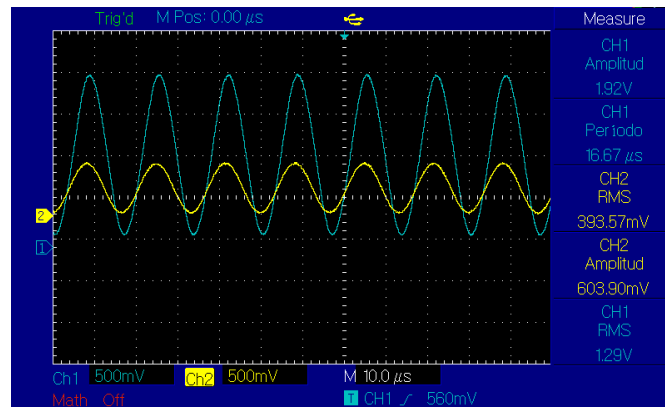


Figura 40: Señal obtenida en el Osciloscopio

Sustituyendo los valores medidos experimentalmente:

$$V_{out} = 1.92 \text{ V}$$

$$V_{in} = 0.6039 \text{ V}$$

Sustituyendo los valores medidos:

$$H(s) = \frac{1.92}{0.6039} \tag{65}$$

$$H(s) \approx 3.18 \tag{66}$$

Entonces:

$$R_p = \frac{3.56 \text{ k}\Omega}{3.18 - 1} \quad (67)$$

$$R_p = \frac{3.56 \text{ k}\Omega}{2.18} \quad (68)$$

Por lo tanto, el valor estimado de la resistencia R_p es aproximadamente:

$$R_p \approx 1.63 \text{ k}\Omega \quad (69)$$

Este resultado representa la resistencia equivalente del sistema de medición para una frecuencia de excitación de 60 kHz, mostrando que al aumentar la ganancia del sistema disminuye la resistencia equivalente, en concordancia con el modelo teórico del amplificador no inversor.

La reducción de la resistencia R_p explica el incremento observado en el voltaje de salida, corroborando la relación inversa entre la impedancia del sensor y la amplitud de la señal de salida.

5. Amplitud de señal 2.20 V

Se modificó la amplitud de la señal del circuito medidor de impedancia, donde se puede observar en la figura 41. En la ventana de Arduino IDE se verifica la señal sinusoidal con un voltaje 2.20 V DC y en la figura 42 podemos ver una señal obtenida con un osciloscopio que muestra que la señal tiene un voltaje de 2.20 V DC.

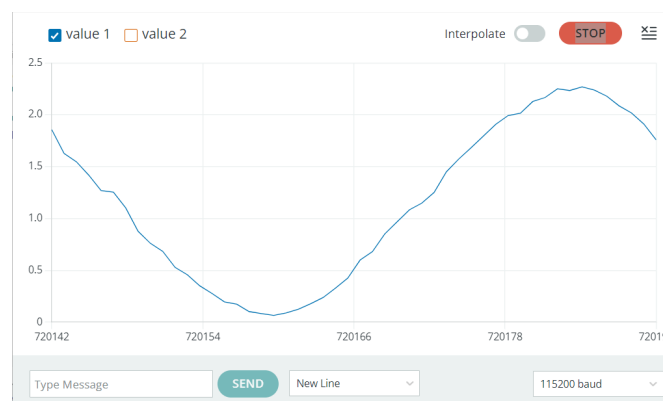


Figura 41: Ventana de Arduino IDE con la señal de 2.20 V

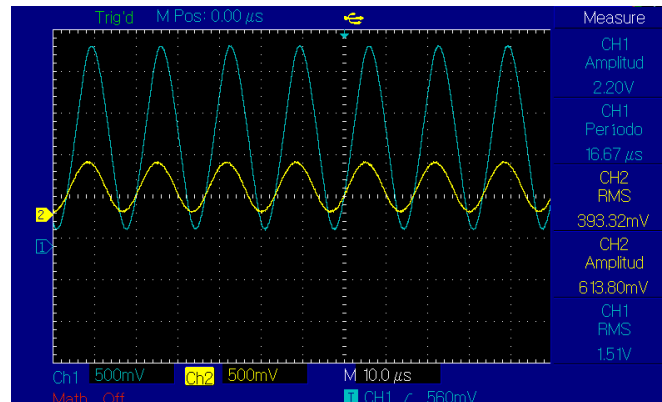


Figura 42: Señal obtenida en el Osciloscopio

Sustituyendo los valores experimentales:

Sustituyendo los valores medidos experimentalmente:

$$V_{out} = 2.20 \text{ V}$$

$$V_{in} = 0.6138 \text{ V}$$

Sustituyendo los valores medidos:

$$H(s) = \frac{2.20}{0.6138} \tag{70}$$

$$H(s) \approx 3.58 \tag{71}$$

Entonces:

$$R_p = \frac{3.56 \text{ k}\Omega}{3.58 - 1} \tag{72}$$

$$R_p = \frac{3.56 \text{ k}\Omega}{2.58} \tag{73}$$

Por lo tanto, el valor estimado de la resistencia R_p es aproximadamente:

$$R_p \approx 1.37 \text{ k}\Omega \tag{74}$$

Este resultado representa la resistencia equivalente del sistema de medición para una frecuencia de excitación de 60 kHz, mostrando que al aumentar la ganancia del sistema disminuye la resistencia equivalente, en concordancia con el modelo teórico del amplificador no inversor.

La disminución de la resistencia equivalente explica el incremento observado en el voltaje de salida, corroborando la relación inversa entre la impedancia del sistema de medición y la amplitud de la señal de salida.

En el Plotter se visualiza únicamente una señal, correspondiente a la salida del circuito, la cual presenta variaciones en su amplitud al modificar el valor del potenciómetro. El interés principal de esta visualización es verificar el voltaje pico a pico (V_{pp}) medido por el ESP32 y compararlo con el valor obtenido mediante el osciloscopio, con el fin de evaluar la fidelidad del proceso de adquisición.

En las mediciones realizadas con ayuda del osciloscopio, se observan dos señales: la señal de color amarillo corresponde a la señal senoidal generada por el AD9833, aplicada a la entrada del amplificador operacional TL082, mientras que la señal de color azul representa la salida del circuito medidor de impedancia. A partir de estas mediciones es posible realizar la comparación directa de los valores de voltaje pico a pico (V_{pp}) obtenidos experimentalmente con los valores desplegados en el Plotter del Arduino IDE, validando así el correcto funcionamiento del sistema de adquisición de datos.

4.2. Calibración del sistema de medición

En las mediciones obtenemos el primer prototipo del cual se puede visualizar en la figura 43 el cual nos muestra la implementación de unos electrodos de grafito los cuales son los conductores que nos ayudarán a obtener el voltaje pico a pico (V_{pp}) que modificará la ganancia en nuestro sistema de medición.

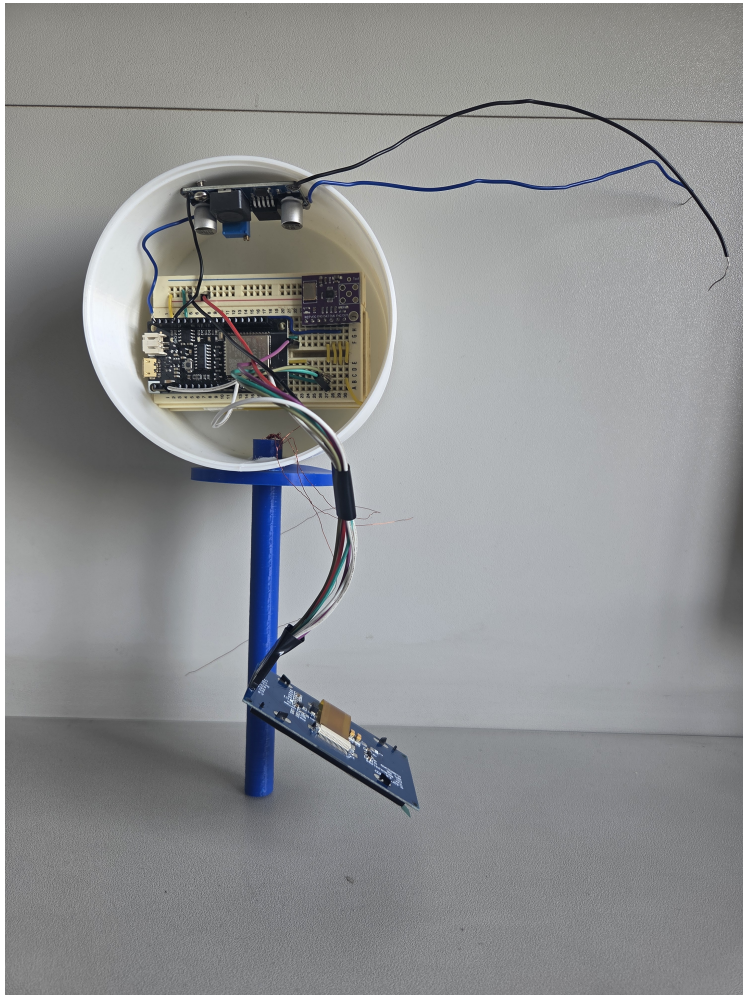


Figura 43: Diseño 3D del sistema de instrumentación de medición de amonio

4.2.1. Calibración

Para el funcionamiento correcto de nuestro sistema de medición es importante tener calibrada la resistencia de retroalimentación (R_f), la primera aproximación tiene el valor de $9.56 \text{ k}\Omega$, mientras tanto el electrodo de pasta de carbón va a sustituir la resistencia de prueba (R_p) que es donde se detectará el amonio.

- Se modificó el potenciómetro hasta tener el valor de $9.5\text{ k}\Omega$ al ser la resistencia de retroalimentación (R_f) pudimos notar que el amonio saturaba la señal de salida como se muestra en la figura 44.

1. Concentración: 0.5 mg/L – $\text{pH} = 8$

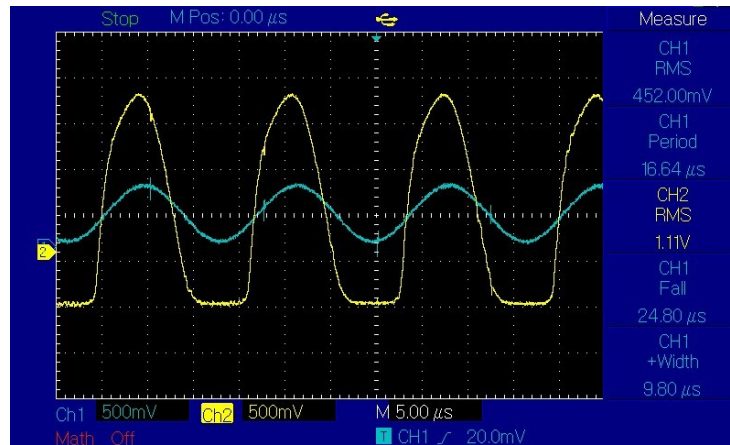


Figura 44: VRMS de la concentración 0.5

El apreciable el aumento de la señal con la concentración de iones de NH_4^+ . El comportamiento de la señal amarilla que se muestra en la figura 45 es una forma de onda senoidal con distorsión notable, en el semiciclo negativo adopta una forma rectangular. Esta característica nos indica que el amplificador operacional ha alcanzado su límite de saturación, impidiendo que la salida siga la forma senoidal de la señal de entrada.

2. Concentración: 7.84 mg/L – $\text{PH} = 8$

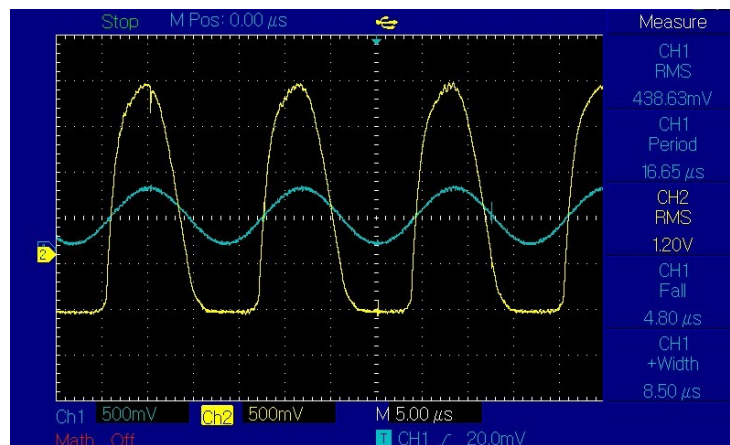


Figura 45: VRMS de la concentración 7.84

En la segunda medición podemos ver nuevamente un aumento en la concentración de

iones de NH_4^+ y como se puede observar en la figura 46 es notable el aumento en el voltaje pico de la señal, sin embargo seguimos viendo una saturación por parte del amplificador operacional.

3. Concentración: 33.5 mg/L – PH = 8

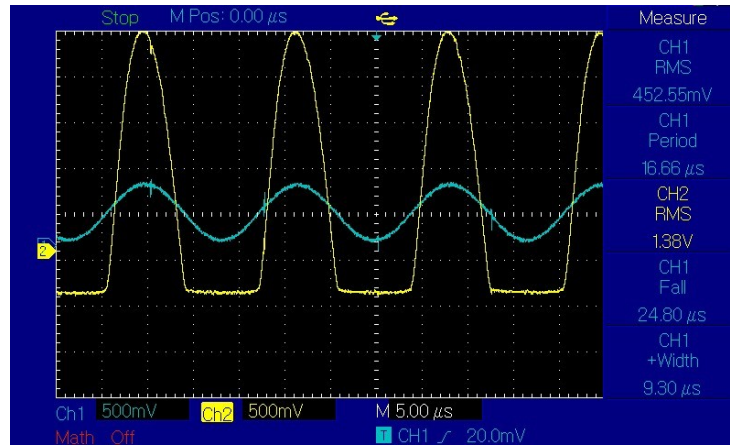


Figura 46: VRMS de la concentración 33.5

Finalmente en la ultima medición se utilizó una concentración de iones de NH_4^+ de 33.5 mg/L donde tenemos nuevamente un aumento de en el voltaje pico a pico y con una semiciclo atenuado por la saturación del amplificador operacional.

4.2.2. Conclusiones de la calibración

Durante las pruebas experimentales se observó que, al utilizar una resistencia de retroalimentación (R_f) de 9.5 k Ω , la salida del amplificador operacional TL082 entraba en saturación. Este comportamiento se debe a que dicho valor de resistencia incrementa la ganancia del lazo de retroalimentación del circuito medidor de impedancia, provocando variaciones en la impedancia del sensor generando altos niveles de tensión de salida superando el rango dinámico permitido por el amplificador.

Esta saturación ocurre cuando el voltaje de salida del amplificador alcanza los límites impuestos por la fuente de alimentación, lo cual nos entrega una incorrecta representación de las variaciones del sensor y erradica la linealidad del sistema de medición.

La asimetría observada en la señal, en la cual el semiciclo positivo conserva una forma sinusoidal mientras que el semiciclo negativo presenta distorsión, se atribuye al offset de 1.65 V implementado para adecuar la señal al rango de operación del ADC del ESP32 (0–3.3 V). Este desplazamiento elimina los valores negativos de la señal original; no obstante, en conjunto con las limitaciones del generador AD9833, provoca una respuesta no uniforme entre ambos semiciclos.

Al sustituir la resistencia de retroalimentación por un valor de 3.56 k Ω , se redujo la ganancia del circuito, manteniendo la señal de salida dentro del rango operativo del TL082. Este ajuste permitió

preservar la estabilidad del sistema, evitar la saturación y asegurar una respuesta proporcional a las variaciones de impedancia del electrodo, logrando así una correcta detección de los cambios de concentración de amonio.

4.3. Medición de amonio en muestra reales

Con base a las mediciones de calibración anteriores la resistencia de retroalimentación se coloca la resistencia de retroalimentación (R_f) al valor de $3.56 \text{ k}\Omega$ para el comienzo de las mediciones con diferentes concentraciones de amonio.

Las concentraciones de amonio en agua de pozo, tienen las siguientes especificaciones

- Concentración: $0.1 \text{ mg/L} - \text{PH} = 8$
- Concentración: $0.25 \text{ mg/L} - \text{PH} = 8$
- Concentración: $0.5 \text{ mg/L} - \text{PH} = 8$
- Concentración: $7.84 \text{ mg/L} - \text{PH} = 8$
- Concentración: $33.5 \text{ mg/L} - \text{PH} = 8$

Se tiene una señal de entrada de 60 kHz generada del AD9833, para la señal de salida es el voltaje que esta entregando el circuito medidor de impedancia con el complemento de la tarjeta de desarrollo para finalmente visualizar el voltaje pico a pico obtenido desde el código de Arduino IDLE.

Las condiciones iniciales del instrumento son en aire y en agua por lo cuales estas serán constantes a lo largo de las mediciones.

1. Aire

Una de las condiciones iniciales es el aire, donde se puede observar que la señal de entrada es igual a la de salida, como se puede ver en la figura 47 indica que el sistema no presenta interacción significativa con el medio y que el electrodo se encuentra en una condición de referencia, útil para la calibración del sistema de medición.

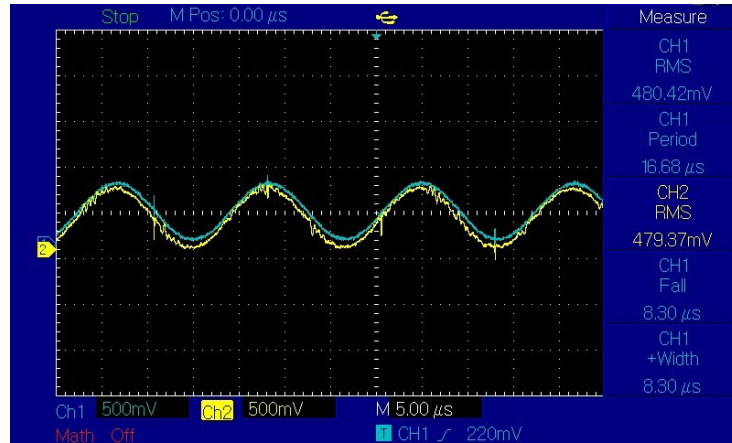


Figura 47: Condición inicial con aire

2. Agua

En el caso del agua, se observa un aumento en la señal de salida debido a la modificación de la impedancia del sensor al interactuar con un medio conductor. En la figura 48 se valida el principio de operación del sistema, demostrando su capacidad para detectar variaciones en el medio a partir de cambios en la amplitud de la señal.

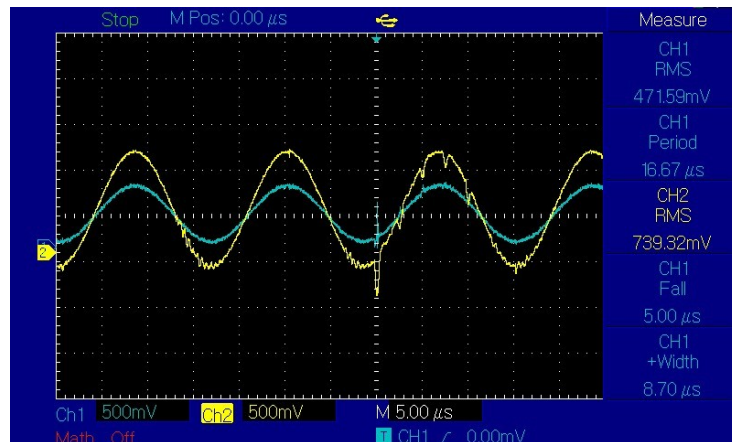


Figura 48: Condición inicial con agua

En cada concentración de análisis se efectuaron tres mediciones consecutivas, a fin de evaluar la estabilidad de la señal y validar el desempeño del circuito medidor de impedancia.

3. Concentración: 0.1 mg/L – PH = 8

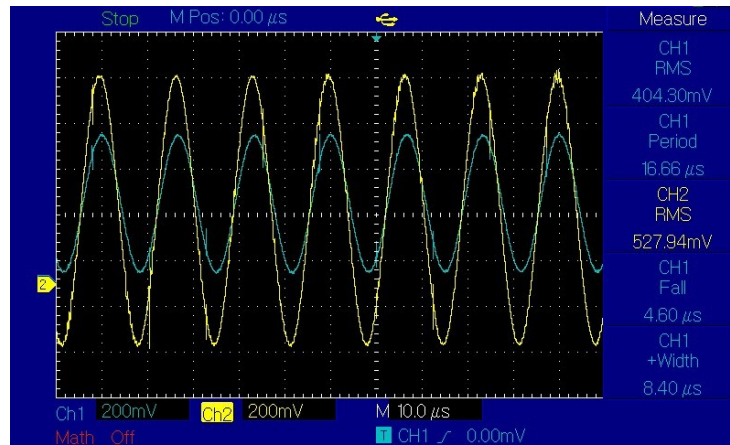


Figura 49: VRMS de la concentración 0.1 - 1er medición

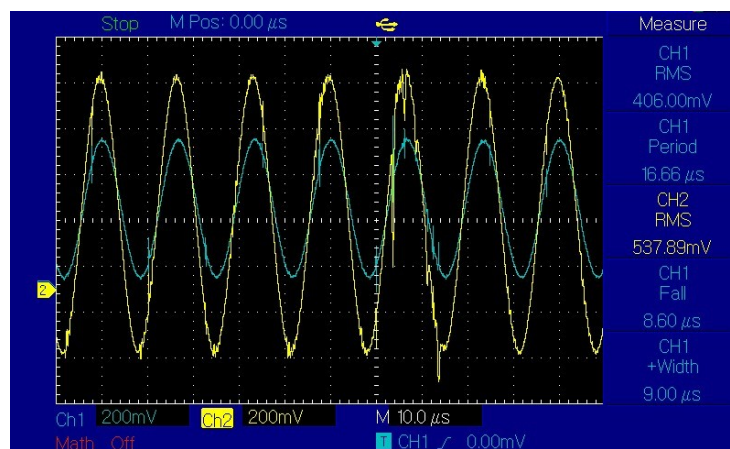


Figura 50: VRMS de la concentración 0.1 - 2da medición

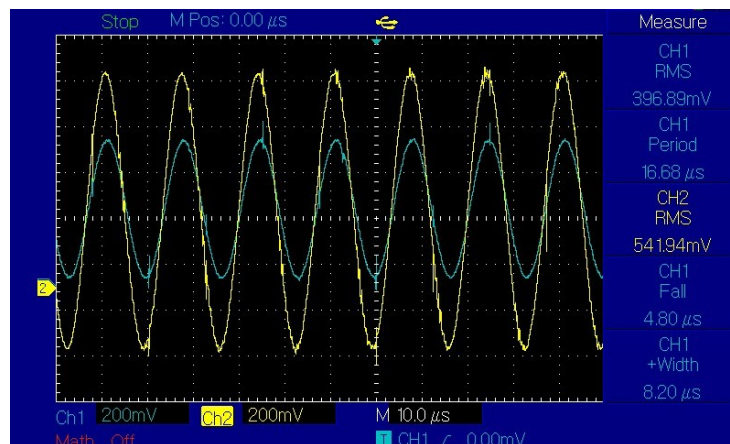


Figura 51: VRMS de la concentración 0.1 - 3er medición

La primera interacción con los iones de amonio NH_4^+ se llevó a cabo con una concentración de 0.1, como se presenta en las Figuras 49–51. Bajo esta condición, se observa un incremento en la amplitud de la señal de salida, asociado a una modificación en la impedancia detectada por el sistema de medición.

Se calcula una ganancia con los valores $V_{RMS_{OUT}}$ y $V_{RMS_{IN}}$ con las 3 mediciones para verificar la respuesta del sistema de medición:

$$H(s) = \frac{535.92}{402.39} = 1.33 \tag{75}$$

Para una concentración de 0.1, se obtuvo una ganancia de 1.33, lo cual indica que presenta una respuesta detectable incluso a bajas concentraciones de NH_4^+ . Este incremento en la ganancia confirma la interacción entre el amonio y el sistema de medición.

4. Concentración: 0.25 mg/L – PH = 8

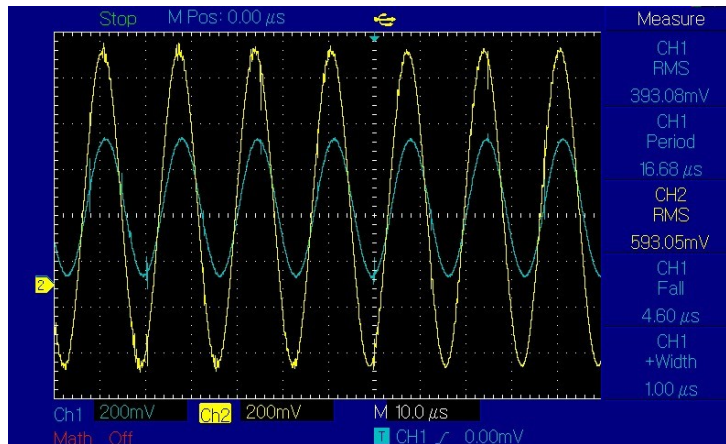


Figura 52: VRMS de la concentración 0.25 - 1er medición

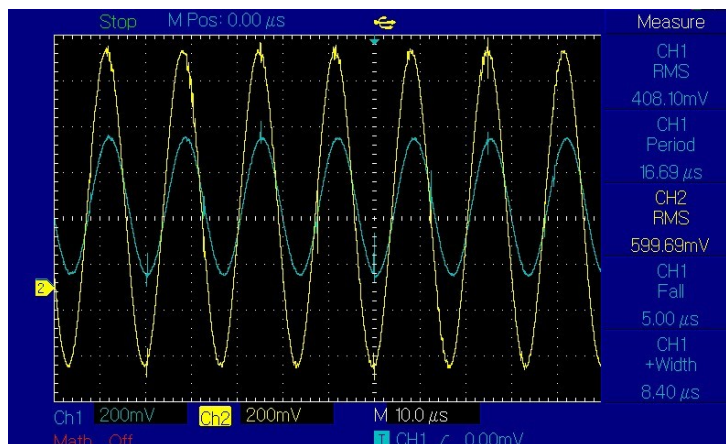


Figura 53: VRMS de la concentración 0.25 - 2da medición

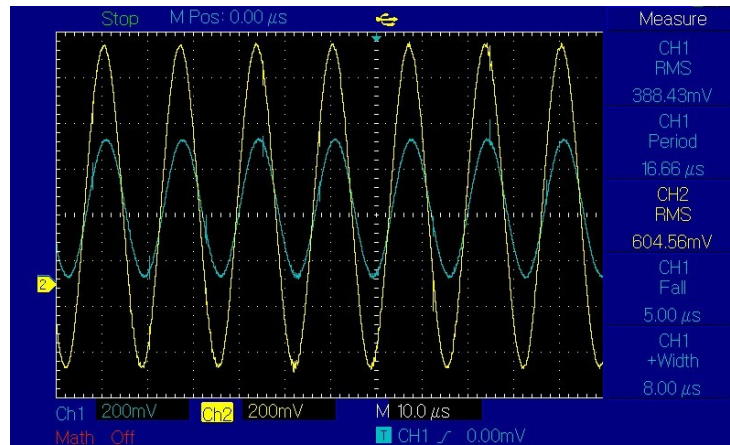


Figura 54: VRMS de la concentración 0.25 - 3er medición

En la segunda interacción con los iones de amonio NH_4^+ , correspondiente a una concentración de 0.25, como se muestra en las Figuras 52–54, se observa un incremento adicional en la amplitud de la señal de salida en comparación con la concentración anterior. Este comportamiento indica una mayor interacción entre el analito y el electrodo, reflejándose en una amplificación más elevada de la señal medida.

Se calcula la ganancia con una concentración de 0.25:

$$H(s) = \frac{599.1}{396.53} = 1.51 \quad (76)$$

El incremento de la ganancia de 1.33 a 1.51 al aumentar la concentración de 0.1 a 0.25 sugiere una relación directa entre la concentración de NH_4^+ y la respuesta del sistema, lo cual confirma el correcto funcionamiento del circuito medidor de impedancia y su sensibilidad ante variaciones en la concentración de amonio.

5. Concentración: 0.5 mg/L – PH = 8

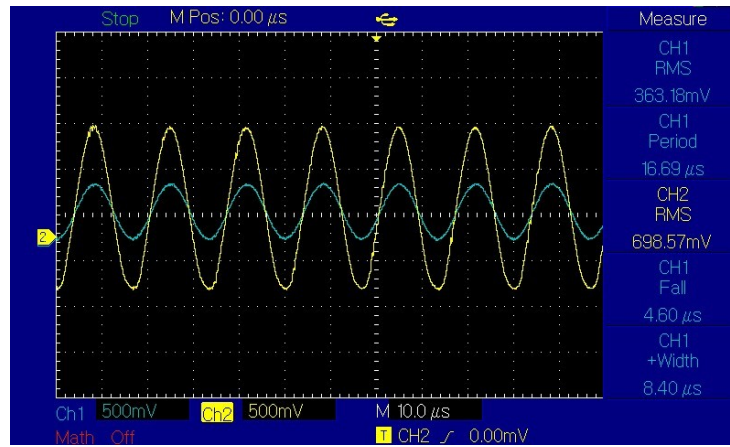


Figura 55: VRMS de la concentración 0.5 - 1er medición

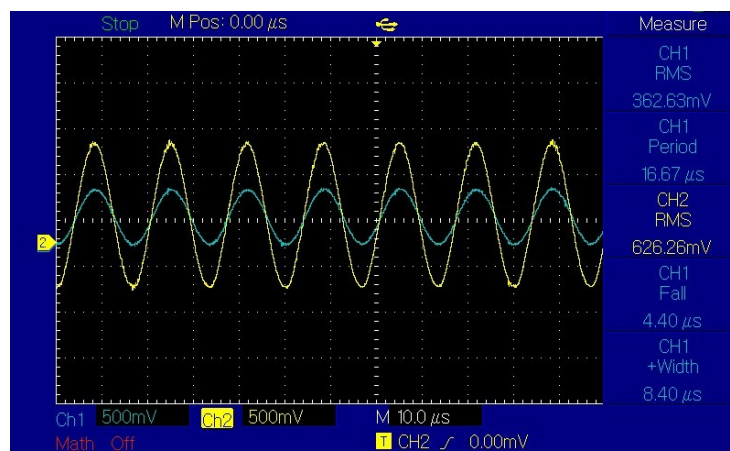


Figura 56: VRMS de la concentración 0.5 - 2da medición

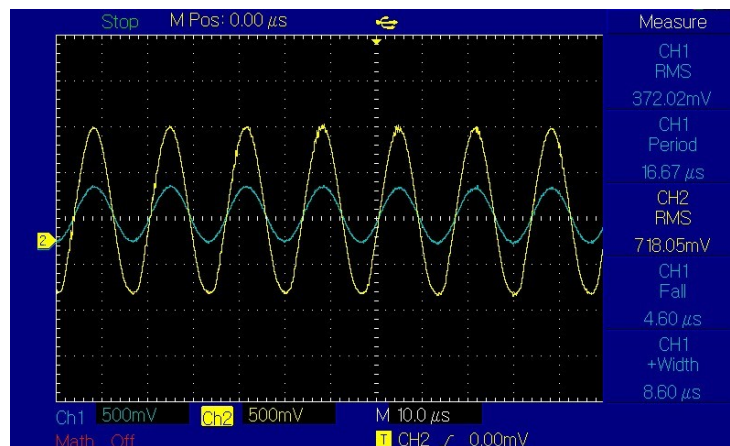


Figura 57: VRMS de la concentración 0.5 - 3ra medición

En la tercera interacción con los iones de amonio NH_4^+ , correspondiente a una concentración de 0.5, como se muestra en las Figuras 55–57, se observa un incremento significativo en la amplitud de la señal de salida. Esta amplificación es mayor en comparación con las concentraciones previas, lo que evidencia una respuesta creciente del sistema ante el aumento de la concentración de amonio.

Se calcula la ganancia con una concentración de 0.5:

$$H(s) = \frac{680.96}{365.94} = 1.86 \quad (77)$$

La ganancia obtenida de las Figuras 55–57, indica que la señal de salida es aproximadamente 1.8 veces mayor que la señal de entrada, evidenciando una mayor sensibilidad del sistema conforme aumenta la concentración de amonio.

6. Concentración: 7.84 mg/L – PH = 8

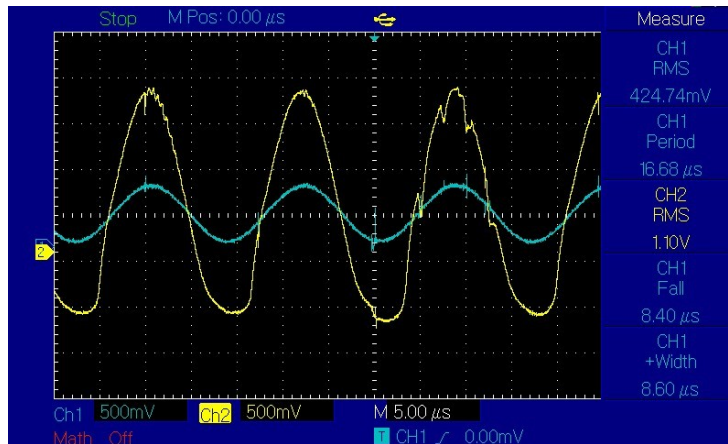


Figura 58: VRMS de la concentración 7.84 - 1er medición

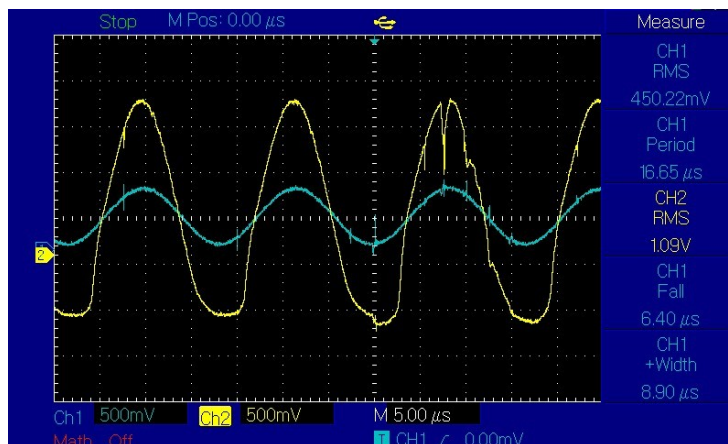


Figura 59: VRMS de la concentración 7.84 - 2da medición

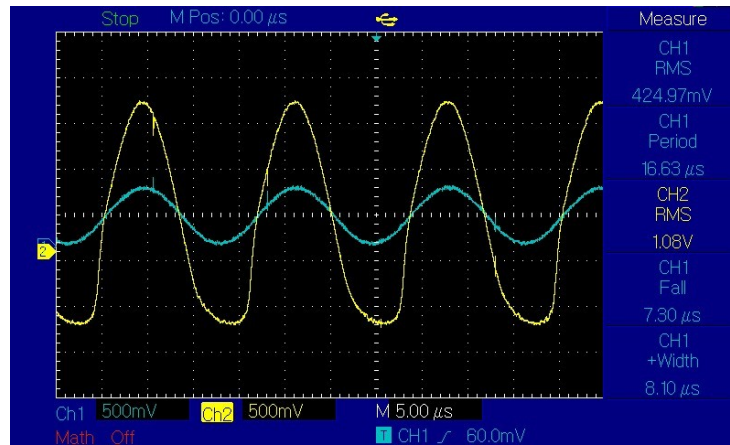


Figura 60: VRMS de la concentración 7.84 - 3er medición

Las Figuras 58–60 muestran la respuesta del sistema ante una concentración de 7.84 de NH_4^+ , donde se observa un incremento considerable en la amplitud de la señal de salida; sin embargo, comienza a apreciarse una ligera deformación de la señal, particularmente en el semiciclo negativo. Este comportamiento se atribuye a que el amplificador operacional se aproxima a su límite de saturación, así como al offset de 1.65 V implementado para adaptar la señal al rango de entrada del ADC del ESP32 (0–3.3 V), lo cual puede introducir asimetrías en la forma de onda.

Se calcula la ganancia con una concentración de 7.84 :

$$H(s) = \frac{1.09}{0.43331} \quad (78)$$

La ganancia obtenida de 2.51 indica que la señal de salida es más del doble de la señal de entrada, lo que confirma una amplificación significativa del sistema. Este resultado sugiere que, a concentraciones más elevadas de NH_4^+ , el circuito medidor de impedancia presenta una respuesta más pronunciada, lo cual es ideal para aplicaciones de detección.

7. Concentración: 33.5 mg/L – PH = 8

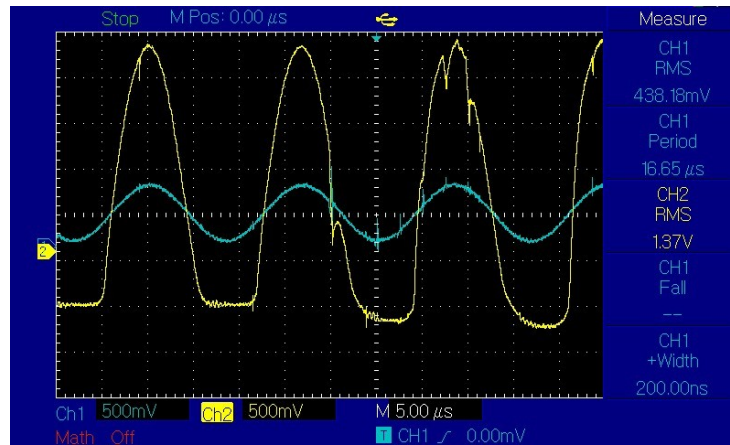


Figura 61: VRMS de la concentración 33.5

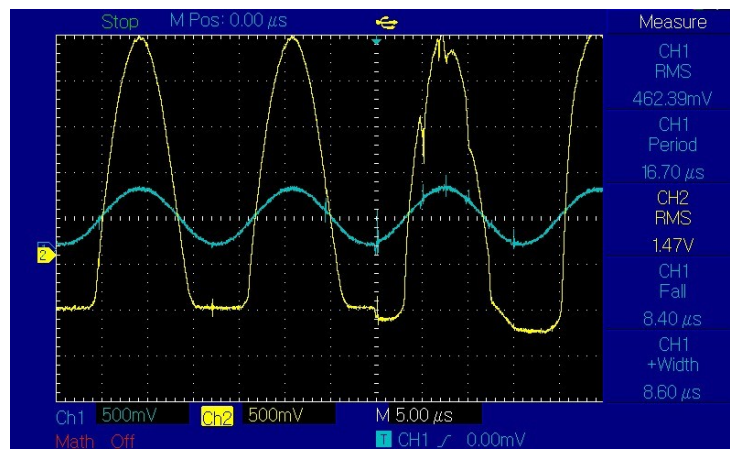


Figura 62: VRMS de la concentración 33.5

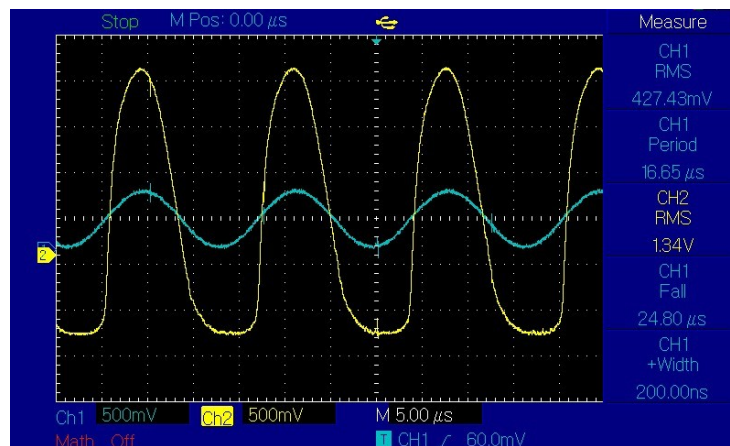


Figura 63: VRMS de la concentración 33.5

Las Figuras 67–63 muestran la respuesta del sistema ante una concentración de 33.5 de NH_4^+ . Se observa un incremento significativo en la amplitud de la señal de salida; sin embargo, la forma de onda presenta una deformación evidente, principalmente en el semiciclo negativo, donde se aprecia un aplanamiento de la señal debido a las razones antes aclaradas.

Este comportamiento indica que el amplificador operacional ha alcanzado su región de saturación, operando fuera del rango lineal. Como consecuencia, la ganancia efectiva deja de ser proporcional al incremento de la señal de entrada, lo que limita la linealidad y precisión del sistema para concentraciones elevadas de amonio.

Se calcula la ganancia con una concentración de 33.5:

$$H(s) = \frac{1.39}{0.44266} = 3.14 \quad (79)$$

La deformación observada en la señal de salida también afecta el valor RMS medido, ya que la presencia de saturación introduce componentes armónicas que alteran el contenido espectral de la señal, provocando que el valor RMS no represente fielmente una amplificación lineal de la señal de entrada.

4.3.1. Respuesta del sistema

- Gráfica de ganancia

| Concentración | V _{rms} OUT | Ganancia |
|---------------|----------------------|----------|
| 0.1 | 0.535 | 1.33 |
| 0.25 | 0.599 | 1.51 |
| 0.5 | 0.682 | 1.86 |
| 7.84 | 1.090 | 2.51 |
| 33.5 | 1.393 | 3.14 |

Cuadro 3: Promedio de mediciones de voltaje RMS y ganancia del sistema

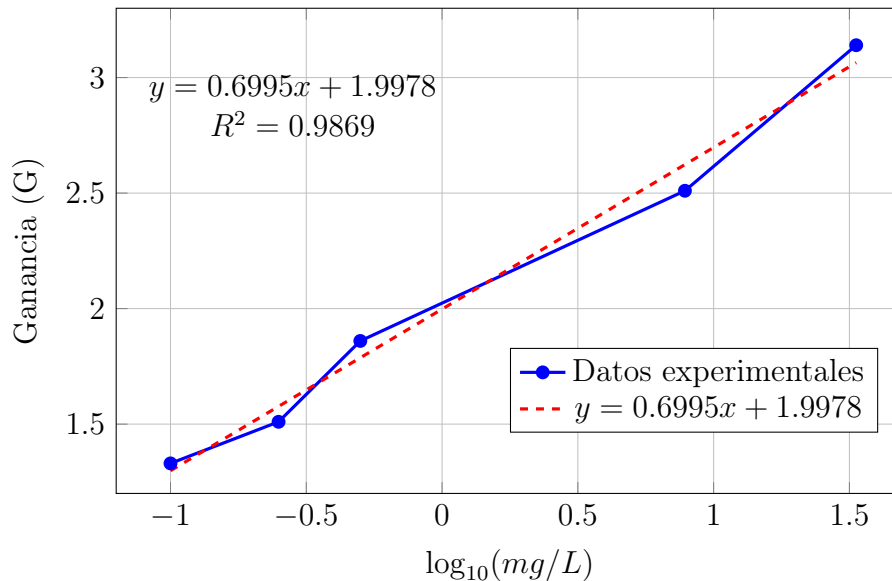


Figura 64: Curva de calibración de la ganancia en función de log₁₀ de la concentración de NH₄⁺.

En la figura 64 se observa que la ganancia en función de la concentración de NH₄⁺ muestra un comportamiento creciente, es decir que a mayor concentración del ion amonio, mayor ganancia del circuito medidor de impedancia. Lo que indica que el sistema responde de manera consistente ante variaciones en la concentración del amonio.

La curva de calibración obtenida para la ganancia del sistema fue

$$G = 0.6995 \log_{10} + 1.9978 \tag{80}$$

con un coeficiente de determinación $R^2 = 0.9869$. La sensibilidad del sistema corresponde a la pendiente de la recta de calibración, con un valor de 0.6995, expresado en función del logaritmo de la concentración en mg/L.

- Gráfica del circuito medidor de impedancia.

La regresión lineal se obtuvo a partir del promedio de tres mediciones independientes para cada concentración de NH_4^+ , con el fin de minimizar errores aleatorios y mejorar la confiabilidad de los resultados experimentales.

Se observa que el voltaje $V_{\text{RMS,OUT}}$ presenta una relación aproximadamente lineal creciente con respecto a la concentración de amonio en escala logarítmica, lo que evidencia una adecuada sensibilidad del circuito medidor de impedancias ante cambios en el sistema de medición.

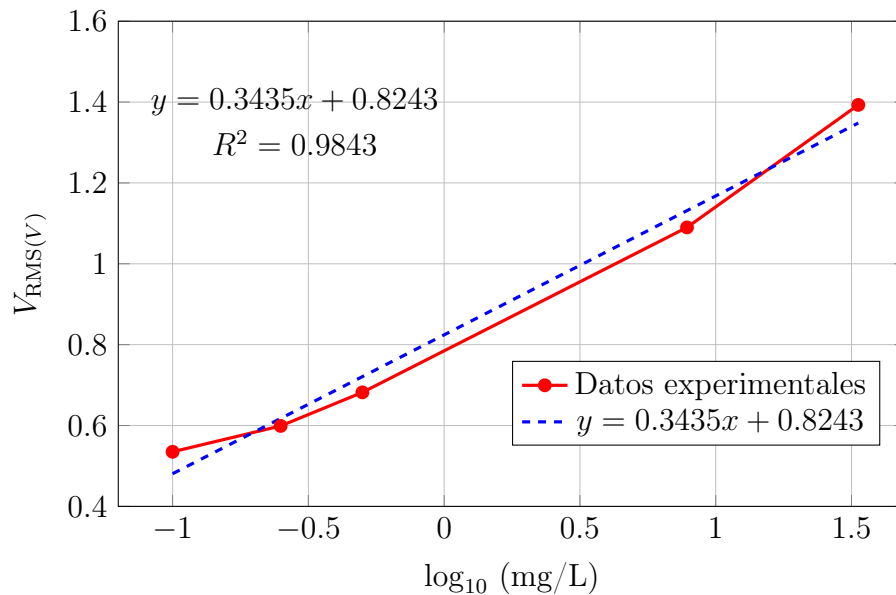


Figura 65: Curva de calibración de V_{RMS} en función de \log_{10} de la concentración de NH_4^+ .

En la figura 65 se muestra el voltaje RMS de salida en función de la concentración de NH_4^+ . La respuesta aproximadamente lineal de los puntos en escala muestran la variación de las concentraciones, modificando la impedancia efectiva del sistema de medición y en consecuencia, la amplitud de la señal de salida.

La curva de calibración obtenida fue

$$V_{\text{RMS}} = 0.3435 \log_{10} + 0.8243 \quad (81)$$

con un coeficiente de determinación $R^2 = 0.9843$. La sensibilidad del sistema corresponde a la pendiente de la recta de calibración, con un valor de 0.3435, expresado en términos del logaritmo de la concentración en mg/L.

Para concentraciones bajas, la variación de la señal es moderada; sin embargo, a concentraciones mayores se aprecia un incremento más pronunciado en la amplitud de la señal de salida, lo que sugiere una mayor interacción entre los iones NH_4^+ y la superficie del sensor.

Asimismo, la continuidad y suavidad de la curva evidencian una respuesta estable del circuito, sin cambios abruptos dentro del rango de operación evaluado. No obstante, en las concentraciones más altas comienza a observarse una tendencia hacia la saturación del sistema, consistente con la deformación de la señal detectada en el dominio temporal.

Por lo tanto, el uso del valor RMS como parámetro de análisis permite una evaluación de la amplitud de la señal, independientemente de pequeñas variaciones en la forma de onda, lo que útil en condiciones donde comienzan a presentarse efectos de no linealidad o deformación de la señal.

Finalmente, para concentraciones elevadas se observa un incremento significativo en $V_{RMS,OUT}$, acompañado de una ligera distorsión de la señal, lo que sugiere que el sistema se aproxima a los límites de operación del amplificador operacional y al rango otorgado del offset. No obstante, la tendencia general confirma que $V_{RMS,OUT}$ es un parámetro adecuado para caracterizar la respuesta del sistema y evaluar su sensibilidad ante variaciones en la concentración de NH_4^+ .

- Análisis comparativo de la Ganancia (G) y $V_{RMS,OUT}(V)$

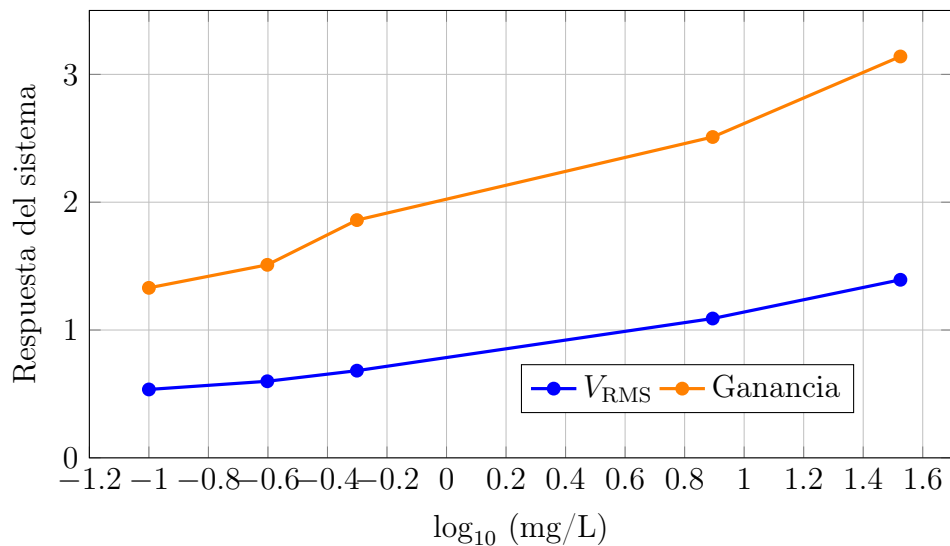


Figura 66: Comparación de V_{RMS} y la ganancia en función de $\log_{10} (\text{mg/L})$.

La comparación entre la ganancia del sistema y el voltaje RMS de salida, mostrada en la Figura 66, evidencia un comportamiento creciente similar en función del logaritmo de la concentración de NH_4^+ . Este comportamiento se explica porque la ganancia está definida como la relación entre el voltaje RMS de salida y el voltaje RMS de entrada, el cual se mantiene aproximadamente constante durante las mediciones. En consecuencia, la ganancia resulta directamente proporcional a $V_{RMS,OUT}$.

El análisis mediante la ganancia permite una mejor interpretación del desempeño del sistema, ya que normaliza posibles variaciones en la señal de entrada y refleja con mayor precisión



la respuesta del circuito medidor de impedancia. Asimismo, ambas curvas presentan una tendencia aproximadamente lineal, lo que confirma la existencia de una relación directa entre la concentración y la respuesta eléctrica del sistema.

5. Capítulo 5 - Conclusiones

5.1. Conclusiones

El sistema de medición portátil desarrollado en este trabajo y acoplado a un sensor de NH_4 a base de pasta de carbón, mostró que es posible instrumentar sensores de diferentes naturalezas y composiciones. Con esto aplicar técnicas de espectroscopía de impedancia eléctrica (EIS), lo que permite obtener en conjunto una plataforma de instrumentación de bajo costo, que permite detectar concentraciones de amonio con forme a la normatividad vigente. A partir de la modificación y optimización del método *Auto Balancing Bridge* (ABB), el generador de señal programable AD9833 y el microcontrolador ESP32 permitió obtener mediciones estables y reproducibles de la impedancia del sensor, incluso con muestras reales extraídas de un pozo.

Los resultados teóricos y experimentales mostraron que el sistema de instrumentación permite detectar variaciones en forma de voltaje y ganancia, al variar la impedancia del sensor cuando este se somete a diferentes concentraciones de iones amonio (NH_4^+). Con estos resultados fue posible generar curvas de calibración que relacionan la respuesta eléctrica del sensor con la concentración del analito. Resultando una sensibilidad con valor de $0.6995 \log(\text{mg/L})$. Los resultados también muestran que podemos medir concentraciones del orden de 0.1 mg/L . Este resultado es importante debido a que esta implementación de bajo costo, posibilita su aplicación a entornos de recursos limitados.

Asimismo, gracias a la tecnología de manufactura aditiva (Impresión 3D) asistida con la tecnología de diseño asistidas por computadora (CAD), se consolidó el prototipo 3D físico, basado en un diseño análogo de un manómetro industrial. Esta característica permite un uso práctico en entornos industriales y tuberías que transportan agua potable. Ya que el vástago tiene un diámetro de 12 cm , medida estándar para usar en tuberías. Este montaje mejoró la portabilidad del dispositivo y facilitó su manipulación en condiciones experimentales reales. Lo anterior resultó en un diseño patentable industrial.

En conjunto, este trabajo aporta una propuesta de instrumentación electrónica accesible y energéticamente autónoma, capaz de integrar paneles solares, permitiendo su uso en sitios sin contactos eléctricos. Además, es capaz de realizar mediciones de voltaje y análisis de impedancia en tiempo real por medio de un display. Este prototipo resulta en un diseño que permite aplicar conocimientos teóricos obtenidos en la licenciatura de Eléctrica, generando de esta forma un primer acercamiento a la industria (experiencia) para futuros desarrollos enfocados en la transformación digital conocida como industria 4.0.

5.2. Trabajo a Futuro

Si bien el sistema desarrollado cumple con los objetivos planteados, se identifican diversas áreas de mejora que pueden fortalecer su desempeño y ampliar su aplicabilidad:

- **Mejora en la transmisión de datos mediante Wi-Fi.** Es necesario optimizar la comunicación inalámbrica del ESP32 empleando protocolos como MQTT o HTTP, con el fin de

lograr una transmisión más estable y continua de las mediciones. Esto permitiría supervisar el comportamiento del sensor en tiempo real desde plataformas remotas.

- **Implementación de una base de datos en la nube.** Como trabajo futuro, se propone integrar un sistema de almacenamiento remoto, como Firebase, AWS o un servidor SQL, que permita registrar de manera estructurada todas las mediciones realizadas. Esto facilitaría el análisis histórico, la trazabilidad y la automatización de reportes.
- **Rediseño y optimización del PCB.** Se recomienda elaborar una nueva versión del PCB que mejore el enrutado de señales, reduzca interferencias y optimice los planos de tierra. Un diseño más robusto permitiría minimizar el ruido, mejorar la estabilidad del circuito medidor de impedancia y facilitar la integración del sistema en aplicaciones reales.
- **Ampliación del rango de frecuencias de operación.** Para incrementar la resolución del análisis de impedancia, se sugiere optimizar la etapa de generación y acondicionamiento de señal, con el fin de extender el barrido de frecuencias del sistema. Esto permitiría caracterizar sensores con distintos comportamientos eléctricos y mejorar la sensibilidad del método.
- **Mejoras en la generación de señales.** Se propone evaluar métodos adicionales de acondicionamiento para obtener señales más limpias y estables, como el uso de buffers de mayor ancho de banda, filtros activos o el análisis de generadores de señal alternativos para aplicaciones de mayor exigencia.
- **Integración de algoritmos avanzados de análisis.** Finalmente, se plantea la incorporación de modelos equivalentes, métodos de ajuste automático y filtros digitales que permitan mejorar la precisión en el cálculo de la impedancia y facilitar la interpretación de los resultados obtenidos.
- **Optimización del sistema de medición.** Con el objetivo de mejorar el desempeño y ampliar las capacidades del sistema de medición, se plantea la posibilidad de sustituir la tarjeta de desarrollo ESP32 por otras más especializadas, como el PSoC 5 o tarjetas Arduino de nueva generación. Estas alternativas ofrecen ventajas en términos de resolución del ADC, mayor estabilidad en la adquisición de datos y mejores prestaciones en el procesamiento de señales. La implementación de estas tarjetas de desarrollo permitiría optimizar la precisión de las mediciones, así como reducir efectos no deseados como distorsión o limitaciones en el rango dinámico del sistema.

Estas líneas de trabajo abren la posibilidad de evolucionar el prototipo hacia un sistema de medición más robusto, autónomo y escalable, capaz de integrarse en plataformas de monitoreo ambiental continuo o en aplicaciones de sensado industrial inteligente.

Anexos

6. Código utilizado en Arduino IDLE

El código empleado para la generación de la señal, adquisición de datos y visualización se muestra en el Listado 1.

```
1 #include <Arduino.h>
2 #include <SPI.h>
3 #include <U8g2lib.h>
4 #include <math.h>
5
6 /* ===== Pines OLED SPI ===== */
7 #define OLED_CS 15
8 #define OLED_DC 2
9 #define OLED_RST 4
10
11 U8G2_SSD1309_128X64_NONAME2_F_4W_HW_SPI u8g2(
12     U8G2_R0, OLED_CS, OLED_DC, OLED_RST
13 );
14
15 /* ===== Pines AD9833 ===== */
16 #define PIN_FSYNC 5
17 #define PIN_SCLK 18
18 #define PIN_MOSI 23
19 #define PIN_MISO -1
20
21 /* ===== Constantes AD9833 ===== */
22 #define AD9833_B28 0x2000
23 #define AD9833_RESET 0x0100
24 #define AD9833_FREQ0 0x4000
25 #define AD9833_PHASE0 0xC000
26
27 const double F_REF = 25000000.0;
28 double frecuencia = 60000.0;
29
30 SPIClass vspi(VSPI);
31 SPISettings ad9833SPI(8000000, MSBFIRST, SPI_MODE2);
32
33 /* ===== ADC ===== */
34 const int PIN_A0 = 36;
35 const float VREF = 3.3;
36 const int ADC_MAX = 4095;
37
38 /* ===== Parametros RMS ===== */
39 const int NUM_MUESTRAS = 1000;
```



```
40
41 /* ===== Buffer OLED ===== */
42 const int NUM_PUNTOS = 128;
43 float muestras[NUM_PUNTOS];
44
45 /* ===== Funciones AD9833 ===== */
46 void ad9833_send(uint16_t data) {
47     vspi.beginTransaction(ad9833SPI);
48     digitalWrite(PIN_FSYNC, LOW);
49     vspi.transfer(data >> 8);
50     vspi.transfer(data & 0xFF);
51     digitalWrite(PIN_FSYNC, HIGH);
52     vspi.endTransaction();
53 }
54
55 void ad9833_setFrequency(double freq_hz) {
56     uint32_t ftw = (uint32_t)((freq_hz * (1ULL << 28)) / F_REF);
57     uint16_t lsb = AD9833_FREQ0 | (ftw & 0x3FFF);
58     uint16_t msb = AD9833_FREQ0 | ((ftw >> 14) & 0x3FFF);
59
60     ad9833_send(AD9833_B28 | AD9833_RESET);
61     ad9833_send(lsb);
62     ad9833_send(msb);
63     ad9833_send(AD9833_PHASE0);
64     ad9833_send(AD9833_B28);
65 }
66
67 void ad9833_init() {
68     ad9833_send(AD9833_B28 | AD9833_RESET);
69     ad9833_send(AD9833_PHASE0);
70     ad9833_send(AD9833_B28);
71 }
72
73 /* ===== Medicion de Vrms ===== */
74 float medirVrms_real() {
75     double suma_cuadrados = 0.0;
76
77     for (int i = 0; i < NUM_MUESTRAS; i++) {
78         int lect = analogRead(PIN_A0);
79         float volt = (lect / 4095.0f) * VREF;
80         suma_cuadrados += volt * volt;
81     }
82
83     return sqrt(suma_cuadrados / NUM_MUESTRAS);
84 }
85
```



```
86 /* ===== SETUP ===== */
87 void setup() {
88     Serial.begin(115200);
89
90     u8g2.begin();
91
92     pinMode(PIN_FSYNC, OUTPUT);
93     digitalWrite(PIN_FSYNC, HIGH);
94     vspi.begin(PIN_SCLK, PIN_MISO, PIN_MOSI, PIN_FSYNC);
95
96     ad9833_init();
97     ad9833_setFrequency(frecuencia);
98
99     pinMode(PIN_A0, INPUT);
100 }
101
102 /* ===== LOOP ===== */
103 void loop() {
104     float Vrms = medirVrms_real();
105     float maxVoltage = 0.0;
106
107     for (int i = 0; i < NUM_PUNTOS; i++) {
108         int val = analogRead(PIN_A0);
109         float volt = (val / 4095.0f) * VREF;
110         muestras[i] = volt;
111
112         if (volt > maxVoltage) {
113             maxVoltage = volt;
114         }
115
116         Serial.print(volt, 5);
117         Serial.print('\t');
118         Serial.println(maxVoltage, 5);
119
120         delay(50);
121     }
122
123     u8g2.clearBuffer();
124     u8g2.setFont(u8g2_font_6x12_tf);
125
126     u8g2.setCursor(0, 22);
127     u8g2.print("Vrms: ");
128     u8g2.print(Vrms, 3);
129     u8g2.print(" V");
130
131     int yTop = 26;
```

```
132  int hGraf = 30;
133  u8g2.drawFrame(0, yTop, 128, hGraf);
134
135  for (int x = 0; x < NUM_PUNTOS - 1; x++) {
136      int y1 = yTop + hGraf - 1 - (muestras[x] / VREF) * (hGraf - 1);
137      int y2 = yTop + hGraf - 1 - (muestras[x+1] / VREF) * (hGraf - 1);
138      u8g2.drawLine(x, y1, x + 1, y2);
139  }
140
141  u8g2.setCursor(0, 63);
142  u8g2.print("Vpico max: ");
143  u8g2.print(maxVoltage, 3);
144  u8g2.print(" V");
145
146  u8g2.sendBuffer();
147  delay(20);
148 }
```

Listing 1: Código Arduino para generación de señal con AD9833, medición de V_{RMS} y visualización en OLED

7. Comunicación Bluetooth

The image shows a screenshot of a mobile terminal application. The status bar at the top indicates the time is 6:12, and the battery level is 31%. The application title is "Terminal". The main content area displays a list of measurement data points, each consisting of a timestamp, a frequency of 60000.0 Hz, an RMS voltage (Vrms), and a constant value K=1.667. The data points are as follows:

| Timestamp | Freq | Vrms | K |
|--------------|------------|----------|-------|
| 18:12:01.680 | 60000.0 Hz | 0.5324 V | 1.667 |
| 18:12:01.684 | 60000.0 Hz | 0.5324 V | 1.667 |
| 18:12:02.288 | 60000.0 Hz | 0.5199 V | 1.667 |
| 18:12:02.290 | 60000.0 Hz | 0.5199 V | 1.667 |
| 18:12:02.892 | 60000.0 Hz | 0.5301 V | 1.667 |
| 18:12:02.896 | 60000.0 Hz | 0.5301 V | 1.667 |
| 18:12:03.502 | 60000.0 Hz | 0.5112 V | 1.667 |
| 18:12:03.506 | 60000.0 Hz | 0.5112 V | 1.667 |
| 18:12:04.118 | 60000.0 Hz | 0.5638 V | 1.667 |
| 18:12:04.120 | 60000.0 Hz | 0.5638 V | 1.667 |
| 18:12:04.730 | 60000.0 Hz | 0.5353 V | 1.667 |
| 18:12:04.733 | 60000.0 Hz | 0.5353 V | 1.667 |
| 18:12:05.442 | 60000.0 Hz | 0.5193 V | 1.667 |
| 18:12:05.447 | 60000.0 Hz | 0.5193 V | 1.667 |
| 18:12:05.958 | 60000.0 Hz | 0.5186 V | 1.667 |
| 18:12:05.961 | 60000.0 Hz | 0.5186 V | 1.667 |
| 18:12:06.587 | 60000.0 Hz | 0.5246 V | 1.667 |
| 18:12:06.590 | 60000.0 Hz | 0.5246 V | 1.667 |
| 18:12:07.178 | 60000.0 Hz | 0.5281 V | 1.667 |
| 18:12:07.181 | 60000.0 Hz | 0.5281 V | 1.667 |
| 18:12:07.792 | 60000.0 Hz | 0.5010 V | 1.667 |
| 18:12:07.794 | 60000.0 Hz | 0.5010 V | 1.667 |
| 18:12:08.417 | 60000.0 Hz | 0.5231 V | 1.667 |
| 18:12:08.417 | 60000.0 Hz | 0.5231 V | 1.667 |
| 18:12:09.018 | 60000.0 Hz | 0.5373 V | 1.667 |
| 18:12:09.021 | 60000.0 Hz | 0.5373 V | 1.667 |
| 18:12:09.633 | 60000.0 Hz | 0.5336 V | 1.667 |
| 18:12:09.636 | 60000.0 Hz | 0.5336 V | 1.667 |
| 18:12:10.250 | 60000.0 Hz | 0.5415 V | 1.667 |
| 18:12:10.254 | 60000.0 Hz | 0.5415 V | 1.667 |
| 18:12:10.933 | 60000.0 Hz | 0.5040 V | 1.667 |
| 18:12:10.935 | 60000.0 Hz | 0.5040 V | 1.667 |
| 18:12:11.476 | 60000.0 Hz | 0.5609 V | 1.667 |
| 18:12:11.476 | 60000.0 Hz | 0.5609 V | 1.667 |
| 18:12:12.086 | 60000.0 Hz | 0.5340 V | 1.667 |
| 18:12:12.089 | 60000.0 Hz | 0.5340 V | 1.667 |
| 18:12:12.694 | 60000.0 Hz | 0.5301 V | 1.667 |
| 18:12:12.699 | 60000.0 Hz | 0.5301 V | 1.667 |
| 18:12:13.297 | 60000.0 Hz | 0.5242 V | 1.667 |
| 18:12:13.301 | 60000.0 Hz | 0.5242 V | 1.667 |
| 18:12:13.932 | 60000.0 Hz | 0.5102 V | 1.667 |
| 18:12:13.932 | 60000.0 Hz | 0.5102 V | 1.667 |
| 18:12:14.536 | 60000.0 Hz | 0.5128 V | 1.667 |
| 18:12:14.540 | 60000.0 Hz | 0.5128 V | 1.667 |
| 18:12:15.144 | 60000.0 Hz | 0.5603 V | 1.667 |
| 18:12:15.146 | 60000.0 Hz | 0.5603 V | 1.667 |

At the bottom of the terminal, there are seven buttons labeled M1 through M7, and a right-pointing arrow button.

Figura 67: Mediciones obtenidas a través de comunicación Bluetooth

Referencias

- [1] Abatal, A., Mzili, M., Mzili, T., Cherrat, K., Yassine, A., and Abualigah, L. (2024). Intelligent interconnected healthcare system: Integrating iot and big data for personalized patient care. *International Journal of Online and Biomedical Engineering (iJOE)*, 20(11):46–65.
- [2] Abdhussain, S. H., Mahmmud, B. M., Alwhelat, A., Shehada, D., Shihab, Z. I., Mohammed, H. J., Abdulameer, T. H., Alsabab, M., Fadel, M. H., Ali, S. K., Abbood, G. H., Asker, Z. A., and Hussain, A. (2025). A comprehensive review of sensor technologies in iot: Technical aspects, challenges, and future directions. *Computers*, 14(8):342.
- [3] Aguilar Ibarra, A. (2010). *Calidad del agua: un enfoque multidisciplinario*. Universidad Nacional Autónoma de México (UNAM), Instituto de Investigaciones Económicas; Restauración Ecológica y Desarrollo (REDES), México, D.F., 1a ed. edition.
- [4] Alexander, C. K. and Sadiku, M. N. O. (2017). *Fundamentals of Electric Circuits*. McGraw-Hill Education, New York, NY, sixth edition edition.
- [5] alldatasheet.com (2026). TL082 pdf (tl08xx fet-input operational amplifiers). <http://www.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/1342644/TI/TL082.html>. Consulta: 26 de febrero de 2026. Fabricante listado: Texas Instruments.
- [6] Amazon México (2026). Shanrya módulo convertidor de voltaje dd1718pa step-up dc-dc boost. <https://www.amazon.com.mx/Shanrya-convertidor-Desarrollo-Amplificador-operacional/dp/B09MDMJ2T4>. Consulta: 26 de febrero de 2026.
- [7] Bahga, A. and Madiseti, V. (2014). *Internet of Things: A Hands-On Approach*. Universities Press, Hyderabad, India.
- [8] Barhoum, A., Hamimed, S., Slimi, H., Othmani, A., Abdel-Haleem, F. M., and Bechelany, M. (2023). Modern designs of electrochemical sensor platforms for environmental analyses: Principles, nanofabrication opportunities, and challenges. *Trends in Environmental Analytical Chemistry*, 38:e00199.
- [9] Barsoukov, E. and Macdonald, J. R. (2005). *Impedance Spectroscopy: Theory, Experiment, and Applications*. John Wiley & Sons, Hoboken, New Jersey, second edition edition.
- [10] DFRobot (2026). *FireBeetle Board-ESP32 User Manual*. DFRobot. Manual de usuario, 49 pp. Consultado el 26 de febrero de 2026. Disponible en: <https://www.dfrobot.com>.
- [11] Doebelin, E. O. (1990). *Measurement Systems: Application and Design*. McGraw-Hill Publishing Company, New York, NY, 4 edition.
- [12] Dorf, R. C. and Svoboda, J. A. (2011). *Circuitos Eléctricos*. Alfaomega Grupo Editor, México, D.F., octava edición edition.
- [13] El-Affi, M. I., Sedhom, B. E., Padmanaban, S., and Eladl, A. A. (2024). A review of iot-



- enabled smart energy hub systems: Rising, applications, challenges, and future prospects. *Renewable Energy Focus*, 51:100634.
- [14] Finkelstein, L. (1994). Measurement and instrumentation science—an analytical review. *Measurement*, 14(1):3–14.
- [15] Frank, A. G., Dalenogare, L. S., and Ayala, N. F. (2019). Industry 4.0 technologies: Implementation patterns in manufacturing companies. *International Journal of Production Economics*, 210:15–26.
- [16] Isch L., E., Campaña K., A., Nieto C., C., and Rengel Barrera, A. (2011). *Contaminación de las aguas y políticas para enfrentarla*. Foro de los Recursos Hídricos / CAMAREN, Quito, Ecuador, primera edición edition.
- [17] Keysight Technologies (2016). *Impedance Measurement Handbook*. Keysight Technologies. Consultado el 26 de febrero de 2026. Disponible en: <https://www.keysight.com/us/en/assets/7018-06840/application-notes/5950-3000.pdf>.
- [18] Kumar Kasera, R., Gour, S., and Acharjee, T. (2024). A comprehensive survey on iot and ai based applications in different pre-harvest, during-harvest and post-harvest activities of smart agriculture. *Computers and Electronics in Agriculture*, 216:108522.
- [19] Mahmmud, B. M., Naser, M. A., Al-Sudani, A. H. S., Alsabab, M., Mohammed, H. J., Alaskar, H., Almarshad, F., Hussain, A., and Abdulhussain, S. H. (2024). Patient monitoring system based on internet of things: A review and related challenges with open research issues. *IEEE Access*, 12:132444–132479.
- [20] Milenkovic, M. (2020). *Internet of Things: Concepts and System Design*. Springer International Publishing, Cham.
- [21] Naser, M. A., Majeed, A. A., Alsabab, M., Al-Shaikhli, T. R., and Kaky, K. M. (2024). A review of machine learning’s role in cardiovascular disease prediction: Recent advances and future challenges. *Algorithms*, 17(2):78.
- [22] Nikpour, M., Yousefi, P. B., Jafarzadeh, H., Danesh, K., Shomali, R., Asadi, S., Lonbar, A. G., and Ahmadi, M. (2025). Intelligent energy management with iot framework in smart cities using intelligent analysis: An application of machine learning methods for complex networks and systems. *Journal of Network and Computer Applications*, 235:104089.
- [23] Sedra, A. S. and Smith, K. C. (2004). *Microelectronic Circuits*. The Oxford Series in Electrical and Computer Engineering. Oxford University Press, New York and Oxford, 5th ed., international student ed. edition. 1283 pp.
- [24] Texas Instruments (2015). *LM741 Operational Amplifier*. Texas Instruments. Document No. SNOSC25D, 17 pp. Consultado el 26 de febrero de 2026. Disponible en: <https://www.ti.com/product/LM741>.
- [25] UNIT Electronics (2026a). Ad9833 generador de señales sinusoidal/triangular/cuadrada 12.5 mhz. <https://uelectronics.com/producto/>



ad9833-generador-de-senales-sinusoidal-triangular-cuadrada-12-5-mhz/. Consulta: 26 de febrero de 2026.

[26] UNIT Electronics (2026b). Display oled spi de 2.4 pulgadas 128x64 blanco/azul/amarillo. <https://uelectronics.com/producto/display-oled-spi-2-4-128x64-blanco-azul-amarillo/>. Consulta: 26 de febrero de 2026.

[27] UNIT Electronics (2026c). Lm2596 regulador step down 25w 3a. <https://uelectronics.com/producto/modulo-regulador-ajustable-lm2596-dc-dc-step-down-3a-1-25-30v/>. Consulta: 26 de febrero de 2026.