



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO

FACULTAD DE INGENIERÍA

**Instrumentación y Control de una
Columna de Intercambio Iónico
para Potabilización de Agua
Subterránea**

TESIS

Que para obtener el título de

Ingeniero Eléctrico Electrónico

P R E S E N T A

Rafael Olguín Alonso

DIRECTOR DE TESIS

M.I. Lauro Santiago Cruz



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 INSTRUMENTACION Y CONTROL DE UNA COLUMNA DE INTERCAMBIO IONICO PARA POTABILIZACION DE AGUA SUBTERRANEA 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.

RAFAEL OLGUÍN ALONSO
Número de cuenta: 317268115

Dedicatoria

Para mis padres, quienes gracias a su apoyo, enseñanzas y valores han sido fundamentales en la persona que soy hoy en día. Por acompañarme y orientarme a lo largo de mi trayectoria escolar y de vida, brindándome siempre su confianza y apoyo incondicional. Este logro también les pertenece a ellos.

Agradecimientos

Al M.I. Lauro Santiago Cruz por su orientación durante la elaboración y desarrollo del proyecto.

Al Dr. Roberto Giovanni Ramírez Chavarría por la confianza y apoyo brindados durante la realización del proyecto.

Esta tesis fue realizada gracias al apoyo otorgado por la Secretaría de Educación, 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”.

Prefacio

En este trabajo se presentan las etapas relacionadas en el desarrollo del sistema de Instrumentación y Control de una Columna de Intercambio Iónico, desde el análisis de los principios de funcionamiento de los sensores y de los sistemas electrónicos empleados, hasta la consolidación de la arquitectura de procesamiento, adquisición y comunicación de datos. Del mismo modo, se abordan los procedimientos de acondicionamiento de señales, conversión y conversión analógico – digital utilizados.

De igual manera, la investigación contempla el desarrollo de una interfaz de usuario destinada a centralizar la supervisión y control operativo del sistema, permitiendo la visualización de variables en tiempo real y la interacción con los distintos módulos implementados. Con ello, se busca proporcionar una solución que facilite tanto la adquisición como el análisis de información proveniente de los sensores integrados.

La tesis está estructurada de tal forma que se describe el proceso de construcción del proyecto de manera progresiva con el propósito de facilitar la comprensión del desarrollo realizado. En los primeros capítulos se presentan los fundamentos teóricos y antecedentes relacionados con los sistemas de adquisición de datos, sensores, procesamiento digital y plataformas de desarrollo utilizadas. Posteriormente, se describe el diseño general del sistema, incluyendo la arquitectura de hardware, las etapas de acondicionamiento y adquisición, así como la implementación de los módulos de procesamiento y comunicación.

Del mismo modo, se incluye una descripción general de la interfaz gráfica de usuario (GUI), en la cual se presentan los elementos que la conforman, así como la forma de interacción y funcionamiento de cada uno de sus apartados dentro del sistema desarrollado. Del mismo modo, se aborda una discusión final del proyecto, en la que se abordan los resultados obtenidos, las limitaciones identificadas y las posibles implementaciones futuras.

Finalmente, se incorporan tres apéndices complementarios. En el primero se explican las rutinas que ejecuta el sistema de intercambio iónico; en el segundo se presenta un glosario con los términos más relevantes empleados a lo largo de la tesis; y en el tercero se muestra un listado parcial de las hojas de datos características de los principales elementos utilizados en el desarrollo del sistema. Además, se incluye un apartado de referencias bibliográficas, en el cual se enlistan las distintas fuentes de consulta utilizadas durante la elaboración del presente trabajo.

ÍNDICE

Dedicatoria	i
Agradecimientos.....	ii
Prefacio.....	iii
Capítulo 1. Marco Teórico	3
1.1. Características del Agua Subterránea.....	3
1.2. Sensores y Actuadores	9
1.3. Bombas Peristálticas	12
1.4. Electroválvulas.....	13
1.5. Microcontroladores	15
1.5.1. Estructura básica de una computadora	15
1.5.2. Microprocesadores.....	16
1.5.3. Microcontroladores.....	17
1.5.4. Arquitecturas Harvard y Von Neumann	18
1.5.5. ARM (Advanced RISC Machines)	19
1.6. Convertidores Analógico Digital	20
1.6.1. Muestreo	22
1.6.1.1. Función Delta de Dirac	22
1.6.1.2. Representación Matemática del Muestreo.....	25
1.6.1.3. Teorema de Nyquist - Shannon	27
1.6.1.4. Aliasing.....	28
1.6.1.5. Filtro Antialiasing	28
1.6.2. Cuantización	29
1.6.3. Convertidor Analógico – Digital Delta – Sigma	31
1.6.3.1. Modulación Delta y Delta - Sigma.....	32
1.6.3.2. Modulación Delta.....	33
1.6.3.3. Modulación Delta - Sigma.....	35
1.7. Interfaz Gráfica de Usuario	37
Capítulo 2. Diseño y Construcción del Sistema de Instrumentación y Control	39
2.1. Desarrollo de Hardware y Software.....	39
2.1.1. Sistema de Adquisición de Datos	40
2.1.1.1. Unidad de Procesamiento	40
2.1.1.2. Módulo de Conversión Analógico-Digital	43
2.1.1.3. Sensores	47

2.1.1.4.	Actuadores	80
2.1.1.5.	Etapa de Potencia	82
2.1.2.	Software del Sistema	88
2.1.2.1.	Interfaz Gráfica de Usuario	88
2.1.2.2.	Sistema de Control de Raspberry	98
2.2.	Integración del Sistema.....	101
Capítulo 3.	Discusión Final	104
Referencias	107
Apéndice A.	Rutinas de Operación de Intercambio Iónico	112
Apéndice B.	Glosario de Términos	114
Apéndice C.	Hojas de Datos Característicos	118

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 1.1. Perfil del Subsuelo.	3
Figura 1.2. Estadísticas del Agua en México.	6
Figura 1.3. Gráfica de Histéresis.	11
Figura 1.4. Diagrama de un Controlador de Energía.	12
Figura 1.5. Diagrama de un Convertidor de Energía.	12
Figura 1.6. Diagrama de una Bomba Peristáltica.	13
Figura 1.7. Diagrama de una Electroválvula.	14
Figura 1.8. Diagrama Básico de una Computadora.	15
Figura 1.9. Arquitecturas Harvard y Von Neumann.	19
Figura 1.10. Esquema de un Convertidor Analógico-Digital.	20
Figura 1.11. Diagrama de Bloques de un ADC.	22
Figura 1.12. Gráfica de la Función Delta de Dirac.	23
Figura 1.13. Gráfica de la Propiedad de Muestreo.	24
Figura 1.14. Gráfica de la función Muestreadora.	25
Figura 1.15. Gráfica en el Tiempo y en Frecuencia de la Función Muestreadora.	26
Figura 1.16. Gráfica en el Tiempo y en Frecuencia de la función $x(t)$ y $X(\omega)$	26
Figura 1.17. Gráfica en el Tiempo y en Frecuencia de la función $xs(t)$ y $Xs\omega$	27
Figura 1.18. Gráfica en Frecuencia del Teorema de Nyquist-Shannon.	27
Figura 1.19. Gráfica en Frecuencia del Fenómeno de Aliasing.	28
Figura 1.20. Gráfica que ilustra el proceso de Muestreo y Cuantización.	29
Figura 1.21. Gráfica que ilustra el error de Cuantización.	30
Figura 1.22. Función de densidad de probabilidad del ruido de cuantización.	31
Figura 1.23. Diagrama de Bloques de un Filtro Delta-Sigma.	32
Figura 1.24. Señal Transmitida.	33
Figura 1.25. Implementación del Modulador Delta.	34
Figura 1.26. Graficas de la Modulación Delta.	34
Figura 1.27. Implementación del Modulador Delta - Sigma.	35
Figura 1.28.. Graficas de la Modulación Delta - Sigma.	36
Figura 1.29. Diagrama de bloques del Modulador sigma-delta en el dominio de Laplace. .	36
Figura 1.30. Distribución espectral del ruido de cuantización en tres esquemas de conversión.	37
Figura 2.1. Diagrama de Bloques del Sistema.	39
Figura 2.2. Raspberry Pi Zero 2W.	41
Figura 2.3. System-in-Package de la Raspberry Pi Zero 2W.	41
Figura 2.4. Tarjeta de Expansión ADC-DAC.	43
Figura 2.5. Diagrama de Bloques del ADS1256.	44
Figura 2.6. Diagrama Simplificado del Multiplexor de Entrada.	45

Figura 2.7. Sensor de Temperatura LM35.	48
Figura 2.8. Topologías de Alimentación.	48
Figura 2.9. Diagrama del sensor MPX10DP.	50
Figura 2.10. Diagrama transversal del MPX10DP.	51
Figura 2.11. Curvas de Operación del Sensor.	52
Figura 2.12. Diagrama del Sistema de Calibración.	53
Figura 2.13. Configuración del Sensor para medir el offset.	53
Figura 2.14. Voltaje de Offset del sensor de Presión.	54
Figura 2.15. Configuración de medición indirecta de Presión Hidráulica.	54
Figura 2.16. Voltaje de salida para una columna de agua de 10 [cm].	55
Figura 2.17. Diferencia de potencial entre electrodos.	57
Figura 2.18. Diagrama de un Electrodo de pH.	58
Figura 2.19. Modelado del LMP7721.	62
Figura 2.20. Modelo del OpAmp.	62
Figura 2.21. Configuración no inversora.	63
Figura 2.22. Voltaje de Salida de 1 [V].	63
Figura 2.23. Prototipo de Pruebas en configuración no inversora.	64
Figura 2.24. Oscilograma de la Señal de Entrada (Amarilla) vs la Señal de Entrada (Azul). .	64
Figura 2.25. Configuración de pines de la familia REF19X.	65
Figura 2.26. Diagrama del Circuito de Acondicionamiento del Sensor de pH realizado en el software LTSpice.	66
Figura 2.27. LMP7721 SOIC.	66
Figura 2.28. Circuito de Acondicionamiento para el sensor de pH.	67
Figura 2.29. Relación de las concentraciones de Amonio y Amoniaco en relación con el pH.	70
Figura 2.30. Conector BTA-RH.	73
Figura 2.31. Analog Protoboard Adapter.	74
Figura 2.32. Circuito de Prueba del Sensor de Amonio.	75
Figura 2.33. Imagen que ilustra la constante de celda.	77
Figura 2.34. Bomba peristáltica Kamoer HPHM.	80
Figura 2.35. Electroválvula VZWD.	81
Figura 2.36. Racor rápido roscado.	81
Figura 2.37. Diagrama del L298N.	82
Figura 2.38. Circuito de Acondicionamiento.	83
Figura 2.39. Relevador implementado.	84
Figura 2.40. Valores típicos del voltaje de saturación colector-emisor y base-emisor.	84
Figura 2.41. Gráfica de CTR vs Forward Current.	86
Figura 2.42. Circuito de potencia para las 8 válvulas.	87

Figura 2.43. ToolBar implementado en la GUI.	89
Figura 2.44. MenuBar implementado en la GUI.	90
Figura 2.45. Diagrama de bloques de la ventana principal de la GUI.	90
Figura 2.46. Ventana de inicio de la Interfaz.	91
Figura 2.47. Diagrama de bloques de la ventana de control.	91
Figura 2.48. Ventana de Control.....	92
Figura 2.49. Funcionamiento de la SlideBar.	92
Figura 2.50. Diagrama de bloques de la ventana de monitoreo.....	93
Figura 2.51. Ventana de monitoreo.....	93
Figura 2.52. Despliegue de gráfica de Temperatura en la Válvula 5.....	94
Figura 2.53. Archivos de Texto generados.	94
Figura 2.54. Estructura de los Archivos de Texto.	95
Figura 2.55. Módulo FT232R Adaptador USB a TTL.	95
Figura 2.56. Diagrama de Bloques del FT232R.	96
Figura 2.57. Diagrama de estados del Hilo secundario.	99
Figura 2.58. Diagrama de flujo del hilo principal.....	100
Figura 2.59. Diagrama del Sistema de Intercambio Iónico.....	101
Figura 2.60. Sistema de Conexiones de Prueba.....	102
Figura 2.61. Fuente LRS-100-24.	103
Figura 2.62. Sistema de conexiones en el reactor.	103
Figura A.1 Diagrama de Rutinas de Intercambio Iónico.	113

ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 2.1. Consumo Típico de los modelos comunes de Raspberry.	42
Tabla 2.2. Ruido RMS con el Buffer encendido.	46
Tabla 2.3. Mediciones de calibración del LM35.	49
Tabla 2.4. Características de Operación ($V_s = 3.0 \text{ Vdc}$, $T_A = 25 \text{ }^\circ\text{C}$).....	51
Tabla 2.5. Pruebas de Calibración del Sensor de Presión.....	56
Tabla 2.6. Pruebas de Calibración del Sensor de pH.	68
Tabla 2.7. Pruebas de Calibración del Sensor de Amonio.....	75
Tabla 2.8. Pruebas de Calibración del Sensor de Conductividad.	79
Tabla 2.9. Características electro-ópticas del optoacoplador PC817.....	85
Tabla 2.10. Características eléctricas del LED OSVXXL3131A.....	87

Introducción

En la actualidad el uso del agua subterránea para el aprovechamiento humano se ha convertido en una necesidad imperante debido a su sobreexplotación y el aumento de la contaminación antropogénica en el subsuelo y consecuentemente en los acuíferos, por lo tanto ha sido necesario la implementación de procesos de potabilización enfocados en el agua subterránea dado que ésta presenta características específicas como concentraciones elevadas de minerales o metales pesados que se infiltran en el suelo.

Para lograr consolidar un proceso de tratamiento efectivo es necesario llevar a cabo pruebas que permitan evaluar el desempeño de este proceso bajo diferentes escenarios de operación, no obstante, llevar a cabo una experimentación directa a escala real no es efectiva debido a los tiempos prolongados de evaluación. Entonces, es fundamental el desarrollo de modelos debido a que logran describir el comportamiento del sistema en condiciones controladas y a menor escala. De acuerdo con Herrera *et al.*, (2012), un modelo es un sustituto cuyo comportamiento imita al del sistema en tratamiento. También hace una distinción entre dos modelos: modelos físicos y modelos matemáticos; mientras que los modelos matemáticos ofrecen una abstracción teórica, en un modelo físico es posible medir de manera directa las variables bajo estudio y así obtener la respuesta del sistema bajo entradas predeterminadas, además es posible determinar efectos secundarios o escenarios que en ocasiones no son considerados por el modelo matemático.

Este proyecto tiene como componente fundamental un *Sistema de Intercambio Iónico*, el cual actúa como un reactor cuyo objetivo principal es la identificación y remoción de nitrógeno amoniacal del agua subterránea.

Con el propósito de monitorear el funcionamiento correcto del *Sistema de Intercambio Iónico* y verificar su capacidad de tratamiento del agua subterránea, se tomaron en cuenta las siguientes variables bajo estudio:

- Amonio.
- Potencial de Hidrogeno (pH).
- Conductividad.
- Presión.
- Temperatura.

La automatización del *Sistema de Intercambio Iónico* responde a una necesidad de mejorar el proceso de tratamiento del agua subterránea, puesto que la operación manual del proceso afectaba su eficiencia, ya que su funcionamiento dependía completamente del operador, el cual limita significativamente los tiempos de respuesta para el accionamiento de las válvulas y la capacidad de lectura de todas las variables se veía mermada simultáneamente. En un modelo físico como el de este estudio es necesario evaluar las variables en tiempo real, tanto al inicio del proceso como al finalizar el mismo, debido a que si se realiza la operación manual dificultaría el monitoreo de éstas. Del mismo modo durante el proceso es necesario hacer ajustes en algunos parámetros, tales como el caudal y el tipo de líquido de entrada, lo cual hace que la respuesta del sistema se vea limitada.

Una definición de la industria 4.0 es la transformación basada en la digitalización y automatización de sistemas físicos, que permite optimizar la autonomía de procesos productivos y descentralizar la toma de decisiones. Una característica importante es la interconexión de los sensores y

actuadores, permitiendo la intercomunicación entre ellos lo que facilita una operación descentralizada. En este sentido, se planteó realizar un sistema que permita monitorear y controlar el proceso de identificación y remoción de nitrógeno amoniacal y materia orgánica recalcitrante en agua subterránea de la Ciudad de México para su abastecimiento y consumo humano, por tal motivo se trabajó sobre un prototipo ya existente, que consistía en una columna de intercambio iónico, la cual se instrumentó para poder generar un sistema puramente autónomo utilizando circuitos electrónicos, actuadores y sensores necesarios.

Capítulo 1. Marco Teórico

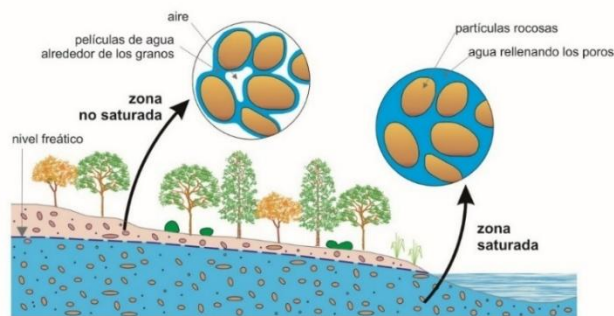
En el presente capítulo se abordan los fundamentos teóricos básicos que sustentan la Instrumentación del Sistema de Intercambio Iónico, inicialmente se mencionan las características del agua subterránea, proporcionando el contexto necesario para comprender el proceso del sistema. Asimismo, se presentan los conceptos fundamentales para la instrumentación y control del sistema.

1.1. Características del Agua Subterránea

En general, se puede definir al agua subterránea como aquella que se encuentra contenida en el subsuelo. Su origen se debe principalmente al ciclo hidrológico, que es un proceso continuo de circulación del agua en sus distintos estados físicos en todo el planeta, entre la hidrósfera, la atmósfera y la litósfera.

En el ciclo hidrológico, el agua regresa a la superficie terrestre mediante la precipitación, y ésta puede tomar dos caminos, se puede mover hacia abajo del suelo (infiltración) o fluye a través de la tierra. En el proceso de infiltración la mayor parte se evapotranspira, es decir, el agua se evapora directamente desde la tierra junto con la transpiración de las plantas, y el resto recarga al subsuelo.

Un perfil del subsuelo muestra la estructura verticalmente en distintas capas del suelo con propiedades físicas específicas. Desde este punto de vista, el subsuelo se distingue entre dos zonas, la zona saturada y la zona no saturada (**Figura 1.1**). En este sentido, “la zona saturada es la zona del subsuelo que se encuentra llena de agua, mientras que la zona no saturada es aquella que tiene aire y agua, la división entre ambas zonas se le conoce como nivel freático” (Nel, s.f., p. 5).



*Figura 1.1. Perfil del Subsuelo.
Fuente: Medio Ambiente de Calidad (2013).*

La mayor parte del agua subterránea termina en acuíferos, nombre que se da a “la formación geológica subterránea (compuesta de arenisca, así como arena y grava) permeable y con

suficiente capacidad de almacenamiento existente debajo del nivel freático” (Nel, s.f.). Bajo esta definición, el acuífero se puede considerar como una porción permeable de la zona saturada. Asimismo, el agua subterránea puede permanecer en el acuífero durante cientos o incluso miles de años, debido a que “se han documentado aguas subterráneas con edades superiores a un millón de años en regiones desérticas” (Gleeson *et al.*, 2015, p. 1).

Según Caraballo y Xavier (2012), no todas las formaciones geológicas tienen la capacidad almacenar y permitir el flujo del agua, por lo cual los acuíferos se clasifican en función de su estructura y el tipo de porosidad:

I. Estructura:

a. Acuíferos libres, no confinados o freáticos.

Su piso es impermeable y su techo es permeable, por lo que su presión es la atmosférica. Se recargan directamente por lluvia o ríos y son altamente vulnerables a las sequías, ya que su nivel varía drásticamente según el clima.

b. Acuíferos confinados, cautivos o a presión.

Están confinados entre capas impermeables bajo una presión mayor a la atmosférica. Su recarga es lateral y, al ser perforados, el agua asciende sola (pozos surgentes) debido a la superficie potenciométrica acumulada.

c. Acuíferos semiconfinados o semicautivos.

Son los más comunes, sus capas de techo o piso son de baja permeabilidad (acuitardos) pero permiten una filtración vertical lenta. El agua se mueve entre capas siempre que existan diferencias de potencial hidráulico.

II. Porosidad:

a. Acuíferos de porosidad primaria, porosos o sedimentarios.

Formados por sedimentos como gravas y arenas. El agua se almacena en los huecos naturales entre los granos.

b. Acuíferos de porosidad secundaria, fisurados o fracturados.

Se encuentran en rocas duras (ígneas o metamórficas) que no tienen poros naturales. El agua sólo puede circular y almacenarse a través de fracturas o fallas que estén abiertas y conectadas entre sí.

c. Acuíferos por disolución, químicos o kársticos.

Propios de rocas carbonatadas (como calizas) donde el agua ha disuelto la roca creando huecos y cavernas. Debido a estos grandes conductos, el agua circula a una velocidad mucho mayor que en los otros tipos de acuíferos.

El agua subterránea no sólo sirve para el aprovechamiento del ser humano, esto es relativamente reciente, como ya se mencionó, hay datos que hablan de agua subterráneas con mucho tiempo

de antigüedad en la Tierra, que fue “importante para diversos procesos geológicos, como la meteorización química, la eutrofización oceánica y el cambio climático” (Gleeson *et al.*, 2015, p. 1). En la antigüedad el uso del agua subterránea no se limitaba solamente en el aprovechamiento humano, se tenía una perspectiva más integral, la cual abarcaba desde procesos curativos, usos termales e inclusive minerales, otorgándole un simbolismo curativo y espiritual.

Gleeson *et al.*, (2015) propone al agua subterránea joven, como aquella que no ha estado almacenada en la zona saturada más de 100 años, del mismo modo define al agua subterránea moderna como aquella no mayor a los 50 años. Estos dos tipos de clasificaciones son las más cercanas a la superficie, por tanto, están más ligadas al ciclo hidrológico; a diferencia del agua subterránea fósil, lo que la hace más susceptible a contaminarse con actividades industriales o a cambios en el uso del suelo en y cerca de la superficie.

Según datos de la Comisión Nacional del Agua (CONAGUA, 2019) “La disponibilidad de agua promedio anual en el mundo es de aproximadamente 1,386 millones de km^3 , de los cuales el 97.5% es agua salada y sólo el 2.5%, es decir 35 millones de km^3 , es agua dulce, **Figura 1.2**. De esta cantidad casi el 70% no está disponible para consumo humano debido a que se encuentra en forma de glaciares, nieve o hielo”, por lo que no está disponible directamente, “el 29.9% corresponde a las aguas subterráneas, y sólo el 0.26% del agua dulce se encuentra en lagos, ríos y arroyos” (Caraballo *et al.*, 2012, p. 14). Esto hace notar que en la tierra existe una gran disponibilidad de agua, pero es muy pequeño el porcentaje que puede ser aprovechado por el humano, puesto que el agua existente en los glaciares no es aprovechable debido a que la lejanía que tiene de las grandes urbes. La gran mayoría de los glaciares se encuentra en la Antártida y en Groenlandia, lugares que están muy lejanos a los centros densamente poblados, su transporte (ya sea en estado sólido o líquido) implicaría un alto costo. Por otro lado, alterar estas reservas afectaría directamente el nivel del mar cuyo equilibrio es muy delicado: si el hielo que hoy está sobre tierra firme se derrite y eventualmente fluye hacia el océano, las ciudades costeras desaparecerían bajo el agua. Mientras que la cantidad del agua superficial presente en lagos, ríos, arroyos o manantiales cada vez es menor debido a la demanda mundial por agua limpia para la agricultura, industrias múltiples y la urbanización en general, así como el cambio climático que genera aumentos extremos en la frecuencia e intensidad de eventos hidroclimáticos¹.

¹ Transiciones rápidas entre sequía y exceso de lluvia (Instituto de Ciencias de la Atmósfera y Cambio Climático [ICAYCC], 2025, párr. 6).

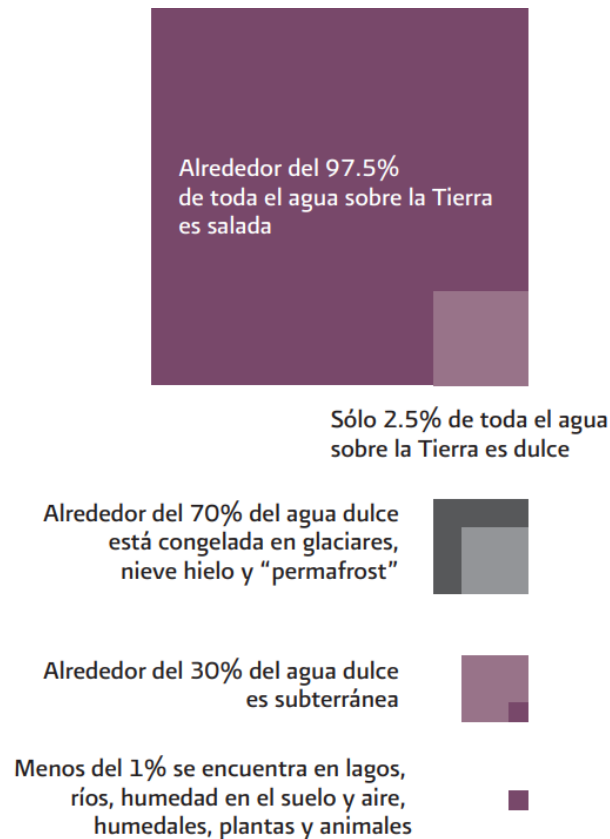


Figura 1.2. Estadísticas del Agua en México.
Fuente: CONAGUA (2019).

En general se hace notar que la mayor reserva de agua dulce existente en el planeta se encuentra en forma de agua subterránea, es por ello por lo que ésta juega un papel de suma importancia en el ciclo hidrológico y en general en la distribución de agua dulce en el mundo. De acuerdo con Gleeson *et al.*, (2015), el volumen total de agua subterránea en la Tierra es aproximadamente de 22.6 millones de km^3 , de los cuales de 0.1 a 0.5 millones de km^3 corresponden al agua subterránea moderna. Esto implica que apenas alrededor del 1 al 2% del total es el que participa activamente en el ciclo hidrológico. Entonces, aunque el volumen total del agua subterránea aparentemente es muy grande, el porcentaje realmente dinámico, renovable y susceptible de aprovechamiento se reduce significativamente.

Históricamente el agua superficial se usaba para el aprovechamiento del ser humano, pero el crecimiento de la población y el aumento de actividades agrícolas e industriales, hacen necesario empezar a utilizar el agua subterránea. Debido a que en la actualidad continúa esta tendencia, el agua subterránea cada día se posiciona como la fuente primaria para beber, producir alimentos y mantener la industria en muchas partes del mundo. En este sentido, “el recurso de agua subterránea es una fuente principal de agua potable en el mundo, ya que generalmente es de buena calidad, difícil de contaminar y está disponible durante todo el año” (Rao N *et al.*, 2019, p. 1). Asimismo, “a nivel mundial, un tercio de las extracciones de agua dulce corresponde a fuentes subterráneas destinadas para uso agrícola (42%), doméstico (36%) e industrial (22%)” (Ceron *et al.*, 2021, p. 49).

Naturalmente el agua subterránea se recarga debido al ciclo hidrológico, principalmente por precipitaciones o en algunas zonas por el deshielo de la nieve. A pesar de ello hay partes del mundo donde las personas sufren de escasez de agua debido a que consumen el agua subterránea más rápido de lo que se recarga. Una fuente principal de recarga es la precipitación, una falta prolongada de ella provocará periodos de sequía, afectando a todos los sectores que dependen de la disponibilidad de ésta.

El análisis de la calidad del agua es un pilar fundamental en el estudio del agua subterránea ya que en la actualidad la contaminación del agua subterránea es un problema que afecta a varios sectores. Por lo tanto, se debe tener claro los aspectos a evaluar sobre condición fisicoquímica. Bajo esta idea es importante identificar los contaminantes que puede llegar a dicha fuente, entendiendo que un contaminante se puede definir como cualquier agente (sustancia o elemento) introducido que no pertenece al elemento natural y altera su composición original produciendo efectos adversos.

Para el caso del agua, naturalmente y debido al propio ciclo hidrológico, su calidad se ve afectada debido a las múltiples rutas que toma en éste, lo cual afecta directamente su composición química ya que ésta depende, en parte, de la química de la precipitación y del agua de recarga. Esto propicia que esté en contacto muchas veces con posibles contaminantes debido a su infiltración o arrastre de éstos, los cuales al superar cierto límite de concentración alteran las cualidades naturales del agua y la contaminan.

El escenario de la contaminación del agua es un tópico crucial, pues si el agua está contaminada puede llegar a alterar negativamente las propiedades físicas, químicas y biológicas del entorno y esto propicia un impacto sistémico, pues interrumpe la cadena alimentaria, alterando el desarrollo de las especies afectando los servicios de los seres humanos, para lo cual se vuelve crucial controlar las fuentes, los tipos y la concentración de contaminantes.

Conocer las características del agua subterránea es importante, ya que ello determina como se usa y gestiona. En general se pueden definir los siguientes grandes parámetros:

I. Propiedades Físicas:

- a. Temperatura.
- b. Conductividad eléctrica.
- c. Color.
- d. Turbidez.
- e. Olor y sabor.

II. Propiedades Químicas:

- a. Potencial de Hidrogeno.
- b. Conductividad.
- c. Demanda química de oxígeno (COD, Chemical Oxygen Demand).
- d. Sólidos totales disueltos (TDS, Total Dissolved Solids).

III. Propiedades Biológicas:

Modificaciones de la composición biológica natural, ya sea introduciendo nuevos organismos o eliminando los existentes.

Los criterios de la calidad del agua se definen en función de su uso final. Mientras que los estándares de usos de agua potable para consumo humano son estrictos, los criterios para fines industriales y de riego pueden ser más laxos, permitiendo concentraciones de ciertos elementos los cuales no comprometen el uso final. Por lo mismo, es importante conocer la composición química y física del agua, pues es el punto de partida para determinar su aptitud para el consumo humano. En ese sentido, las propiedades fisicoquímicas permiten estructurar indicadores para determinar la calidad del agua, conocidos como Indicadores de la Calidad del Agua (ICA).

A nivel mundial existen múltiples ICA, pero en México “a principios de la década de 1970, se desarrolló un índice de calidad del agua compuesto por 18 parámetros como sistema cualitativo para hacer comparaciones de los niveles de contaminación en diferentes áreas” (Sánchez *et al.*, 2016, p. 77). De acuerdo con la CONAGUA (CONAGUA, 2025) los ICA se determinan a partir de los resultados que arroja la Red Nacional de Medición de la Calidad del Agua (RENAMECA). Los ICA definidos por la CONAGUA constan de 22 parámetros, los cuales se distinguen entre 2 grupos, los superficiales y los subterráneos. De estos últimos se definen 14 parámetros:

1. Fluoruros (FLUORUROS).
2. Coliformes fecales (COLI_FEC).
3. Nitrógeno de Nitratos (N_NO3).
4. Arsénico Total (AS_TOT).
5. Cadmio Total (CD_TOT).
6. Cromo Total (CR_TOT).
7. Mercurio Total (HG_TOT).
8. Plomo Total (PB_TOT).
9. Alcalinidad (ALC).
10. Conductividad eléctrica (CONDUCT).
11. Dureza Total (DUR).
12. Sólidos Disueltos Totales (SDT).
13. Hierro Total (FE_TOT).
14. Manganeso Total (MN_TOT).

“Si bien este ICA incluye gran cantidad de parámetros indicadores elegidos, es de mencionar que los distintos pesos relativos asignados a cada parámetro para su sistematización no corresponden con las características geohidrológicas de cada región; no se toma en cuenta la injerencia de cada parámetro en su entorno, como puede ser la geología del suelo e incluso el uso de suelo. Se sustenta más bien en una estandarización lineal homogénea” (Sánchez *et al.* 2016, p. 77).

De acuerdo con el Panel Intergubernamental sobre Cambio Climático (IPCC, Intergovernmental Panel on Climate Change), se define el cambio climático como “cambios en la media y/o en la variabilidad de sus propiedades, y que persiste durante un período prolongado, típicamente décadas o más. El cambio climático se debe a procesos internos naturales o a forzamientos externos tales como modulaciones de los ciclos solares, erupciones volcánicas y cambios antropogénicos persistentes en la composición de la atmósfera o en el uso del suelo” (IPCC, 2023, p. 122).

El agua es uno de los recursos más vulnerables frente al cambio climático, ya que presenta un amplio número de propiedades que dependen de las condiciones climáticas. Esto afecta directamente su aprovechamiento para consumo humano y pone en riesgo la biodiversidad en todo el planeta. En general, el cambio climático afecta directamente a la disponibilidad de agua limpia en el planeta, ya que la escasez de agua es un problema asociado a la ausencia de cantidad de agua como de su calidad.

Debido al crecimiento poblacional, la demanda de agua potable aumenta proporcionalmente para diversos usos (doméstico, agrícola o industrial), lo cual se traduce en una intensificación en la extracción del agua subterránea. Como la recarga de los acuíferos viene directamente ligado de lo que ocurre en la superficie, tanto en su calidad como en cantidad, muchas actividades que ocurren en la superficie afectan directamente a la calidad del agua subterránea. Cuando hay infiltraciones de origen antrópico al subsuelo, como gasolina, aceite, fertilizantes o pesticidas, lo contaminan y por lo tanto el agua subterránea se ve afectada, haciéndola inadecuada para el consumo humano. También se ve afectada por el uso de suelo de la región, debido al aumento de la población también aumenta el uso de este para carreteras, viviendas, centros comerciales y estacionamientos. Estos usos no permiten que la precipitación se filtre al subsuelo.

1.2. Sensores y Actuadores

Un sensor es un elemento que aprovecha una ley física fundamental para generar un cambio en sus propiedades, en otras palabras, presenta una propiedad que es sensible hacia una determinada magnitud física, y cuando esta magnitud se modifica, la propiedad también presenta un cambio en sus características. Por lo tanto, un sensor mide una cantidad física y la convierte a una señal que pueda ser leída o en todo caso medida por otro instrumento.

La importancia de los sensores radica en que son los intermediarios entre el mundo físico y magnitudes legibles. En la actualidad, los sensores y los sistemas que los rodean (sistemas de sensado) desempeñan un papel fundamental debido a que permiten recolectar datos precisos en el tiempo real de su entorno, lo que facilita la automatización, el control y la optimización de procesos. Por ejemplo, se necesita más información para controlar la calidad de fabricación, reducir el mantenimiento innecesario y mejorar la confiabilidad del sistema y otras funcionalidades a nivel del sistema. Los sensores se pueden clasificar en dos grandes grupos:

I. Sensores Pasivos.

Son aquellos que no requieren de una fuente de energía externa para producir su respuesta, es decir, en términos de energía, la de la entrada es convertida por el sensor en la energía de la salida.

II. Sensores Activos.

A diferencia de los pasivos, requieren una fuente de energía externa para su funcionamiento, a la cual se le conoce como señal de excitación. “A veces se llaman sensores activos o paramétricos porque sus propias propiedades cambian en respuesta a un efecto externo y estas propiedades pueden posteriormente convertirse en señales eléctricas.” (Srinix College of Engineering, s. f., p. 7).

También existen algunos tipos de sensores llamados sensores inteligentes, los cuales se puede percibir como aquellos que presentan las siguientes capas funcionales:

- Detección de señales.
- Acondicionamiento de señales.
- Procesamiento de las señales.
- Validación de las señales.

- Interpretación de los datos.

Los sensores presentan distintas características y éstas se agrupan en dos grandes grupos:

I. Características estáticas.

Describen el desempeño del sensor cuando la magnitud que se mide varía muy lento.

- a) Rango: es el espectro de valores que puede medir un sensor, pues son aquellos que están comprendidos entre el límite superior y el límite inferior, los cuales están definidos por las capacidades físicas intrínsecas del sensor.
- b) Span (FSR, Full-Scale Range): es la diferencia entre el límite superior y el límite inferior.
- c) Salida a escala completa (FSO, Full-Scale Output): “diferencia algebraica entre las señales de salida eléctricas medidas con el estímulo de entrada máximo y el estímulo de entrada mínimo aplicado” (Fraden, 2010, p. 31).
- d) Sensibilidad: es la razón entre una variación en la salida y una variación en la entrada.
- e) Resolución: el valor mínimo que puede detectar el sensor.
- f) Offset: valor que se presenta en la salida, cuando en la entrada no existe un estímulo.
- g) Linealidad: describe que tanto se aproxima la respuesta del sensor a una línea recta ideal.
- h) Exactitud: “grado de conformidad de un valor indicado a un valor estándar aceptado o valor ideal, considerando este valor ideal como si fuera el verdadero” (Creus,2021, p. 14).
- i) Precisión: “es la cualidad de un instrumento por la que tiende a dar lecturas muy próximas unas a otras, es decir, es el grado de dispersión de éstas” (Creus,2021, p. 16).
- j) Histéresis: De acuerdo con Creus (2021), la histéresis es la diferencia máxima que presenta la señal de salida de un sensor para el mismo valor cualquiera del campo de medida, cuando la variable recorre toda la escala en los dos senes dos, ascendente y descendente. Es decir, es la diferencia en la salida que presenta un sensor para los mismos valores de entrada, pero dependiendo de la dirección del estímulo (**Figura 1.3**). El valor se expresa porcentualmente mediante la *Ecuación 1.1*.

$$H = \frac{\text{Diferencia de salida}}{FS} \times 100 \% \quad \dots (1.1)$$

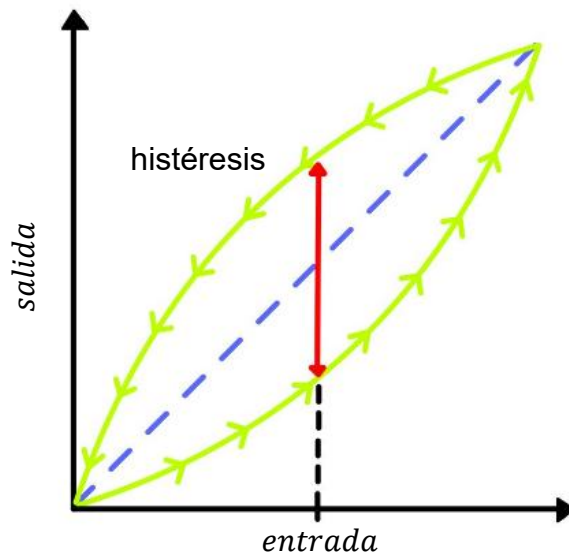


Figura 1.3. Gráfica de Histéresis.

II. Características dinámicas.

De acuerdo con Fraden (2010), cuando una entrada varía con una velocidad considerable, la respuesta del sensor generalmente no lo sigue con perfecta fidelidad. Esto debido a que tanto el sensor como su acoplamiento con la fuente del estímulo no siempre responden de manera instantánea. En otras palabras, un sensor puede caracterizarse por una propiedad dependiente del tiempo, la cual se denomina característica dinámica. La principal razón de la presencia de las características dinámicas es debido a la existencia de elementos que almacenan energía (inerciales y capacitivos). Las características dinámicas se determinan mediante el análisis de la respuesta al sensor a diferentes entradas variantes en el tiempo.

Un actuador es un elemento que recibe como entrada energía (mecánica o eléctrica) y produce como salida potencia en forma de trabajo mecánico. En este sentido, “un actuador es un elemento funcional que conecta la parte de procesamiento de información de un sistema de control electrónico con un proceso técnico” (Janocha *et al.*, 2004, p. 14).

De acuerdo con el modelo que propone Janocha *et al.*, (2004), la estructura funcional de un actuador está descrita mediante dos componentes fundamentales:

I. Controlador de energía.

Consta de una energía auxiliar, la cual es controlada por una variable de entrada que da como salida la energía auxiliar controlada (**Figura 1.4**). Un ejemplo común de este mecanismo es el funcionamiento de un transistor.

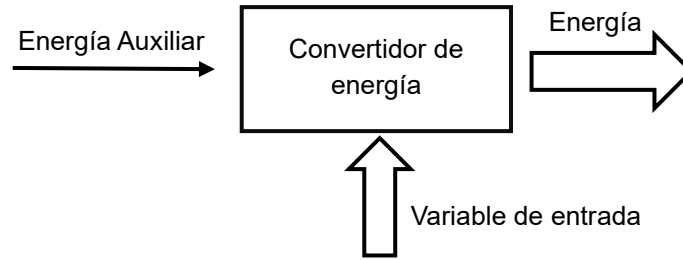


Figura 1.4. Diagrama de un Controlador de Energía.
Fuente: Basics and applications 2004. (p. 15).

II. Convertidor de energía.

Tanto la variable de entrada como de salida son energías (**Figura 1.5**). Un ejemplo característico es un motor, ya que convierte energía eléctrica en mecánica.

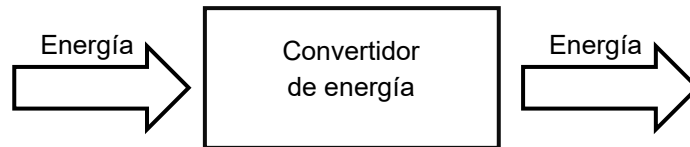


Figura 1.5. Diagrama de un Convertidor de Energía.
Fuente: Basics and applications 2004. (p. 15).

En la mayoría de los casos, un actuador consiste en una conexión en serie entre un controlador de energía y un convertidor de energía: primero se regula la energía y posteriormente se transforma, por ejemplo, un motor controlado por un transistor.

1.3. Bombas Peristálticas

El movimiento peristáltico se puede entender como un movimiento ondulatorio originado por contracciones y relajaciones sucesivas a lo largo de la pared de una estructura tubular flexible, que produce el desplazamiento de su contenido en una dirección determinada. En esencia la Peristalsis “es la expansión y contracción rítmica de conductos de paredes flexibles, impulsa el movimiento de fluidos con un movimiento ondulatorio (movimiento peristáltico)” (Akbar *et al.*, 2024). Este fenómeno es fundamental tanto en el ámbito fisiológico como en el ingenieril. Mientras que en el cuerpo humano se utiliza para la digestión y en general como forma de transporte, en ingeniería es muy usado como mecanismo de transporte de fluidos permitiendo un manejo controlado de los mismos.

Una bomba peristáltica “es un tipo de bomba de desplazamiento positivo², que se utiliza comúnmente para transportar una variedad de fluidos” (Klespitz *et al.*, 2014), es una bomba que genera de manera artificial un movimiento peristáltico para impulsar fluidos mediante la compresión periódica de un segmento de un tubo flexible. Dicha acción se realiza a través de rodillos que, al girar, generan diferencias de presión de forma periódica, lo cual hace que el fluido se desplace. Una de las mayores ventajas de este diseño es que el fluido transportado permanece aislado dentro del tubo, evitando cualquier riesgo de contaminación o contacto con los componentes mecánicos.

Existen múltiples variantes de bombas peristálticas, pues cada una está enfocada a necesidades y aplicaciones específicas, pero la opción más elemental utilizada consiste en un sistema de doble rodillo (**Figura 1.6**). Este sistema permite evitar retornos del fluido, pues el primer rodillo al posicionarse en la entrada de la bomba comprime el tubo completamente contra la carcasa crea un sello hermético evitando el retorno del fluido. A medida que el rodillo avanza debido al giro del rotor, mantiene la compresión del tubo y desplaza el volumen de fluido contenido en el segmento comprimido, produciendo su avance en la dirección del movimiento. Este proceso genera un gradiente de presión positivo que se traduce en un flujo dirigido hacia la salida.

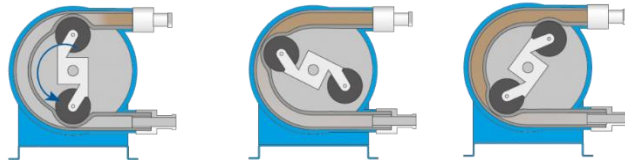


Figura 1.6. Diagrama de una Bomba Peristáltica.
Fuente: Kingdaflex (2023).

A las bombas peristálticas lineales, “también se les conoce como *finger pumps*, debido a que su funcionamiento se parece a presionar un tubo con los dedos uno tras otro” (Klespitz *et al.*, 2014). La disposición de dos rodillos garantiza un bombeo continuo, pues mientras uno de los rodillos se encuentra en la zona de salida impulsando el fluido, el otro se posiciona en la entrada formando nuevamente el sello hermético. Cuando el rodillo de la salida libera el tubo, este recupera su forma original, generando una zona de baja presión que favorece la succión de nuevo fluido desde la entrada. De esta manera, el sistema produce ondas peristálticas sucesivas, las cuales mantienen el transporte continuo del fluido y minimizan el flujo inverso. Al aumentar la cantidad de rodillos es posible generar una menor variación de presión, pero esto afecta directamente en la vida útil de las bombas.

1.4. Electroválvulas

Una electroválvula, también llamada válvula solenoide, es una válvula electromecánica que se emplea comúnmente para controlar el flujo de líquidos o gases. Su principio de funcionamiento

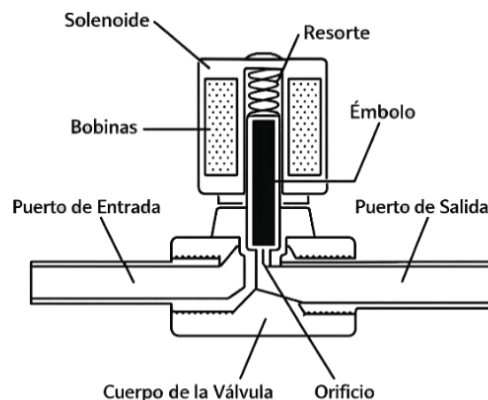
² “Es un tipo de bomba que hace que un fluido se mueva atrapando una cantidad fija del mismo y luego forzando (desplazando) ese volumen atrapado hacia la tubería de descarga. El volumen es constante en cada ciclo de funcionamiento” (Saylor, s.f.).

utiliza un solenoide para activar o desactivar la válvula. Existen varios tipos de electroválvulas, pero las principales son:

- Accionamiento piloto: Usan la presión del mismo fluido para ayudar a abrir o cerrar. El solenoide solamente controla un pequeño orificio auxiliar. Se usan para presiones más altas o caudales grandes.
- Accionamiento directo: El émbolo abre y cierra directamente el orificio. Sirven para presiones bajas o para fluidos simples.

El funcionamiento de una válvula solenoide se basa en controlar el flujo de líquidos o gases mediante un mecanismo que opera en dos estados: completamente abierto o cerrado. Estas válvulas suelen utilizarse para sustituir válvulas manuales o para permitir su control a distancia.

El principio de operación consiste en abrir o cerrar un orificio dentro del cuerpo de la válvula, permitiendo o bloqueando el paso del fluido. Este orificio es accionado por un émbolo que se desplaza dentro de un tubo guía. Dicho desplazamiento ocurre cuando la bobina eléctrica (solenoide) es energizada y genera un campo magnético. La constitución básica de una válvula solenoide está constituida por una bobina, un émbolo y un conjunto de tubo guía (**Figura 1.7**).



*Figura 1.7. Diagrama de una Electroválvula.
Fuente: Control and Instrumentation (s.f.).*

Existen dos configuraciones para las válvulas:

- En una válvula normalmente cerrada (NC, Normally Closed), un resorte mantiene el émbolo presionado contra el orificio, impidiendo el flujo. Al energizar la bobina, el campo magnético levanta el émbolo y permite el paso del fluido.
- En una válvula normalmente abierta (NO, Normally Open) ocurre lo contrario: al energizar la bobina, el campo magnético mueve el émbolo de manera que sella el orificio y bloquea el flujo.

Las vías son los orificios o puntos de conexión de una válvula que definen los canales de entrada, salida o escape, permitiendo así la circulación dirigida del fluido. Típicamente, la nomenclatura

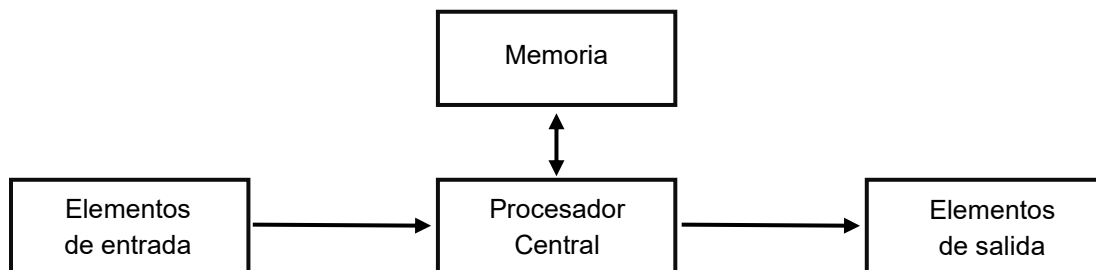
es: 2 vías, 3 vías, 4 vías, 5 vías, etc. El número de vías determina que puede hacer la válvula y como puede dirigir o bloquear el flujo. Una válvula de 2 vías tiene 2 puertos, una entrada y una salida. Además, las válvulas cuentan con posiciones, las cuales indican cuantos estados distintos puede tomar el carrete interior, es decir, como distribuye el flujo. La notación usada es: 2/2 → 2 vías, 2 posiciones, lo que indica que se tienen 2 puertos (entrada y salida) y 2 posiciones (abierta o cerrada).

1.5. Microcontroladores

En la actualidad, los microcontroladores son una de las tecnologías fundamentales en el desarrollo de sistemas digitales, ya que integran en un solo circuito los elementos necesarios para el procesamiento, almacenamiento y control de señales. Para entender su funcionamiento, es necesario analizar primero la estructura básica de una computadora, así como las principales características de su arquitectura que rigen su operación.

1.5.1. Estructura básica de una computadora

De acuerdo con Savage *et al.* (2015, p. 11), “una computadora se puede definir como una máquina que consta de elementos de entrada, elementos de salida, un procesador central y una memoria” (p. 11), el diagrama de bloques se ilustra en la **Figura 1.8**.



*Figura 1.8. Diagrama Básico de una Computadora.
Fuente: Diseño de procesadores Savage.*

El Procesador Central, también llamado Unidad de Procesamiento Central (CPU, Central Processing Unit) funciona como el “centro” de la computadora, pues proporciona el control a otros componentes y los coordina para cumplir las tareas deseadas. La memoria funge como unidad de almacenamiento para guardar el programa de operación (opcode, operation code) en el que se incluyen las instrucciones y datos. Los elementos de entrada/salida son la interfaz entre el procesador central y los periféricos. Todas las computadoras siguen un ciclo de instrucción conocido como “Fetch–Decode–Execute cycle”, el cual sigue las siguientes etapas:

1. Traer el código de la instrucción a ejecutar (fetch). Lee la instrucción de la memoria de programa.
2. Decodificar la instrucción, es decir, saber cuáles son las micro-operaciones que tiene que realizar la computadora para ejecutar dicha instrucción (decode).
3. Traer los operandos en caso de que los requiera la instrucción (Fetch operands).
4. Ejecutar la instrucción y guardar el resultado (execute).

La CPU de una computadora es el elemento principal y el más fundamental, ya que actúa como el núcleo que dirige su funcionamiento integral y sincroniza el flujo de información, tanto interna como externa. Su función principal es coordinar todas las actividades del sistema, determinando con precisión que operaciones deben ejecutarse y en qué orden. Para lograr un funcionamiento correcto opera internamente como una máquina de estados, la cual permite transitar de forma controlada entre las distintas etapas de procesamiento según las instrucciones recibidas.

1.5.2. Microprocesadores

Históricamente, los elementos básicos de las computadoras estaban contruidos a partir de múltiples componentes discretos, es decir, elementos electrónicos individuales y separados físicamente. Con el avance de la tecnología de circuitos integrados, fue posible integrar la CPU en un solo chip, dando origen a lo que se conoce como microprocesador, el termino se acuñó en 1972, dentro de Intel, para describir la implementación de la CPU en un único circuito integrado. El prefijo micro hace referencia al alto nivel de integración del dispositivo, ya que el microprocesador se implementa como un circuito integrado de muy gran escala (VLSI, Very Large Scale Integration), en el cual se concentran miles o millones de transistores en un solo chip. Por lo tanto, se puede entender como un dispositivo lógico programable capaz de realizar las funciones principales de una CPU, como operaciones aritméticas, lógicas y de control. Es capaz de procesar datos en formato binario, tomando instrucciones almacenadas para generar las salidas correspondientes. Dependiendo de la generación del microprocesador se tienen distintos anchos de palabra (4, 8, 16, 32 y 64 bits), los cuales determinan la cantidad de información que pueden procesar simultáneamente, este parámetro está estrechamente vinculado con la capacidad de direccionamiento de memoria, ya que define el número de direcciones accesibles. Un procesador está constituido principalmente por tres elementos:

- Unidad Aritmética Lógica (ALU, Arithmetic/Logic Unit): contiene los elementos que se encargan de realizar las operaciones aritméticas (suma, resta, multiplicación y división) y las operaciones lógicas (AND, OR, NOT o Desplazamiento de Bits).
- Unidad de Control: se encarga de generar las señales de control que entran en la ALU indicando el orden de procesamiento. Consiste en un decodificador de instrucciones, contadores y una unidad de control que genera señales de control.
- Registros: son un conjunto de Flip Flops que permiten el almacenamiento temporal de información para su procesamiento.

Cada microprocesador tiene un conjunto específico de instrucciones, las cuales definen las operaciones que se pueden ejecutar. Este conjunto depende de la arquitectura completa del

sistema. Por lo tanto, el conjunto de instrucciones son elementos fundamentales que determinan como se escribe el software que interactúa con el hardware. Dicho conjunto de instrucciones forma parte de una definición más amplia conocida como arquitectura del conjunto de instrucciones (ISA, Instruction Set Architecture), la cual es el conjunto de todos los aspectos del sistema que el software necesita conocer para especificar correctamente las operaciones que deben ser realizadas por el hardware (instrucciones y su formato, los registros y los modos de direccionamiento). En función de la ISA se pueden clasificar dos tipos de arquitecturas:

- Computadoras con un conjunto de instrucciones complejo (CISC, Complex Instruction Set Computer).
- Computadoras con un conjunto de instrucciones reducido (RISC, Reduced Instruction Set Computer).

Los microprocesadores con una arquitectura RISC utilizan un conjunto de instrucciones reducido y sencillo donde por lo general cada operación se ejecuta en un único ciclo de reloj. Debido a su diseño simple requieren un menor consumo de energía, por lo cual este tipo de microprocesadores suelen utilizarse en dispositivos móviles. La principal limitación que presenta esta arquitectura radica en que la ejecución de tareas complejas se debe de realizar repetidas operaciones sencillas, lo que se traduce en un mayor código de programación y mayor consumo de memoria. En consecuencia, los compiladores para procesadores RISC realizan más trabajo para traducir los lenguajes de programación de alto nivel a código máquina.

Por otra parte, los microprocesadores CISC, cuentan con un conjunto de instrucciones más grande, integrando un hardware dedicado. Estos circuitos complejos de propósito específico están diseñados para realizar tareas complejas de forma nativa, optimizando el tiempo de procesamiento. Tal característica reduce el tamaño de los códigos de programación, por lo cual se necesita menor memoria para su ejecución. En esta arquitectura, los compiladores realizan poco trabajo para traducir programas de alto nivel a código máquina.

De acuerdo con Vega Luna *et al.*, (s.f.) “un procesador RISC típico tiene una capacidad de procesamiento de dos a cuatro veces mayor que la de un CISC, pero su estructura de hardware es tan simple, que se puede realizar en una fracción de la superficie ocupada por el circuito integrado de un procesador CISC.”

1.5.3. Microcontroladores

Según Barrett y Pack (2019, p. 1), un microcontrolador es “un sistema de procesamiento completo integrado en un solo chip que funciona como una computadora de propósito general al incluir en un mismo circuito elementos fundamentales como la unidad central de procesamiento, elementos de memoria y las unidades de entrada y salida”. Por lo tanto, la combinación de un microprocesador con elementos de memoria y de entrada y salida se le conoce como microcontrolador. De hecho, un microcontrolador se fabrica incorporando microprocesadores, una unidad de memoria y puertos de E/S en un solo chip de semiconductor. Generalmente los microcontroladores están diseñados para su integración en un dedicado y ejecutar un único programa. Entonces, en principio un microcontrolador no necesitará periféricos adicionales ni procesadores auxiliares, a diferencia de los microprocesadores que si los requieren.

Los microcontroladores presentan periféricos internos, tales como puertos de entrada/salida, interfaces de comunicación síncrona (UART) y asíncrona como I²C y SPI, lo que es permite interactuar directamente con otros dispositivos sin necesidad de hardware externo adicional.

Chaudhury y Mal (2023) clasifican a los sistemas basados en microprocesadores en dos categorías de acuerdo con su tipo de aplicación:

- **Sistemas reprogramables:** el microprocesador se utiliza para tareas de procesamiento de datos de propósito general. Estos sistemas suelen incluir un procesador de propósito general, dispositivos de almacenamiento masivo y periféricos.
- **Sistemas embebidos:** el microprocesador se utiliza para ejecutar tareas específicas dentro de un sistema mayor. Su funcionamiento se enfoca en una tarea particular y, en muchos casos, no permite la reprogramación directa por parte del usuario final.

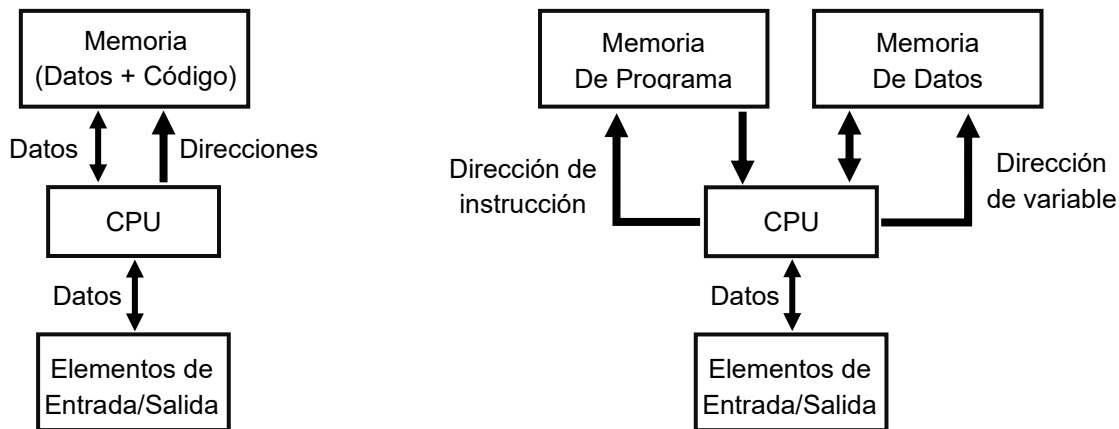
1.5.4. Arquitecturas Harvard y Von Neumann

Existen distintos tipos de arquitecturas en los sistemas de cómputo las cuales describen su diseño y funcionalidad, dentro de los cuales una clasificación en torno a la organización de la memoria y el procesamiento de datos; dentro de esta clasificación se encuentran las arquitecturas Harvard y Von Neumann.

En la arquitectura Von Neumann se integra una CPU, Elementos de Entrada/Salida e incluye una sola Memoria para instrucciones y datos. Se utiliza un único BUS para transmitir instrucciones y realizar operaciones (**Figura 1.9**).

Por otro lado, la arquitectura Harvard cuenta con una separación de la memoria de instrucciones y datos, por lo cual utiliza un conjunto dedicado de buses de datos y buses de direcciones para leer y escribir datos en la memoria, y otro conjunto para obtener instrucciones para realizar operaciones (**Figura 1.9**). Dado que la CPU lee una instrucción y accede a la memoria de datos simultáneamente, la arquitectura Harvard permite realizar operaciones básicas con mayor rapidez.

En el tipo de arquitectura Harvard, es común que la Memoria de Programa sea una memoria no volátil, como la ROM pues al ser la correspondiente al programa, éste no cambia durante la ejecución normal del sistema, debido a que la CPU solo lee las instrucciones más no se modifican. Por otro lado, los datos se almacenan en memoria RAM, debido que los datos del programa cambian constantemente durante la ejecución del sistema y es necesario poder realizar operaciones de lectura y escritura rápidas, necesarias para el manejo de variables del programa.



Arquitectura Von Neumann

Arquitectura Harvard

Figura 1.9. Arquitecturas Harvard y Von Neumann.
Fuente: Adaptado de Diseño de procesadores Savage.

Para poder determinar el uso de una u otra arquitectura es necesario realizar el análisis del rendimiento de estas arquitecturas en escenarios diversos y así poder evaluar su idoneidad para tareas específicas. En este sentido, Pakpahan *et al.*, (2024, p. 3) realizaron un estudio comparativo enfocado en aplicaciones informáticas modernas, particularmente en sistemas embebidos y tareas generales de procesamiento de datos. El estudio concluye que “la arquitectura Harvard resulta más adecuada para sistemas embebidos debido a su capacidad de ejecutar operaciones en paralelo mediante la separación de memorias, lo que mejora el rendimiento y la eficiencia energética. Por otro lado, la arquitectura Von Neumann ofrece mayor flexibilidad y facilidad de programación, siendo preferida en sistemas de propósito general, aunque limitada por el cuello de botella de memoria”.

1.5.5. ARM (Advanced RISC Machines)

Arm Ltd. es una empresa dedicada al diseño de arquitecturas y núcleos de procesadores, ampliamente utilizada en dispositivos electrónicos modernos. El modelo de negocios se basa en la concesión de licencias de propiedad intelectual (IP, Intellectual Property) de semiconductores, en lugar de la fabricación y venta de chips semiconductores. Se conceden las IP a los diferentes socios, los cuales utilizan diseños de propiedad intelectual de ARM para crear y fabricar sistemas en chip, pagando a ARM una tarifa de licencia por la propiedad intelectual original y regalías por cada chip u oblea producida. Las propiedades intelectuales de ARM son diversas, desde procesadores, herramientas de desarrollo de software (Keil MDK, Microcontroller Development Kit) y sistemas y plataformas enfocadas en la infraestructura de sistema en chip (SoC). En 2016 SoftBank adquirió ARM, convirtiéndola en una de sus subsidiarias. Esto significa que SoftBank es el propietario de ARM a nivel empresarial, mientras que ARM continúa operando de manera independiente. Con la amplia variedad IP de ARM los principales fabricantes de equipos originales (OEM, Original Equipment Manufacturer) del mundo, utilizan su tecnología en una amplia gama de aplicaciones, que van desde teléfonos móviles y decodificadores digitales, hasta sistemas de frenos automotrices y routers de red (Microsoft Fandom, s.f.).

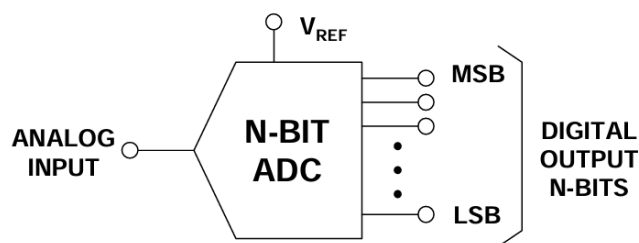
Inicialmente, el nombre ARM surge de la empresa en la que se originó, Acorn Computers. Por ello, ARM era una abreviatura de Acorn RISC Machine, haciendo referencia al procesador basado en arquitectura RISC que desarrolló dicha compañía, pero en la actualidad el significado se reinterpreto como Advanced RISC Machine. Por lo tanto, la arquitectura utilizada en los procesadores ARM (ARM architecture) es RISC.

A partir de la generación ARMv7, se introdujo el concepto de perfiles arquitectónicos, los cuales tienen enfoques específicos, adaptando el ISA y el hardware a necesidades específicas. Los perfiles se dividen en tres categorías conocidas como serie Cortex:

- Cortex-A (Application): enfocado en el alto rendimiento y computación de propósito general. Diseñada para ejecutar sistemas operativos de gran escala (como Linux, Android o Windows) que requieren capacidades avanzadas de multitarea.
- Cortex-M (Microcontroller): diseñado para aplicaciones para un bajo consumo de energía y aplicaciones en tiempo real, que se suelen usar en sistemas embebidos y dispositivos del Internet de las cosas.
- Cortex-R (Real-Time): enfocado en procesos determinísticos y de baja latencia, es decir el sistema tiene un tiempo de respuesta predecible y garantizado.

1.6. Convertidores Analógico Digital

En la electrónica digital se trabaja con cantidades discretas, es decir, cantidades que sólo pueden adoptar niveles específicos y definidos, típicamente representados por niveles de voltaje lógicos (Alto y Bajo), en lugar de fluctuar en un rango analógico continuo. Por lo tanto, la conversión Analógica-Digital se presenta como una interfaz, la cual traduce magnitudes analógicas en digitales que son empleadas para su posterior procesamiento mediante el uso de sistemas digitales. El circuito encargado de realizar la Conversión Analógica Digital se le llama Convertidor Analógico Digital (ADC, Analog-to-Digital Converter), tal como se ilustra en la **Figura 1.10**.



*Figura 1.10. Esquema de un Convertidor Analógico-Digital
Fuente: Kester (2004).*

Parte del proceso de los ADC consiste en normalizar las variables de entrada a los rangos compatibles del ADC, esto debido a que los ADC tienen un rango de entrada asignado (Input Range), por lo cual la normalización se puede entender como un ajuste de escala.

Normalmente la información digital se representa mediante voltajes lógicos, los cuales representan los estados Alto y Bajo, también llamados Uno y Cero. En la actualidad existen múltiples tecnologías lógicas las cuales definen sus propios valores de voltajes para cada estado lógico, actualmente la más utilizada es la basada en la tecnología de semiconductor complementario de óxido metálico (CMOS, Complementary Metal-Oxide-Semiconductor), esto debido a las características que ofrece, dentro de las cuales se puede destacar su bajo consumo de potencia, alta inmunidad al ruido y flexibilidad para operar a distintos voltajes de alimentación; los niveles lógicos están definidos en función con su alimentación, así un Uno se encuentra ente 0 y $0.3V_{cc}$ y un Cero entre $0.7V_{cc}$ y V_{cc} . A pesar de ello históricamente, la lógica transistor-transistor (TTL, Transistor-Transistor Logic) fue ampliamente empleada, estableciendo niveles de referencia típicos de 0 [V] a 0.8 [V] para un Cero y de 2 [V] a 5 [V] para un Uno en sistemas alimentados a 5 [V].

Debido a la naturaleza binaria de los sistemas digitales se utiliza el sistema binario para representar la información, el cual es un sistema de numeración que sólo tiene definidos dos valores. Formalmente, el sistema de numeración Binario es el conjunto de elementos formado por el 0 y el 1, con operaciones aritméticas (suma, resta, multiplicación) y lógicas (OR, AND y NOT). El sistema binario es de base 2, por lo que cada posición dentro del número representa una potencia de 2. En un número binario de varios dígitos, cada dígito recibe el nombre de bit, los cuales adquieren un valor según la posición que ocupan. A esta jerarquía se le denomina peso, el cual corresponde a una potencia de base 2 que aumenta de derecha a izquierda. El bit ubicado más a la izquierda se denomina bit más significativo (MSB, Most Significant Bit), ya que es el que mayor peso tiene dentro del número. Por el contrario, el bit situado más a la derecha se conoce como bit menos significativo (LSB, Least Significant Bit), y es el que menor peso aporta al valor final.

En general la representación posicional de números en base 2 está dada por la *Ecuación 1.2*.

$$N = \sum_{i=0}^{n-1} b_i \cdot 2^i \quad \dots (1.2)$$

Donde:

- b_i : valor del bit (1 o 0).
- i : posición del bit (del LSB al MSB).
- n : número total de bits.

La conversión analógica digital se puede entender como el proceso que involucra muestrear la señal de entrada analógica aplicada, cuantificarla comparándola con voltajes de referencia y codificar cada nivel cuantificado en una representación binaria, antes del procesamiento posterior de la señal en sistemas digitales subsiguientes (**Figura 1.11**).

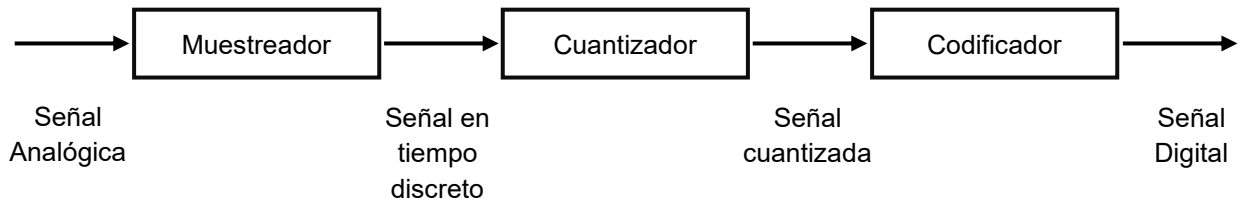


Figura 1.11. Diagrama de Bloques de un ADC.

De acuerdo con Larry (2009, p. 13), “las muestras (señal discreta) contienen diferentes magnitudes y son cuantizadas a valores digitales pasados en la longitud de una palabra de L bits. A cada muestra discretizada se le asocia un valor digital de L bits, a este proceso se llama cuantización, el cual involucra errores que dependen del número de bits empleados por la palabra digital; para efectuar la cuantización hay que hacer una aproximación de los valores analógicos correspondientes, esta aproximación se hace por truncamiento o redondeo para obtener la palabra digital”.

1.6.1. Muestreo

El muestreo es el proceso que implica estar adquiriendo muestras a intervalos específicos de tiempo de una señal analógica, en otras palabras, es el proceso de convertir una señal analógica $x(t)$ en su representación mediante una secuencia $x[n]$ la cual se obtiene tomando muestras de $x(t)$ cada T_s segundos, tal proceso se describe en la *Ecuación 1.3*.

$$x[n] = x(n \cdot T) \quad \forall n \in \mathbb{Z} \quad \dots (1.3)$$

Donde T_s es el periodo de muestreo y F_s la frecuencia de muestreo definida como $F_s = 1/T_s$. El desafío técnico reside en determinar qué tan seguido se debe de realizar el muestreo, pues es evidente que si se toma un número infinito de muestras se tendrá la ecuación reconstruida en su totalidad, es decir, se tendrá una señal de tiempo continuo, pero tomar pocas muestras hace que se pierdan características importantes de la señal.

1.6.1.1. Función Delta de Dirac

La función delta de Dirac $\delta(t)$ es un concepto matemático que se utiliza para modelar fenómenos puntuales o impulsivos, la cual se define mediante la *Ecuación 1.4* y su representación gráfica se define en la **Figura 1.12**.

$$\delta(t) = \begin{cases} \infty & t = 0 \\ 0 & t \neq 0 \end{cases} \quad \dots (1.4)$$

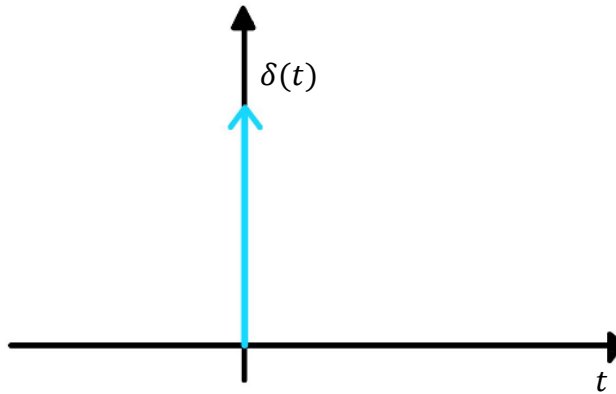


Figura 1.12. Gráfica de la Función Delta de Dirac.

La función delta de Dirac presenta, entre otras, las siguientes propiedades fundamentales:

1. Integración

La propiedad de integración establece que la integral de la función delta en todo el dominio es igual a uno, como se muestra en la *Ecuación 1.5*.

$$\int_{-\infty}^{\infty} \delta(t) dt = 1 \quad \dots (1.5)$$

2. Propiedad de muestreo

Indica que la función delta permite evaluar una función en un punto específico, como se expresa en la *Ecuación 1.6* Esta propiedad se ilustra gráficamente en la **Figura 1.13**.

$$\int_{-\infty}^{\infty} f(t) \cdot \delta(t) dt = f(0) \quad \dots (1.6)$$

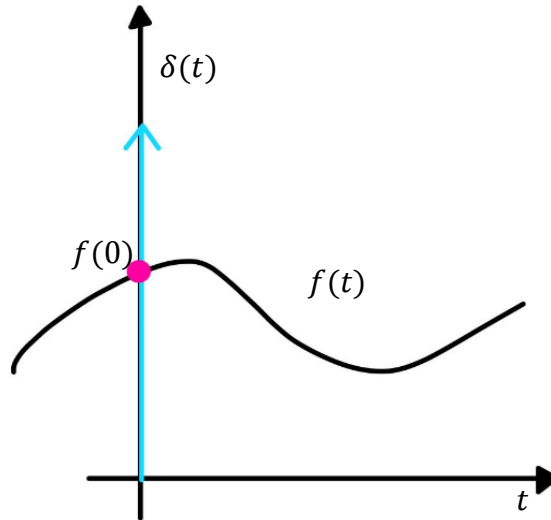


Figura 1.13. Gráfica de la Propiedad de Muestreo.

A partir de la propiedad de muestreo, se puede generalizar el resultado para un desplazamiento en el tiempo, obteniéndose la *Ecuación 1.7*.

$$\int_{-\infty}^{\infty} f(t) \cdot \delta(t - t_0) dt = f(t_0) \quad \forall t_0 \in t \quad \dots (1.7)$$

3. Propiedad de selección

Establece que la función Delta de Dirac permite extraer el valor de una señal en un instante específico. Matemáticamente, esta propiedad se expresa como se muestra en la *Ecuación 1.8*.

$$\int_{-\infty}^{\infty} x(\tau) \cdot \delta(t - \tau) d\tau = x(t) \quad \dots (1.8)$$

Esta propiedad de selección demuestra que cualquier señal continua $x(t)$ puede ser representada como una suma infinita de impulsos unitarios escalados y desplazados. También se le conoce como propiedad de convolución, lo que significa que la convolución de una señal con la función impulso es la misma señal, es decir, $x(t) = x(t) * \delta(t)$, donde el símbolo $*$ representa a la operación convolución, por lo tanto δ es el elemento neutro de la convolución.

1.6.1.2. Representación Matemática del Muestreo

Con el objetivo de comprender el proceso de muestreo es importante analizarlo en el dominio de la frecuencia, pues este análisis permite entender los efectos del muestreo sobre el espectro de la señal. Este enfoque permite el estudio del aliasing y la determinación de las condiciones de muestreo.

La función Delta de Dirac es utilizada para definir matemáticamente el proceso de muestreo de una función. Para poder realizar el muestreo de una señal $x(t)$, se multiplica la señal por un tren de impulsos llamado señal “muestreadora” $S_T(t)$ definida en el tiempo como se muestra en la *Ecuación 1.9* y su representa en la **Figura 1.14**.

$$S_T(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - nT_S) \quad \dots (1.9)$$

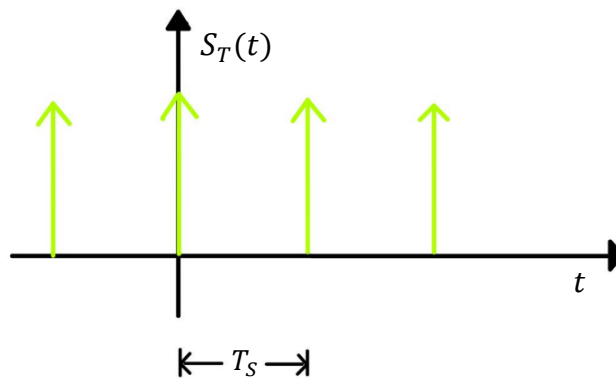


Figura 1.14. Gráfica de la función Muestreadora.

La transformada de Fourier de $S_T(t)$ se define matemáticamente mediante la *Ecuación 1.10*. La representación en el dominio del tiempo y la frecuencia de la función muestreadora se ilustra en la **Figura 1.15**. Donde $\omega_0 = 2\pi F_S$.

$$TF\{S_t(t)\} = S_T(\omega) = \frac{2\pi}{T_S} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \delta(\omega - m \cdot \omega_0) = \omega_0 \cdot \delta_{\omega_0}(\omega) \quad \dots (1.10)$$

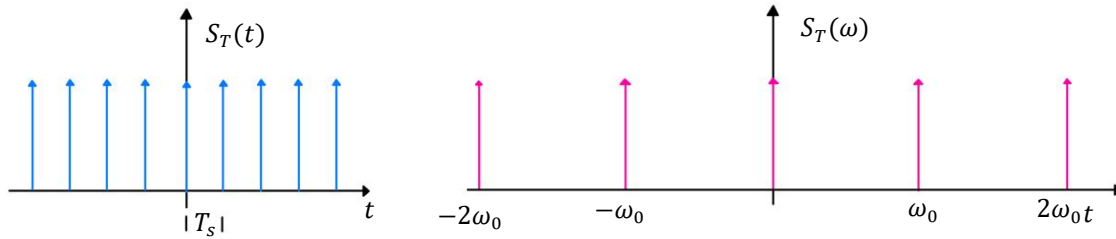


Figura 1.15. Gráfica en el Tiempo y en Frecuencia de la Función Muestreadora.

Se observa que, en el tiempo los impulsos están separados cada T_s y al transformarlo al dominio de la frecuencia se separan cada $\omega_0 = \frac{2\pi}{T_s}$. Por lo tanto, la periodicidad en el tiempo se traduce en periodicidad en la frecuencia.

Considerando ahora una señal continua en el dominio del tiempo $x(t)$ con un ancho de banda B, es decir $|X(\omega)| = 0 \forall |\omega| > 2\pi B$, su representación en el dominio del tiempo y de la frecuencia $X(\omega)$ aplicando la transformada de Fourier se muestra en la **Figura 1.16**.

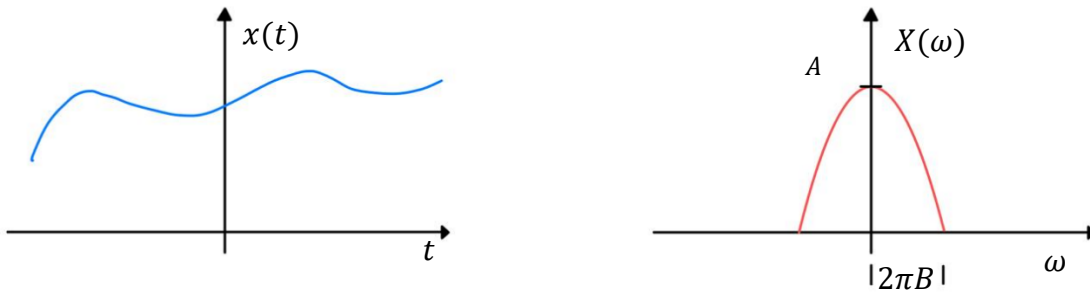


Figura 1.16. Gráfica en el Tiempo y en Frecuencia de la función $x(t)$ y $X(\omega)$.

La señal $x(t)$ se muestrea con una frecuencia de muestreo F_s , mediante la señal $S_t(t)$. Entonces, el proceso de muestreo es el resultado de multiplicar la función $S_t(t)$ por $x(t)$, como se ilustra en la *Ecuación 1.11*.

$$X_s(t) = x(t) \cdot S_T(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(nT) \cdot \delta(t - nT_s) \quad \dots (1.11)$$

La transformada de Fourier de $x_s(t)$ es $X_s(\omega)$ y se define mediante la *Ecuación 1.12*. Su representación se ilustra en la **Figura 1.17**.

$$FT\{X_s(t)\} = X_s(\omega) = \frac{1}{T_s} \sum_{m=-\infty}^{\infty} x(\omega - m \cdot \omega_0) \quad \dots (1.12)$$

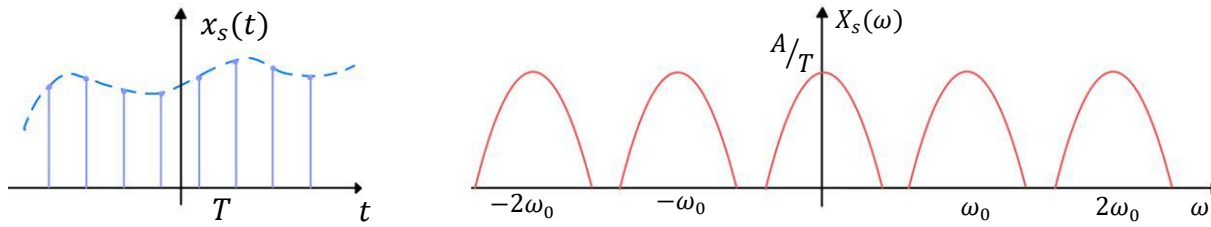


Figura 1.17. Gráfica en el Tiempo y en Frecuencia de la función $x_s(t)$ y $X_s(\omega)$.

1.6.1.3. Teorema de Nyquist - Shannon

De acuerdo con la propiedad de convolución, al multiplicar dos señales en el dominio del tiempo es lo mismo que convolucionarlas en la frecuencia. El efecto de la convolución de el tren de impulsos $S_t(\omega)$ con $X(\omega)$ da como resultado una función periódica en el dominio de la frecuencia, compuesta por réplicas desplazadas de $X(\omega)$, **Figura 1.17**.

Como se puede observar en la **Figura 1.17**, el espectro original que representa a la función $x(t)$ se encuentra en la frecuencia 0. Por lo cual para recuperar la señal original $x(t)$, se puede aplicar un Filtro Pasa-Bajas Ideal que únicamente deje pasar el principal componente espectral. Para garantizar una reconstrucción ideal, el contenido espectral adyacente no deberá superponerse con el espectro principal.

Sin embargo, la posibilidad de reconstruir la señal original depende de la distancia entre estas componentes espectrales. Si la frecuencia de muestreo disminuye, las réplicas espectrales se aproximan entre sí. En la **Figura 1.18** se presenta una situación donde los espectros se encuentran casi al borde de tocarse.

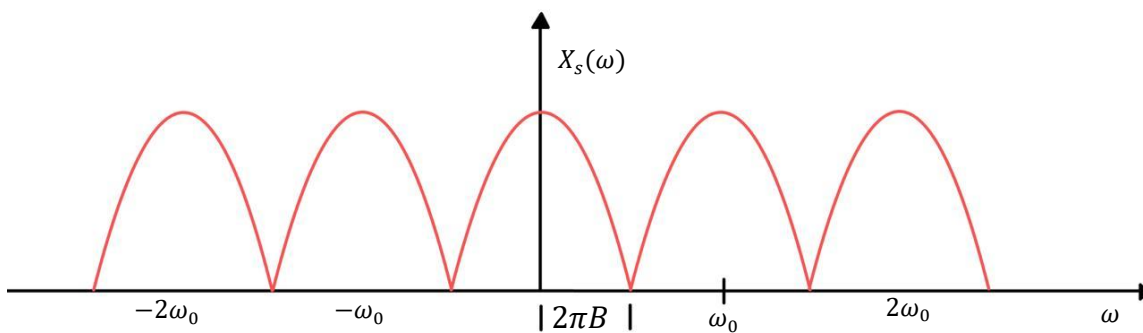


Figura 1.18. Gráfica en Frecuencia del Teorema de Nyquist-Shannon.

A partir de la **Figura 1.18**, se deduce el teorema de Nyquist- Shannon, ya que las componentes espectrales adyacentes deben de cumplir con la condición mostrada en la *Ecuación 1.13*.

$$|\omega_0 - 2\pi B| > 2\pi B \quad \dots (1.13)$$

Por lo tanto, se obtiene la relación dada en la *Ecuación 1.14*.

$$\omega_0 > 2(2\pi B) \quad \dots (1.14)$$

Al sustituir la relación angular $\omega_0 = 2\pi F_s$ en la *Ecuación 1.14*, los factores 2π se cancelan, obteniendo la relación fundamental de Nyquist: $f_s > 2B$.

Una interpretación del teorema de Nyquist - Shannon es que, si una señal se muestrea instantáneamente a intervalos constantes con frecuencia de muestreo de al menos el doble de la frecuencia de señal bajo tratamiento, entonces las muestras contienen toda la información de la señal original. Lo cual hace que la señal pueda ser reconstruida en su totalidad.

1.6.1.4. Aliasing

Fenómeno que ocurre cuando no se cumple el teorema de muestreo: $f_s > 2B$. Lo cual causa la superposición de los espectros adyacentes de la señal muestreada $X_s(\omega)$, tal como se ilustra en la **Figura 1.19**. Como consecuencia, la señal es indistinguible y no se pueda reconstruir correctamente.

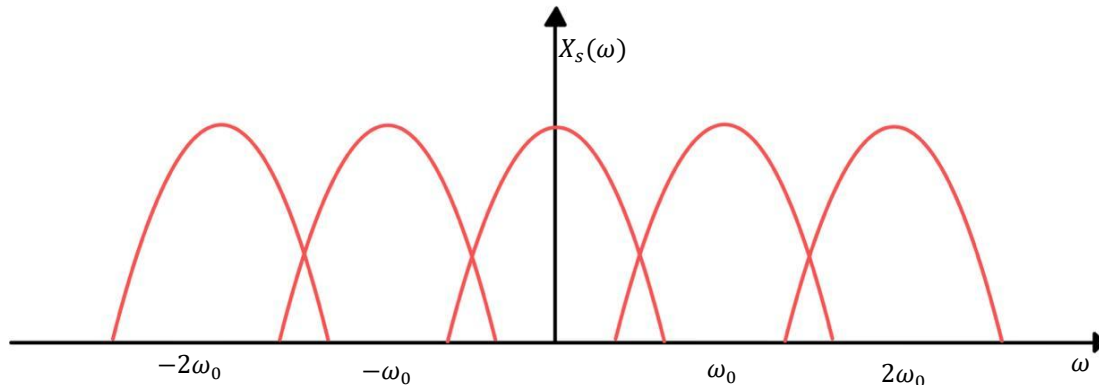


Figura 1.19. Gráfica en Frecuencia del Fenómeno de Aliasing.

1.6.1.5. Filtro Antialiasing

Es un filtro que garantiza el cumplimiento del teorema de Nyquist- Shannon. Su importancia radica en que, aunque el muestreo se lleve a cabo siguiendo el teorema, pueden existir señales parasitas ajenas al propio muestreo (frecuencia de la red o interferencia de ruido del ambiente), las cuales pueden superar la frecuencia de Nyquist e inducir Aliasing.

Para garantizar el cumplimiento del teorema de Nyquist - Shannon se dispone de un filtro analógico paso bajas antes del elemento que muestrea la señal de interés, donde la frecuencia de corte será la frecuencia de Nyquist. A causa del comportamiento no ideal de los filtros y su

respectiva banda de transición, si se utiliza una frecuencia de corte igual a la frecuencia de Nyquist es probable que aún existan frecuencias que podrían causar Aliasing. Por lo que en la práctica la frecuencia de muestreo debe ser mayor que la frecuencia de Nyquist.

1.6.2. Cuantización

Este proceso se lleva a cabo después del muestreo, mientras que en la etapa de muestreo se discretiza el tiempo, la amplitud de la señal discretizada sigue teniendo valores continuos, por lo tanto, la cuantización es el proceso de mapear valores continuos de amplitud en un conjunto finito de niveles discretos normalmente representados en forma binaria, también llamada Codificación (**Figura 1.20**). El número de niveles de cuantización depende del tamaño de palabra utilizada para la cuantización, el número de niveles está dado por la *Ecuación 1.15*.

$$L = 2^n \quad \dots (1.15)$$

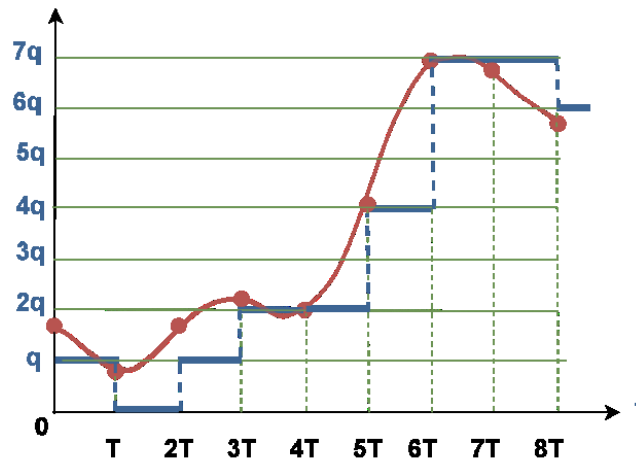


Figura 1.20. Gráfica que ilustra el proceso de Muestreo y Cuantización.
Fuente: Electronics-Lab (2025).

La resolución o el paso de cuantización está definido por la *Ecuación 1.16*.

$$\Delta = \frac{R}{L} \quad \dots (1.16)$$

Donde R es el Rango de Escala Completa (FSR, Full-Scale Range), el cual es la diferencia entre la amplitud máxima y mínima: $Y_{max} - Y_{min}$. Se hace notar que a mayor número de niveles de cuantización se obtendrá una mejor resolución.

Existen dos tipos de cuantización basándose en el rango de valores que puede procesar:

- I. Cuantización Unipolar: maneja señales analógicas que van desde cero volts a un voltaje de referencia positivo.
- II. Cuantización Bipolar: maneja señales analógicas que van desde una referencia negativa hasta una referencia positiva de voltaje.

Debido a que la amplitud continua se aproximará a un valor entero, es evidente que se producirá un error de cuantización, como se muestra en la *Ecuación 1.17*.

$$e_q(n) = x(n) - x_q(n) \quad \dots (1.17)$$

En un convertidor analógico-digital ideal, la señal de entrada se aproxima al nivel de cuantización más cercano. Como consecuencia, el error de cuantización queda definido en el intervalo definido por la mitad del tamaño del paso de cuantización Δ que equivale a 1 LSB, es decir, el menor incremento de la señal de entrada que el convertidor puede distinguir. Este comportamiento puede expresarse matemáticamente como se muestra en la *Ecuación 1.18*.

$$-\frac{\Delta}{2} \leq e_q(n) \leq \frac{\Delta}{2} \quad \dots (1.18)$$

De manera complementaria, en la **Figura 1.21** se ilustra gráficamente este fenómeno, donde se observa la relación entre la señal de entrada analógica (recta punteada), la salida digital cuantizada y el error asociado.

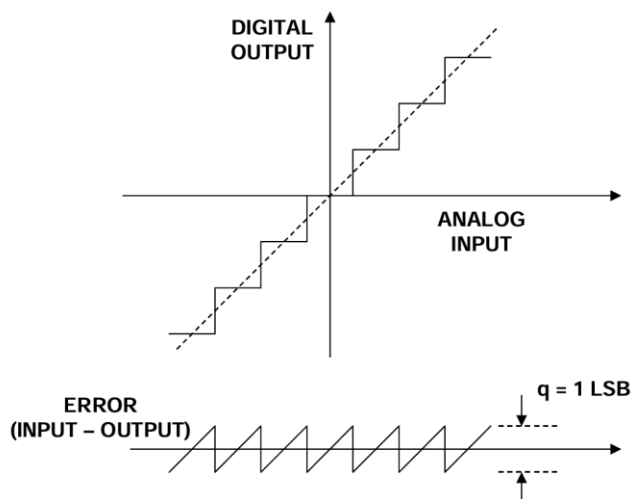


Figura 1.21. Gráfica que ilustra el error de Cuantización.
Fuente: Kester (2004).

Bajo ciertas condiciones específicas, el error de cuantización puede ser modelado como ruido de cuantización. Típicamente se utiliza este modelo cuando la señal analógica varía de manera rápida y aleatoria, por lo que el error de cuantización tiende a comportarse de manera aleatoria.

Estadísticamente el ruido de cuantización se modela mediante una distribución de densidad de probabilidad uniforme (**Figura 1.22**).

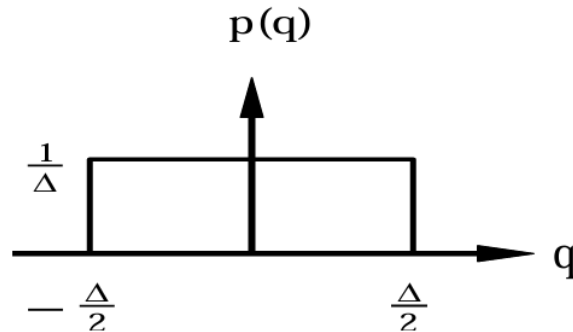


Figura 1.22. Función de densidad de probabilidad del ruido de cuantización.
Fuente Larry (2009).

De acuerdo con el modelo, el ruido de cuantización tiene la misma probabilidad de tomar cualquier valor dentro del intervalo $\left[-\frac{\Delta}{2}, \frac{\Delta}{2}\right]$.

Otro parámetro relevante es la relación señal-ruido de cuantización (SQNR, Signal-to-Quantization Noise Ratio), el cual se utiliza para evaluar la calidad de una señal en comparación con el ruido de cuantización que la acompaña. Es una cantidad que se expresa en decibeles y se define mediante la *Ecuación 1.19*.

$$SQNR_{dB} = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{P_X}{P_Q} \right) \quad \dots (1.19)$$

Donde:

- P_X es la potencia de la señal.
- P_Q es la potencia del ruido de cuantización.

Un SQNR más alto indica que el ruido de cuantización es relativamente bajo en comparación con la señal original, lo que resulta en una mejor calidad.

1.6.3. Convertidor Analógico – Digital Delta – Sigma

El Convertidor Delta – Sigma es un tipo de ADC que por su construcción ofrece alta resolución con un bajo consumo energético y un costo reducido. Tales características han posicionado a este tipo de ADC como una solución ideal para aplicaciones que exigen tanto una alta resolución como velocidades de muestreo elevadas. Como se discutió en el apartado de filtros antialiasing, en la práctica es común emplear frecuencias de muestreo significativamente superiores al límite

de Nyquist; los ADC Delta – Sigma aprovechan precisamente esta técnica, denominada sobremuestreo. De acuerdo con Texas Instruments (2011), la arquitectura de un Convertidor Delta – Sigma se compone fundamentalmente de un Modulador Delta – Sigma (DSM, Delta Sigma Modulation), seguido de un filtro digital/de decimación que juntos producen una salida de flujo de datos de alta resolución (**Figura 1.23**).

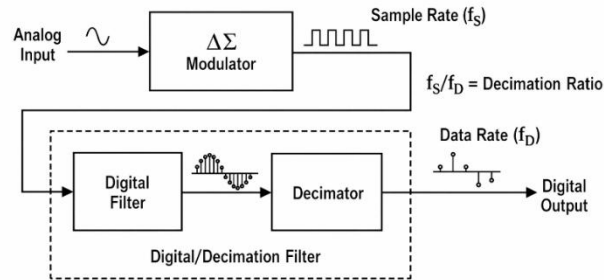


Figura 1.23. Diagrama de Bloques de un Filtro Delta-Sigma.
Fuente: Texas Instruments (2011).

1.6.3.1. Modulación Delta y Delta - Sigma

En general, la modulación se puede definir como el proceso de modificar alguna propiedad de una señal portadora en función de las variaciones de una señal de información llamada señal moduladora. El resultado es una señal modulada. Se pueden distinguir dos tipos de modulación de acuerdo con la naturaleza de la señal de información.

- Modulación Analógica: cuando la señal moduladora es continua en tiempo y amplitud.
 - Amplitud Modulada.
 - Frecuencia Modulada.
 - Fase Modulada.

Estas modulaciones consisten en alterar la amplitud, frecuencia o fase de una señal portadora de acuerdo con la información de la señal moduladora.

- Modulación Digital: la señal moduladora es de naturaleza discreta, con una amplitud definida por un conjunto finito de niveles cuantizados.
 - Modulación por Impulsos Codificados (PCM, Pulse Code Modulation).
 - Modulación Diferencial por Impulsos Codificados (DPCM, Differential Pulse Code Modulation).
 - Modulación Delta (DM, Delta Modulation).
 - Modulación Delta-Sigma (DSM, Delta Sigma Modulation).

1.6.3.2. Modulación Delta

Como se mencionó en el apartado de cuantización, si se desea un menor error de cuantización es necesario tener un mayor paso de cuantización lo cual implica tener muestras con más bits y esto ocasiona una mayor transmisión de información y un mayor tamaño de almacenamiento de la señal. Entonces, la Modulación Delta cuantifica la amplitud de forma diferencial, esto es comparar el valor de la señal en el instante actual con el valor cuantificado en el instante anterior. Entonces, se tendrán dos casos:

- I. Si la señal actual es mayor que el valor cuantificado anterior, el valor cuantificado actual será el valor anterior más un incremento ($+\Delta$).
- II. Si la señal actual es menor que el valor cuantificado anterior, el valor cuantificado actual será el valor anterior menos un incremento ($-\Delta$).

La señal transmitida será de un solo bit el cual representa el incremento Δ , 1 si es $+\Delta$ y 0 si es $-\Delta$, tal como se muestra en la **Figura 1.24**.

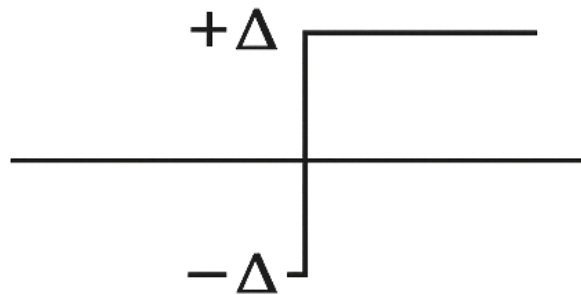


Figura 1.24. Señal Transmitida.
Fuente: EcuRed (s.f.), Modulación Delta.

Martínez Altamirano (2016) propone una implementación basada en circuitos de cargas conmutadas, mostrada en la **Figura 1.25**. En dicha implementación, se utilizan inyectores de carga controlados por la salida digital, los cuales se encargan de modificar voltaje del capacitor.

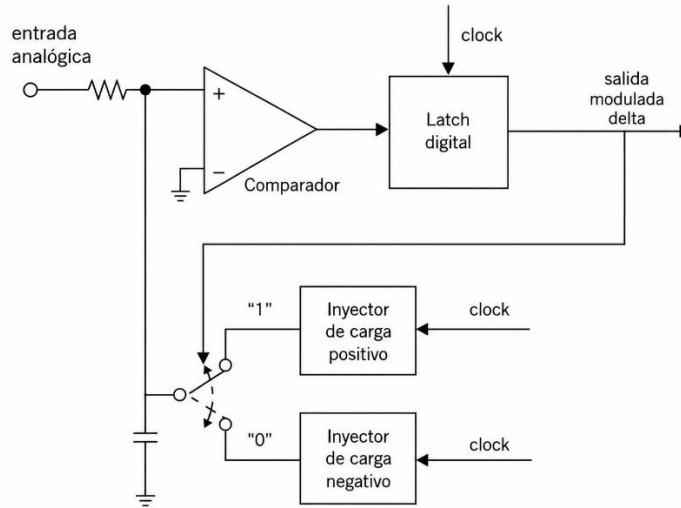


Figura 1.25. Implementación del Modulador Delta.
Fuente: Martínez Altamirano (2016).

El latch se encarga de generar la salida digital, pues dependiendo de $e(t)$ otorgará un 1 o 0 como salida digital, asimismo es utilizado para controlar un conmutador electrónico. Si la señal analógica es superior al voltaje del capacitor, el conmutador activará la inyección de carga positiva en cada ciclo de reloj; de esta manera, el voltaje en el capacitor aumentará progresivamente hasta alcanzar el nivel de la señal de entrada. En el momento en que el voltaje del capacitor supere la señal analógica, el conmutador cambiará de posición para permitir la inyección de carga negativa. Esto reducirá el voltaje en el capacitor, lo que facilita el seguimiento de la señal analógica, tales efectos se ilustran en la **Figura 1.26**.

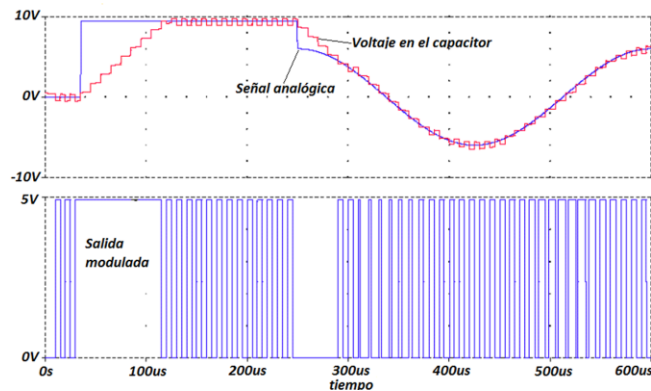


Figura 1.26. Graficas de la Modulación Delta.
Fuente: Martínez Altamirano (2016).

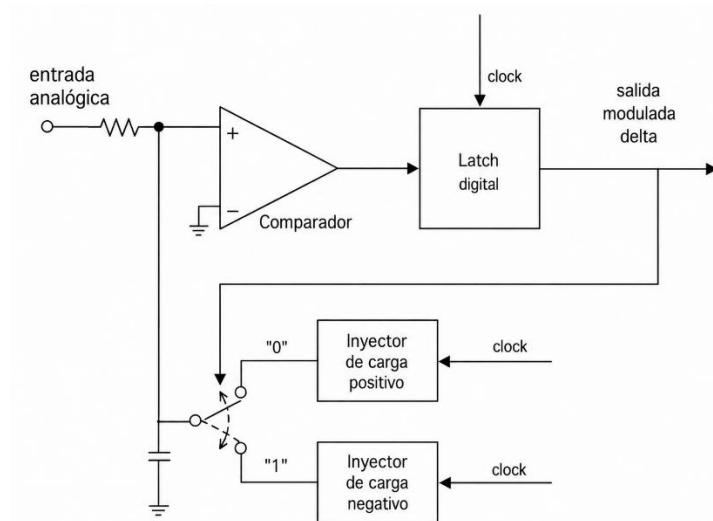
Como se observa en la **Figura 1.26**, la carga del capacitor sigue la trayectoria de la señal de entrada, lo que permite realizar la comparación continua necesaria para llevar a cabo la modulación. Cuando la señal analógica se aumenta, la salida digital consiste en una secuencia

con mayor densidad de 1. Por el contrario, cuando la señal disminuye, la salida contiene una mayor proporción de 0. Finalmente, cuando la señal de entrada permanece constante, el tren de pulsos en la salida alterna entre unos y ceros.

Debido a que no existe un límite de pulsos del mismo tipo, 1 o 0, que pueden aparecer en el Modulador Delta, es capaz de modular señales de cualquier amplitud. Pero una gran limitación es que la señal analógica no debe cambiar demasiado rápido. Tal fenómeno también se ilustra en la **Figura 1.26**, aunque cada instante de muestreo indica una excursión positiva, la señal analógica aumenta demasiado rápido y el cuantificador no puede seguir el ritmo. Este problema ocurre cuando la pendiente de la señal de entrada $V_{in}(t)$ es mayor que la pendiente que puede entregar $V_F(t)$.

1.6.3.3. Modulación Delta - Sigma

La implementación del Modulador Delta – Sigma propuesta por Martínez Altamirano (2016), se muestra en la **Figura 1.27**, en la cual, el voltaje en el capacitor se compara con una referencia a tierra en lugar de con la señal de entrada analógica. Simultáneamente, el comportamiento del conmutador electrónico se invierte, de modo que suministra carga negativa al capacitor cuando la salida digital es un 1, y aporta carga positiva cuando la salida es un 0.



*Figura 1.27. Implementación del Modulador Delta - Sigma.
Fuente: Martínez Altamirano (2016).*

En la **Figura 1.28** se muestran las gráficas resultantes de la modulación Delta – Sigma, a diferencia del modulador delta, en la salida modulada la cantidad de 1 o 0 dependerá del nivel de voltaje y no del cambio de la señal. Entonces si la señal es positiva, la señal modulada estará constituido por más 1 que 0, por otro lado, si la señal es negativa la señal estará compuesta por más 0 que 1.

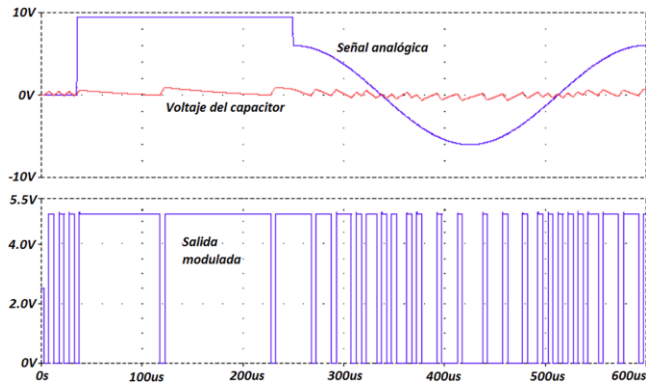


Figura 1.28.. Graficas de la Modulación Delta - Sigma.
Fuente: Martínez Altamirano (2016).

Como la frecuencia de 1 y 0 será proporcional al nivel de la señal analógica, es posible realizar la conversión de densidad de bits a palabras digitales mediante un contador que utilice la señal modulada como fuente de reloj, de esta manera, a medida que el contador reciba más unos, el valor de cuenta será mayor correspondiéndose con una lectura de voltaje elevada.

Una de las principales ventajas que proporciona el convertidor analógico digital Delta – Sigma, es su inmunidad al ruido de cuantización. Para demostrarlo, es necesario obtener la función de transferencia del convertidor. En la **Figura 1.29** se muestra el diagrama de bloques del modulador Delta – Sigma en el dominio de Laplace.

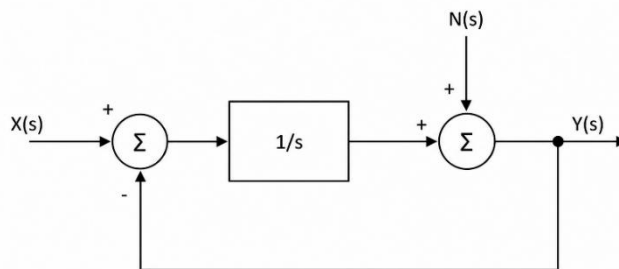


Figura 1.29. Diagrama de bloques del Modulador sigma-delta en el dominio de Laplace.
Fuente: Martínez Altamirano (2016).

En este diagrama el cuantificador es sustituido por un punto suma al que se le agrega el ruido de cuantificación $N(S)$. Por lo tanto, se puede obtener la función de transferencia para la entrada $X(S)$ y para el ruido de cuantización $N(S)$.

- Si $X(S) \neq 0$ y $N(S) = 0$:

$$\frac{Y(S)}{X(S)} = \frac{1}{S + 1} \quad \dots (1.20)$$

- Si $X(S) = 0$ y $N(S) \neq 0$:

$$\frac{Y(S)}{X(S)} = \frac{S}{S + 1} \quad \dots (1.21)$$

Estas expresiones muestran que el modulador Delta – Sigma actúa como un filtro pasa-bajas para la señal y como un filtro pasa-altas para el ruido de cuantización. Este fenómeno es conocido como *Noise Shaping*, ya que el sistema no reduce la potencia total del ruido, sino que la redistribuye espectralmente, desplazándola hacia altas frecuencias. Este comportamiento puede visualizarse de manera más clara en el dominio de la frecuencia, en la **Figura 1.30** se muestra la comparación con otros esquemas de conversión.

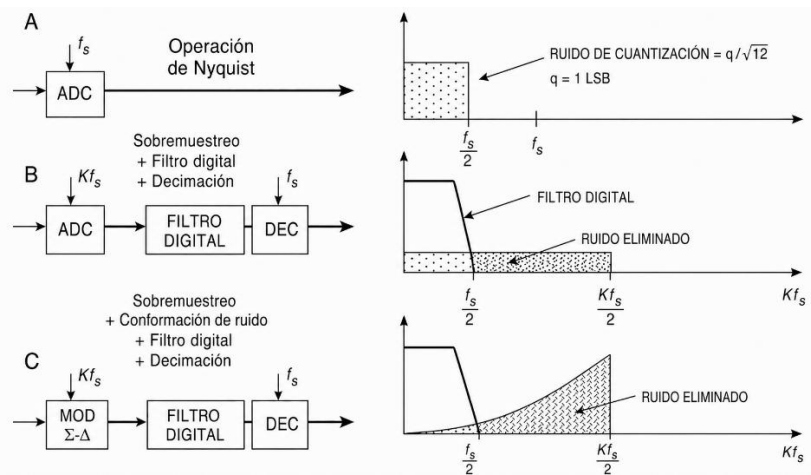


Figura 1.30. Distribución espectral del ruido de cuantización en tres esquemas de conversión.
Fuente: Maloberti (2007).

Para un convertidor que opera con una frecuencia de Nyquist, el ruido de cuantización se distribuye uniformemente en toda la banda hasta $f_s/2$ **Figura 1.30 (A)**. Para el caso de un convertidor de sobremuestreo, el ruido se extiende sobre un ancho de banda mayor, reduciendo su densidad espectral dentro de la banda de interés **Figura 1.30 (B)**. Sin embargo, en el modulador Delta-Sigma a densidad de ruido en bajas frecuencias se reduce significativamente, tal como lo describe la función de transferencia $\frac{S}{S+1}$, la cual atenúa el ruido cerca de $s = 0$ y lo amplifica a medida que la frecuencia aumenta.

1.7. Interfaz Gráfica de Usuario

Desde los inicios de la informática ha existido un desafío fundamental, establecer una comunicación eficiente entre el usuario y la computadora. Al principio la computación se basaba estrictamente en niveles lógicos y procesamiento binario, un lenguaje que, si bien es la base del funcionamiento del hardware, resulta ajeno y complejo para las capacidades del humano. Stone

et al., (2005), define la interacción humano-computadora (HCI, Human-Computer Interaction) al estudio de como los seres humanos interactúan con los sistemas informáticos. En la HCI se ven involucradas todas comunicaciones entre el usuario y los sistemas electrónicos, los cuales pueden ir desde una computadora personal hasta cajeros automáticos o cajas registradoras en el supermercado. Cuando el usuario tiene interacción con alguno de estos sistemas electrónicos lo hace por medio de una Interfaz de Usuario (UI, User Interface). Una interfaz de usuario es la conexión entre un usuario y una gran cantidad de máquinas, pues es el espacio donde ocurre la interacción entre el usuario y sistemas electrónicos. Las UI están diseñadas para armonizar y facilitar la interacción con los sistemas electrónicos. Dada la presencia de los sistemas electrónicos en la vida cotidiana impera la necesidad de una UI que garantice la accesibilidad, la eficiencia operativa. El desarrollo de las UI se debe de hacer priorizando al usuario, pues se debe de considerar las tareas que desean realizar y las situaciones en los que trabajarán durante el proceso de desarrollo. De acuerdo con William (2022, p. 6), una buena interfaz de usuario tiene la tarea de “ayudar a una persona a producir un resultado deseado, al mismo tiempo que permite un manejo fácil, eficiente y amigable de una máquina”.

En sus inicios de las UI la interacción se limitaba a utilizar la interfaz de línea de comandos (CLI, Command Line Interface). Ésta era una interfaz basada únicamente en texto plano, lo cual representó un avance significativo para la época, pues su predecesor eran las tarjetas perforadas. A pesar del salto tecnológico la CLI no era adecuada para todo tipo de usuarios pues era necesario aprender comandos de texto para interactuar con la computadora. Tareas como abrir, eliminar y mover archivos, así como buscar en los directorios, se realizaban escribiendo sus comandos correspondientes. Estas prácticas no eran muy intuitivas para el usuario inexperto e incluso no facilitaban la interacción humano-máquina.

Sin embargo, el avance tecnológico y el auge de la computación gráfica permitieron la transición hacia la interfaz gráfica de usuario (GUI, Graphical User Interface), la cual “permite interactuar con dispositivos electrónicos usando controles gráficos, en lugar de las interfaces de línea de comandos” (William 2022, p. 6), esto permite que las interacciones con el sistema electrónico sean más sencillas de realizar, pues la interacción con el sistema se vuelve directa a través de acciones físicas, como desplazar el ratón o tocar la pantalla, a esto se le conoce como diseño de interacción.

Las GUIs serán diferentes para cada dispositivo electrónico, pues cada uno tiene objetivos y necesidades diferentes, así como entradas y salidas de información específicas y, dependiendo del diseño de la interfaz, cada uno será más fácil o difícil de aprender y de utilizar para los usuarios. Por lo anterior se debe de optar por realizar diseños sencillos, basándose en las capacidades y limitaciones del usuario, el cual debe ser capaz de reconocer patrones en los elementos visuales y en el diseño, proporcionando una tipografía que mejora la navegación y legibilidad de la interfaz.

A pesar de que una GUI es sólo la interfaz entre el sistema y el usuario, que oculta la complejidad lógica del sistema, “para el usuario final la interfaz a menudo es el sistema, pues la visión que tiene el usuario de un sistema informático a menudo se limita y se basa únicamente en su experiencia con la interfaz de usuario” (Stone *et al.*, 2005).

En la actualidad las GUI han tomado un papel protagónico y muy importante en los sistemas informáticos, pues ante la creciente integración de dispositivos electrónicos en la vida cotidiana de la mayoría de la población es pertinente desarrollar interfaces de usuario que apoyen las tareas que las personas desean realizar y que puedan ser utilizadas fácilmente por una variedad de personas con diferentes capacidades. En este sentido, el desarrollo debe orientarse hacia sistemas intuitivos y comprensibles que permitan alcanzar objetivos específicos con la mínima frustración posible.

Capítulo 2. Diseño y Construcción del Sistema de Instrumentación y Control

En este capítulo se describen los elementos fundamentales de los cuales se constituye la arquitectura sistema. El capítulo aborda dos grandes grupos, el hardware y el software. Dentro del Hardware se realiza una descripción de los elementos físicos utilizados, especialmente en los sensores y actuadores, así como los elementos electrónicos implementados para que el sistema funcione correctamente. Para el apartado de Software se describen los programas realizados para la automatización y control del Sistema, abordando la arquitectura lógica empleada.

2.1. Desarrollo de Hardware y Software

Como un primer grado de abstracción del sistema, se plantea un diagrama general del Sistema de Instrumentación y Control con dos grandes bloques. En la **Figura 2.1**, se muestran estos dos bloques que describen la arquitectura funcional del hardware y el software implementado: un subsistema enfocado en la instrumentación (Hardware) y un bloque de control (Software).

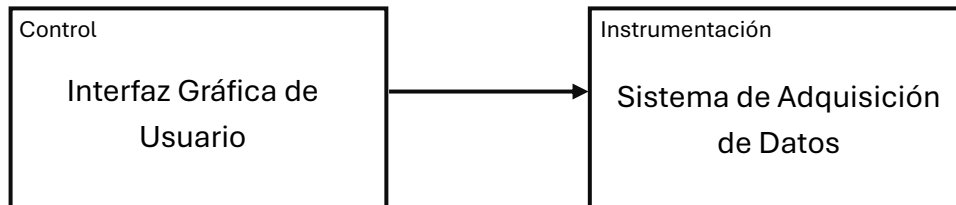


Figura 2.1. Diagrama de Bloques del Sistema.

El sistema de adquisición de datos conforma el núcleo del sistema, pues es la unidad central de procesamiento. Este módulo coordina la lectura de los sensores, procesa la información y ejecuta las acciones correspondientes sobre los actuadores para garantizar la operatividad del sistema.

La interfaz gráfica de usuario se utiliza como una herramienta de supervisión y control del sistema, ya que mediante ella es posible controlar las acciones que pueden llevar a cabo los actuadores del sistema de adquisición de datos, así como visualizar en tiempo real las variables medidas y en general conocer el estado operativo del sistema.

La comunicación entre la Interfaz Gráfica de Usuario y el Sistema de Adquisición de Datos se realiza mediante protocolos de comunicación serial. Esto permite la transferencia de datos de forma bidireccional (full-dúplex) garantizando seguridad en la información transmitida. Gracias a esta interconexión entre subsistemas permiten una operación del sistema automatizada.

2.1.1. Sistema de Adquisición de Datos

El sistema de adquisición de datos se constituye por una red de sensores, los cuales son seleccionados para el monitoreo de las variables solicitadas en el proyecto, mediante las cuales se define el estado del sistema. La instrumentación del sistema está constituida por sensores para el potencial de hidrógeno, la concentración de amonio, la conductividad eléctrica, la presión y la temperatura. Del mismo modo se describe el diseño que contempla la implementación de circuitos de acondicionamiento específicos para cada sensor, así como las pruebas realizadas individualmente para la validación de cada componente. Para la lectura de las variables de los sensores se implementa un módulo convertidor analógico-digital. También se detallan los actuadores encargados de ejecutar las acciones de control junto con sus circuitos de potencia y acondicionamiento. Todos estos elementos convergen a la Raspberry Pi Zero 2W, la cual actúa como el elemento central de control e integración de todos los elementos anteriormente descritos, gestionando las entradas y salidas del sistema.

2.1.1.1. Unidad de Procesamiento

En esta sección se presenta la unidad de procesamiento implementada en el sistema, encargada de gestionar las tareas de adquisición y procesamiento de los datos obtenidos a partir de los sensores. Asimismo, dicho elemento constituye el núcleo de control del sistema, permitiendo la ejecución y coordinación de las distintas funciones operativas.

Raspberry Pi Zero 2W

Como elemento central de este sistema, se empleó una Raspberry Pi Zero 2W, **Figura 2.2**, la cual es una computadora de placa única (SBC, Single-Board Computer), que es un sistema de cómputo completo montado en un solo circuito impreso. Presenta elementos como un microcontrolador, memoria de acceso aleatorio (RAM, Random Access Memory) y memoria de solo lectura (ROM, Read-Only Memory), Interfaces de entrada/salidas clasificadas en puertos dedicados y puertos de propósito general (GPIO, General Purpose Input Output), que incluyen protocolos de comunicación serial como UART, I²C y SPI, además de salidas moduladas por ancho de pulso (PWM), permitiendo la interconexión y control de periféricos externos.

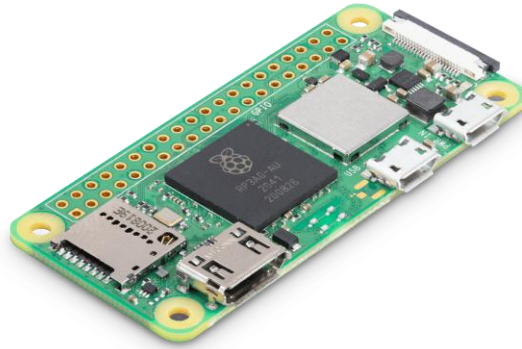


Figura 2.2. Raspberry Pi Zero 2W.
Fuente: Raspberry Pi Foundation (s.f.), Raspberry Pi Zero 2 W.

En la actualidad la tendencia es concentrar cada vez más funcionalidades dentro de un circuito integrado (IC, Integrated Circuit), en este contexto surgen dos enfoques principales: sistema en chip (SoC, System on Chip) y sistema en encapsulado (SiP, System in Package).

- SoC: agrupa todos los elementos electrónicos o la mayoría de ellos (procesador, GPIO, UART, SPI, I2C, etc.) en un solo silicio del Circuito Integrado.
- SiP: trata de empaquetar múltiples chips con sus propias funcionalidades dentro de un espacio físico interconectados mediante BUS.

El módulo principal de procesamiento que utiliza la Raspberry Pi Zero 2W, es el RP3A0, **Figura 2.3**, el cual es un SiP (Raspberry Pi Ltd., 2024).

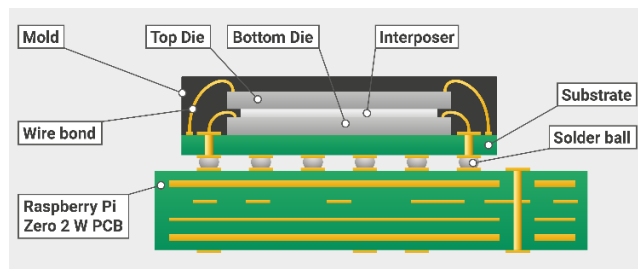


Figura 2.3. System-in-Package de la Raspberry Pi Zero 2W.
Fuente: Raspberry Pi Documentation (s.f.).

El RP30A es un encapsulado en el cual se integra el sistema de procesamiento y la memoria RAM principal del sistema, por lo cual es un SiP, el cual integra un SoC Broadcom BCM2710A1 junto con 512 MB de memoria RAM. Esta topología permite reducir el espacio mejorando la distribución de sus elementos.

El BCM2710A1 es el encargado de llevar a cabo el procesamiento del sistema, debido a que en su interior se incorpora una CPU multinúcleo compuesta por cuatro núcleos ARM Cortex-A53,

cada uno capaz de operar a frecuencias de hasta 1.8 GHz de forma individual. Esta configuración permite la ejecución de sistemas operativos y la realización de procesamiento en paralelo mediante el uso de múltiples núcleos. De acuerdo con ARM, el Cortex-A53 es un procesador de bajo consumo y de un ancho de palabra de 64 bits, es apto para una amplia gama de dispositivos que requieren alto rendimiento en entornos con limitaciones de energía. Además, cuenta con un sistema de memoria interna inteligente que almacena datos de uso frecuente para acelerar la velocidad de respuesta y mecanismos de ahorro de energía que pueden apagar o poner en reposo secciones del chip cuando no son necesarias.

Por otra parte, el SoC incluye una unidad de procesamiento gráfico (GPU, Graphics Processing Unit) VideoCore IV, que es la responsable del procesamiento gráfico y multimedia. Del mismo modo incorpora los controladores de periféricos, como interfaces USB, controladores de comunicación y otros subsistemas necesarios para la interacción con los dispositivos externos.

El sufijo W hace referencia a que la Raspberry presenta una incorporación de conectividad inalámbrica integrada. Esto lo ofrece mediante el chip Cypress VYW43438, que es el responsable de proporcionar Wi-Fi (WLAN) en la banda de 2.4 [GHz], compatible con el estándar IEEE 802.11 b/g/n, lo cual permite su conexión a redes Wi-Fi domésticas o industriales dentro de dicho rango de frecuencia. Adicionalmente integra Bluetooth 4.2, también cuenta con soporte para Bluetooth de baja energía (BLE, Bluetooth Low Energy).

Lleva el nombre de Zero debido a que fue diseñada para ser la versión más pequeña, simple y barata. Ofrece un sistema operativo Linux y únicamente los puertos esenciales para proporcionar un precio asequible en un formato mínimo con bajo consumo de energía debido a que consume valores típicos inferiores a 1 [W] en reposo y alrededor de 1.4 [W] en plena carga, como se ilustra en la **Tabla 2.1**.

Modelo	Consumo en estado de reposo [W]	Consumo en plena carga [W]
Raspberry Pi 5 (8GB)	~2.7	~12–25
Raspberry Pi 4 (4GB)	~2.9	~6–8
Raspberry Pi 3 B+	~1.9	~5.2
Raspberry Pi Zero 2 W	~0.4	~1.4
Raspberry Pi Zero W	~0.3	~1.2

*Tabla 2.1. Consumo Típico de los modelos comunes de Raspberry.
Fuente: (RaspberryTips, 2026).*

Estas características son idóneas para aplicaciones enfocadas en sistemas embebidos, internet de las cosas (IoT, Internet of Things) y sistemas de bajo consumo; por su tamaño resulta útil para proyectos compactos.

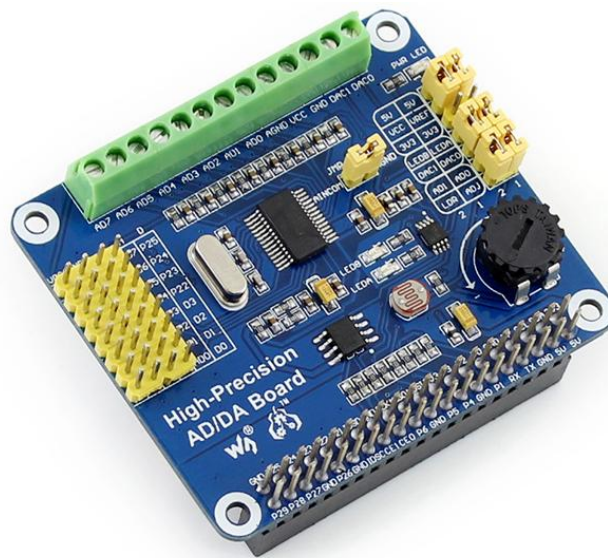
2.1.1.2. Módulo de Conversión Analógico-Digital

La adquisición de las señales analógicas generadas por los sensores requiere dispositivos capaces de realizar su acondicionamiento y conversión al dominio digital. Por ello, en esta sección se describen los elementos utilizados para la adquisición de los mismos, así como las características principales del convertidor analógico-digital implementado.

Raspberry Pi High-Precision AD/DA Expansion Board

La familia de las Raspberry Pi al ser computadoras de placa única (SBC) y no microcontroladores (a diferencia de la Raspberry Pi Pico y Pi pico W), no presentan módulos de Convertidores Analógicos-Digitales, pues están diseñados para trabajos puramente digitales. El diseño del SoC original (BCM2835) estaba enfocado en aplicaciones multimedia, particularmente decodificando video. Esta filosofía la han heredado las nuevas generaciones de SoCs, pero no exime al BCM2710A1 de la Raspberry Pi Zero 2W.

Debido a la ausencia de módulos ADC en los puertos de la Raspberry, se utilizan convertidores externos mediante la tarjeta de expansión “High-Precision AD/DA” desarrollada por la empresa Waveshare, **Figura 2.4**.



*Figura 2.4. Tarjeta de Expansión ADC-DAC.
Fuente: Waveshare (s.f.), High-Precision AD/DA Board.*

La tarjeta de expansión High-Precision AD/DA se conecta directamente a las terminales físicas de la Raspberry, funcionando como un módulo HAT (Hardware Attached on TOP). Como el módulo trae integrados conectores tipo headers que siguen permitiendo el acceso a las terminales

físicas de la Raspberry no se pierden las funcionalidades originales de las terminales de propósito general.

La tarjeta presenta convertidor digital a analógico (DAC, Digital-to-Analog Converter) de alta precisión de 2 canales y 16 bits de resolución, así como ADC de alta precisión de 8 canales y 24 bits, y se pueden configurar en 4 canales diferenciales y una frecuencia máxima de muestreo de 30 [kSps]. Adicionalmente se incorpora un potenciómetro y un fotorresistor integrado, para la realización de pruebas, así como headers que facilitan la configuración de la tarjeta mediante jumpers.

ADS1256

Uno de los principales objetivos del sistema de adquisición de datos es medir las variables de salida de los sensores en el sistema de intercambio iónico. Entonces, solamente se empleara el ADC de la placa de expansión, este circuito es el ADS1256 creado por Texas Instruments, que de acuerdo con su hoja de especificaciones “es un convertidor analógico-digital (A/D) de 24 bits y extremadamente de bajo ruido. Que proporciona soluciones de medición de alta resolución completas para las aplicaciones más exigentes” (Texas Instruments, 2013, p. 1). Dentro de todas sus características se pueden resaltar las siguientes:

- ADC de 24 bits.
- Arquitectura delta-sigma.
- Entradas analógicas: 8 canales single-ended o 4 diferenciales.
- Interfaz de comunicación: SPI.
- Velocidad de muestreo (DRATE): Hasta 30 [kSps] (con menor resolución efectiva).
- Voltajes típicos: AVDD = 5 [V], DVDD = 1.8 [V], VREF = 2.5 [V].
- Oscilador externo de 7.68 [MHz].

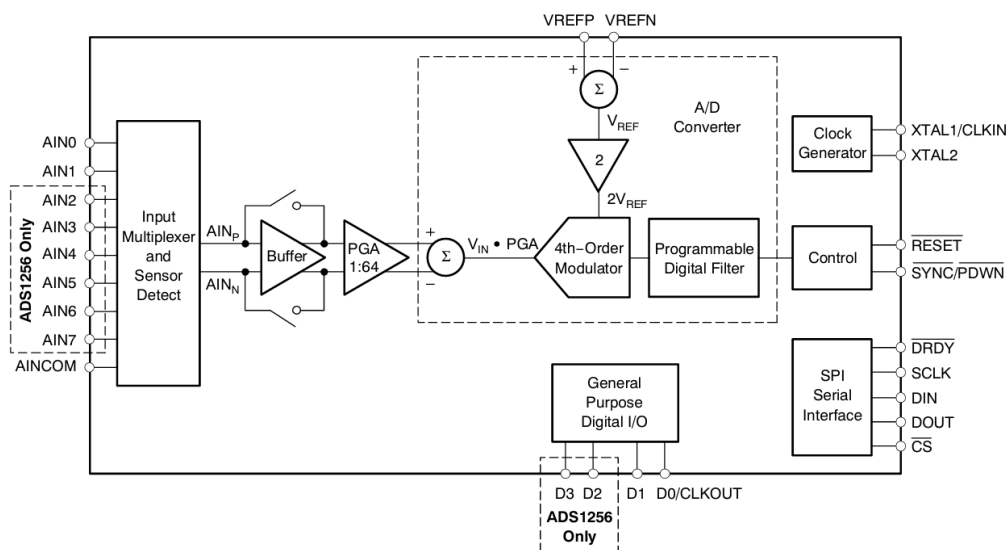


Figura 2.5. Diagrama de Bloques del ADS1256.
Fuente: Texas Instruments (2013).

El principio básico de medición es diferencial. La señal de entrada se define como la diferencia entre los terminales positivos y negativos, es decir:

$$V_{IN} = AIN_P - AIN_N \quad \dots (2.1)$$

Esta señal se mide contra una referencia también diferencial:

$$V_{REF} = VREF_P - VREF_N \quad \dots (2.2)$$

Internamente, el ADS1256 ajusta la referencia para que el rango de entrada o Full Scale Range (FSR) sea igual a $\pm (2 \text{ veces } V_{REF})$ dividido entre la ganancia programable del amplificador (PGA, Programmable Gain Amplifier). Por ejemplo, con V_{REF} de 2.5 [V] y PGA en 1, el rango de entrada será ± 5 [V].

$$FSR = \pm \frac{2 \cdot V_{REF}}{PGA} \quad \dots (2.3)$$

El dispositivo dispone de un multiplexor (**Figura 2.6**) que permite seleccionar dinámicamente que canal o canales se van a leer. Además, cuenta con un buffer de entrada opcional que ofrece alta impedancia de entrada, aproximadamente 80 [M Ω], para evitar carga sobre la fuente de señal, lo cual es de gran utilidad cuando se conectan sensores con impedancia alta. El PGA es un amplificador programable que puede configurarse con ganancias de 1, 2, 4, 8, 16, 32 o 64, mejorando la lectura de señales pequeñas.

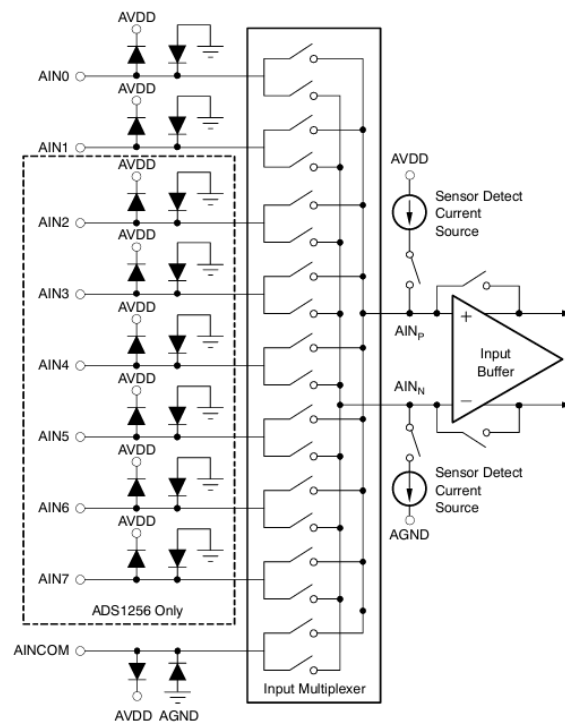


Figura 2.6. Diagrama Simplificado del Multiplexor de Entrada.
Fuente: Texas Instruments (2013).

En cuanto al ruido y la resolución el rendimiento del ADS1256, mejora al reducir la velocidad de muestreo, ya que el ruido disminuye gracias al promediado digital. El uso de un PGA alto incrementa la sensibilidad para señales pequeñas. Para evaluar el ruido interno, se realizan mediciones con las entradas cortocircuitadas.

El número efectivo de bits (ENOB, Effective Number of Bits) se calcula como el logaritmo natural del cociente entre el rango de entrada y el ruido RMS, dividido por el logaritmo natural de 2. Este valor indica cuantos bits de la conversión son realmente útiles considerando el ruido.

$$ENOB = \frac{\ln(FSR/RMS_{NOISE})}{\ln(2)} \quad \dots (2.4)$$

En la práctica, aunque el ADC tiene 24 bits teóricos, la resolución efectiva depende directamente de la velocidad de muestreo, la ganancia del PGA y el nivel de ruido. El uso de PGA alto junto con velocidades de muestreo bajas mejora significativamente la precisión. Por ejemplo, a 1000 SPS con PGA 8 y un VREF = 2.5 [V], el ENOB es aproximadamente:

$$FSR = \pm \frac{2 \cdot 2.5}{8} = \pm 0.625 [V] \quad \dots (2.5)$$

$$FSR_{pp} = 1.25 [V] \quad \dots (2.6)$$

De acuerdo con la **Tabla 2.2**, el ruido RMS es aproximadamente a 1.07 [μV], entonces:

$$ENOB = \frac{\ln(1.24[V]/1.07 \times 10^{-6})}{\ln(2)} \approx 19.4 \text{ bits} \quad \dots (2.7)$$

DATA RATE (SPS)	PGA						
	1	2	4	8	16	32	64
2.5	0.247	0.156	0.080	0.056	0.043	0.037	0.033
5	0.301	0.175	0.102	0.076	0.061	0.045	0.044
10	0.339	0.214	0.138	0.106	0.082	0.061	0.061
15	0.401	0.264	0.169	0.126	0.107	0.085	0.073
25	0.494	0.305	0.224	0.149	0.134	0.102	0.093
30	0.533	0.335	0.245	0.176	0.138	0.104	0.106
50	0.629	0.393	0.292	0.216	0.168	0.136	0.122
60	0.692	0.438	0.321	0.233	0.184	0.146	0.131
100	0.875	0.589	0.409	0.305	0.229	0.170	0.169
500	1.946	1.250	0.630	0.648	0.497	0.390	0.367
1000	2.931	1.891	1.325	1.070	0.689	0.512	0.486
2000	4.173	2.589	1.827	1.492	0.943	0.692	0.654
3750	5.394	3.460	2.376	1.865	1.224	0.912	0.906
7500	7.249	4.593	3.149	2.436	1.691	1.234	1.187
15,000	9.074	5.921	3.961	2.984	2.125	1.517	1.515
30,000	10.728	6.705	4.446	3.280	2.416	1.785	1.742

Tabla 2.2. Ruido RMS con el Buffer encendido.
Fuente: Texas Instruments (2013).

El ADS1256 soporta varios modos de operación para optimizar el consumo de energía. En modo standby, se apaga gran parte de los circuitos analógicos, pero se mantiene el oscilador activo para un despertar rápido. El modo power-down es más agresivo, apagando completamente el dispositivo hasta que se reactiva. Para leer los datos de conversión, se pueden usar comandos como RDATA (para una lectura única) o RDATAAC (para lectura continua). Es importante destacar que el dispositivo realiza una autocalibración cada vez que se enciende o se reinicia, lo que garantiza la precisión de las mediciones, aunque se recomienda ejecutar una calibración manual una vez que las tensiones de alimentación y referencia se hayan estabilizado.

El ADS1256 se comunica con la Raspberry mediante el protocolo de comunicación SPI utilizando el BUS dedicado que está incorporado en las terminales físicas de la Raspberry. A través de este bus, la Raspberry Pi puede controlar el ADS1256, enviando comandos para configurar parámetros como la ganancia, la tasa de muestreo o el modo de operación. Además, la placa incluye circuitos de acondicionamiento de señal, como filtros anti-aliasing y etapas de amplificación, para garantizar que las mediciones sean lo más precisas posibles.

Para poder hacer uso de este convertidor es necesario crear un programa que controle la comunicación entre la Raspberry y el ADS1256. Un flujo típico de trabajo incluye esperar a que el pin DRDY (Data Ready) indique que hay nuevos datos disponibles, enviar el comando adecuado (como RDATA para una lectura única) y luego leer los 24 bits de datos. Estos datos deben procesarse para convertirlos en un valor numérico que represente la señal analógica medida.

Para ese propósito se puede escribir un programa en la Raspberry que tome control del controlador de SPI y así poder escribir y leer sobre el ADS1256. Para ello se puede trabajar con Python mediante el módulo *spidev* que trabaja sobre el driver del SPI del *kernel* del sistema operativo de la Raspberry, o bien, mediante C utilizando la biblioteca *bcm2835*, la cual hace un mapeo de las direcciones de la memoria del SoC accediendo directamente a los registros del SPI.

2.1.1.3. Sensores

Para el monitoreo de las variables físicas y químicas involucradas en el sistema, se emplean distintos sensores especializados. En las siguientes subsecciones se describen sus principios de funcionamiento, características técnicas y criterios de selección.

Sensor de Temperatura

Para monitorear la temperatura del sistema se utiliza el sensor de temperatura LM35C, éste presenta una salida de voltaje linealmente proporcional con la temperatura medida en grados Celsius, lo cual es una ventaja frente a otros sensores calibrados en grados Kelvin, debido a que no es necesario realizar la conversión. Es un sensor activo y analógico pues requiere de una fuente de polarización para funciona (consumo típico de 60 μ A), y su salida es un voltaje analógico proporcional a la temperatura.

El dispositivo LM35 no requiere ninguna calibración o ajuste externo para proporcionar precisiones típicas de $\pm 3/4$ [°C] para todo el rango de medición, desde -55 [°C] a 150 [°C]. Aunque para temperatura ambiente (25 [°C]) el error será aproximadamente igual a $\pm 1/4$ [°C] (Texas, 2016).

Debido a las características que presenta el sensor es sencilla su implementación, dentro de las características destaca su baja impedancia de salida, su salida es lineal y presenta una calibración precisa inherente al dispositivo, es decir, el LM35 ya viene calibrado de fábrica a nivel silicio. Su baja impedancia permite conectar el sensor directamente a un ADC sin la necesidad de circuitos de acondicionamiento adicionales, ya que puede suministrar corriente sin que el voltaje se vea significativamente afectado por la carga. Asimismo, la salida lineal evita la necesidad de realizar interpolaciones para convertir el voltaje en grados Celsius, pues basta con aplicar su relación característica.

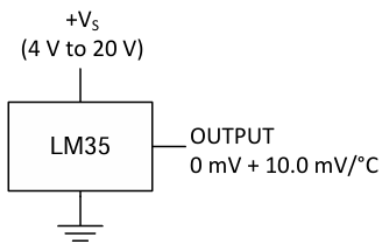
El sensor se presenta en diferentes tipos de encapsulados, pero el empleado es el TO-CAN (NDV) [Tranistor Outline – CAN (Lata)], **Figura 2.7**.



Figura 2.7. Sensor de Temperatura LM35.
Fuente: Texas Instruments (s.f.), LM35.

El sensor se puede polarizar con fuentes de alimentación simples o con fuentes de alimentación bipolar. Para ello se disponen dos configuraciones (**Figura 2.8**): Configuración Básica y una Full-Range. La diferencia entre ambas es la topología de su alimentación y por lo tanto el voltaje de salida que se puede entregar.

**Basic Centigrade Temperature Sensor
(2°C to 150°C)**



Full-Range Centigrade Temperature Sensor

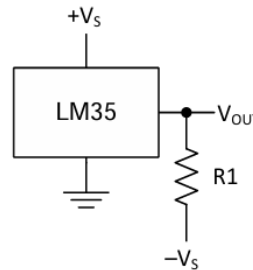


Figura 2.8. Topologías de Alimentación.
Fuente: Texas Instruments (2016), LM35.

Debido a que no se miden temperaturas negativas, no es necesario emplear el sensor en modo Full-Range, únicamente será necesaria la configuración básica.

Con el propósito de validar la respuesta del LM35, se realizaron pruebas de funcionamiento del mismo. El procedimiento consistió en medir la temperatura en dos puntos de referencia: agua fría y agua caliente. Los valores obtenidos se contrastaron directamente con un sensor de temperatura comercial. Los resultados obtenidos se presentan en la **Tabla 2.3**.

Temperatura medida con el termómetro comercial	Voltaje de salida del LM35	Temperatura de Salida del LM35 [°C]
		3.31
		61.6

Tabla 2.3. Mediciones de calibración del LM35.

Con base en los resultados obtenidos durante las pruebas de calibración, es posible validar que el sensor LM35 presenta una respuesta adecuada y consistente frente a las variaciones de temperatura aplicadas. La comparación entre las mediciones registradas por el termómetro comercial y los valores obtenidos mediante el sistema de adquisición mostró diferencias mínimas. Estos resultados ilustran que el LM35 mantuvo la sensibilidad de 10 [mV/°C], obteniendo una salida de 33.1 [mV] para una temperatura de 3.3 [°C], así como 616 [mV] para 61.6[°C].

A partir de estos valores se obtienen los errores relativos aproximados de 0.30% y 0%, respectivamente, indicando que las mediciones obtenidas mediante el sistema implementado presentan una desviación mínima respecto al instrumento de referencia.

Sensor de Presión

Para medir la presión se utiliza el sensor MPX10DP de la familia MPX10 que son una serie de sensores de silicio piezorresistivos no compensados, y que proporcionan una salida de voltaje muy precisa y lineal, directamente proporcional a la presión aplicada (NXP Semiconductors, 2021). Debido a que es un sensor no compensado es necesario diseñar y agregar redes externas de compensación de temperatura y acondicionamiento de señal. El MPX10DP es un sensor de presión diferencial que utiliza dos puertos y dos terminales de salida, **Figura 2.9**. Su

funcionamiento se basa en entregar un voltaje diferencial que varía según la diferencia de presión detectada entre sus entradas.

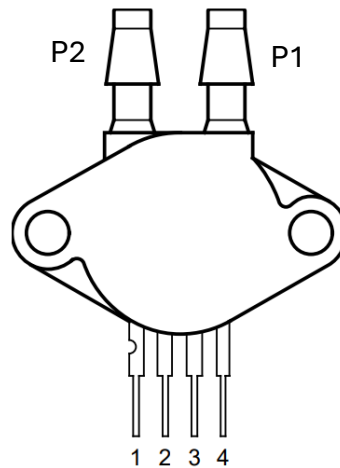


Figura 2.9. Diagrama del sensor MPX10DP.
Fuente: NXP Semiconductors (2021).

De la **Figura 2.9**:

- P1. Puerto 1 (Presión Positiva).
- P2. Puerto 2 (Presión de Vacío).
- 1. Tierra (GND).
- 2. Voltaje de Salida Positivo ($+V_{OUT}$).
- 3. Voltaje de Alimentación (V_S).
- 4. Voltaje de Salida Negativo ($-V_{OUT}$).

En la **Figura 2.10** se muestra como está constituido internamente el sensor. En el centro de la estructura se encuentra el "die" o chip de silicio, que es el componente encargado de detectar los cambios de presión mediante su deformación física. Para la protección del silicio se aísla mediante un "silicone die coat", el cual no es más que un molde de silicón que se usa como recubrimiento. Este gel es utilizado para dos propósitos: actúa como una barrera aislante que evita que la humedad o contaminantes del ambiente dañen la electrónica, pero también al ser flexible permite que la presión proveniente del puerto P1 se transmita hacia la superficie del silicio. De este modo el sensor puede medir la presión sin tener un contacto directo con el ambiente y por ende con contaminantes. Se designan a los dos lados del sensor como los puertos P1 y P2 como el lado de Presión y el lado de Vacío respectivamente. El sensor de presión MPX está diseñado para operar con presión diferencial positiva aplicada, $P1 > P2$.

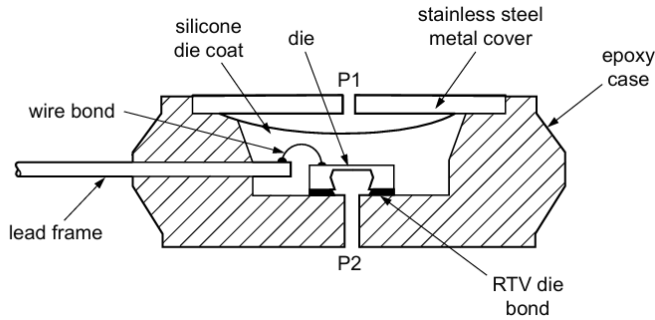


Figura 2.10. Diagrama transversal del MPX10DP.
Fuente: NXP Semiconductors (2021).

De acuerdo con la hoja de especificaciones (NXP Semiconductors, 2021), en la **Tabla 2.4**. Se muestran las principales características eléctricas del sensor.

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Operating Pressure Range	^[1] P _{OP}	0	—	10	kPa
Supply Voltage	^[2] V _S	—	3.0	6.0	V _{DC}
Supply Current	I _o	—	6.0	—	mAdc
Full Scale Span	^[3] V _{FSS}	20	35	50	mV
Offset	^[4] V _{off}	0	20	35	mV
Sensitivity	ΔV/ΔP	—	3.5	—	mV/kPa
Linearity	^[5] —	-1.0	—	1.0	%V _{FSS}
Pressure Hysteresis (0 kPa to 10 kPa)	^[5] —	—	±0.1	—	%V _{FSS}
Temperature Hysteresis (-40 °C to +125 °C)	^[5] —	—	±0.5	—	%V _{FSS}
Temperature Coefficient of Full Scale Span	^[5] TCV _{FSS}	-0.22	—	-0.16	%V _{FSS} /°C
Temperature Coefficient of Offset	^[5] TCV _{off}	—	±15	—	μV/°C
Temperature Coefficient of Resistance	^[5] TCR	0.21	—	0.27	%Z _{in} /°C
Input Impedance	Z _{in}	400	—	550	Ω
Output Impedance	Z _{out}	750	—	1250	Ω
Response Time (10% to 90%)	^[6] t _R	—	1.0	—	ms
Warm-Up Time	^[7] —	—	20	—	ms
Offset Stability	^[8] —	—	±0.5	—	%V _{FSS}

Tabla 2.4. Características de Operación (V_S= 3.0 Vdc, T_A= 25 °C).
Fuente: NXP Semiconductors (2021).

Según la hoja de especificaciones “El voltaje de salida del sensor diferencial aumenta con el aumento de la presión aplicada al lado de presión (P1) en relación con el lado de vacío (P2). Del mismo modo, el voltaje de salida aumenta a medida que se aplica un vacío creciente en el lado de vacío (P2) en relación con el lado de presión (P1).” (NXP Semiconductors, 2021). Por lo tanto, se puede definir la *Ecuación 2.8*.

$$\Delta P = P_1 - P_2 \quad \dots (2.8)$$

En virtud de lo anterior es posible calcular la diferencia de presión a partir de la diferencia de voltaje de salida del sensor considerando también las características de operación expuestas en la **Tabla 2.4** y así obtener la *Ecuación 2.9*.

$$\Delta V_{out} = V_{offset} + Sensitivity \cdot \Delta P \quad \dots (2.9)$$

Entonces, de la *Ecuación 2.9* se puede calcular la diferencia de presión en función de la diferencia de voltaje de salida:

$$P = \frac{V_{out} - Offset}{Sensitivity} [kPa] \quad \dots (2.10)$$

Sin embargo, la *Ecuación 2.9* y la *Ecuación 2.10* modelan la curva de operación del sensor para una operación lineal ideal. No obstante, en la realidad el sensor presenta un comportamiento distinto siguiendo una curva denominada como “curva de rendimiento exagerada”. Esta diferencia se conoce como no linealidad, y representa la máxima desviación del voltaje de salida real del sensor respecto a una línea recta de referencia **Figura 2.11**. Para el sensor MPX10, NXP especifica esta característica basándose en el método de ajuste de línea recta de punto final, aunque este tiene un mayor error es el más sencillo y directo. De acuerdo con la **Tabla 2.4**, el sensor presenta una desviación máxima de $\pm 1.0\% V_{FSS}$, donde V_{FSS} es el Full Scale Span con un valor de 35 [mV], por lo cual el error será de $V_{ERROR} = \pm 0.35$ [mV].

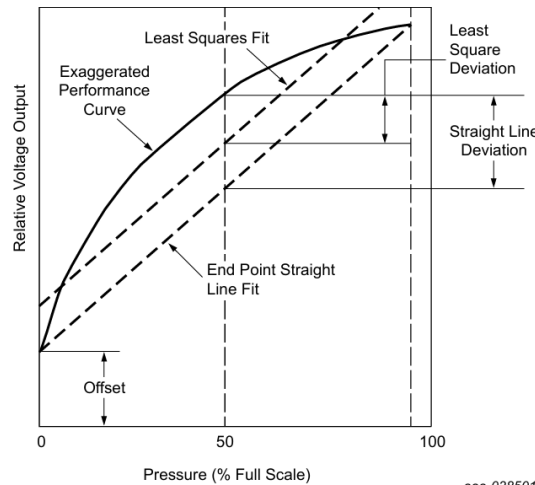


Figura 2.11. Curvas de Operación del Sensor.
Fuente: NXP Semiconductors (2021).

El fabricante no indica explícitamente que el sensor no pueda entrar en contacto directo con el líquido; sin embargo, especifica que sus aplicaciones recomendadas se encuentran en sistemas neumáticos. Por tal motivo no se recomienda que los puertos estén en contacto directo con el líquido, y para la calibración del sensor se utilizó una medición indirecta de la presión hidrostática mediante la transmisión de la presión por una columna de aire, siguiendo el diagrama de la **Figura 2.12**.

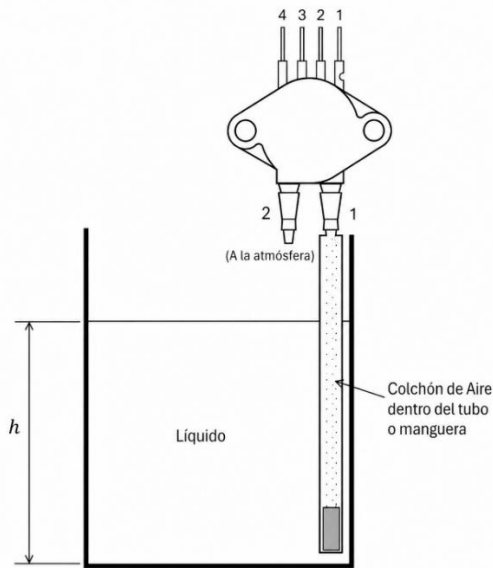


Figura 2.12. Diagrama del Sistema de Calibración.

Fuente: Sergio A. Castaño Giraldo (2020).

Con el objetivo de validar la respuesta del sensor de presión, se llevó a cabo la calibración de este. Inicialmente se determinó el error de Offset real que presenta el sensor midiendo la diferencia de voltaje a presiones iguales (**Figura 2.13**).



Figura 2.13. Configuración del Sensor para medir el offset.

Con la configuración de la **Figura 2.13**, el voltaje de salida es de 16 [mV] (**Figura 2.14**).



Figura 2.14. Voltaje de Offset del sensor de Presión.

Tras la verificación del valor real voltaje de Offset y siguiendo el diagrama de la **Figura 2.12**, se acopló un conducto flexible (tubing) al puerto P1, fijando el tubing de manera paralela a una regla graduada para determinar la altura de la columna a medir. El proceso de calibración se hizo midiendo la presión diferencial entre una columna de y la presión atmosférica local (**Figura 2.15**).



Figura 2.15. Configuración de medición indirecta de Presión Hidráulica.

Para comparar resultados teóricos y experimentales es necesario conocer la ecuación de la presión hidrostática, la cual se muestra en la *Ecuación 2.11*:

$$P_h = \rho \cdot g \cdot h \text{ [Pa]} \quad \dots (2.11)$$

Donde:

- ρ : densidad del fluido.
- g : aceleración de la gravedad.
- h : altura columna de agua.

Con el propósito de evaluar el desempeño del sensor, inicialmente se realizó una medición utilizando una columna de agua de 10 [cm]. Considerando que el valor local de la aceleración de la gravedad en la Ciudad de México es de $9.77927 \left[\frac{\text{m}}{\text{s}^2} \right]$ (Instituto Nacional de Estadística y Geografía (s.f.)), así como una densidad del agua de $997 \left[\frac{\text{kg}}{\text{m}^3} \right]$ a $25 \text{ [}^\circ\text{C]}$, y tomando en cuenta la *Ecuación 2.11*, se procedió a calcular la presión hidrostática correspondiente, los resultados se muestran en la *Ecuación 2.12*.

$$P_h = (997) \cdot (9.77927) \cdot (0.1) \text{ [Pa]} = 975 \text{ [Pa]} \quad \dots (2.12)$$

Entonces se midió el voltaje de salida diferencial para la columna de 10 [cm], el cual fue de 19 [mV] (**Figura 2.16**).



Figura 2.16. Voltaje de salida para una columna de agua de 10 [cm].

Con base en los resultados medidos y de acuerdo con la *Ecuación 2.10*, la *Ecuación 2.13* muestra la obtención de la presión diferencial teórica a obtener para una columna de 10[cm], considerando la sensibilidad típica que indica el fabricante en la **Tabla 2.4**.

$$P = \frac{19 \text{ [mV]} - 16 \text{ [mV]}}{3.5} = 0.857 \text{ [kPa]} \quad \dots (2.13)$$

La presión calculada equivale a una columna de agua de 8.74 [cm], lo que supone un error de 1.26 [cm]. Sin embargo, si se considera el voltaje de error que puede tener el sensor, el cual es de $V_{\text{ERROR}} = \pm 0.35 \text{ [mV]}$ se puede validar que el error observado cae dentro del margen de tolerancia del dispositivo, por lo tanto, existe concordancia entre la medición y los valores típicos de operación del sensor.

Con el objetivo de ajustar este error, se llevó a cabo la caracterización del sensor, la cual consistió en medir la presión a diferentes alturas para determinar la pendiente real de la curva de operación del sensor. Para este propósito, se realizaron mediciones de presión diferencial en tres columnas, considerando tres alturas distintas. Dichas alturas fueron seleccionadas de manera equidistante, con incrementos de 5 cm, en un intervalo comprendido entre 5 [cm] y 15 [cm]. Los resultados obtenidos se presentan en la **Tabla 2.5**.




Altura de la columna [cm]	Voltaje de Salida Esperado [mV]	Voltaje de Salida [V]	Error [mV]
5	17.71		1.29
10	19.41		0.59
15	21.12		0.88

Tabla 2.5. Pruebas de Calibración del Sensor de Presión.

Los resultados obtenidos durante la caracterización del sensor de presión muestran una discrepancia reducida entre voltajes teóricos y experimentales. Los errores observados son del orden de 1.29 [mV], 0.59 [mV] y 0.88 [mV] respectivamente.

El comportamiento observado evidencia una respuesta aproximadamente lineal del sensor dentro del intervalo de operación evaluado, ya que el incremento del voltaje de salida se mantuvo proporcional al aumento de la altura de la columna de agua, manteniendo un margen reducido de error.

A pesar de ello, los errores se mantienen dentro de un rango reducido, lo que permite considerar que el sensor presenta un comportamiento aproximadamente lineal en el intervalo de operación analizado.

Sensor de pH

La medición de pH se basa en una celda electroquímica³ formada entre un electrodo sensible al pH (generalmente vidrio), un electrodo de referencia y la muestra a medir. También se puede incluir un sensor de temperatura el cual sirve para compensar los efectos de ésta. Básicamente la mayoría de los electrodos están constituidos de los siguientes elementos:

- **Cuerpo del electrodo:** es una estructura externa (carcasa) que protege y conforma al electrodo, dentro de la cual está contenido el sistema.
- **Electrodo de Medición:** es un bulbo de vidrio sensible al pH, selectiva a iones de H^+ , la cual separa una solución interna de pH conocido de la solución externa bajo análisis. Por tal motivo, cuando se encuentra en contacto con la solución a medir ocurre un intercambio iónico entre los iones H^+ de la solución y de la solución de referencia interna. Como consecuencia de la diferencia de actividad de iones hidrógeno entre ambas caras de la membrana, se genera una diferencia de potencial el cual es directamente proporcional al pH de la solución bajo análisis (**Figura 2.17**).

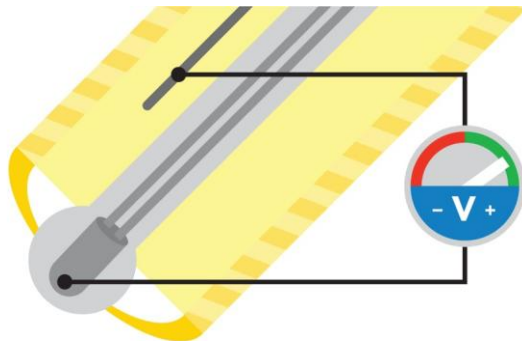


Figura 2.17. Diferencia de potencial entre electrodos.

Fuente: Atlas Scientific (2025).

- **Electrodo de referencia:** es el encargado de proporcionar un potencial eléctrico constante y estable, el cual es independiente de las características químicas de la solución a medir. Típicamente está constituido por un sistema electroquímico que tiene un electrodo de plata/cloruro de plata ($Ag/AgCl$), contenido en una solución electrolítica de concentración conocida, comúnmente cloruro de potasio (KCl). Gracias a este electrodo se establece el flujo de iones necesarios para cerrar el circuito eléctrico.

³ Sistema que permite convertir energía química en energía eléctrica o viceversa.

Para medir el pH se utiliza el sensor pH1600 de Sensorex (**Figura 2.18**), que es el reemplazo directo del S200C con conector BNC. Es un sensor enfocado para su uso en laboratorio proporcionando mediciones confiables y precisas en un rango de pH de 0 a 14. Incorpora una referencia sellada de gel de 3.5 M KCl/AgCl, lo que elimina la necesidad de rellenar el electrolito (Sensorex Corporation, s. f.).

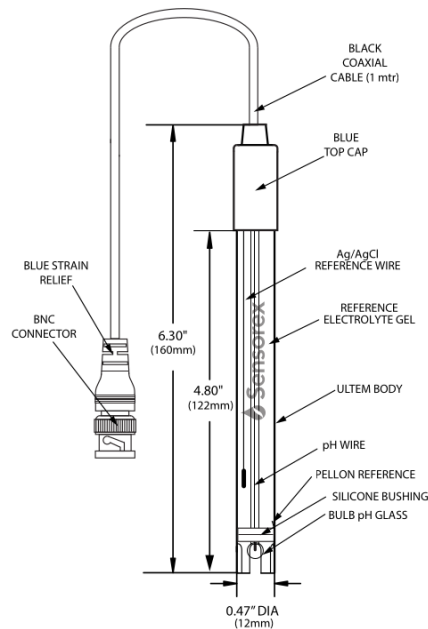


Figura 2.18. Diagrama de un Electrodo de pH.
Fuente: Sensorex Corporation (s.f.).

La ecuación de Nernst describe el potencial de equilibrio “E” de un electrodo en función de su potencial estándar E_0 ⁴ y las concentraciones de una temperatura dada. Su forma general se describe mediante la *Ecuación 2.14*.

$$E = E_0 - \frac{RT}{ZF} \ln(Q) \quad \dots (2.14)$$

Donde:

- E: Potencial del electrodo.
- E_0 : Potencial estándar (Potencial cuando existe equilibrio).
- R: Constante de gas universal.
- T: Temperatura absoluta.
- Z: Número de electrones transferidos por molécula.
- F: Constante de Faraday.
- Q: Cociente de reacción.

⁴ Potencial eléctrico de una reacción electroquímica cuando todas las condiciones están en estado estándar.

El cociente de reacción “Q” determina las cantidades relativas de productos y reactivos presentes en una reacción, en un tiempo específico. Como en el electrodo de pH únicamente existe un equilibrio de intercambio iónico en la interfaz entre la membrana de vidrio y la solución, este equilibrio se representa mediante la *Ecuación 2.15*, en la que se representa la relación entre la actividad de los iones hidrógeno en la solución y aquellos asociados a la superficie del vidrio.



A partir de la *Ecuación 2.15*, se define el cociente de reacción “Q”:

$$Q = \frac{b \cdot H^+_{vidrio}}{c \cdot H^+_{sol}} \quad \dots (2.16)$$

Se puede definir $a = b/c$ y $H^+_{solución} = \frac{H^+_{vidrio}}{H^+_{sol}}$, entonces se simplifica la *Ecuación 2.16*:

$$Q = a \cdot H^+_{solución} \quad \dots (2.17)$$

Sustituyendo la *Ecuación 2.17* en la *Ecuación 2.14*:

$$E = E_0 - \frac{RT}{ZF} \ln(a \cdot H^+_{solución}) \quad \dots (2.18)$$

Como el ión de hidrógeno (H^+) tiene una sola carga positiva, solo necesita ganar un electrón para alcanzar su estado neutro, por lo tanto, $Z=1$, entonces se simplifica la *Ecuación 2.18*.

$$E = E_0 - \frac{RT}{F} \ln(a \cdot H^+_{solución}) \quad \dots (2.19)$$

Utilizando la definición de pH mediante el hidrogeno, la cual se muestra en la *Ecuación 2.20*.

$$p_H = -\log(a \cdot H^+_{solución}) \quad \dots (2.20)$$

Expresando la *Ecuación 2.20* en términos del logaritmo natural:

$$p_H = -\frac{\ln(a \cdot H^+_{solución})}{2.303} \quad \dots (2.21)$$

$$-2.303 \cdot p_H = \ln(a \cdot H^+_{solución}) \quad \dots (2.22)$$

Entonces, sustituyendo la *Ecuación 2.22* en la *Ecuación 2.19*:

$$E = E_0 - \frac{RT}{F} (-2.303 \cdot p_H) \quad \dots (2.23)$$

$$E = E_0 + \frac{2.303 \cdot RT}{F} (p_H) \quad \dots (2.24)$$

Como el electrodo de pH medirá la diferencia de potencial de los dos electrodos, se define la *Ecuación 2.25*.

$$E_T = E_R - E_M \quad \dots (2.25)$$

Donde:

- E_T : Potencial de la sonda de pH.
- E_R : Potencial del electrodo de referencia.
- E_M : Potencial del electrodo de medición.

Si el electrodo de referencia tiene un potencial constante:

$$E_T = E_R - \left(E_0 + \frac{2.303 \cdot RT}{F} (pH) \right) \quad \dots (2.26)$$

$$E_T = (E_R - E_0) - \frac{2.303 \cdot RT}{F} (pH) \quad \dots (2.27)$$

Simplificando el termino constante de la *Ecuación 2.27*:

$$S = \frac{2.303 \cdot RT}{F} [V/pH] \quad \dots (2.28)$$

Entonces:

$$E_T = (E_R - E_0) - S(pH) \quad \dots (2.29)$$

El término $(E_R - E_0)$ es desconocido, pues los términos dependen del electrodo y cambia entre sondas. Por lo tanto, para poder simplificar el termino se comparan dos mediciones. Definiendo dos casos:

- Para una muestra desconocida x:

$$E_T(X) = (E_R - E_0) - S \cdot pH(X) \quad \dots (2.30)$$

- Para una muestra de pH=7:

$$E_T(7) = (E_R - E_0) - S \cdot 7 \quad \dots (2.31)$$

Calculando la diferencia $E_T(7) - E_T(X)$:

$$\Delta E = S(pH(X) - 7) \quad \dots (2.32)$$

Con esa ecuación es posible estimar el voltaje de salida dado un pH(x) y del mismo modo, conocer el pH en función del voltaje entregado por el electrodo de pH. Donde S es la pendiente de la curva de operación del electrodo.

Para trabajar con el sensor de pH es necesario tener en consideración sus características y como estas afectarán a las mediciones. La sonda de pH es un tipo de sensor pasivo, pues no requiere de una fuente externa de polarización. De acuerdo con la hoja de datos del sensor, su punto isopotencial es un pH de 7, por tanto, en ese valor el electrodo producirá 0 [mV] (Sensorex Corporation, s. f.). Esto quiere decir que el voltaje de salida que producirá dependiendo del pH puede ser positivo y negativo (bipolar) a pH superiores a 7 serán voltajes positivos y para pH por debajo de 7 serán negativos. De acuerdo con la construcción y principio de funcionamiento del electrodo de pH, se tendrá una impedancia muy alta debido al bulbo de vidrio. Típicamente esta impedancia estará en el rango de 10 – 1000 [MΩ] (Texas Instruments, 2013). Por tales motivos, si se conectara directamente al Convertidor Analógico Digital el cual tiene una impedancia de entrada mucho menor se creará un divisor de voltaje muy grande.

$$V_{ADC} = V_{ELECTRODO} \cdot \frac{r}{R + r} [V] \quad \dots (2.33)$$

Donde $R \gg r$. Por lo tanto, el voltaje que leerá el ADC será prácticamente 0.

De acuerdo con la ecuación del electrodo, la sensibilidad del electrodo dependerá de la temperatura, pues dada la Ecuación 2.27, el valor de S es función de T. Considerando que la temperatura típica es a 25 °C, se tendrá una sensibilidad de $0.05916 [V/pH]$.

Los voltajes máximos y mínimos que puede proporcionar el electrodo de pH serán correspondientes a los valores de pH máximos y mínimos respectivamente (pH = 0 y pH = 14) y como el punto isopotencial es en un pH = 7:

- pH = 0 $\rightarrow V = -59.16(0 - 7) = 414.12 [mV]$
- pH = 7 $\rightarrow V = 0$
- pH = 14 $\rightarrow V = -59.16(14 - 7) = -414.12 [mV]$

Por lo tanto, el voltaje de salida será bipolar con un rango desde $-414.12 [mV]$ a $414.12 [mV]$. Esto implica que se tiene que polarizar los elementos como amplificadores operacionales y convertidores analógico-digitales con fuentes bipolares, sin embargo, en la mayoría de las aplicaciones con sistemas embebidos solamente se utilizan alimentaciones sencillas (de V_{cc} a GND). Para solucionar estos inconvenientes se hizo un acoplamiento de impedancias mediante un buffer de alta impedancia de entrada utilizando el Amplificador Operacional LMP7721. La característica principal de este amplificador es su muy baja corriente de polarización de entrada (input bias current) del orden de magnitud de los Femtoamperes. La corriente de polarización de entrada es la corriente de D.C. que se establece en las terminales inversora y no inversora del OpAmp, en este tipo de aplicación el orden de magnitud afecta significativamente a la medición del pH, debido a que incluso una corriente pequeña puede producir un voltaje de error debido a la alta impedancia del sensor de pH.

Previo a las pruebas físicas del LMP7721, se realizaron simulaciones en LTspice para validar el comportamiento y las especificaciones del OpAmp. El modelo se obtuvo directamente del sitio oficial de Texas Instruments, específicamente el archivo con extensión .lib, éste es un archivo de

biblioteca que contiene definiciones de modelos de componentes electrónicos, como transistores, diodos, amplificadores operacionales, etc. Para su implementación, se importó el contenido del archivo directamente en el esquema mediante una directiva de SPICE (**Figura 2.19**).

```
*$
* LMP7721
*****
* (C) Copyright 2022 Texas Instruments Incorporated. All rights reserved.
*****
** This model is designed as an aid for customers of Texas Instruments.
** TI and its licensors and suppliers make no warranties, either expressed
** or implied, with respect to this model, including the warranties of
** merchantability or fitness for a particular purpose. The model is
** provided solely on an "as is" basis. The entire risk as to its quality
** and performance is with the customer
*****
*
* This model is subject to change without notice. Texas Instruments
* Incorporated is not responsible for updating this model.
*
*****
** Released by: Online Design Tools, Texas Instruments Inc.
** Part: LMP7721
** Date: 05JUL2022
** Model Type: Generic (suitable for all analysis types)
** EVM Order Number: N/A
** EVM Users Guide: N/A
** Datasheet: SNOSAW6E -JANUARY 2008-REVISED DECEMBER 2014
** Created with Green-Williams-Lis Op Amp Macro-model Architecture
*
* Model Version: Final 1.4
*
*****
```

Figura 2.19. Modelado del LMP7721.

Una vez creada la directiva se procede a poner un modelo de OPAM genérico y se le cambió el nombre al del LPM7721 (**Figura 2.20**).

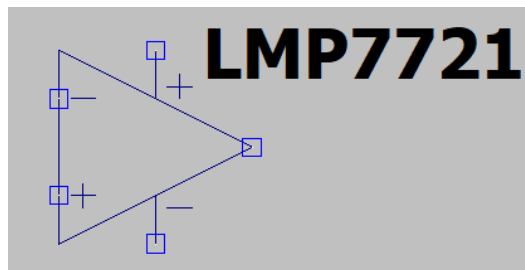


Figura 2.20. Modelo del OpAmp.

Para probar que el uso del modelo funcionara correctamente, se realizó una configuración no inversora con una ganancia de 2 (**Figura 2.21**).

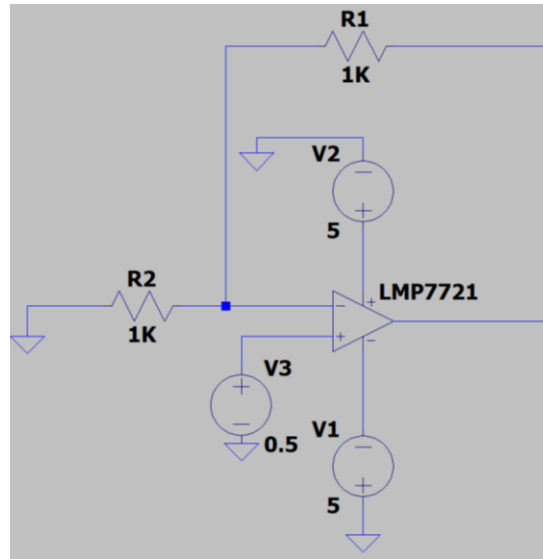


Figura 2.21. Configuración no inversora.

Como la señal de entrada es de 0.5 [V] de D.C., la salida esperada es de 1 [V] de D.C. misma que se observa en la **Figura 2.22**.



Figura 2.22. Voltaje de Salida de 1 [V].

Entonces, se implementó el circuito de forma física, de igual forma una configuración no inversora con una ganancia de 2 (**Figura 2.23**), con una polarización de ± 2.5 [V] y una señal senoidal de entrada de 500 [mVpp] a 1 [kHz].

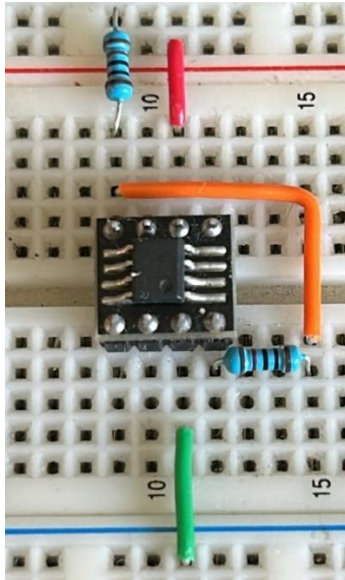


Figura 2.23. Prototipo de Pruebas en configuración no inversora.

Se corroboró que la salida del OpAmp fuera acorde a las características de la configuración, esperando una salida de 1 [Vpp] y una frecuencia de 1 [kHz] (**Figura 2.24**).

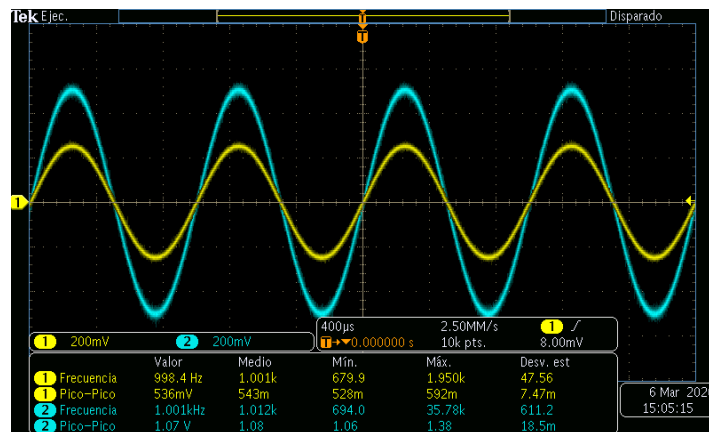


Figura 2.24. Oscilograma de la Señal de Entrada (Amarilla) vs la Señal de Entrada (Azul).

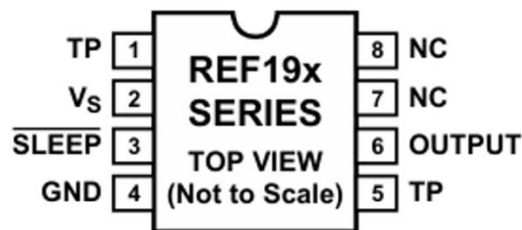
Una vez corroborado el funcionamiento del LMP7721, se utilizaron 2 OpAmps para el acoplamiento de impedancias del sensor de pH y el elemento de medición, en este caso el ADC. Para el electrodo de medición (electrodo de vidrio) de la sonda de pH, se utilizó el LMP7721_2 (**Figura 2.26**) en configuración seguidor de voltaje. Su finalidad es tener un acoplamiento de impedancias debido a la salida de alta impedancia que presenta el electrodo de medición.

Por otro lado, como el voltaje de salida del sensor de pH es la diferencia del voltaje en los dos electrodos, se debe de aplicar un voltaje de offset al electrodo de referencia. Esto con la finalidad de que el voltaje de salida generado sea unipolar (mayor o igual que cero). El valor del voltaje de

offset propuesto es de 512 [mV], debido a que ese valor es cercano al caso extremo cuando la temperatura sea de 100 °C, en el cual la sensibilidad cambia y el rango será de ±518 [mV]. Por lo cual se modifica la *Ecuación 2.32* sumándole el offset:

$$\Delta E = S(\text{pH}(X) - 7) + 0.512 \quad \dots (2.34)$$

Para generar el voltaje de offset, se utilizó un REF192, que es un circuito que genera una referencia de voltaje de precisión. Pertenece a la familia REF19X (**Figura 2.25**) de referencias de voltaje de precisión, de bajo consumo y bajo dropout. Están diseñadas para proporcionar una salida de voltaje altamente estable y precisa. El REF192 genera una salida de 2.5 [V]. Para ajustar el voltaje de offset se utilizó un potenciómetro para variar el divisor de voltaje del voltaje de referencia y así poder modificar el valor de offset si se requiere.



NOTES

1. NC = NO CONNECT.
2. TP PINS ARE FACTORY TEST POINTS, NO USER CONNECTION.

*Figura 2.25. Configuración de pines de la familia REF19X.
Fuente: Analog Devices (2011), REF19x Series Datasheet.*

Debido a la alta impedancia del electrodo y a que el offset se obtiene mediante un divisor de voltaje, no es posible conectar este nodo directamente al electrodo. El divisor presenta una impedancia de salida del orden de los kilohms, mientras que el electrodo de pH tiene una salida muy alta. Esto genera que al conectarlos directamente se presente una caída de voltaje no deseada. Para evitar la caída de voltaje se implementó un acoplamiento de alta impedancia mediante el LMP7721_1 (**Figura 2.26**), también en configuración seguidor de voltaje.

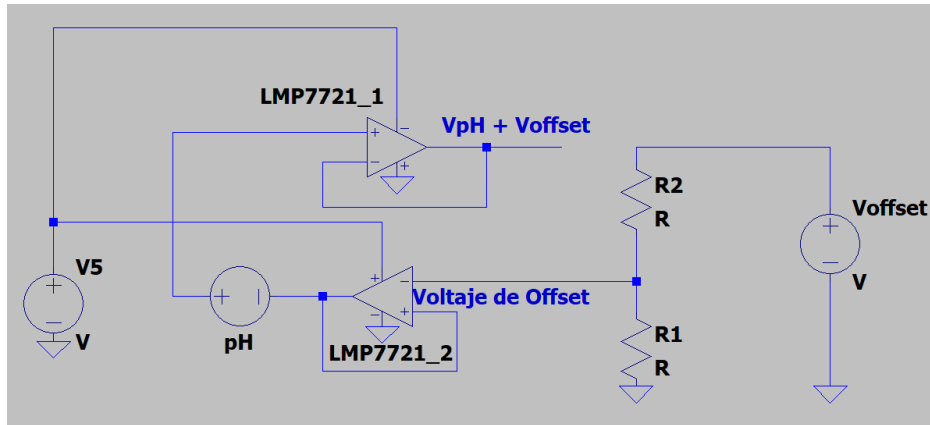


Figura 2.26. Diagrama del Circuito de Acondicionamiento del Sensor de pH realizado en el software LTSpice.

Para la implementación se utilizaron los LMP7721 en su encapsulado circuito integrado de contorno pequeño (SOIC, Small Outline Integrated Circuit), **Figura 2.27**.

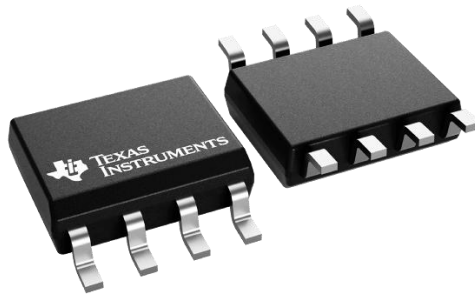


Figura 2.27. LMP7721 SOIC.
Fuente: Texas Instruments (s.f.), LMP7721.

La etapa de acondicionamiento se ensambló en una tabla de pruebas (Protoboard). Debido a que el REF192 y el LMP7721 son Circuitos Integrados de montaje superficial (SMD), fue necesario utilizar adaptadores de SMD, el cual convierte el SMD a tipo DIP-8 (**Figura 2.28**).

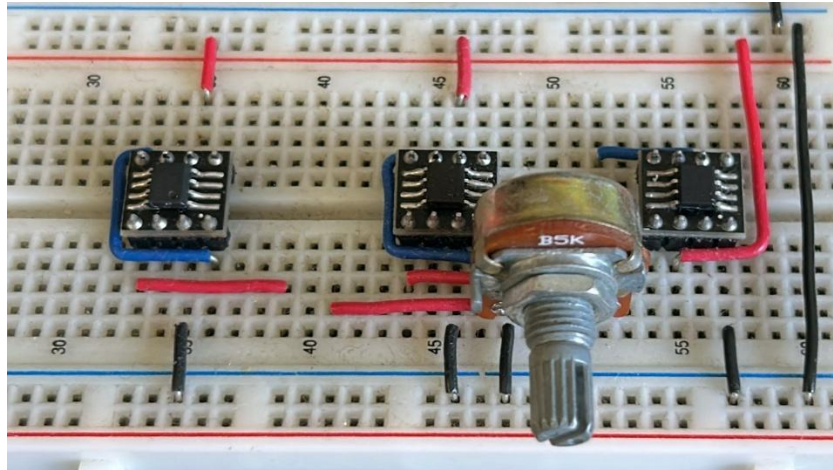



Figura 2.28. Circuito de Acondicionamiento para el sensor de pH.

Para garantizar y validar la precisión de la medición del sensor de pH, se llevó a cabo una calibración de tres puntos utilizando buffers⁵ estándar de pH de: 4.01, 7.01 y 10.01. Se seleccionaron estos valores debido a que el buffer de pH 7.01 es el punto isotencial, que permite conocer dónde está el centro de la escala. Debido a que la curva de operación es lineal porque sigue la ecuación de Nernst, es necesario conocer otros puntos dentro de la curva para conocer la pendiente real de operación, por lo tanto, el pH 4.01 define la pendiente para el rango ácido y el pH 10.01 para el rango alcalino. Para validar el voltaje de salida del sensor de pH, se utiliza la *Ecuación 2.33*.

- $\text{pH} = 4.01 \rightarrow \Delta E = 0.05916(4.01 - 7) + 0.512 = 0.335[\text{V}]$
- $\text{pH} = 7.01 \rightarrow \Delta E = 0.05916(7.01 - 7) + 0.512 = 0.512[\text{V}]$
- $\text{pH} = 10.01 \rightarrow \Delta E = 0.05016(10.01 - 7) + 0.512 = 0.690[\text{V}]$

Una vez obtenidos los valores teóricos de voltaje de salida para las tres soluciones estándar, se realizó una comparación con los valores medidos experimentalmente. Los resultados de esta comparación se presentan en la **Tabla 2.6** donde se puede observar la correspondencia entre los valores esperados y los obtenidos mediante medición directa con multímetro.

pH	Voltaje de Salida esperado [V]	Voltaje de Salida Medido en el multímetro [V]	Error [mV]
4.01	0.335 [V]		23

⁵ solución que resiste cambios significativos de pH al añadir pequeñas cantidades de ácido o base.

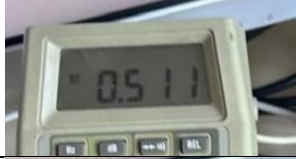

7.01	0.512 [V]		1
10.01	0.690 [V]		0

Tabla 2.6. Pruebas de Calibración del Sensor de pH.

A partir de los datos obtenidos, se observa que las diferencias entre ambos son mínimas, presentando errores relativos aproximados de 6.87%, 0.20% y 0% para las soluciones de pH 4.01, 7.01 y 10.01, respectivamente. Este error puede atribuirse a factores como el error instrumental del multímetro o incluso a tolerancias en los componentes electrónicos. Asimismo, el análisis de los datos experimentales presentó un coeficiente de correlación lineal aproximado de $r \approx 0.999$. Lo que indica una relación lineal fuerte entre el pH de las soluciones y el voltaje de salida del sistema implementado.

Sensor de Amonio

Con el propósito de comprender la relevancia de la medición de amonio, es necesario abordar previamente el ciclo del nitrógeno, ya que el amonio constituye una de las principales formas en las que este elemento se encuentra presente en medios acuosos. Posteriormente, se desarrollan las características del sensor utilizado para la medición de este parámetro.

Ciclo de Nitrógeno

En general se puede entender al ciclo de Nitrógeno como un conjunto de procesos biológicos y químicos por los cuales circula el nitrógeno debido a diversas reacciones químicas, cambia de forma y se mueve por diferentes formas en la tierra, incluyendo en organismos vivos. Este ciclo es un circuito vital para la existencia de la vida, ya que las formas de vida como animales, las plantas e incluso el ser humano, somos incapaces de fijar el nitrógeno a partir de su forma gaseosa (N_2), a pesar de que lo necesitamos enormemente para nuestros tejidos. En el planeta, el nitrógeno se presenta de dos grandes formas: Nitrógeno Molecular N_2 y Nitrógeno Reactivo (Orgánico), donde el Nitrógeno Reactivo es el que está disponible para su aprovechamiento, incluye nitratos, amonio y el nitrógeno que ya forma parte de plantas y animales.

El nitrógeno molecular N_2 o simplemente nitrógeno es un gas que se caracteriza por ser incoloro, inodoro y químicamente inerte, de acuerdo con Harrison (s.f.) el nitrógeno constituye el 78% de la atmósfera terrestre. El nitrógeno es fundamental en el planeta debido a que todos los organismos requieren nitrógeno para vivir y crecer. Aunque el nitrógeno es abundante en el planeta, la mayoría de este no está disponible para el uso de los organismos. Según Harrison

(s.f.) “para que las plantas y los animales puedan usar nitrógeno, el gas N_2 tiene primero que ser convertido a una forma química disponible”. Afortunadamente hay bacterias llamadas fijadoras de nitrógeno, las cuales gracias al proceso biológico interno que realizan, el nitrógeno que se encuentra en la atmósfera puede ser asimilable, pues transforman el nitrógeno en compuestos nitrogenados⁶ asimilables por la mayoría de los seres vivos, que de acuerdo con Centro de Información y Comunicación Ambiental de Norte América, A.C. (s.f.), la mayoría de los organismos que aprovechan los compuestos nitrogenados corresponden a plantas que forman relaciones simbióticas con este tipo de bacterias y logran transformar el nitrógeno fijado en aminoácidos y proteínas vegetales, la cuales al estar en las plantas son consumidas y aprovechadas por los herbívoros y, posteriormente transferidos a los carnívoros a lo largo de la cadena trófica. El nitrógeno se deposita al suelo por medio de los desechos de los organismos de esta cadena, tantos restos orgánicos o mediante la excreción de productos metabólicos.

Dependiendo del autor se pueden definir distintas etapas del ciclo del nitrógeno, pero según Markov (2024) se definen cuatro etapas del ciclo:

- Fijación de nitrógeno: como el nitrógeno en su mayoría está presente de forma gaseosa, se incorpora a las plantas mediante la fijación a las bacterias, las cuales lo convierten en elementos aprovechables, como el amoníaco (NH_3). Estos microorganismos se pueden hallar en el suelo y el agua. Esta etapa es de gran importancia debido a que satisface las necesidades de nitrógeno de muchos cultivos.
- Amonificación: proceso mediante el cual los seres vivos producen amoníaco (NH_3) o iones amonio (NH_4^+), gracias a organismos descomponedores, como bacterias y hongos, los cuales actúan sobre la materia orgánica muerta y los desechos animales. En lugar de tomar el nitrógeno del aire, estos microorganismos liberan el nitrógeno que ya estaba presente en las proteínas y aminoácidos de los seres vivos.
- Nitrificación: consiste en la oxidación del amonio para obtener energía, un proceso llevado a cabo por dos grupos distintos de bacterias. Primero, el amonio se convierte en nitrito y, posteriormente, ese nitrito se transforma en nitrato, que es la forma de nitrógeno más fácil de absorber para la mayoría de las plantas.
- Desnitrificación: en condiciones donde el oxígeno es escaso, como en suelos inundados o sedimentos profundos, ciertas bacterias utilizan los nitratos en su metabolismo en lugar del oxígeno. A través de una serie de reacciones, el nitrato se reduce gradualmente hasta convertirse nuevamente en gas nitrógeno.

Básicamente el ciclo del Nitrógeno consiste en interacciones entre el nitrógeno molecular y el reactivo. Las interacciones entre estos dos tipos de nitrógeno se deben principalmente por la fijación de nitrógeno y la desnitrificación.

En la fijación del nitrógeno se produce principalmente amoníaco (NH_3), pero en el medio acuoso (como el suelo o el interior celular) ese NH_3 se convierte en amonio (NH_4^+). La ecuación química que rige la relación entre el amoníaco y el amonio es la *Ecuación 2.35*.



⁶ Se entiende como cualquier compuesto químico que contiene átomos de nitrógeno (N) en su estructura.

Esta reacción es reversible y está ligada estrechamente del pH del medio. Hach (s.f.) menciona que cuando el pH es bajo la reacción se desplaza a la derecha, esto es que la reacción favorece la formación de productos; mientras que la reacción se desplaza a la izquierda cuando el pH es alto, es decir la reacción favorece los reactivos (**Figura 2.29**).

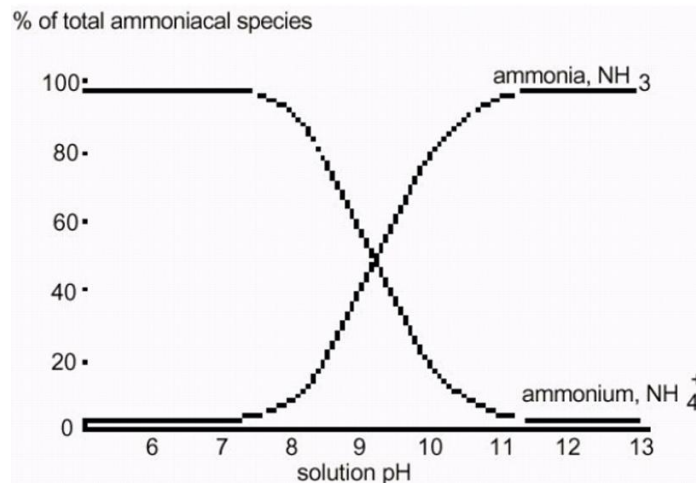


Figura 2.29. Relación de las concentraciones de Amonio y Amoniaco en relación con el pH.
Fuente: Vernier (2025), NH₄-BTA Datasheet.

De acuerdo con Radu y Racoviteanu (2021), el amonio no tiene efectos tóxicos en la salud humana, pero su presencia en el agua es indicador de agua contaminada (aguas residuales o materia orgánica). En agua potable es necesario reducir el amonio, ya que su presencia favorece el crecimiento de ciertas bacterias en los sistemas de distribución de agua.

Huang *et al.*, (2018) menciona que “En la actualidad, los efluentes y el flujo superficial de origen agrícola, doméstico e industrial contribuyen de manera significativa a la contaminación por amonio de las aguas superficiales y de los recursos de agua subterránea. Esta contaminación llega a estos recursos vitales a través de diversas fuentes puntuales, tales como: aguas residuales municipales e industriales, lixiviados y flujo superficial provenientes de sitios de disposición de residuos, sitios de construcción, establos de alimentación animal, entre otros.”

Electrodo selectivo de Iones de Amonio (Ammonium Ion-Selective Electrode)

Es un electrodo que se utiliza para medir la concentración de iones amonio NH_4^+ en disoluciones acuosas. Es un electrodo selectivo de iones (ISE, Ion-Selective Electrode), lo que significa que mide la concentración de un ion específico en una disolución. Los resultados pueden expresarse en mg/L o ppm, y ya sea en términos del ion completo (NH_4^+) o únicamente el nitrógeno correspondiente al amonio, a esta unidad se le conoce como Nitrógeno Amoniacal.

Como se detalla en la hoja técnica de Vernier (2025), el electrodo utiliza una membrana polimérica selectiva a NH_4^+ . En la interfaz membrana-solución ocurre un intercambio selectivo de iones que

genera un potencial eléctrico el cual depende de la actividad iónica de la muestra, las muestras necesitan ser acuosas para evitar contaminar o disolver la membrana. Para generar un voltaje de referencia, se incorpora un electrodo interno de referencia de plata/cloruro de plata (Ag/AgCl), es decir, es un conductor de plata recubierto con cloruro de plata, cuyo potencial electroquímico estable permite generar una referencia de potencial.

La diferencia de potencial que se genera entre el electrodo de referencia y la membrana selectiva (electrodo de medición) dependerá entonces de la actividad de los iones amonio en la disolución. A medida que la concentración de NH_4^+ cambia, también lo hace el potencial eléctrico medido entre ambos electrodos. Tal comportamiento se describe bajo la Ecuación de Nernst descrita en la *Ecuación 2.14*, una versión más simplificada se muestra en la *Ecuación 2.36*.

$$E = E_0 - S \cdot \ln(Q) \quad \dots (2.36)$$

Donde:

- S: se puede definir como la pendiente y es igual a: $S = \frac{RT}{ZF} \left[\frac{V}{pH} \right]$
- Q: coeficiente de reacción.

La reacción en el electrodo se puede modelar mediante la *Ecuación 2.37*.



Por lo tanto, Q se define como el cociente entre la actividad química⁷ de la membrana y la de la solución:

$$Q = \frac{a_{\text{membrana}}}{a_{\text{solución}}} \quad \dots (2.38)$$

Donde “a” es la actividad química de una especie. Pero dentro del electrodo a_{membrana} es un valor constante y el único término que varía es $a_{\text{solución}}$, por lo tanto, se puede simplificar de la siguiente forma:

$$Q \propto \frac{1}{a_{\text{solución}}} \rightarrow \ln Q = -\ln(a) \quad \dots (2.39)$$

Entonces, sustituyendo la *Ecuación 2.39* en la *Ecuación 2.36*:

$$E = E_0 - S \cdot (-\ln(a)) \rightarrow E_0 + S \cdot (\ln(a)) \quad \dots (2.40)$$

$$E = E_0 + S \cdot \ln(a) \quad \dots (2.41)$$

⁷ Cantidad que representa la concentración efectiva de una especie química en solución.

La actividad química “a” se define como:

$$a = \gamma \cdot C \quad \dots (2.42)$$

Donde:

- γ : coeficiente de actividad, el cual representa la desviación del sistema de un comportamiento ideal.
- C: concentración, es decir, la cantidad de sustancia por volumen.

De modo que sustituyendo la *Ecuación 2.42* en la *Ecuación 2.41*:

$$E = E_0 + S \cdot \ln(\gamma \cdot C) \quad \dots (2.43)$$

$$E = E_0 + S \cdot \ln(\gamma) + S \cdot \ln(C) \quad \dots (2.44)$$

γ es un termino que depende principalmente de la fuerza iónica⁸ de la solución. Suponiendo que la fuerza iónica es constante, por lo cual γ es constante, el termino $E_0 + S \cdot \ln(\gamma)$ es un nuevo E_0 ajustado, dicho esto, se puede reescribir la *Ecuación 2.44*:

$$E = E_0 + S \cdot \ln(C) \quad \dots (2.45)$$

El fabricante Vernier (2025), proporciona una versión calibrada de la ecuación de Nernst mostrada en la *Ecuación 2.46*:

$$E = -23.889(-7.487 - \ln(C)) - 168.23[mV] \quad \dots (2.46)$$

Por lo tanto, la ecuación resultante para determinar la concentración de nitrógeno presente en forma de ion de amonio resulta de despejar C de la *Ecuación 2.46*.

$$C = e^{-7.487 + \frac{E + 168.23}{23.889}} \left[\frac{mg}{L} \right] \quad \dots (2.47)$$

Junto con el electrodo de amonio, el fabricante Vernier (2025) expone las características del mismo, dentro de las cuales se pueden resaltar las siguientes:

- Intervalo de 1 a 18,000 $\left[\frac{mg}{L} \right]$.
- Intervalo de pH de 4–7.5 (sin compensación de pH).
- Intervalo de temperatura: de 0 a 40 °C (sin compensación de temperatura).
- Impedancia del electrodo de 1 a 4 [M Ω].

⁸ Magnitud que cuantifica la concentración total de cargas eléctricas en una solución.

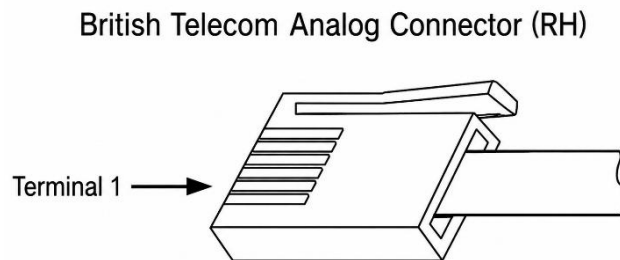
- Voltajes de calibración típicos: Alto (100 mg/L): 2.1 [V], Bajo (1 mg/L): 1.3 [V].

De las características anteriormente listadas, es importante resaltar que el fabricante proporciona dos voltajes de calibración para muestras de 100 y 1 [mg/L]. Esto se debe a que, junto con el electrodo, se incluyen dos soluciones estándar de amonio: una de baja concentración y una de alta concentración de amonio. Las cuales se utilizan para realizar la calibración a dos puntos del sistema. Esta calibración permite establecer la relación entre el voltaje medido y la concentración del ion amonio, asegurando así la precisión de las mediciones.

Para realizar la medición de cualquier disolución, es necesario sumergir previamente el electrodo en la solución de High Standard (estándar de alta concentración) durante 30 minutos. Este paso es fundamental, ya que permite saturar los sitios de intercambio en la membrana, asegurando una respuesta más rápida y precisa del sensor. Al tomar cualquier muestra o realizar la calibración, es necesario tomar las siguientes consideraciones:

- Suspensión del electrodo: El sensor no debe descansar sobre el fondo del recipiente; esto evita daños mecánicos en la membrana y garantiza que el líquido circule correctamente alrededor de la punta.
- Sumergimiento de la referencia: Los puntos blancos (contactos de referencia) ubicados cerca de la punta deben estar totalmente sumergidos. Si estos puntos no hacen contacto con la solución, el circuito eléctrico no se completa, lo que produce lecturas erráticas.
- Eliminación de burbujas: Se debe verificar que no queden burbujas de aire atrapadas bajo el electrodo, ya que estas actúan como aislantes e impiden una medición correcta.

El tipo de conector que presenta el ISE de amonio es un British Telecom Analog (BTA), **Figura 2.30**, que es una variante del enchufe telefónico estándar de British Telecom (BS 6312). De este conector existen 2 tipos: BTA Right Hand (BTA-RH) y BTA Left Hand (BTA-LH). Pero en el caso del sensor de Vernier, utiliza el BTA-RH.

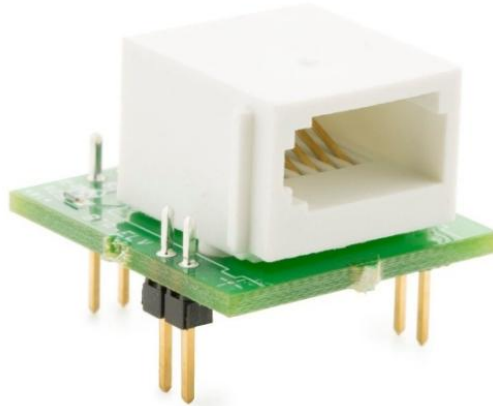


*Figura 2.30. Conector BTA-RH.
Fuente: Vernier (s.f.), Vernier Wired Sensor Pinouts.*

Las terminales que presenta el conector son los siguientes:

- Terminal 1: Salida del Sensor = ± 10 [V].
- Terminal 2: Tierra.
- Terminal 3: Resistencia de Referencia.
- Terminal 4: Auto identificación.
- Terminal 5: Voltaje de polarización = + 5 [V].
- Terminal 6: Salida del Sensor = 0 a 5 [V].

De acuerdo con la documentación oficial de Vernier (Vernier Software & Technology, 2020), es posible utilizar sus sensores con un sistema de adquisición de datos (DAQ, Data Acquisition System) o ADC externos, para ello se puede utilizar el Analog Protoboard Adapter (**Figura 2.31**), que permite conectar el sensor a una tabla de pruebas.



*Figura 2.31. Analog Protoboard Adapter.
Fuente: Vernier (s.f.), Analog Protoboard Adapter.*

En general, la mayoría de los sensores de Vernier tienen una salida desde 0 a 5 [V] (Vernier Software & Technology, 2020). Y únicamente se necesitan conectar las terminales 2, 5 y 6. Por lo tanto se procedió a implementar el *Analog Protoboard Adapter* en una placa de pruebas. Para calibrar el electrodo de amonio, se polarizó el circuito y se conectó el sensor al adaptador, empleando un osciloscopio en la salida para la adquisición de datos (**Figura 2.32**).



Figura 2.32. Circuito de Prueba del Sensor de Amonio.

Una vez armado el circuito de prueba del sensor, se realizaron pruebas de funcionamiento para evaluar el desempeño del electrodo de amonio. Estas pruebas se realizaron sumergiendo el electrodo en las dos soluciones estándar, los resultados obtenidos se muestran en **Tabla 2.7**.

Concentración de iones amonio $\left[\frac{mg}{L}\right]$	Voltaje de Salida esperado [V]	Voltaje de Salida Medido en el osciloscopio [V]	Error [mV]
1	1.3 [V]		20
100	2.1 [V]		30

Tabla 2.7. Pruebas de Calibración del Sensor de Amonio.

Los resultados obtenidos mostraron errores relativos aproximados de 1.54% y 1.43% para las soluciones evaluadas, respectivamente, indicando una desviación reducida entre los valores teóricos y experimentales. Del mismo modo, la salida del sensor de amonio aumentó conforme a la variación de concentración aplicada.

Sensor de Conductividad

Para medir la conductividad del agua utilizando electrodos se puede aplicar una corriente, se usa una corriente alterna ($i(t)$) entre dos electrodos inmersos en la solución a medir, la que inducirá un voltaje ($v(t)$) entre los electrodos. Los electrodos están hechos de un material conductor, como grafito, acero inoxidable o platino. A partir de estos valores es posible obtener el valor de resistencia entre los dos electrodos:

$$r(t) = \frac{v(t)}{i(t)} [\Omega] \quad \dots (2.48)$$

Para este experimento se usa una fuente de corriente, debido a que es necesario tener una corriente conocida y estable para poder tener un voltaje significativo y así poder calcular la resistencia. Se usa una fuente de corriente alterna en lugar de una de corriente directa por las siguientes razones:

- Evitar electrólisis:

Con corriente directa, los iones se acumulan y reaccionan en los electrodos (H_2 , O_2 , corrosión, depósitos). Esto cambia la composición local del medio y destruye la medición.

- Evitar polarización de los electrodos:

Cuando se aplica una corriente continua, los iones se separan y se acumulan en los electrodos: los cationes (positivos) migran hacia el electrodo negativo, y los aniones (negativos) van al electrodo positivo. Esta acumulación iónica cerca de las superficies forma una capa doble eléctrica que genera efectos capacitivos, almacenando carga e impidiendo su flujo libre. El resultado es la generación de un voltaje adicional o caída de potencial extra que se suma al voltaje resistivo de la solución, lo que lleva a una medición errónea de la conductividad, haciendo que parezca que el líquido presenta una resistencia mayor a la que tiene en realidad.

A partir del cálculo de la resistencia, es posible calcular la conductancia, la que es su recíproco. Sin embargo, dado que la excitación del sensor se realiza mediante señales de corriente alterna, en la práctica se emplean los valores eficaces (RMS) de corriente y voltaje:

$$G = \frac{I}{V} [S] \quad \dots (2.49)$$

Al utilizar un sensor de conductividad por contacto, la geometría de la celda influye en la lectura de la conductancia. Para garantizar la estandarización de las mediciones, se utilizan unidades de conductividad específica (o sólo conductividad), que se expresa en milisiemens por centímetro (mS/cm) o microsiemens por centímetro (μ S/cm). Esta unidad cuantifica la capacidad de un

material para conducir corriente eléctrica por unidad de distancia y por unidad de área transversal. Es una propiedad intrínseca que relaciona el campo eléctrico en un material con la densidad de corriente resultante.

En general, los sensores de conductividad presentan una “celda de conductividad” la que tiene dos o más áreas de contacto separadas por una distancia definida (**Figura 2.33**).

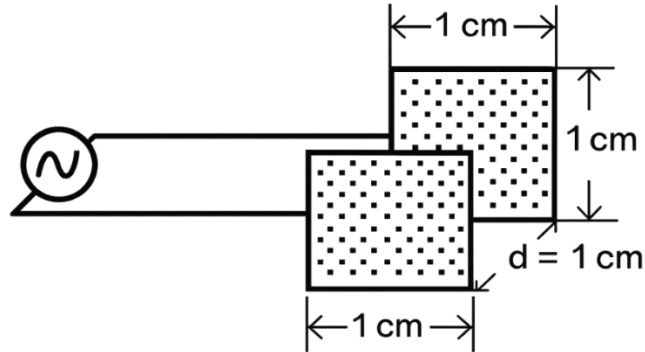


Figura 2.33. Imagen que ilustra la constante de celda.
Fuente: Vernier Software & Technology (2018).

Entonces, se introduce una nueva constante “K” llamada constante de celda (cell constant), la cual es directamente proporcional a la distancia que separa las dos placas conductoras e inversamente proporcional a su área superficial:

$$K = \frac{L}{A} [m^{-1}] \quad \dots (2.50)$$

La conductividad compensa las variaciones en la geometría de la celda, multiplicando la conductancia medida por la constante de celda. Entonces, la conductividad “k” quedará definida como:

$$k = K \cdot G \left[\frac{S}{m} \right] \quad \dots (2.51)$$

Para medir la Conductividad se utiliza la sonda de conductividad CON-BTA de Vernier, el cual está diseñado para medir la conductividad de soluciones acuosas, o bien para estimar la concentración total de iones disueltos, en laboratorio o en campo. Aunque no identifica qué iones específicos están presentes, permite una medición rápida del “ión-carga” total que conduce corriente eléctrica. Está pensado para uso académico, no para aplicaciones industriales, médicas o de control de proceso (Vernier Software & Technology, 2018).

De acuerdo con Hach Company (2023). “Se debe de Seleccionar un sensor de conductividad con una constante de celda adecuada para el rango de conductividad de la solución que va a medir”. En el caso del sensor utilizado, $k_c \approx 1.0 \text{ cm}^{-1}$. Por lo tanto, la conductividad numérica se aproxima a la conductancia numérica.

La sonda de conductividad Vernier compensa automáticamente la temperatura entre 5 y 35 °C. La temperatura de la solución se mide mediante un termistor ubicado entre los electrodos de grafito. Las lecturas se referencian automáticamente a un valor de conductividad a 25 °C; por lo tanto, la sonda proporcionará la misma lectura de conductividad en una solución a 15 °C que si

la misma solución se calentara a 25 °C. Esto permite calibrar la sonda en el laboratorio y luego utilizar estas calibraciones almacenadas para realizar mediciones en agua más fría (o más caliente). Si la sonda no contara con compensación de temperatura, se observaría un cambio en la lectura de conductividad al variar la temperatura, aunque la concentración iónica real no se modificara (Vernier Software & Technology, 2018).

El Conductivity Probe (CON-BTA) puede trabajar en varios rangos de conductividad: 0 a 200 $[\mu\text{S}/\text{cm}]$, 0 a 2,000 $[\mu\text{S}/\text{cm}]$ y 0 a 20,000 $[\mu\text{S}/\text{cm}]$. Estos rangos son seleccionables de manera física mediante un interruptor. En todos los rangos, la salida analógica de 0 a 5 volts es proporcional al valor de conductividad dentro del rango activo. Si se tiene una solución de 1000 $[\mu\text{S}/\text{cm}]$, el sensor normalmente selecciona el rango de 0 a 2000 $[\mu\text{S}/\text{cm}]$ (este es el rango típico para ese nivel de conductividad). En ese rango, 0 [V] corresponden a 0 $[\mu\text{S}/\text{cm}]$ y 5 [V] corresponde a 2000 $[\mu\text{S}/\text{cm}]$. Por lo tanto, como 1000 $[\mu\text{S}/\text{cm}]$ es justo la mitad del rango, la salida esperada del sensor será de aproximadamente 2.5 [V].

Al igual que el sensor de Amonio, el conector que presenta es el BTA-RH (**Figura 2.30**), así mismo exige las mismas terminales, por lo cual se utiliza la misma disposición del Analog Protoboard Adapter. Para poder convertir el voltaje de salida que proporciona el sensor a un valor de conductividad es necesario conocer los valores de calibración del sensor, de acuerdo con Vernier Software & Technology (2020), la mayoría de los sensores Vernier LabQuest tienen una calibración lineal (voltaje vs. señal), por lo que la calibración es bastante sencilla debido a que se puede encontrar la pendiente y la intersección de la calibración en el manual del usuario del sensor.

De acuerdo con la hoja de datos del sensor (Vernier Software & Technology, 2018) se tienen los siguientes puntos de referencia de las gráficas de calibración para cada escala de conductividad del sensor:

- Rango Bajo (0 a 200 $[\mu\text{S}/\text{cm}]$)
 - Pendiente = $65.7 \left[\frac{\mu\text{S}}{\text{cm}} \right]$
 - Ordenada al Origen = 0
- Rango Medio (0 a 2,000 $[\mu\text{S}/\text{cm}]$)
 - Pendiente = $960 \left[\frac{\mu\text{S}}{\text{cm}} \right]$
 - Ordenada al Origen = 0
- Rango Alto 0 a 20,000 $[\mu\text{S}/\text{cm}]$)
 - Pendiente = $9,000 \left[\frac{\mu\text{S}}{\text{cm}} \right]$
 - Ordenada al Origen = 0

De los valores proporcionados por el fabricante, es posible obtener las ecuaciones de las rectas de calibración, las cuales modelan el comportamiento del voltaje de salida en función a la conductividad.

- 0 – 200 $[\mu\text{S}/\text{cm}]$ → $C = 65.7 \cdot V + 0$
- 0 – 2,000 $[\mu\text{S}/\text{cm}]$ → $C = 960 \cdot V + 0$
- 0 – 20,000 $[\mu\text{S}/\text{cm}]$ → $C = 9,000 \cdot V + 0$

La validación operativa del sensor de conductividad se llevó a cabo mediante la evaluación de tres soluciones estándar con valores de 1,000 [$\mu\text{S}/\text{cm}$], 1,413 [$\mu\text{S}/\text{cm}$] y 12,900 [$\mu\text{S}/\text{cm}$]. Con el fin de verificar la correspondencia entre el voltaje medido y el valor teórico, se procedió a calcular la magnitud de conductividad dividiendo el voltaje obtenido entre la pendiente de la recta correspondiente al rango de operación. Los resultados obtenidos se muestran en **Tabla 2.8**.

- $C = 1,000 \text{ } [\mu\text{S}/\text{cm}] \rightarrow V = \frac{1,000}{960} = 1.041 \text{ } [V]$
- $C = 1,413 \text{ } [\mu\text{S}/\text{cm}] \rightarrow V = \frac{1,413}{960} = 1.471 \text{ } [V]$
- $C = 12,900 \text{ } [\mu\text{S}/\text{cm}] \rightarrow V = \frac{12,900}{960} = 1.333 \text{ } [V]$

Posteriormente, los resultados obtenidos teóricamente se compararon con los voltajes medidos experimentalmente mediante el osciloscopio. Los resultados obtenidos se presentan en la **Tabla 2.8**.

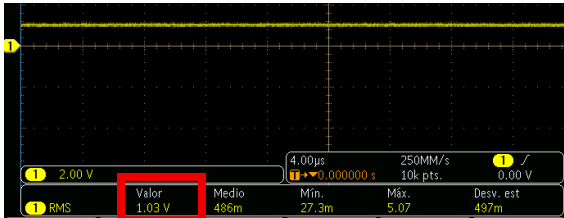
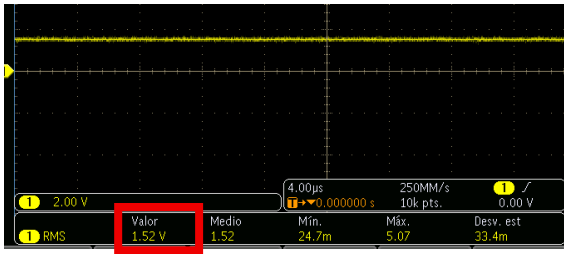
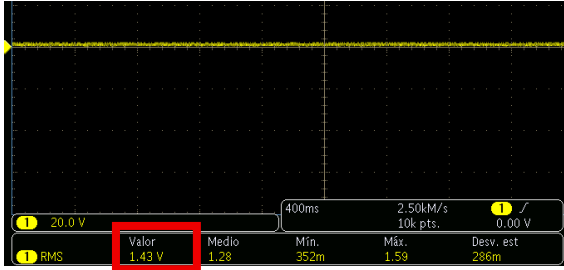
Conductividad [$\frac{\mu\text{S}}{\text{cm}}$]	Voltaje de Salida esperado [V]	Voltaje de Salida Medido en el osciloscopio [V]	Error [mV]
1,000	1.041		11
1,413	1.471		49
12,900	1.433		3

Tabla 2.8. Pruebas de Calibración del Sensor de Conductividad.

Los resultados obtenidos presentaron errores aproximados de 1.06%, 3.33% y 0.21%, respectivamente, indicando una desviación reducida entre los valores teóricos y experimentales. Aunque existieron pequeñas diferencias que pueden ser atribuidas a la instrumentación, las cuales resultan despreciables para los fines del desempeño del sistema.

2.1.1.4. Actuadores

A continuación, se presentan los actuadores implementados, así como las funciones que desempeñan dentro del sistema desarrollado.

Bomba Peristáltica

Para controlar el caudal de los fluidos involucrados en el sistema, se implementó una bomba peristáltica KAMOER KPHM200-SW3B16 (**Figura 2.34**). La elección de este tipo de bombas se basa en su principal característica que es garantizar un aislamiento del fluido frente a cualquier agente o contaminante externo. Debido a que el contexto del sistema es el tratamiento de agua, es imperante aislar el fluido en tratamiento de cualquier contaminante externo pues estos podrían comprometer los resultados experimentales.



Figura 2.34. Bomba peristáltica Kamoer HPHM.

Este modelo de bomba utiliza un motor de corriente continua (DC) sin escobillas (brushless). Ofrece un caudal nominal aproximado de 200-300 [ml/min] gestionado mediante un sistema de 3 rodillos. Su alimentación es de 12 [V] y entrega una potencia nominal de 10 [W]. Utiliza un tubing del número 16, el cual presenta un diámetro interno (ID, Inner Diameter) de 3.2 mm y un diámetro externo (OD, Outer Diameter) de 6.4 [mm] (Kamoer Fluid Tech (Shanghai) Co., Ltd., 2022).

Electroválvula

Para el control de la dirección del flujo de los líquidos pertinentes se emplearon electroválvulas, las que permiten controlar el sistema al activarlas o desactivarlas. Específicamente se utilizó el modelo VZWD-L-M22C-M-G18-10-V-1P4-50 (**Figura 2.35**) de FESTO, el cual es un tipo de válvula de accionamiento completo 2/2 vías normalmente cerrada (NC) con reposición por resorte y una presión nominal de 50 [bar]. Se alimenta con 24 [V] y consume una potencia nominal de 6.8 [W].



Figura 2.35. Electroválvula VZWD.

Según Festo (s.f.), “Las válvulas solenoides de la serie VZWD están destinadas para ser utilizadas en el control del flujo de medios gaseosos y líquidos en sistemas de tuberías rígidas. La válvula es adecuada para operación en vacío con $P_{abs} > 100$ [Mbar]”.

De acuerdo con la hoja de especificaciones, las salidas de la válvula son de conexión roscada, por lo que se requiere de un Racor rápido roscado de 4 [mm] (**Figura 2.36**), el cual es un conector que se usa para unir tubos o mangueras en sistemas de fluidos, específicamente se empleó el Racor rápido roscado QS-G1/8-6.



Figura 2.36. Racor rápido roscado.
Fuente: Festo (s.f.), QS-G1/8-6.

2.1.1.5. Etapa de Potencia

En este apartado se describe la etapa de potencia implementada para el accionamiento y control de los actuadores del sistema. Asimismo, se presentan los circuitos y dispositivos utilizados para garantizar el manejo adecuado de potencia y la protección de los elementos electrónicos involucrados.

Puente H

El control de la velocidad del flujo, así como la dirección del flujo, se gestiona mediante un Puente H, que es un conmutador electrónico que controla la dirección y velocidad de un motor de DC. El circuito encargado será un L298N, el cual “es un controlador de puente completo dual de alto voltaje y corriente, diseñado para aceptar niveles de lógica TTL estándar y manejar cargas inductivas como relés, solenoides, motores de corriente continua y motores de paso” (STMicroelectronics, 2023). Presenta un voltaje de operación de 5 a 46 [V] con una corriente nominal de 2 [A].

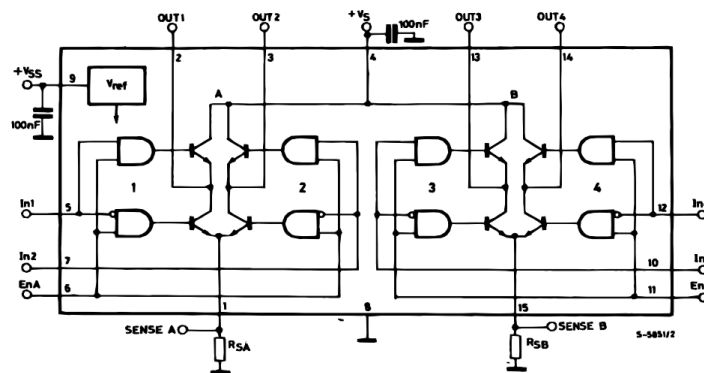


Figura 2.37. Diagrama del L298N.
Fuente: STMicroelectronics (2000), L298N.

Etapa de Potencia

Debido a que el control de las válvulas se realiza mediante la Raspberry Pi Zero 2W, esta no tiene la capacidad de proporcionar el voltaje necesario, ni la corriente suficiente que requiere cada válvula, los cuales son de 24 [V] y 0.283 [A] por válvula, pues las terminales de salida de la Raspberry proporcionan un voltaje de salida de 3.3 [V] con una corriente máxima de 16 [mA] (Raspberry Pi Ltd (s.f.), Raspberry Pi computer hardware). Por lo tanto, es necesario diseñar una etapa de acondicionamiento, la cual pueda proporcionar la potencia adecuada para controlar las válvulas mediante señales digitales de la Raspberry.

Entonces, se propone el diseño del circuito mostrado en la **Figura 2.38**, el cual permite el control de las electroválvulas mediante las señales de salida de las terminales de la Raspberry. El circuito emplea una etapa de aislamiento eléctrico mediante el optoacoplador PC817, una etapa de potencia mediante el transistor Q2 y un relevador L1, encargado de acoplar eléctricamente las electroválvulas con la fuente de alimentación, mediante las señales de control. La etapa de aislamiento permite proteger a la Raspberry de picos de voltaje y corrientes inversas, mientras que la etapa de potencia proporciona la corriente que requiere el relevador, evitando así superar los límites de corriente del fototransistor.

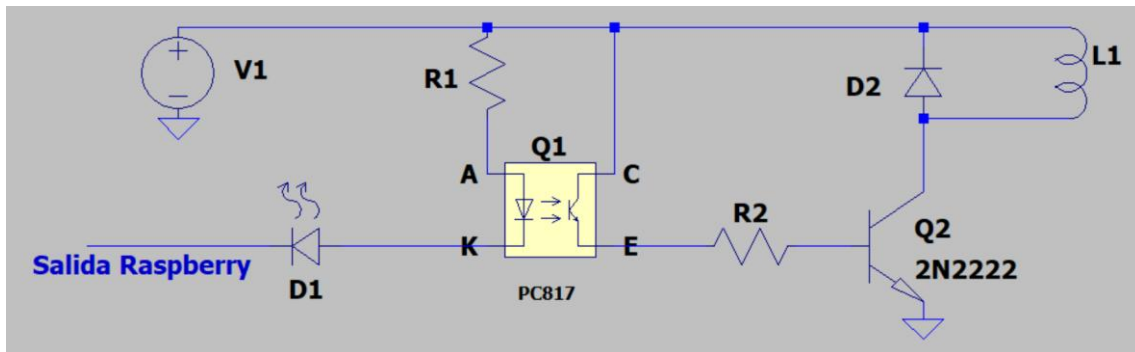


Figura 2.38. Circuito de Acondicionamiento.

Como primera etapa se utilizó un relevador, el cual actúa como un interruptor electromecánico que permite separar físicamente la etapa de control de la etapa de potencia. Este aislamiento permite manejar niveles de potencia requeridos por las válvulas y asegurar la correcta polarización de éstas manejando señales de control de baja potencia. El diodo D2 es un diodo de *flyback*, el cual funciona como un elemento de protección para circuito. Mientras el sistema está activo, el diodo no conduce, sin embargo, cuando el circuito deja de funcionar éste se polariza en directa, generando una malla cerrada entre la bobina y el diodo permitiendo que la energía almacenada en la bobina se disipe a la circular por dicha malla.

Para la implementación del relevador se utilizó el modelo SRD-05VDC-SL-C (**Figura 2.39**) de la marca Ningbo Songle Relay Co., Ltd. De acuerdo con Ningbo Songle Relay Co., Ltd., s.f., es un relevador de un polo y doble tiro (SPDT, Single Pole Double Throw), esto significa que tiene 3 terminales en la etapa de potencia: COM (común), NO (normalmente abierto) y NC (normalmente cerrado). Presenta tres tipos de capacidad de carga: 10 [A] a 250 [V_{AC}], 10 [A] a 125 [V_{AC}] y 10 [A] a 30 [V_{DC}] o 28 [V_{DC}]. El voltaje de la bobina (de control) es de 5 [V], mientras que la corriente nominal es de 89.3 [mA].

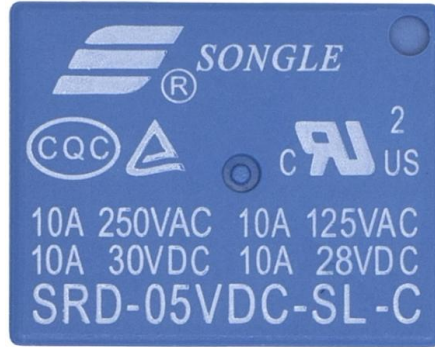


Figura 2.39. Relevador implementado.
Fuente: Songle Relay (s.f.).

Debido a que la bobina del relevador consume 89.3 [mA] es necesario que la corriente del colector sea de 89.3 [mA], entonces se debe calcular la corriente de la base del transistor Q2. El transistor utilizado es el 2N2222A, un transistor BJT de tipo NPN de propósito general, fabricado por Sikor Micro. Por lo tanto, para asegurar que el transistor trabaje en su región de saturación, el fabricante recomienda una relación de corrientes $I_C/I_B = 10$, condición bajo la cual se garantiza un voltaje de saturación máximo de 0.3 [V], (**Figura 2.40**).

Collector-Emitter Saturation Voltage	$V_{CE(sat)(1)}$	$I_C=150mA$	$I_B=15mA$			0.3	V
	$V_{CE(sat)(2)}$	$I_C=500mA$	$I_B=50mA$			0.6	V
Base-Emitter Saturation Voltage	$V_{BE(sat)(1)}$	$I_C=150mA$	$I_B=15mA$		0.6	1.2	V
	$V_{BE(sat)(2)}$	$I_C=500mA$	$I_B=50mA$			1.2	V

Figura 2.40. Valores típicos del voltaje de saturación colector-emisor y base-emisor.
Fuente: Sikor Micro (s.f.).

Entonces, a partir de la relación entre corrientes es posible obtener I_B :

$$I_B = \frac{I_C}{\beta_F} = \frac{89.3 [mA]}{10} = 8.93 [mA] \quad \dots (2.52)$$

Para calcular el valor de R2 es necesario analizar la malla de la salida del Optoacoplador mediante la Ecuación 2.53.

$$V_{CC} - V_{CE(opto)} - V_{R2} - V_{BE(sat)} = 0 \quad \dots (2.53)$$

El Optoacoplador empleado es el PC817, fabricado por Sharp Corporation. Por lo tanto, para calcular el valor de R2 es necesario consultar su hoja de especificaciones para conocer el $V_{CE(opto)}$. Los principales parámetros se muestran en la **Tabla 2.9**.

Parameter		Symbol	Condition	MIN.	TYP.	MAX.	Unit	
Input	Forward voltage	V_F	$I_F=20\text{mA}$	–	1.2	1.4	V	
	Peak forward voltage	V_{FM}	$I_{FM}=0.5\text{A}$	–	–	3.0	V	
	Reverse current	I_R	$V_R=4\text{V}$	–	–	10	μA	
	Terminal capacitance	C_t	$V=0, f=1\text{kHz}$	–	30	250	pF	
Output	Dark current	I_{CEO}	$V_{CE}=50\text{V}, I_F=0$	–	–	100	nA	
	Collector-emitter breakdown voltage	BV_{CEO}	$I_C=0.1\text{mA}, I_F=0$	80	–	–	V	
	Emitter-collector breakdown voltage	BV_{ECO}	$I_E=10\mu\text{A}, I_F=0$	6	–	–	V	
Transfer characteristics	Collector current	I_C	$I_F=5\text{mA}, V_{CE}=5\text{V}$	2.5	–	30	mA	
	Collector-emitter saturation voltage	$V_{CE(sat)}$	$I_F=20\text{mA}, I_C=1\text{mA}$	–	0.1	0.2	V	
	Isolation resistance	R_{ISO}	DC500V, 40 to 60%RH	5×10^{10}	1×10^{11}	–	Ω	
	Floating capacitance	C_f	$V=0, f=1\text{MHz}$	–	0.6	1.0	pF	
	Cut-off frequency	f_c	$V_{CE}=5\text{V}, I_C=2\text{mA}, R_L=100\Omega, -3\text{dB}$	–	80	–	kHz	
	Response time	Rise time	t_r	$V_{CE}=2\text{V}, I_C=2\text{mA}, R_L=100\Omega$	–	4	18	μs
		Fall time	t_f		–	3	18	μs

Tabla 2.9. Características electro-ópticas del optoacoplador PC817.
Fuente: Sharp Corporation (2018), PC817.

En la **Tabla 2.9** se muestra que el valor máximo de $V_{CE(opto)}$ es de 0.2 [V] bajo las condiciones de prueba de una corriente del IRED de $I_F = 20$ [mA] y una corriente de colector de $I_C = 1$ [mA]. Por otro lado, de la **Figura 2.40** se muestran los valores típicos de $V_{BE(sat)}$ para distintos valores de corrientes; dado que la corriente de base calculada se aproxima a los 8.93 [mA] (Ecuación 2.52) se toma el caso de $V_{BE(sat)} = 1.2$ [V]. Por lo tanto, resolviendo la *Ecuación 2.53* para R_2 y sustituyendo los valores correspondientes:

$$R_2 = \frac{V_{CC} - V_{CE(opto)} - V_{BE(sat)}}{I_B} = \frac{5 - 0.2 - 1.2}{8.93 \text{ [mA]}} = 403.1[\Omega] \quad \dots (2.54)$$

Ahora, para la parte primaria del optoacoplador, de acuerdo con su hoja de especificaciones la **Figura 2.41** muestra la curva característica de la Corriente en directa que fluye por el diodo emisor de infrarrojo (IRED, Infrared Emitting Diode) vs Relación de Transferencia de Corriente (CTR %).

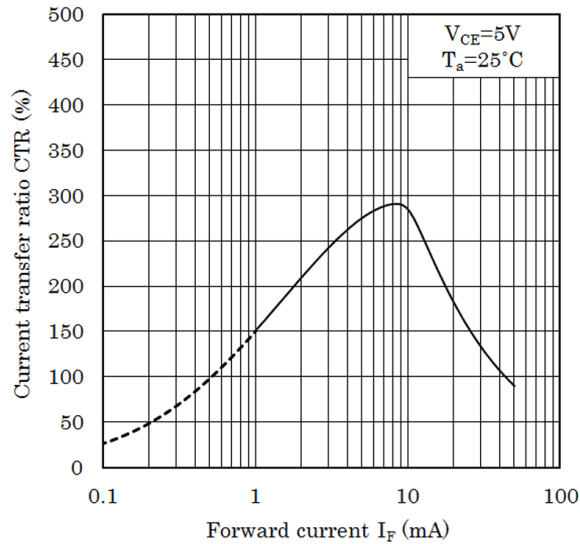


Figura 2.41. Gráfica de CTR vs Forward Current.
Fuente: Sharp Corporation (2018), PC817.

Como los GPIOs de la Raspberry pueden proporcionar hasta 16 [mA], se propone un valor de $I_F = 10$ [mA], para el cual, considerando la **Figura 2.41**, se tendrá un CTR aproximado de 290%. Si se considera la definición de CTR, mostrada en la *Ecuación 2.55*.

$$CTR\% = \frac{I_C}{I_F} \cdot 100\% \quad \dots (2.55)$$

Entonces se tendrá una corriente de colector $I_C = 10$ [mA] \cdot 2.9 = 29 [mA], lo cual supera y cubre los 8.93 [mA] que solicita la base de Q2.

Para la malla de entrada del optoacoplador, se implementó un diodo emisor de luz (LED) ultravioleta (UV) de 3 mm, modelo OSV4DL3131A, fabricado por OptoSupply, el cual funciona como indicador del estado del sistema (D1). Para determinar el valor de la resistencia R1, es necesario analizar la ecuación de la malla de entrada mostrada en la *Ecuación 2.56*.

$$V_{CC} - V_{R1} - V_{D0} - V_{D1} - V_{Rasp} = 0 \quad \dots (2.56)$$

Por lo tanto, es necesario conocer el voltaje de operación del LED para calcular el valor de R1, entonces es necesario consultar las características del mismo, las cuales se muestran en la **Tabla 2.10**.

Part Number	Visual Color	V _F (V)			I _R (μA)
		Min.	Typ.	Max.	Max.
		I _F =20mA			V _R =5V
OSV1YL3131A	White	3.0	3.4	3.8	10
OSV2YL3131A	White	3.0	3.4	3.8	10
OSV3SL3131A	Purple	3.0	3.4	3.8	10
OSV4DL3131A	Purple	3.0	3.4	3.8	10
OSV5DL3131A	Purple	3.0	3.4	3.8	10

Tabla 2.10. Características eléctricas del LED OSVXXL3131A.
Fuente: OptoSupply (s.f.), OSVXXL3131A.

Considerando el voltaje de operación típico de 3.4 [V], resolviendo para R1 y sustituyendo los valores en la Ecuación 2.56:

$$R_1 = \frac{5 - 1.2 - 3.4 - 0}{0.01} = 40[\Omega] \quad \dots (2.57)$$

Entonces, el voltaje de salida de la Raspberry determinará el estado de operación del circuito y a su vez, el modo de operación de las válvulas. Se tendrán dos estados en las terminales: Alto = 3.3 [V] y Bajo = 0 [V]. El valor que rige el comportamiento del sistema es el voltaje que se presenta en las terminales de los diodos D1 e IRED.

Una vez realizados los cálculos pertinentes se consolidó un circuito de prueba en una tabla de pruebas con los ocho circuitos de potencia necesarios para las 8 válvulas (**Figura 2.42**).

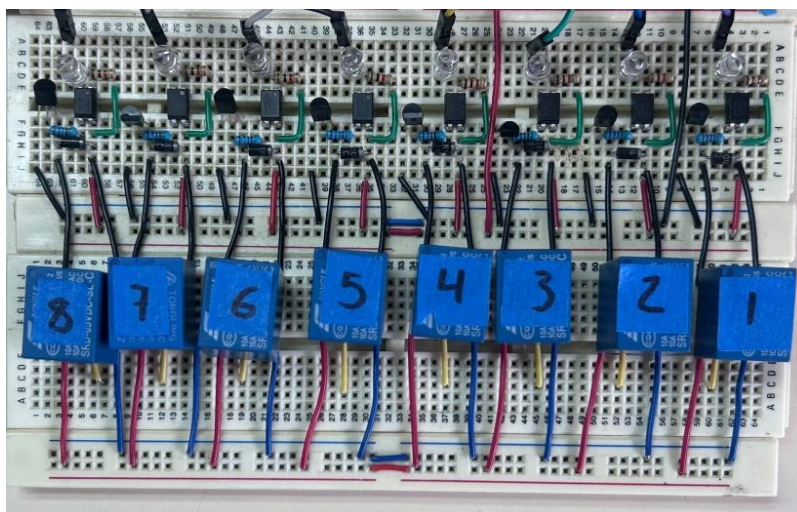


Figura 2.42. Circuito de potencia para las 8 válvulas.

2.1.2. Software del Sistema

2.1.2.1. Interfaz Gráfica de Usuario

Con la finalidad de coordinar el control del sistema, se desarrolló una Interfaz Gráfica de Usuario (GUI) que tiene por objetivo vigilar el estado de operación del sistema mediante el control del estado de las válvulas y de la bomba peristáltica. Adicionalmente la GUI facilita el monitoreo en tiempo real de las principales variables del sistema, lo que permite al usuario supervisar el estado del sistema en todo momento. De esta manera, la interfaz actúa como un vínculo entre el usuario y el hardware sistema.

Qt es un framework⁹ multiplataforma desarrollado por The Qt Company, enfocada en la creación de Interfaces de Usuario, lo que significa que puede ser ejecutado en distintas plataformas, como sistemas operativos de escritorio, sistemas operativos móviles e incluso sistemas embebidos. Es utilizado para desarrollar interfaces de usuario y múltiples aplicaciones ya que está desarrollado nativamente en C++. Otra ventaja que proporciona Qt es que puede ser utilizado en distintos lenguajes de programación mediante bindings¹⁰. Debido a la flexibilidad que exhibe trabajar con Python se optó por trabajar con PyQt en su última versión (v6), que es un conjunto de bindings de Python con Qt-v6 desarrollado por Riverbank Computing en 1998. A pesar de que PySide es el binding oficial de The Qt Company y cuenta con soporte directo desde 2006, PyQt parece una mejor opción pues tiene un mayor soporte debido a que es más antiguo y la comunidad de desarrolladores PyQt es mayor.

La principal ventaja de utilizar PyQt es que se incluyen las capacidades de Qt y las combina con las utilidades que presenta Python. Por lo tanto, al utilizar PyQt es posible crear más que sólo una interfaz gráfica, debido al completo conjunto de módulos de extensión que se pueden emplear para desarrollar la aplicación, lo que ofrece una amplia variedad de funcionalidades agregadas. Cabe mencionar que, si se utiliza PyQt para crear aplicaciones comerciales, es necesario obtener una licencia, en general tiene dos tipos de licencias; la GNU General Public License (GPL) y una Licencia comercial de Riverbank Computing. Al utilizar la licencia de Riverbank Computing es necesario pagar por ella, mientras que la licencia GPL es gratuita, pero es necesario publicar el código fuente.

Debido a que Python es un lenguaje de alto nivel¹¹ que utiliza el Paradigma Orientado a Objetos (POO), aunque también soporta la programación procedimental, permite organizar al programa como un conjunto de objetos que se relacionan entre sí. A diferencia de la programación estructural en la cual el programa se representa como una secuencia de instrucciones lineales, la implementación de Python se basa en el concepto de Clases y Objetos.

El elemento central de la programación orientada a objetos es propiamente el objeto, el cual puede entenderse como una entidad que integra un conjunto de atributos y métodos que operan sobre ellos. En este sentido, un objeto posee características, definidas por sus atributos, y funcionalidades, dadas por los métodos que permiten manipularlos.

⁹ Colección de software reutilizable que buscan una gestión más eficiente del desarrollo de aplicaciones.

¹⁰ Bibliotecas que conectan dos lenguajes de programación.

¹¹ Sintácticamente comprensible para el humano, alejado del código máquina.

Para crear un Objeto siempre es necesario una Clase, la cual actúa como un modelo a partir de la cual se generan los objetos. Conceptualmente, una clase se entiende como un tipo de dato abstracto pues permite definir un conjunto de datos junto con las operaciones que pueden realizarse sobre ellos. De esta manera, la clase establece la estructura y el comportamiento del tipo de objeto que se desea representar. Cuando se crea una clase en Python, se define un nuevo tipo de dato que permite modelar conceptos propios del problema o del sistema que se desea implementar.

El objetivo de la interfaz de usuario es centralizar el control operativo del sistema. Mediante ella el operador tendrá la capacidad de gestionar el estado de los actuadores correspondientes, logrando establecer rutinas de operación adecuadas, diseñadas para cumplir con el propósito del proceso. Asimismo, la interfaz integra la adquisición de datos provenientes de los sensores correspondientes, permitiendo la visualización y validación de las variables del sistema en tiempo real, garantizando así el monitoreo y control en todo momento del proceso que se lleva a cabo.

Para cumplir con los requerimientos en la interfaz se dispuso de tres ventanas:

- Ventana de inicio: es la ventana que se despliega al iniciar la aplicación, funcionando como punto de entrada para el usuario y permitiendo el acceso a las distintas funcionalidades del sistema.
- Ventana de control: integra los elementos necesarios para la operación del sistema que permiten al usuario gestionar el funcionamiento del proceso.
- Ventana de monitoreo de variables: esta ventana permite la visualización en tiempo real del comportamiento del sistema, donde se presentan las gráficas de las variables relevantes para facilitar el análisis y seguimiento del estado del proceso.

Las tres ventanas presentan dos elementos en común: una menuBar y una ToolBar, ambos son componentes nativos dentro de PyQt. La MenuBar organiza las distintas funcionalidades de la aplicación en menús desplegables jerárquicos, permitiendo al usuario acceder de manera estructurada a opciones y configuraciones del sistema. Por otra parte, la ToolBar consiste en una barra de herramientas que agrupa accesos directos a las acciones más utilizadas, generalmente representadas mediante íconos, lo que facilita una interacción más rápida y eficiente.

La ToolBar funciona para seleccionar los módulos operativos, es decir, seleccionar la ventana de la aplicación. En esta ToolBar (**Figura 2.43**) se colocaron iconos correspondientes a la acción a realizar.



Figura 2.43. ToolBar implementado en la GUI.

Cuando se selecciona algún módulo, el icono cambia de apariencia con un color más claro y una barra indicadora, tal como se muestra en la **Figura 2.43**, en la cual está seleccionado el primer ícono. También presenta un control de posición de la ToolBar conocida como ToolBar handle (representado mediante una serie de puntos en su extremo), que sirve para reposicionar la ToolBar dentro de la ventana, permitiendo al operador arrastrarla hacia distintas zonas según sea necesario.

La menuBar configurado en la GUI, se encuentra en la esquina superior izquierda de la ventana y contiene dos menús principales: Opciones y Ventana (**Figura 2.44**).



Figura 2.44. MenuBar implementado en la GUI.

El menú de ventana permite conmutar el estado de la ventana entre los modos de pantalla completa y vista normal. Mientras que el menú de Opciones grupa las acciones relacionadas con la navegación entre las distintas ventanas de la aplicación: la ventana de rutinas para la gestión de control, la ventana de monitoreo para la visualización de gráficas de datos y la opción de cerrar ventana.

La ventana de inicio está constituida por tres elementos principales: el logo del Instituto de Ingeniería, la menuBar y la ToolBar. La organización de estos elementos se muestra en la **Figura 2.45**, donde se presenta el diagrama de bloques correspondiente a la ventana de inicio. Por su parte, la implementación final de esta interfaz se ilustra en la **Figura 2.46**.

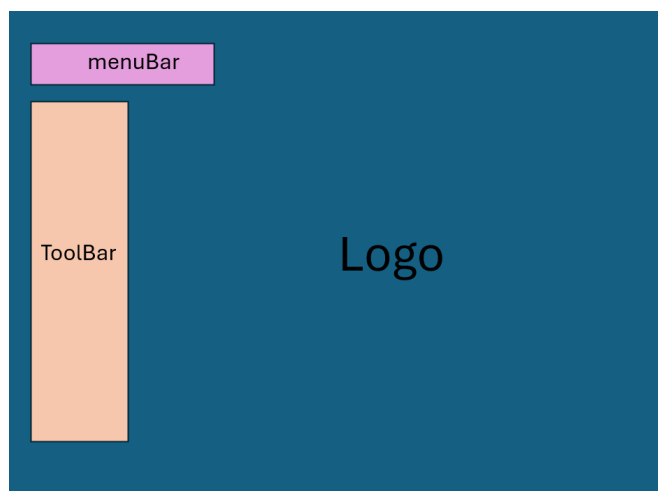


Figura 2.45. Diagrama de bloques de la ventana principal de la GUI.



Figura 2.46. Ventana de inicio de la Interfaz.

La ventana de rutinas (**Figura 2.47**) contiene una representación esquemática del reactor para facilitar la interpretación visual del proceso y una serie de QPushButtons, así como un SlideBar para llevar el control del sistema.

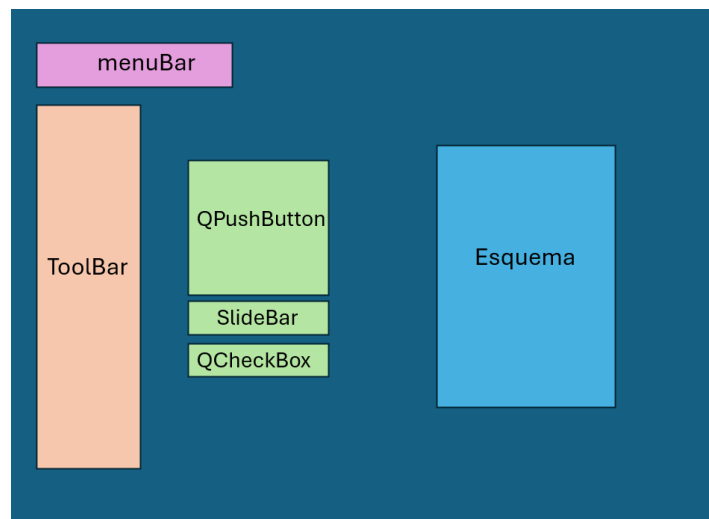


Figura 2.47. Diagrama de bloques de la ventana de control.

El diseño de esta ventana está orientada al control y ejecución de rutinas preestablecidas de acuerdo con los requerimientos del proyecto, por lo que las rutinas de operación a implementar son:

- Operación Continua.
- Limpieza de Columna.

- Recarga de Material.
- Limpieza de Salmuera.
- Operación Manual.

Asimismo, la interfaz incorpora una SlideBar (**Figura 2.48**), la cual tiene injerencia sobre la bomba peristáltica. A través de este elemento es posible modificar la señal PWM (Pulse Width Modulation), permitiendo ajustar la velocidad de flujo del fluido de entrada al reactor. La habilitación de la Slide Bar se lleva a cabo mediante un botón de activación o bloqueo situado en el extremo inferior derecho, al habilitar su uso, se posiciona un valor numérico sobre la SlideBar, el cual representa el porcentaje del ciclo de trabajo del PWM (**Figura 2.49**).

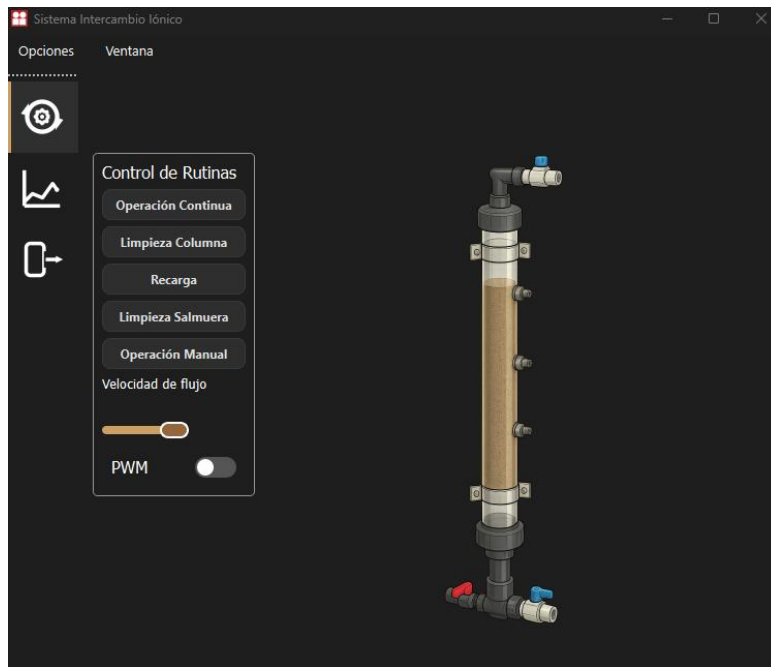


Figura 2.48. Ventana de Control.



Figura 2.49. Funcionamiento de la SlideBar.

Para el apartado de Monitoreo (**Figura 2.50**) se dispuso de un apartado donde se muestran gráficas y dos ComboBox que sirven para controlar la disposición de las gráficas.

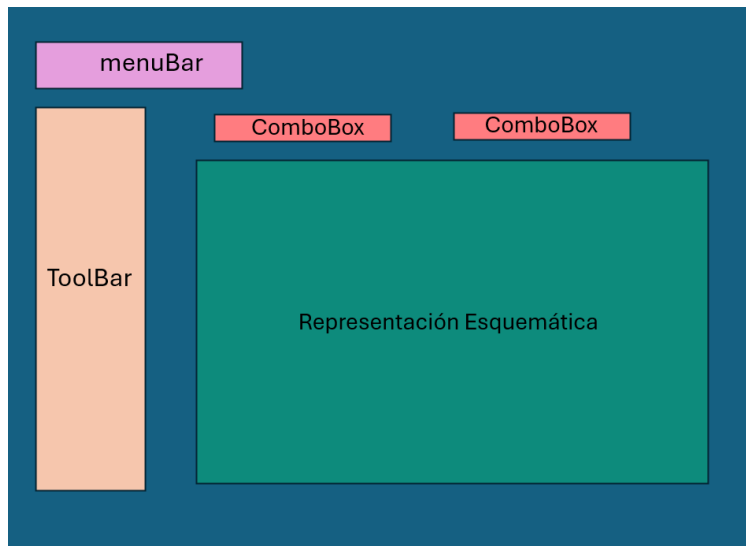


Figura 2.50. Diagrama de bloques de la ventana de monitoreo.

El apartado de la representación esquemática, se despliega una gráfica Tiempo vs Valor Medido (**Figura 2.51**). Con el fin de cumplir con los requerimientos del proyecto, es necesario monitorear las variables antes y después del proceso. Para tal motivo, se dispusieron dos selectores de opciones (ComboBox). Estos permiten al usuario definir la variable específica y la ubicación de la toma (válvula de entrada o salida) para su visualización.

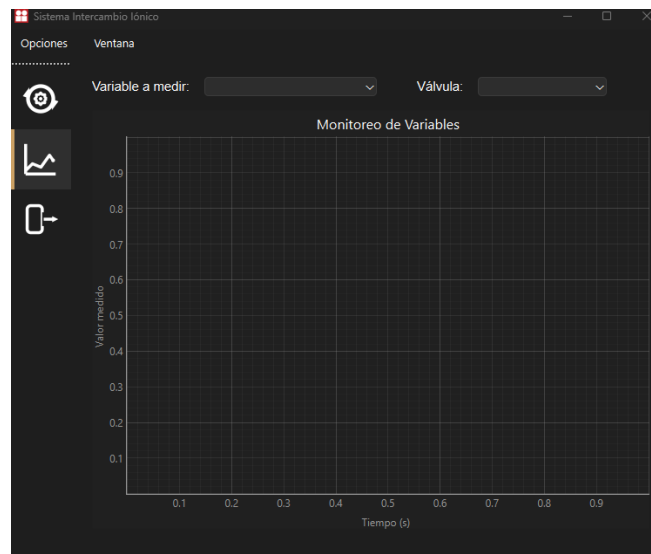


Figura 2.51. Ventana de monitoreo.

El diseño del apartado de la gráfica permite la visualización selectiva de una sola variable y válvula por vez (**Figura 2.52**), para lograr eso es que se implementaron los ComboBox, los que definen tanto el tipo de variable como la etapa del proceso a monitorear. La gráfica opera en tiempo real, actualizando la gráfica de manera dinámica conforme se reciben los nuevos valores de los sensores.

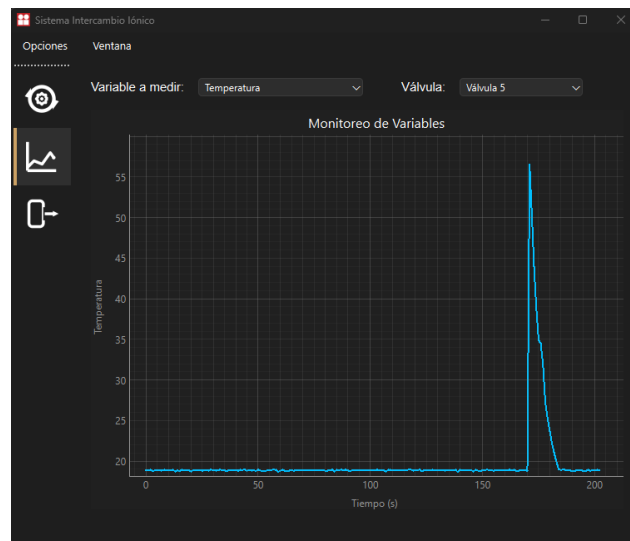
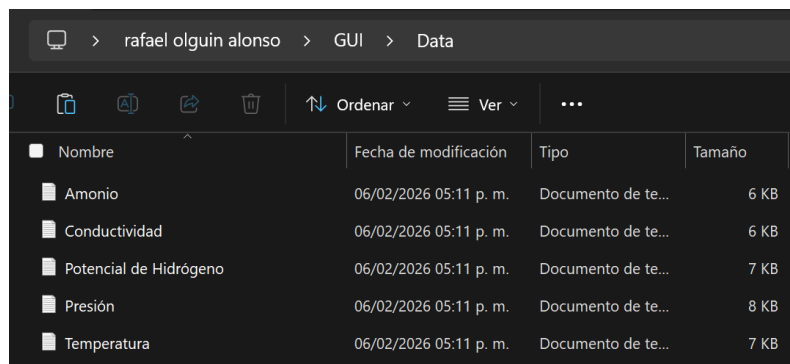


Figura 2.52. Despliegue de gráfica de Temperatura en la Válvula 5.

Asimismo, se genera un respaldo histórico del comportamiento del sistema, los datos recibidos se almacenan en un directorio local denominado /Data. En esta carpeta se generan archivos de texto (.txt) independientes por cada variable de la válvula correspondiente (**Figura 2.53**).



The screenshot shows a file explorer window with the path 'rafael olguin alonso > GUI > Data'. The window displays a table of files:

Nombre	Fecha de modificación	Tipo	Tamaño
Amonio	06/02/2026 05:11 p. m.	Documento de te...	6 KB
Conductividad	06/02/2026 05:11 p. m.	Documento de te...	6 KB
Potencial de Hidrógeno	06/02/2026 05:11 p. m.	Documento de te...	7 KB
Presión	06/02/2026 05:11 p. m.	Documento de te...	8 KB
Temperatura	06/02/2026 05:11 p. m.	Documento de te...	7 KB

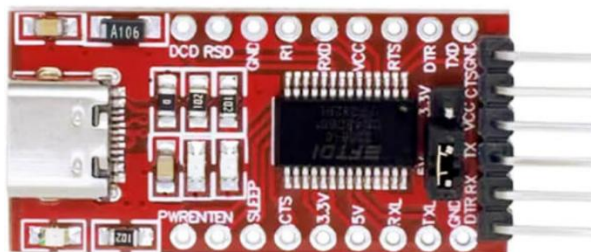
Figura 2.53. Archivos de Texto generados.

La estructura de los registros en los archivos de texto sigue el formato: <Fecha>, <Dato>. En este esquema, el campo de fecha utiliza el formato: año-mes-día hora: minutos: segundos. Este formato se ilustra en la **Figura 2.54**.

```
2026-02-06 10:53:57,0.019703
2026-02-06 10:54:02,0.019802
2026-02-06 10:54:07,0.019829
2026-02-06 10:54:12,0.019738
2026-02-06 10:54:17,0.019714
2026-02-06 10:54:22,0.019714
2026-02-06 10:54:27,0.019759
2026-02-06 10:54:32,0.019789
2026-02-06 10:54:37,0.019777
2026-02-06 10:54:42,0.019771
2026-02-06 10:54:47,0.01964
```

Figura 2.54. Estructura de los Archivos de Texto.

Para establecer una comunicación entre la Interfaz gráfica de usuario y el sistema de adquisición de datos se utilizó un módulo FT232R (**Figura 2.55**) de la empresa FTDI (Future Technology Devices International Ltd), que es un convertidor USB a serial (UART).



*Figura 2.55. Módulo FT232R Adaptador USB a TTL.
Fuente: FTDI (2010).*

Este módulo permite que dispositivos electrónicos que se comunican a través de un protocolo serie tradicional (UART) se conecten y comuniquen con una computadora, a través de un puerto USB, así la computadora lo verá como si fuera un puerto COM (serie) virtual. El circuito maneja todo el protocolo USB internamente, lo que significa que no debe ser programado. En la **Figura 2.56**, se muestra el diagrama del FT232 que proporciona el fabricante.

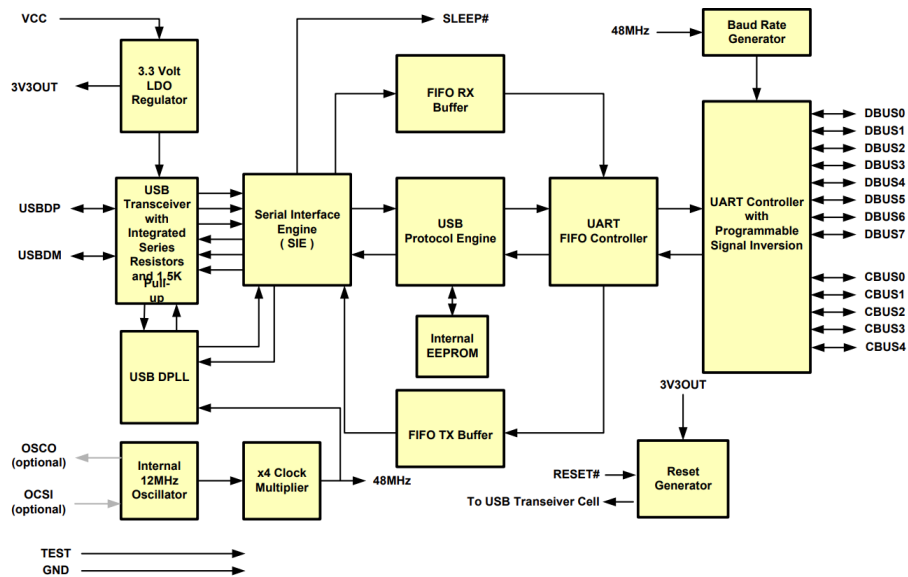


Figura 2.56. Diagrama de Bloques del FT232R.

En el lado izquierdo del diagrama se encuentra la conexión física con el mundo exterior, a través del cable USB. Los datos entran y salen por los dos conectores característicos del USB, llamados USBDM y USBDP. Estas señales entran al Transceiver¹² del USB, éste se encarga de traducir las señales diferenciales del cable a un formato que el chip pueda entender. Acoplado al Transceiver se encuentra el USB DPLL, el cual se encarga de extraer el reloj y los datos del protocolo USB.

El circuito también incorpora un oscilador interno de 12 [MHz]. A partir de la frecuencia base se puede escalar la misma mediante el Clock Multiplier/Divider, pudiendo entregar frecuencias de: 6, 12, 24 y 48 [MHz].

Los datos del protocolo USB se envían al Serial Interface Engine (SIE), el cual es el encargado de convertir los datos serie del USB en datos paralelos y viceversa. Una vez convertida la señal pasa al USB Protocol Engine, el cual es el núcleo del circuito pues se encarga de procesar las peticiones estándar del bus USB, tanto para comunicarse con el UART, como instrucciones internas del FT232 (configuración de la velocidad de baudios, el establecimiento del modo de operación, o la gestión de los estados de energía).

El chip cuenta con dos memorias intermedias tipo FIFO. Hay un buffer de transmisión de 128 bytes que almacena los datos que vienen del USB y esperan para ser enviados al exterior, y un buffer de recepción de 256 bytes que guarda los datos que llegan desde el exterior esperando para ser enviados al ordenador. La comunicación entre las memorias se lleva a cabo mediante el UART FIFO Controller, éste se encarga de mover los datos entre las memorias y el UART.

En el lado derecho se encuentra la interfaz de salida (UART). Como ya se mencionó el UART Controller toma los datos del buffer de transmisión y los convierte en el protocolo serie asíncrono. La velocidad de envío la determina el Baud Rate Generator. El circuito ofrece cinco salidas de propósito general CBUS0 a CBUS4, los cuales se pueden configurar en la EEPROM.

Todo lo anterior corresponde a la capa física y de enlace del modelo de comunicación. Para que ambos sistemas se comuniquen (Sistema de Instrumentación y Control), es necesario definir una

¹² Dispositivo capaz de transmitir y recibir señales mediante un mismo canal de comunicación.

capa de aplicación basada en comandos. La lógica de comunicación entre la GUI y el sistema de adquisición de datos se basa en el envío de comandos para cada rutina establecida, por lo que cada comando será representado por una cadena de datos, la cual es un tipo de dato str, entonces, se definen los siguientes comandos:

- Operación Continua: "60"
- Limpieza de Columna: "61"
- Recarga: "62"
- Limpieza de Salmuera: "63"
- Operación Manual: "64"

Con el fin de terminar la operación concurrente, se utiliza el comando "666".

Para implementar la comunicación se utilizó el módulo Pyserial de Python, el cual permite un acceso sencillo a los puertos serie, el módulo es multiplataforma debido a que puede trabajar en diferentes sistemas operativos (Windows, Linux, macOS). Por tal motivo, en el programa de la GUI se definió el método `setuart`, el cual se encarga de crear una instancia de clase `serial.Serial`:

```
def setuart(self):
    try:
        self.uart = serial.Serial(
            'COM6',
            baudrate=115200,
            bytesize=8,
            parity='N',
            stopbits=2,
            timeout=1
        )
    except Exception as e:
        print(f"No se pudo abrir el puerto serial: {e}")
        self.uart = None
```

Para poder mandar los comandos mediante UART, se definió el método `uartt`:

```
def uartt(self, codigo: str):
    if self.uart:
        try:
            # convertir el código a bytes y añadir salto de línea
            mensaje = f"{codigo}\n".encode()
            self.uart.write(mensaje)
            print(f"UART >> {codigo}")
        except Exception as e:
            print(f"Error al enviar por UART: {e}")
```

El método verifica si existe el objeto `self.uart`, es decir si el puerto serie está abierto. Después, mediante la sentencia `mensaje = f"{codigo}\n".encode()` al comando le añade un salto de línea y lo convierte en Bytes mediante la sentencia `encode()` (por defecto en UTF-8), esto debido a que el método `write` de `Pyserial` requiere que el valor a mandar sean Bytes. Una vez convertidos, la manda mediante el método `self.uart.write()`.

Por lo tanto, para cada botón que representa el modo de operación se utiliza el método `uartt`, pero pasando como argumento el comando a emplear.

```
def continua(self):
    self.slider.setValue(self.valores["operacion"])
    print("operacion continua")
    self.uartt("60")
    self.Work_uart.start()

def limpieza_columna(self):
    self.slider.setValue(self.valores["limpieza"])
    print("limpieza columna")
    self.uartt("61")

def recarga(self):
    self.slider.setValue(self.valores["recarga"])
    print("recarga")
    self.uartt("62")

def limpieza_salmuera(self):
    self.slider.setValue(self.valores["limpieza_sal"])
    print("limpieza salmuera")
    self.uartt("63")

def manual(self):
    self.slider.setValue(self.valores["manual"])
    print("operacion manual")
    self.uartt("64")
```

2.1.2.2. Sistema de Control de Raspberry

Esta clase implementa un ciclo continuo de lectura del puerto serial, es decir, se la pasará leyendo el puerto serial continuamente. La clase se encarga de enviar los datos a un objeto de la clase `Protocol`.

Métodos:

- `_init_(serial_instance, protocol_factory)`
 - `serial_instance`: objeto de puerto serial a ser utilizado, ya tiene que estar abierto.
 - `protocol_factory`: función que crea y devuelve una instancia de Protocol, el hilo se encarga de crearlo.
- `stop()`: detiene el hilo, pero el puerto serial continúa abierto.
- `run()`: se ejecuta automáticamente cuando el hilo inicia, este es el encargado de llamar al método `Protocol.connection_made ()`, así como de leer el puerto serial llamando a `Protocol.data_received ()`.

Por lo tanto, el programa se dividió en dos hilos: el primero se encarga de la adquisición de datos del ADC, su procesamiento y su envío por serial, mientras que el hilo 2 se encarga de recibir y procesar comandos por comunicación serial, gestionando los estados del sistema y el control inmediato de actuadores.

Para el segundo hilo se modela como un diagrama de estados, como se ilustra en la **Figura 2.57**, el cual va a cambiar de estados dependiendo del comando recibido por parte del serial.

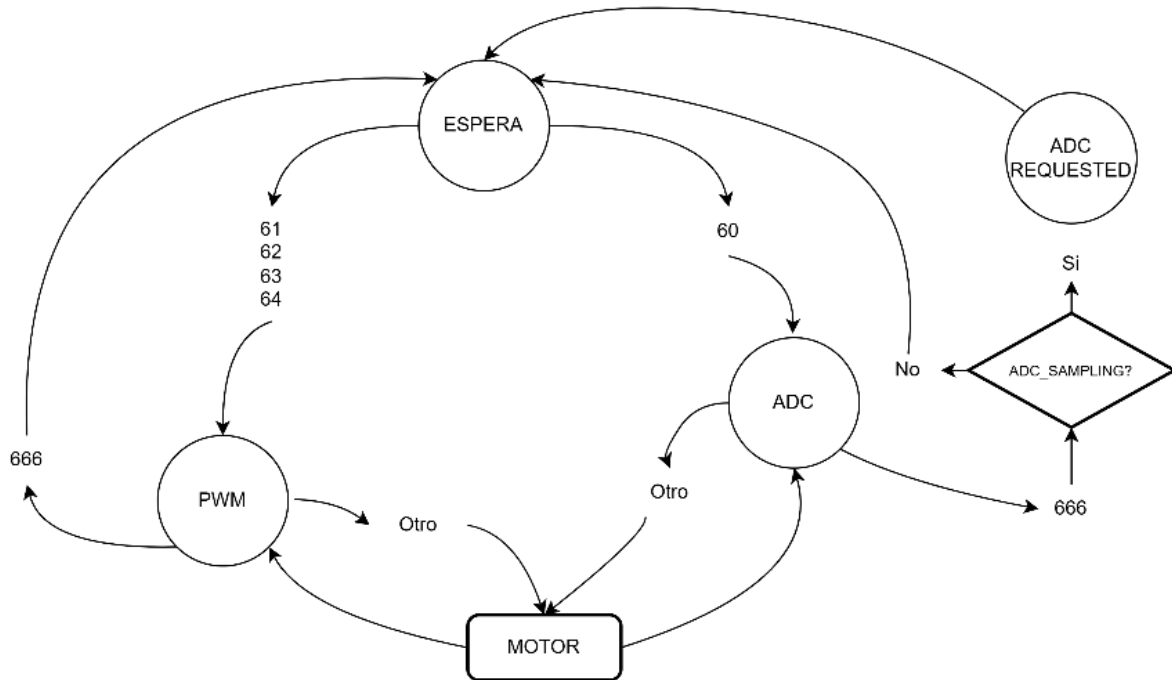


Figura 2.57. Diagrama de estados del Hilo secundario.

En general se definen 4 estados:

- Estado de Espera: es el estado inicial, en el cual no ha llegado ningún comando de la interfaz gráfica.
- Estado de ADC: se entra a este estado cuando se solicita el comando 60, en éste se llevará a cabo la adquisición de datos del sistema, este proceso durará 10 minutos, debido a que es la solicitud de tiempo establecida en el proyecto.
- Estado de PWM: habilita el modo de operación controlado por PWM.
- Estado de petición de ADC: este es un estado de espera de salida del modo ADC, pues si el estado se encuentra adquiriendo datos, se deberá esperar a que termine antes de salir de éste.

También se establece el proceso *MOTOR* en el cual se entrará al recibir un dato que no sea un comando, el cual representará el ciclo de trabajo a modificar del PWM.

Cuando el sistema se encuentra en el estado de ADC, el hilo principal se encargará ejecutar el proceso de adquisición de datos, estableciendo comunicación con el ADS1256 mediante SPI, así como el procesamiento de los datos obtenidos (**Figura 2.58**). Del mismo modo, este hilo se encargará de gestionar la temporización del tiempo de muestreo requerido, que para especificaciones del proyecto son 10 minutos entre muestra, así como llevar a cabo el registro del tiempo local correspondiente a cada adquisición.

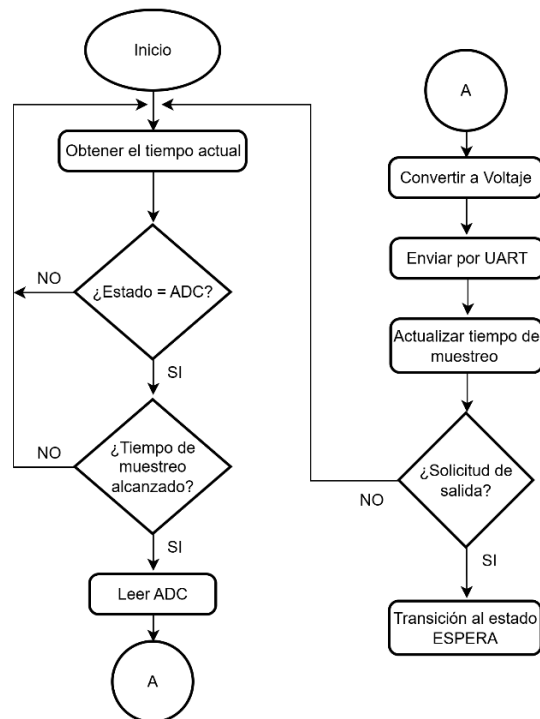


Figura 2.58. Diagrama de flujo del hilo principal.

2.2. Integración del Sistema

Una vez descritos los elementos que conforman al sistema, se procedió a su integración en un prototipo funcional, con el objetivo de validar su operación bajo las condiciones establecidas. Como parte de los requerimientos, se definieron rutinas predeterminadas, diseñadas para ejecutar acciones específicas orientadas a la remoción de nitrógeno amoniacal del agua. Para tales objetivos se tiene un reactor de intercambio iónico, el cual es el elemento central del sistema, es éste el encargado de llevar a cabo el proceso de remoción del nitrógeno amoniacal del agua. Así mismo se implementan depósitos de salmuera, agua limpia, agua de pozo y un depósito de efluente, los cuales permiten el suministro y manejo de los distintos fluidos necesarios para realizar las pruebas de potabilización.

A partir de los elementos listados y con los actuadores descritos en el capítulo 2.1.1, se desarrolló un diagrama esquemático del sistema utilizando el software FluidDraw de la empresa Festo (Figura 2.59), el cual está orientado al diseño y documentación de sistemas neumáticos, hidráulicos y eléctricos. La elección de este software también fue debido a que tanto el software como la mayoría de los actuadores empleados (con excepción de la bomba peristáltica) pertenecen al mismo fabricante, lo que facilita la compatibilidad e integración de los componentes dentro del sistema.

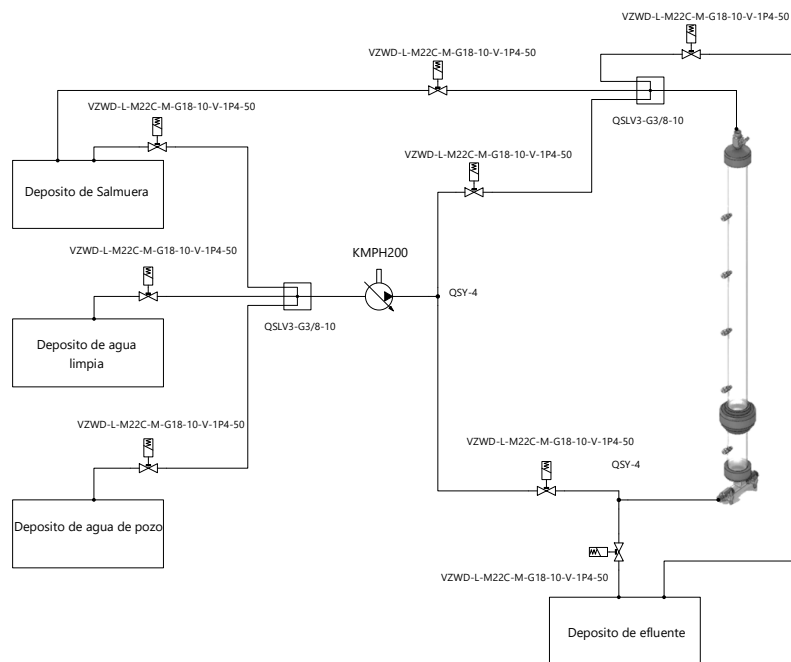


Figura 2.59. Diagrama del Sistema de Intercambio Iónico.

La fase de puesta en marcha del sistema se fundamentó en la integración física y lógica de la instrumentación, siguiendo la arquitectura de control detallada en el diagrama de la Figura 2.59. El despliegue del subsistema de manejo de fluidos se realizó mediante la instalación de electroválvulas de accionamiento directo VZWD, seleccionadas por su capacidad de operar en

rangos de presión específicos, en conjunto con una bomba peristáltica de alta precisión KMPH200 para el control del flujo volumétrico.

Para garantizar la integridad estructural y evitar caídas de presión o fugas en el circuito, la interconexión entre los actuadores y los elementos periféricos se ejecutó utilizando tubería de poliuretano PUN-H-4X0, la cual ofrece una resistencia superior a la hidrólisis y flexibilidad mecánica. La estanqueidad del sistema se aseguró mediante el empleo de racores rápidos tipo QSY-4 para derivaciones en “Y” y conectores acodados giratorios QSLV3-G3/8-10, optimizando así la distribución del espacio y la eficiencia en la conducción del fluido de trabajo. Inicialmente se configuró un sistema de prueba el cual presenta todas las interconexiones entre las actuadoras a excepción del reactor (**Figura 2.60**).

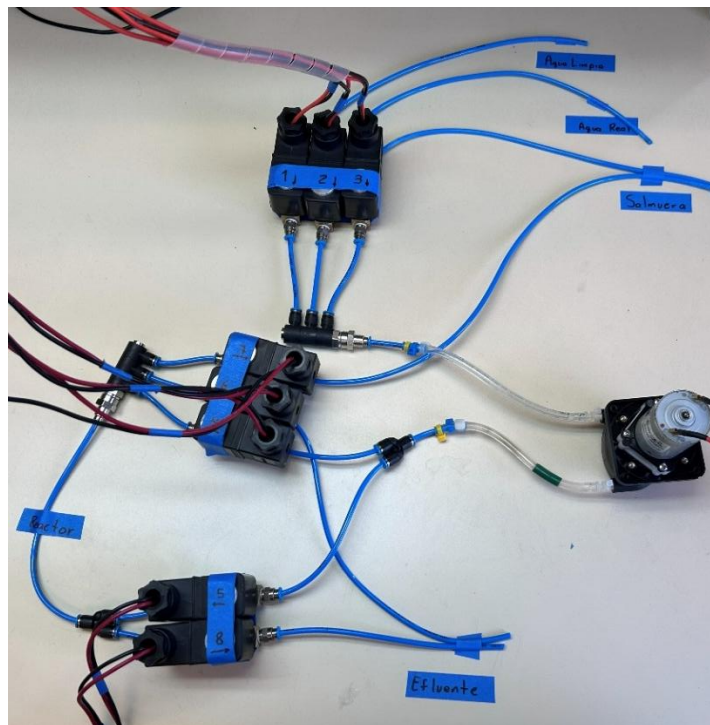


Figura 2.60. Sistema de Conexiones de Prueba.

Para energizar las válvulas, es necesario considerar la corriente total que consume el sistema. De acuerdo con las rutinas de funcionamiento definidas, el número máximo de válvulas activas simultáneamente es de cuatro. Según la hoja de especificaciones, cada válvula consume nominalmente 6.8 [W]; por lo tanto, al alimentarlas con 24 [V], la corriente por unidad es de 283 [mA]. En consecuencia, el sistema presentará un consumo máximo aproximado de 1.13 [A]. Por tales características se consideró la fuente de alimentación LRS-100-24 de la marca MEAN WELL (**Figura 2.61**) la cual es una fuente conmutada que a la salida entrega 24 [V] y 4.5 [A] (108 W).



*Figura 2.61. Fuente LRS-100-24.
Fuente: Mean Well (s.f.), LRS-100-24.*

Después de validar el funcionamiento del sistema mediante la conexión de las válvulas a la etapa de potencia y la ejecución de las rutinas de prueba, se procedió a realizar las conexiones definitivas en el reactor de intercambio iónico (**Figura 2.62**).

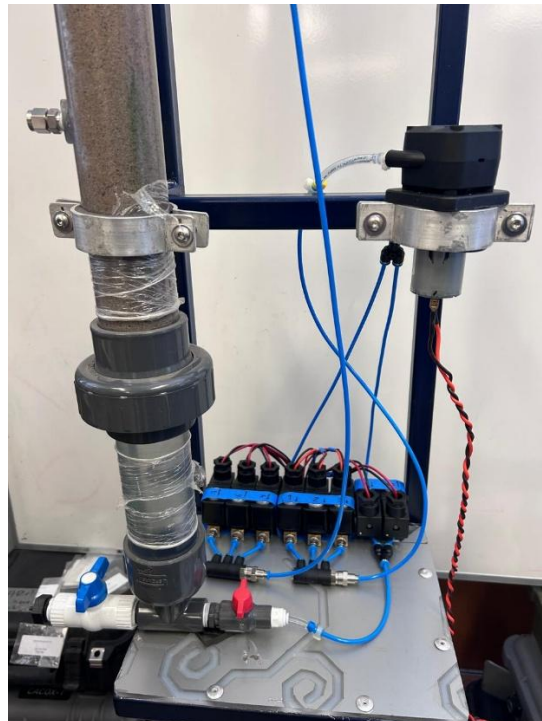


Figura 2.62. Sistema de conexiones en el reactor.

Capítulo 3. Discusión Final

A lo largo de este trabajo se han descrito las distintas etapas desarrolladas para la implementación del Sistema de Instrumentación y Control de una Columna de Intercambio Iónico para la remoción de nitrógeno amoniacal en agua subterránea. En una primera etapa se abordaron los fundamentos teóricos relacionados con las variables fisicoquímicas involucradas en el proceso, así como los principios de funcionamiento de los sensores utilizados para la medición de temperatura, presión, pH, concentración de amonio y conductividad, posteriormente se presentaron los conceptos necesarios para acondicionamiento de señales, adquisición de datos y su procesamiento.

Una vez establecidas las bases teóricas, se procedió a la integración de los sensores correspondientes a las variables de interés del sistema: temperatura, presión, pH, concentración de amonio y conductividad, implementando para cada uno de ellos las etapas de acondicionamiento necesarias para adaptar las señales analógicas para su posterior procesamiento. Por último, en esta etapa se realizaron las pruebas de cada elemento de forma individual, tanto sensores y circuitos de acondicionamiento, esto con el propósito de evaluar el desempeño parcial de cada uno de los sensores.

1. Medición de temperatura.

La etapa dedicada a la medición de la temperatura presentó una respuesta estable frente a las variaciones de temperatura aplicadas durante las pruebas experimentales. Las mediciones obtenidas mediante el sensor LM35 (**Tabla 2.3**) mostraron errores aproximados de 0.30% y 0% para los puntos evaluados.

2. Medición de presión.

Las pruebas realizadas al sensor de presión validaron la respuesta del mismo bajo diferentes alturas de columna de agua. Los valores obtenidos se presentan en la **Tabla 2.5**, mostraron errores relativos aproximados de 7.28%, 3.04% y 4.17% para alturas de 5 cm, 10 cm y 15 cm, respectivamente. Estos resultados permitieron validar el sistema de adquisición implementado, el cual permite medir variaciones de presión con una desviación reducida respecto a los valores teóricos calculados.

3. Medición de pH.

El sistema de acondicionamiento implementado para el sensor de pH permitió adaptar correctamente la señal proveniente del electrodo. La comparación entre los voltajes teóricos calculados y los valores medidos experimentalmente para las soluciones estándar presentó errores relativos aproximados de 6.87%, 0.20% y 0%, respectivamente, cuyos resultados se muestran en la **Tabla 2.6**. Tales resultados muestran que la etapa de

acondicionamiento permite obtener mediciones confiables dentro del intervalo de operación evaluado.

4. Medición de amonio.

Las pruebas efectuadas con el electrodo selectivo de amonio permitieron comprobar la respuesta del sistema ante variaciones en la concentración de iones amonio (**Tabla 2.7**). a comparación entre los voltajes teóricos esperados y los valores medidos experimentalmente presentó errores relativos aproximados de 1.54% y 1.43%, mostrando una desviación reducida respecto a los valores calculados teóricamente.

5. Medición de conductividad.

La validación realizada mediante soluciones estándar permitió verificar la relación entre la conductividad de las muestras y el voltaje de salida obtenido experimentalmente. Los resultados mostrados en la **Tabla 2.8** mostraron errores relativos aproximados de 1.06%, 3.33% y 0.21% para las soluciones evaluadas, indicando una desviación reducida respecto a los valores calculados teóricamente.

Con base en las rutinas de operaciones del sistema descritas en el Apéndice A, se desarrollaron rutinas de control necesarias para el funcionamiento del sistema. Las pruebas realizadas permitieron comprobar el funcionamiento de las condiciones de operación establecidas, controlando de forma correcta los actuadores necesarios llevando a cabo la correcta ejecución de las tareas de monitoreo implementadas. Después de realizar las pruebas descritas previamente y evaluar el comportamiento de las distintas etapas implementadas, se observó que el sistema presenta un funcionamiento adecuado en las tareas de control, adquisición de datos provenientes a las señales asociadas a las variables monitoreadas en el reactor de intercambio iónico.

La interfaz gráfica desarrollada permitió visualizar las variables monitoreadas por el sistema y supervisar el estado general de operación del reactor. Asimismo, permitió establecer comunicación con la unidad de procesamiento y facilitar la interacción del usuario con las distintas funciones implementadas.

El desarrollo de la tesis concluye con el desarrollo de un sistema relevante para la automatización del proceso de intercambio iónico aplicado en la potabilización de agua subterránea. En este trabajo el sistema desarrollado se plantea como una herramienta funcional para el control y monitoreo del proceso de potabilización. Implementando un sistema que integra múltiples sensores, actuadores y una interfaz gráfica de usuario. Estos elementos, en conjunto, permiten llevar a cabo la operación de forma automatizada, mejorando la repetibilidad del proceso, reduciendo la intervención del operador y minimizando la probabilidad de errores asociados a la manipulación manual.

La automatización del control del flujo de los reactivos pertinentes se realizó mediante el uso de los actuadores como electroválvulas y una bomba peristáltica, junto con sus respectivas etapas

de acondicionamiento. Estos elementos permiten regular de manera precisa las condiciones de operación del reactor, a diferencia de las condiciones que implica un control manual, en el cual la intervención del operador introduce variaciones en el control, así como posibles errores. Bajo este enfoque, las posibles fluctuaciones en variables como el caudal, los tiempos de operación y la sincronización del sistema se reducen significativamente, contribuyendo a una operación más estable y consistente.

Por otra parte, la integración de los sensores en un mismo sistema de adquisición y monitoreo presenta la capacidad del sistema de medir de forma simultánea variables como conductividad, pH, concentración de amonio, temperatura y presión. Esta capacidad proporciona una visión integral del estado del proceso en tiempo real, facilitando su análisis y seguimiento. Sin embargo, para aplicaciones futuras que requieran una mejor precisión, sería conveniente incorporar mejoras en aspectos como la calibración de los sensores, la compensación de variables externas y el acondicionamiento de señales.

El elemento clave del sistema es a interfaz gráfica de usuario, la cual actúa como punto de interacción entre el sistema y el operador. La GUI además de facilitar la visualización en tiempo real de las distintas variables en los diferentes estados del proceso permitiendo identificar tendencias o anomalías en el desarrollo del proceso de potabilización de manera inmediata, lo cual incrementa la capacidad de respuesta ante posibles fallas, también permite centralizar el control de los actuadores, simplificando la operación del sistema. Este método reduce la complejidad operativa gracias al diseño intuitivo de las ventanas de control propuestas. Estas capacidades son de suma importancia en el desarrollo experimental del proceso de tratamiento, pues la flexibilidad del sistema y la capacidad de adaptación del mismo son fundamentales, lo cual crea un precedente para una posible escalabilidad del sistema hacia nuevas implementaciones necesarias.

En este sentido el desarrollo del sistema también pone en evidencia áreas de oportunidad, tales como la dependencia de la calibración de los sensores, la necesidad de una mejor interpretabilidad la posibilidad de incorporar acceso remoto al sistema. Por ello, el sistema desarrollado puede considerarse como una primera aproximación funcional, con un amplio potencial de mejora.

Finalmente, el sistema desarrollado puede considerarse como una plataforma funcional de monitoreo y automatización, que demuestra la viabilidad de integrar múltiples subsistemas electrónicos en una aplicación real. Su principal aportación radica en la capacidad de centralizar la adquisición, visualización y control en una única arquitectura, lo que facilita la operación, mejora la repetibilidad del proceso y simplifica las tareas de supervisión y mantenimiento.

Referencias

1. Akbar, N. S., Akram, J., Hussain, M. F., Maraj, E. N., & Muhammad, T. (2024). Thermal storage study and enhancement of heat transfer through hybrid Jeffrey nanofluid flow in ducts under peristaltic motion with entropy generation. *Thermal Science and Engineering Progress*, 49, 102463.
<https://doi.org/10.1016/j.tsep.2024.102463>
2. Barrett, S. F., & Pack, D. J. (2019). *Microcontroller programming and interfacing with Texas Instruments MSP430FR2433 and MSP430FR5994 (2nd ed.)*. Morgan & Claypool.
3. Bourdopoulos, G. I., Pnevmatikakis, A., Anastassopoulos, V., & Deliyannis, T. L. (2003). *Delta-sigma modulators: Modeling, design and applications*. Imperial College Press.
4. Caraballo C,P,M. & Xavier, M, J. (2012). *Manual de Agua Subterránea (1)*. Ministerio de Ganadería, Agricultura y Pesca, Uruguay.
https://aquabook.agua.gob.ar/files/upload/contenidos/10_2/Manual-de-agua-subterranea-Uruguay.pdf
5. Centro de Información y Comunicación Ambiental de Norte América, A.C. (s.f.). *Ciclo del nitrógeno*. CICEANA.
http://www.divulgacion.ccg.unam.mx/webfm_send/109
6. Cerón, L. M., Sarria, J. D., Torres, J. S., & Soto-Paz, J. (2021). Groundwater: Trends and scientific development. *Información Tecnológica*, 32(1), 47–57.
<https://doi.org/10.4067/S0718-07642021000100047>
7. Chaudhury, S., & Mal, R. (2023). *Microprocessor and microcontroller*. All India Council for Technical Education.
https://mpbou.edu.in/uploads/files/Microprocessor_and_Microcontroller_compressed.pdf
8. Comisión Nacional del Agua (CONAGUA). (2019). *Estadísticas del agua en México 2019: Sistema Nacional de Información del Agua (SINA)*.
https://www.conagua.gob.mx/conagua07/contenido/documentos/sina/capitulo_8.pdf
9. Comisión Nacional del Agua. (2025, 6 de febrero). *Indicadores de calidad del agua*. Gobierno de México.
<https://www.gob.mx/conagua/articulos/indicadores-de-calidad-del-agua>
10. Creus Solé, A. (2011). *Instrumentación industrial (8.ª ed.)*. Alfaomega Grupo Editor, S.A. de C.V.
11. Festo. (s.f.). *Documentation (No. 206624)*.
https://www.festo.com/media/catalog/206624_documentation.pdf

12. Farden, J. (2010). Sensor characteristics. En Handbook of Modern Sensors (pp. 13–52). Springer, New York, NY.
https://doi.org/10.1007/978-1-4419-6466-3_2
13. Franco Maloberti. (2007). Data converters. Springer. <https://doi.org/10.1007/978-0-387-32486-9>
14. Gheorghe Radu, G., & Gabriel Racoviteanu, G. (2021). Removing ammonium from water intended for human consumption: A review of existing technologies. IOP Conference Series: Earth and Environmental Science, 664(1), 012029.
<https://doi.org/10.1088/1755-1315/664/1/012029>
15. Gleeson, T., Befus, K. M., Jasechko, S., Luijendijk, E., & Cardenas, M. B. (2016). The global volume and distribution of modern groundwater. Nature Geoscience, 9(2), 161–167.
<https://doi.org/10.1038/ngeo2590>
16. Hach Company. (2023). DOC023: Inductive conductivity sensors user manual (Edition 9) [Manual de usuario]. Hach Company.
<https://manuals.plus/m/3f376170d4dcaca4c5178d4ca6df072313f273c4d2e16e7e444814fd37add8f4>
17. Hach. (s.f.). KA-en-US-TE2796-1002792 [Artículo técnico de soporte].
<https://support.hach.com/myhach/s/article/KA-en-US-TE2796-1002792?language=es>
18. Harrison, J. A. (s.f.). El ciclo del nitrógeno: De microbios y de hombres. Visionlearning.
<https://www.visionlearning.org/es/library/Ciencias%20de%20la%20Tierra/6/EI%20Ciclo%20del%20Nitr%C3%B3geno/98>
19. Herrera, I., & Pinder, G. E. (2012). Mathematical modeling in science and engineering: An axiomatic approach (1st ed.). John Wiley & Sons, Inc.
20. Huang, J., Rathnayake Kankanamge, N., Chow, C., Welsh, D. T., Li, T., & Teasdale, P. R. (2018). Removing ammonium from water and wastewater using cost-effective adsorbents: A review. Journal of Environmental Sciences, 63, 174–197.
<https://doi.org/10.1016/j.jes.2017.09.009>
21. Instituto de Ciencias de la Atmósfera y Cambio Climático. (2025). Latigazos hidroclimáticos: cambio climático. UNAM Global.
https://unamglobal.unam.mx/global_revista/latigazos-hidroclimaticos-cambio-climatico-unam/
22. Instituto Nacional de Estadística y Geografía. (s.f.). Norma para la elaboración de metadatos geográficos (NEMGI).
https://www.inegi.org.mx/contenidos/productos/prod_serv/contenidos/espanol/bvinegi/productos/geografia/publicaciones/pub-historicas/NEMGI.pdf
23. Intergovernmental Panel on Climate Change. (2023). AR6 Synthesis Report: Climate Change 2023: Synthesis Report.
https://www.ipcc.ch/report/ar6/syr/downloads/report/IPCC_AR6_SYR_FullVolume.pdf

24. James M. Fiore. (2021). Operational amplifiers & linear integrated circuits: Theory and application. Self-published.
25. Janocha, H. (Ed.). (2004). *Actuators: Basics and applications*. Springer Berlin / Heidelberg. <https://doi.org/10.1007/978-3-662-05587-8>
26. Kamoer Fluid Tech (Shanghai) Co., Ltd. (2022). Micro peristaltic pump KPHM200: Product manual (Version A/1). Kamoer Fluid Tech (Shanghai) Co., Ltd.
27. Klespitz, J., & Kovács, L. (2014). Peristaltic pumps — A review on working and control possibilities. En Proceedings of the 2014 IEEE 12th International Symposium on Applied Machine Intelligence and Informatics (SAMII) (pp. 191–194). Institute of Electrical and Electronics Engineers. <https://ieeexplore.ieee.org/document/6822404>
28. M. Morris Mano. (2003). Diseño digital (3.^a ed.). Pearson Educación.
29. Martínez Altamirano, J. M. (2016). Sistema electrónico para el monitoreo de fenómenos sísmicos utilizando los acelerómetros tri-axiales DSA1 y DCA333 (Tesis de licenciatura). Universidad Nacional Autónoma de México.
30. Microsoft Fandom. (s.f.). Arm Ltd. https://microsoft.fandom.com/wiki/Arm_Ltd
31. MyInscribe. (2025, 9 de diciembre). Visual comparison of combinational vs sequential circuits. Futureense. <https://futureense.com/blog/difference-between-combinational-and-sequential-circuits>
32. National Ground Water Association. (s.f.). *Information on Earth's water*. <https://www.ngwa.org/what-is-groundwater/About-groundwater/information-on-earths-water>
33. Nel, M. (s. f.). Groundwater: The myths, the truths and the basics. Water Research Commission.
34. NXP Semiconductors. (2021, April 22). *MPX10 series: 10 kPa uncompensated pressure sensors* (Rev. 15). <https://www.nxp.com/docs/en/data-sheet/MPX10.pdf>
35. OptoSupply. (s.f.). OSVXXL3131A 3 mm UV LED datasheet.
36. Pakpahan, A. C., Sinaga, L. F., Angelina, A. C., Sihite, R. S., & Sitompul, D. R. P. (2024). Comparative study between Harvard and Von Neumann architectures in modern computing applications. ResearchGate.
37. Rao, N. S., & Chaudhary, M. (2019). Hydrogeochemical processes regulating the spatial distribution of groundwater contamination, using pollution index of groundwater (PIG) and hierarchical cluster analysis (HCA): A case study. *Groundwater for Sustainable Development*, 9, 100238. <https://doi.org/10.1016/j.gsd.2019.100238>
38. Raspberry Pi Ltd. (2024, abril). Raspberry Pi Zero 2 W.
39. Raspberry Pi Ltd. (s.f.). Raspberry Pi documentation. <https://www.raspberrypi.com/documentation/computers/raspberry-pi.html>

40. RaspberryTips. (2026). Raspberry Pi power consumption: All models compared (watts & costs). <https://raspberrypi-tutorials.com/raspberry-pi-power-consumption-all-models-compared-watts-costs>
41. Sánchez, A. J., Álvarez, T., Pacheco, G. J., Carrillo, L., González, A. R. Calidad del agua subterránea: acuífero sur de Quintana Roo, México. *Tecnología y ciencias del agua*, 7 (4), 75-96.
https://www.scielo.org.mx/scielo.php?pid=S2007-24222016000400075&script=sci_arttext
42. Saylor Free Education, "Pump".
<http://www.saylor.org/site/wp-content/uploads/2011/04/Pump.pdf>
43. Sensorex Corporation. (s. f.). *pH1600 pH probe: Product specification sheet*.
<https://www.sensorex.com>
44. Sergei A. Markov, S. A. (2024). *Nitrogen cycle*. EBSCO Research Starters.
<https://www.ebsco.com/research-starters/earth-and-atmospheric-sciences/nitrogen-cycle>
45. Sharp Corporation. (2018). PC817XxNSZ1B series photocoupler datasheet.
46. Silkor Micro. (s.f.). 2N2222A NPN transistor (TO-92) datasheet.
47. Srinix College of Engineering. (s. f.). *Sensors and transducers*.
<https://srinix.org/itc/SENSOR%20AND%20TRANSDUCER.pdf>
48. STMicroelectronics. (2023). L298: Dual full-bridge driver (datasheet). STMicroelectronics.
<https://www.st.com/>
49. Stone, D., Jarrett, C., Woodroffe, M., & Minocha, S. (2005). *User interface design and evaluation*. Morgan Kaufmann.
50. Texas Instruments. (2011). How Delta-Sigma ADCs Work, Part 1.
<https://www.ti.com/lit/an/slyt423a/slyt423a.pdf>
51. Texas Instruments. (2013). *ADS1256: Very low noise, 24-bit analog-to-digital converter* (Rev. K) [Data sheet]. Texas Instruments. <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/ads1256.pdf>
52. Texas Instruments. (2013). *AN-1852: Designing with pH electrodes* (Rev. A, SNOA529A) [Application report]. Texas Instruments. <https://www.ti.com>
53. Texas Instruments. (2016). LM35: Precision centigrade temperature sensors (Rev. H) [Data sheet]. Texas Instruments. <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm35.pdf>
54. Vega Luna, J. I., Sánchez González, R., Salgado Guzmán, G., & Sánchez González, L. A. (s.f.). *Arquitectura RISC vs CISC*. Universidad Nacional Autónoma de México.
https://triton.astroscu.unam.mx/fruiz/introduccion/introduccion_computacion/Arquitectura%20RISC%20vs%20CISC.pdf
55. Vernier Software & Technology. (2018). CON-BTA Conductivity probe [Ficha técnica].
<https://www.vernier.com>

56. Vernier Software & Technology. (2020, mayo 15). Can I use Vernier LabQuest sensors with non-Vernier software or interfaces? Technical Information Library. <https://www.vernier.com/til/1952>
57. Willman, J. M. (2022). Beginning PyQt: A hands-on approach to GUI programming with PyQt6. Apress. <https://doi.org/10.1007/978-1-4842-7999-1>

Apéndice A. Rutinas de Operación de Intercambio Iónico

Inicio de operación

1. Seleccionar agua real (bidón número 1) con la válvula selectora.
2. Abrir válvula número 5 y la válvula selectora para agua real (línea morada).
3. Prender bomba peristáltica número 4.
 - Regular flujo de manera que el agua siempre inunde el material hasta 2 cm por arriba del material. La velocidad de llenado depende del EBCT.
4. Abrir válvula número 6 y el selector de válvula hacia el bidón efluente (línea roja).
5. Tomar datos cada 10 minutos de nitrógeno amoniacal, temperatura, conductividad, pH y presión después de la válvula número 5 (entrada) (hacer una gráfica de tiempo contra cada parámetro).
6. Tomar datos cada 10 minutos de nitrógeno amoniacal, temperatura, conductividad, pH y presión antes de la válvula número 6 (salida) (hacer una gráfica de tiempo contra cada parámetro).
- 7. Recoger el Fin de operación.**
8. Parar operación cuando aumenta la cantidad de nitrógeno amoniacal en la salida, antes de la válvula número 6, eso se obtiene al ver la gráfica de nitrógeno amoniacal con respecto al tiempo.
9. Cerrar válvula número 6.
10. Apagar bomba número 4.
11. Cerrar válvula 5.

Limpieza de la columna (10 minutos)

12. Seleccionar Agua limpia (bidón número 2) a través de la válvula selectora (línea azul)
13. Seleccionar válvula selectora de entrada de agua limpia antes de la válvula número 6 (línea azul).
14. Abrir válvula número 6 y válvula selectora de agua limpia (línea azul).
15. Prender bomba número 4.
16. Abrir válvula número 5.
17. El agua de limpieza va hacia la válvula número 5 y luego sale al bidón de efluente a través de la línea verde.
18. Después de 10 minutos, apagar bomba número 4.
19. Cerrar válvula número 6.
20. Cerrar válvula número 5.

Recarga de material (30 minutos)

21. Seleccionar salmuera (bidón número 3) a través de la válvula selectora (línea naranja).
22. Seleccionar válvula selectora de entrada antes de la válvula número 6 (línea naranja).
23. Abrir válvula número 6.
24. Prender bomba número 4.
25. Abrir válvula número 5 y seleccionar la línea naranja a través de la válvula selectora.

26. La salmuera va hacia el bidón de salmuera número 3 (recirculación).
27. Tras media hora, apagar bomba número 4.
28. Cerrar válvula 6.
29. Cerrar válvula 5.

Limpeza de exceso de salmuera (30 minutos)

30. Seleccionar agua limpia (bidón número 2) a través de la válvula selectora (línea azul).
31. Seleccionar la línea azul a través de la válvula selectora y abrir válvula 5.
32. Prender bomba número 4.
33. Abrir válvula 6 y seleccionar la línea roja a través de la válvula selectora.
34. Recoger en bidón de efluente (línea roja).
35. Tras media hora, cerrar válvula número 6.
36. Apagar bomba número 4.
37. Cerrar válvula número 5.

Inicio de otro proceso de remoción de nitrógeno amoniacal

Repetir pasos de inicio de operación.

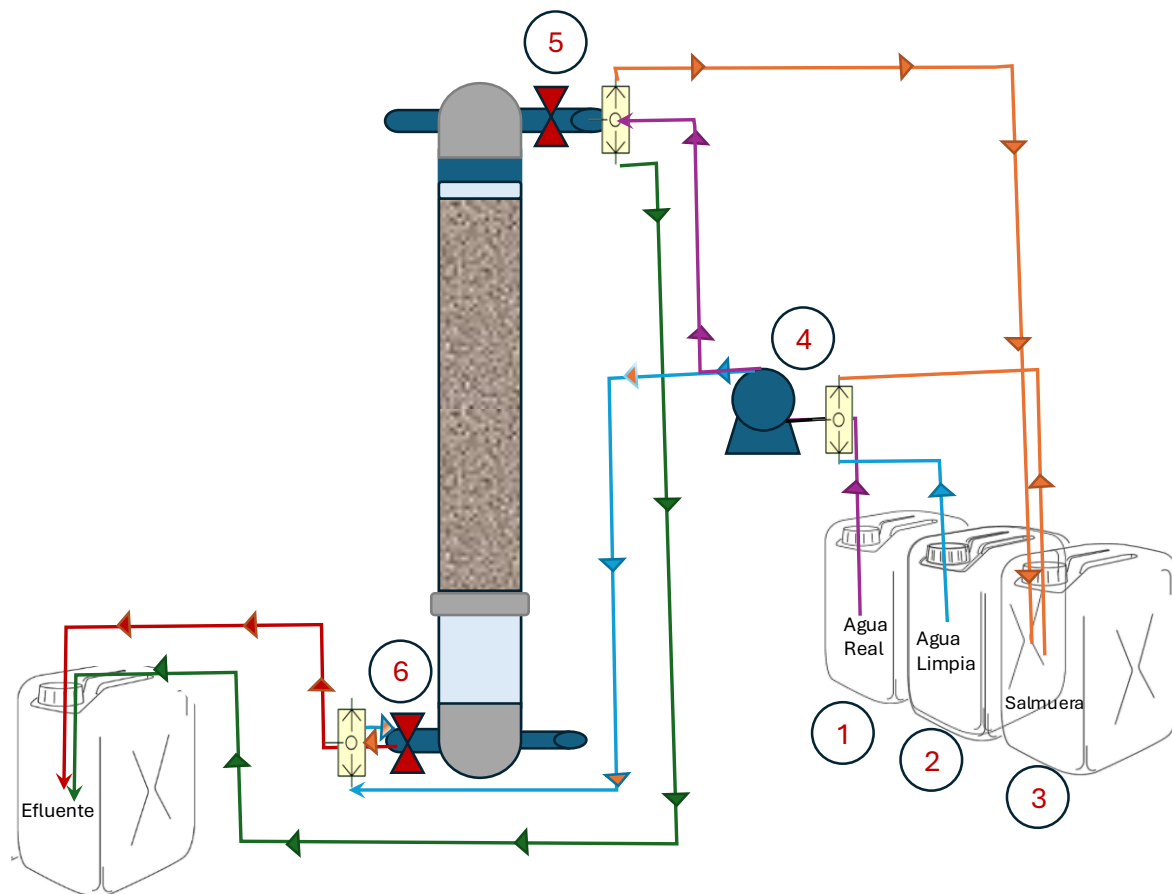


Figura A.1 Diagrama de Rutinas de Intercambio Iónico.

Apéndice B. Glosario de Términos

ADC (Analog-to-Digital Converter)

Dispositivo que convierte una señal analógica continua en una representación digital.

Aliasing

Fenómeno que ocurre al digitalizar una señal analógica cuando se utiliza una frecuencia de muestreo inferior a la frecuencia de Nyquist.

ALU (Arithmetic Logic Unit)

Elemento encargado de realizar operaciones aritméticas y lógicas.

Antropico

Relacionado con la influencia o intervención del ser humano sobre un sistema.

ARM (Advanced RISC Machine)

Arquitectura de procesadores basada en RISC, caracterizada por bajo consumo de energía y alta eficiencia.

BTA (British Telecom Adapter)

Adaptador de comunicación desarrollado bajo especificaciones de British Telecom.

BUS

Sistema de comunicación utilizado para mantener la comunicación entre componentes electrónicos.

CISC (Complex Instruction Set Computer)

Arquitectura de CPU con un conjunto amplio y complejo de instrucciones.

CPU (Central Processing Unit)

Unidad de procesamiento central que ejecuta instrucciones y coordina las operaciones del sistema.

DAC (Digital-to-Analog Converter)

Dispositivo que convierte datos digitales en una señal analógica.

ENOB (Effective Number of Bits)

Número efectivo de bits que representa la resolución real de un ADC considerando ruido y errores.

GPIO (General Purpose Input/Output)

Terminales configurables de propósito general para entrada o salida digital de datos.

GUI (Graphical User Interface)

Interfaz gráfica que permite interactuar con un sistema mediante elementos visuales.

Hardware

Conjunto de componentes físicos de un sistema electrónico.

HCI (Human-Computer Interaction)

Disciplina que estudia la interacción entre usuarios y sistemas computacionales.

I2C (Inter-Integrated Circuit)

Protocolo de comunicación utilizado para la comunicación serial entre distintos circuitos electrónicos.

IC (Integrated Circuit)

Circuito electrónico integrado en un solo chip semiconductor.

ICA (Indicadores de Calidad de Agua)

Conjunto de parámetros físicos, químicos y biológicos utilizados para evaluar y clasificar el estado de calidad de un cuerpo de agua.

IREDD (Infrared Emitting Diode)

Diodo emisor de radiación infrarroja.

Isopotencial

Condición en la que todos los puntos tienen el mismo potencial eléctrico.

Kernel

Núcleo del sistema operativo encargado de gestionar recursos y comunicación con el hardware.

LSB (Least Significant Bit)

Bit de menor peso en una representación binaria.

MD (Modulación Delta)

Arquitectura de modulación digital que codifica la variación de una señal mediante incrementos o decrementos binarios.

MDS (Modulación Delta-Sigma)

Arquitectura de modulación que combina sobremuestreo y modelado de ruido para mejorar la resolución en conversión A/D.

MSB (Most Significant Bit)

Bit de mayor peso en una representación binaria.

OpAmp (Operational Amplifier)

Amplificador diferencial de acoplamiento directo y muy alta ganancia, diseñado originalmente para realizar operaciones matemáticas.

PWM (Pulse Width Modulation)

Modulación utilizada para controlar la cantidad de energía que se entrega a una carga mediante la variación del ciclo de trabajo (duty cycle) de una señal periódica.

RAM (Random Access Memory)

Memoria volátil de acceso aleatorio utilizada para almacenamiento temporal.

RISC (Reduced Instruction Set Computer)

Arquitectura de CPU con conjunto reducido de instrucciones optimizadas.

ROM (Read Only Memory)

Memoria no volátil destinada al almacenamiento permanente de datos.

SBC (Single Board Computer)

Computadora completa integrada en una sola placa.

SiP (System in Package)

Integración de múltiples circuitos en un solo encapsulado.

SoC (System on Package)

Sistema completo integrado en un único chip de silicio.

Software

Conjunto de programas e instrucciones que ejecuta un sistema computacional.

Solenoid

Bobina de forma solenoidal.

SPI (Serial Peripheral Interface)

Protocolo de comunicación serial síncrono de alta velocidad.

SQNR (Signal-to-Quantization Noise Ratio)

Relación entre la señal y el ruido de cuantización en un sistema digital.

UART (Universal Asynchronous Receiver-Transmitter)

Protocolo de comunicación de hardware que permite el intercambio de datos en serie entre dispositivos utilizando solo dos líneas de comunicación (TX/RX).

UI (User Interface)

Interfaz que permite la interacción entre el usuario y el sistema.

VLSI (Very Large-Scale Integration)

Tecnología de integración de millones de transistores en un solo chip.

Apéndice C. Hojas de Datos Característicos



pH1600 (REPLACES S200C) pH PROBE PRODUCT SPECIFICATION SHEET



- **Durable and low maintenance**

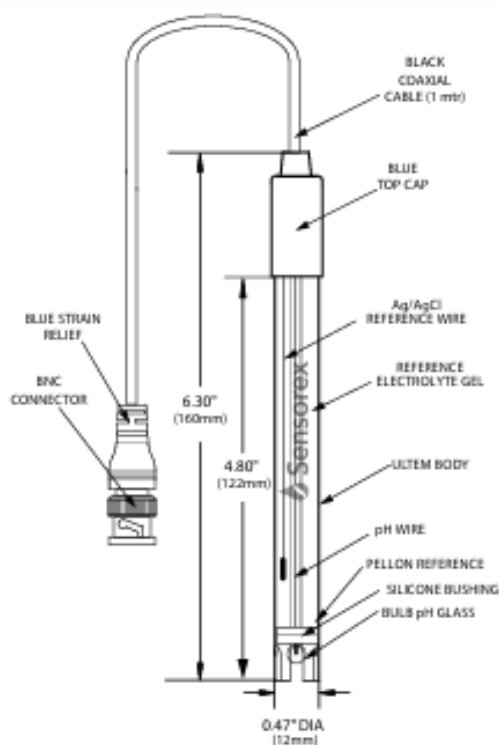
- **Direct fit replacement for S200C model sensors**

- **Accurate measurements across the full pH scale (0-14)**

- **Instantly ready for use straight out of the box**

- **Compatible with any meter accepting a BNC connector**

OUTLINE AND DIMENSIONS



SPECIFICATIONS

pH Range	0-14 (Na ⁺ error at 12.3 < pH)
Response	95% in 1 second (bulb glass shape) 95% in 5 seconds (flat glass shape) 90% < in 5-7 seconds (spear glass shape)
Isopotential Point	7.00 pH (0 mV)
Offset	± 0.20 pH
Span	97% of theoretical or higher
Connector	BNC (Standard Configuration)
Cable Length	1 meter (Standard Configuration)
Diameter	12mm
Length	150mm
Reference	Sealed
Junction Number	Single (1)
Junction Material	Pellon
Reference Solution	3.5 M KCl/AgCl/KNO ₃ (ge)
Glass Shape	Bulb
Body Material	Ultem®
Temperature Range	0-80 degrees C
Strain Relief	No
BNC Boot	No
Bulb Protection	Teeth

ORDERING INFORMATION

Part Number Description

pH1600	New and improved S200C in durable Ultem body
--------	--

Ammonium Ion-Selective Electrode

(Order Code NH4-BTA)



The Vernier Ammonium Ion-Selective Electrode is used to measure the concentration of ammonium (NH_4^+) ions in aqueous samples.

Note: Vernier products are designed for educational use. Our products are not designed nor are they recommended for any industrial, medical, or commercial process such as life support, patient diagnosis, control of a manufacturing process, or industrial testing of any kind.

What's Included

- Ammonium Ion-Selective Electrode, packed in a storage bottle
- 30 mL bottle of High Standard solution with SDS (100 mg/L NH_4^+ or 100 ppm NH_4^+ as N)
- 30 mL bottle of Low Standard solution with SDS (1 mg/L NH_4^+ or 1 ppm NH_4^+ as N)
- Short-Term ISE Soaking Bottle

Compatible Software

See www.vernier.com/manuals/nh4-bta for a list of software compatible with the Ammonium Ion-Selective Electrode.

Quick Start

1. Prepare the electrode by soaking it in the High Standard solution for 30 minutes. Refer to the next section for more information.
2. Plug the sensor into the interface (LabQuest 3, LabQuest Mini, etc.).
3. Connect the interface to your device.
 - If using USB, connect to the USB port on your computer.
 - If using Bluetooth[®] wireless technology, click your interface type and then select your device.
4. Prepare for data collection:
 - Vernier Graphical Analysis[®]: Launch the app, if necessary, and click Sensor Data Collection.
 - LabQuest[®] App: Choose New from the File menu.
5. The software will identify the sensor and load a default data-collection setup. You are now ready to collect data.
6. Perform a two-point calibration using the High and Low Standard solutions. Refer to the next section for more information.

Need Additional Information?

Visit the following link:

www.vernier.com/start-lq-sensor

Conductivity Probe

(Order Code CON-BTA)



The Conductivity Probe can be used to measure either solution conductivity or total ion concentration of aqueous samples being investigated in the field or in the laboratory. Conductivity is one of the most common environmental tests of aquatic samples. Even though it does not tell you specific ions that are present, it quickly determines the total concentration of ions in a sample.

Note: Vernier products are designed for educational use. Our products are not designed nor are they recommended for any industrial, medical, or commercial process such as life support, patient diagnosis, control of a manufacturing process, or industrial testing of any kind.

What's Included

- Conductivity Probe
- 90 mL bottle of 1000 $\mu\text{S}/\text{cm}$ NaCl standard solution

Compatible Software and Interfaces

See www.vernier.com/manuals/con-bta for a list of interfaces and software compatible with the Conductivity Probe.

Quick Start

1. Plug the sensor into the interface (LabQuest 3, LabQuest Mini, etc.).
2. Connect the interface to your device.
 - If using USB, connect to the USB port on your computer.
 - If using Bluetooth[®] wireless technology, click your interface type and then select your device.
3. Prepare for data collection:
 - Vernier Graphical Analysis[®]: Launch the app, if necessary, and click Sensor Data Collection.
 - LabQuest[®] App: Choose New from the File menu.

The software will identify the sensor and load a default data-collection setup. You are now ready to collect data.

Need Additional Information?

Visit the following link:

www.vernier.com/start-lq-sensor

Using the Product

1. Set the range switch on the sensor.
2. Thoroughly rinse the lower section of the probe using distilled or deionized water.

MPX10 Series

10 kPa Uncompensated Pressure Sensors

Rev. 15 — 22 April 2021

Product data sheet

1 General Description

The MPX10 series device is a silicon piezoresistive pressure sensor providing a very accurate and linear voltage output directly proportional to the applied pressure. This standard, low cost, uncompensated sensor permits manufacturers to design and add their own external temperature compensation and signal conditioning networks. Compensation techniques are simplified because of the predictability of NXP's single element strain gauge design.

2 Features and Benefits

- Low Cost
- Patented Silicon Shear Stress Strain Gauge Design
- Ratiometric to Supply Voltage
- Differential and Gauge Options
- Durable Epoxy Unibody Element or Thermoplastic (PPS) Surface Mount Package

3 Applications

- Air Movement Control
- Environmental Control Systems
- Level Indicators
- Leak Detection
- Medical Diagnostics
- Industrial Controls
- Pneumatic Control Systems
- Robotics

LM35 Precision Centigrade Temperature Sensors

1 Features

- Calibrated Directly in Celsius (Centigrade)
- Linear + 10-mV/°C Scale Factor
- 0.5°C Ensured Accuracy (at 25°C)
- Rated for Full -55°C to 150°C Range
- Suitable for Remote Applications
- Low-Cost Due to Wafer-Level Trimming
- Operates From 4 V to 30 V
- Less Than 60-μA Current Drain
- Low Self-Heating, 0.08°C in Still Air
- Non-Linearity Only ±¼°C Typical
- Low-Impedance Output, 0.1 Ω for 1-mA Load

2 Applications

- Power Supplies
- Battery Management
- HVAC
- Appliances

3 Description

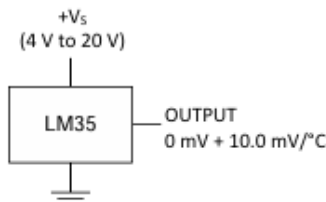
The LM35 series are precision integrated-circuit temperature devices with an output voltage linearly-proportional to the Centigrade temperature. The LM35 device has an advantage over linear temperature sensors calibrated in Kelvin, as the user is not required to subtract a large constant voltage from the output to obtain convenient Centigrade scaling. The LM35 device does not require any external calibration or trimming to provide typical accuracies of ±¼°C at room temperature and ±¾°C over a full -55°C to 150°C temperature range. Lower cost is assured by trimming and calibration at the wafer level. The low-output impedance, linear output, and precise inherent calibration of the LM35 device makes interfacing to readout or control circuitry especially easy. The device is used with single power supplies, or with plus and minus supplies. As the LM35 device draws only 60 μA from the supply, it has very low self-heating of less than 0.1°C in still air. The LM35 device is rated to operate over a -55°C to 150°C temperature range, while the LM35C device is rated for a -40°C to 110°C range (-10° with improved accuracy). The LM35-series devices are available packaged in hermetic TO transistor packages, while the LM35C, LM35CA, and LM35D devices are available in the plastic TO-92 transistor package. The LM35D device is available in an 8-lead surface-mount small-outline package and a plastic TO-220 package.

Device Information⁽¹⁾

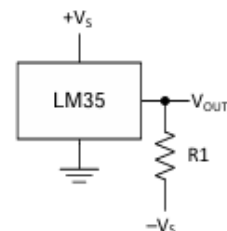
PART NUMBER	PACKAGE	BODY SIZE (NOM)
LM35	TO-CAN (3)	4.699 mm × 4.699 mm
	TO-92 (3)	4.30 mm × 4.30 mm
	SOIC (8)	4.90 mm × 3.91 mm
	TO-220 (3)	14.986 mm × 10.16 mm

(1) For all available packages, see the orderable addendum at the end of the datasheet.

Basic Centigrade Temperature Sensor (2°C to 150°C)

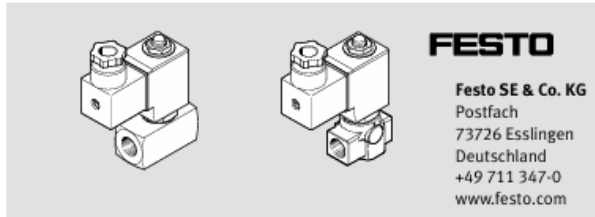


Full-Range Centigrade Temperature Sensor



Choose $R_1 = -V_S / 50 \mu\text{A}$
 $V_{\text{OUT}} = 1500 \text{ mV at } 150^\circ\text{C}$
 $V_{\text{OUT}} = 250 \text{ mV at } 25^\circ\text{C}$
 $V_{\text{OUT}} = -550 \text{ mV at } -55^\circ\text{C}$

Solenoid valve VZWD-L-M22C-M



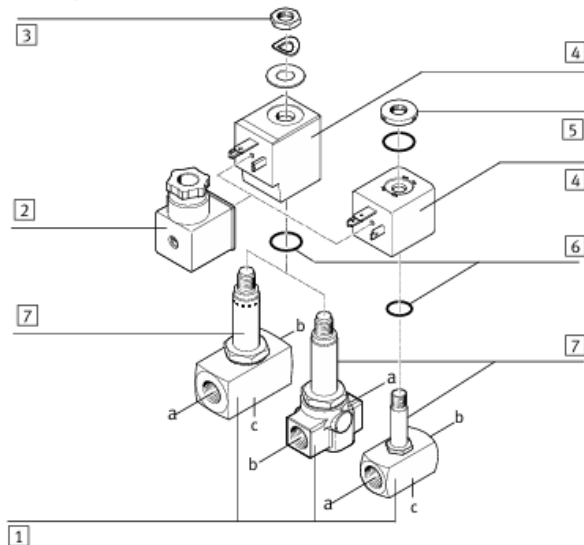
Operating instructions

8065854
1611b
[8065856]

Original: de

Solenoid valve VZWD-L-M22C-M English

1 Design



- 1 Valve body¹⁾
a: Port 1: Input
b: Port 2: Output
c: Arrow for direction of flow
- 2 Electrical plug with seal and mounting screw
- 3 Solenoid coil mounting with shaped rubber part, retaining washer and hex nut
- 4 Solenoid coil¹⁾
- 5 Solenoid coil mounting with O-ring and knurled nut
- 6 O-ring
- 7 Armature guiding tube

¹⁾ Construction type-dependent
Fig. 1

2 Function

Solenoid valve VZWD is a directly actuated 2/2-way valve with solenoid coil. In these types of valve the armature is press-fitted to the valve seat with the seal by means of spring force.

Solenoid valve VZWD is closed in the de-energised state (Normally Closed - NC). When current flows, the excited magnet pulls the armature against the force action of the spring to the counter core. The valve opens.

Directly actuated valves do not require any differential pressure. If a differential pressure exists between the input and output, this is supported by the sealing of the valve seat. When the valve is opened the closing force resulting from the differential pressure must also be overcome by the spring action.

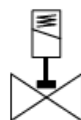


Fig. 2

3 Application

Solenoid valves of the VZWD series are intended to be used for controlling the flow of gaseous and liquid media in rigid piping systems.

The valve is suitable for vacuum operation with $p_{abs} > 100$ mbar.

- The product may only be used in its original state without unauthorised modifications. Dismantling the armature guiding tube is not permitted.
- Take into consideration the operating conditions at the location of use. Provide sufficient thermal circulation.
- Only use the product if it is in perfect technical condition.
- Only use media in accordance with specification. Before using other media, please contact our customer support.
- Operation with chemically unstable gases, abrasive media and hard materials is not permitted.
- Only use the solenoid valve in the flow direction indicated.
- Wear suitable personal protective clothing, e.g. safety shoes and safety gloves.
- Comply with all applicable national and international regulations.
- Dispose of the product in an environmentally friendly manner. When doing this, also take residual media into account (potential recycling of hazardous waste).

Return to Festo

Hazardous substances can endanger the health and safety of personnel and cause damage to the environment. To prevent hazards, the product should only be returned upon explicit request by Festo.

- Consult your regional Festo contact.
- Complete the declaration of contamination and attach it to the outside of the packaging.
- Comply with all of the legal requirements for the handling of hazardous substances and the transport of dangerous goods.

4 Product variants

Characteristic	Value	Description
Type	VZWD	Solenoid valve, directly actuated
Valve type	L	In-line valve
Valve function	M22C	2/2-way valve, normally closed (NC)
Reset method	M	Mechanical spring
Connection to valves and fittings	G18, G14 N18, N14	Pipe thread in accordance with DIN ISO 228 NPT pipe thread in accordance with ANSI B 1.20.1
Nominal size	10, 15, 20, 25, 30, 40, 50, 60	1 mm, 1.5 mm, 2 mm, 2.5 mm, 3 mm, 4 mm, 5 mm, 6 mm
Sealing material	V	FPM
Nominal operating voltage	1, 2A, 3A	24 V DC, 110 V AC (50-60 Hz), 230 V AC (50-60 Hz)
Electrical connection	P4	Plug socket, 3-pin
Medium pressure	4, 5, 8, 15, 22, 30, 40, 45, 50, 85, 90	max. 4 bar, max. 5 bar, max. 8 bar, max. 15 bar, max. 22 bar, max. 30 bar, max. 40 bar, max. 45 bar, max. 50 bar, max. 85 bar, max. 90 bar
Corrosion protection	–, R1	Standard (brass), Stainless steel

Fig. 3

5 Transport and storage

- When shipping used products: Comply with all legal requirements for handling hazardous substances and transporting dangerous goods.
For return to Festo → Kapitel 3.
- Store the product in a cool, dry, UV- and corrosion-protected environment.

6 Installation



Installation should only be conducted by qualified specialized personnel. Avoid mechanical stresses, particularly on the solenoid coil and the armature guiding tube.

Requirements

- The piping system is unpressurized, and no medium flows in it.
- The lines are clean.
- The lines ends are mounted.
- The power supply is switched off.

Clean valve

Residues of grease may be evident on the product due to the production process used.

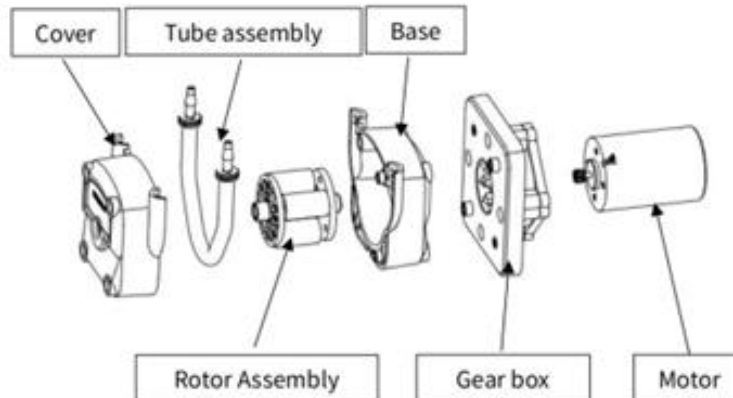
- Clean valve immediately before installation.

A. Product Overview

1. Product Images



2. Product structure



3. Model definition

KPHM200	SV	null	B	16	null
Model	Motor model	Slow down	Tube material	Tube number	Installation method

3.1 Motor model



Brushed motor

SW 12V DC brushed
SV 24V DC brushed



Brushless motor

12B 12V DC brushless
24B 24V DC brushless



Stepper motor

ST 24V stepper motor



LMP7721 3-Femtoampere Input Bias Current Precision Amplifier

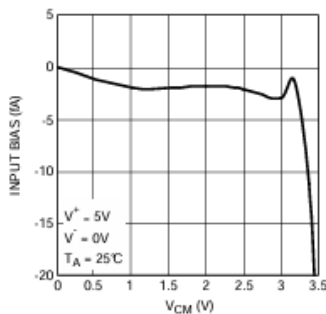
1 Features

- Unless Otherwise Noted, Typical Values at $T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_S = 5\text{ V}$.
- Input Bias Current ($V_{CM} = 1\text{ V}$)
 - Maximum at $25^\circ\text{C} \pm 20\text{ fA}$
 - Maximum at $85^\circ\text{C} \pm 900\text{ fA}$
- Offset Voltage $\pm 26\ \mu\text{V}$
- Offset Voltage Drift $-1.5\ \mu\text{V}/^\circ\text{C}$
- DC Open-Loop Gain 120 dB
- DC CMRR 100 dB
- Input Voltage Noise (at $f = 1\text{ kHz}$) $6.5\text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
- THD 0.0007%
- Supply Current 1.3 mA
- GBW 17 MHz
- Slew Rate (Falling Edge) $12.76\text{ V}/\mu\text{s}$
- Supply Voltage 1.8 V to 5.5 V
- Operating Temperature Range -40°C to 125°C
- 8-Pin SOIC

2 Applications

- Photodiode Amplifier
- High Impedance Sensor Amplifier
- Ion Chamber Amplifier
- Electrometer Amplifier
- pH Electrode Amplifier
- Transimpedance Amplifier

Ultra-Low Input Bias Current



3 Description

The LMP7721 is the industry's lowest specified input bias current precision amplifier. The ultra-low input bias current is 3 fA, with a specified limit of $\pm 20\text{ fA}$ at 25°C and $\pm 900\text{ fA}$ at 85°C . This is achieved with the latest patent-pending technology of input bias current cancellation amplifier circuitry. This technology also maintains the ultra-low input bias current over the entire input common-mode voltage range of the amplifier.

Other outstanding features, such as low voltage noise ($6.5\text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$), low DC-offset voltage ($\pm 150\ \mu\text{V}$ maximum at 25°C) and low-offset voltage temperature coefficient ($-1.5\ \mu\text{V}/^\circ\text{C}$), improve system sensitivity and accuracy in high-precision applications. With a supply voltage range of 1.8 V to 5.5 V, the LMP7721 is the ideal choice for battery-operated, portable applications. The LMP7721 is part of the LMP™ precision amplifier family.

As part of Texas Instruments' PowerWise™ products, the LMP7721 provides the remarkably wide-gain bandwidth product (GBW) of 17 MHz while consuming only 1.3 mA of current. This wide GBW along with the high open-loop gain of 120 dB enables accurate signal conditioning. With these specifications, the LMP7721 has the performance to excel in a wide variety of applications such as electrochemical cell amplifiers and sensor interface circuits.

The LMP7721 is offered in an 8-pin SOIC package with a special pinout that isolates the amplifier's input from the power supply and output pins. With proper board layout techniques, the unique pinout of the LMP7721 will prevent PCB leakage current from reaching the input pins. Thus system error will be further reduced.

Device Information⁽¹⁾

PART NUMBER	PACKAGE	BODY SIZE (NOM)
LMP7721	SOIC (8)	4.90 mm × 3.90 mm

(1) For all available packages, see the orderable addendum at the end of the datasheet.

Dual full-bridge driver



Multiwatt15 V



Multiwatt15 H



PowerSO-20

Features

- Operating supply voltage up to 46 V.
- Total dc current up to 4 A.
- Low saturation voltage.
- Overtemperature protection.
- Logical "0" input voltage up to 1.5 V (high noise immunity).

Applications

- Dual brush DC motors
- Stepper motors

Description

The L298 is an integrated monolithic circuit in a 15-lead multiwatt and PowerSO-20 packages. It is a high-voltage, high-current dual full-bridge driver designed to accept standard TTL logic levels and drive inductive loads such as relays, solenoids, DC and stepping motors.

Two enable inputs are provided to enable or disable the device independently of the input signals. The emitters of the lower transistors of each bridge are connected together and the corresponding external terminal can be used for the connection of an external sensing resistor. An additional supply input is provided so that the logic works at a lower voltage.

Product summary

L298

Product label



PC817XxNSZ1B Series

DIP 4pin
Photocoupler



■ Description

PC817XxNSZ1B Series contains an IRED optically coupled to a phototransistor.

It is packaged in a 4-pin DIP.

Input-output isolation voltage(rms) is 5kV.

Collector-emitter voltage is 80V.

CTR is 50% to 400% (at $I_F=5\text{mA}$, $V_{CE}=5\text{V}$, $T_a=25^\circ\text{C}$)

■ Features

1. 4-pin DIP package
2. Double transfer mold package
(Ideal for Flow Soldering)
3. High isolation voltage between input and output
(Viso(rms) : 5kV)
4. High collector-emitter voltage(V_{CEO} : 80V)
5. Current transfer ratio
(CTR : MIN. 50% at $I_F=5\text{mA}$, $V_{CE}=5\text{V}$, $T_a=25^\circ\text{C}$)
6. RoHS directive compliant

■ Agency approvals/Compliance

1. Recognized by UL1577 (Double protection isolation),
file No. E64380 (as model No. PC817)
2. Approved by CSA
file No. CA95323 (as model No. PC817)
3. Package resin : UL flammability grade (94V-0)

■ Applications

1. Programmable controllers
2. Facsimiles
3. Telephones

Notice The content of data sheet is subject to change without prior notice.

In the absence of confirmation by device specification sheets, SHARP takes no responsibility for any defects that may occur in equipment using any SHARP devices shown in catalogs, data books, etc. Contact SHARP in order to obtain the latest device specification sheets before using any SHARP devices.

Sheet No.: OP18002EN
DATE Jan.15.2018
© SHARP Corporation



Future Technology Devices International Ltd.

FT232R USB UART I.C.

Incorporating Clock Generator Output and FTDIChip-ID™ Security Dongle

The FT232R is the latest device to be added to FTDI's range of USB UART interface Integrated Circuit Devices. The FT232R is a USB to serial UART interface with optional clock generator output, and the new FTDIChip-ID™ security dongle feature. In addition, asynchronous and synchronous bit bang interface modes are available. USB to serial designs using the FT232R have been further simplified by fully integrating the external EEPROM, clock circuit and USB resistors onto the device.

The FT232R adds two new functions compared with its predecessors, effectively making it a "3-in-1" chip for some application areas. The internally generated clock (6MHz, 12MHz, 24MHz, and 48MHz) can be brought out of the device and used to drive a microcontroller or external logic. A unique number (the FTDIChip-ID™) is burnt into the device during manufacture and is readable over USB, thus forming the basis of a security dongle which can be used to protect customer application software from being copied.

The FT232R is available in Pb-free (RoHS compliant) compact 28-Lead SSOP and QFN-32 packages.

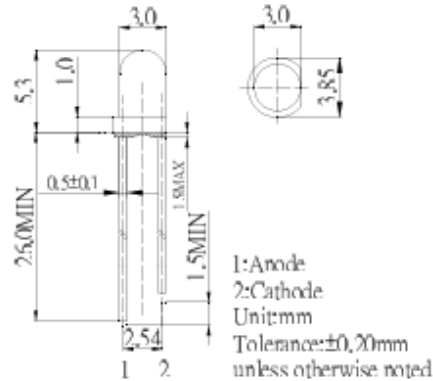
■ **Features**

- High Radiant flux LEDs
- 3mm Round Standard Directivity
- UV Resistant Epoxy
- Water Clear Type

■ **Applications**

- Counterfeit Detection
- NDT Crack Detection
- Fluid Leak Detection
- Forensic Science/Infection Control
- Other Lighting

■ **Outline Dimension**

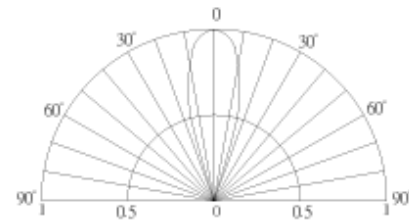


■ **Absolute Maximum Rating (Ta=25°C)**

Item	Symbol	Value	Unit
DC Forward Current	I_F	30	mA
Pulse Forward Current#	I_{FP}	100	mA
Reverse Voltage	V_R	5	V
Power Dissipation	P_D	114	mW
Operating Temperature	T_{opr}	-30 ~ +85	°C
Storage Temperature	T_{stg}	-40 ~ +100	°C
Lead Soldering Temperature	T_{sol}	260°C /5sec	-

#Pulse width Max.10ms Duty ratio max 1/10

■ **Directivity**



■ **Electrical -Optical Characteristics (Ta=25°C)**

Part Number	Visual Color	V_F (V)			I_R (μ A)	Radiant flux*(Mw)			WP*(nm)			201/2(deg)
		Min.	Typ.	Max.	Max.	Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.	Typ.
		$I_F=20mA$			$V_R=5V$	$I_F=20mA$						
OSV1YL3131A	White	3.0	3.4	3.8	10	2	4	-	360	365	370	30
OSV2YL3131A	White	3.0	3.4	3.8	10	2.5	4.5	-	370	375	380	30
OSV3SL3131A	Purple	3.0	3.4	3.8	10	8	10	-	380	385	390	30
OSV4DL3131A	Purple	3.0	3.4	3.8	10	12	14	-	390	395	400	30
OSV5DL3131A	Purple	3.0	3.4	3.8	10	12	14	-	400	405	410	30

*1 Tolerance of measurements of Peak wavelength is $\pm 1nm$

*2 Tolerance of measurements of Radiant flux is $\pm 15\%$

*3 Tolerance of measurements of forward voltage is $\pm 0.1V$

LED & Application Technologies					

NPN 半导体三极管

描述 / Descriptions

TO-92 塑封封装 NPN 半导体三极管。Silicon NPN transistor in a TO-92 Plastic Package.

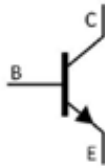
特征 / Features 用途 / Applications

低 I_{CBO} , 低 $V_{CE(sat)}$ 。用于一般放大。

Low Leakage current, Low collector saturation voltage enabling low voltage operation.
General purpose amplifier.

内部等效电路 / Equivalent Circuit

引脚排列 / Pinning




TO-92



PIN1 : Collector PIN 2 : Base PIN 3 : Emitter

放大及印章代码 / hFE Classifications & Marking

*hFE(1)分档及打印

分档	1					印记见下 具体内容以打印为准
HFE(1)	100~300					
打印 (简例)						
其它说明	封装外形: TO-92 管脚排列: E、B、C					



Very Low Noise, 24-Bit Analog-to-Digital Converter

FEATURES

- **24 Bits, No Missing Codes**
 - All Data Rates and PGA Settings
- **Up to 23 Bits Noise-Free Resolution**
- **±0.0010% Nonlinearity (max)**
- **Data Output Rates to 30kSPS**
- **Fast Channel Cycling**
 - 18.6 Bits Noise-Free (21.3 Effective Bits) at 1.45kHz
- **One-Shot Conversions with Single-Cycle Settling**
- **Flexible Input Multiplexer with Sensor Detect**
 - Four Differential Inputs (ADS1256 only)
 - Eight Single-Ended Inputs (ADS1256 only)
- **Chopper-Stabilized Input Buffer**
- **Low-Noise PGA: 27nV Input-Referred Noise**
- **Self and System Calibration for All PGA Settings**
- **5V Tolerant SPI™-Compatible Serial Interface**
- **Analog Supply: 5V**
- **Digital Supply: 1.8V to 3.6V**
- **Power Dissipation**
 - As Low as 38mW in Normal Mode
 - 0.4mW in Standby Mode

DESCRIPTION

The ADS1255 and ADS1256 are extremely low-noise, 24-bit analog-to-digital (A/D) converters. They provide complete high-resolution measurement solutions for the most demanding applications.

The converter is comprised of a 4th-order, delta-sigma ($\Delta\Sigma$) modulator followed by a programmable digital filter. A flexible input multiplexer handles differential or single-ended signals and includes circuitry to verify the integrity of the external sensor connected to the inputs. The selectable input buffer greatly increases the input impedance and the low-noise programmable gain amplifier (PGA) provides gains from 1 to 64 in binary steps. The programmable filter allows the user to optimize between a resolution of up to 23 bits noise-free and a data rate of up to 30k samples per second (SPS). The converters offer fast channel cycling for measuring multiplexed inputs and can also perform one-shot conversions that settle in just a single cycle.

Communication is handled over an SPI-compatible serial interface that can operate with a 2-wire connection. Onboard calibration supports both self and system correction of offset and gain errors for all the PGA settings. Bidirectional digital I/Os and a programmable clock output driver are provided for general use. The ADS1255 is packaged in an SSOP-20, and the ADS1256 in an SSOP-28.

APPLICATIONS

- **Scientific Instrumentation**
- **Industrial Process Control**
- **Medical Equipment**
- **Test and Measurement**
- **Weigh Scales**

