



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO

FACULTAD DE INGENIERÍA

**Diseño de una tarjeta de sensores para
señales eléctricas trifásicas en baja
tensión**

TESIS

Que para obtener el título de

Ingeniero Eléctrico Electrónico

P R E S E N T A

Samuel Eduardo Jaasiel Assam Paniagua

DIRECTOR DE TESIS

Dr. Juan Gustavo Rueda Escobedo



Ciudad Universitaria, Cd. Mx., 2026



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



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

De acuerdo con lo anterior, manifiesto que el trabajo escrito titulado DISEÑO DE UNA TARJETA DE SENSORES PARA SEÑALES ELÉCTRICAS TRIFÁSICAS EN BAJA TENSION 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.

SAMUEL EDUARDO JAASIEL ASSAM PANIAGUA
Número de cuenta: 314340726

Describir las cadenas de apoyo que me han permitido llegar a presentar este trabajo serían igual de complejas de explicar como la materia que me constituye llegó a integrar mi existencia pero puedo mencionar el amor de mis padres, la presencia de mi hermano, el acompañamiento de Fer y con ello que 'en el tiempo de conocerse a uno mismo, ningún tiempo es perdido', la ayuda y los saludos cotidianos de cada uno de los increíbles amigos que hice en esta facultad, las conversaciones con mis amigos de toda la vida, el apoyo de mis primos, las enseñanzas junto a el amor al conocimiento y paciencia que me tuvieron los profesores que marcaron mi vida, desde Elvira hasta mi asesor de tesis Gustavo. Todas estas personas y lo que hicieron por mi dibujan el boceto de un entramado que solo Dios conoce y a quien finalmente agradezco me ha permitido trazarlo.

Agradezco el apoyo al proyecto DGAPA-PAPITT con número IN114024 por otorgarme una beca de apoyo a la titulación.

También quisiera agradecer al Instituto de Ingeniería y al Dr. Jaime A. Moreno por facilitarme un espacio para realizar el trabajo experimental de esta tesis.

ÍNDICE GENERAL

1. Introducción	9
1.1. Contexto	9
1.2. Motivación	10
1.3. Estado del Arte	10
1.3.1. Sensores de tensión y corriente en la investigación actual	10
1.3.2. Filtrado y acondicionamiento de la señal en instrumentación	11
1.3.3. Compatibilidad con tarjetas de adquisición de datos	11
1.4. Contribución	12
2. Antecedentes	13
2.1. Sensores de Voltaje	13
2.1.1. Sensor de Voltaje por divisor de tensión	14
2.1.2. Sensor de voltaje ópticos	15
2.1.3. Sensor de voltaje capacitivos	15
2.1.4. Transformador de potencial	16

2.2. Sensor de corriente	16
2.2.1. Sensor de corriente por efecto Hall	17
2.2.2. Sensor de corriente por Resistencia de Shunt	17
2.2.3. Sensor de corriente por transformador de corriente.	18
2.2.4. Sensor de corriente por efectos ópticos	18
2.3. Aislamiento Galvánico	19
2.3.1. Modulador Sigma Delta	19
2.4. Principales conceptos en sensores	20
2.4.1. Exactitud	21
2.4.2. Precisión	21
2.4.3. Repetibilidad	21
2.4.4. Sensibilidad	22
2.4.5. Calibración	22
2.4.6. Resolución	22
2.5. Amplificadores Operacionales	22
2.5.1. Amplificador Inversor y No Inversor	23
2.6. Seguidor de voltaje (Buffer)	24
2.6.1. Filtro Pasa-bajas de Segundo Orden	25
3. Diseño del circuito de instrumentación.	27
3.1. Análisis de Soluciones Comerciales	27
3.2. Especificaciones para los Sensores	29
3.3. Diseño Conceptual (Planteamiento modular)	30
3.4. Diseño a Detalle del Sensor de Tensión	30
3.4.1. Diseño de divisor de tensión	30
3.4.2. Selección del método de aislamiento galvánico	34

3.4.3.	Seguidor de voltaje como acoplamiento de impedancias	36
3.4.4.	Diseño del filtro pasa bajas y ajuste de ganancia	36
3.5.	Diseño a Detalle del Sensor de Corriente	40
3.5.1.	Sensor de corriente por efecto Hall	40
3.5.2.	Seguidor de voltaje	42
3.5.3.	De señal sigle-ended a diferencial y ganancia	42
3.5.4.	Diseño de filtro pasa baja	44
3.6.	Validación por Simulación	47
3.6.1.	Simulaciones de tarjeta de sensor de voltaje	47
3.6.2.	Simulaciones de tarjeta de sensor de corriente	48
4.	Implementación y Prototipo	51
4.1.	Introducción	51
4.2.	Construcción del Prototipo	52
4.2.1.	Sensor de voltaje	52
4.2.2.	Sensor de corriente	55
4.2.3.	Implementación de los sensores para realizar lecturas en sistemas trifásicos	57
4.2.4.	Análisis de costo de producción	62
4.2.5.	Conclusiones y futuro del proyecto	62
4.2.6.	Trabajo futuro	63

CAPÍTULO

1

INTRODUCCIÓN

1.1 Contexto

La medición de tensión y corriente en cualquier sistema eléctrico tiene una gran importancia, pues son las variables fundamentales que nos permiten conocer el estado del mismo. La ingeniería ha permitido el desarrollo de instrumentos capaces de ampliar la información disponible más allá de lo que perciben nuestros sentidos y cuantizarla. En el caso de los sistemas eléctricos, el voltaje y la corriente son parámetros de suma importancia, pues se encuentran directamente relacionados con la mayoría de los fenómenos electromagnéticos que rigen su comportamiento (Pallás-Areny & Webster, 2012).

El electromagnetismo, base teórica de la ingeniería eléctrica, describe las interacciones entre cargas eléctricas y sus campos asociados. De ahí radica la importancia de monitorear de forma precisa estas variables, pues disponer de datos confiables no solo permite la supervisión del sistema, sino también el desarrollo de algoritmos de control que actúen predictivamente con base en dichas mediciones. Incluso fuera del ámbito del control automático, para un usuario resulta esencial conocer el estado de un sistema eléctrico con el fin de tomar decisiones relacionadas con seguridad, eficiencia y confiabilidad.

Para garantizar que los instrumentos de medición cumplan con los requisitos necesarios de seguridad y precisión existen normas internacionales como ejemplo la *IEC 61010* («IEC 61010 - Safety requirements for electrical equipment for measurement, control, and laboratory use», 2019), que establecen las directrices para el diseño, construcción y operación de equipos de medición y monitoreo de sistemas eléctricos. Estos estándares no solo buscan la protección de los equipos, sino también la seguridad de los usuarios, permitiendo la correcta implementación de herramientas de medición en entornos tanto industriales como de investigación.

1.2 Motivación

En el mercado la mayoría de las tarjetas de medición de tensión y corriente disponibles son soluciones comerciales costosas, diseñadas por empresas extranjeras y orientadas a aplicaciones industriales especializadas. Estas tarjetas ofrecen gran precisión y confiabilidad pero su precio representa una barrera significativa para implementarlas en proyectos locales, sobre todo en entornos de investigación académica y de desarrollo tecnológico en México.

Sumando que la oferta de sensores industriales en el país es poca, lo que obliga a depender de importaciones y eleva los costos de implementación en proyectos relacionados con la electrónica de potencia y los sistemas de medición de los mismos. Esta situación dificulta el acceso a estas tecnologías y también limita la generación de soluciones adaptadas a las necesidades y desarrollos nacionales.

Este panorama es el principal motor de esta tesis y tiene como objetivo el contribuir al desarrollo de tecnología mexicana capaz de competir con alternativas comerciales mediante el diseño de dos tarjetas de instrumentación modular, una con la capacidad de medir tensión y otra para medir corriente de manera segura y precisa, y cuyo costo de producción sea menor a opciones internacionales. Este enfoque no solo busca reducir los costos de implementación, sino también fomentar la independencia tecnológica, promoviendo que se cuenten con herramientas accesibles para el estudio y desarrollo de aplicaciones industriales en electrónica de potencia.

Según lo dicho anteriormente esta tesis también se encuentra alineada con los objetivos del Programa de Apoyo a Proyectos de Investigación e Innovación Tecnológica (PAPIIT) específicamente al proyecto **Estimación, Monitoreo y Control Robusto de Convertidores basados en Electrónica de Potencia** pero se espera su utilidad sea expandible a otras áreas de sistemas de potencia. El diseño e implementación de una tarjeta de instrumentación nacional para la medición de tensión y corriente contribuye a reducir la dependencia de soluciones extranjeras de alto costo y promover la generación de conocimiento junto a el fortalecimiento de capacidades técnicas en el país. De esta forma, el proyecto busca integrarse dentro del esfuerzo nacional por el impulso de tecnologías aplicadas que sean accesibles, confiables y que respondan a las necesidades específicas de la industria y la investigación mexicana.

1.3 Estado del Arte

1.3.1. Sensores de tensión y corriente en la investigación actual

En las últimas décadas el desarrollo de sensores para la medición de variables eléctricas, particularmente la tensión y la corriente han sido objeto de investigación constante pues existe la necesidad de sistemas más seguros, precisos y económicos. Abordando algunas tecnologías disponibles, los sensores de corriente más usados actualmente son los de efecto Hall debido a su capacidad de proporcionar aislamiento galvánico, buena linealidad y respuesta bidireccional (**fraden2016handbook**; Crescentini et al., 2021).

También los sensores resistivos tipo shunt son la opción preferida en aplicaciones donde el aislamiento no es de vital importancia pues tienen un bajo costo y excelente linealidad en condiciones controladas (Doebelin & Manik, 2017). Pero su uso en electrónica de potencia necesita etapas adicionales de aislamiento y acondicionamiento.

La medición de corriente mediante sensores ópticos ha ganado relevancia especialmente en ambientes de alta tensión, debido a su inmunidad al ruido electromagnético y su capacidad de operación remota (Cleveland Crystals, Inc., 1976; Moreno, 2018). Estos sensores, basados en efectos como el Faraday o el Kerr, son todavía costosos y de difícil integración a nivel comercial, aunque prometen ventajas y mejoras en estos aspectos en el futuro.

En cuanto a sensores de tensión, tecnologías como divisores resistivos, transformadores de potencial y sensores capacitivos son las más comunes de encontrar. Particularmente, los transformadores de potencial siguen siendo la solución común en entornos industriales de media y alta tensión, aunque su tamaño y respuesta lenta son limitantes en aplicaciones de instrumentación portátil, de baja tensión o de corriente directa. (Pallás-Areny & Webster, 2012).

1.3.2. Filtrado y acondicionamiento de la señal en instrumentación

Esta etapa permite adaptar señales provenientes de sensores que no cuentan con el rango, resolución o sensibilidad requeridos, de modo que puedan ajustarse a los parámetros esperados y ser compatibles con los sistemas de adquisición de datos.

Un componente esencial del acondicionamiento de señal es el filtrado, el cual puede implementarse mediante filtros activos utilizando amplificadores operacionales (op amp). Entre las configuraciones más utilizadas destaca la topología Sallen Key, empleada para suprimir componentes de frecuencia no deseadas y mejorar la calidad de las mediciones de corriente y voltaje. Por ejemplo, en (Witte, 2018) se describe el uso de filtros activos en instrumentación, resaltando su importancia en la estabilidad del sistema y la reducción de errores debidos al ruido.

Adicionalmente, el acondicionamiento de señal puede incorporar técnicas de aislamiento galvánico, especialmente en aplicaciones de potencia, con el objetivo de proteger tanto a los equipos de adquisición de datos como a los usuarios. Este aislamiento puede lograrse mediante el uso de amplificadores aislados, moduladores sigma-delta o sensores basados en fenómenos físicos como el efecto Hall (**pallas2012sensors**) que proporcionen aislamiento galvánico.

En consecuencia, el acondicionamiento de señal se convierte en una etapa crítica dentro de los sistemas de instrumentación, particularmente en entornos industriales y de potencia, donde la fiabilidad de la medición y la seguridad son factores de suma importancia. A la vez estos aspectos influyen de manera directa en la diversidad de soluciones disponibles en el mercado, ya que el nivel de sofisticación de cada técnica de acondicionamiento impacta significativamente en su costo.

1.3.3. Compatibilidad con tarjetas de adquisición de datos

La señal que reciben las tarjetas de adquisición de datos (por sus siglas en inglés DAQ) se rige por convenciones industriales que buscan garantizar la compatibilidad y estandarización de señales entre los sensores/tarjetas de acondicionamiento y los DAQ. Algunos de los rangos de entrada analógica más utilizados son:

- ± 10 V: el más común en aplicaciones industriales pues ofrece un equilibrio adecuado entre resolución, seguridad y facilidad de integración.
- 0–10 V: empleado principalmente en sistemas de control industrial, como controladores lógicos programables (PLC), cuando no se requiere información de la polaridad.

- $\pm 5\text{ V}$: utilizado en equipos compactos o aplicaciones donde se prioriza una menor escala de voltaje, reduciendo el ruido de entrada.
- Rango en el orden de mV (por ejemplo, $\pm 200\text{ mV}$): presente en módulos de adquisición de alta sensibilidad destinados a sensores de precisión o señales de bajo nivel.

A pesar de la existencia de estos rangos, el estándar de $\pm 10\text{ V}$ es uno de los más usados porque maximiza el rango dinámico de los convertidores analógico digitales (ADC) y mantiene compatibilidad directa con la mayoría de plataformas DAQ y controladores industriales (Analog Devices, 2020). Este rango también reduce la necesidad de escalamiento en el acondicionamiento de la señal.

Otro aspecto importante es que la mayoría de los sistemas modernos de adquisición implementan entradas diferenciales pues mejora la inmunidad al ruido, reduce errores causados por diferencias de potencial entre tierras y optimiza la relación existente entre la señal y el ruido en ambientes con alta interferencia electromagnética (Instruments, 2025).

Por ejemplo, según el estándar IEC 61131-2, los PLC industriales admiten rangos de entrada de $0-10\text{ V}$ o $\pm 10\text{ V}$ con impedancias de entrada superiores a $10\text{ k}\Omega$, lo que garantiza una interfaz confiable entre dispositivos (Analog Devices, 2020). Fabricantes como National Instruments y DataQ Instruments, que son máximos referentes dentro de la adquisición de datos también documentan estos mismos rangos en sus módulos de adquisición.

1.4 Contribución

El desarrollo de esta tesis busca aportar una solución práctica y accesible para la medición de tensión y corriente eléctrica, integrando la elección de los sensores, al igual que detallando el diseño de una tarjeta de acondicionamiento de señal robusta y compatible con los sistemas de adquisición de datos más utilizados. Esta propuesta pretende ser una alternativa viable frente a las opciones comerciales, las cuales suelen implicar altos costos y limitan el acceso para instituciones educativas y entornos de investigación.

Uno de los principales objetivos de este trabajo radica en su potencial para fomentar el desarrollo tecnológico nacional. En México, el acceso a soluciones especializadas para instrumentación es limitado, por lo cual el diseño de una tarjeta replicable, basada en principios de la ingeniería eléctrica electrónica y acompañada de una documentación clara, ofrece una herramienta valiosa tanto para laboratorios académicos como para investigadores y estudiantes pues no solo permite reducir costos, sino que también promueve la capacitación técnica y el fortalecimiento de competencias dentro de la instrumentación, particularmente en el área de la medición y acondicionamiento de señales.

También la implementación de un diseño que cumpla con rangos de señal estandarizados y la inclusión de prácticas de aislamiento galvánico, garantizan que la solución propuesta sea confiable y segura para su uso en aplicaciones industriales o educativas. De esta manera, el proyecto no solo es un ejercicio académico, sino que busca formar parte de una plataforma abierta que pueda adaptarse a nuevas necesidades y nuevos mercados.

En conclusión, esta tesis pretende ser un paso más hacia la creación de tecnología de medición desarrollada en México, enfocada en la accesibilidad, la replicabilidad y la confiabilidad, con el objetivo de reducir la dependencia de soluciones importadas y abrir el camino para futuras investigaciones y desarrollos en el campo de la instrumentación eléctrica.

CAPÍTULO

2

ANTECEDENTES

Este capítulo presenta un panorama general de los principales principios de operación de los sensores de corriente y voltaje empleados en aplicaciones industriales y de instrumentación. Se analizan sus principios de funcionamiento, ventajas, limitaciones y criterios de selección, considerando tanto tecnologías tradicionales como soluciones más modernas.

Además, se incluye una revisión del aislamiento galvánico, un aspecto importante, como se mencionó en la introducción, dentro de los sistemas de medición que requieren proteger los circuitos de control o adquisición frente a diferencias de potencial peligrosas, interferencias o fallos en el sistema de potencia. Se describen las principales técnicas utilizadas para lograr este aislamiento, así como su integración con los sensores previamente mencionados. También se abordará los principales conceptos dentro de la implementación de sensores y el desarrollo de tarjetas de acondicionamiento de la señal como el uso de op amp para diseño de filtros o manipulación de la señal.

Este marco teórico sienta las bases para la justificación del diseño propuesto en esta tesis, al tiempo que permite contextualizar las decisiones técnicas adoptadas en función de los requerimientos de seguridad, precisión y robustez del sistema de medición que se desarrolló.

2.1 Sensores de Voltaje

Se establece que existe voltaje entre dos terminales cuando hay una diferencia en el potencial eléctrico. El voltaje a través de un elemento indica la cantidad de trabajo requerido para mover una carga eléctrica entre sus terminales. Es importante destacar que el voltaje puede existir incluso si no hay una corriente presente en el circuito y que es una medida referencial, es decir, siempre se mide un punto respecto a otro. El signo del voltaje entre dos terminales distingue si la energía es suministrada a un elemento o por el propio elemento. Si una corriente positiva entra en el terminal A y una fuente externa debe proporcionar energía para ello, entonces A es positivo respecto a B. La unidad de voltaje es el volt (V), donde $1V$ equivale a $1\frac{J}{C}$ (joule sobre

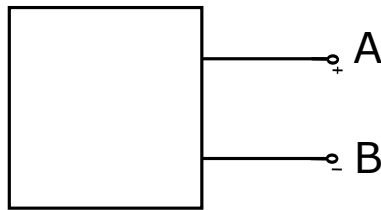


Figura 2.1: Un elemento de circuito general de dos terminales.

coulomb) (Hayt et al., 2012). La medición del voltaje es fundamental para evaluar el estado de un sistema eléctrico, ya que es una de las magnitudes más relevantes en el análisis de circuitos. Su variación proporciona información clave sobre el funcionamiento, estabilidad y desempeño de un circuito o dispositivo.

Cualquier sensor de voltaje debe ser capaz de detectar la diferencia de potencial eléctrico entre dos puntos, A y B. El instrumento utilizado para esta medición es el voltímetro, cuyo comportamiento puede modelarse mediante la ley de Ohm:

$$I_v = \frac{U}{Z_v}$$

donde U es la tensión a medir y se busca la mayor impedancia interna posible para así tener la menor interferencia posible con el circuito a medir. Existe una importante variedad de sensores de voltaje, los cuales se clasifican según su principio de operación en:

- Sensores resistivos
- Sensores ópticos
- Sensores capacitivos
- Transformadores de potencial

En los siguientes apartados se presentará una breve explicación sobre las características y principios de funcionamiento de los distintos tipos de sensores de voltaje.

2.1.1. Sensor de Voltaje por divisor de tensión

El divisor de tensión es un circuito simple que utiliza dos resistencias conectadas en serie para obtener un voltaje de salida proporcional al voltaje de entrada. Su funcionamiento se basa en la relación de la Ley de Ohm y la regla del divisor de voltaje:

$$V_{\text{salida}} = V_{\text{entrada}} \times \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (2.1)$$

donde R_1 y R_2 son las resistencias del divisor de tensión 2.2. Este método es útil cuando se requiere reducir un voltaje a un nivel manejable para circuitos de medición o dispositivos electrónicos sensibles. Sin embargo, presenta limitaciones, como la carga del circuito medido, que puede alterar la relación de división si la impedancia de entrada no es suficientemente alta, además no aporta aislamiento alguno por sí mismo. (Sedra & Smith, 2015)

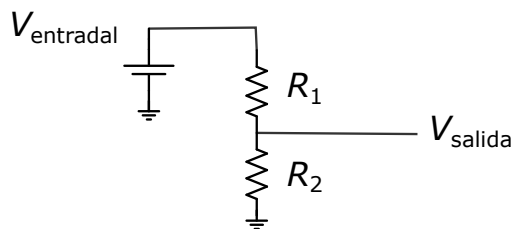


Figura 2.2: Divisor de tensión

2.1.2. Sensor de voltaje ópticos

Los sensores de voltaje ópticos se basan en fenómenos electromagnéticos y ópticos para medir diferencias de potencial sin contacto eléctrico directo. Son ampliamente utilizados en aplicaciones de alta tensión y entornos con alto nivel de interferencias electromagnéticas se sustentan principalmente en dos efectos físicos: El efecto Kerr (Moreno, 2018) que describe el cambio en el índice de refracción de un material, ya sea un cristal o un líquido, cuando se le aplica un campo eléctrico externo. Este fenómeno presenta una relación cuadrática con respecto al campo eléctrico, por lo que se considera un efecto electro-óptico no lineal.

De manera similar, el efecto Pockels (Cleveland Crystals, Inc., 1976) también describe la variación del índice de refracción bajo la influencia de un campo eléctrico; sin embargo, a diferencia del efecto Kerr, este presenta una relación lineal con el campo eléctrico aplicado.

Ambos efectos son ampliamente utilizados en el desarrollo de instrumentos de medición, especialmente en sensores ópticos de voltaje, debido a su alta velocidad de respuesta e inmunidad al ruido electromagnético. No obstante, su implementación práctica puede resultar compleja y costosa, dado que requieren materiales electro-ópticos específicos y sistemas ópticos de precisión.

2.1.3. Sensor de voltaje capacitivos

la relación entre la carga Q y la diferencia de voltaje V describen la capacitancia resultado en la expresión 2.2

$$C = \frac{Q}{V} \quad (2.2)$$

La capacitancia también depende de su disposición geométrica, es decir el tamaño de las placas y de la permitividad dieléctrica del material entre las placas.

$$C = \epsilon \frac{A}{d} \quad (2.3)$$

donde:

- C es la capacitancia,
- ϵ es la permitividad del medio dieléctrico,
- A es el área de las placas del capacitor,
- d es la distancia entre las placas.

El voltaje aplicado entre las placas de un capacitor genera un campo eléctrico proporcional a la carga almacenada de acuerdo con la ecuación:

$$V = \frac{Q}{C} \quad (2.4)$$

donde Q es la carga eléctrica acumulada en las placas. En los sensores capacitivos de voltaje, esta relación permite inferir la tensión aplicada mediante la variación de la carga (Pallás-Areny & Webster, 2012).

2.1.4. Transformador de potencial

Los transformadores de potencial (TP) son dispositivos electromagnéticos utilizados para medir voltajes elevados en sistemas eléctricos mediante su reducción proporcional a niveles seguros para instrumentación y protección. Su funcionamiento se basa en el principio de inducción electromagnética de Faraday, según el cual un voltaje inducido en una bobina es proporcional a la tasa de cambio del flujo magnético que la atraviesa. El transformador de potencial opera con una relación de transformación definida por:

$$\frac{V_p}{V_s} = \frac{N_p}{N_s} \quad (2.5)$$

donde:

- V_p y V_s son los voltajes en el primario y secundario, respectivamente,
- N_p y N_s son el número de espiras en el primario y secundario, respectivamente.

Esta relación permite obtener un voltaje secundario reducido y proporcional al voltaje de entrada, facilitando su medición con instrumentos estándar, por la naturaleza de su principio de operación no permite lectura de tensión en DC (Fitzgerald et al., 2014).

2.2 Sensor de corriente

La corriente se define como el cambio que existe de carga en el tiempo y su unidad son los amperes (A) Se representa con los símbolos I o i y la expresión matemática que la describe es la vista en 2.6

$$I = \frac{dQ}{dt} \quad (2.6)$$

donde:

- I es la corriente eléctrica en amperios (A),
- Q es la carga eléctrica en culombios (C),
- t es el tiempo en segundos (s).

El concepto de transferencia de carga o carga en movimiento es clave en el análisis de circuitos eléctricos, ya que al trasladar una carga de un sitio a otro, también se transfiere energía entre los puntos involucrados por lo cual es de suma importancia conocer esta magnitud en un circuito eléctrico. La corriente puede estar asociada a un campo eléctrico o magnético dependiendo de su naturaleza (corriente continua o alterna), los sensores de corriente operan midiendo diferentes magnitudes físicas relacionadas con el flujo de carga (Alexander & Sadiku, 2017). Las principales variables con las que trabajan estos sensores son Diferencia de potencial, campo magnético, inducción electromagnética e interacciones ópticas.

2.2.1. Sensor de corriente por efecto Hall

El **efecto Hall** es un fenómeno físico descubierto por Edwin Hall en 1879 que aplicado a la medición de corriente, se basa en el campo magnético generado por la corriente a medir. Este campo magnético interactúa con el elemento sensor del dispositivo, conocido como *Hall plate*, el cual conduce una corriente de polarización. Al estar presente el campo magnético, los portadores de carga (electrones o huecos) en el *Hall plate* experimentan una fuerza de Lorentz que los desvía hacia uno de los lados del material, generando una acumulación de cargas positivas y negativas opuestas.

Como resultado de esta separación de cargas se establece un campo eléctrico transversal, dando lugar a una diferencia de potencial denominada *voltaje de Hall* 2.7. Dicho voltaje es proporcional al campo magnético y, por lo tanto, a la corriente que lo genera, convirtiéndose en la variable fundamental utilizada para realizar la medición de corriente mediante este principio (Crescentini et al., 2021).

$$V_H = \frac{IB}{nqt} \quad (2.7)$$

donde:

- V_H es el voltaje de Hall (V),
- I es la corriente que circula por el sensor (A),
- B es la densidad del campo magnético (T),
- n es la densidad de portadores de carga (m^{-3}),
- q es la carga elemental del electrón (1.602×10^{-19} C),
- t es el espesor del material semiconductor (m).

2.2.2. Sensor de corriente por Resistencia de Shunt

Los sensores de corriente tipo Shunt funcionan mediante la medición de la caída de tensión a través de una resistencia de bajo valor conocida como resistencia Shunt. Aplicando la Ley de Ohm 2.1. El diseño de un sensor de corriente shunt debe equilibrar precisión y eficiencia. La resistencia shunt debe tener baja tolerancia y coeficiente de temperatura para minimizar errores. Además, su valor debe ser lo suficientemente bajo para reducir pérdidas por disipación de potencia ($P = I^2R$), pero lo bastante alto para generar una señal medible (Texas Instruments, 2021).

2.2.3. Sensor de corriente por transformador de corriente.

Los transformadores de corriente (TC) son sensores utilizados para medir corriente alterna (CA) sin conexión eléctrica directa con el circuito medido. Operan bajo el principio del transformador, donde una corriente primaria genera un campo magnético que induce una corriente proporcional en el devanado secundario (Fitzgerald et al., 2014). Su funcionamiento se basa en la relación:

$$I_p N_p = I_s N_s \quad (2.8)$$

donde:

- I_p es la corriente en el devanado primario,
- I_s es la corriente en el devanado secundario,
- N_p y N_s son el número de espiras en los devanados primario y secundario, respectivamente.

Se emplean en sistemas de protección y monitoreo eléctrico, medición de corriente en subestaciones y redes eléctricas, así como en sistemas de facturación energética.

2.2.4. Sensor de corriente por efectos ópticos

Los sensores de corriente ópticos utilizan efectos electromagnéticos en materiales ópticos para medir la corriente sin contacto eléctrico directo. La mayoría se basa en el **efecto Faraday**, donde un campo magnético generado por la corriente altera la polarización de la luz en una fibra óptica o en un cristal magneto-óptico. La rotación del ángulo de polarización θ está dada por:

$$\theta = VBL \quad (2.9)$$

donde:

- V es la constante de Verdet del material (rad/T · m),
- B es la densidad de flujo magnético (T),
- L es la longitud del trayecto óptico en el material (m).

Dado que el campo magnético B es proporcional a la corriente I según la ley de Ampère, la rotación de polarización permite inferir la magnitud de I . Se utilizan en medición de corriente en redes eléctricas de alta tensión, sistemas de monitoreo de subestaciones y aplicaciones donde el aislamiento eléctrico es crítico.

2.3 Aislamiento Galvánico

El aislamiento galvánico es un método eléctrico que permite separar dos dominios o circuitos sin una conexión conductiva directa. Su propósito es permitir la transmisión de potencia o señales a lo largo del sistema sin comprometer la seguridad humana y del propio circuito, evitando diferencias de potencial de referencia respecto tierra y reduciendo el ruido en las señales.

Para lograr este aislamiento dentro del diseño de circuitos, existen diversas técnicas. En términos generales, estas técnicas se basan en la separación del circuito mediante algún fenómeno eléctrico, magnético u óptico, garantizando así una operación segura y confiable (Texas Instruments, 2025). En este apartado hablaremos sobre la oferta que tiene Texas Instruments ya que tiene una gran variedad de técnicas que aseguran aislamiento a grandes niveles de tensión.

- **Controladores de puerta aislados:** Dispositivos utilizados para controlar transistores de potencia como IGBTs y MOSFETs en aplicaciones de alta tensión.
- **Aisladores digitales:** Permiten la transmisión de señales digitales entre diferentes partes de un sistema sin conexión eléctrica directa, reduciendo ruido y mejorando la seguridad. TI ofrece una gama de aisladores digitales con tecnologías de aislamiento capacitivo y magnético.
- **Transformadores de pulso:** Dispositivos diseñados para la transmisión de señales digitales a través de aislamiento galvánico, usados en comunicaciones de alta velocidad y conversión de energía.
- **Controladores de compuerta aislados:** Dispositivos que gestionan la conmutación de transistores de potencia con aislamiento galvánico, garantizando seguridad y eficiencia en el control de motores y sistemas de potencia.

2.3.1. Modulador Sigma Delta

La modulación sigma-delta es una técnica muy utilizada para la conversión analógico-digital (ADC), basada en el sobremuestreo y la retroalimentación del error. Su objetivo principal es lograr una alta resolución en la conversión de la señal al distribuir el ruido de cuantización fuera del rango de interés.

Dentro de los sistemas con aislamiento galvánico, los moduladores sigma-delta desempeñan un papel crucial, ya que permiten transmitir información analógica a través de la barrera de aislamiento sin necesidad de una conexión eléctrica directa. Esto se logra mediante técnicas como el uso de condensadores conmutados o acoplamiento inductivo, que garantizan la integridad de la señal mientras se mantiene la separación eléctrica entre dominios.

El proceso de conversión en un modulador sigma-delta aislado consta de las siguientes etapas (Texas Instruments, 2011):

1. **Amplificador diferencial:** La señal analógica de entrada x_i se compara con una señal de realimentación generada a partir del error acumulado x_4 .
2. **Integrador:** Acumula la diferencia entre la señal de entrada y la señal de realimentación, suavizando la variabilidad de la señal y dando como salida x_3 .

3. **Comparador (Cuantizador de 1 bit):** Convierte la señal integrada en una salida digital binaria x_4 cambiando de 0 a 1 según se iguale la tensión de referencia con x_3 .
4. **Lazo de retroalimentación con DAC:** La señal digital generada se convierte nuevamente en una señal analógica mediante un convertidor digital-analógico (DAC) y se retroalimenta al amplificador diferencial x_4 , cerrando el ciclo de modulación.

Este tipo de modulación, se combina con un aislamiento galvánico basado en condensadores conmutados lo que permite transmitir la información con precisión y bajo ruido, facilitando la conversión de señales en entornos donde es importante evitar conexiones eléctricas directas.

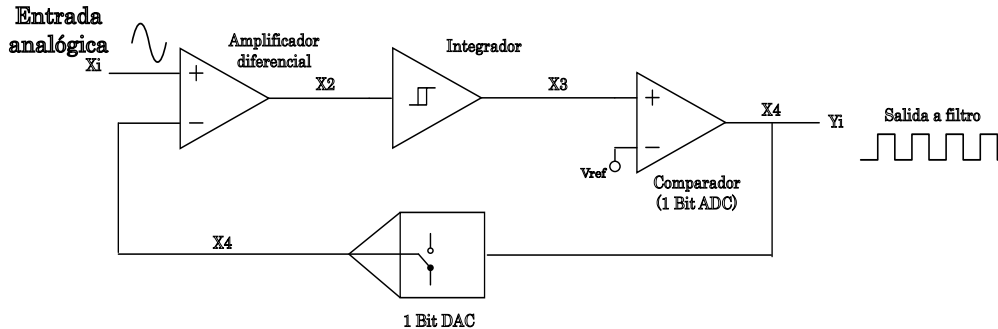


Figura 2.3: Modulador delta-sigma.

La demodulación del lado secundario de la barrera galvánica (arreglo de capacitores) se realiza mediante un filtro pasa-bajas de cuarto orden, el cual es el encargado de recuperar el componente útil de la señal modulada que cruza el aislamiento. Un oscilador genera una señal de reloj de conmutación que sincroniza el modulador en el lado primario, una réplica de esta referencia también atraviesa la barrera para mantener la coherencia temporal del proceso. De este modo, el filtro pasa-bajas atenúa la portadora y sus armónicos, entregando a la salida una señal analógica limpia para su posterior acondicionamiento.

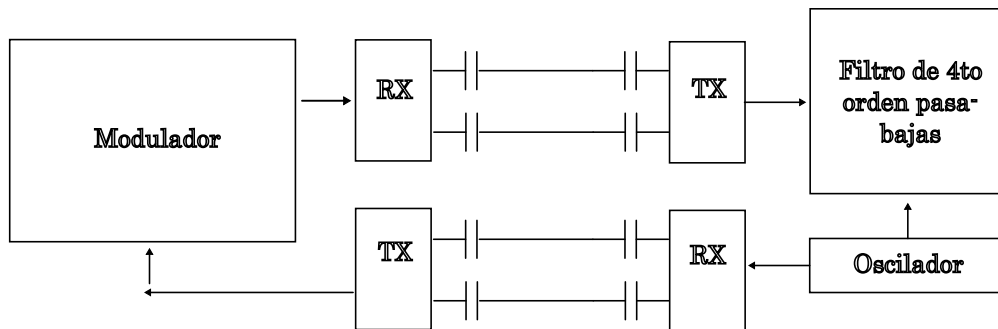


Figura 2.4: Demodulación.

2.4 Principales conceptos en sensores

Hay una serie de conceptos que son importantes en el entendimiento del uso, diseño y finalidad de los sensores junto a las tarjetas de adaptación de la señal, a continuación se describirán cada uno de estos conceptos primordiales.

2.4.1. Exactitud

Esta es la cualidad que evalúa la capacidad de un instrumento de medición para proporcionar resultados más cercanos a la medición "*perfecta*" esta medida de referencia puede ser convencional o determinada por otro instrumento que sea al menos 10 veces más preciso. La representación gráfica que compara estas dos mediciones se llama curva de calibración y la diferencia entre ambas lecturas es llamada error. La diferencia entre el resultado medido y el valor verdadero se denomina error absoluto, también suele ser representado como un porcentaje llamado **salida a escala completa** (FSO por sus siglas en inglés) es cual es la diferencia entre el valor máximo y el mínimo medible (Pallás-Areny & Webster, 2012).

Error absoluto

$$E_{\text{abs}} = |V_{\text{medido}} - V_{\text{verdadero}}|$$

Error relativo (respecto al valor verdadero)

$$E_{\text{rel}} = \frac{E_{\text{abs}}}{|V_{\text{verdadero}}|} \times 100 \%$$

Error salida a escala completa (FSO)

$$E_{\text{FSO}} = \frac{E_{\text{abs}}}{V_{\text{FSO}}} \times 100 \%$$

Donde:

- V_{medido} = valor entregado por el sensor.
- $V_{\text{verdadero}}$ = valor real o de referencia.
- V_{FSO} = valor máximo del rango de medición del instrumento.

2.4.2. Precisión

La precisión es la cualidad del instrumento de proporcionar la misma medición bajo las mismas condiciones (sobre todo ambientales) pero no tiene en consideración su relación con el el valor verdadero.

2.4.3. Repetibilidad

La repetibilidad es similar a la presión pero esta tiene en cuenta la diferencia de dos mediciones. Cuantifica, con una probabilidad especificada que dos mediciones realizadas de manera consecutiva varíen.

2.4.4. Sensibilidad

La sensibilidad o factor de escala en un sensor se refiere a la pendiente de la curva de calibración, la cual puede mantenerse constante o variar a lo largo del rango de operación. Esta pendiente describe qué tanto cambia la salida y del sensor cuando se modifica la entrada x . Si se conoce la relación entre entrada y salida mediante una función $y = f(x)$, la sensibilidad en un punto específico x_a puede expresarse como:

$$S(x_a) = \left. \frac{dy}{dx} \right|_{x=x_a}$$

Idealmente, se busca que los sensores presenten una sensibilidad alta y constante para facilitar su análisis e integración. Por ejemplo, si la respuesta del sensor es lineal, es decir:

$$y = kx + b$$

entonces la sensibilidad es simplemente:

$$S = k$$

(Pallás-Areny & Webster, 2012)

2.4.5. Calibración

La calibración es el proceso por el cual se somete el sensor o su tarjeta de acondicionamiento para que este replique las lecturas de un referente o se acerque, consiguiendo de esta manera una lectura más precisa. Para ello se suelen aplicar estímulos de valores conocidos y de esta manera caracterizar la función de transferencia del sensor. La calibración es un proceso de suma importancia pues realizarla nos da la credibilidad que podemos tener en el correcto funcionamiento de un instrumento de medición.(Kistler, s.f.).

2.4.6. Resolución

La resolución define el cambio más pequeño que puede medir la entrada del sensor(Doebelin & Manik, 2017).

2.5 Amplificadores Operacionales

Un amplificador operacional puede considerarse como una configuración derivada de un amplificador diferencial, compuesto típicamente por dos transistores. Este dispositivo se caracteriza principalmente por su elevada ganancia de voltaje en lazo abierto y su capacidad para que la salida cubra prácticamente todo el rango de la alimentación suministrada.

Las entradas del amplificador operacional se denominan *inversora* y *no inversora*, lo que permite evitar confusiones con las conexiones de alimentación u otros terminales del circuito y tiene una única salida. En la práctica, estos dispositivos casi nunca se utilizan sin retroalimentación, ya que el uso de redes de realimentación es lo que permite controlar su ganancia y mejorar parámetros como la linealidad, el ancho de banda y la estabilidad.

En el mercado existe una amplia variedad de amplificadores operacionales, cuyas características pueden variar en función de su diseño interno, los tipos de transistores empleados y la tecnología de fabricación. Estas diferencias impactan directamente en parámetros clave como el voltaje de alimentación, la velocidad de respuesta, el nivel de ruido, la ganancia en lazo abierto y el consumo de energía, lo que permite seleccionar el componente más adecuado según los requerimientos de cada aplicación (Horowitz & Hill, 2015).

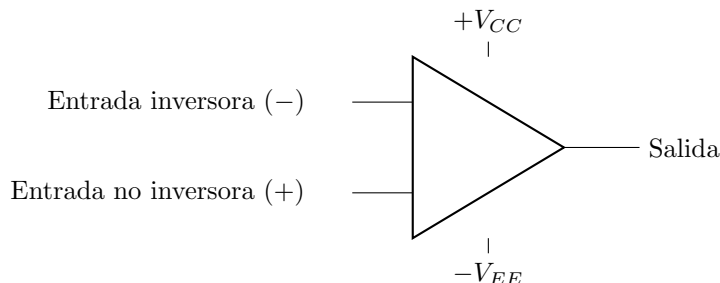


Figura 2.5: Símbolo de un amplificador operacional estándar.

2.5.1. Amplificador Inversor y No Inversor

Amplificador en configuración inversora

El amplificador operacional en configuración inversora es una de las topología muy común debido a su simplicidad y estabilidad. La señal de entrada se aplica a través de una resistencia R_{in} a la entrada inversora ($-$) del amplificador, mientras que la entrada no inversora ($+$) se conecta a tierra. A la vez, se coloca una resistencia de retroalimentación R_f entre la salida y la entrada inversora, lo que permite establecer la ganancia de manera precisa.

El amplificador opera bajo el principio de retroalimentación negativa, de modo que el nodo de entrada inversora se comporta como un nodo virtual a potencial cero (denominado *tierra virtual*). La ganancia de voltaje se determina únicamente por las de resistencias del circuito.

$$V_{out} = -\frac{R_f}{R_{in}} V_{in} \quad (2.10)$$

donde:

- V_{out} es el voltaje de salida,
- V_{in} es el voltaje de entrada,
- R_f es la resistencia de retroalimentación,
- R_{in} es la resistencia de entrada.

Como se puede observar en la expresión matemática esta configuración provoca un desfase de la señal de 180°

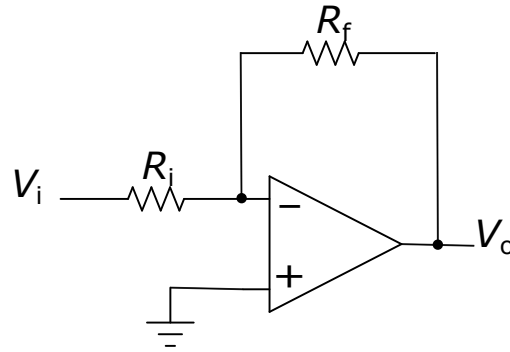


Figura 2.6: op-amp configuración inversora

Amplificador en configuración no inversora

El amplificador operacional en configuración no inversora es ampliamente utilizado cuando se requiere una ganancia positiva y sin inversión de fase. En esta topología, la señal de entrada se conecta directamente a la entrada no inversora (+) del amplificador, mientras que la entrada inversora (-) se conecta a través de una retroalimentación formada por dos resistencias: R_f , que se conecta entre la salida y la entrada inversora, y R_g , que se conecta entre la entrada inversora y tierra.

El principio de operación también se basa en la retroalimentación negativa, lo que provoca que el voltaje en la entrada inversora siga al voltaje aplicado en la entrada no inversora. De esta manera, la ganancia del circuito no depende de las características internas del amplificador, sino de la relación entre las resistencias externas igual que en la configuración inversora.

La expresión matemática que describe el amplificador no inversor es la vista en 2.11

$$V_{\text{out}} = \left(1 + \frac{R_f}{R_g}\right) V_{\text{in}} \quad (2.11)$$

donde:

- V_{out} es el voltaje de salida,
- V_{in} es el voltaje de entrada,
- R_f es la resistencia de retroalimentación,
- R_g es la resistencia a tierra desde la entrada inversora.

También a diferencia de la configuración inversora como su nombre sugiere, la configuración no inversora no cambia la fase de la señal de salida.

2.6 Seguidor de voltaje (Buffer)

El seguidor de voltaje, también conocido como *buffer*, es un caso particular de la configuración no inversora. En esta topología, se elimina la red de resistencias de ganancia externa, de manera que el amplificador

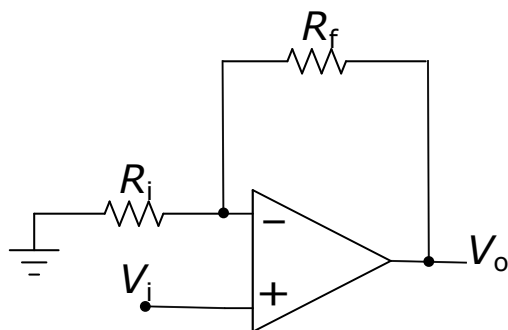


Figura 2.7: op-amp configuración no inversora

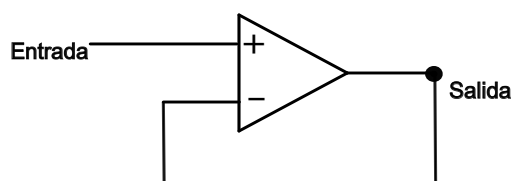


Figura 2.8: Op-amp en configuración seguidor de voltaje

operacional se retroalimenta directamente desde su salida a la entrada inversora. Gracias a esto, la ganancia del circuito se fija en uno, lo que permite que la señal de salida sea igual a la señal de entrada, pero con la ventaja de que el amplificador proporciona una alta impedancia de entrada y una baja impedancia de salida.

Esta característica hace que el seguidor de voltaje sea ideal para aplicaciones de aislamiento entre etapas de un circuito, evitando que la carga de una etapa afecte a la señal proveniente de la anterior.

La relación matemática que describe el comportamiento del seguidor de voltaje es la igualdad entre la entrada y la salida 2.12.

$$V_{\text{out}} = V_{\text{in}} \quad (2.12)$$

Aunque esta configuración no ofrece amplificación, su principal utilidad radica en el acoplamiento de etapas de señal, evitando distorsiones debido a diferencias de impedancia.

2.6.1. Filtro Pasa-bajas de Segundo Orden

La topología Sallen-Key, también conocida como *voltage-controlled voltage source* (VCVS), es una configuración muy utilizada debido a su simplicidad y estabilidad. Este tipo de filtro puede implementarse en un solo polo o dos polos, y puede configurarse como pasa bajas, pasa altas o pasa banda, dependiendo de la disposición de los resistores y capacitores. Cada una de estas variantes genera una función de transferencia diferente que describe el comportamiento de filtrado del circuito (Horowitz & Hill, 2015).

Para nuestra aplicación se hace especial énfasis en el filtro pasa bajas de segundo orden, el cual permite atenuar las componentes de alta frecuencia mientras mantiene sin alteración las señales de baja frecuencia. La función de transferencia general de un filtro pasa bajas tipo Sallen-Key (Texas Instruments, 2023a) puede contemplar ganancia 2.13 o sin ganancia 2.15.

$$H(s) = \frac{K}{R_1 R_2 C_1 C_2 s^2 + (R_1 C_1 + R_2 C_1 + R_1 C_2 (1 - K))s + 1} \quad (2.13)$$

La ganancia K está definida por:

$$K = 1 + \frac{R_4}{R_3} \quad (2.14)$$

$$H(s) = \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2 s^2 + (R_1 C_1 + R_1 C_2 + R_2 C_2)s + 1} \quad (2.15)$$

Esta topología es especialmente útil debido a su flexibilidad, ya que los parámetros del filtro pueden ajustarse mediante la relación entre los valores de resistencias y capacitores.

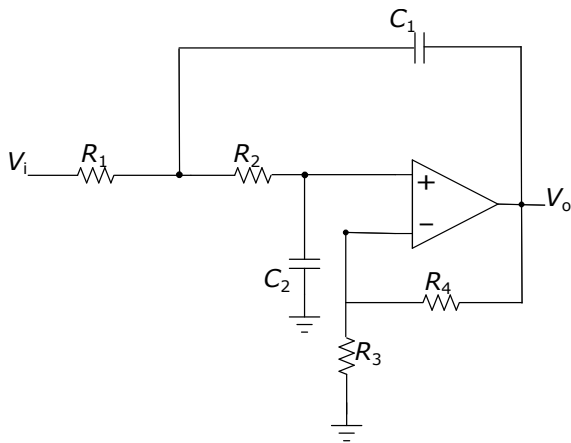


Figura 2.9: Topología Sallen-Key filtro pasa bajas con ganancia

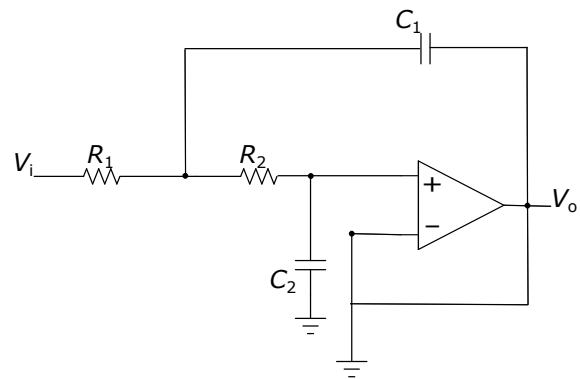


Figura 2.10: Topología Sallen-Key filtro pasa bajas sin ganancia

CAPÍTULO

3

DISEÑO DEL CIRCUITO DE INSTRUMENTACIÓN.

En este capítulo se describe el proceso completo llevado a cabo para el diseño teórico de las tarjetas de sensores. Se parte de una investigación sobre las soluciones existentes en el mercado, analizando las tecnologías utilizadas como base de funcionamiento y los parámetros bajo los cuales operan. A partir de este análisis, se optó por un enfoque modular que permitió estructurar de manera eficiente el diseño de la tarjeta. Este enfoque facilitó la integración de los diferentes componentes, definiendo cómo debían interconectarse para asegurar un diseño coherente y funcional.

Además, se tomó en cuenta la flexibilidad y adaptabilidad del diseño para posibles usos o ampliaciones futuras, considerando la integración de nuevas tecnologías o mejoras en el rendimiento. Esta perspectiva modular no solo optimizó la disposición de los componentes, sino que también permitió una mayor claridad a la hora de identificar las funciones individuales de cada módulo dentro del sistema global, asegurando así un desarrollo más coherente.

3.1 Análisis de Soluciones Comerciales

Con el objetivo de proponer valores de diseño para la tarjeta de sensores, se revisaron diversas ofertas disponibles en el mercado internacional. Esto se realizó con el propósito de desarrollar un diseño competitivo que cumpla con los estándares del mercado. Además, se analizaron los principales estándares internacionales emitidos por las asociaciones reguladoras más importantes, a fin de definir los parámetros operativos adecuados. A continuación, se muestran los principales productos revisados y sus especificaciones técnicas.

- **Módulo sensor de tensión y corriente aislado USM-3IV de Taraz**

USM-3IV (Technologies, 2024) es un módulo de sensores totalmente aislado, de conectividad universal y gran ancho de banda con 3 canales de tensión y 3 de corriente. Este módulo está diseñado principalmente para sistemas trifásicos facilitando la retroalimentación de inversores y convertidores de electrónica de potencia. Puede medir tanto tensión como corriente en AC y DC, proporcionando una salida analógica universal compatible con tarjetas de adquisición de datos y diversos sistemas DAQ.

Especificaciones:

- Alimentación: 15 V a 1 A
- Rango de tensión medible: ± 1000 V
- Rango de corriente medible: ± 100 A
- Exactitud: 1 %
- Salida: BNC bipolar ± 10 V para osciloscopio y dSPACE. Salida unipolar 3V/5V seleccionable para FPGA y DSP.
- Ancho de banda: tensión de 100 kHz y corriente de 200 kHz.

■ **Sensor de tensión DIN 800V y corriente DIN 50A por Imperix**

Los sensores de Imperix están diseñados específicamente para integrarse con sus controladores digitales, proporcionando mediciones con bajo nivel de ruido, tanto para señales de corriente alterna como de corriente continua. Sin embargo, estos sensores no incluyen un sistema de acondicionamiento de señal propio, y el fabricante no especifica su compatibilidad o conectividad directa con otras tarjetas de adquisición de datos.

Especificaciones:

- Alimentación: ± 15 V
- Rango de tensión medible: ± 800 V
- Rango de corriente medible: ± 50 A
- Sensitividad: Tensión de 2.46 mV/V ; Corriente de 99 mV/A.
- Ancho de banda: Tensión de 100 kHz; Corriente de 200 kHz.

■ **Transductor de Tensión DVC 1000-B y Corriente HSTDR-000 por Liaisons Electroniques et Mécaniques**

Estos transductores ofrecen mediciones confiables con una señal de salida con poco ruido y circuito de entrada y salida aislado de manera galvánica. El modelo de referencia para la medición de tensión es el Voltage Transducer DVC 1000-B y el de corriente es el HSTDR-000.

- Alimentación: sensor tensión ± 15 V; sensor corriente: +5 V
- Rango de tensión medible: ± 1000 V
- Rango de corriente medible: ± 1500 A
- Sensitividad: Tensión de 6.6 mV/V ; Corriente de 6.67 mV/A.

Principales estándares para los parámetros de diseño de la tarjeta de medición:

- IEC 61000-6-4: es una norma genérica de emisiones en compatibilidad electromagnética (EMC), aplicable a equipos eléctricos y electrónicos que operan en entornos industriales. Se emplea cuando no hay una norma específica de EMC para un producto o una familia de productos.
- IEC 61010: Normas de seguridad para instrumentos eléctricos de medición, control y aplicación en laboratorios. Este estándar es esencial para la elaboración de dispositivos de medición, tales como las placas de medición de corriente y voltaje. Establece los requisitos de seguridad pertinentes al equipo eléctrico de medición, garantizando que los productos satisfagan los criterios de seguridad eléctrica y ofrezcan protección contra sobrecargas y cortocircuitos.

- ANSI C12.20: Esta norma nacional estadounidense define los criterios de funcionamiento aceptables para los medidores de electricidad. Incluye las clasificaciones de precisión, las clasificaciones de corriente, los valores nominales de tensión y frecuencia, los valores de corriente de prueba, las configuraciones de conexión de servicio, las dimensiones relevantes, las designaciones de forma y las pruebas ambientales. La norma C12.20 ha sido revisada con el objetivo de modernizarla en un sector que está experimentando cambios significativos debido a avances tecnológicos y nuevas regulaciones. Esta norma establece estándares de rendimiento aceptables para los medidores de electricidad. Además, se ha ampliado para incluir fuentes de corriente y tensión trifásicas como un método de prueba opcional, además del método monofásico, tanto en serie como en paralelo.
- ISO 9001: es una norma ISO internacional elaborada por la Organización Internacional para la Estandarización (ISO) que se aplica a los Sistemas de Gestión de Calidad de organizaciones públicas y privadas, independientemente de su tamaño o actividad empresarial. Se trata de un método de trabajo para la mejora de la calidad de los productos y servicios, así como de la satisfacción del cliente.

3.2 Especificaciones para los Sensores

Al revisar los productos comerciales existentes, especialmente aquellos enfocados en la medición y monitoreo de sistemas trifásicos en baja tensión, es posible identificar ciertos parámetros clave. Como se mencionó previamente, la Comisión Federal de Electricidad (CFE) clasifica como baja tensión cualquier sistema con voltajes inferiores a 1000V, lo que coincide con las especificaciones de los sensores revisados. En consecuencia, se decidió establecer el rango de operación de tensión de 0V a 1000V para la tarjeta de sensor de voltaje.

En cuanto a la medición de corriente, el escenario es algo más complejo, ya que la normativa generalmente se enfoca en la tensión más que en la corriente. Sin embargo, tomando como referencia el sensor de Imperix, se ha definido un valor de corriente de 50A, lo que permite una capacidad de medición de potencia máxima de 50kW.

Otro parámetro importante a considerar es la frecuencia de muestreo, ya que debe ser superior a la frecuencia de la señal que se está midiendo y cubrir adecuadamente el número de armónicos que nos interesa medir. Teniendo en cuenta estos factores, se ha decidido fijar la frecuencia de muestreo en 10 kHz. El resto de parámetros se han fijado según los componentes elegidos y sus respectivas limitantes.

Parámetro	Tarjeta de Tensión	Tarjeta de Corriente
Rango de Medición	± 1000 V	$\geq \pm 50$ A
Precisión	95 %	95 %
Frecuencia de Muestreo	10000 Hz	10000 Hz
frecuencia de corte	1260Hz	1260Hz
Linealidad	≥ 95 %	≥ 95 %

Cuadro 3.1: Parámetros de diseño de tarjetas de medición.

Estos parámetros garantizan que las tarjetas puedan cumplir con el objetivo de ofrecer una solución versátil y de uso universal, con un enfoque particular en aplicaciones relacionadas con convertidores de potencia.

3.3 Diseño Conceptual (Planteamiento modular)

Un sistema de acondicionamiento de señales, también conocido como interfaz electrónica, circuito lector o front-end, recibe la salida de un sensor y la transforma en una forma más adecuada para su procesamiento posterior, esto puede incluir tareas como amplificación, conversión analógico-digital, conversión de frecuencia a voltaje, entre otras. Por lo tanto, un circuito de acondicionamiento de señal realiza la transformación funcional necesaria para medir con precisión y consistencia cantidades eléctricas que generalmente experimentan cambios muy pequeños. Según el esquema anterior, el desarrollo de esta solución se verá enfocado en

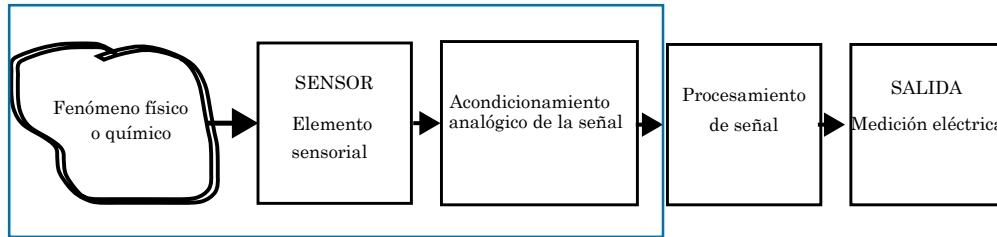


Figura 3.1: Esquema de bloques de un sistema de acondicionamiento de señal completo.

el apartado acotado por el recuadro azul, proponiendo una solución al sensor y al acondicionamiento analógico de la señal.

Para afrontar el problema se decidió optar por una perspectiva modular en el diseño de cada uno de las etapas que conformarán nuestra interfaz electrónica.

De acuerdo con la perspectiva modular adoptada para abordar el problema, primero fue necesario seleccionar un sensor junto con toda la electrónica requerida para su correcto funcionamiento. Luego, se estableció la forma adecuada de conectar este sistema a la siguiente etapa, que es el acondicionamiento de la señal. Finalmente, para lograr un acondicionamiento óptimo de la señal, se realizaron varios procesos, tales como el filtrado y el ajuste de ganancias, todo lo anterior teniendo en cuenta el aislamiento galvánico. El diseño de la tarjeta de medición ha sido concebido de manera modular tanto a nivel interno como externo, lo que permite su adaptación a una amplia variedad de aplicaciones. Esta versatilidad hace que sea adecuada para entornos que van desde monitoreo de tensión y corriente en pequeños generadores y convertidores de potencia.

3.4 Diseño a Detalle del Sensor de Tensión

Para el desarrollo de la interfaz electrónica destinada a la medición de tensión, se empleó un sensor basado en un divisor de voltaje. En consonancia con el enfoque de diseño modular adoptado en este trabajo, el proceso de acondicionamiento de la señal se estructuró de acuerdo con el diagrama de bloques que se presenta a continuación. En la siguiente tabla se exponen los principales parámetros de diseño del sensor de voltaje según lo expuesto en el capítulo 2.

3.4.1. Diseño de divisor de tensión

Para el diseño del divisor de tensión se buscó que fuera simétrico, lo cual favorece la medición de señales de corriente alterna (CA) y no altera las mediciones exactas y confiables en DC. Este enfoque que prioriza el

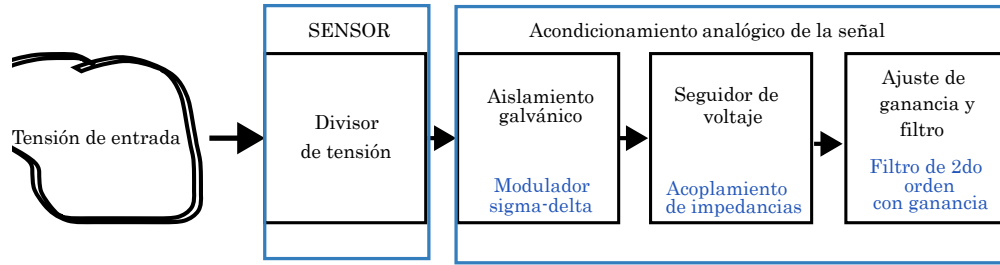


Figura 3.2: Esquema de bloques de tarjeta de sensor de tensión.

Cuadro 3.2: Parámetros clave del diseño del sensor de voltaje

Parámetro	Especificación
Rango de salida de voltaje diferencial	$\pm 10V$ para asegurar compatibilidad con tarjetas de adquisición de datos estándar.
Rechazo de frecuencias	Debe incluir un filtro pasa bajas con frecuencia de corte superior o igual al armónico 21 de 60 Hz (1260 Hz), para conservar información relevante en sistemas de potencia.
Tipo de señal de salida	Señal diferencial para mejorar la inmunidad al ruido y compatibilidad con entradas diferenciales.
Referencia de tierra	Referencia flotante para evitar lazos de tierra y permitir mayor flexibilidad en el aislamiento.
Aislamiento galvánico	Uso de tecnología <i>Sigma-Delta</i> ($\Sigma - \Delta$) con modulador integrado para garantizar aislamiento galvánico seguro y preciso.

el diseño en AC garantiza que las lecturas no se vean afectadas por el cruce por cero, permitiendo obtener mediciones precisas tanto en el semiciclo positivo como en el negativo y a su vez evita la corriente tenga un camino que pueda ocasionar un problema. El divisor de tensión está compuesto por tres resistencias para lograr lo antes mencionado, las cuales están dispuestas de la siguiente forma:

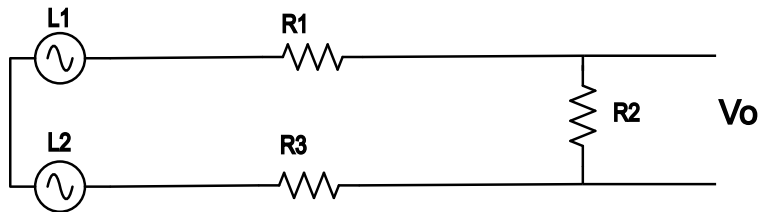


Figura 3.3: Diagrama eléctrico de divisor de tensión.

Para describir este sistema sabemos que la tensión de entrada es la diferencia de potencial entre las líneas $L1$ y $L2$ y que la suma de la tensión de cada resistencia es igual a la diferencia de tensión en la entrada la cual llamaremos V_{in} y la tensión que cae en el resistor $R2$ la llamaremos V_o . La tensión pico que puede ingresar al dispositivo según nuestros parámetros de diseño, es de 1000 V. Esto establece el valor de la tensión de entrada máximo V_{in} . La tensión de salida V_o está determinada por el rango de tensión de la siguiente etapa, que corresponde a la entrada del modulador, el cual requiere una señal de ± 1 V pico.

Siguiendo la ley de tensión de Kirchhoff podemos describir el divisor con la siguiente expresión.

$$V_{R1} + V_{R2} + V_{R3} = V_{in} \quad (3.1)$$

V_{R1} y V_{R3} son iguales, así que podemos escribirlo como $V_{R1} = V_{R3} = V_R$ y V_2 es la señal de salida por lo cual la llamaremos V_o de la siguiente manera:

$$V_R \cdot 2 + V_o = V_{in} \quad (3.2)$$

Usando la ley de ohm obtenemos:

$$iR \cdot 2 + iR_2 = V_{in} \quad (3.3)$$

$$i(R \cdot 2 + R_2) = V_{in} \quad (3.4)$$

$$i = \frac{V_o}{R_2} \quad (3.5)$$

Remplazando (3.5) en (3.4)

$$V_o = \frac{V_{in}R_2}{R \cdot 2 + R_2} \quad (3.6)$$

Fijamos el valor de la resistencia de salida R_2 para obtener la expresión en función de R .

$$R = \frac{\frac{V_{in}R_2}{V_o} - R_2}{2} \quad (3.7)$$

Remplazando V_{in} con el voltaje de pico de entrada de $1000 V$, la salida V_o con $1 V$ y la resistencia fijada R_2 con $1.2 k\Omega$

$$R = \frac{\frac{1000V \cdot 1k\Omega}{1V} - 1k\Omega}{2} \quad (3.8)$$

$$R = 599.4k\Omega \quad (3.9)$$

Para lograr una mayor exactitud se usarán 2 resistencias de valor comercial, una de $560k\Omega$ y otra más de $39k\Omega$ sumando un total de $599k\Omega$, lo cual resulta en un error del 6%, este aspecto se considerará en la calibración.

El voltaje de entrada es descrito de acuerdo a:

$$V(t) = V_p \sin(2\pi ft) \quad (3.10)$$

donde $V_p = 1000V$ y $f = 60Hz$

Con el voltaje y las resistencias determinadas, podemos graficar la tensión en la resistencia de salida R_2 según la ley de Ohm.

$$I(t) = \frac{V(t)}{R_{total}} \quad (3.11)$$

Sustituyendo valores numéricos.

$$I(t) = \frac{1000V}{1.1992M\Omega} \sin(2\pi 60t) \quad (3.12)$$

Para obtener el voltaje en la resistencia R_2 aplicamos la siguiente función:

$$V_{R_2}(t) = I(t) \cdot R_2 \quad (3.13)$$

Gratificando la expresión anterior.

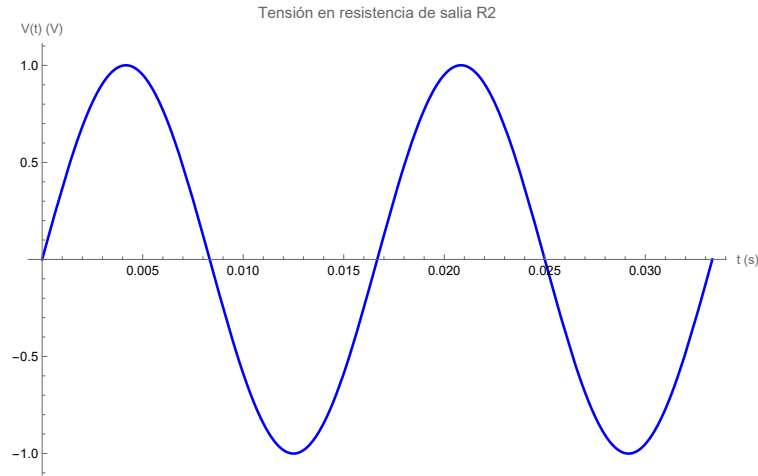


Figura 3.4: Gráfica de voltaje CA de salida en R_2

De esta manera podemos aseverar que el voltaje de salida es de aproximadamente $1 \pm$. Finalmente necesitamos corroborar la potencia disipada por las resistencias, para ello consideraremos una señal de entrada CA ya que es sumamente importante para la elección de componentes, con la expresión de potencia promedio.

$$P_{\text{prom},R} = \frac{V_{R,p}^2}{2R} \quad (3.14)$$

Para obtener el voltaje RMS en cada resistencia, podemos hacerlo mediante la obtención de la corriente máxima.

$$1000V = I(2 \cdot 599k\Omega + 1k\Omega) \quad (3.15)$$

$$I = \frac{1000V}{2 \cdot 599k\Omega + 1k\Omega} \quad (3.16)$$

$$I = 0.833mA \quad (3.17)$$

$$I_{RMS} = \frac{0.833mA}{\sqrt{2}} \quad (3.18)$$

$$I_{RMS} = 0.5896mA \quad (3.19)$$

Para así encontrar el voltaje RMS en R y R_2 :

$$V_{R_{RMS}} = 0.5896mA \cdot 599k\Omega = 353.17V \quad (3.20)$$

$$V_{R_2_{RMS}} = 0.5896mA \cdot 1.2k\Omega = 0.707V \quad (3.21)$$

Sustituyendo para los valores de R y R_2 :

$$P_{\text{prom},R} = \frac{353.17^2}{2 \cdot 599k\Omega} = 0.1041W \quad (3.22)$$

$$P_{\text{prom},R_2} = \frac{0.707}{2 \cdot 1k\Omega} = 0.208mW \quad (3.23)$$

De esta manera aseguramos la correcta operación de los componentes dentro de parámetros más que aceptables.

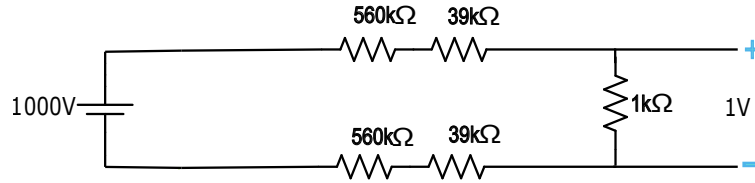


Figura 3.5: Diseño de divisor de tensión en CD

3.4.2. Selección del método de aislamiento galvánico

Los parámetros más importantes son la tensión de entrada y la tensión de salida, ya que es fundamental garantizar que la señal proveniente del divisor de tensión se mantenga dentro del rango adecuado para evitar la saturación o daño de la tarjeta. Del mismo modo, la señal de salida debe conservarse dentro de niveles manejables, permitiendo que continúe de manera óptima hacia la siguiente etapa del acondicionamiento de señal. Si bien inicialmente podemos considerar el aislamiento como una caja negra que divide ambos dominios, al analizarlo con mayor detalle es necesario revisar que cambios propicia en parámetros como la ganancia y la fase para asegurar que la señal de salida no distorsione las mediciones y se mantenga dentro de los niveles adecuados.

Al revisar las opciones de diferentes fabricantes, encontramos que Texas Instruments ofrece una mayor variedad de productos e información, destacándose por su línea de amplificadores aislados (‘‘Isolated amplifiers’’). Esta gama de productos está diseñada para adaptarse a diversas aplicaciones y se distingue por emplear la modulación sigma-delta para garantizar un aislamiento efectivo. (Texas Instruments, 2024).

Finalmente, se seleccionó el modelo AMC3330-Q1 el cual es un amplificador diferencial de precisión con aislamiento galvánico, ya que sus características cumplen con las expectativas de nuestro diseño.

Parámetro	Valor
Rango de voltaje de entrada lineal	± 1 V
Rango de voltaje de salida	± 2.05 V
Resistencia de entrada diferencial	1.2 G Ω (típica)
Errores de CC bajos	
Error de offset	± 0.3 mV (máximo)
Deriva del offset	± 45 μ V/ $^{\circ}$ C (máximo)
Error de ganancia	± 0.2 % (máximo)
No linealidad	± 0.02 % (máximo)
Corriente de entrada, salida, alimentación	309 mA (máximo)

Cuadro 3.3: Especificaciones de del AMC3330-Q1

Resumiendo de manera gráfica los parámetros más importante del modulador y la distribución de sus pines nos queda el siguiente gráfico.3.6

Al analizar el diagrama anterior, construido con base en los parámetros más relevantes del sistema, pueden destacarse dos elementos fundamentales del funcionamiento del AMC3330-Q1: por un lado, el modulador sigma-delta ($\Sigma - \Delta$), que integra una ganancia de 2.05 y proporciona el aislamiento galvánico. Por otro lado, el sistema de alimentación aislada que permite energizar tanto el circuito de baja potencia como el de alta potencia desde una única fuente.

Este aislamiento se logra mediante un inversor interno, el cual convierte el voltaje de entrada de corriente continua en una señal de corriente alterna. Esta señal es transferida a través de un transformador hacia el dominio de alta potencia, donde es rectificadora para alimentar el circuito aislado. Este método permite

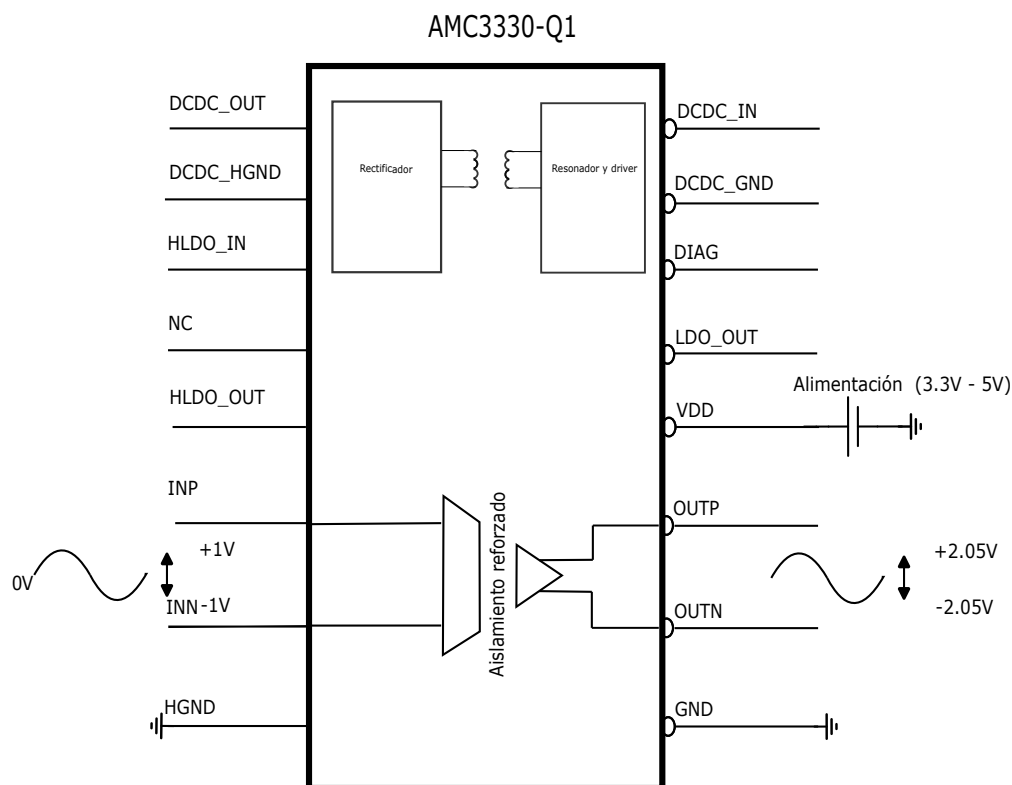


Figura 3.6: Diagrama de amplificador con aislamiento galvánico AMC3330-Q1

mantener la separación galvánica entre los dominios mientras se garantiza el suministro eléctrico necesario para el funcionamiento del lado secundario del dispositivo.

Para que este proceso sea eficiente y cumpla con las especificaciones del fabricante, es necesario colocar capacitores externos tanto en la sección del oscilador (lado de baja potencia) como en la del rectificador (lado de alta potencia). Estos capacitores cumplen funciones clave en la estabilización de la señal de CA, la eficiencia de la conversión, y la reducción del ruido de conmutación.

El datasheet del AMC3330-Q1 proporciona una guía que detalla la selección y conexión de estos capacitores, recomendando el uso de componentes comerciales con valores y características específicas para garantizar un funcionamiento óptimo del sistema de aislamiento. En el diseño que se presenta en esta tesis, se optó por seguir las sugerencias del fabricante tanto en la configuración del circuito como en la elección de los valores de los capacitores, asegurando así un comportamiento predecible y seguro.

El funcionamiento interno del AMC3330-Q1 puede describirse como una cadena secuencial que inicia desde la adquisición de la señal analógica hasta la entrega de una salida diferencial aislada. En primer lugar, la señal de entrada es recibida por una etapa de amplificación totalmente diferencial, la cual garantiza una adecuada preparación de la señal para su conversión. Esta señal amplificada se dirige a un modulador delta-sigma de segundo orden, el cual emplea una referencia de voltaje interna y un generador de reloj también interno para convertir la señal analógica en una secuencia digital de bits (*bitstream*).

Posteriormente, esta señal digital es transmitida a través de la barrera de aislamiento, la cual está conformada por una doble capa capacitiva de dióxido de silicio (SiO_2), proporcionando aislamiento galvánico entre el dominio de alta tensión y el de baja tensión. Una vez atravesada la barrera, la secuencia de bits y la señal de reloj correspondiente son recibidas, sincronizadas y procesadas por un filtro analógico de cuarto orden, ubicado en el lado de baja tensión del dispositivo. Finalmente, el resultado de este procesamiento es entregado

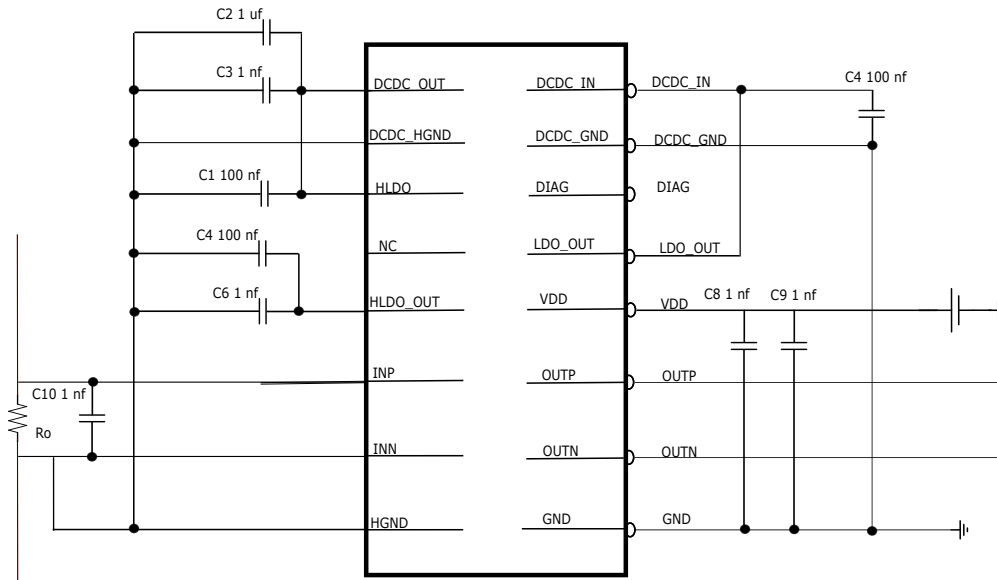


Figura 3.7: Configuración de capacitores para modulador AMC3330Q1

como una señal de salida diferencial, lista para su posterior tratamiento la cual aprovecharemos pues nos brinda la señal diferencial que necesitamos como salida.

3.4.3. Seguidor de voltaje como acoplamiento de impedancias

Para la correcta conexión ente el AMC3330-Q1 y el filtro pasa bajas se tuvo que realizar un acoplamiento de impedancias, pues la impedancia de salida del modulador a pesar de ser baja (cerca de $1k \Omega$) no es cero y esto causaría una interacción directa con las resistencias de la siguiente etapa que tienen valores de un orden cercano, lo cual resultaría en un divisor de tensión que modificaría la señal de forma no deseada. Por lo tanto se optó por añadir un seguidor de voltaje o buffer para eliminar esta interacción 2.8. El op amp usado es el OPA141AID el mismo designado para la siguiente etapa de filtrado. Se implementaron dos seguidores, uno para cada salida de nuestra señal diferencial de salida OUTN y OUTP.

3.4.4. Diseño del filtro pasa bajas y ajuste de ganancia

La elección del amplificador operacional con el que se desarrollaría el filtro fue el OPA141 (Texas Instruments, 2023b), una opción de Texas Instruments. Nos garantiza una correcta funcionalidad con las siguientes características que son de nuestro interés.3.4

Con ello podemos asegurar una alta linealidad en su respuesta, baja distorsión y poco consumo energético. Otro aspecto importante en le diseño del filtro es que se optó por incluir la ganancia en el diseño del filtro para así poder reducir costes, incluyendo ambas cosas en el uso de un solo amplificador operacional.

Nuestra señal de entrada es la proveniente del seguidor de voltaje, a su vez proveniente del AMC3330-Q1 que tiene una amplitud de ± 2.05 así que necesitamos una ganancia de 5 para alcanzar los $\pm 10 V$ que se pusieron como objetivo. así que ya tenemos los parámetro de diseño más importantes con la ganancia de $k = 5$ y $f_c = 1260Hz$.

Cuadro 3.4: Características del OPA141

Característica	Ventaja en su uso
Baja corriente de polarización	Minimiza la carga sobre los componentes pasivos, reduciendo errores y mejorando la precisión en aplicaciones de alta impedancia.
Amplio ancho de banda	Producto de ganancia-ancho de banda (GBWP) de 10 MHz, garantizando un buen desempeño sin comprometer la respuesta en frecuencia.
Bajo ruido	Ruido en tensión de 6.5 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$, ayudando a mantener una señal limpia y mejorando la relación señal/ruido (SNR).
Amplia alimentación y rail-to-rail	Soporta alimentación de 4.5 V a 36 V (± 2.25 V a ± 18 V), adaptándose a diferentes diseños sin necesidad de múltiples fuentes de alimentación.
Baja distorsión y alta linealidad	Asegura una respuesta de frecuencia precisa sin agregar distorsión a la señal filtrada.

Para el diseño del filtro pasa bajas, uno de los parámetros más importantes a definir es la frecuencia de corte, ya que es crucial permitir el paso de la señal fundamental de 60 Hz junto con sus armónicos, incluyendo el armónico número 21, que corresponde a una frecuencia de 1260 Hz. Incluir estos armónicos en el diseño del filtro permite obtener una representación más completa de la señal, capturando tanto los componentes de baja como de alta frecuencia, aunque los armónicos de mayor orden tiene una amplitud menor que los de menor orden. Para lograr este objetivo se optó por la topología Sallen-Key pues nos ofrece ventajas como:

- El uso de menor número de componentes.
- Impedancia de salida baja.
- Estabilidad y presentar una buena respuesta en frecuencia.

Retomando la función de transferencia de un filtro pasa bajas de segundo orden con topología sellen-key 2.13 y su ganancia 2.14

$$H(s) = \frac{K}{R_1 R_2 C_1 C_2 s^2 + (R_1 C_1 + R_2 C_1 + R_1 C_2 (1 - K))s + 1} \quad (3.24)$$

La ganancia K está definida por:

$$K = 1 + \frac{R_4}{R_3} \quad (3.25)$$

sustituyendo y simplificando resulta la siguiente expresión:

$$H(s) = \frac{R_3 + R_4}{R_3 + C_1 R_1 R_3 s + C_1 R_2 R_3 s - C_2 R_1 R_4 s + C_1 C_2 R_1 R_2 R_3 s^2} \quad (3.26)$$

Para el diseño del filtro pasa bajas con topología Sallen-Key se partió de una función de transferencia genérica de segundo orden, la cual describe el comportamiento deseado del sistema en términos de frecuencia de corte y factor de amortiguamiento. Esta es la forma de una función de transferencia de un sistema de segundo orden:

$$H(s)_{obj} = \frac{K}{\left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2 + 2\zeta s + 1} \quad (3.27)$$

Donde:

K = Ganancia estática del sistema.

ω_0 = frecuencia natural del sistema, $\omega_0 = 2\pi f_c$.

ζ = factor de amortiguamiento.

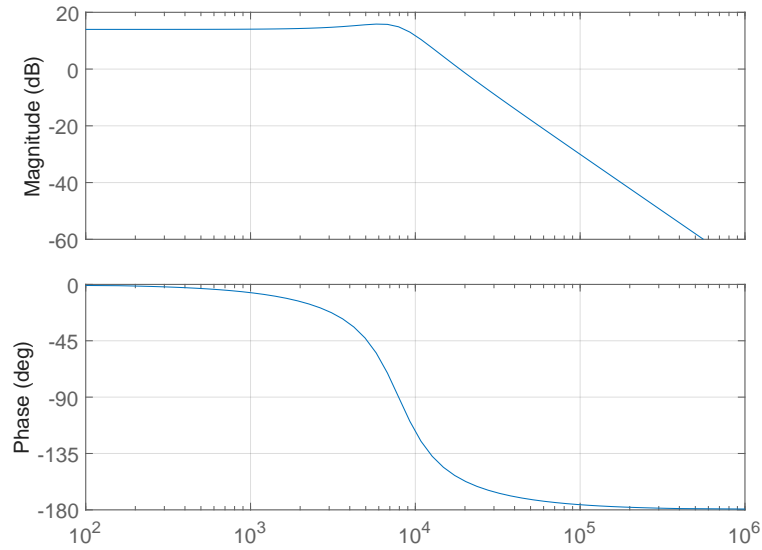


Figura 3.8: Diagrama de Bode función objetivo.

En el diseño de filtros, el uso del **factor de calidad** Q es mucho más común que el del **factor de amortiguamiento** ζ . El factor Q cuantifica la selectividad o el grado de resonancia de un sistema: valores altos de Q indican una respuesta más aguda y resonante, mientras que valores bajos reflejan una respuesta más plana y menos selectiva. Por otro lado, el factor de amortiguamiento ζ representa la cantidad de disipación de energía en el sistema, y determina si la respuesta es amortiguamiento crítico, subamortiguado y sobreamortiguado.

Ambos factores están relacionados de forma inversa en sistemas lineales de segundo orden, y su relación está dada por la siguiente expresión: (Zumbahlen, 2008, Cap. 8)

$$Q = \frac{1}{2\zeta} \Leftrightarrow \zeta = \frac{1}{2Q}$$

Esta relación permite interpretar de manera equivalente el comportamiento dinámico del sistema, ya sea en términos de energía disipada (ζ) o de resonancia (Q), dependiendo del enfoque del análisis o diseño.

Sustituyendo con los parámetro de diseño $K = 5$, $f_c = 1260\text{Hz}$ y se busca una respuesta que sobre todo amplifique correctamente y a su vez mantenga su fase debajo de la frecuencia de corte, por lo tanto se seleccionó un amortiguamiento de $\zeta = 0.45$ o bien $Q = 1.11$. Realizamos el diagrama de Bode para analizar su comportamiento 3.8.

Podemos observar en el diagrama de magnitud que, debido al factor de subamortiguamiento de $\zeta = 0.45$, se genera una resonancia alrededor de la frecuencia de corte, que se hace más evidente hacia la siguiente década, cerca de los 10 kHz. Esta elección no fue arbitraria: se buscó mantener un menor desfase en la frecuencia de corte, ya que resulta ventajoso al diseñar controladores para convertidores de potencia. En dichos sistemas, realizar estimaciones con señales desfazadas puede ser más problemático que tolerar una mayor transmisión de ruido en alta frecuencia. Por tanto, se priorizó un compromiso entre el rechazo de alta frecuencia y la integridad de la fase, lo cual es especialmente relevante en lazo cerrado y en aplicaciones donde se requiere una rápida respuesta dinámica.

Con ayuda de *Mathematica*, se procedió a igualar la función de transferencia simbólica obtenida para el filtro con una función objetivo previamente definida. Para ello, se generó una lista de coeficientes del polinomio en el denominador de la función simbólica (3.27)

Estos coeficientes fueron normalizados dividiendo entre $C_1 C_2 R_1 R_2 R_3$ para facilitar su comparación con los coeficientes de la función objetivo $H_{\text{obj}}(s)$, definida como:

$$H_{\text{obj}}(s) = \frac{5}{\left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2 + 2\zeta\frac{s}{\omega_0} + 1} = \frac{3.13379 \times 10^8}{6.26759 \times 10^7 + 7125.13s + s^2}$$

Al expandir y simplificar ambos denominadores, se igualaron sus coeficientes para plantear un sistema de ecuaciones no lineales con dos incógnitas principales: R_1 y R_2 .

$$\text{Sistema: } \begin{cases} \text{Coef. constante} & \Rightarrow \frac{1}{C_1 C_2 R_1 R_2 R_3} = 6.26759 \times 10^7 \\ \text{Coef. lineal} & \Rightarrow \frac{C_1 R_1 R_3 + C_1 R_2 R_3 - C_2 R_1 R_4}{C_1 C_2 R_1 R_2 R_3} = 7125.13 \end{cases}$$

Se fijaron los valores de los capacitores en $C_1 = 220$ nF y $C_2 = 100$ nF, y además se asumió un valor para $R_3 = 10$ k Ω , acorde a la disponibilidad comercial y buscando simplificar el diseño según la definición de K en 2.14.

Utilizando la primera ecuación, se despejó R_1 en función de R_2 , R_3 y R_4 . Esta expresión fue sustituida en el numerador de la función simbólica para encontrar el valor de R_4 que permite igualar el numerador de $H(s)$ con el de $H_{\text{obj}}(s)$.

El procedimiento entregó la siguiente solución:

$$\begin{cases} R_1 = 677.25 \Omega \\ R_2 = 1070.85 \Omega \\ R_3 = 10 \text{ k}\Omega \\ R_4 = 40 \text{ k}\Omega \end{cases}$$

Finalmente, al sustituir estos valores en la función de transferencia simbólica, se obtuvo:

$$H(s) = \frac{3.13379 \times 10^8}{6.26759 \times 10^7 + 7125.13s + s^2}$$

Confirmando que la respuesta en frecuencia cumple con los requisitos establecidos. La verificación se realizó mediante la representación gráfica del diagrama de Bode, observando una coincidencia con la respuesta esperada en términos de ganancia y comportamiento en la frecuencia de corte ya que la ecuación resultante es exactamente la misma que nuestra función objetivo. Para comprobar la diferencia entre los valores de diseño y los componentes disponibles se hizo el gráfico de Bode con los siguientes componentes:

$$\begin{cases} R_1 = 680 \Omega \\ R_2 = 1.1 \text{ k}\Omega \\ R_3 = 10 \text{ k}\Omega \\ R_4 = 39 \text{ k}\Omega \\ C_1 = 220 \text{ nF} \\ C_2 = 100 \text{ nF} \end{cases}$$

Resultando en el diagrama de bode 3.9 donde podemos ver que la respuesta es un poco desplazada pero sin representar una problemática dentro del funcionamiento.

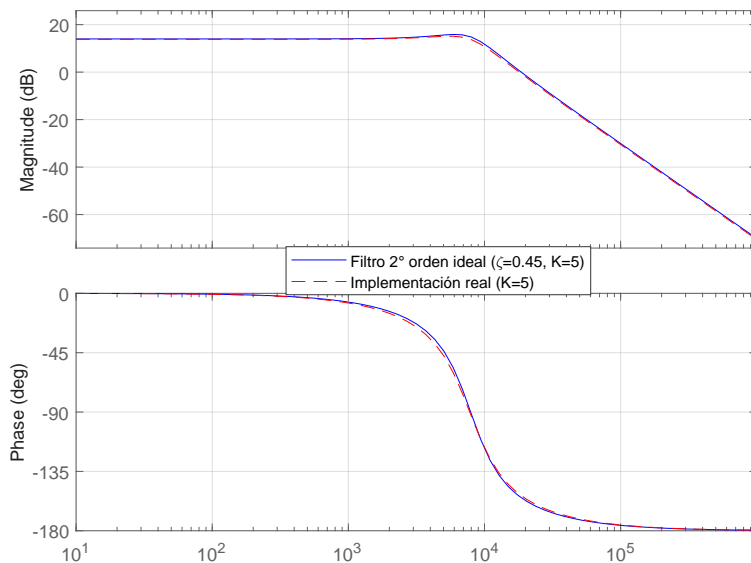


Figura 3.9: Diagrama de bode comparativo entre respuesta de diseño y de implementación.

3.5 Diseño a Detalle del Sensor de Corriente

El sensor de corriente utilizado está basado en el efecto Hall. Siguiendo el enfoque de diseño modular, se ha desarrollado una tarjeta encargada de acondicionar la señal proveniente de dicho sensor. Esta tarjeta está conformada por los bloques funcionales que se muestran en el diagrama contenido en la Fig. 3.11, los cuales serán descritos y analizados detalladamente en el transcurso del presente capítulo.

Cuadro 3.5: Parámetros clave del diseño del sensor de corriente

Parámetro	Especificación
Rango de salida de voltaje	± 10 V para garantizar compatibilidad con tarjetas de adquisición de datos que operan con entradas diferenciales típicas.
Rango de entrada de corriente	Al menos ± 50 A, con el objetivo de cubrir aplicaciones comunes en sistemas de baja potencia, especialmente en convertidores de potencia.
Rechazo de frecuencia	Se implementará un filtro pasa bajas activo con frecuencia de corte en el armónico 21 de 60 Hz, es decir, en 1260 Hz, para suprimir ruido fuera del rango de interés.
Aislamiento galvánico	Se requiere separación entre los dominios de alta y baja potencia por razones de seguridad. En este diseño, se emplea un sensor de efecto Hall como medio de aislamiento galvánico.

3.5.1. Sensor de corriente por efecto Hall

Para medir el valor de la corriente, se eligió el sensor **TMCS1126A1x** (ver Fig. 3.12) de Texas Instruments debido a sus características de aislamiento reforzado y su alta sensibilidad, lo que permite obtener una

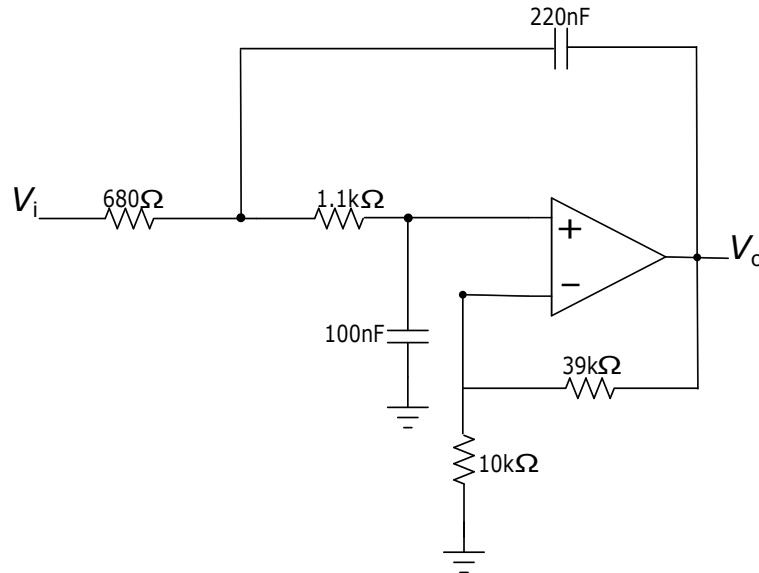


Figura 3.10: Diseño y configuración del filtro Sallen-Key pasa bajas para tarjeta de sensor de voltaje.

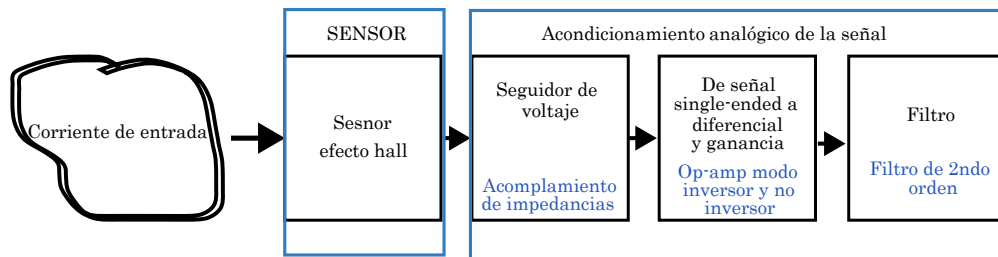


Figura 3.11: Esquema de bloque tarjeta de corriente.

referencia precisa de la corriente en la línea. Este sensor destaca por su excelente linealidad y su capacidad para medir tanto señales de corriente continua (CC) como de corriente alterna (CA). Además, su diseño incluye una protección eficaz contra la interferencia de campos magnéticos externos, lo que garantiza un funcionamiento estable y confiable en diversas condiciones.

En la siguiente tabla se resumen los parámetros más importantes de del sensor:

Parámetro	Valor
Rango de corriente	± 96 A
Sensibilidad	25 mV/A
Aislamiento	5 kVrms
Tensión de alimentación	3.3 V o 5 V
Linealidad	99.9 %
Ancho de banda	500 kHz
Protección magnética	Alta inmunidad

Cuadro 3.6: Parámetros principales del sensor TMCS1126A1x

En este diseño se emplea el sensor de corriente **TMCS1126A1x** de Texas Instruments, el cual opera bajo el principio del efecto Hall, proporcionando aislamiento galvánico entre el dominio de alta potencia y el circuito de baja potencia. Este sensor está diseñado para aplicaciones de medición de corriente bidireccional

y presenta un rango de entrada de ± 96 A, lo cual supera el requisito establecido de medir al menos ± 50 A, garantizando su utilidad en entornos de baja potencia y en convertidores de potencia.

La sensibilidad del integrado es de 25 mV/A, por lo que su salida analógica abarca un rango de ± 2.4 V, correspondiente a los extremos de corriente del sensor. Esta salida es compatible con etapas de acondicionamiento posteriores, y permite obtener una señal proporcional a la corriente medida.

El TMCS1126 entrega su señal de salida como una tensión single-ended referida a un nivel de offset de 2.5 V, lo cual implica que el valor de corriente cero se encuentra en este punto y que todas las mediciones están contenidas en el rango de salida de tensión entre 0.1 V y 4.9 V. Para facilitar el procesamiento de la señal, el sensor también proporciona una salida de referencia de 2.5 V, la cual puede emplearse para desplazar el nivel de la señal mediante una etapa de resta, logrando así una salida centrada en 0 V. Esta estrategia resulta útil para adaptar la señal a sistemas de adquisición diferencial.

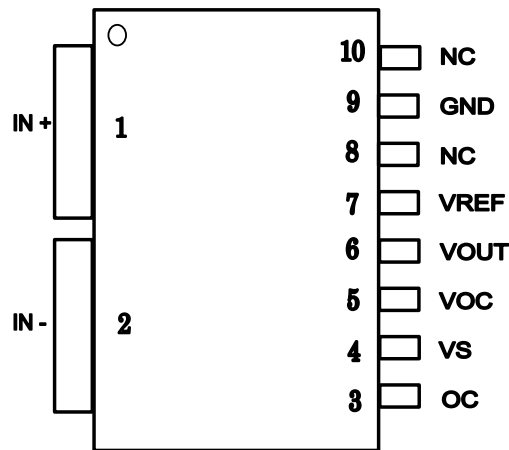


Figura 3.12: Diagrama de pines de sensor de corriente por efecto hall TMCS1126.

3.5.2. Seguidor de voltaje

Antes de la etapa encargada de convertir la señal single-ended en una señal diferencial centrada en cero, se implementó un seguidor de voltaje 2.8 utilizando un amplificador operacional en configuración de ganancia unitaria. Este procedimiento se tomó como una medida de precaución para mejorar el acoplamiento de impedancias entre el sensor de corriente (TMCS1126) y las etapas posteriores de acondicionamiento.

Aunque Texas Instruments no especifica la impedancia de salida del TMCS1126, regularmente este tipo de sensores presentan una impedancia moderada al entregar su señal analógica. Al usar un seguidor de voltaje se asegura que la etapa de procesamiento posterior no cargue la salida del sensor, evitando caídas de tensión o distorsiones debidas al consumo de corriente en la entrada del siguiente circuito.

3.5.3. De señal sigle-ended a diferencial y ganancia

Para generar una señal diferencial a partir de la salida single-ended del sensor TMCS1126, se implementó una etapa con dos amplificadores operacionales: uno con configuración en modo no inversor y otro en modo inversor. Esta arquitectura permite obtener dos señales simétricas respecto a un punto común, lo cual es ideal para su posterior procesamiento por sistemas de adquisición de datos diferenciales.

Ambos amplificadores operacionales comparten como tierra virtual la referencia de 2.5 V proporcionada por el mismo sensor. Al utilizar esta referencia como punto común para ambas entradas, se logra desplazar la señal original centrada en 2.5 V hacia un sistema de referencia centrado en 0 V.

Amplificador no inversor

En la primera rama se empleó un amplificador operacional en configuración no inversora 2.7. La señal de entrada V_{in} se aplica directamente a la entrada no inversora del amplificador, mientras que la referencia de 2.5 V se conecta al punto medio de la red de realimentación resistiva. La salida se expresa como:

$$V_{out+} = \left(1 + \frac{R_f}{R_i}\right) (V_{in} - 2.5 \text{ V}) \quad (3.28)$$

Para lograr una ganancia de aproximadamente $A = 2.08$, se seleccionó $R_g = 10 \text{ k}\Omega$ y R_f como una combinación en serie de resistencias comerciales: $10 \text{ k}\Omega + 680 \Omega + 120 \Omega = 10.8 \text{ k}\Omega$. Esto da como resultado la configuración 3.13.

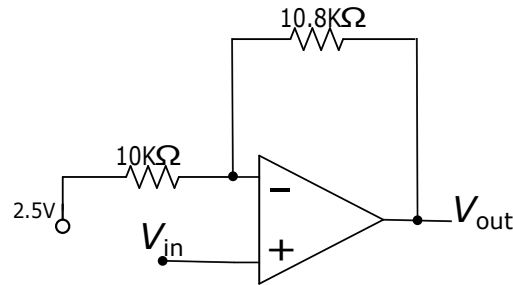


Figura 3.13: Configuración de op-amp no inversor.

$$G_{no\ inv} = 1 + \frac{10.8 \text{ k}\Omega}{10 \text{ k}\Omega} = 2.08$$

Amplificador inversor

La segunda rama se implementó con un amplificador operacional en configuración inversora 2.6. La señal V_{in} se conecta a través de una resistencia R_{in} a la entrada inversora, mientras que la entrada no inversora recibe la referencia de 2.5 V. La salida está dada por:

$$V_{out-} = - \left(\frac{R_f}{R_i}\right) (V_{in} - 2.5 \text{ V}) \quad (3.29)$$

En esta configuración se usó $R_{in} = 10 \text{ k}\Omega$ y $R_f = 18 \text{ k}\Omega + 1.8 \text{ k}\Omega + 1 \text{ k}\Omega = 20.8 \text{ k}\Omega$, resultando en una ganancia de:

$$G_{inv} = \frac{20.8 \text{ k}\Omega}{10 \text{ k}\Omega} = 2.08$$

finalmente resulta en la configuración descrita en

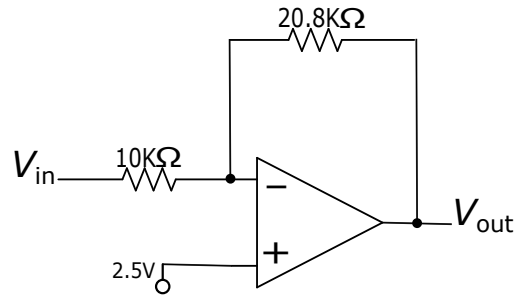


Figura 3.14: Configuración de op-amp inversor.

Señal diferencial

Finalmente, al restar ambas salidas se obtiene una señal diferencial centrada en cero:

$$V_{\text{diff}} = V_{\text{out}+} - V_{\text{out}-} = (G_{\text{no inv}} + G_{\text{inv}}) (V_{\text{in}} - 2.5 \text{ V}) \quad (3.30)$$

Sustituyendo las ganancias:

$$V_{\text{diff}} = 2.08(V_{\text{in}} - 2.5 \text{ V}) + 2.08(V_{\text{in}} - 2.5 \text{ V}) = 4.16(V_{\text{in}} - 2.5 \text{ V})$$

De este modo, cuando la salida del sensor abarca el rango de $\pm 2.4 \text{ V}$ alrededor de 2.5 V (es decir, desde 0.1 V hasta 4.9 V), la señal diferencial generada será de aproximadamente $\pm 10 \text{ V}$. Esto cumple con el objetivo de diseño planteado, garantizando compatibilidad con sistemas de adquisición de datos diferenciales que operan en ese rango de tensión 3.15.

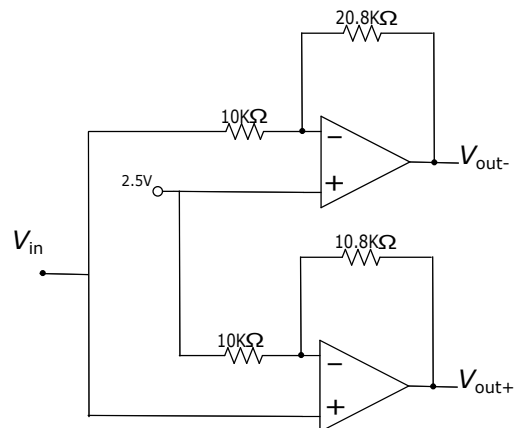


Figura 3.15: Configuración de op-amp en modo diferencial.

3.5.4. Diseño de filtro pasa baja

Para la etapa final de la tarjeta del sensor de corriente, se implementó también un filtro pasa bajas activo con topología Sallen-Key de segundo orden. El objetivo de este filtro es atenuar el contenido en frecuencias

no deseadas por encima de la banda útil, conservando únicamente la componente fundamental en 60 Hz y sus armónicos relevantes.

A diferencia del filtro desarrollado en la tarjeta del sensor de voltaje, en este caso se empleó una configuración con ganancia unitaria ($A = 1$), ya que la amplificación necesaria ya fue implementada en la etapa anterior de generación de señal diferencial. Este enfoque simplifica el diseño y garantiza estabilidad en la respuesta.

En la literatura es común encontrar expresiones del factor de calidad Q en configuraciones con ganancia unitaria, por lo que en esta etapa del diseño se utilizará dicha configuración como base. Considerando el criterio de diseño previamente establecido, en el que se eligió un factor de amortiguamiento $\zeta = 0.45$, se puede obtener el valor correspondiente del factor de calidad usando la relación:

$$Q = \frac{1}{2\zeta} \approx \frac{1}{2 \cdot 0.45} \approx 1.11$$

Recordando que para ganancia unitaria $K = 1$, se emplean las expresiones simplificadas correspondientes a la topología Sallen-Key para un filtro pasa bajas de segundo orden. Estas expresiones fueron tomadas del documento técnico de Texas Instruments titulado *Analysis of the Sallen-Key Architecture* (Bonnett, 2000), y son las siguientes:

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC\sqrt{mn}}$$

$$Q = \frac{\sqrt{mn}}{m+1}$$

Donde:

- $R_1 = m \cdot R$
- $R_2 = R$
- $C_1 = C$
- $C_2 = n \cdot C$

Con el uso de Mathematica se buscó una combinación de m y n tal que $Q \approx 1.11$. Una de las combinaciones más cercanas fue:

$$m = 0.8, \quad n = 5$$

Fijando $C = 100 \text{ nF}$ y una frecuencia de corte $f_c = 1260 \text{ Hz}$, se despejó el valor de R :

$$R = \frac{1}{2\pi f_c C \sqrt{mn}} \approx 631.7 \Omega$$

Y por tanto:

$$R_1 = m \cdot R = 505.4 \Omega, \quad R_2 = R = 631.7 \Omega, \quad C_1 = 100 \text{ nF}, \quad C_2 = 500 \text{ nF}$$

Ajustando los valores obtenidos en el diseño a componentes comerciales disponibles en el mercado, se eligieron los siguientes valores:

Componente	Valor de diseño	Valor comercial elegido
R_1	505.4 Ω	510 Ω
R_2	631.7 Ω	620 Ω
C_1	100 nF	100 nF
C_2	500 nF	470 nF

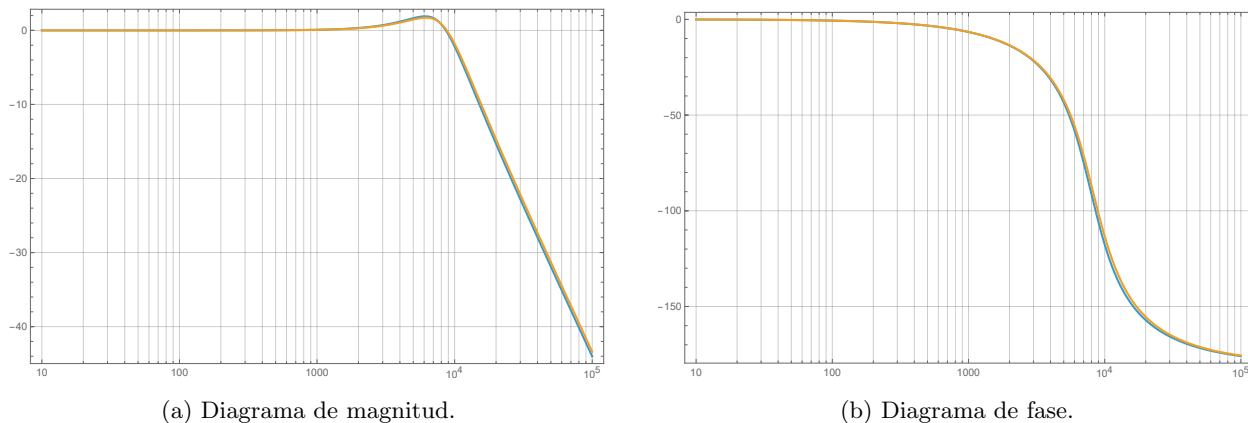
Cuadro 3.7: Comparación entre valores de diseño y valores comerciales.

Es importante recalcar que la selección de estos valores comerciales introduce pequeñas variaciones en el comportamiento del filtro. Por ello, se procedió a comparar los diagramas de Bode correspondientes a ambos conjuntos de componentes (diseño ideal y valores reales), con el objetivo de validar que la respuesta en frecuencia sigue siendo adecuada para la aplicación planteada.

para ello, se sustituyeron los valores en la función de transferencia de la configuración Sallen-Key con ganancia unitaria

$$\frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{1}{s^2 R_1 R_2 C_1 C_2 + s(R_1 C_1 + R_2 C_1) + 1}$$

y la comparación de ambas respuestas en el diagrama de Bode son las siguientes:



— Respuesta con valores de diseño
 — Respuesta con valores comerciales

Figura 3.16: Comparación entre la respuesta en frecuencia para el diseño ideal y los valores comerciales.

Como se puede observar en la comparación entre ambas respuestas en frecuencia, la diferencia entre la respuesta ideal (valores de diseño) y la obtenida con componentes comerciales es mínima. Aunque existe un ligero desplazamiento en la frecuencia de corte y una mayor fase de desfase con los valores comerciales, dichas variaciones se consideran suficientemente pequeñas como para no afectar significativamente el comportamiento del filtro en su aplicación.

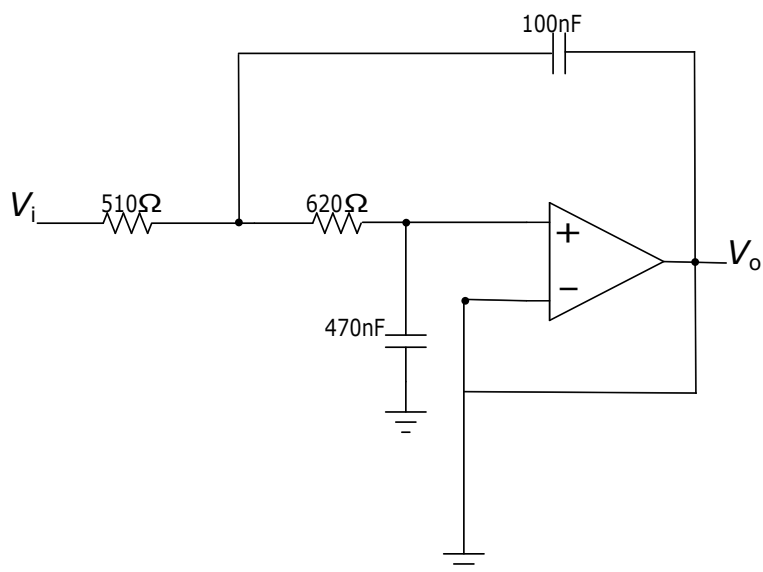


Figura 3.17: Diseño y configuración Sallen-Key pasa bajas para tarjeta de corriente.

3.6 Validación por Simulación

Para evaluar el comportamiento de los diseños desarrollados, se usaron distintas herramientas de simulación. Esto se debió a que no hay una sola plataforma que permita simular de forma completamente fiel y funcional todos los aspectos del circuito en su conjunto. Por esta razón, el proceso de validación se llevó a cabo por etapas, seleccionando en cada caso el simulador que ofreciera el mejor soporte para la parte del circuito que se deseaba analizar.

3.6.1. Simulaciones de tarjeta de sensor de voltaje

Para la simulación de la tarjeta del sensor de voltaje se utilizó el software TINA, desarrollado por Texas Instruments en su versión 2018, la cual permite solicitar una licencia gratuita para uso académico. La elección de este entorno de simulación se debió a su alta compatibilidad con el modelo SPICE del AMC3330-Q1, ya que, al tratarse de un componente desarrollado por la misma compañía (TI), se garantiza un mejor soporte y fidelidad en la simulación del comportamiento. El diseño total es el visto en la figura 3.18 donde se simuló la tarjeta completa dejando a parte el sensor (divisor de tensión).

Resultados de la Simulación

Finalmente se obtuvo la respuesta mostrada en la figura 3.19, correspondiente a cada una de las etapas de la tarjeta. Para la simulación se introdujo el voltaje máximo de entrada esperado en el sistema, es decir, ± 1000 V, lo cual equivale a una señal de ± 1 V a la entrada del AMC3330-Q1, considerando la atenuación realizada por el divisor resistivo. A partir de esta señal, el circuito procesó correctamente la información, entregando como resultado una salida diferencial de ± 10 V, lista para ser adquirida por tarjetas de adquisición de datos estándar.

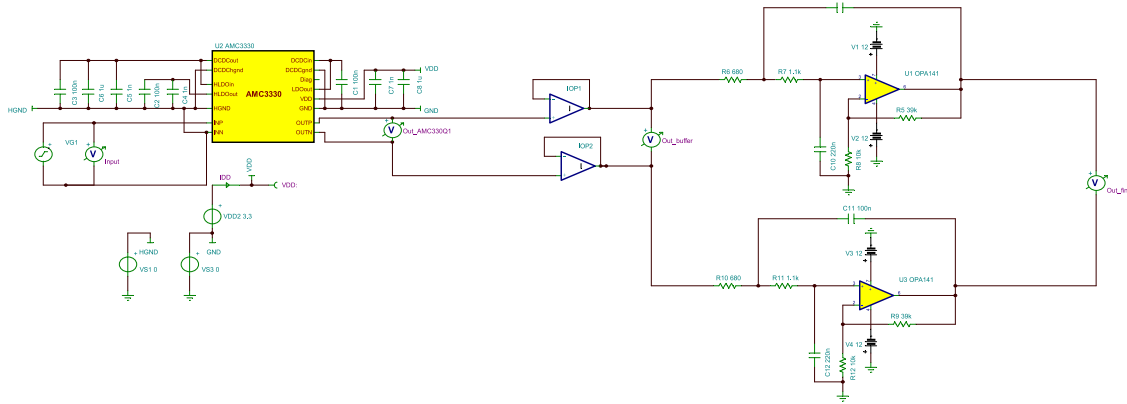


Figura 3.18: Implementación del diseño completo en TINA.

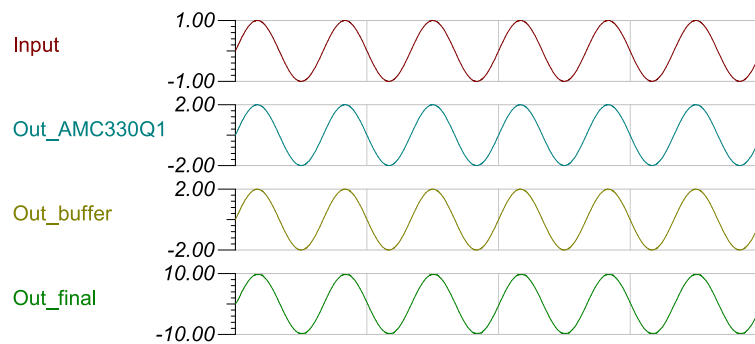


Figura 3.19: Señales de salida en cada etapa de la tarjeta de sensor de voltaje.

3.6.2. Simulaciones de tarjeta de sensor de corriente

Para realizar la simulación de la tarjeta del sensor de corriente se empleó una combinación de herramientas de Simulink y Simscape. En primer lugar, se utilizó un bloque *Sine Wave* en Simulink para generar la señal de prueba, al cual se le aplicó la ganancia correspondiente al sensor TMCS1126, de 0.025 V/A. Posteriormente, se añadió una constante de 2.5 V para modelar el offset del sensor.

A partir de esta etapa, se emplearon los elementos de *Simscape Electrical*, incluyendo los bloques de amplificadores operacionales, resistencias y capacitores, con el fin de implementar el acondicionamiento de señal de la tarjeta. Para la comunicación entre el dominio de Simulink y Simscape se utilizaron los bloques *PS-Simulink Converter* y *Simulink-PS Converter*.

Para convertir las señales numéricas de Simulink en señales físicas dentro de Simscape, se emplearon generadores de voltaje controlado (*Controlled Voltage Source*). De manera análoga, para transferir la información de vuelta a Simulink y poder visualizarla en los bloques *Scope*, se utilizaron sensores de voltaje (*Voltage Sensor*). Este enfoque permitió implementar de forma completa la simulación de la tarjeta del sensor de corriente, replicando su comportamiento real de manera modular y precisa.

Resultados de la Simulación

Para la simulación se consideró una entrada de corriente en condiciones máximas de operación, es decir, ± 96 A. Al igual que en el caso de la tarjeta de voltaje, se optó por utilizar una señal alterna para evaluar la respuesta dinámica del circuito. Esta señal se muestra en color rojo dentro de la figura 3.21.

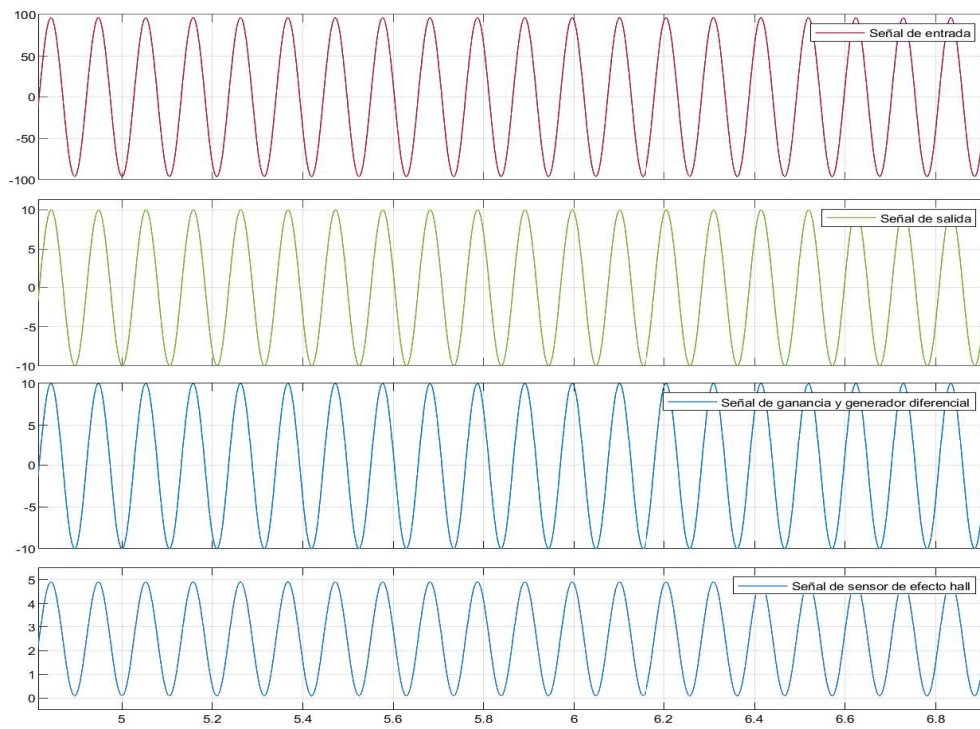


Figura 3.21: Señales de tarjeta de corriente simulada.

CAPÍTULO

4

IMPLEMENTACIÓN Y PROTOTIPO

4.1 Introducción

En este capítulo se documenta el desarrollo e implementación de la etapa experimental del proyecto. Se describe el proceso de construcción y prueba de los circuitos diseñados en el capítulo anterior, utilizando tanto protoboard como placas de prueba. El objetivo principal de esta fase es validar el funcionamiento de los diseños propuestos para la medición de tensión y corriente en condiciones controladas.

El contenido se organiza en dos secciones principales por subcapítulo, correspondientes a la implementación del sensor de tensión y del sensor de corriente. En cada una se detallan los procedimientos seguidos, las condiciones de prueba, las observaciones obtenidas y los ajustes realizados durante el proceso. Además, se analizan los resultados de las mediciones con el propósito de realizar la calibración de cada sensor, asegurando así lecturas precisas y confiables.

Para las pruebas experimentales se utilizaron dos fuentes de señal, tanto en corriente continua como en corriente alterna: la fuente programable **PREEN AFV-P-600** y la fuente **GW Instek PSU 40-38**, ambas con distintas capacidades en términos de corriente y tensión. Como instrumentos de medición se emplearon un multímetro de banco **OWON XDM3051**, un osciloscopio de cuatro canales **OWON XDS3104E** y una fuente de alimentación dual **Yihua 3005D-II** para alimentar los circuitos de prueba.

Adicionalmente, se utilizaron sensores comerciales como herramientas de referencia para comparar las mediciones obtenidas con los sensores desarrollados. Estos instrumentos no solo permitieron evaluar la precisión del prototipo, sino que también garantizaron condiciones de prueba seguras. Particularmente, las puntas diferenciales de voltaje **T3HVD1500-70** resultaron fundamentales para medir señales de tensión sin riesgo de provocar un cortocircuito a través del osciloscopio al evitar la conexión directa de tierras. De igual forma, la pinza de corriente **Elditest CP6220** facilitó la medición de corrientes de manera segura y no invasiva, contribuyendo al análisis confiable del comportamiento de los sensores desarrollados.

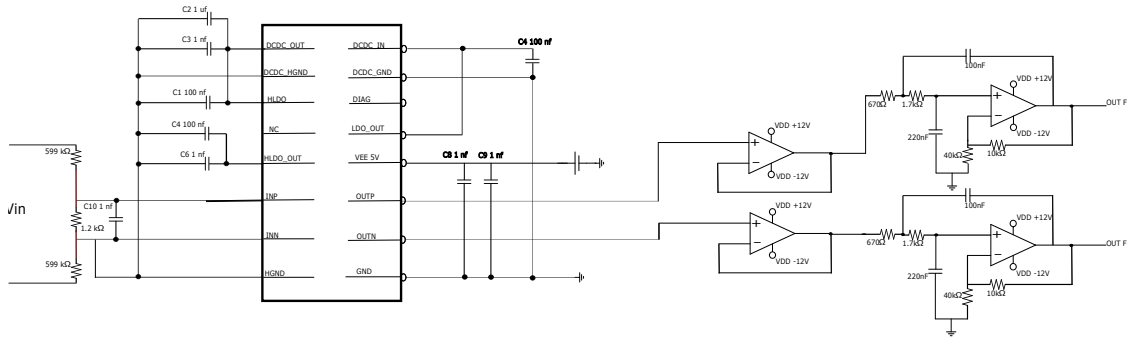


Figura 4.1: Circuito del sensor y tarjeta de implementación de voltaje.

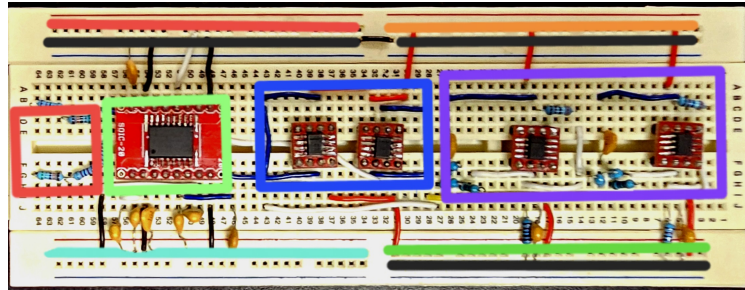


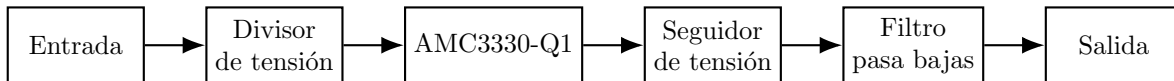
Figura 4.2: Protoboard de sensor de voltaje.

4.2 Construcción del Prototipo

4.2.1. Sensor de voltaje

El diagrama del sensor y tarjeta de implementación de voltaje completo es el visto en la figura 4.1. Donde al voltaje pasa por el divisor de tensión para entrar al integrado AMC3330Q1 para otorgar un aislamiento galvánico que entregará una señal diferencial, ambas señales pasar a un buffer para acoplar las impedancias y finalmente entrar al filtro y obtener la señal de salida de ± 10 V

La implementación del circuito se montó en una protoboard y se seccionó para poder dividir de una manera ordenada cada etapa del diseño.



resultando en la protoboard 4.2

Se usaron rectángulos de colores para distinguir cada sección del sensor y líneas para distinguir la alimentación explicado en la tabla 4.1

Color	Componente	Color	Alimentación
Rojo	Divisor de tensión	Rojo	+5 V
Verde	AMC3330-Q1	Verde	-12 V
Azul	Seguidores de voltaje	Naranja	+12 V
Morado	Filtros pasa bajas	Azul claro	Referencia del divisor (GND lado alta potencia)
		Negro	Tierra (GND)

Cuadro 4.1: Tabla de colores para componentes y alimentación en la tarjeta del sensor de voltaje.

Implementación del experimento

Para caracterizar la respuesta de nuestro sensor en condiciones reales de operación, se realizó un conjunto de mediciones en el rango de -200 V a $+200\text{ V}$ el cual es el rango de operación de la fuente PREEN AFV-P-600 configurada en modo DC, mientras que la señal de salida del sensor se registró con un multímetro OWON XDM3051 en combinación con una punta diferencial T3HVD1500-70 para ver la respuesta también en el osciloscopio. las mediciones se hicieron colocando la salida de la fuente directa a la entrada, considerandose una conexión en paralelo para medir voltaje.

Análisis de datos de medición

Se tomaron mediciones con un espaciado de 20 V y un menor espaciado en las mediciones cercanas al 0.

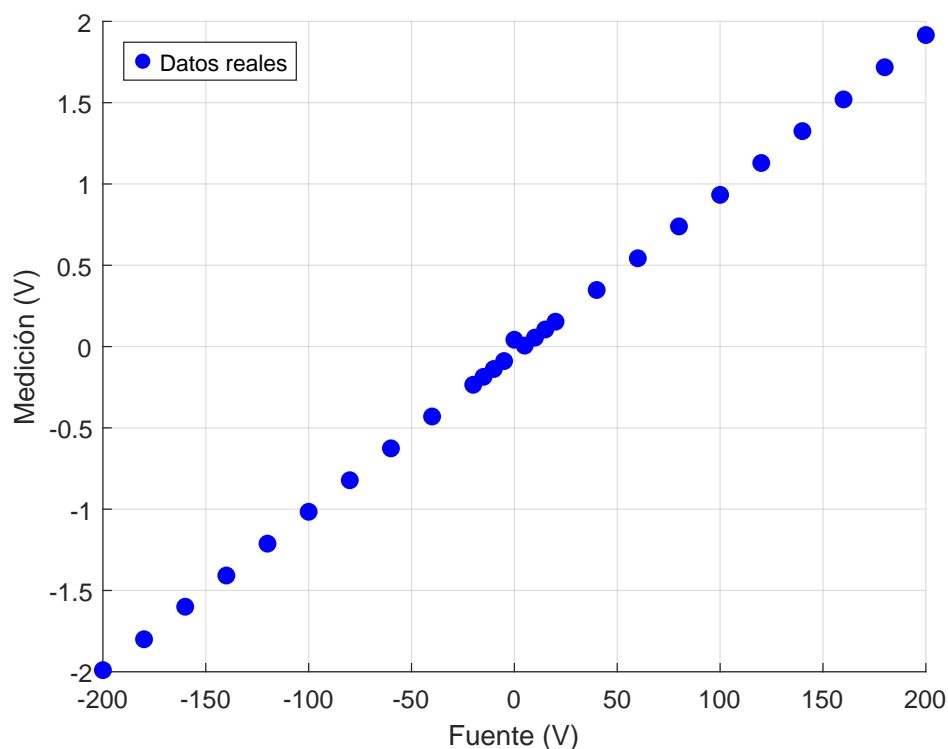


Figura 4.3: Datos experimentales de calibración: voltaje de salida del sensor vs. voltaje de la fuente (-200 V a $+200\text{ V}$).

En la Figura 4.4 se muestra el diagrama de dispersión de los valores medidos, donde el eje horizontal

corresponde al voltaje de la fuente y el eje vertical al voltaje de salida del sensor. Estos datos servirán como base para ajustar un modelo de regresión lineal que permita corregir la no linealidad.

Podemos apreciar que el sensor presenta una respuesta altamente lineal en el intervalo probado. Por ello, se optará por una regresión lineal simple utilizando la función `polyfit` de MATLAB, la cual determina los coeficientes del modelo

$$V_{\text{out}}(V_{\text{in}}) = m V_{\text{in}} + b$$

mediante el método de mínimos cuadrados. Esta aproximación permitirá cuantificar con precisión la ganancia y el offset del sensor, así como corregir cualquier desviación sistemática.

Debido a que la fuente de laboratorio PREEN AFV-P-600 en modo DC solo permite generar tensiones en el rango de ± 200 V, las mediciones experimentales del sensor se limitaron a ese intervalo. No obstante, considerando la alta linealidad observada en los datos obtenidos, se utilizó el modelo generado por regresión lineal para extrapolar la respuesta estimada del sensor en su rango de diseño completo de ± 1000 V.

El modelo obtenido con `polyfit` en MATLAB fue:

$$V_{\text{out}}(V_{\text{in}}) = 0.00976 V_{\text{in}} - 0.03778.$$

Analizando el diagrama de dispersión con el modelo de la regresión lineal y la extrapolación obtenemos la siguiente gráfica: como se puede observar el sensor tiene una linealidad muy alta por lo cual no debería ser

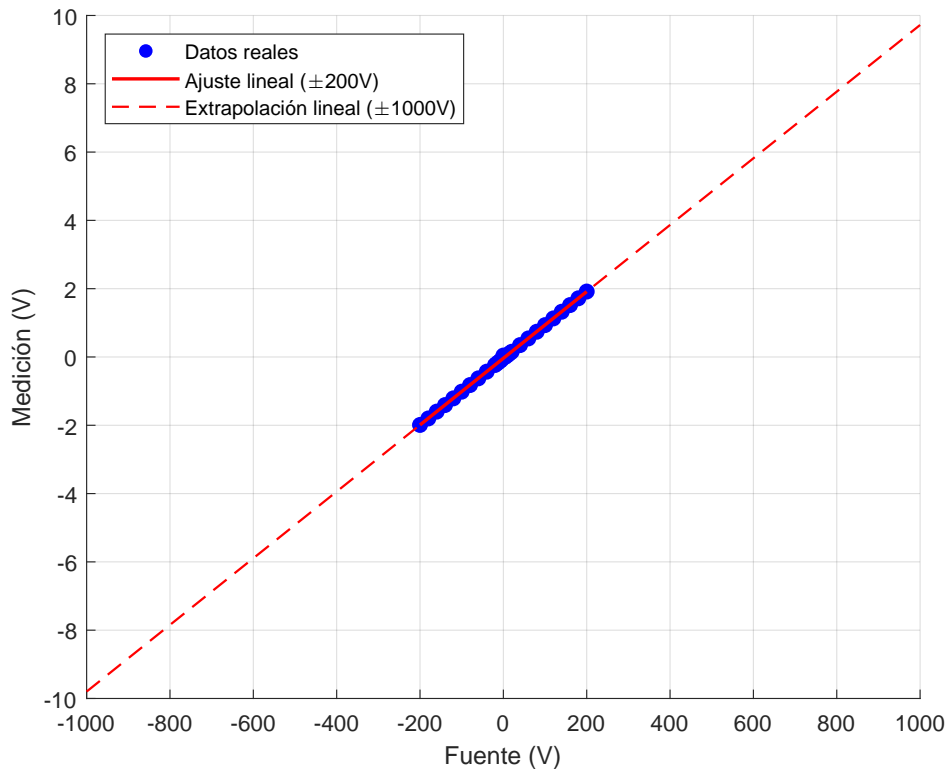


Figura 4.4: Datos experimentales de calibración: voltaje de salida del sensor vs. voltaje de la fuente (-200 V a $+200$ V).

necesario realizar ningún ajuste por software para su calibración pero si se busca una respuesta aún mas certera se puede aplicar el modelo antes descrito 4.2.1. Para verificar la linealidad nos basaremos en un el la

definición que encontramos en (Fraden, 2010) donde se define la linealidad como el error máximo que existe entre las mediciones y la recta ajustada. Para cuantificar la linealidad haremos uso de La expresión 4.1 la cual no tiene una descripción tan general sobre la linealidad, pero sirve para tomar como referencia, pues parte del error más grande dentro de las mediciones y el modelo de regresión lineal.

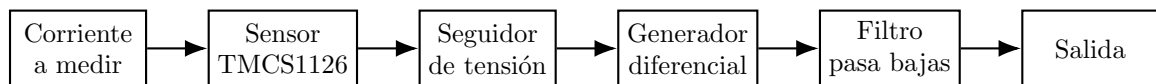
$$\text{Linealidad} = \left(1 - \frac{\text{Error máximo}}{\text{Rango de salida}}\right) \times 100 \quad (4.1)$$

Para hacer esta evaluación, usé la herramienta de MATLAB *polyval* la cual evalúa la función en todos los puntos de medición y una vez obtenido este vector se resta con la lista de salida de la fuente para así encontrar cual es error máximo y llenar el parámetro, para el rango de salida, solo se realiza una resta entre la medición mas grande realizada y la menor, el resultado es la expresión

$$\text{Linealidad} = \left(1 - \frac{0.0798}{3.9060}\right) \times 100 = 97.9576 \% \quad (4.2)$$

4.2.2. Sensor de corriente

La implementación de la tarjeta de sensor de corriente finalmente quedo con las etapas de diseño presentada a continuación 4.2.2.



Las cuatro etapas se pueden observar en la imagen 4.5 donde el sensor de efecto Hall TMCS1126 fue soldado a una tarjeta de pruebas y se colocó obligando al paso de la corriente a través del sensor y por el cable de una extensión para así poder hacer las mediciones pues recordemos la corriente debe ser medida en serie. El sensor nos ofrece el aislamiento galvánico gracias al efecto Hall, de ahí el sensor envía una señal de voltaje a un buffer para acoplar impedancias y una referencia de 2.5 V a la siguiente etapa donde los op amp en configuración inversora y no inversora crean una señal diferencial que a su vez resta el offset con la referencia de 2.5 V para que ambas señales pasen al par de filtros y finalmente salgan de la tarjeta con una amplitud de ± 10 V.

Color	Componente	Color	Alimentación
Rojo	Sensor TMCS1126	Rojo	+5 V
Azul	Seguidor de voltaje	Naranja	+12 V
Verde	Generador de señal diferencial	Verde	-12 V
Morado	Filtro pasa bajas	Negro	Tierra (GND)

Cuadro 4.2: Tabla de colores para componentes y alimentación en la tarjeta del sensor de corriente.

Implementación del experimento

Al igual que con la tarjeta del sensor de voltaje, se realizaron una serie de mediciones en el laboratorio para hacer una caracterización de la medición y obtener un modelo que nos sirva como función de transferencia. El rango de operación de nuestro sensor este determinado por el sensor de efecto hall TMCS1126A1 de

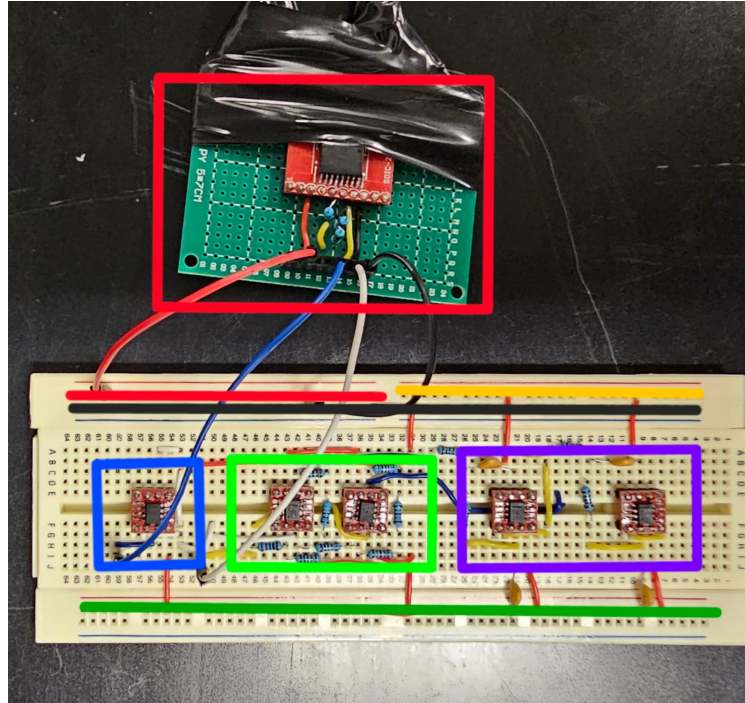


Figura 4.5: Tarjeta de prueba y protoboard de circuito sensor de corriente.

$\pm 96A$. Implementar una carga que consuma la corriente de diseño es complicado e incluso inseguro, por lo cual se decidió optar por experimentos que no pusieran en peligro la integridad y que se pudiesen mantener en parámetros de control aceptables. Para esto ocupamos una parrilla eléctrica marca taurus la cual tiene un consumo máximo de 700W así que de manera teórica podríamos esperar una corriente máxima de $Corriente_{max} = 5.51A$ pero se tuvieron diversos impedimentos, el más importante es que las fuentes que tenemos en el laboratorio no pueden ofrecer estos niveles de potencia. La fuente ideal para hacer las pruebas era la **GW Instek PSU 40-38** la cual puede ofrecer hasta 38A la limitante estaba en el voltaje, pues tiene como máximo 40V lo cual no alcanzaba para subir la corriente con la carga utilizada, usamos esta fuente para tomar mediciones en el rango que nos permitió y utilizamos la fuente **PREEN AFV-P-600** para hacer el resto de mediciones, aún que nuevamente esta fuente esta limitada en corriente, pues solo nos permite un máximo de 2.7A, con estas restricciones hicimos las mediciones para nuestra tarjeta, todas las mediciones se realizaron en modo DC para tener una mayor fiabilidad en los puntos medidos.

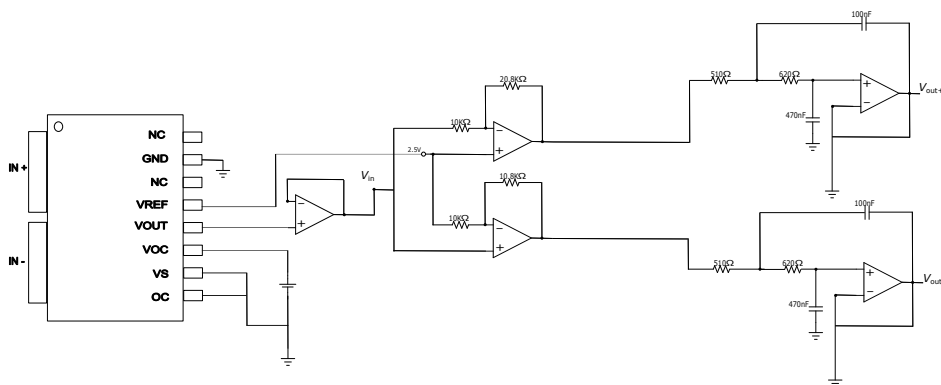


Figura 4.6: Circuito del sensor y tarjeta de implementación de corriente.

Análisis de datos de medición

Como se explicó anteriormente se combinaron los datos que se tomaron con ambas fuentes de alimentación y se realizó un gráfico de dispersión el cual resultó en 4.7

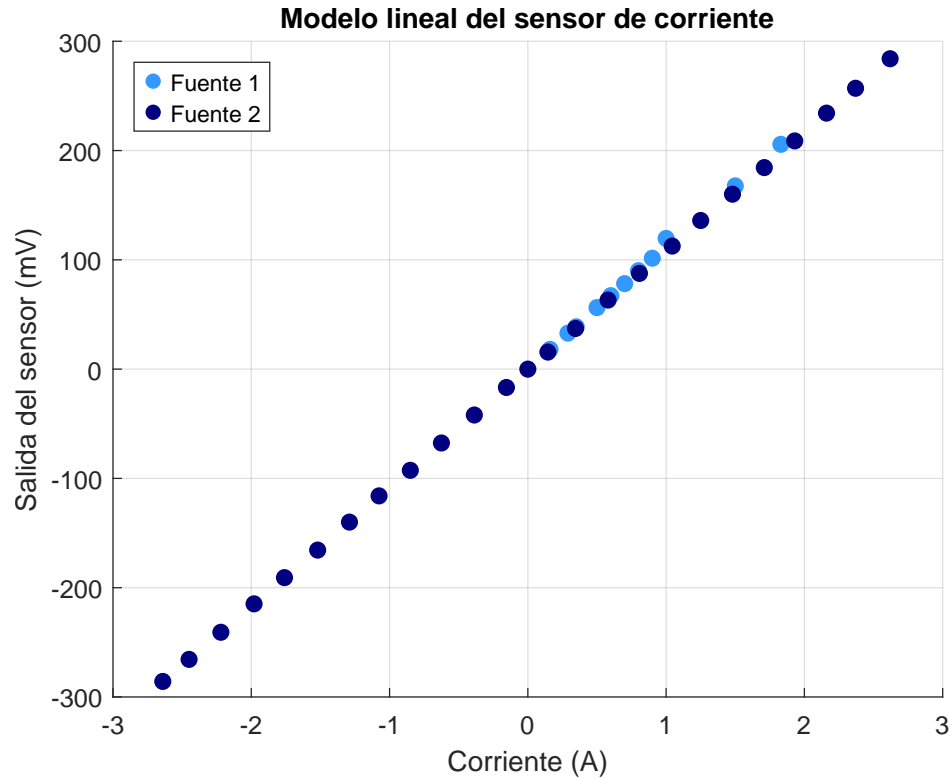


Figura 4.7: diagrama de dispersión medición en tarjeta de corriente

Aplicando nuevamente el método polyfit de MATLAB para realizar una regresión lineal por el método de mínimos cuadrados. Aplicando esta herramienta obtuvimos el siguiente modelo que describe al sensor.

$$V_{out}(I_{in}) = 108.41I_{in} + 0.9553 \quad (4.3)$$

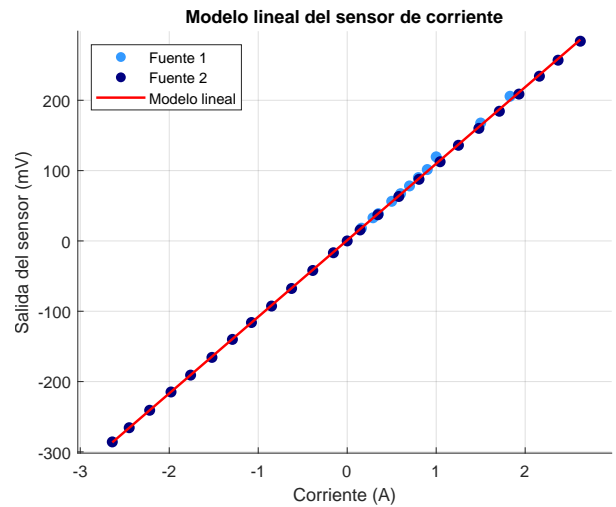
Usando la ecuación 4.3 se representó la función lineal dentro de la gráfica como una línea continua roja y al igual que en la tarjeta de corriente se gráfico la extrapolación del sensor en su rango de operación con una línea punteada roja.

Repitiendo el proceso realizada para verificar la linealidad del sensor de corriente se obtuvo la una linealidad del 98.28 % descrita en la expresión 4.4

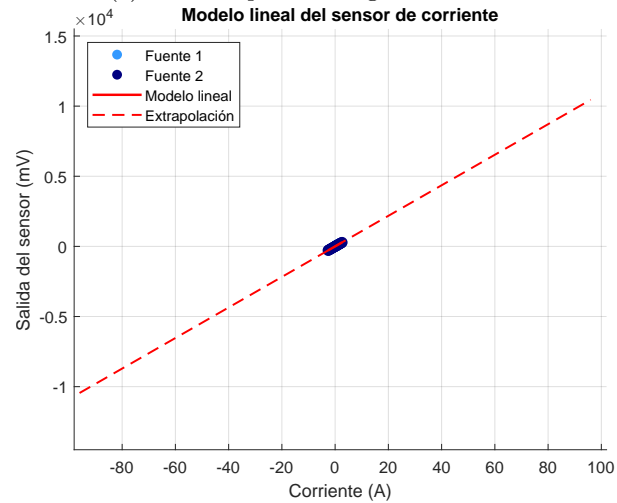
$$\text{Linealidad} = \left(1 - \frac{9.7625}{569.8000}\right) \times 100 = 98.2867\% \quad (4.4)$$

4.2.3. Implementación de los sensores para realizar lecturas en sistemas trifásicos

En esta sección se detallará y explicará como se deben realizar las conexiones del sensor para que estos puedan realizar lecturas en sistemas trifásicos de corriente de manera correcta.



(a) Modelo aplicando regresión lineal.



(b) Modelo aplicando extrapolación con el modelo usando regresión lineal.

Figura 4.8: diagrama de dispersión con los datos de medición y el modelo usando regresión lineal.

Sistemas trifásicos

Los sistemas eléctricos de 3 fases consta de 3 conductores con una diferencia de fase de 120° entre ellos. Pueden tener una configuración con neutro o sin el dependiendo de la implementación (conexión estrella 4.9 o delta 4.10).

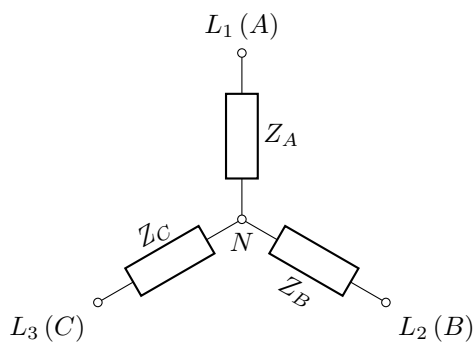


Figura 4.9: Sistema trifásico en conexión estrella (Y).

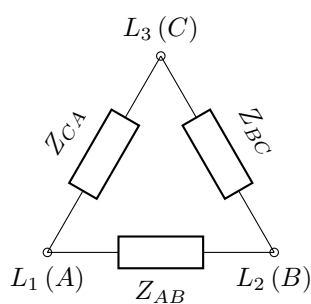


Figura 4.10: Conexión delta (Δ).

Conexión de sensor de voltaje

Recordado que el voltímetro lo que hace es medir la diferencia de potencial eléctrico o voltaje, la conexión del sensor debe tener sus terminales de entrada conectadas a la diferencia que se desea medir, en los sistemas trifásicos esta puede ser de neutro-línea o línea-neutro siempre con una conexión en paralelo. por lo tanto debe utilizarse más de un sensor para monitorizar complementarte el sistema trifásico.

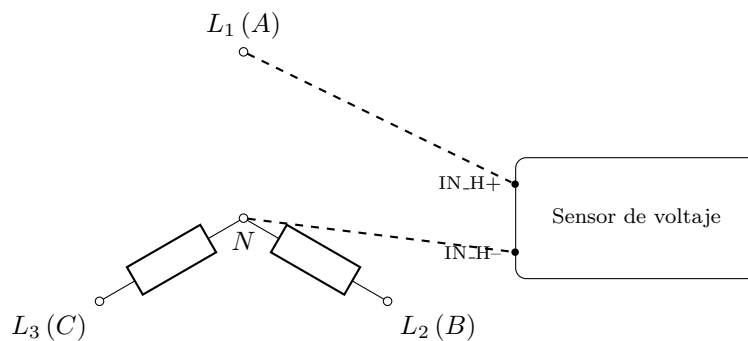


Figura 4.11: Voltaje $L_1 - N$ medido en configuración delta (Y).

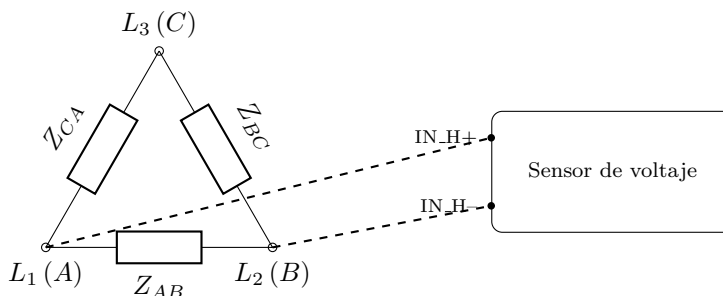


Figura 4.12: Voltaje V_{AB} medido en configuración delta (Δ).

Conexión de sensor de corriente

La medición de corriente se realiza conectando el sensor en serie, lo que implica que toda la corriente de la línea debe pasar a través de él. Para lograrlo, es necesario interrumpir el conductor y colocar el sensor en el punto de corte, asegurando así que pueda registrar el flujo de corriente y entregar la señal correspondiente.

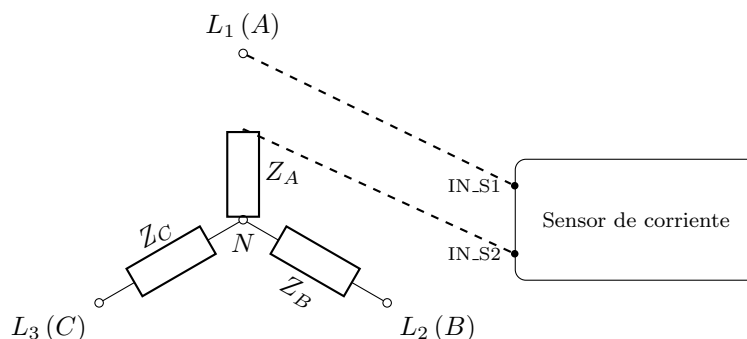


Figura 4.13: Ejemplo de implementación de sensor en $L_1 - N$ con conexión estrella (Y).

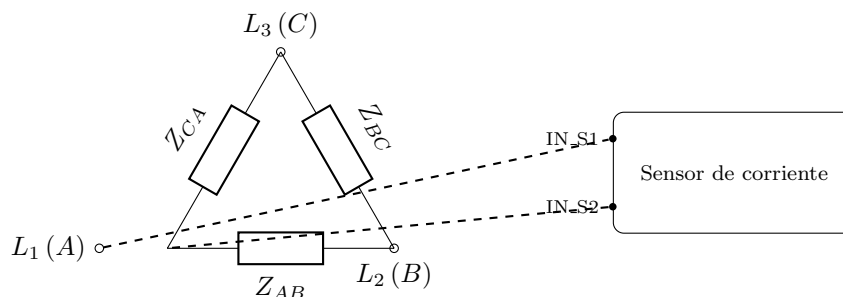


Figura 4.14: Ejemplo de implementación de sensor en L_1 con conexión delta (Δ)

Conexión de las tarjetas al DAQ

La señal proveniente del sensor al ser diferencial se debe garantizar su correcta indicación en la polaridad, ya que a pesar de no ser necesaria la referencia a tierra, si se puede invertir la señal que se está monitorizando.

Resumen de conexiones para monitorizar sistemas trifásicos

A continuación se muestra el número de sensores necesarios para monitorizar el sistema, dependiendo de la configuración que se tenga o se desea obtener.

Cuadro 4.3: Sensores de voltaje necesarios en sistema trifásico

Variable	Escenario	Sensores	Detalle
Voltaje	Completo	3	Un sensor por fase (L-N o L-L); permite calcular todo y detectar desbalance.
Voltaje	Reducido	2	Dos mediciones L-L (p. ej., V_{AB} y V_{BC}); el tercero se infiere.

Cuadro 4.4: Sensores de corriente necesarios en sistema trifásico

Variable	Escenario	Sensores	Detalle
Corriente	Balanceado	2	Se miden dos fases; la tercera se obtiene de $I_A + I_B + I_C = 0$.
Corriente	No balanceado	3	Un sensor por fase para datos completos.
Corriente (opcional)	Neutro	+1	Monitoreo de retorno/desequilibrio/fugas.

Cuadro 4.5: Resumen de sensores recomendados para monitoreo completo

Variable	Recomendado	Opcional
Voltaje	3 (una por fase)	-
Corriente	3 (una por fase)	+1 en neutro
Total	6	+1

Alimentación de la tarjeta.

Para su operación, la tarjeta se alimenta desde una fuente externa que suministra los rieles de tensión requeridos: $\pm 12V$, $5V$ y la referencia común de $0V$ (GND). A continuación, en el diagrama correspondiente, se ilustra la conexión de esta fuente con la tarjeta.

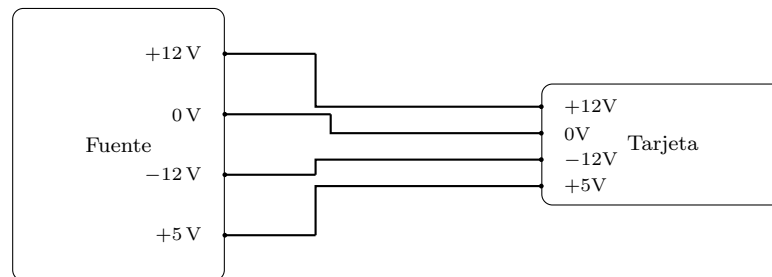


Figura 4.15: Alimentación la tarjeta desde una fuente con $+12V$, $0V$, $-12V$ y $+5V$.

4.2.4. Análisis de costo de producción

En el cuadro 4.6 se detalla el costo aproximado de la fabricación de la tarjetas de sensores, esta tabla contempla 3 sensores por tarjeta, para cubrir un monitoreo de un sistema trifásico, tanto la tarjeta de corriente como la de tensión. La fabricación de dos tarjetas cada una con tres sensores, uno para cada línea

Cuadro 4.6: Lista de materiales (BOM) con precios de Mouser de una tarjeta de corriente y otra de voltaje

Componente	Fabricante	Qty	Precio u. (MXN)	Ext. (MXN)
Aislador/medidor sigma-delta AMC3330	Texas Instruments	3	191.00	593.00
Sensor de corriente Hall TMCS1126	Texas Instruments	3	114.00	456.00
Op-amp de precisión OPA141	Texas Instruments	27	56.00	1514.00
Resistores SMD 1%/0.1% (familia)	Yageo / Vishay	15	17.00	255.00
Capacitores NP0/X7R SMD (familia)	Murata / KEMET	10	39.00	390.00
Conectores / terminales	Phoenix / Würth	4	23.00	92.00
PCB 2 capas (100×60 mm)	—	2	55.00	2046.00
Subtotal variable				5346.00

Nota: Precios consultados en Mouser (21-10-25/MXN)

del sistema tiene un costo total aproximado de 5346 MXN, cifra inferior a la de alternativas importadas. Incluso opciones consideradas económicas, como la **Taraz USM-3IV**, tienen un precio de \$600 SD en su sitio oficial, que al *21 de octubre de 2025* y con un tipo de cambio de 18.6 MXN/USD equivale aproximadamente a 11 160 MXN. Este costo podría reducirse todavía más mediante la implementación de una cadena de producción que optimice compras, procesos y tiempos de ensamblaje.

4.2.5. Conclusiones y futuro del proyecto

Se diseñó, construyó y validó un prototipo operativo para la medición de tensión y corriente, con buen desempeño en ambas tarjetas. El esquema se abordó de forma modular: sensado (divisor resistivo para voltaje y efecto Hall para corriente), aislamiento galvánico cuando es necesario, acondicionamiento mediante filtros activos Sallen–Key de segundo orden y una salida diferencial de ± 10 V, compatible de forma directa con sistemas DAQ.

Las simulaciones en TINA-TI y Simulink/Simscape, junto con las pruebas de laboratorio, evidenciaron alta linealidad en el intervalo evaluado y una respuesta en frecuencia consistente con el diseño del filtro. La inclusión de un buffer y de una etapa diferencial (no inversora/inversora) permitió suprimir el offset, recentrar la señal y aprovechar mejor el rango dinámico. La salida de ± 10 V confirmó su compatibilidad con plataformas de adquisición habituales, facilitando una integración sencilla.

En consecuencia, el prototipo se presenta como una opción frente a alternativas importadas de mayor costo. Es replicable, está documentado y se orienta a entornos académicos y de investigación. En resumen, esta tesis busca aportar al desarrollo de tecnología nacional, disminuir la dependencia externa y abrir la puerta a nuevos proyectos en instrumentación eléctrica.

4.2.6. Trabajo futuro

- **Diseño e implementación de la PCB**
 - Llevar el diseño a una PCB de dos capas con componentes SMD (de montaje superficial) para reducir costos y mejorar la manufactura.
 - Incluir conectores dedicados para alimentación, entradas (tensión y corriente) y salidas (señal diferencial).
- **Aprovechamiento de funcionalidades de los integrados**
 - **AMC330Q**: habilitar el pin de diagnóstico para rutinas de autoverificación y pruebas en campo (detección de fallas, apertura/cortos, etc.).
 - **TMCS1126**: utilizar pines auxiliares para:
 - Definir umbrales de sobrecorriente (protección).
 - Activar una alarma al superar el umbral (señal de *fault/alert* hacia la DAQ o el controlador).
- **Conectividad y compatibilidad con sistemas externos**
 - Incorporar **conectores de salida** orientados a **DAQ** y **PLCs**.

También se considera la posibilidad de compartir el gerber del diseño de la PCB para de esta manera poder integrar el diseño del sensor y la tarjeta directamente en el sistema como puede ser un convertidor, inversor o sistemas de monitoreo industrial. Esta integración permitiría la reducción de cableado, perdidas por conexión y ruido y mejorar la compacidad del conjunto.

BIBLIOGRAFÍA

- Alexander, C. K., & Sadiku, M. N. (2017). *Fundamentals of Electric Circuits* (6.^a ed.). McGraw-Hill.
- Analog Devices, I. (2020). Configurable Input/Output Modes for PLC Systems Using the MAX22000 and MAX14914A [Tabla de señales analógicas ± 10 V según IEC 61131-2]. <https://www.analog.com/en/resources/technical-articles/configurable-inputoutput-modes-for-plc-systems-using-the-max22000-and-max14914a.html>
- Bonnett, J. K. (2000). *Analysis of the Sallen-Key Architecture* (inf. téc. N.º SLOA024B) (Application Report). Texas Instruments. <https://www.ti.com/lit/an/sloa024b/sloa024b.pdf>
- Cleveland Crystals, Inc. (1976). Electro-Optics Properties of KH_2PO_4 and Isomorphs [Cleveland Crystals, Inc.].
- Crescentini, M., Syeda, S. F., & Gibiino, G. P. (2021). Hall-Effect Current Sensors: Principles of Operation and Implementation Techniques. *IEEE Sensors Journal*. <https://doi.org/10.1109/JSEN.2021.3119766>
- Doebelin, E. O., & Manik, D. N. (2017). *Measurement Systems: Application and Design* (6.^a ed.). McGraw-Hill Education.
- Fitzgerald, A., Kingsley, C., & Umans, S. (2014). *Electric Machinery* (7.^a ed.). McGraw-Hill.
- Fraden, J. (2010). *Handbook of Modern Sensors: Physics, Designs, and Applications* (4.^a ed.). Springer.
- Hayt, W. H., Kemmerly, J. E., & Durbin, S. M. (2012). *Engineering Circuit Analysis* (8th). McGraw-Hill Education.
- Horowitz, P., & Hill, W. (2015). *The Art of Electronics* (3rd). Cambridge University Press.
- IEC 61010 - Safety requirements for electrical equipment for measurement, control, and laboratory use. (2019). International Electrotechnical Commission. Consultado el 3 de agosto de 2025, desde <https://webstore.iec.ch/publication/68847>
- Instruments, D. (2025). Voltage Data Acquisition [Entradas diferenciales con rango fijo de ± 10 V]. <https://www.dataq.com/data-acquisition/voltage/>
- Kistler. (s.f.). Sensor calibration [Tareas necesarias para determinar relación sensor-referencia con incertidumbre]. <https://www.kistler.com/INT/en/sensor-calibration/C00000152>
- Moreno, M. (2018). Efeito Kerr [Monografía, Instituto de Física de São Carlos, Universidad de São Paulo, 4 pp.].
- Pallás-Areny, R., & Webster, J. G. (2012). *Sensors and Signal Conditioning* (3.^a ed.). Wiley.
- Sedra, A. S., & Smith, K. C. (2015). *Microelectronic Circuits* (7.^a ed.). Oxford University Press.
- Technologies, T. (2024). Sistema DAQ y de medición de electrónica de potencia [Accedido: 09/2024].

-
- Texas Instruments. (2011). Understanding Delta-Sigma Modulation Fundamentals [Disponible en: <https://www.ti.com/lit/an/slyt423/slyt423.pdf>]. <https://www.ti.com/lit/an/slyt423/slyt423.pdf>
- Texas Instruments. (2021). *An Engineer's Guide to Current Sensing* (inf. téc.). Texas Instruments.
- Texas Instruments. (2023a). *Current-feedback amplifier analysis and compensation* (Application Report N.º SLOA024B). Texas Instruments. Consultado el 16 de junio de 2025, desde <https://www.ti.com/lit/an/sloa024b/sloa024b.pdf>
- Texas Instruments. (2023b). *OPA141: 11-MHz, Low-Power, Low-Offset, Low-Noise, JFET-Input Operational Amplifier* [Consultado el 11 de febrero de 2025]. <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/opa141.pdf>
- Texas Instruments. (2024). Interfaz de selección de amplificadores con aislamiento [Accedido: 10/2024].
- Texas Instruments. (2025). Isolation Technology Overview [Recuperado el [2/2025]]. <https://www.ti.com/technologies/isolation.html>
- Witte, R. A. (2018). *Electronic Test Instruments: Analog and Digital Measurements* (3.ª ed.). Pearson.
- Zumbahlen, H. (Ed.). (2008). *Linear Circuit Design Handbook* (1.ª ed.). Newnes (Elsevier).