UNIVERSIDAD NACIONAL DE COLOMBIA

# Diseño e implementación de diferentes estrategias de control para un rectificador PFC con topología de convertidor Boost Interleaved

Edwin Javier Morales Rojas

Universidad Nacional de Colombia
Facultad de Ingeniería
Departamento de Ingeniería Eléctrica y Electrónica
Bogotá D. C.
2024

# Diseño e implementación de diferentes estrategias de control para un rectificador PFC con topología de convertidor Boost Interleaved

Edwin Javier Morales Rojas

Tesis presentada como requisito parcial para obtener el título de **Magister en Ingeniería - Automatización Industrial**

Director:
Germán Andrés Ramos Fuentes, Ph.D.
***Profesor Asociado Departamento de Ingeniería Eléctrica y Electrónica***

Universidad Nacional de Colombia
Facultad de Ingeniería
Departamento de Ingeniería Eléctrica y Electrónica
Bogotá D. C.
2024

## *DEDICATORIA*

***A Dios**, por ser mi guía y fortaleza en todo momento, por darme la sabiduría y perseverancia necesarias para alcanzar este logro.*

***A mi mamá Anita Rojas y mi hermana Gineth Peña**, por su amor incondicional, su apoyo constante y sus sacrificios, que me han permitido llegar hasta aquí. Este logro es tanto mío como suyo.*

***A mi familia**, por estar siempre a mi lado, por sus palabras de aliento, su paciencia y por creer en mí cuando más lo necesitaba. Gracias por ser mi fuente de inspiración y motivación.*

## *AGRADECIMIENTOS*

*Quiero expresar mi más sincero agradecimiento a mi director de tesis,* ***Ing. Germán Andrés Ramos****, por su invaluable orientación, dedicación y apoyo a lo largo de este proyecto. Sus enseñanzas y guía fueron fundamentales para la realización de este trabajo.*

*A la* ***Universidad Nacional de Colombia****, por ser el espacio académico donde adquirí los conocimientos y experiencias necesarias para desarrollar este proyecto y alcanzar mis metas profesionales.*

*Al* ***Servicio Nacional de Aprendizaje (SENA)****, por su apoyo en mi formación y por ser una institución clave en mi desarrollo como profesional.*

*A* ***mis compañeros de trabajo****, quienes con su colaboración, consejos y apoyo constante hicieron este camino más llevadero y enriquecedor. Gracias por su amistad y compañerismo.*

# 1. Resumen

En este documento se presentan los resultados obtenidos de la implementación de tres estrategias de control en un sistema de corrección dinámica del factor de potencia (PFC) utilizando la topología Boost Interleaved. Las estrategias evaluadas son el Control Proporcional Integral (PI), el Control Basado en Observador GPI y el Control en Modos Deslizantes basado en Observador GPI. La comparación de estas estrategias se centra en tres aspectos clave: la capacidad de rechazo de perturbaciones, la reducción del porcentaje de distorsión armónica total, y la corrección del factor de potencia, además del seguimiento de la referencia de corriente.

Se ha escogido la topología Boost Interleaved por ser una topología eficaz en aplicaciones de PFC debido a sus características destacadas:

1. **Reducción de la Corriente de Entrada**: Permite dividir la corriente de entrada entre varios inductores, reduciendo el estrés en cada uno y minimizando la corriente de entrada total, lo cual mejora la eficiencia del sistema y reduce el tamaño del filtro de entrada.
2. **Mejora del Factor de Potencia**: Esta mejora la corrección del factor de potencia al proporcionar una corriente de salida más suave y menos ondulada, lo que reduce la distorsión armónica y cumple con las normativas de calidad de energía.
3. **Menor Ondulación de Corriente**: Gracias a la intercalación de las fases, se reduce la ondulación de corriente en la salida del convertidor, lo cual es crucial para aplicaciones que requieren una salida de voltaje estable y limpia.
4. **Aumento de la Capacidad de Manejo de Potencia**: La topología Boost Interleaved permite manejar mayores potencias en comparación con un convertidor Boost tradicional, lo que la hace adecuada para aplicaciones de alta potencia.

Cada una de las estrategias de control fue implementada en este convertidor AC-DC, bajo condiciones nominales. Todas se enfocan en el lazo de corriente del convertidor, con el objetivo de identificar cuál ofrece el mejor rendimiento en términos de control de voltaje y balance de potencia.

Las tres estrategias de control implementadas en el sistema convertidor AC-DC Boost Interleaved (control Proporcional Integral (PI), el control GPI con observador de estados y el control en Modo Deslizante con Observador GPI), cumplen con los objetivos planteados al mantener un Factor de Potencia (FP) superior a 0.9 y un Total de Distorsión Armónica (THD) inferior al 5%, según lo establecido por la norma IEC 61000 3-2. Sin embargo, se destaca que tanto el control PI como el control en Modo Deslizante presentan un mejor desempeño global frente al control GPI debido a la menor distorsión armónica obtenida.

***Palabras claves: control proporcional, control modos deslizantes control proporcional integral generalizado, factor de potencia, distorsión armónica total***

## 2. Abstract


### Design and Implementation of Different Control Strategies for a PFC Rectifier with an Interleaved Boost Converter Topology

This paper presents the results obtained from the implementation of three control strategies in a dynamic power factor correction (PFC) system using the Boost Interleaved topology. The strategies evaluated are Integral Proportional Control (PI), GPI Observer-Based Control, and GPI Observer-Based Sliding Mode Control. The comparison of these strategies focuses on three key aspects: the ability to reject disturbances, the reduction of the percentage of total harmonic distortion, and the correction of the power factor, in addition to the monitoring of the current reference.

The Boost Interleaved topology has been chosen because it is an effective topology in PFC applications due to its outstanding features:

1. **Input Current Reduction:** Allows the input current to be split between multiple inductors, reducing stress on each and minimizing the total input current, which improves system efficiency and reduces the size of the input filter.
2. **Power Factor Improvement:** This improves power factor correction by providing a smoother, less wavy output current, reducing harmonic distortion and complying with power quality regulations.
3. **Lower Current Ripple:** Thanks to the interleaving of the phases, current ripple at the converter output is reduced, which is crucial for applications that require a stable and clean voltage output.
4. **Increased Power Handling Capacity:** The Boost Interleaved topology allows higher powers to be handled compared to a traditional Boost converter, making it suitable for high-power applications.

Each of the control strategies was implemented in this AC-DC converter, under nominal conditions. They all focus on the current loop of the converter, with the aim

of identifying which one offers the best performance in terms of voltage control and power balance.

The three control strategies implemented in the AC-DC Boost Interleaved converter system (Integral Proportional Control (PI), GPI control with state observer and Sliding Mode control with GPI Observer), meet the objectives set by maintaining a Power Factor (PF) greater than 0.9 and a Total Harmonic Distortion (THD) less than 5%, as established by IEC 61000 3-2. However, it is noted that both the PI control and the Slider Mode control have a better overall performance compared to the GPI control due to the lower harmonic distortion obtained.

**Keywords: proportional control, control sliding modes, generalized integral proportional control, power factor, total harmonic distortion**

# CONTENIDO

*DEDICATORIA* ..... 2
*RECONOCIMIENTOS* ..... 3
1. Resumen ..... 4
2. Abstract ..... 6
3. Introducción ..... 12
4. OBJETIVOS ..... 23
4.1. Objetivo General ..... 23
4.2. Objetivos Específicos ..... 23
5. Capítulo 1. Descripción de la planta ..... 24
6. Capítulo 2. Modelo Matemático ..... 33
7. Capítulo 3. Estrategias de control ..... 37
7.1. Control Proporcional Integral ..... 37
7.2. Control basado en observador Proporcional Integral Generalizado (GPI) 47
7.3. Control Modos deslizantes basado en observador (GPI) ..... 57
8. Capítulo 4. Comparaciones ..... 51
9. Conclusiones ..... 55
10. Bibliografía ..... 57
11. ANEXOS ..... 62
11.1. Anexo 1. Caracterización del sensor de corriente ..... 62
11.2. Anexo 2 Caracterización sensor de voltaje ..... 63
11.3. Anexo 3 Circuito acondicionador de señal ..... 64
11.4. Anexo 4 Tarjeta de adquisición de datos NI6070E ..... 66

## LISTA DE FIGURAS

Figura 1. *Convertidor AC-DC con puente rectificador sin control.* ..... 13
Figura 2. *Señal de corriente en el puente rectificador con Diodos.* ..... 13
Figura 3. *Niveles de armónicos permitidos según estándar IEC 61000 3-2 contra producidos por puentes de diodos.* ..... 14
Figura 4. *Convertidor Boost Interleaved.* ..... 17
Figura 5. *Leyes de control en un corrector de factor de potencia* ..... 19
Figura 6. *Diagrama esquemático del convertidor AC-DC Boost Interleaved* ..... 24
Figura 7. *Convertidor Boost Interleaved* ..... 26
Figura 8. *Diagrama del sensor de corriente LA 55-P* ..... 27
Figura 9. *Diagrama del sensor de tensión LV 25-P* ..... 28
Figura 10. *Diagrama del sistema con las señales provenientes de la planta y salidas PWM* ..... 30
Figura 11. *Señales provenientes del PFC y salidas PWM* ..... 31
Figura 12. *Diagrama Esquemático del circuito Convertidor Boost Interleaved.* ..... 33
Figura 13. *Diagrama de bloques del control PI.* ..... 38
Figura 14. *Sintonización de Diseño del controlador PI en Sisotool.* ..... 38
Figura 15. *Diagrama de Dode laso abierto.* ..... 40
Figura 16. *Diagrama de Bode lazo cerrado.* ..... 41
Figura 17. *Diagrama de bode de la función de sensibilidad.* ..... 42
Figura 18. *Simulación de la Corriente (Azul) - Referencia (Rojo) Control PI* ..... 42
Figura 19. *Corriente (Azul) – Referencia (Rojo) Control PI* ..... 43
Figura 20. *Transitorio control PI.* ..... 44
Figura 21. Respuesta del control PI ante cambios de carga. ..... 45
Figura 22. *Datos medidos con el Analizador de redes al implementar control PI*. 46
Figura 23. *Diagrama de bloques del control basado en observador GPI* ..... 50
Figura 24. *Simulación de la Corriente (Azul) – Referencia (Rojo) Control GPI* ..... 52
Figura 25. Control GPI sin observador. ..... 53
Figura 26. *Corriente (Azul) – Referencia (Rojo) Control PI* ..... 53
Figura 27. Transitorio control GPI. ..... 54

Figura 28. Respuesta de control GPI ante cambios de carga. ..... 55
Figura 29. *Datos Analizador de redes Control basado en observador GPI* ..... 56
Figura 30. *Condición de alcanzabilidad de un sistema en modo deslizante.* ..... 60
Figura 31. *Trayectoria del sistema en las proximidades de una región deslizante.* ..... 61
Figura 32. *Diagrama de bloques sistema de control en modo deslizante.* ..... 62
Figura 33. *Diagrama de bloques del control.* ..... 64
Figura 34. Seguimiento de la referencia en el control SMC en simulación. ..... 65
Figura 35. *Seguimiento de la Corriente (Azul) – Referencia (Rojo) Control Modos Deslizantes basado en Observador GPI.* ..... 66
Figura 36. Transitorio control SMC. ..... 67
Figura 37. Respuesta de control SMC ante cambios de carga ..... 68
Figura 38. *Datos Analizador de redes Control Modos deslizantes basado en observador GPI* ..... 69
Figura 39. *Diagrama que muestra el THD* ..... 51
Figura 40. *Diagrama que muestra el Factor de Potencia obtenidos en las diferentes estrategias de control.* ..... 52
Figura 41. *Diagrama que muestra el error cuadrático medio.* ..... 53
Figura 42. *Circuito de acondicionamiento de señales.* ..... 65
Figura 43. Diagrama de puertos tarjeta PCI 6070E. ..... 66

# LISTA DE TABLAS

Tabla 1. *Límites de armónicos según la norma IEC 61000 3-2* ..... 15
Tabla 2. *Límites de armónicos según norma IEEE 519* ..... 15
Tabla 3*. Valores nominales del sensor de corriente.* ..... 27
Tabla 4*. Precisión y desempeño dinámico del sensor de corriente.* ..... 28
Tabla 5. *Valores nominales del sensor de tensión.* ..... 29
Tabla 6. *Precisión y desempeño dinámico del sensor de tensión.* ..... 29
Tabla 7. *Características del ADC de la tarjeta PCI6040E.* ..... 32
Tabla 8. *Implementación control PI* ..... 46
Tabla 9. *Simulación e Implementación control basado en Observador GPI* ..... 56
Tabla 10. *Simulación e Implementación control basado en Observador GPI.* ..... 69
Tabla 11. *Comparación de resultados de las estrategias de control.* ..... 54

# 3. Introducción

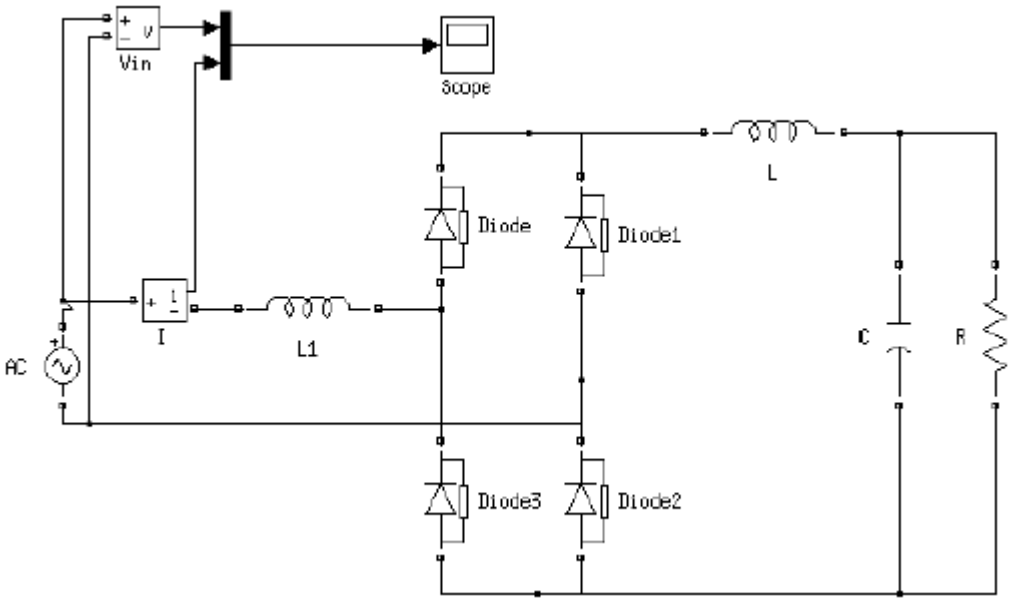
Los correctores dinámicos de factor de potencia son dispositivos basados en electrónica de potencia, que buscan que la transformación de una señal de voltaje alterno a una de voltaje continuo, se realice con una baja inyección de armónicos de corriente a la red de distribución eléctrica, además de tener un factor de potencia cercano a la unidad [1]. En contraste, los rectificadores convencionales basados en puentes de diodos o SCRs suelen inyectar una cantidad considerable de contenido armónico en la corriente de entrada, además de tener un factor de potencia inferior a la unidad, lo cual representa las principales desventajas de este tipo de convertidores [2].

La calidad energética se evalúa mediante la distorsión armónica total (THD, por sus siglas en inglés, Total Harmonic Distortion) y el factor de potencia (PF, Power Factor), el THD proporciona una estimación de la cantidad de armónicos presentes en la señal de corriente, mientras que el PF representa el desfase entre la señal de corriente y la señal de voltaje, se espera que el valor del PF esté muy cerca de la unidad para asegurar una óptima eficiencia energética [3].

Los rectificadores convencionales usan un puente completo de diodos y un capacitor como filtro, como se muestra en la *Figura 1*, dicho rectificador produce un THD de corriente en un rango del 40% al 130% y tiene una forma de onda de corriente similar a la ilustrada en la *Figura 2.* La forma de onda tiene una descomposición en frecuencia, como se presenta en la *Figura 3,* donde se comparan los armónicos generados por el puente rectificador contra los armónicos permitidos de acuerdo a la norma IEC 61000-3-2 Clase D [4].

A continuación, se presenta la *Figura 1.* donde se implementa convertidor AC DC con puente rectificador y condensador:

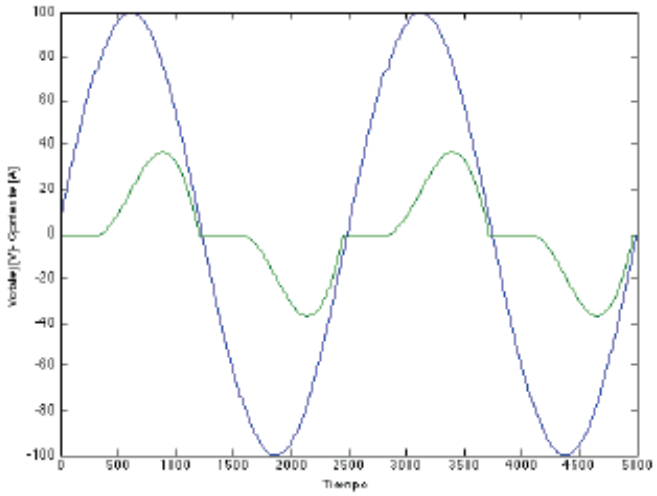
**Figura 1.** *Convertidor AC-DC con puente rectificador sin control.*




**Fuente:** Autor, 2024.

En la *Figura 2,* se ilustra la forma de onda de voltaje y corriente en el puente rectificar:

**Figura 2.** *Señal de corriente en el puente rectificador con Diodos.*

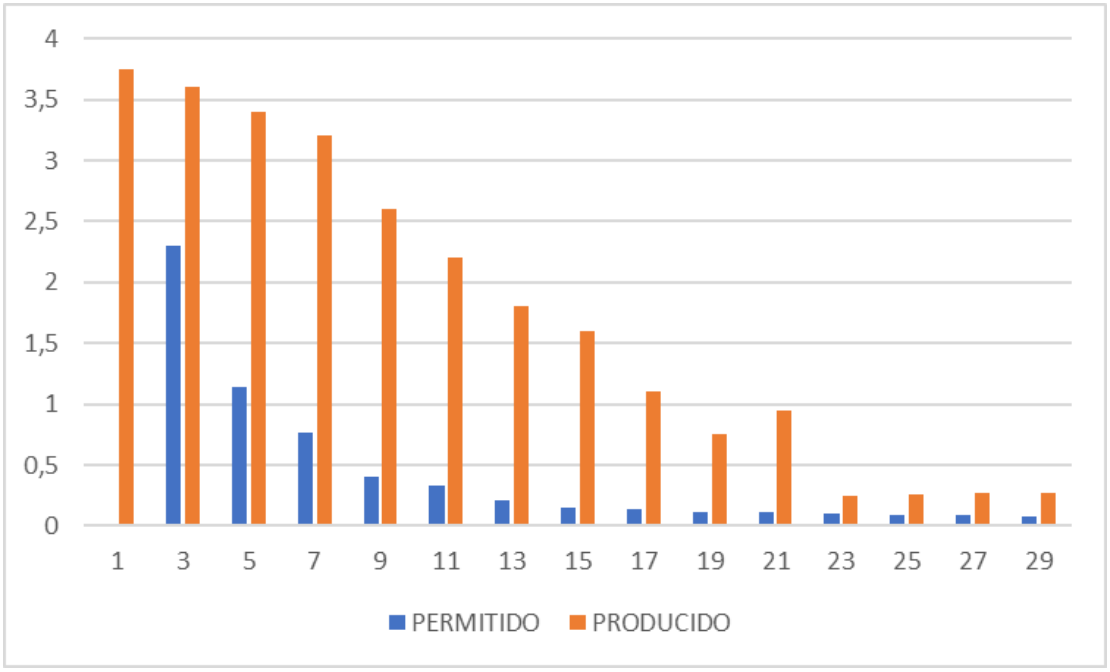



**Fuente:** Autor, 2024.

La Comisión Electrotécnica Internacional (IEC) es una organización mundial de normalización, cuyo propósito es fomentar la cooperación internacional en materia de estandarización en los campos eléctrico y electrónico. El estándar IEC 61000-3-2 establece los diferentes límites para las emisiones de corriente armónica (corrientes de entrada ≤16A por fase) como se ilustra en la *Figura 3.* [5]; un ejemplo de los distintos niveles permitidos por esta norma se presenta en la *Tabla 1.* Otro estándar que regula la presencia de armónicos en la red eléctrica es la IEEE/ANSI 519, el cual define límites armónicos similares a la IEC 61000, con la diferencia de que incluye cargas de muy alto consumo [4], como se muestra en la *Tabla 2*.

A continuación, se presenta la *Figura 3.* en la que se compara los diferentes niveles armónicos producidos por el puente rectificador y los permitidos por la norma IEC 61000 3-2:

**Figura 3.** *Niveles de armónicos permitidos según estándar IEC 61000 3-2 contra producidos por puentes de diodos.*




**Fuente:** IEC 61000 3-2, 2013.

La *Tabla 1,* presenta el valor máximo de corriente permitido de acuerdo al número de armónico par e impar de acuerdo a la norma IEC 61000 3-2:

**Tabla 1.** *Límites de armónicos según la norma IEC 61000 3-2*

| Número del armónico | Máxima Corriente permitida (Amperios) | Número del armónico | Máxima Corriente permitida (Amperios) |
|---|---|---|---|
| 1 | 0 | 2 | 1,08 |
| 3 | 2,3 | 4 | 0,43 |
| 5 | 1,14 | 6 | 0,30 |
| 7 | 0,77 | 8 | 0,23 |
| 9 | 0,4 | 10 | 0,18 |
| 11 | 0,33 | 12 | 0,15 |
| 13 | 0,21 | 14 | 0,13 |
| 15 < n < 39 | 0,15A *(15/n) | 16 < n < 40 | 0,23*(8/n) |

**Fuente:** IEC 61000 3-2, 2013.

Y, la *Tabla 2*, muestra el valor máximo de corriente permitido de acuerdo al número de armónico par e impar de acuerdo a la norma IEEE 519:

**Tabla 2.** *Límites de armónicos según norma IEEE 519*

| Isc/I1 | Orden de armónicos impares | | | | | % THD |
|---|---|---|---|---|---|---|
| | n < 11 | 11 < n < 17 | 17 < n < 23 | 23 < n < 35 | 35 < n | |
| <20 | 4,0 | 2,0 | 1,5 | 0,6 | 0,3 | 5,0 |
| 20 - 50 | 7,0 | 3,5 | 2,5 | 1,0 | 0,5 | 8,0 |
| 50 - 100 | 10,0 | 4,5 | 4,0 | 1,5 | 0,7 | 12,0 |
| 100 - 1000 | 12,0 | 5,5 | 5,0 | 2,0 | 1,0 | 15,0 |
| > 1000 | 15,0 | 7,0 | 6,0 | 2,5 | 1,4 | 20,0 |

**Fuente:** IEEE 519, 2014.

Para disminuir el impacto de las corrientes con alto contenido armónico en las redes eléctricas, se han desarrollado diversas alternativas para filtrar o eliminar los componentes armónicos generados por los rectificadores. Entre estas alternativas, se encuentran los correctores dinámicos de factor de potencia (PFC), que pueden clasificarse en activos o pasivos.

Los correctores de factor de potencia pasivos son sistemas sencillos que emplean capacitores e inductores para corregir el factor de potencia. Su funcionamiento se basa en la compensación de la potencia reactiva inductiva con una cantidad

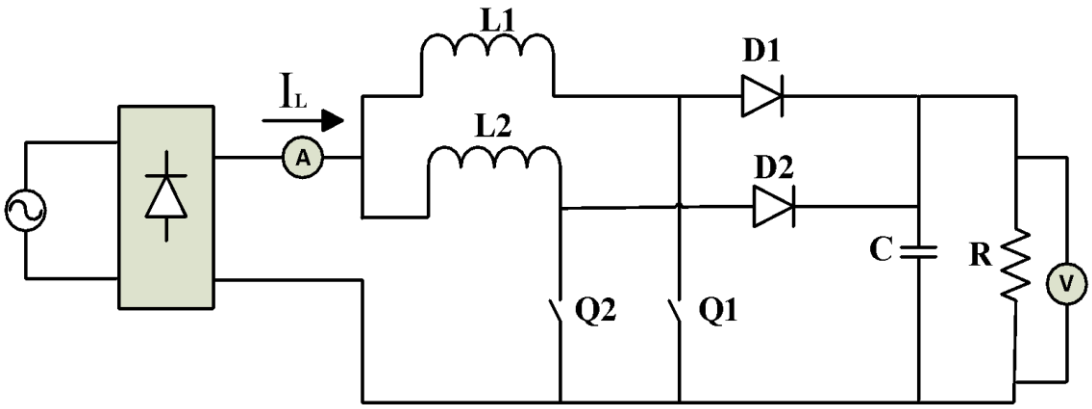
equivalente de potencia reactiva capacitiva, este tipo de corrector es eficaz en sistemas con cargas estables y constantes [34]. Aunque los correctores pasivos presentan ventajas como su bajo costo y simplicidad, además de requerir poco mantenimiento debido a sus componentes menos propensos a fallar, tienen limitaciones significativas, su principal desventaja es la incapacidad para ajustarse dinámicamente a variaciones en la carga, lo que puede resultar en una corrección inadecuada cuando la carga varía considerablemente [33].

A diferencia de los correctores pasivos, los correctores de factor de potencia activos utilizan dispositivos electrónicos para ajustar el factor de potencia, estos sistemas emplean convertidores que modifican la forma de onda de la corriente en respuesta a una señal de referencia del voltaje, eliminando así la potencia reactiva de forma dinámica [33]. Los correctores activos tienen la ventaja de poder adaptarse automáticamente a las variaciones en la carga, proporcionando una corrección más precisa y efectiva, además, suelen reducir los armónicos presentes en el sistema, lo que mejora la calidad de la energía [35]. En términos de implementación, los correctores activos a menudo se diseñan utilizando topologías tipo Boost.

Una técnica avanzada para optimizar la corrección del factor de potencia y reducir los niveles de Distorsión Armónica Total (THD) es la utilización de dos correctores de factor de potencia en configuración intercalada, este tipo de topología permite una mejora adicional en la eficiencia del sistema.

A continuación, se presenta la *Figura 4* convertidor AC - DC, cuya topología es un Boost Interleaved:

**Figura 4.** *Convertidor Boost Interleaved.*




**Fuente:** Autor, 2024.

Entre las ventajas más destacadas en el momento de utilizar el Convertidor Boost Interleaved como corrector dinámico de potencia se encuentran: la disponibilidad de los componentes, una alta densidad de potencia y alta eficiencia; esta topología ha sido ampliamente adoptada en diversas aplicaciones, con potencias de consumo que van de 200 - 2000W [6] - [8]. Una de las características técnicas más importantes del convertidor de PFC Boost Interleaved es su capacidad para reducir el rizado de corriente, este efecto tiene como consecuencia la minimización significativa del tamaño, peso y costo de los filtros asociados [9].

El PFC Boost Interleaved puede operar en tres modos diferentes: modo de conducción discontinua (DCM), modo de conducción continua (CCM) y modo de conducción crítico (CRM) [10].

El DCM, la corriente a través de los inductores es nula en una parte del periodo de conmutación, en CCM, la corriente fluye a través de los inductores sin alcanzar el valor cero en ningún momento del ciclo de conmutación y en CRM, el convertidor opera en el límite de los modos CCM y DCM [10].

El PFC convertidor Boost Interleaved, cuando opera en modo DCM o CRM, suele ser más fácil de controlar, pero presenta una mayor ondulación de corriente, esto

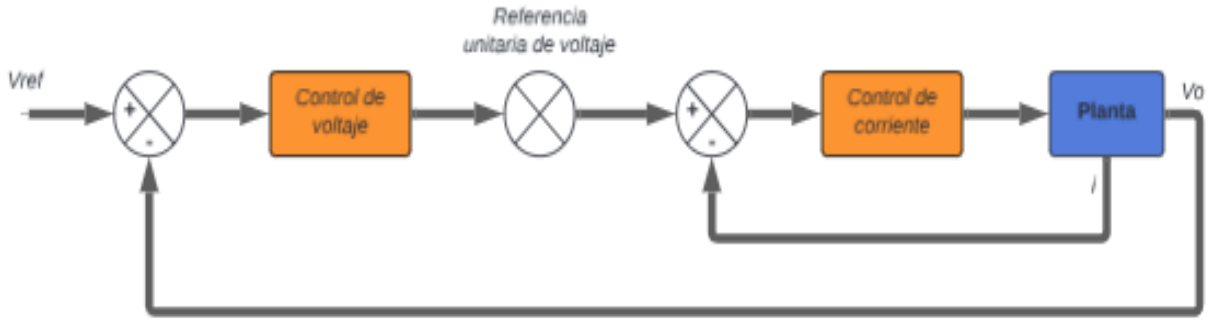
resulta en un incremento en el valor RMS de la corriente del inductor, lo que a su vez conlleva a un aumento en las pérdidas magnéticas y de conducción, así como al incremento del ruido de conmutación, este aumento en las pérdidas y el ruido de conmutación se traduce en mayores requisitos de filtrado, por consiguiente, estos modos de operación se utilizan típicamente en aplicaciones con niveles de potencia relativamente bajos, en contraste, el modo de conducción continua (CCM) se emplea en niveles de potencia medios y altos, ya que ofrece una mejor gestión de la corriente y menores pérdidas [11].

Desde el enfoque de control clásico, los correctores dinámicos de factor de potencia tienen dos objetivos principales: 1. Regular el voltaje continuo de salida del convertidor y, 2. Controlar la forma de onda de la corriente de entrada; para esto, se establecen dos leyes de control retroalimentadas [12].

La primera ley de control, determina la amplitud de la onda sinusoidal de corriente de entrada, sensando una forma de onda sinusoidal que puede ser el voltaje de entrada, o una plantilla previamente definida que se tomará como referencia de control [6]. La segunda ley de control, tiene como objetivo seguir la onda sinusoidal escalada, para ello, utiliza la conmutación de los interruptores de potencia como actuadores, los cuales a su vez realizan el proceso de carga y descarga del inductor, permitiendo dar la forma deseada la corriente de entrada [7].

A continuación, en la *Figura 5,* se muestra un diagrama de bloques que ilustra estas leyes de control en un corrector de factor de potencia con la topología de Convertidor Boost Interleaved:

**Figura 5.** ***Leyes de control en un corrector de factor de potencia***




**Fuente:** Autor, 2024.

Un inconveniente que se presenta en los convertidores Boost Interleaved utilizados como correctores de factor de potencia (PFC), es la desigualdad en la distribución de corriente entre los inductores de cada rama, afectando negativamente el rendimiento del sistema, para abordar esta problemática, se han implementado diferentes estrategias basadas en el control de carga [15] [16], las cuales se describen a continuación [14]:

**Control Proporcional Integral (PI) con Corrección de Desbalance:**

El controlador PI es una de las estrategias más comunes para manejar el desbalance de corriente en convertidores Boost Interleaved, se basa en ajustar la señal de control para cada rama del convertidor, de manera que se minimicen la diferencia en las corrientes de los inductores [36]. La acción proporcional ajusta la salida del controlador en función de la diferencia instantánea entre la corriente medida y la corriente de referencia, mientras que la acción integral compensa el error acumulado a lo largo del tiempo.

**Control Basado en Observador (GPI) con Estimación de Corrientes:**

El control basado en observador, como el Generalized Predictive Interleaved (GPI), utiliza un modelo del sistema para estimar las corrientes internas de los inductores y ajustar el control [37]. En la implementación se emplea un modelo matemático para estimar el comportamiento de cada rama del convertidor y mediante el uso del

observador se estiman las corrientes internas no medidas directamente con el fin de obtener una regulación más precisa.

### Control en Modos Deslizantes (SMC) con Gestión de Corrientes

El Control en Modos Deslizantes (SMC) combina una estrategia de control robusta con técnicas para gestionar el desbalance de corriente entre los inductores [38]. En esta estrategia se define una superficie de deslizamiento en la que el sistema se comporta de manera deseada, a pesar de las perturbaciones y el desbalance, se ajusta dinámicamente la señal de control para mantener el sistema sobre la superficie de deslizamiento, reduciendo el desbalance de corriente.

### Control Adaptativo con Compensación de Desbalance

El control adaptativo ajusta continuamente los parámetros del controlador en función de las condiciones operativas cambiantes para abordar el desbalance de corriente [39]. Para esto se implementan algoritmos que ajustan los parámetros de control en tiempo real basándose en mediciones de corrientes y condiciones del sistema.

### Control Predictivo Basado en Modelo (MPC)

El Control Predictivo Basado en Modelo (MPC), utiliza un modelo del sistema para predecir el comportamiento futuro y ajustar las señales de control para minimizar el desbalance de corriente [40].

El balance de corriente entre los módulos del PFC Boost Interleaved ha sido una cuestión crítica, ya que una corriente desequilibrada puede provocar sobrecalentamiento y saturación de sobrecarga en el inductor [17, 18].

Para evitar que los correctores de factor de potencia se vean afectados por las perturbaciones, es necesaria la implementación de estrategias robustas de control que puedan tolerar o superar todos los desafíos descritos anteriormente [14]. En este documento se describe para la implementación, los controladores basados en observadores GPI, los cuales son robustos para sistemas no lineales, estos controladores utilizan un observador lineal que puede realizar estimaciones precisas de perturbaciones tanto internas como externas de la dinámica de la planta, basándose en una aproximación polinomial de la función de perturbación, esta estimación se utiliza por el controlador para cancelar la dinámica de la perturbación en tiempo real e imponer una dinámica de error de seguimiento [19, 20].

Otro enfoque es el control por modos deslizantes, que implica definir una ley de control que conmuta a alta frecuencia para llevar el estado del sistema a una superficie conocida como superficie de deslizamiento, una vez que el sistema está en esta superficie, se mantiene ante posibles perturbaciones externas [14]. Los sistemas con modos deslizantes tienen la capacidad de ser una herramienta eficiente para el control complejo de alto orden de planta dinámica no lineales que operan en condiciones inciertas, lo cual es un problema común en muchos procesos de tecnología moderna; esto explica el alto nivel de actividad de investigación y publicación en esta área, así como el interés de los ingenieros prácticos en el control de modos deslizantes durante las últimas dos décadas [29].

Para comparar los dos controles descriptos anteriormente, se implementará adicionalmente el control Proporcional Integral (PI), ya que es el más común en la aplicación de sistema de potencia. El objetivo es determinar la estrategia que ofrezca los mejores resultados en cuanto a Distorsión Armónica Total (THD) y robustez frente a cambios en la carga.

El presente documento está estructurado de la siguiente forma:

**Capítulo 1:** En este capítulo se proporciona una descripción detallada del convertidor y se muestra la configuración esquemática del circuito, incluyendo las señales necesarias para el control, así como la calibración de sensores y la plataforma de implementación xPC target.

**Capítulo 2:** Aquí se lleva a cabo un análisis de las ecuaciones que representan al convertidor Boost Interleaved, con el objetivo de diseñar las diferentes estrategias de control.

**Capítulo 3:** En este capítulo se realiza el diseño de las diferentes estrategias de control (PI, GPI y Control en Modo Deslizante), y se presentan los resultados obtenidos en la simulación, implementación y referencia a los parámetros de comparación, como la Distorsión Armónica Total (THD), la presencia de armónicos y las respuestas ante variaciones de carga.

**Capítulo 4:** Se realiza una comparación de los resultados obtenidos en cada estrategia de control implementada, teniendo en cuenta parámetros como el error de seguimiento y el error cuadrático medio, con el fin de determinar cuál es el control más adecuado para este tipo de aplicación.

Finalmente, se presentan las conclusiones del trabajo, las cuales se basan en las implementaciones realizadas y en los resultados obtenidos durante el estudio, en relación con los objetivos planteados.

# 4. OBJETIVOS

## 4.1. Objetivo General

Diseñar e implementar técnicas de control para un sistema PFC con topología de convertidor Boost Interleaved, que permita obtener un factor de potencia mayor a 0.9, manteniendo un TDH inferior al 5% de la corriente de entrada según lo establecido por la norma IEC 61000 3-2.

## 4.2. Objetivos Específicos

1. Definir los criterios de operación del sistema PFC para lograr un modelo y su respectiva verificación.

2. Diseñar y analizar técnicas de control para el sistema PFC con cargas superiores al 30% de la capacidad nominal, obteniendo un buen desempeño en términos del factor de potencia, TDH y perturbaciones internas y externas.

3. Estudiar técnicas de control no convencionales como GPI y modos deslizantes para la implementación a sistemas de PFC.

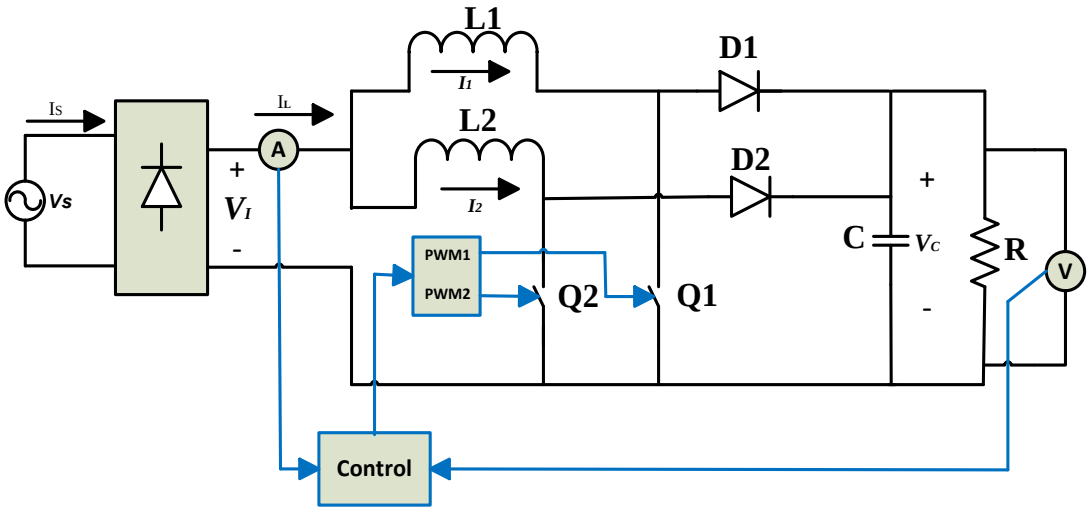
4. Realizar una comparación de las estrategias analizadas e implementadas en cuanto a desempeño, robustez y confiabilidad.

# 5. Capítulo 1. Descripción de la planta

En este capítulo se describirá la planta de trabajo, que está constituida por un módulo de corrección del factor de potencia (PFC), cuya función principal es convertir la tensión de corriente alterna (AC) proporcionada por la red eléctrica a una tensión de corriente continua (CC), asegurando que la corriente y la tensión de entrada estén en fase. La configuración del PFC tipo Boost Interleaved, ilustrada en la *Figura 6*, se compone de los siguientes componentes:

1. Rectificador de Puente Completo: Este dispositivo transforma la tensión AC de la red en una tensión CC rectificada.
2. Circuito de Corrección de Factor de Potencia: Está formado por dos bobinas (L1 y L2), dos diodos (D1 y D2) y dos transistores MOSFET (Q1 y Q2). Este circuito es responsable de mejorar el factor de potencia del sistema.
3. Bus de Corriente Continua: Compuesto por un capacitor (C) y una resistencia de carga (R), este bus almacena y regula la tensión DC final.

**Figura 6.** *Diagrama esquemático del convertidor AC-DC Boost Interleaved*




**Fuente:** Autor, 2024.

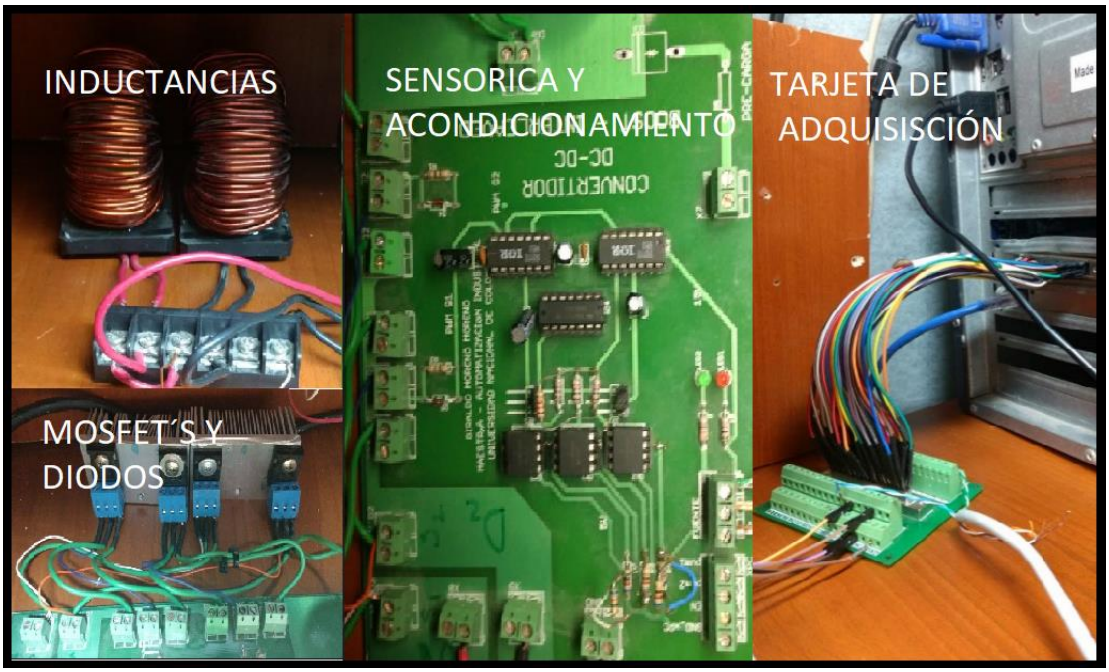
Como se ilustra en la figura anterior, que muestra el convertidor PFC Boost Interleaved, la tensión alterna de entrada se introduce en el convertidor a través de un puente rectificador, el cual transforma la tensión AC en corriente continua (DC). La etapa de corrección del factor de potencia (PFC) está conformada por dos convertidores Boost que operan con señales de modulación por ancho de pulso (PWM) a una frecuencia de 20 kHz, con un desplazamiento de fase de 180 grados entre ellos.

En la primera etapa Boost, el inductor L1, el transistor MOSFET Q1 y el diodo de conmutación D1 trabajan en conjunto. En la segunda etapa, el inductor L2, el MOSFET Q2 y el diodo D2 realizan funciones similares. El condensador C actúa como un depósito de energía, y junto con la resistencia de carga R, forma el bus de corriente continua (DC) que proporciona la tensión final del sistema.

En la *Figura 7,* se muestra el convertidor Boost Interleaved utilizado, este funciona a una potencia nominal alrededor de 300W y está formado por:

- Un puente rectificador de 50A
- Dos bobinas de 707µH, 0.5Ω a 20kHz medidas con un puente de impedancias FLUKE-PM6306 de 1MHz.
- Dos capacitores electrolíticos de 330µF que en paralelo dan una capacitancia total de 660µF.
- Dos diodos de potencia Fast Recovery.
- Dos MosFet IRFP260n.
- Dos sensores, uno de corriente y uno de tensión, los cuales se describen en la siguiente sección.
- Una resistencia de carga de 40Ω a 1800W.

**Figura 7.** *Convertidor Boost Interleaved*



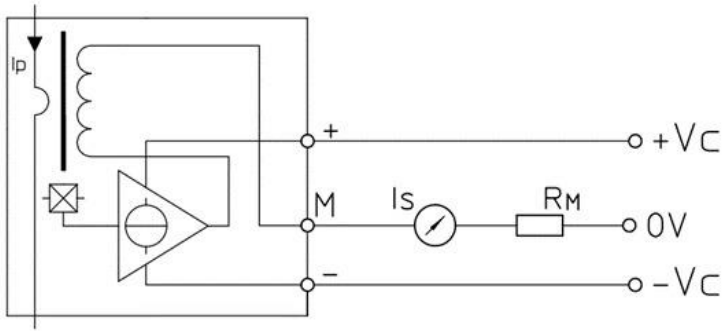

**Fuente:** Autor, 2024.

Para alcanzar los objetivos de control, se medirá el voltaje de entrada de la red de alimentación, el cual servirá como referencia para el control de corriente. De igual manera, se realizará la medición de la corriente de entrada al sistema después del puente rectificador, con el fin de proporcionar la retroalimentación correspondiente. A continuación, se describen los sensores que se utilizarán:

- **Sensores de medida de corriente y tensión**

La corriente de la salida del puente rectificador y la tensión de alimentación se mide con sensores de corriente y de tensión de efecto Hall. El sensor de corriente se muestra en la *Figura 8*, los valores nominales y de desempeño del sensor se muestran en la *Tabla 3* y *Tabla 4,* que fueron tomados de la hoja de especificaciones técnicas de dichos sensores [9].

**Figura 8.** *Diagrama del sensor de corriente LA 55-P*




**Fuente:** LEM, s.f.

**Tabla 3***. Valores nominales del sensor de corriente.*

| | | | | |
|---|---|---|---|---|
| **Corriente nominal del primario rms IPN** | 50A | | | |
| **Rango de medición de la corriente de primario IPM** | 0.. ±70A | | | |
| **Medición de resistencia RM con ±15V** | $T_A$ =70°C | | $T_A$ =85°C | |
| | **$R_{Mmin}$** | **$R_{Mmax}$** | **$R_{Mmin}$** | **$R_{Mmax}$** |
| | 50 | 160 | 135 | 155 |
| | 50 | 90 | 135 | 135 |
| **Corriente nominal del secundario ISN** | 50mA | | | |
| **Voltaje de alimentación (± 5%) VC** | ± 12 … 15 | | | |
| **Consumo de corriente IC** | 10 (@ ± 15 V) + Is mA | | | |

**Fuente:** Autor, 2024.

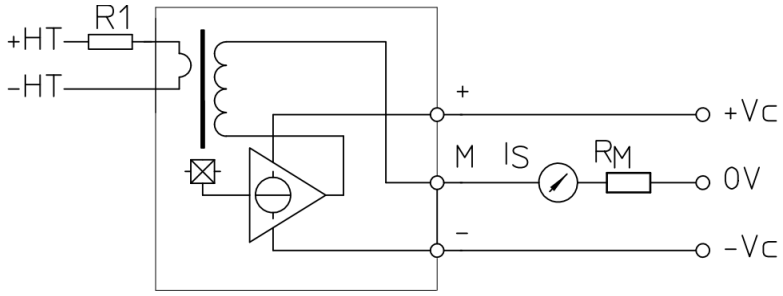
**Tabla 4**. *Precisión y desempeño dinámico del sensor de corriente.*

| Datos de precisión y desempeño dinámico | |
|---|---|
| **Precisión a 25°C @ ± 15 V (± 5 %)** | ± 0.65% |
| **Error de Linealidad** | < 0.15% |
| **Offset de Tensión a 25°C cuando $I_P$=0** | ± 0.2 mA |
| **di/dt precisión de seguimiento** | > 200 A/µs |
| **Ancho de banda (- 1 dB)** | DC. 200 kHz |
| **Tiempo de respuesta al 90% del paso de IPN** | < 1 µs |

**Fuente:** Autor, 2024.

El sensor de tensión tiene una estructura similar al sensor de corriente, este sensor necesita una resistencia en serie en el devanado primario como se muestra en la *Figura 9*, esta resistencia limita la corriente que pasa a través del sensor y está definida por el fabricante. Los valores nominales y de desempeño del sensor se muestran en las *Tabla 5* y *Tabla 6*, la relación entre la tensión de entrada al sensor y la resistencia de salida está definida el *Anexo 2*.

**Figura 9.** *Diagrama del sensor de tensión LV 25-P*




**Fuente:** LEM, s.f.

**Tabla 5.** *Valores nominales del sensor de tensión.*

| Valores nominales del sensor de tensión | |
|---|---|
| **Corriente nominal del primario (Rms)** | 10mA |
| **Rango de medida de la corriente de primario** | 0…±14mA |
| **Resistencia de medida Vcc = ±15 V** | 100Ω-190 Ω |
| **Corriente nominal del secundario (Rms)** | 25mA |
| **Razón de conversión** | 2500:100 |
| **Tensión de alimentación** | ±15 |
| **Tiempo de respuesta al 90% del paso de IPN** | < 3µs |
| **Tensión para la prueba de asilamiento AC, 50Hz, 1mn** | 2.5kV |

**Fuente:** Autor, 2024.

**Tabla 6.** *Precisión y desempeño dinámico del sensor de tensión.*

| Valores nominales del sensor de tensión | |
|---|---|
| **Corriente nominal del primario (Rms)** | 10mA |
| **Rango de medida de la corriente de primario** | 0…±14mA |
| **Resistencia de medida Vcc = ±15 V** | 100Ω-190 Ω |
| **Corriente nominal del secundario (Rms)** | 25mA |
| **Razón de conversión** | 2500:100 |
| **Tensión de alimentación** | ±15 |
| **Tiempo de respuesta al 90% del paso de IPN** | < 3µs |
| **Tensión para la prueba de asilamiento AC, 50Hz, 1mn** | 2.5kV |

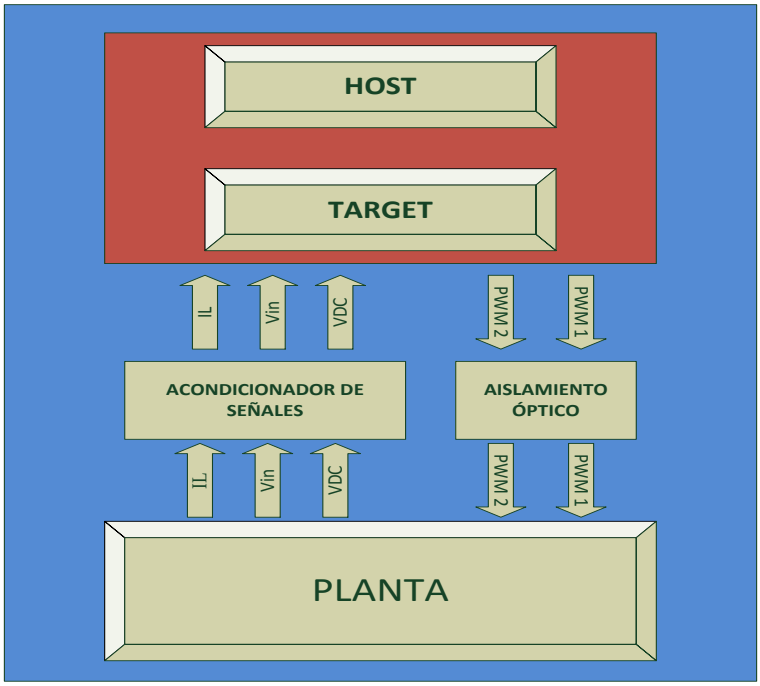
**Fuente:** Autor, 2024.

- **Plataforma de implementación de estrategias de control: xPC Target**

En la *Figura 10*, se muestra el diagrama del sistema y las señales necesarias para el control del convertidor Boost Interleaved, las cuales se clasifican en:

- **Señales de realimentación:** la tensión de línea de entrada (Vin), la corriente que atraviesa la bobina de entrada (IL), y la tensión de salida (Vc), son señales requerida para implementar el lazo de control de corriente y voltaje.
- **Señales de control:** dos señales tipo Pulse Width Modulated (PWM) con las cuales se controla la corriente a través del encendido y apagado de los Mosfet.

**Figura 10.** *Diagrama del sistema con las señales provenientes de la planta y salidas PWM*



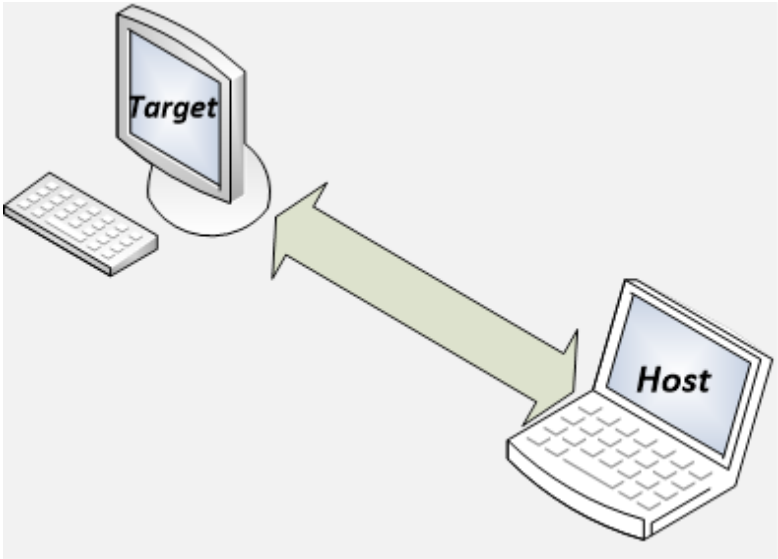

**Fuente:** Autor, 2024.

xPC Target es la plataforma donde se implementan las técnicas de control, este es un sistema operativo en tiempo real que emplea el hardware de un computador denominado Target para ejecutar algoritmos de control. El modelo de la estrategia

de control es desarrollado en el entorno Simulink sobre un computador denominado Host y se ejecutan en tiempo real en otro computador denominado Target.

Esta configuración Host - Target es posible por medio de la herramienta real-time Workshop de MathWorks, esta herramienta se encarga de procesar el modelo de Simulink por medio de un compilador de lenguaje C y enlazarlo con ficheros del xPC. La comunicación entre el Host y el Target se realiza a través del protocolo Ethernet, donde se conecta con su kernel de tiempo real [17] [18]. El esquema general de los dos componentes del xPC - Target se muestra en la *Figura 11*.

**Figura 11.** *Señales provenientes del PFC y salidas PWM*




**Fuente:** Autor, 2024.

La tarjeta de adquisición de datos *PCI6070E de National Instruments* la cual está integrada al Target, utiliza los puertos AI4, AI5 y AI12 para recibir las señales analógicas de realimentación y los puertos AO0 para generan la señal de control.

Las señales de realimentación se adquirieron a partir del bloque del convertidor analógico digital de la tarjeta en el entorno de Simulink, este bloque entrega el valor analógico de la señal medida, esta señal debe ser de tensión y tiene un valor entre $-10V$ $y$ $10V$ con respecto a la tierra de la tarjeta. La frecuencia de muestreo del

sistema es de $20\ kHz$. El convertidor analógico Digital de la tarjeta es de 16 bits y las características generales se muestran en la *Tabla 7*.

**Tabla 7.** *Características del ADC de la tarjeta PCI6040E.*

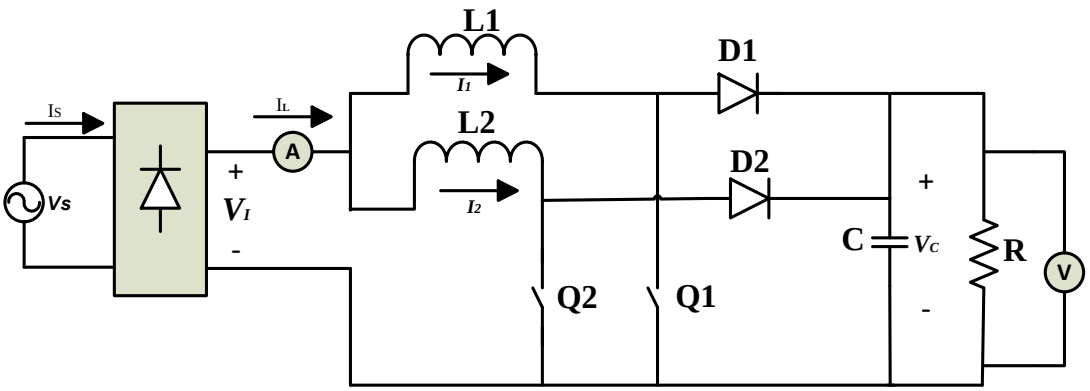
| Rango de medición (V) | Precisión % de la lectura | Offset (mV) | Ruido + error de cuantización (mV) | Deriva térmica (%/°C) | Precisión absoluta (mV) |
|---|---|---|---|---|---|
| ±10V | 0.0672 | 7.38 | 0.846 | 0.0010 | 15.373 |

**Fuente:** Autor, 2024.

# 6. Capítulo 2. Modelo Matemático

En este capítulo, se pretende describir el modelo matemático del convertidor AC-DC Boost Interleaved. Con el objetivo de simplificar el análisis, el convertidor tipo Boost se puede representar en configuración paralela, aunque los resultados pueden extenderse fácilmente a la conexión de Múltiples convertidores de este tipo, el diagrama correspondiente se muestra en la *Figura 12*, donde $v_i = |v_s|$ y $i_L = |i_s|$.

**Figura 12.** *Diagrama Esquemático del circuito Convertidor Boost Interleaved.*




**Fuente:** Autor, 2024.

La corriente total de entrada se define como $i_L = i_1 + i_2$, se asume que la corriente se distribuye de manera equivalente en los inductores en estado estable, esto es $i_1 = i_2$. La idea de la conexión del convertidor AC-DC Boost Interleaved es reducir el rizo presente en la corriente de entrada, desde el punto de vista de control, para garantizar un factor de potencia cercano a la unidad, se puede indicar como objetivo de seguimiento de la corriente hacia una referencia que está en fase con la tensión de alimentación, es decir:

$$i_l \rightarrow i^* \tag{1}$$

$$i_1 \rightarrow \frac{i^*}{2} \tag{2}$$

$$i_2 \rightarrow \frac{i^*}{2} \tag{3}$$

Donde $i^*$ es la referencia de corriente que debe seguir $i_l$.

De acuerdo a la ley de Kirchhoff aplicada al circuito mostrado en la *Figura 12*, las ecuaciones diferenciales que describen el modelo del sistema son:

$$L_1 \frac{di_1}{dt} = v_s - u_1 v_c \tag{4}$$

$$L_2 \frac{di_2}{dt} = v_s - u_2 v_c \tag{5}$$

$$C \frac{dv_c}{dt} = u_1 i_1 + u_2 i_2 - \frac{v_c}{R} \tag{6}$$

Donde $u_k = (1 - d_k); para \quad k = \{1,2\}$, y $d_k$ representa el ciclo útil del PWM, una variable en tiempo continuo que puede tomar valores en el intervalo {0, 1} y usada para generar la secuencia de conmutación de los Interruptores $Q_1$ y $Q_2$ respectivamente. El modelo anterior se conoce como el modelo conmutado del sistema, pero si se considera la señal de control $d$ , donde $0 < d < 1$, se puede rescribir las ecuaciones (4), (5) y (6) de la siguiente manera para obtener el modelo promediado del sistema:

$$L \frac{di_L}{dt} = v_s - (1 - d) v_c \tag{7}$$

$$C \frac{dv_c}{dt} = (1 - d) i_L - {}^{v_c}/_{R} \tag{8}$$

Donde $i_L$ representa la corriente que pasa por cada uno de los inductores, en otras palabras $i_L = \frac{i_s}{2}$, que representa la mitad de la corriente entregada por la fuente de alimentación, tal como se puede visualizar en la *Figura 12*.

De la ecuación (7), al realizar el siguiente cambio de variable $\alpha = -(1-d)v_c$, obtenemos la ecuación (9), en este caso $\alpha$, representa la señal de control en función de ancho de puso $d$ que activará al MOSFET, al despejar a $d$, en función de la señal de control $\alpha$, se obtendrá la ecuación (10).

$$L\frac{di_L}{dt} = v_s + \alpha \qquad (9)$$

$$d = \frac{\alpha+1}{v_c} \qquad (10)$$

Las ecuaciones (9) y (10) representan el modelo linealizado de la planta para el lazo de corriente, el cual se utilizará para el diseño de los controladores del sistema de corrección del factor de potencia (PFC).

Como se mencionó anteriormente, este sistema incluye dos elementos de conmutación, los MOSFET $Q_1$ $y$ $Q_2$ , los cuales se le aplica un desfase de 180 grados en la señal de control, este desfase se puede expresar alternativamente como $\frac{360}{n}$, donde *n* representa el número de convertidores Boost en paralelo que conforman el sistema [43]. La razón de este desfase es minimizar las interferencias mutuas entre los convertidores y reducir el ripple de corriente en la etapa de conversión, lo que mejora la eficiencia global del sistema [41].

Para alcanzar los objetivos de corrección del factor de potencia, se mide la corriente total $i_s$, y se compara con la referencia, que será igual a la mitad de la corriente medida en la entrada del sistema $i^* = \frac{i_s}{2}$, esto indicaría que por cada una de las inductancias circularía la misma corriente.

Esta comparación permite ajustar el control para mejorar la precisión de la regulación del factor de potencia, en la práctica, se selecciona una de las ecuaciones que describen la corriente de los inductores para diseñar y ajustar los diferentes tipos de controladores que se implementarán, tales como el control Proporcional Integral (PI), el control GPI con observador y el control en modos deslizantes (SMC).

Aplicando la transformada de Laplace a la ecuación (9) se tiene que:

$$sI_{s(s)} = \frac{1}{L_1}(v_s(s) - \alpha(s)) \tag{11}$$

Al tomar a $v_s$ como una perturbación y teniendo en cuenta la frecuencia de conmutación del sistema, se obtiene el modelo promediado/simplificado de la planta.

$$\frac{I_s(s)}{\alpha(s)} = \frac{1}{L_1 s} \tag{12}$$

# 7. Capítulo 3. Estrategias de control

Para los convertidores AC-DC conmutados, habitualmente se utiliza el control Proporcional Integral (PI) para la corrección del PF, debido a su fácil implementación y sus buenos resultados [13].

En este capítulo se abordará el procedimiento seguido para el diseño de cada estrategia de control, comenzando con la formulación, el desarrollo de los modelos teóricos y la simulación llevada a cabo utilizando el toolbox de potencia de Matlab; esto permitió evaluar el comportamiento de las estrategias en un entorno virtual antes de su implementación práctica. Además, se presentarán los resultados obtenidos tras la integración y prueba de las estrategias en la planta real, utilizando XpcTarget, este análisis incluirá una comparación entre los resultados simulados y los experimentales, así como una evaluación de la eficacia y el desempeño de las estrategias de control en condiciones operativas reales.

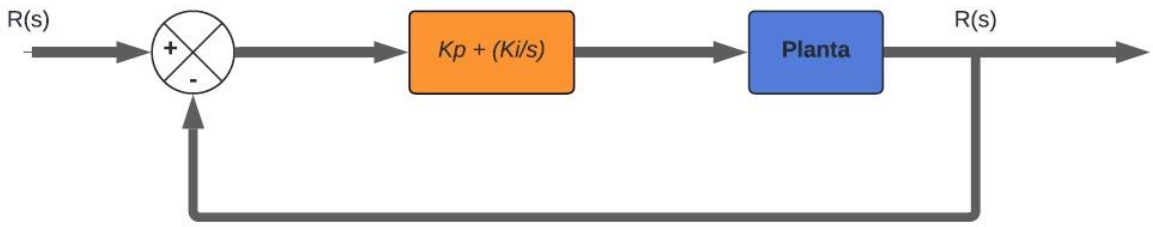
## 7.1. Control Proporcional Integral

El control Proporcional Integral (PI), es ampliamente utilizada en sistemas de potencia con el ánimo de mejorar la estabilidad y el desempeño en la regulación de procesos, combinando la proporcional, que ajusta la salida del sistema en función del error presente en el momento, y la acción integral, que corrige errores acumulados a lo largo del tiempo para reducir el error residual a cero.

Para el diseño y la sintonización del controlador, se empleó la herramienta gráfica de MATLAB Sisotool, utilizando esta herramienta se establecieron los parámetros del controlador PI a partir de los valores de diseño predefinidos.

La estructura de este controlador consta de un integrador, un cero y una ganancia proporcional $\left( C(s) = K_P \frac{\left(s+\frac{K_i}{K_P}\right)}{s} \right)$ como se muestra en la *Figura 13* [14][15].

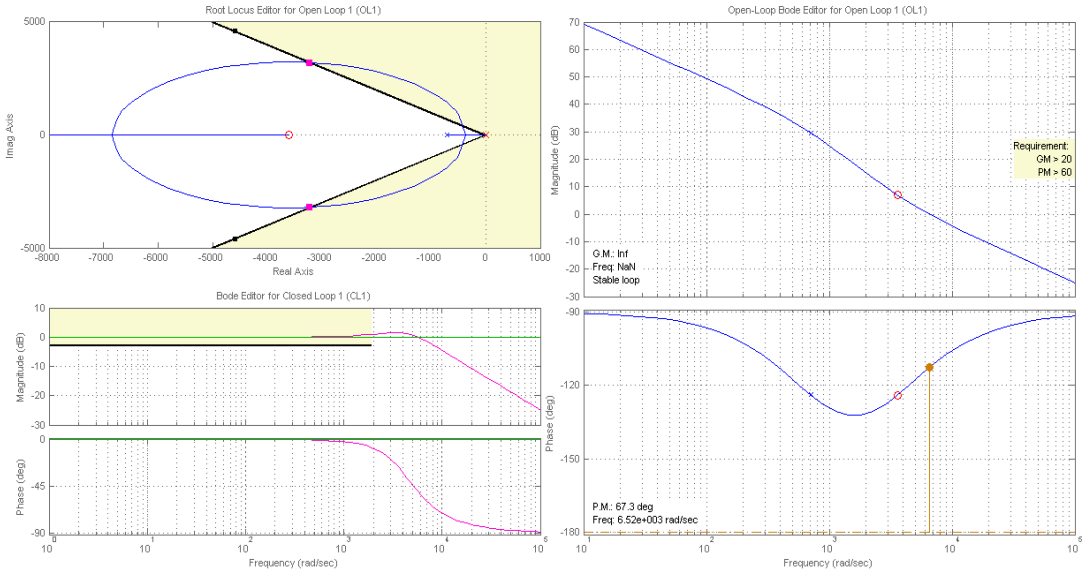
**Figura 13.** *Diagrama de bloques del control PI.*




**Fuente:** Autor, 2024.

La sintonización del control PI se hace teniendo en cuenta un margen de fase mayor a 60 grados, los polos en lazo cerrado del sistema se encuentren en el semiplano izquierdo del plano complejo y un amortiguamiento mayor a 0.707, garantizando la estabilidad del sistema, como se muestra en la *Figura 14*.

**Figura 14.** *Diseño de controlador PI usando Sisotool de Matlab.*




**Fuente:** Autor, 2024.

En la ecuación (13) se presenta la función de transferencia del controlador que se obtuvo a partir de la sintonización del controlador PI con la herramienta Sisotool.

$$C_{PI} = 12{,}08\frac{(s + 1517{,}3)}{s} \qquad (13)$$

La ecuación característica del sistema viene dada por la expresión dada en la ecuación (14).

$$1 + C(s) * G(s) = 0 \qquad (14)$$

Realizando los reemplazos correspondientes obtenemos la ecuación característica del sistema en función de las constantes Proporcional e Integral de acuerdo a la ecuación (15).

$$s^2 + \frac{R + k_p}{L}s + \frac{k_i}{L} = 0 \qquad (15)$$

Donde resulta las constantes para el controlador PI en función de los polos como:

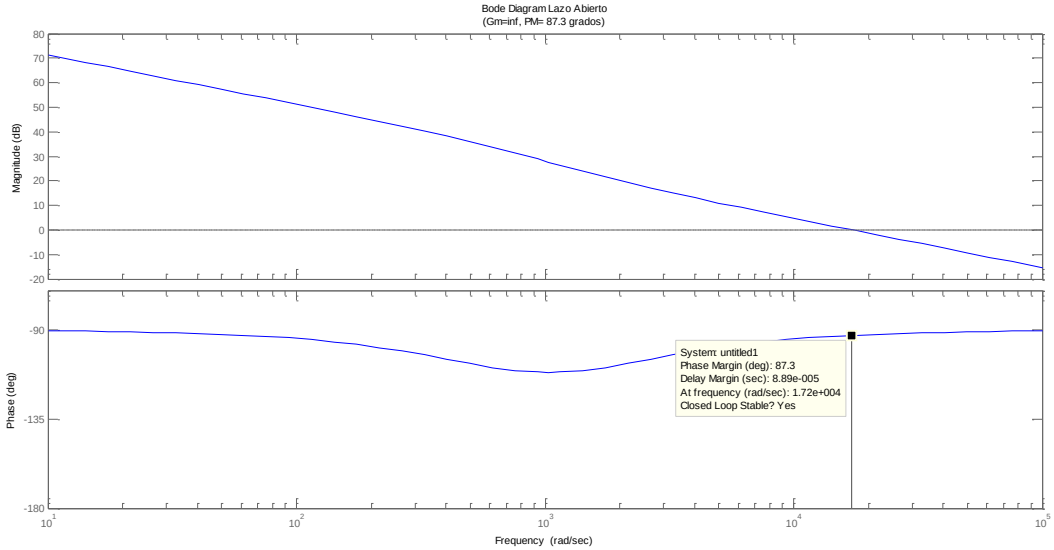
$$k_i = L * p_1 * p_2 \qquad (16)$$
$$k_p = -(p_1 + p_2) * L - R$$

Donde se obtuvieron el valor para los polos del sistema en lazo cerrado

$$p_1 = -16200. \quad p_2 = -1800 \qquad (17)$$

En la *Figura 14*, muestra el diagrama de Bode del sistema en lazo abierto, donde se puede observar el margen de ganancia y fase que detallan la estabilidad del sistema.

**Figura 15.** *Diagrama de Bode lazo abierto.*

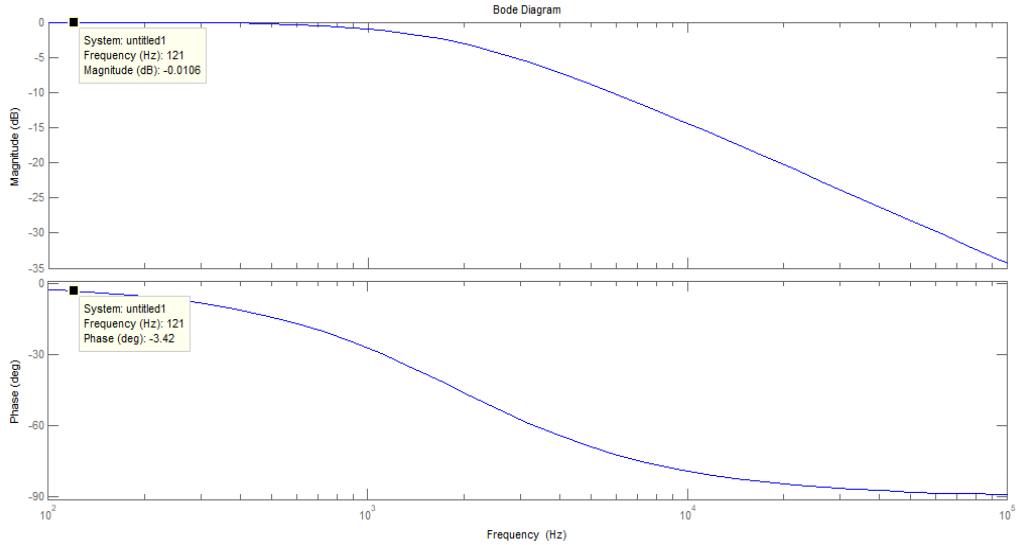



**Fuente:** Autor, 2024.

Como se puede observar, la curva de fase tiende asintóticamente a -90 grados por lo que esta no cruza por el valor de -180 grados, resultando en un margen de ganancia infinito y un margen de fase muy cercano a 90 grados, en lo que se puede concluir que el sistema es estable.

A continuación, en la *Figura 16,* se muestra el diagrama de Bode del sistema en lazo cerrado, donde se puede observar la respuesta en frecuencia del sistema controlado, en este caso, la referencia proviene de la medición de voltaje a la salida del puente rectificador de la planta de trabajo. El diagrama permite evaluar el comportamiento de la salida del sistema en términos de ganancia y fase frente a esta referencia.

**Figura 16.** *Diagrama de Bode lazo cerrado del sistema controlado.*

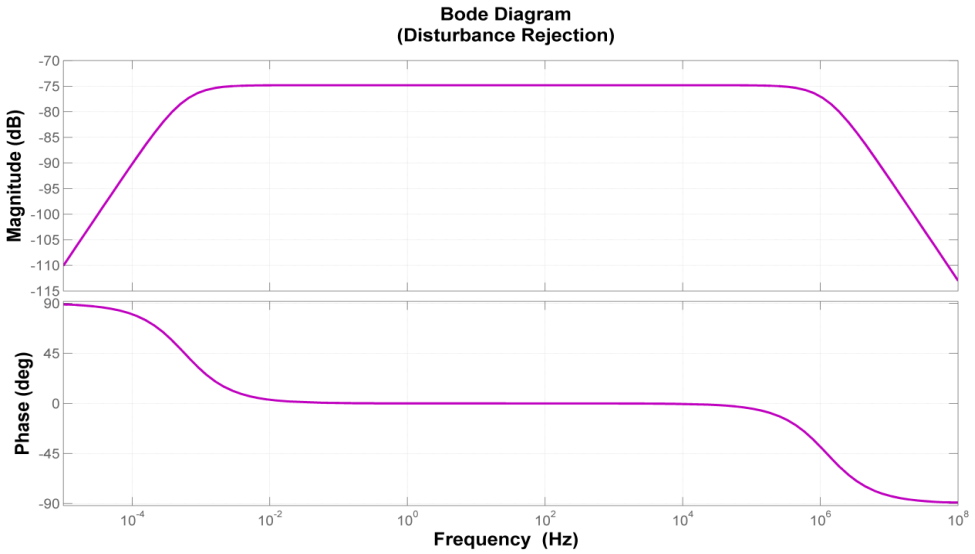



**Fuente:** Autor, 2024.

En la gráfica anterior se aprecia una ganancia 0.0106dB, y una fase de -3.42 a la frecuencia de trabajo, indicando que la salida del sistema (la corriente de entrada $i_s$), podría tener una diferencia en magnitud y fase con respecto a la referencia, aunque en la fase si se ve mucha más pronunciada la diferencia.

En la *Figura 17*, se muestra el diagrama de Bode de la función de sensibilidad, indicando que el control PI presenta una atenuación de 75dB ante las perturbaciones (las frecuencias armónicas de 60Hz).

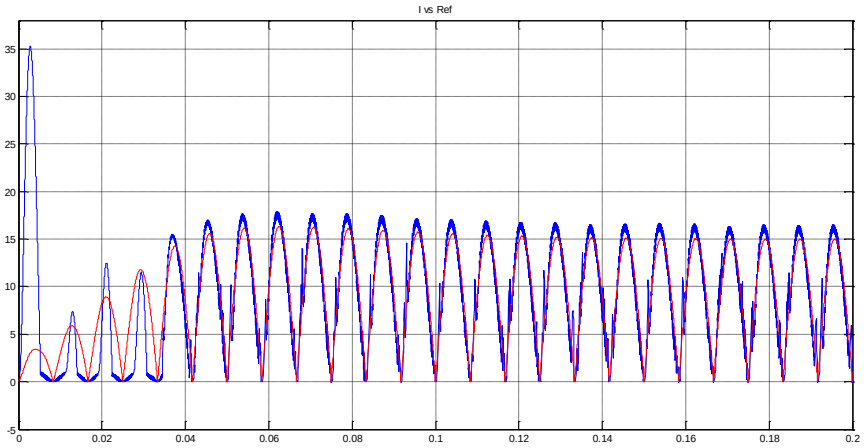
**Figura 17.** *Diagrama de bode de la función de sensibilidad.*




**Fuente:** Autor, 2024.

En la *Figura 18*, se presentan la respuesta obtenida a través de simulación del seguimiento de la señal de corriente a la referencia entregada por el control PI.

**Figura 18**. *Simulación de la Corriente (Azul) - Referencia (Rojo) Control PI*

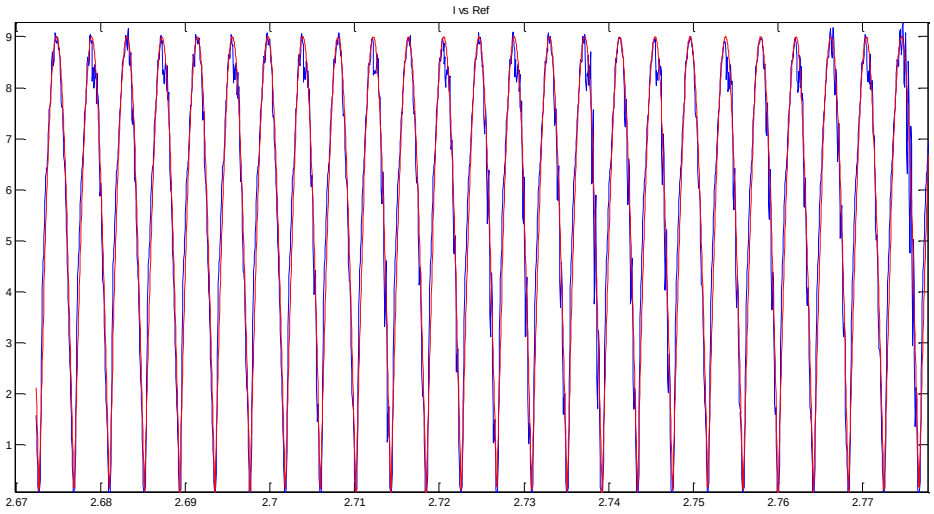



**Fuente:** Autor, 2024.

Como se puede observar en la figura anterior, aunque hay un seguimiento de la referencia, no se logra cumplir al 100% de la amplitud de la señal, tal como se obtuvo de la respuesta en frecuencia del sistema en lazo cerrado que se mostró en la *Figura 16*, también se nota un transitorio con un pico elevado de corriente superando los 30 amperios.

Tras las simulaciones realizadas, se procede a la implementación del control Proporcional Integral (PI), como resultado, se obtiene la gráfica de seguimiento de la corriente a la referencia, que se muestra en la *Figura 19*.

**Figura 19.** *Corriente (Azul) – Referencia (Rojo) Control PI*

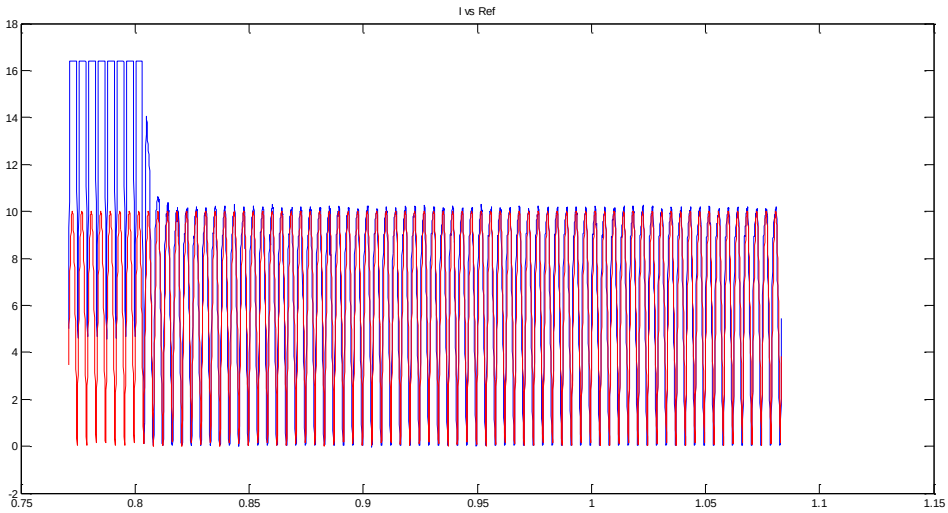



**Fuente:** Autor, 2024.

En la implementación del control Proporcional Integral (PI), se verifica que los resultados obtenidos son consistentes con los de la simulación. Se observa que el seguimiento de la corriente a la referencia es mejor, logrando alcanzar la amplitud de referencia que no se alcanzaba en la simulación. El error cuadrático medio obtenido en esta implementación es aproximadamente del 11.833%, lo que indica una mejora notable en el desempeño del control respecto a la simulación inicial.

En la *Figura 20*, se muestra el transitorio de la señal antes de iniciar el seguimiento de la referencia.

**Figura 20.** *Transitorio control PI.*

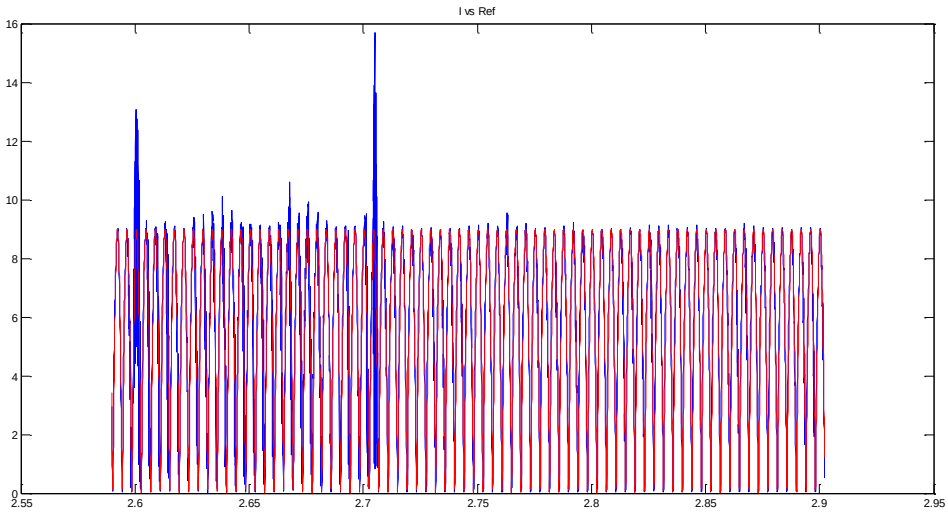



**Fuente:** Autor, 2024.

Como se observa en la figura anterior, el tiempo transitorio previo al establecimiento de la señal de corriente con la referencia, es superior a 0,8 segundos. Además, se registra un pico superior a 16 amperios, este pico de corriente se limita por el máximo ancho de pulso producido por los PWM, lo que indica que puede ser mayor al mostrado en la figura y que es inferior al observado en los resultados de la simulación para este mismo control.

Para evaluar la robustez de este control, se realiza un cambio súbito de carga en el sistema, de 14 Ω a 23 Ω, con el fin de observar la respuesta del control, los resultados de esta prueba se muestran en la siguiente figura:

**Figura 21.** Respuesta del control PI ante cambios de carga.

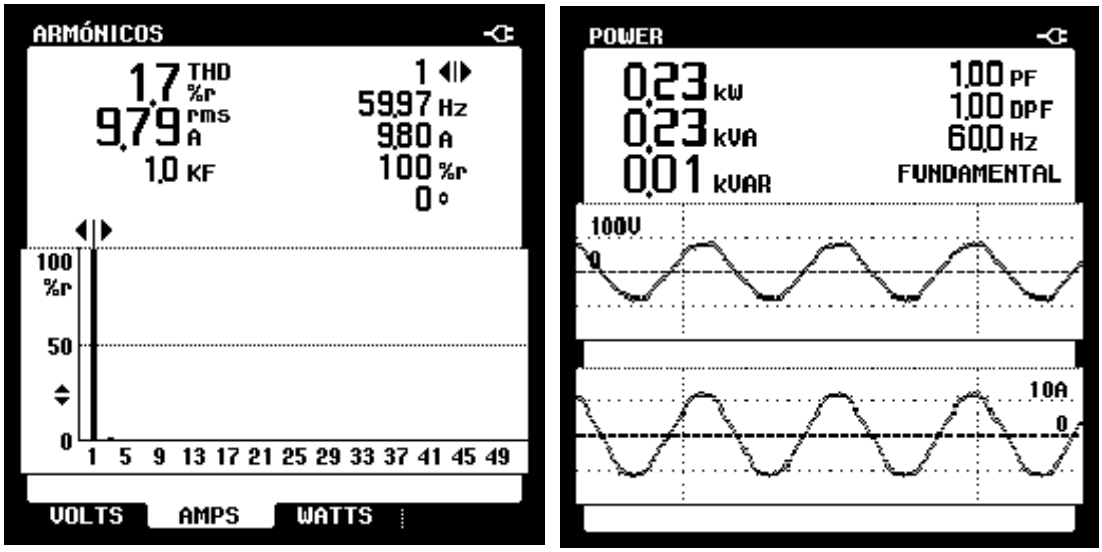



**Fuente:** Autor, 2024.

Como se puede observar en la figura anterior, entre aproximadamente 2,6 y 2,7 segundos se realizó el cambio de carga, se nota que el control responde de manera satisfactoria y rápida y mantiene la referencia correctamente.

Como resultado de esta implementación y al realizar las mediciones con un analizador de redes se evidencia la presencia de armónicos en la corriente. El control proporcional integral satisface las condiciones planteadas en la propuesta con un 1,7% de THD y un PF de 1.

**Figura 22.** *Datos medidos con el Analizador de redes al implementar control PI*




**Fuente:** Autor, 2024.

En la *Tabla 8*, se resumen los valores obtenidos en la implementación de este control, se evidencia que el THD y FP cumplen con los objetivos de control propuestos.

**Tabla 8.** *Implementación control PI*

| *Control PI* | %THD | FACTOR DE POTENCIA | % error cuadrático medio |
|---|---|---|---|
| IMPLEMENTACIÓN | 1.7% | 1 | 11.833% |

**Fuente:** Autor, 2024.

## 7.2. Control basado en observador Proporcional Integral Generalizado (GPI)

Las estrategias de control GPI son capaces de rechazar diferentes tipos de perturbaciones que se suman a la respuesta del sistema, haciendo el sistema más robusto frente a las constantes desconocidas [16]. Para este tipo de estrategias se utiliza el modelo simplificado del sistema, y se diseña en el marco de Active Disturbance Rejection Control (ADRC) [17], el cual incluye un modelo polinomial en el tiempo de las perturbaciones dependientes del estado y de aquellas que son externas al sistema y no tiene estructura especial alguna [18].

El objetivo de implementar esta estrategia en lazo de corriente en el convertidor AC-DC es eliminar los armónicos de corriente, frecuencias múltiplos de la frecuencia fundamental de la red (60Hz). Estas perturbaciones son causadas por distorsiones presentes en el voltaje de la red [19].

El sistema bajo estudio se puede modelar como un sistema lineal afectado por perturbaciones y su modelo se puede representar de la forma de la ecuación (18).

$$y^{(n)}(t) = \kappa u(t) + \phi\left(t, y, \dot{y}, \dots, y^{(n-1)}\right) + \varsigma(t) \qquad (18)$$

En donde $\phi$ agrupa las dinámicas lineales no modeladas o desconocidas y $\varsigma$ representa la perturbación externa [20], desde el enfoque de ADRC, estas dos funciones se relacionan en un solo término el cual se trata como una señal de carácter desconocido como se muestra en la ecuación (19).

$$y^{(n)}(t) = \kappa u(t) + \xi(t) \qquad (19)$$

En donde $\xi(t)$ es m-diferenciable y uniformemente acotada,

i.e. $sup\left|\xi^{(m)}(t)\right| \leq K$, con $K$ real finito. El sistema es controlable (para κ≠0) y también puede ser catalogado como un sistema diferencialmente plano con salida plana $y(t)$ [21].

El modelo de la planta se puede expresar en función de las derivadas de la salida del sistema, por lo que se puede tomar la salida del sistema como una salida plana.

El control basado en observador GPI se basa en un observador de Luenberger extendido, que se utiliza para estimar las perturbaciones de la planta [42]. Con las estimaciones del observador GPI se plantea una ley de control para el rechazo de la perturbación, y esta ley de control lleva el error de seguimiento asintótica y exponencialmente a una vecindad suficientemente pequeña del origen en el espacio de estado del error de seguimiento [44][45].

El control basado en observador GPI se utiliza para estimar las perturbaciones de carácter exógeno y endógeno de la planta. Se tiene un sistema de primer orden cuyo modelo se describe así:

$$\dot{x}_1(t) = ku(t) + \xi(t) \tag{20}$$

Se hace una realización en variables de estado del sistema descrito en la ecuación (20), de tal forma que uno de los estados corresponda a la estimación de $\xi(t)$ obteniendo la ecuación (21). Los estados del sistema son:

$x_1(t)$: La salida de la planta,

$x_2(t)$: La perturbación de la planta

$x_3(t)$: La primera derivada de la perturbación de la planta.

$$\dot{x}_1(t) = ku(t) + x_2(t)\dot{x}_2(t) = x_3(t)\dot{x}_3(t) = \xi(t)^{(2)} \tag{21}$$

Se construye un observador de estados para el sistema propuesto en la ecuación (21) y se muestra en la ecuación (22).

$$\begin{aligned}\dot{\hat{x}}_1(t) &= ku(t) + \hat{x}_2(t) + l_2(x_1(t) - \hat{x}_1(t))\dot{\hat{x}}_2(t) \\ &= \hat{x}_3(t) + l_1(x_1(t) - \hat{x}_1(t))\dot{\hat{x}}_3(t) \\ &= l_0(x_1(t) - \hat{x}_1(t))\end{aligned} \tag{22}$$

Dónde:

$\hat{x}_2(t)$: Perturbación estimada

$(x_1(t) - \hat{x}_1(t))$: Error de estimación.

En la ecuación (23) se muestra la dinámica del error de estimación $E$ del observador propuesto en la ecuación (22).

$$s^2\xi(t) = (s^3 + l_2s^2 + l_1s + l_0)E \tag{23}$$

Se parte de que $\xi(t)^{(2)}$ es aproximadamente nula y que los coeficientes $l_i$ $(con\ i = 0, 1, 2\ )$, se escogen para que las raíces del polinomio de la ecuación (23) queden en el lado izquierdo del plano complejo, entonces el error de seguimiento será acotado y este puede hacerse muy pequeño, al alejar las raíces de la ecuación (24) del eje imaginario.

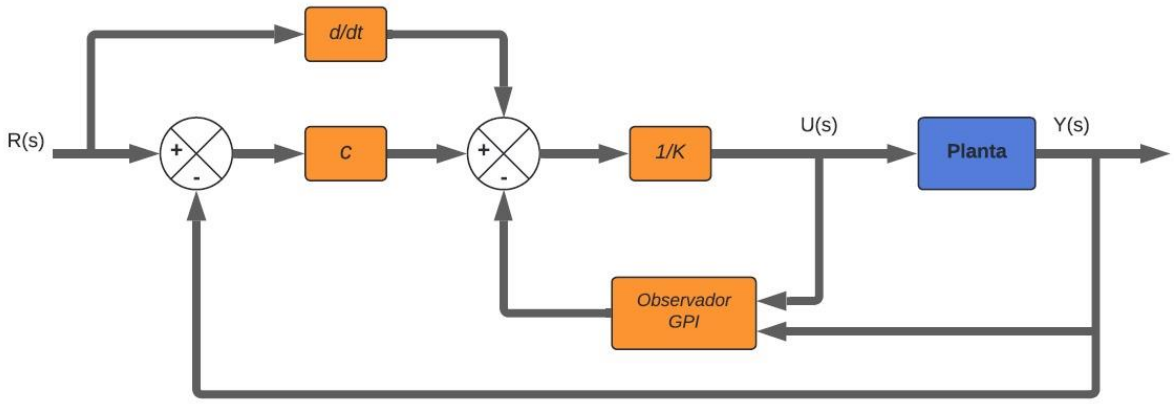
$$s^3 + l_2s^2 + l_1s + l_0 = 0 \tag{24}$$

El control basado en observador GPI para el seguimiento de trayectorias está dado por la ecuación (25), en la *Figura 20*, se muestra el diagrama de bloques del control basado en observador GPI.

$$u(t) = \frac{1}{\kappa}\left[y^{*}_{(t)}{}^{(1)} + k_o\left(y^{*}_{(t)} - x_1(t)\right) - \hat{x}_2(t)\right] \qquad (25)$$

En donde el parámetro $k_o$ del controlador se selecciona de forma que la dinámica del error de seguimiento sea estable**.**

**Figura 23.** *Diagrama de bloques del control basado en observador GPI*




**Fuente:** Autor, 2024.

Al emplear el control basado en observador GPI, la estructura de la señal de control es la que se estableció previamente en la ecuación (25). Suponiendo que la $m-$ $ésima$ derivada de la perturbación es cero.

Para el diseño del control se toma $\dot{y}(t)$ como la derivada de la corriente, $k = 1/L$, $u_{(t)}$ es la acción de control y $\xi(t)$ es la perturbación, entonces la ecuación (20) se puede escribir como:

$$\dot{y}_{(t)} = ku_{(t)} + \xi_{(t)} \qquad (26)$$

Partiendo del observador planteado en la ecuación (24), se toman como variables de estado: $x_{1(t)} = y_{(t)}$, $\dot{x}_{1(t)} = \dot{y}_{(t)}$, $x_2(t) = \xi_{(t)}$ y $x_3(t) = \xi_{(t)}{}^{(1)}$

Se construye un observador de estados para el sistema descrito por la ecuación (26), el cual se muestra en la ecuación (27).

$$\begin{aligned} \dot{\hat{x}}_1(t) &= ku(t) + \hat{x}_2(t) + l_2\big(x_1(t) - \hat{x}_1(t)\big) \\ \dot{\hat{x}}_2(t) &= \hat{x}_3(t) + l_1(x_1(t) - \hat{x}_1(t)) \\ \dot{\hat{x}}_3(t) &= l_0\big(x_1(t) - \hat{x}_1(t)\big) \\ \dot{\hat{x}}_3(t) &= 0 + l_0(x_1(t) - \hat{x}_1(t)) \end{aligned} \qquad (27)$$

Para la selección de los coeficientes $l_i$, se apoyó en Matlab, dónde a través de simulación se ubicaron las raíces hasta obtener la mejor respuesta del sistema, posteriormente en la implementación se sintonizó mejor el control partiendo de la base obtenida por simulación. Así se estipularon las raíces del polinomio característico.

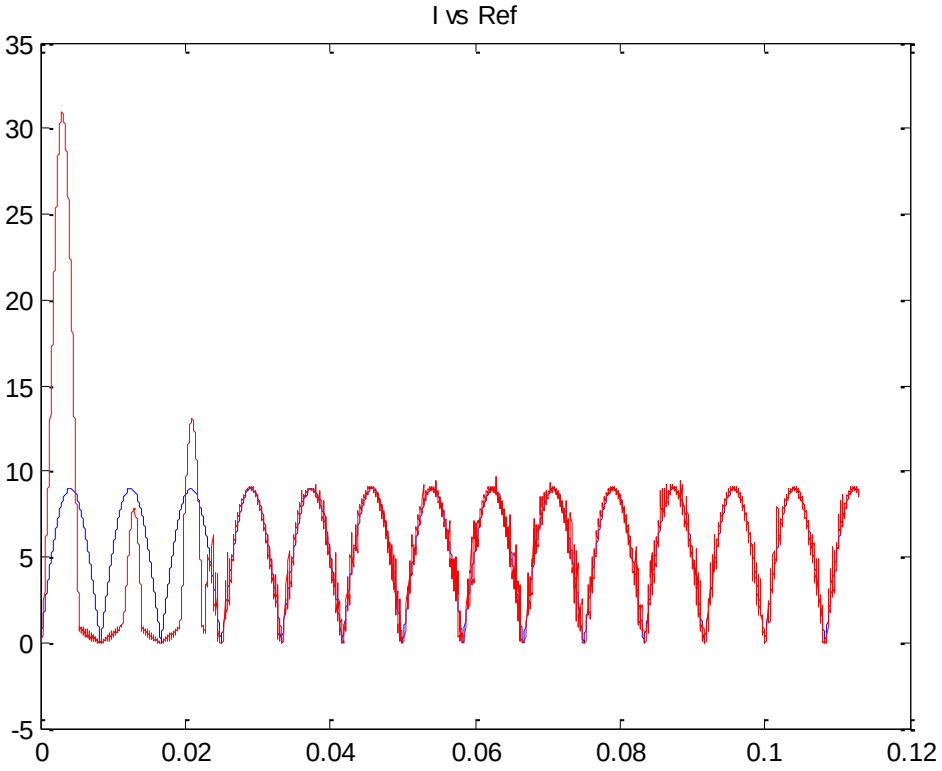
Teniendo en cuenta la ecuación (25), el controlador adquiere la forma simple de la ecuación (28) con valores de $\kappa = 707.2135,\ n = 1\ y\ K_0 = 508$.

$$u_{(t)} = \frac{1}{\kappa}\Big[y^{*(1)}_{(t)} + K_0\big(y^*_{(t)} - y_1(t)\big) - \hat{\xi}(t)\Big] \qquad (28)$$

En la Figura 24, se observa la respuesta del seguimiento obtenida mediante la simulación de este control, en el Toolbox de potencia de MATLAB.

Se puede observar un pico en el transitorio aproximadamente de 30 Amperios y un tiempo de establecimiento de la señal de corriente con respecto a la referencia mucho menor al obtenido en el control Proporcional Integral.

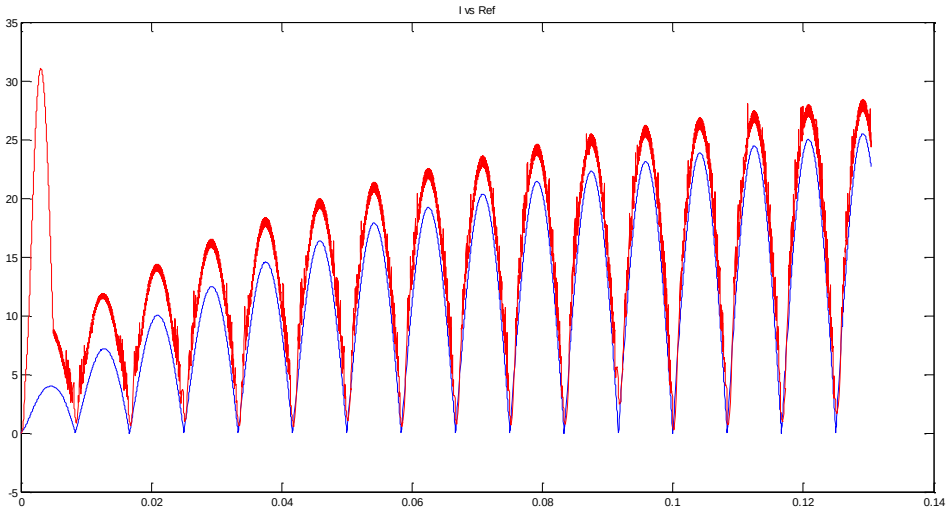
**Figura 24.** *Simulación: Comparación de las Señales de Corriente: Medida (Azul) vs Referencia (Rojo) bajo Control GPI*




**Fuente:** Autor, 2024.

También se evidencia en la *Figura 24,* que el seguimiento es satisfactorio de la referencia, en contraste, la *Figura 25* muestra la respuesta del control GPI sin la presencia del observador de estados, mostrando que la referencia no se puede seguir en amplitud y aumentando significativamente el tiempo de establecimiento del sistema, lo que destaca que el esfuerzo en el control recae significativamente en el observador.

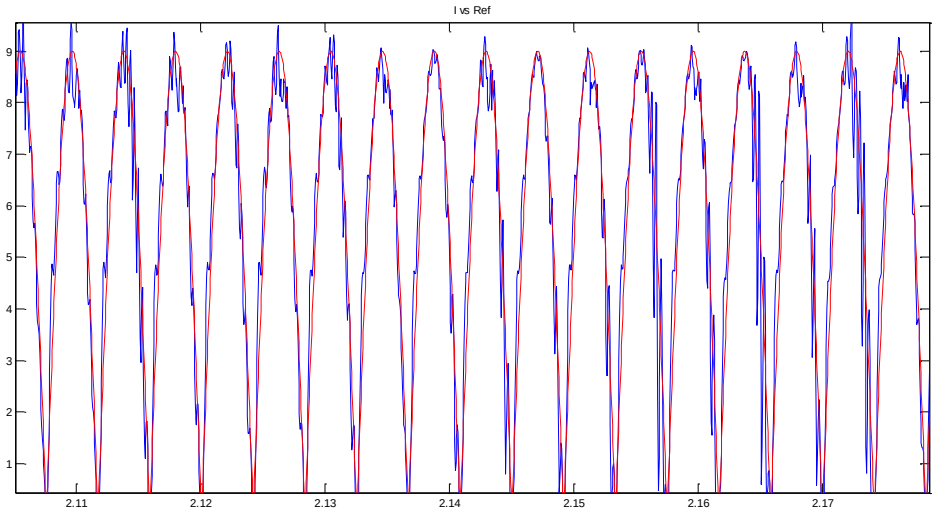
**Figura 25.** *Simulación: Comparación de las Señales de Corriente: Medida (Azul) vs Referencia (Rojo) bajo Control GPI sin Observador.*




**Fuente:** Autor, 2024.

En la implementación del control GPI, se obtiene la gráfica de seguimiento de la corriente a la referencia, que se muestra en la *Figura 26*.

**Figura 26.** *Implementación: Comparación de las Señales de Corriente: Medida (Azul) vs Referencia (Rojo) bajo Control GPI*

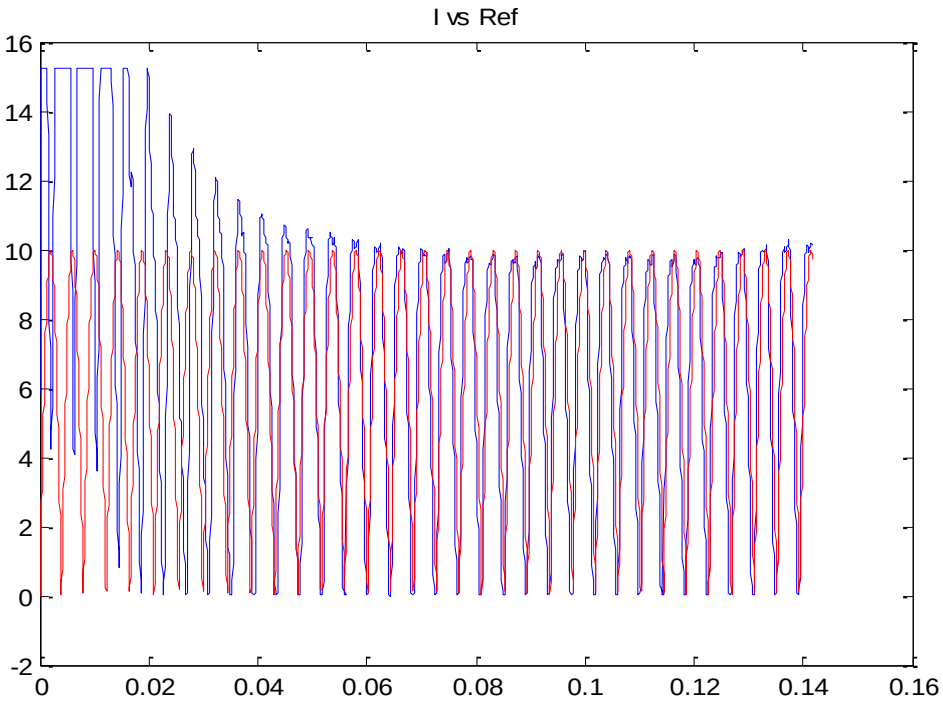



**Fuente:** Autor, 2024.

Como se puede observar, el seguimiento se realiza de manera adecuada como se evidenció en la simulación, logrando la amplitud de la referencia al 100%. El error cuadrático medio obtenido en esta implementación es aproximadamente del 4.7533%, lo que indica una mejora notable en el desempeño del control respecto al control Proporcional Integral (PI).

En la siguiente figura, se muestra el transitorio que realiza la señal de corriente antes de iniciar el seguimiento de la referencia.

**Figura 27.** *Implementación: Transitorio de las Señales de Corriente: Medida (Azul) vs Referencia (Rojo) bajo Control GPI*

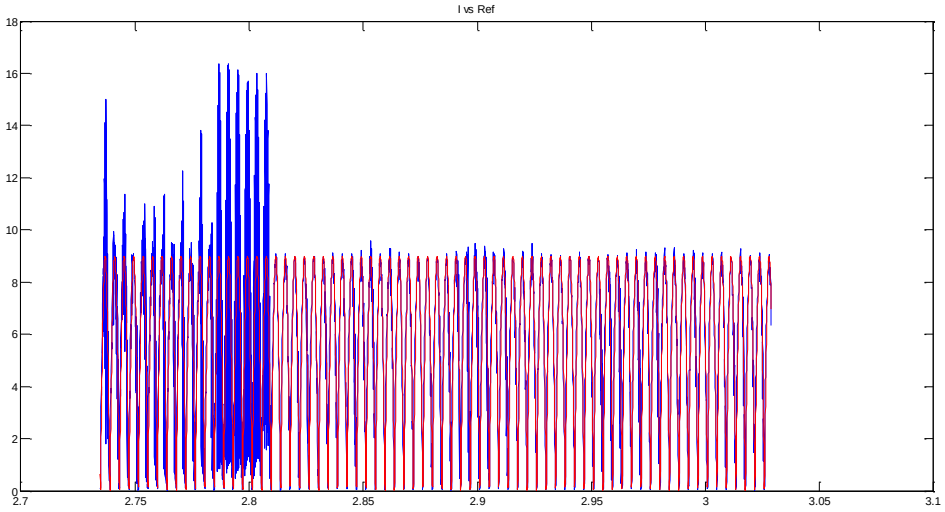



**Fuente:** Autor, 2024.

Como se observa en la figura anterior, el tiempo transitorio asociado al establecimiento de la señal de corriente, es mucho menor al obtenido en el control Proporcional Integral (PI), para este control, este tiempo es menor a 0,1 segundo.

Al igual que para el control anterior (PI), se realizó un cambio súbito de carga en el sistema, de 14 Ω a 23 Ω, con el fin de observar el comportamiento de la respuesta del control, los resultados de esta prueba se muestran en la siguiente figura:

**Figura 28.** *Respuesta ante cambios de carga: Señales de Corriente: Medida (Azul) vs Referencia (Rojo)*




**Fuente:** Autor, 2024.

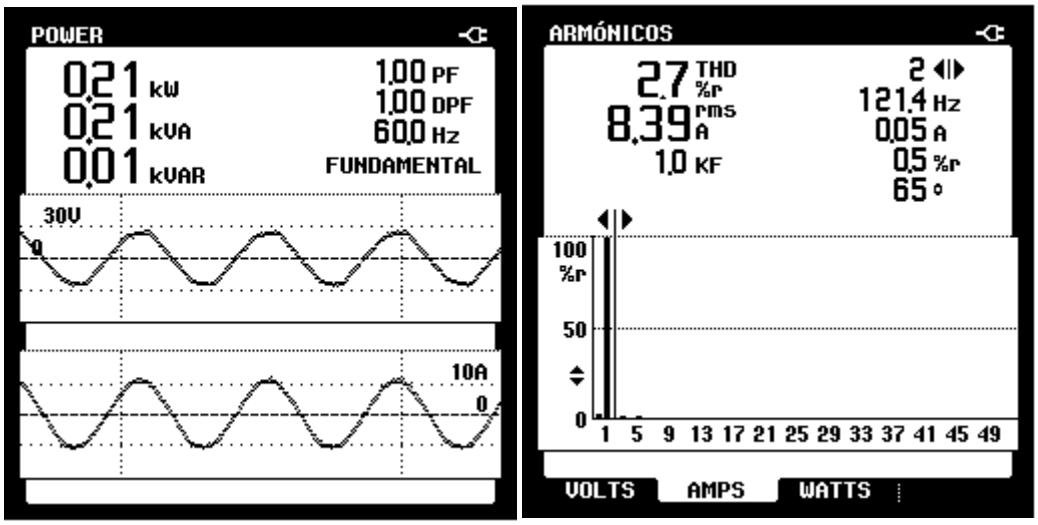
Como se muestra en la *Figura 28,* el cambio de carga se produjo entre aproximadamente 2,7 y 2,8 segundos, aunque el control responde de manera inmediata y mantiene la referencia correctamente, se observa que el control GPI necesita un esfuerzo mayor para que la corriente siga la referencia en comparación con el control Proporcional Integral (PI).

Como resultado de esta implementación y al realizar las mediciones con un analizador de redes, se evidencia la presencia de armónicos en la corriente. El control proporcional integral satisface las condiciones planteadas en la propuesta con un 2,7% de THD y un PF de 1.

Las mediciones en la implementación de esta estrategia de control se muestran en la *Figura 29*, se puede apreciar un buen desempeño del sistema en lo que respecta

a seguimiento de la señal de referencia, aunque no se obtiene el mejor valor para el THD con respecto al obtenido en el control PI, sin embargo, se satisface las condiciones planteadas en la propuesta (porcentaje de THD menor al 5% y factor de potencia mayor a 0.9) con un 2.7% de porcentaje de THD y un PF de 1.

**Figura 29.** *Datos Analizador de redes Control basado en observador GPI*




En la *Tabla 9*, se refleja las mediciones hechas durante la implementación, se evidencia que el THD y el seguimiento es bueno como se había dicho anteriormente, el porcentaje de error cuadrático medio obtenido con este control mejora notoriamente con respecto al obtenido en el control PI.

**Tabla 9.** *Simulación e Implementación control basado en Observador GPI*

| *Control basado en observador GPI* | **THD** | **FACTOR DE POTENCIA** | **% error cuadrático medio** |
|---|---|---|---|
| **IMPLEMENTACIÓN** | 2.7% | 1 | 4.7533% |

**Fuente:** Autor, 2024.

## 7.3. Control Modos deslizantes basado en observador (GPI)

Una de las principales características de la estrategia de control en modo deslizante (Sliding Mode Control, SMC) es su robustez frente a variaciones en los parámetros de la planta y perturbaciones externas, por tal razón se aplica con frecuencia en el ámbito de la electrónica de potencia y el control de motores, que incluyen una rápida respuesta, rechazo de perturbaciones externas y una notable insensibilidad a las variaciones de los parámetros del sistema, a su vez, el control en modo deslizante se distingue por su simplicidad en el diseño e implementación [46] [47].

Los sistemas con modo deslizante son un tipo especial de sistemas de estructura variable, en los cuales el estado de las dinámicas del sistema es atraído hacia una superficie en el espacio de estado conocida como superficie de deslizamiento, esta técnica se basa en la teoría de control en modo deslizante, desarrollada por Utkin [47], que demuestra cómo el estado del sistema puede ser guiado hacia esta superficie y mantenerse allí.

El objetivo de esta estrategia de control, es elegir una función $S(x)$, tal que $S(x) = 0$, define una superficie, conocida como superficie de deslizamiento, en el espacio de estados, esta superficie juega un papel crucial en el control en modo deslizante (SMC), al proporcionar un conjunto de estados deseables para el sistema [47].

Para simplificar el análisis y diseño, a menudo se considera una forma específica para la superficie de deslizamiento $s(x)$. Por ejemplo, una elección común es una función lineal en los estados del sistema, que facilita el diseño del controlador y asegura que el sistema alcance la superficie de deslizamiento de manera efectiva [46].

En general, puede ser cualquier función del estado $x$, tal que el error de regulación o seguimiento se haga cero, por simplicidad consideraremos lo siguiente:

$$S(x) \cong x_i - k = 0 \tag{29}$$

Con $x_i$ una de las variables de estado del sistema y $k$ una constante de tipo real, tal que en régimen permanente $x_i$ llegue a ser el valor deseado $k$. En muchos sistemas no basta que se siga una sola consigna en una variable de estado y $S(x)$, debe considerar todas las variables de estado, o formas más complejas [46] [47].

Para sistemas más complejos, se utilizan superficies de deslizamiento que son combinaciones lineales de las variables de estado, como se describe en la ecuación (30), conocidas como hiperplanos. Estas superficies permiten una mayor flexibilidad en el diseño del controlador y garantizan que el sistema pueda manejar múltiples variables de estado de manera eficiente [48]. Las combinaciones lineales o hiperplanos son especialmente útiles cuando el sistema no puede ser completamente descrito por una sola variable de estado y requiere una descripción más detallada para el control efectivo.

$$S(x) \cong \sum_{i=1}^{n} k_i \, x_i - k = 0 \tag{30}$$

Elegir a $S(x)$, es una tarea de ensayo y error, por ejemplo, agregando términos integrales o derivativos en $S(x)$, pueden obtenerse mejoras en la respuesta transitoria deseada [24].

En el control en modo deslizante, se consideran tres fases que se describen a continuación:

- ***Alcanzabilidad de la superficie de deslizamiento***

En esta etapa del control, se obliga a la trayectoria del sistema a dirigirse hacia la superficie deslizante sin importar las condiciones iniciales o posición inicial de este. La condición para alcanzar la superficie $S(x) = 0,$ viene dado por la siguiente ecuación (31):

$$\begin{Bmatrix} < \nabla S, {f_a}^+ > \ < 0 \\ < \nabla S, {f_a}^- > > 0 \end{Bmatrix}$$

O localmente: (31)

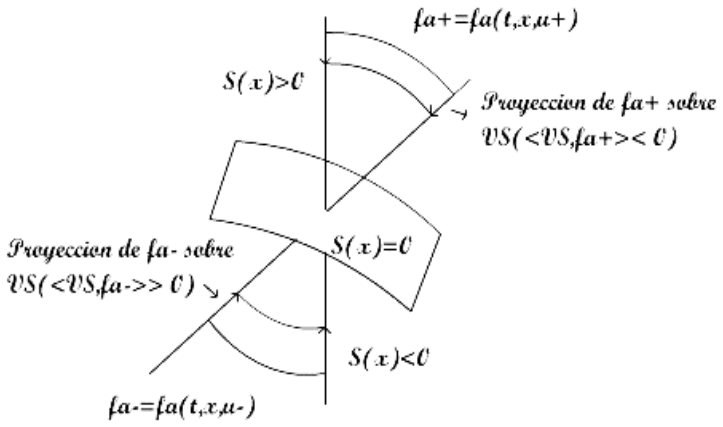
$$\begin{Bmatrix} \lim_{S>0^+} < \nabla S, {f_a}^+ > \ < 0 \\ \lim_{S>0^-} < \nabla S, {f_a}^- > > 0 \end{Bmatrix}$$

Donde $< a, b >$ es el producto escalar de $a$ y $b$, y el símbolo $\nabla$ es el operador gradiente.

La *Figura 30*, muestra gráficamente la condición de alcanzabilidad, en ella se puede observar la superficie de deslizamiento $S(x) = 0,$ que representa la condición ideal en la que se busca mantener el sistema controlado. Dependiendo de la región, las trayectorias del sistema pueden estar por encima de la superficie de deslizamiento $(S(x) > 0)$ o por debajo de la superficie de deslizamiento $(S(x) < 0)$ .

Las proyecciones ${f_a}^+$ y ${f_a}^-$ , hacen referencia a las dinámicas del sistema para garantizar tanto la convergencia hacia la superficie de deslizamiento como la permanecía en ella. Una vez que el sistema alcanza la superficie el sistema, entra en modo deslizante, donde las trayectorias se mantienen dentro de la superficie, asegurando un control robusto y estable.

**Figura 30.** *Condición de alcanzabilidad de un sistema en modo deslizante.*



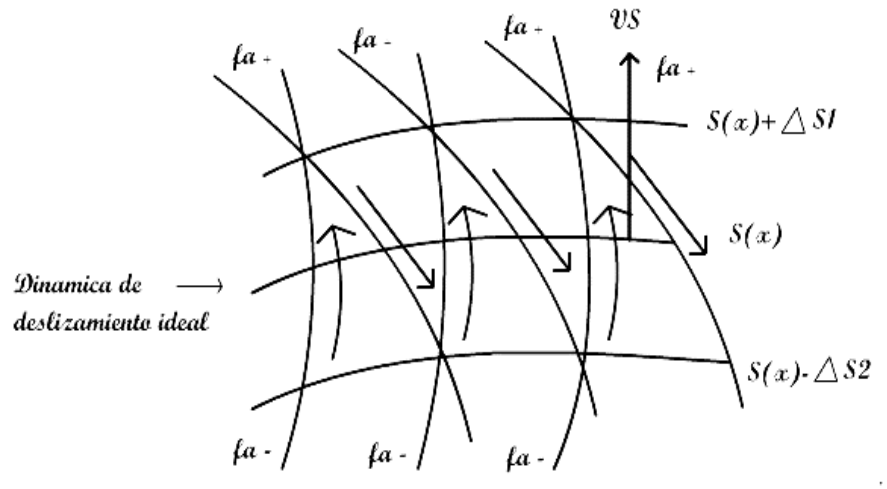

**Fuente:** Autor, 2024.

Sin embargo, en situaciones practicas la presencia de perturbaciones, imprecisión en el modelado y retardos implican que para mantener al sistema en la superficie de deslizamiento, la ley de control debe conmutar con una frecuencia finita. Por lo tanto, la ley de control dada en la ecuación (31) no es físicamente realizable. Una forma más realista de especificar la lógica de conmutación es la siguiente [24]:

$$\mu(t) = \begin{cases} \mu = \mu^{+} \leftrightarrow S(x) \geq \Delta \\ \mu = \mu^{-} \leftrightarrow S(x) \leq -\Delta \end{cases} \quad \mu \in \{0,1\} \quad |S(x)| \leq \Delta \tag{32}$$

Siendo $\Delta$ una constante positiva, con esta ley de control podemos lograr una frecuencia de conmutación finita. Se requiere que se admita que las trayectorias atraviesen la superficie hasta superar una distancia de umbral $\Delta$ antes de conmutar (comparador con histéresis), ver Figura 31 [24].

**Figura 31.** *Trayectoria del sistema en las proximidades de una región deslizante.*




**Fuente:** Autor, 2024.

Como se ha descrito hasta el momento y con el fin de garantizar el correcto funcionamiento del control en modo deslizante, se debe asegura la existencia de la superficie deslizante, su alcanzabilidad y su respectiva estabilidad sin importar las condiciones iniciales del sistema, por tanto, se debe cumplir la siguiente condición:

$$(S(x)\ (\dot{S}(x))\ < \mathbf{0} \qquad (33)$$

Donde:

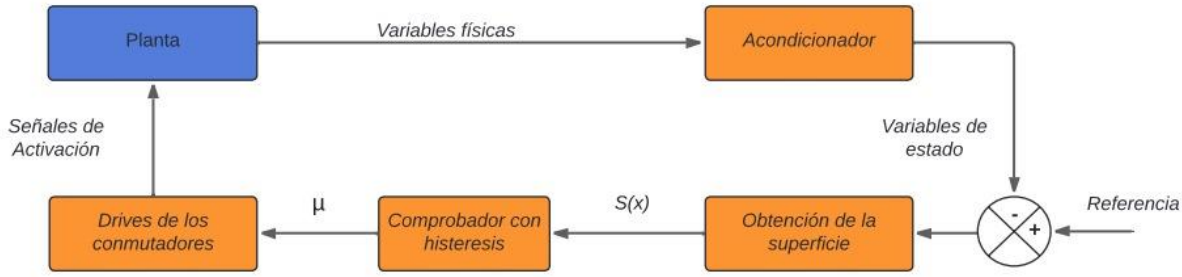
$S(x)$ es la superficie de deslizamiento, la cual define el conjunto de estados hacia los que el sistema converge.

$\dot{S}(x)$ es la derivada temporal de la superficie de deslizamiento, que indica la variación de esta en el tiempo.

La anterior ecuación, es un resultado directo de aplicar el segundo método de lyapunov sobre estabilidad; al tener como candidata la función descrita por la ecuación (33), se asegura que, para las trayectorias que no se encuentran cerca de la superficie de deslizamiento, estas sean atraídas y a su vez se dirijan hacia el punto de equilibrio.

Teniendo en cuenta lo anterior, en la siguiente figura, se muestra el diagrama de bloques de un sistema con control en modo deslizante.

**Figura 32.** *Diagrama de bloques sistema de control en modo deslizante.*




**Fuente:** Autor, 2024.

En la figura 32, se observan los diferentes bloques que componen el control en modo deslizante, uno de los más destacados es el bloque de obtención de la superficie de deslizamiento, en este bloque, las variables de estado relevante se utilizan como entradas para el algoritmo de cálculo de $S(x)$, la salida es una tensión proporcional a $S(x)$ que refleja el estado del sistema respecto a la superficie de deslizamiento.

Dado que la idea es mantener la condición $S(x) = 0$, la salida del bloque se conecta a la entrada de un detector de paso por cero o comparador que se implementa con una cierta histéresis, normalmente constante, con el fin de limitar la frecuencia de conmutación (bloque comparador con histéresis). La tensión de salida de este comparador alterna entre dos niveles de tensión, los cuales están asociados a los dos valores de la variable de control, correspondientes a las posiciones ON y OFF del conmutador.

Después del comparador es necesaria la inclusión de una etapa de adecuación de niveles y de “Driver” de los diferentes dispositivos semiconductores con los que se implementan los conmutadores del sistema de estructura variable [26].

Desde el punto de vista teórico si vemos el comparador como un circuito que detecta con una cierta histéresis, el signo de $S(x)$, debemos determinar la correspondencia entre los dos niveles de salida del comparador a los que hemos denominado $\mu^+ \leftrightarrow S(x) > 0$ y $\mu^- \leftrightarrow S(x) < 0$ con los valores de la variable de control de los conmutadores $\mu = 0\ y\ \mu = 1.$

Teniendo en cuenta que la planta en la que se está trabajando es de primer orden, y agrupando las variables que no son de nuestro interés como una perturbación tenemos la siguiente forma de ecuación:

$$\dot{y}(t) = ku(t) + \xi(t) \tag{34}$$

La superficie de deslizamiento que se propone es una función polinómica del error, cuyo grado es igual a la de nuestro sistema en cuestión.

$$\vartheta = e \tag{35}$$

$$e = y - y^* \tag{36}$$

Derivando la superficie de deslizamiento y reemplazando el valor del error en función de nuestra salida, tenemos:

$$\dot{\vartheta} = \dot{e} \tag{37}$$

$$\dot{\vartheta} = \dot{y} - \dot{y^*} \tag{38}$$

$$\dot{\vartheta} = ku + \hat{\xi}(t) - \dot{y^*} \tag{39}$$

En este caso $\hat{\xi}(t)$ representa la perturbación unificada que provee el controlador GPI y cuyo diseño se encuentra descrito anteriormente.

La idea es que la derivada de la función de deslizamiento sea una función directa de otra variable de control que permita que se cumpla las condiciones

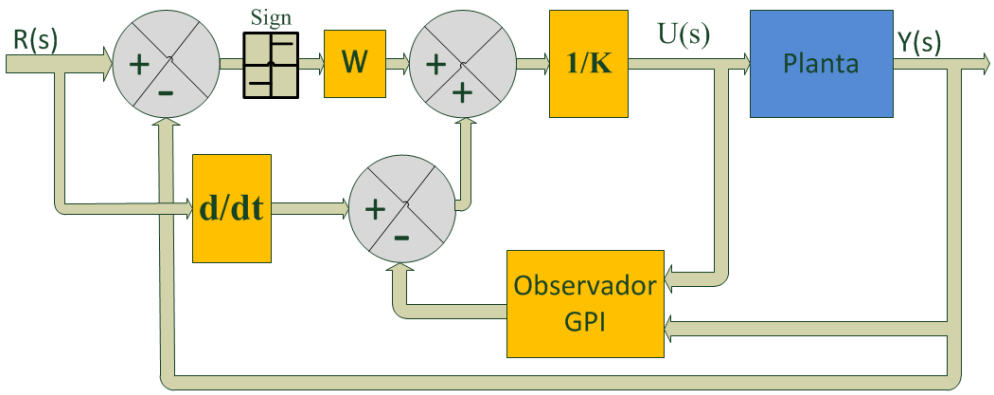
de Liapunov, para esto se reescribe la acción de control $u$ de la siguiente manera:

$$u = \frac{1}{k}(-\check{\varepsilon}(t) + y^{*\cdot} + \check{\alpha}) \tag{40}$$

$$\check{\alpha} = \dot{\vartheta} = -w\ sign(\vartheta) \tag{41}$$

Teniendo en cuenta anterior, el control en diagrama de bloques para la implementación se muestra en la *Figura 33*:

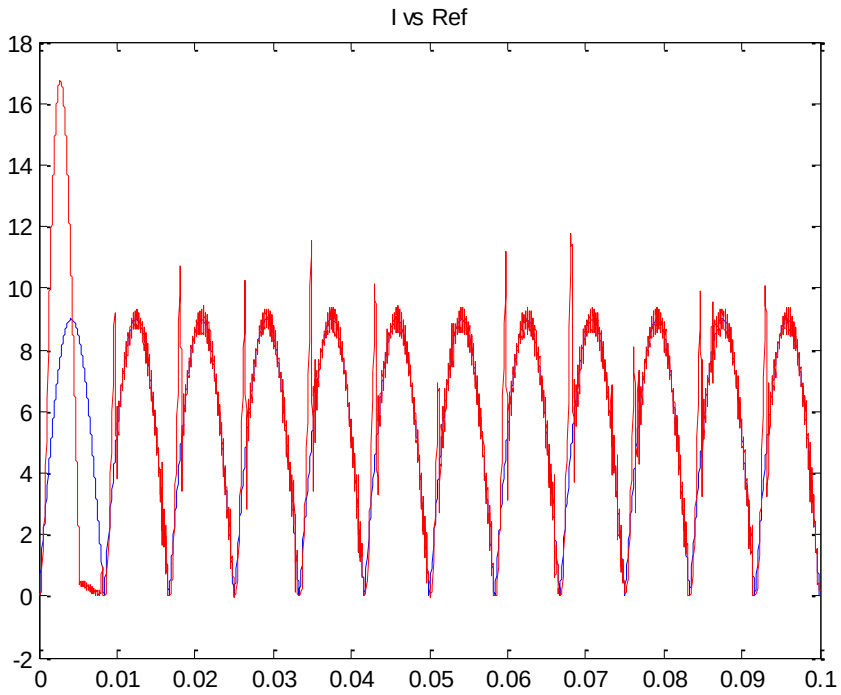
**Figura 33.** *Diagrama de bloques del control.*




**Fuente:** Autor, 2024.

La selección de los valores de los parámetros de este controlador, se realizó a través de simulación, utilizando el Toolbox de potencia de Matlab y se ajustó en el momento de la implementación, en la *Figuras 34*, se observa la respuesta del control en el seguimiento de la señal de corriente con su respectiva referencia en la simulación.

**Figura 34.** *Simulación: Comparación de las Señales de Corriente: Medida (Rojo) vs Referencia (Azul) bajo Control en modo deslizante*.



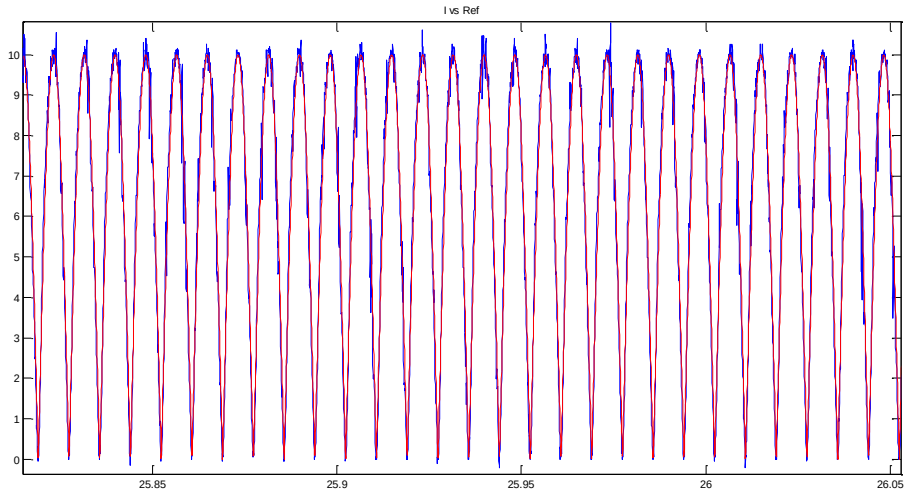

**Fuente:** Autor, 20024.

Como se evidencia en la figura anterior, se logra un seguimiento satisfactorio de la referencia, el tiempo de establecimiento del sistema se espera en un tiempo mucho menos a que se obtuvo con los dos controles anteriores PI y GPI, para este caso entre 0.01 y 0.02 segundos.

Algo de notar de acuerdo a los resultados de la simulación es que comparado con los controles PI y GPI, el pico de corriente durante es transitorio es mucho menor, lo cual es una ventaja que proporciona el control en modo deslizante.

En la implementación del control en modo deslizante, se obtiene la gráfica de seguimiento de la corriente a la referencia, que se muestra en la *Figura 35*.

**Figura 35.** *Implementación: Comparación de las Señales de Corriente: Medida (Azul) vs Referencia (Rojo) bajo Control en modo deslizante*.

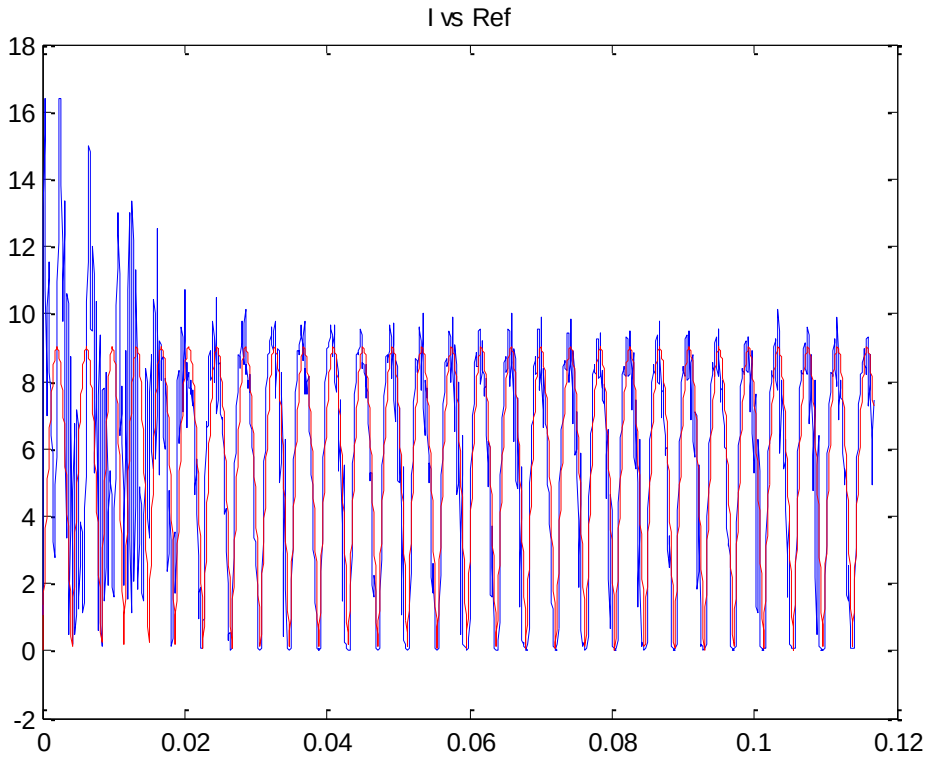



**Fuente:** Autor, 2024.

Como se puede observar, el seguimiento se realiza de manera adecuada como se evidenció en la simulación, logrando la amplitud de la referencia al 100%. El error cuadrático medio obtenido en esta implementación es aproximadamente del 3.8062%, lo que indica una mejora notable en el desempeño del control respecto al control Proporcional Integral PI y GPI.

En la siguiente figura, se muestra el transitorio de la señal antes de iniciar el seguimiento de la referencia.

**Figura 36.** Transitorio control SMC.



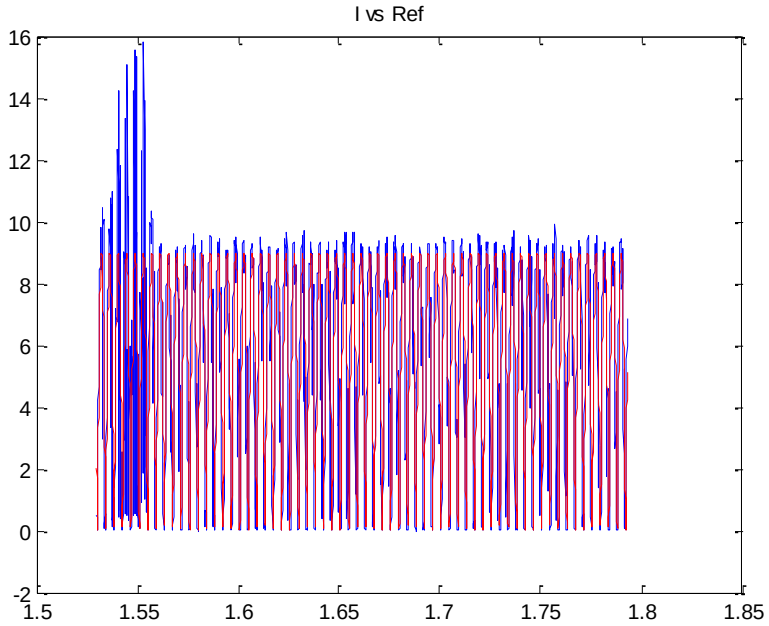

**Fuente:** Autor, 2024.

Como se observa en la *Figura 36*, el tiempo transitorio asociado al establecimiento de la señal de corriente es mejor que el obtenido en el PI y al obtenido en el GPI. En este caso, la sincronización de la señal de corriente con la referencia es alrededor de los 0,03 segundo.

Además, como se esperaba de los resultados obtenidos en la simulación de este control, el pico de corriente durante el transitorio es significativamente menor al obtenido con el control PI y el GPI.

Al igual que el control PI y GPI, se realizó un cambio súbito de carga en el sistema, pasando de 14 Ω a 23 Ω, con el fin de evaluar la respuesta del control, los resultados de esta prueba se muestran en la figura 37.

**Figura 37.** Respuesta de control SMC ante cambios de carga

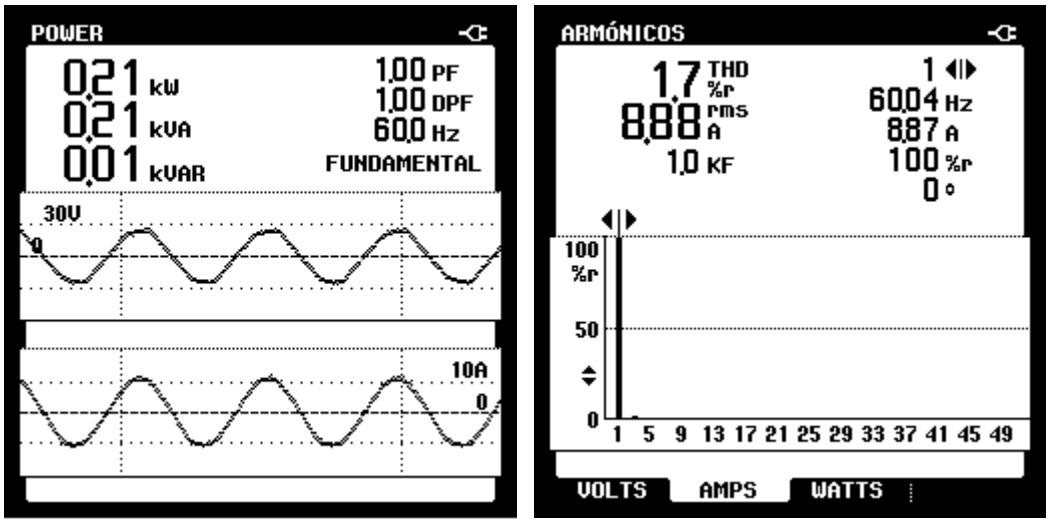



**Fuente:** Autor, 2024.

Como se muestra en la *Figura 37*, El cambio de carga se produjo aproximadamente entre los 1,5 y 1,55 segundos, aunque el sistema controlado responde de manera inmediata y logra mantener la referencia de corriente de forma adecuada, se observa que tanto el control en Modo Deslizante realiza mayor esfuerzo para asegurar que la corriente siga correctamente la señal de referencia, en comparación con lo observado en la misma prueba con el control PI, este resultado es muy similar al logrado con el control GPI.

Las mediciones obtenidas de la implementación de esta estrategia de control se muestran en la *Figura 38*; se puede apreciar un buen desempeño del sistema, el cual se ve reflejado en la medición del porcentaje de THD, que satisface las condiciones planteadas en la propuesta (porcentaje de THD menor al 5% y factor de potencia mayor a 0.9) con un 1.7% de porcentaje de THD y un PF de 1.

**Figura 38.** *Datos Analizador de redes Control Modos deslizantes basado en observador GPI*




**Fuente:** Autor, 2024.

En la *Tabla 9* se muestran las mediciones hechas a la corriente de entrada. Se evidencia que el THD y el seguimiento es bueno, esto se refleja en el porcentaje de error cuadrático medio.

**Tabla 10.** *Simulación e Implementación control basado en Observador GPI.*

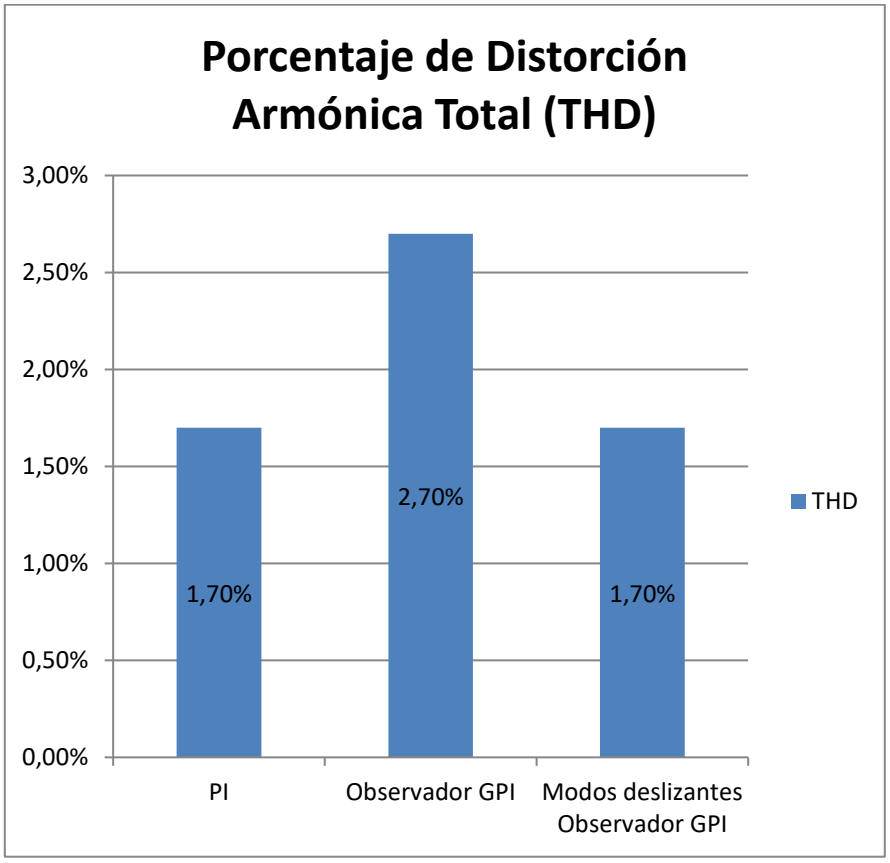
| *Control basado en observador GPI* | **THD** | **FACTOR DE POTENCIA** | **% error cuadrático medio** |
|---|---|---|---|
| **IMPLEMENTACIÓN** | 1.7% | 1 | 3.8062% |

**Fuente:** Autor, 2024.

# 8. Capítulo 4. Comparaciones

En este capítulo, se resumen los resultados obtenidos en la implementación de las estrategias de control, en la *Figura 39*, se muestra el diagrama de las tres estrategias de control con respecto al porcentaje de THD. Como se puede observar, todos presentan buen desempeño, pero el control PI y Modo deslizantes basado en observador GPI sobresalen con el menor porcentaje de THD.

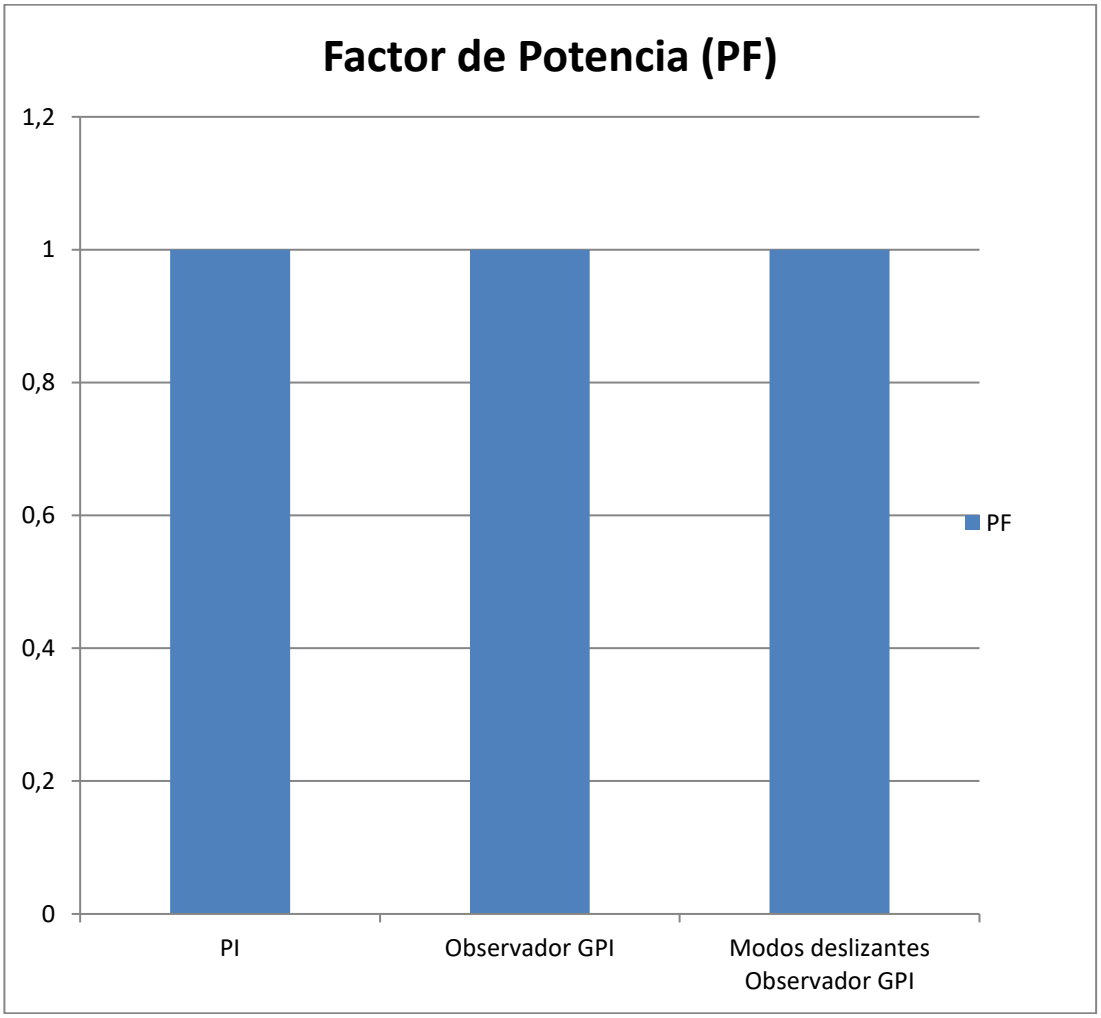
**Figura 39.** *Diagrama que muestra el THD*




**Fuente:** Autor, 2024.

En el diagrama de barras de la *Figura 40*, se aprecia el Factor de Potencia de cada una de las estrategias de control. Las tres estrategias de control presentan factor de potencia de 1.

**Figura 40.** *Diagrama que muestra el Factor de Potencia obtenidos en las diferentes estrategias de control.*



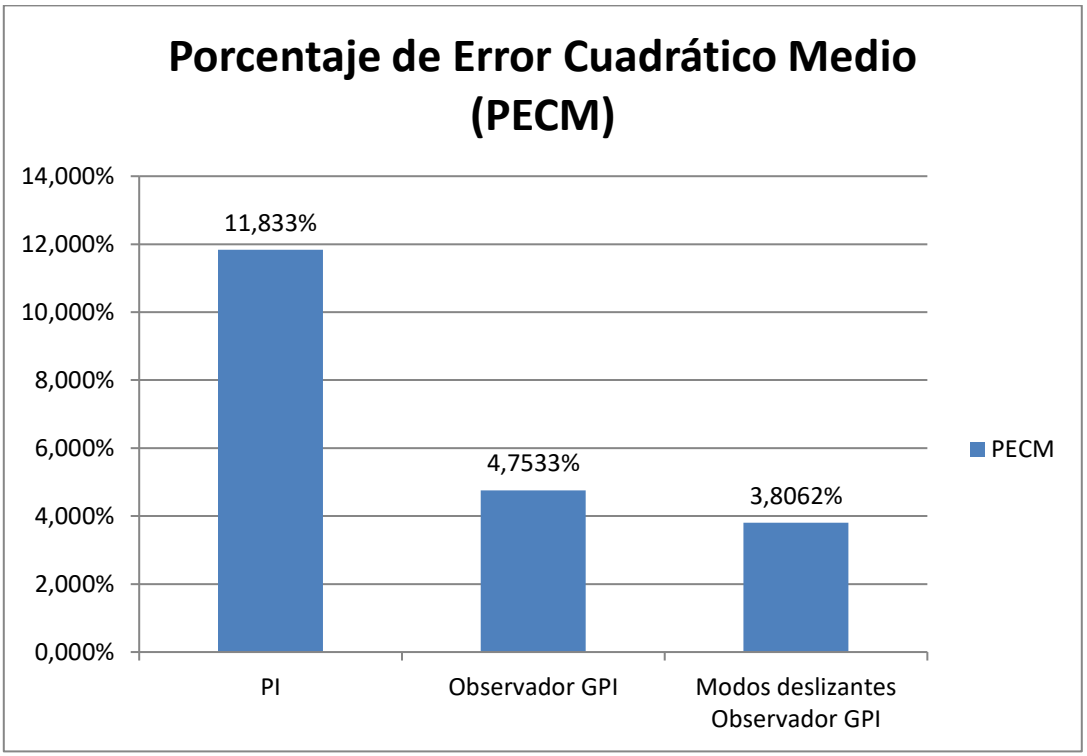

**Fuente:** Autor, 2024.

En la ecuación (42), se presenta el porcentaje del error cuadrático medio entre la señal de referencia (Iref) y la corriente medida (I), este se aplicó a los datos obtenidos en la implementación de cada uno de los controladores.

$$ECM = \frac{\sqrt{\frac{1}{n}\sum_{i=1}^{n} (Iref - I)^2}}{\sqrt{\frac{1}{n}\sum_{i=1}^{n} (Iref)^2}} \times 100\% \qquad (42)$$

En la *Figura 41*, se muestra el diagrama de barra de las tres estrategias de control con respecto al porcentaje de error cuadrático medio. Como se puede observar, el control Modos deslizantes basado en observador GPI sobresale con el menor porcentaje de error cuadrático medio.

**Figura 41.** *Diagrama que muestra el error cuadrático medio.*




**Fuente:** Autor, 2024.

En la *Tabla 11,* se muestra la comparación de los tres controladores con respecto al % de THD, factor de potencia y error de seguimiento.

**Tabla 11.** *Comparación de resultados de las estrategias de control.*

| Control | THD (%) | FP | % error cuadrático medio |
|---|---|---|---|
| **PI** | *1.7* | *1* | *11.833%* |
| **Basado en observador GPI** | *2.7* | *1* | *4.7533%* |
| **Modos deslizantes basado en observador GPI** | *1.7* | *1* | *3.8062%* |

**Fuente:** Autor, 2024.

# 9. Conclusiones

**1.** Las tres estrategias de control implementadas en el sistema convertidor AC-DC Boost Interleaved (control Proporcional Integral (PI), el control GPI con observador de estados y el control en Modo Deslizante con Observador GPI), cumplen con los objetivos planteados al mantener un Factor de Potencia (FP) superior a 0.9 y un Total de Distorsión Armónica (THD) inferior al 5%, según lo establecido por la norma IEC 61000 3-2. Sin embargo, se destaca que tanto el control PI como el control en Modo Deslizante presentan un mejor desempeño global frente al control GPI debido a la menor distorsión armónica obtenida.

**2.** El control en Modo Deslizante presentó la mejor respuesta transitoria, logrando estabilizar la señal de corriente en aproximadamente 0,02 segundos, lo cual es significativamente más rápido que el tiempo obtenido con el control PI (0,8 segundos) y el control GPI (0,08 segundos). Adicionalmente, el control en Modo Deslizante destaca por reducir los picos de corriente durante el transitorio, alcanzando valores de menos de 15 amperios, mientras que los otros controles superan los 16 amperios, esto hace que el control en Modo Deslizante sea particularmente útil en situaciones donde es importante minimizar los picos de corriente.

**3.** El control GPI con observador de estados demostró ser muy eficiente en el seguimiento de la referencia de corriente y en la conducción del error de seguimiento a cero. Sin embargo, las simulaciones muestran que, sin el uso del observador, el control GPI pierde su capacidad de seguir adecuadamente la señal de referencia. Este resultado subraya la importancia del observador de estados en la estrategia GPI, ya que, sin este componente, el sistema no logra alcanzar el desempeño esperado.

**4.** El control en Modo Deslizante no solo ofrece un buen desempeño en términos de rechazo de perturbaciones y manejo de transitorios, sino que también es relativamente sencillo de implementar siempre y cuando se elija adecuadamente la superficie de deslizamiento. La superficie seleccionada para esta implementación, basada en la función de error de seguimiento, asegura una convergencia a un punto de equilibrio, lo que permite simplificar el diseño del control y lograr una buena estabilidad del sistema.

**5.** Si bien las tres estrategias presentan resultados satisfactorios, el control en Modo Deslizante con Observador GPI ofrece el mejor equilibrio entre robustez, rechazo de perturbaciones y control sobre los picos de corriente. Sin embargo, existen áreas de mejora, como la optimización de la superficie de deslizamiento para reducir aún más los tiempos de respuesta y mejorar la estabilidad del sistema ante cambios rápidos en las condiciones de operación. Adicionalmente, sería interesante explorar nuevas estrategias de control, como el Control de Rechazo Activo de Perturbaciones (ADRC), para comparar su desempeño en aplicaciones de PFC.

**6.** En función de los resultados obtenidos, se concluye que el control en Modo Deslizante con Observador GPI es la estrategia que mejor se adapta a los criterios de operación del convertidor AC-DC Boost Interleaved para aplicaciones de corrección del factor de potencia. Esta estrategia no solo cumple con los requerimientos normativos de THD y FP, sino que además proporciona una excelente capacidad de rechazo de perturbaciones y estabilidad en el transitorio, lo que la convierte en la opción más robusta y confiable para aplicaciones exigentes.

# 10. Bibliografía


[1] M. F. Rahman, D. Patterson, a. Cheok, and R. Betz, *Motor drives*. 2011.

[2] J. López. *Rectificador trifásico con corrección de factor de potencia.* Universidad Santo Tomás. 2021.

[3] C. Bautista and S. Moreno, *Estudio de la distorsión armónica en alta frecuencia en la señal de corriente generada por la adaptación de cargas y generadores de nuevas tecnologías a la red eléctrica convencional.* Universidad Distrital Francisco José de Caldas. 2018.

[4] D. Mccune, *Fundamentals of*, no. March. 2006.

[5] Asociación Española de Normalización y Certificación (AENOR), *Compatibilidad electromagnética (CEM), Límites para las emisiones de corriente armónica (equipos con corriente de entrada ≤ 16 A por fase) (IEC 61000-3-2:2005).* 2006.

[6] R. Ghosh and G. Narayanan, “A Simple Analog Controller for Single-Phase Half-Bridge Rectifier,” vol. 22, no. 1, pp. 186–198, 2007.

[7] L. Huber, Y. Jang, and M. M. Jovanović, “Performance evaluation of bridgeless PFC boost rectifiers,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 23, no. 3, pp. 1381–1390, 2008.

[8] Y. Adachi, Y. Ohta, T. Kajikawa, and K. Higuchi, “Design of a Robust Digital Controller for a PFC Boost Converter,” pp. 2109–2114, 2012.

[9] C. Chiñas, J. Águila, C. Vargas, J. Sotelo, E. Hurtado, E. García, Reducción del voltaje de rizado en un convertidor elevador DC-DC, *e-Gnosis Vol. 18, Art. 12.*

[10] J. Flores, *Confiabilidad de los Sistemas de Alumbrado Público en el Contexto de la Smart Grid,* Universidad de Córdoba, 2013.

[11] F. Musavi, D. S. Gautam, W. Eberle, and W. G. Dunford, “A simplified power loss calculation method for PFC boost topologies,” *2013 IEEE Transp. Electrif. Conf. Expo Components, Syst. Power Electron. - From Technol. to Bus. Public Policy, ITEC 2013*, 2013.

[12] J. Pérez and J. Nieto, Diseño y análisis de un corrector de armónicos utilizando un controlador digital y un convertidor buck a través de la técnica del factor k, Universidad Tecnológica de Bolívar, 2012.

[13] N. I. Features, “Natural Interleaving ™ DUAL-PHASE TRANSITION-MODE PFC CONTROLLER Cancellation:” no. November, 2008.

[14] K. Mahmud and L. Tao, “Power Factor Correction by PFC Boost Topology Using Average Current Control Method,” *Glob. High Tech Congr. Electron. (GHTCE), 2013 IEEE*, pp. 16–20, 2013.

[15] I. a Pn, “Current Transducer LA 205-S,” *Data Sheet*, pp. 1–3, 1997.

[16] Lem, “Voltage Transducer LV 25-P I PN = 10 mA V PN = 10. 500 V,” *Data Sheet*, pp. 18–20, 2013.

[17] Y. Jang and M. Jovanovié, Interleaved PFC Boost Converter with Intrinsic Voltage-Doubler Characteristic, *Power Electronics Laboratory Delta Products Corporation P.O. Box 12173, 5101 Davis Drive Research Triangle Park, NC 27709.*

[18] S. Kumas and H. Jariwala, A New Power Factor Correction Technique Using PFC Boost Converter, *IEEE 978-1-4577-1829-8, 2012.*

[19] H. Ramírez, A. Luviano and J. Cortés, A Generalized Proportional Integral Approach to Sliding Mode Controller Design in Switched Systems, *IEEE Conference on Decision and Control 15-17, 2010. IEEE International Conference on Control Applications, 2009.*

[20] J. Córtes, A. Luviano and H. Ramírez, Robust Generalized PI Sliding Mode Control for the Induction Motor, *IEEE Conference on Decision and Control, 2010.*

[21] T. MathWorks, “xPC Target for Use with Real-Time Workshop - Selecting Hardware Guide,” 2002.

[22] “Introduction to xPC Target and xPC Target Turnkey - Simulink Video.” [Online]. Available: http://www.mathworks.com/videos/introduction-to-xpc-target-and-xpc-target-turnkey-68908.html?s_tid=srchtitle. [Accessed: 07-Nov-2015].

[23] Q. Bo, H. Xiao-yuan, and L. Ü. Zheng-yu, “A study of startup inrush current of three-phase voltage source PWM rectifier with PI controller,” *2009 IEEE 6th Int. Power Electron. Motion Control Conf.*, vol. 3, pp. 980–983, 2009.

[24] W. Bolton, *Ingeniería de Control*, 2da ed. 2001.

[25] F. Inthamoussou, “Nociones de control robusto,” pp. 1–19, 2011.

[26] E. W. Zurita-Bustamante, J. Linares-Flores, E. Guzmán-Ramírez, and H. Sira-Ramírez, “A comparison between the GPI and PID controllers for the stabilization of a dc-dc ‘buck’ converter: A field programmable gate array implementation,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, no. 11, pp. 5251–5262, 2011.

[27] H. Coral-enriquez, G. a Ramos, and J. Cort, “Power factor correction and harmonic compensation in an active filter application through a discrete-time active disturbance rejection control approach,” pp. 5318–5323, 2015.

[28] J. A. Cortés-romero, “Control GPI-repetitivo para sistemas lineales con incertidumbre / variación en los parámetros GPI-repetitive control for linear systems with parameter uncertainty / variation,” vol. 18, no. 34, pp. 13–24, 2015.

[29] Y. L. Erickson and H. K. R. W., “Design of EMI Filters Having Low Harmonic Distortion in High-Power-Factor Converters,” *Power Electronics, IEEE Transactions on*. [Online]. Available: http://ieeexplore.ieee.org.ezproxy.unal.edu.co/xpls/icp.jsp?arnumber=6594916. [Accessed: 21-Nov-2015].

[30] M. Fliess, J. Lévine, P. Martin, and P. Rouchon, “Flatness and defect of non-linear systems: introductory theory and examples,” *Int. J. Control*, vol. 61, no. 6, pp. 1327–1361, 1995.

[31] H. Sira-Ramírez and S. K. Agrawal, *Differentially Flat Systems*. 2004.

[32] G. a. Ramos, J. Cortes-Romero, and A. J. Triana, “Control proporcional integral generalizado para señales periódicas,” *Tecnura*, vol. 17, pp. 18–32, 2013.

[33] C. J. Fernández, C. Colom, and S. D. E. E. Variable, “Introducción al Control en Modo Deslizamiento,” pp. 37–42.

[34] a Bartoszewicz and R. Patton, “Sliding mode control,” *… J. Adapt. Control …*, vol. XIII, p. 8, 2007.

[35] V. I. Utkin, “Sliding mode control design principles and applications to electric drives,” *Ind. Electron. IEEE Trans.*, vol. 40, no. 1, pp. 23–36, 1993.

[36] R. Giral Castillón, “Síntesis de estructuras multiplicadoras de tensión basadas en células convertidoras continua-continua de tipo conmutado.,” 2004.

[37] Rashid, M. H. (2018). *Power Electronics: Circuits, Devices, and Applications*. Pearson.

[38] Gonen, T. (2014). *Electrical Power Distribution System Technology*. CRC Press.

[39] Bollen, M. H. J. (2009). *Understanding Power Quality Problems: Voltage Sags and Interruptions*. IEEE Press.

[40] Huang, Z., Liu, L., & Zheng, X. (2018). *Improved Performance of Boost Converter Using Proportional-Integral Control*. IEEE Transactions on Power Electronics, 33(4), 3054-3062. doi:10.1109/TPEL.2017.2720816

[41] Zhang, J., & Xu, L. (2019). *Application of Generalized Predictive Control to Boost Interleaved Converter*. Journal of Electrical Engineering & Technology, 14(1), 123-130. doi:10.1007/s42835-019-00014-6

[42] Xie, Q., & Liu, H. (2021). *Sliding Mode Control for Boost Interleaved Converter: Analysis and Design*. International Journal of Circuit Theory and Applications, 49(7), 1834-1847. doi:10.1002/cta.3056

[43] Li, Y., & Wang, X. (2022). *Adaptive Control Strategies for Power Factor Correction in Boost Interleaved Converters*. IEEE Access, 10, 10591-10602. doi:10.1109/ACCESS.2022.3181234

[44] Zhou, Q., Li, H., & Wu, D. (2023). *Model Predictive Control for High-Power Boost Interleaved Converters*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 70(2), 1459-1468. doi:10.1109/TIE.2022.3154320

[45] Bose, B. K. (2009). *Modern Power Electronics and AC Drives*. Pearson Education.

[46] K. J. Åström and R. M. Murray, *Feedback Systems: An Introduction for Scientists and Engineers*. Princeton, NJ, USA: Princeton University Press, 2008.

[47] Kheralfi, B., Feidt, M., & Mounir, A. (2017). *Design and Analysis of a Boost Converter with Interleaved Control for High-Power Applications*. IEEE Transactions on Power Electronics, 32(2), 1328-1340. https://doi.org/10.1109/TPEL.2016.2536729

[48] D. C. K. B. M. Chen, *Optimal Control Theory: An Introduction*. Boston, MA, USA: Springer, 2009.

[49] J. C. Willems, "Dynamical Systems and Control Theory," *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 50, no. 1, pp. 5-16, Jan. 2005.

[50] Slotine, J.-J. E., & Li, W. (1991). *Applied Nonlinear Control*. Prentice Hall.

[51] Utkin, V. I. (1992). *Sliding Modes in Control and Optimization*. Springer-Verlag.

[52] Edwards, C., & Spurgeon, S. K. (1998). *Sliding Mode Control: Theory and Applications*. IEE Press

# 11. ANEXOS

## 11.1. Anexo 1. Caracterización del sensor de corriente

# 1 Features

- 0.8% Voltage Threshold Accuracy
- Precision Over- and Undervoltage Monitoring:
  - Supports Common Rails from 0.9 V to 5.0 V
  - ±4% and ±7% Fault Windows Available
  - 0.5% Hysteresis
- Factory-Programmed Precision Watchdog and Reset Timers:
  - ±15% Accurate WDT and RST Delays
- Watchdog Disable Feature
- User-Programmable Watchdog Timeout
- User-Programmable Reset Delay
- Input Voltage Range: VDD = 1.6 V to 6.5 V
- Low Supply Current: $I_{DD}$ = 10 µA (typ)
- Open-Drain Outputs
- Available in a Small 3-mm × 3-mm, 10-Pin VSON Package
- Junction Operating Temperature Range:
  –40°C to +125°C

## 11.2. Anexo 2 Caracterización sensor de voltaje

LEM

# Voltage Transducer LV 25-P

For the electronic measurement of currents: DC, AC, pulsed..., with galvanic isolation between the primary circuit and the secondary circuit.

16084

**$I_{PN}$ = 10 mA**
**$V_{PN}$ = 10 .. 500 V**

## Electrical data

| | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|
| $I_{PN}$ | Primary nominal current rms | | 10 | | mA |
| $I_{PM}$ | Primary current, measuring range | | 0 .. ± 14 | | mA |
| $R_M$ | Measuring resistance | | $R_{M\,min}$ | $R_{M\,max}$ | |
| | with ± 12 V | @ ± 10 mA $_{max}$ | 30 | 190 | Ω |
| | | @ ± 14 mA $_{max}$ | 30 | 100 | Ω |
| | with ± 15 V | @ ± 10 mA $_{max}$ | 100 | 350 | Ω |
| | | @ ± 14 mA $_{max}$ | 100 | 190 | Ω |
| $I_{SN}$ | Secondary nominal current rms | | 25 | | mA |
| $K_N$ | Conversion ratio | | 2500 : 1000 | | |
| $V_C$ | Supply voltage (± 5 %) | | ± 12 .. 15 | | V |
| $I_C$ | Current consumption | | 10 (@ ± 15 V) + $I_S$ | | mA |

## Accuracy - Dynamic performance data

| | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|
| $X_G$ | Overall accuracy @ $I_{PN}$, $T_A$ = 25°C @ ± 12 .. 15 V | | ± 0.9 | | % |
| | @ ± 15 V (± 5 %) | | ± 0.8 | | % |
| $\varepsilon_L$ | Linearity error | | < 0.2 | | % |
| | | | Typ | Max | |
| $I_O$ | Offset current @ $I_P$ = 0, $T_A$ = 25°C | | | ± 0.15 | mA |
| $I_{OT}$ | Temperature variation of $I_O$ | 0°C .. + 25°C | ± 0.06 | ± 0.25 | mA |
| | | + 25°C .. + 70°C | ± 0.10 | ± 0.35 | mA |
| $t_r$ | Response time [1] to 90 % of $I_{PN}$ step | | 40 | | µs |

## General data

| | | | | |
|---|---|---|---|---|
| $T_A$ | Ambient operating temperature | | 0 .. + 70 | °C |
| $T_S$ | Ambient storage temperature | | - 25 .. + 85 | °C |
| $R_P$ | Primary coil resistance | @ $T_A$ = 70°C | 250 | Ω |
| $R_S$ | Secondary coil resistance | @ $T_A$ = 70°C | 110 | Ω |
| *m* | Mass | | 22 | g |
| | Standard | | EN 50178: 1997 | |

Note: [1] $R_1$ = 25 kΩ (L/R constant, produced by the resistance and inductance of the primary circuit).

### Features

- Closed loop (compensated) current transducer using the Hall effect
- Isolated plastic case recognized according to UL 94-V0.

### Principle of use

- For voltage measurements, a current proportional to the measured voltage must be passed through an external resistor $R_1$ which is selected by the user and installed in series with the primary circuit of the transducer.

### Advantages

- Excellent accuracy
- Very good linearity
- Low thermal drift
- Low response time
- High bandwidth
- High immunity to external interference
- Low disturbance in common mode.

### Applications

- AC variable speed drives and servo motor drives
- Static converters for DC motor drives
- Battery supplied applications
- Uninterruptible Power Supplies (UPS)
- Power supplies for welding applications.

### Application domain

- Industrial.

## 11.3. Anexo 3 Circuito acondicionador de señal

BURR - BROWN®

**INA121**

# FET-Input, Low Power INSTRUMENTATION AMPLIFIER

## FEATURES

- LOW BIAS CURRENT: ±4pA
- LOW QUIESCENT CURRENT: ±450µA
- LOW INPUT OFFSET VOLTAGE: ±200µV
- LOW INPUT OFFSET DRIFT: ±2µV/°C
- LOW INPUT NOISE: 20nV/√Hz at f = 1kHz (G =100)
- HIGH CMR: 106dB
- WIDE SUPPLY RANGE: ±2.25V to ±18V
- LOW NONLINEARITY ERROR: 0.001% max
- INPUT PROTECTION TO ±40V
- 8-PIN DIP AND SO-8 SURFACE MOUNT

## APPLICATIONS

- LOW-LEVEL TRANSDUCER AMPLIFIERS Bridge, RTD, Thermocouple
- PHYSIOLOGICAL AMPLIFIERS ECG, EEG, EMG, Respiratory
- HIGH IMPEDANCE TRANSDUCERS
- CAPACITIVE SENSORS
- MULTI-CHANNEL DATA ACQUISITION
- PORTABLE, BATTERY OPERATED SYSTEMS
- GENERAL PURPOSE INSTRUMENTATION

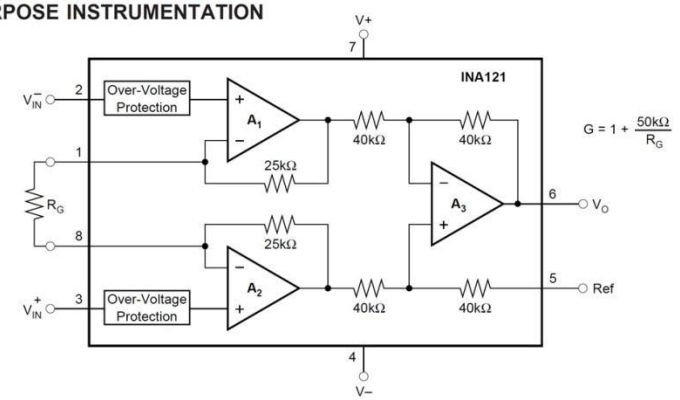
## DESCRIPTION

The INA121 is a FET-input, low power instrumentation amplifier offering excellent accuracy. Its versatile three-op amp design and very small size make it ideal for a variety of general purpose applications. Low bias current (±4pA) allows use with high impedance sources.

Gain can be set from 1V to 10,000V/V with a single external resistor. Internal input protection can withstand up to ±40V without damage.

The INA121 is laser-trimmed for very low offset voltage (±200µV), low offset drift (±2µV/°C), and high common-mode rejection (106dB at G = 100). It operates on power supplies as low as ±2.25V (+4.5V), allowing use in battery operated and single 5V systems. Quiescent current is only 450µA.

Package options include 8-pin plastic DIP and SO-8 surface mount. All are specified for the –40°C to +85°C industrial temperature range.




International Airport Industrial Park • Mailing Address: PO Box 11400, Tucson, AZ 85734 • Street Address: 6730 S. Tucson Blvd., Tucson, AZ 85706 • Tel: (520) 746-1111 • Twx: 910-952-1111
Internet: http://www.burr-brown.com/ • FAXLine: (800) 548-6133 (US/Canada Only) • Cable: BBRCORP • Telex: 066-6491 • FAX: (520) 889-1510 • Immediate Product Info: (800) 548-6132

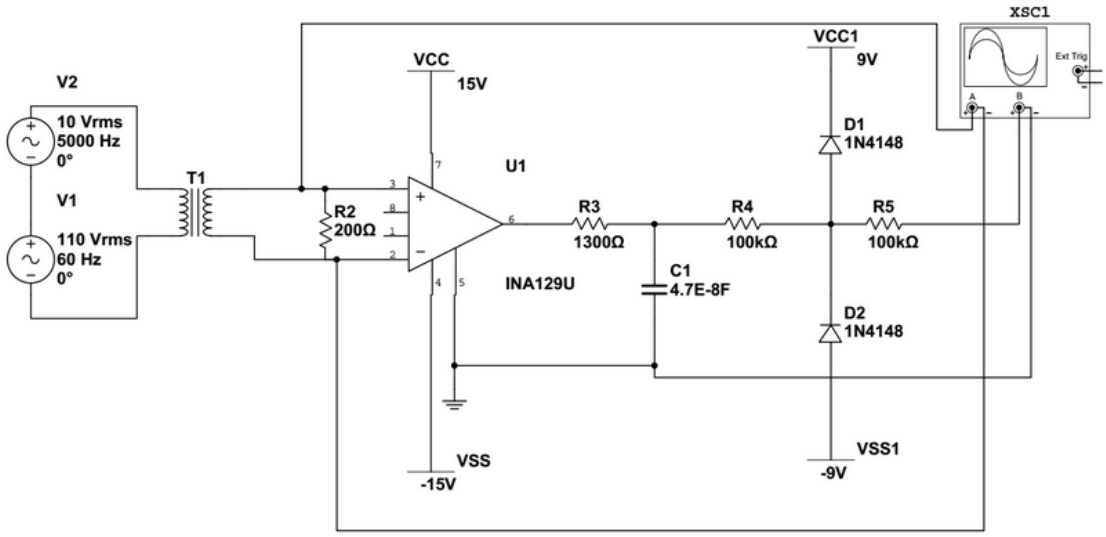
©1997 Burr-Brown Corporation

PDS-1412A

Printed in U.S.A. May, 1998

Para el acondicionamiento de las señales de los sensores se utilizó el amplificador de instrumentación de bajo ruido INA121, también se añadieron 2 diodos de protección a la salida para garantizar que las señales que entran a la tarjeta de adquisición de datos no sean mayores a 9V, el diagrama esquemático del circuito montado se muestra en la siguiente figura.

**Figura 42.** *Circuito de acondicionamiento de señales.*



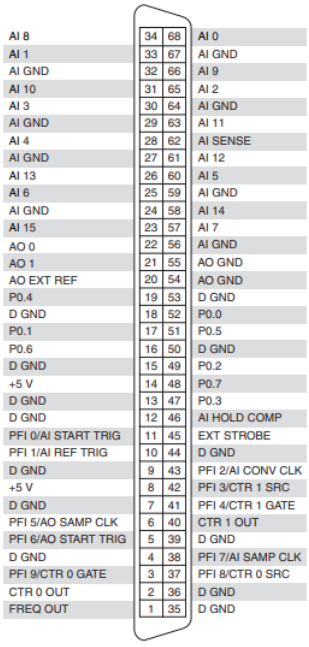

**Fuente:** Autor, 2024.

## 11.4. Anexo 4 Tarjeta de adquisición de datos NI6070E

De la tarjeta de adquisición de datos NI6070E se utilizó:

- Los puertos A0 (Salidas análoga) ubicados en el pinout # 2 y 40 (ver *Figura 43*), los cuales son compatibles con la familia CMOS y TTL en cuanto a niveles de voltaje y cuentan con una resolución de 24bits.
- Los puertos AI 4, AI 5 y AI 12, (entradas análogas) ubicados en el pinout # 28, 60 y 61 respectivamente (ver *Figura 43*). Estas entradas de seleccionaron para recibir señales en un rango bipolar de ±10V con una resolución de 12bits.

**Figura 43.** Diagrama de puertos tarjeta PCI 6070E.




**Fuente:** National Instruments, s.f.