

Diseño de un Controlador de Corriente para un Inversor Trifásico operando en modo Seguidor de
Red

Gabriel Esteban Holguin Castañeda y Nicolás David Martínez Cristancho

Trabajo de Grado para optar al título de
Ingeniero Electrónico

Directora

María Alejandra Mantilla Villalobos

Doctora en Ingeniería

Codirector

Fausto Osorio Silva

Doctor en Ingeniería

Universidad Industrial de Santander

Facultad de Ingenierías Fisicomecánicas

Escuela de Ingenierías Eléctrica, Electrónica y de Telecomunicaciones

Ingeniería Electrónica

Bucaramanga

2026

Dedicatoria

En primer lugar, agradecemos a Dios por bendecir el camino que nos condujo hasta la culminación de nuestro pregrado, otorgándonos sabiduría y resiliencia en las instancias más retadoras de la carrera, y por rodearnos de grandes personas en el trayecto.

A nuestros padres, por su gran esmero y sacrificio para brindarnos las mejores condiciones posibles, con el propósito de que nuestra única preocupación fuera estudiar: este título también es de ustedes. No hay palabras para describir la gratitud, y sobre todo el orgullo, de ser sus hijos, siendo ustedes el ejemplo de perseverancia, nobleza, responsabilidad, rectitud y fortaleza que aspiramos alcanzar como profesionales. Gracias por ser nuestra guía en los momentos difíciles o de duda, y por brindarnos su apoyo incondicional a pesar de la distancia. Siempre se sintieron presentes en cada paso que dimos y en cada peldaño que subimos para conseguir este logro. No hay mayor alegría para nosotros que haber honrado todo su esfuerzo culminando esta etapa exitosamente. Los amamos con toda nuestra alma.

A nuestros amigos, por ser una muestra de verdadera amistad, respaldándonos en las adversidades y los retos que se fueron presentando en la carrera; por cada aprendizaje que nos dejó el compartir con ustedes, y por las alegrías y las tardes de tertulia que pasamos, que muchas veces nos devolvían el ánimo para seguir adelante. Cada aporte fue valioso en este proceso: nos hizo crecer como personas, ampliando la perspectiva que traíamos de casa. Gracias por permitirnos ser parte de sus vidas.

A nuestros profesores, que compartían sus conocimientos con pasión, con la intención genuina de inculcarnos no solo contenidos teóricos, sino también los valores y habilidades que debemos poseer como profesionales.

A nuestra directora, por depositar su confianza en nosotros y acompañarnos a lo largo del desarrollo de este proyecto, y por su respaldo en cada una de sus etapas. Sus enseñanzas tuvieron un papel fundamental.

Tabla de Contenido

Introducción	10
1. Objetivos	12
1.1. Objetivo General	12
1.2. Objetivos Específicos	12
2. Marco Teórico	13
2.1. Inversores trifásicos conectados a red	13
2.2. Filtro LCL	14
2.3. Transformaciones de referencia	15
2.3.1. Transformada de Clarke ($\alpha\beta 0$)	15
2.3.2. Transformada de Park ($dq0$)	16
2.4. Sincronización con la red mediante PLL	17
2.5. Modulaci3n por ancho de pulso	18
2.6. Estrategias de control de corriente	20
2.6.1. Control PI en el marco de referencia s3ncrono	20
2.6.2. Control PR en el marco de referencia estacionario	21
2.6.3. Control predictivo deadbeat	22
2.7. Normativas aplicables	23
2.7.1. IEEE 1547-2018	23
2.7.2. IEEE 519-2022	23
2.7.3. IEEE 1159	24
2.7.4. RETIE y NTC 5001	24
3. Modelado del Sistema y Dise2o de Controladores	25
3.1. Modelado matemático del inversor trifásico con filtro LCL	25
3.2. Control lineal en el marco de referencia s3ncrono	30
3.2.1. Dise2o del sistema de sincronizaci3n SRF-PLL	30
3.2.2. Dise2o del controlador PI	32

3.3. Control resonante en el marco estacionario	35
3.4. Control predictivo	42
3.4.1. Diseño del "Finite Control Set-MPC" basado en deadbeat	42
3.4.2. Modificación del controlador deadbeat aplicado en las coordenadas abc e inclusión de técnica PWM	48
4. Análisis comparativo de los controladores	49
4.1. Indicadores de desempeño	49
4.2. Desempeño en estado estacionario	51
4.3. Desempeño ante cambios de referencia	54
4.4. Desempeño ante hundimientos de tensión monofásicos	57
4.5. Desempeño ante distorsión armónica en las tensiones de la red	61
4.6. Comparación global de las estrategias de control	64
5. Conclusiones	66
6. Recomendaciones	68
Referencias Bibliográficas	70

Lista de Tablas

1.	Vectores espaciales asociados a los estados de conmutación del inversor de dos niveles.	45
2.	Comparación de desempeño en estado estacionario.	54
3.	Indicadores de desempeño ante cambios de referencia.	57
4.	Indicadores de desempeño ante un hundimiento de tensión del 30 % en la fase A. .	61
5.	Indicadores de desempeño ante una red con contenido armónico.	64
6.	Comparación global de las estrategias de control evaluadas.	65

Lista de Figuras

1.	Arquitectura general del sistema de conversión conectado a la red.	14
2.	Representación de las señales en los marcos de referencia abc , $\alpha\beta 0$ y $dq0$, junto con el ángulo de sincronización utilizado por el PLL.	17
3.	Estructura del sistema de sincronización SRF-PLL implementado.	18
4.	Principio de funcionamiento de la modulación PWM sinusoidal mediante la comparación de una señal de referencia y una señal portadora triangular.	19
5.	Estructura general de un controlador de corriente PI en el marco de referencia síncrono.	21
6.	Estructura general de un controlador de corriente PR.	22
7.	Caracterización experimental de las inductancias del filtro LCL.	27
8.	Diagrama de Bode del lazo abierto.	39
9.	Análisis del valor de K_r	41
10.	Topología utilizada para el desarrollo del controlador predictivo.	43
11.	Diagrama de flujo del algoritmo predictivo implementado.	47
12.	Comparación entre la corriente de referencia y la corriente inyectada en estado estacionario para los controladores.	52
13.	Espectro armónico y THD de la corriente inyectada en estado estacionario para los controladores evaluados.	53
14.	Respuesta de los controladores PI y PR ante una variación escalón del 50 % en la referencia de corriente.	55
15.	Respuesta de los controladores MPC y deadbeat ante una variación escalón del 50 % en la referencia de corriente.	56
16.	Espectro armónico y THD de la corriente inyectada durante el evento transitorio provocado por el cambio de referencia.	56
17.	Tensión de la red considerando un hundimiento en la fase A	58
18.	Respuesta de los controladores ante un hundimiento de tensión del 30 % en la fase A.	59

19. Espectro armónico y THD de la corriente inyectada durante el hundimiento de tensión en los controladores.	60
20. Tensión de la red eléctrica ante la incorporación de las componentes armónicas. . .	62
21. Seguimiento de corriente ante una tensión de la red con contenido armónico compuesto por los armónicos quinto y séptimo para los controladores PI y PR.	62
22. Seguimiento de corriente ante una tensión de la red con contenido armónico compuesto por los armónicos quinto y séptimo para los controladores MPC y Deadbeat.	63
23. Espectro armónico y THD de la corriente inyectada ante una red con contenido armónico para los controles PI y PR.	63
24. Espectro armónico y THD de la corriente inyectada ante una red con contenido armónico para los controles MPC y Deadbeat.	64

Resumen

Título: Diseño de un Controlador de Corriente para un Inversor Trifásico operando en modo Seguidor de Red

Autores: Gabriel Esteban Holguin Castañeda y Nicolás David Martínez Cristancho

Palabras clave: inversor conectado a la red, modo seguidor de red, filtro LCL, control de corriente, controlador predictivo deadbeat, controlador proporcional-resonante, distorsión armónica total (THD).

Descripción:

Este trabajo presenta el diseño y la evaluación, mediante simulación, de cuatro estrategias de control de corriente para un inversor trifásico conectado a la red con filtro de salida LCL, operando en modo seguidor de red. Las estrategias estudiadas son el controlador proporcional-integral (PI) en el marco de referencia síncrono dq , el controlador proporcional-resonante (PR) en el marco de referencia estacionario $\alpha\beta$, un controlador predictivo deadbeat implementado en el marco de referencia estacionario $\alpha\beta$, y un controlador predictivo deadbeat implementado en las coordenadas naturales abc con modulación PWM. El controlador deadbeat incorpora el algoritmo de Corriente Promedio Ponderada del Inductor (WAIC, por sus siglas en inglés) para reducir el orden del modelo del filtro LCL, permitiendo una implementación simplificada y computacionalmente eficiente. Los cuatro controladores se evalúan bajo las mismas condiciones de operación en MATLAB/Simulink, incluyendo el desempeño en estado estacionario, la respuesta ante cambios escalón en la referencia de corriente, hundimientos de tensión en la red, distorsión armónica en la tensión de red y desbalance de fase. Las métricas de desempeño incluyen la distorsión armónica total (THD), el error de seguimiento de corriente y la respuesta dinámica. Los resultados se comparan frente a los límites establecidos por las normas IEEE 519-2022 (IEEE, 2022) e IEEE 1547-2018 (IEEE, 2024).

Abstract

Title: Design of a Current Controller for a Three-Phase Inverter Operating in Grid-Following Mode

Authors: Gabriel Esteban Holguin Castañeda y Nicolás David Martínez Cristancho

Keywords: grid-connected inverter, grid-following mode, LCL filter, current control, deadbeat predictive controller, proportional-resonant controller, total harmonic distortion (THD).

Description:

This work presents the design and simulation-based evaluation of four current control strategies for a three-phase grid-connected inverter with an LCL output filter, operating in grid-following mode. The strategies under study are the proportional-integral (PI) controller in the synchronous reference frame dq , the proportional-resonant (PR) controller in the stationary reference frame $\alpha\beta$, a deadbeat predictive controller implemented in the stationary reference frame $\alpha\beta$, and a deadbeat predictive controller implemented in the natural abc coordinates with PWM modulation. The deadbeat controller incorporates the Weighted Average Inductor Current (WAIC) algorithm to reduce the order of the LCL filter model, enabling a simplified and computationally efficient implementation. All four controllers are evaluated under the same operating conditions in MATLAB/Simulink, including steady-state performance, current reference step response, grid voltage sag, harmonic distortion in the grid voltage, and phase unbalance. Performance metrics include total harmonic distortion (THD), current tracking error, and dynamic response. Results are compared against the limits established by IEEE 519-2022 (IEEE, 2022) and IEEE 1547-2018 (IEEE, 2024). The comparative analysis identifies the main advantages and limitations of each control strategy in terms of current quality, tracking accuracy, dynamic response, and computational requirements, providing technical criteria for a future experimental implementation on the physical inverter.

Introducción

La masificación de recursos energéticos distribuidos, en particular sistemas fotovoltaicos y de almacenamiento de energía, ha incrementado significativamente el uso de inversores trifásicos como interfaz entre la fuente de energía continua y la red eléctrica de alterna. En este tipo de sistemas, el inversor opera comúnmente en modo seguidor de red (*grid-following*), lo que significa que no impone la tensión ni la frecuencia del sistema, sino que sincroniza su operación con la red existente e inyecta una corriente controlada en el punto de conexión común. La calidad de dicha corriente es determinante para el cumplimiento de estándares internacionales como IEEE 519-2022 (IEEE, 2022) e IEEE 1547-2018 (IEEE, 2024), los cuales establecen límites máximos de distorsión armónica total y requisitos de desempeño ante condiciones anormales de red.

El desempeño del inversor depende en gran medida de la estrategia de control de corriente adoptada. Entre las más utilizadas en la literatura se encuentran el controlador proporcional-integral (PI) en el marco de referencia síncrono dq , el controlador proporcional-resonante (PR) en el marco estacionario $\alpha\beta$ y el control predictivo tipo deadbeat (Hernández Villamizar, 2020; Kim et al., 2012; Mantilla Villalobos, 2016). Cada una de estas estrategias presenta características particulares en términos de respuesta dinámica, rechazo de perturbaciones, complejidad de implementación y dependencia del modelo del sistema. Por esta razón, la selección de la estrategia más adecuada para una aplicación específica requiere un análisis comparativo que permita identificar sus ventajas y limitaciones bajo diferentes condiciones de operación.

El Laboratorio de Integración Energética de la Universidad Industrial de Santander cuenta con un inversor trifásico con filtro LCL físicamente implementado, cuyo control de corriente presenta oportunidades de mejora en términos de distorsión armónica y respuesta dinámica. En este contexto, se plantea el diseño y evaluación mediante simulación en MATLAB/Simulink de cuatro estrategias de control de corriente: un controlador PI en las coordenadas dq , un controlador PR en las coordenadas $\alpha\beta$, un controlador predictivo deadbeat en las coordenadas $\alpha\beta$ y un controlador

predictivo deadbeat en las coordenadas naturales abc . El desempeño de cada estrategia se evalúa bajo condiciones de estado estacionario y frente a perturbaciones como variaciones en la referencia de potencia, hundimientos de tensión, distorsión armónica y desbalances de red. La comparación se realiza con base en indicadores como la distorsión armónica total de la corriente inyectada, el error de seguimiento de corriente y la respuesta dinámica, considerando además el cumplimiento de los requisitos establecidos por la normativa vigente. Los resultados obtenidos permiten identificar las ventajas y limitaciones de cada estrategia de control, proporcionando criterios técnicos para la selección de la alternativa más adecuada en futuras implementaciones experimentales.

Este trabajo fue realizado en el marco del proyecto de investigación titulado "Plataforma de evaluación de tecnologías emergentes para la transición energética en el marco de las redes inteligentes de energía eléctrica" código 4224-2024, financiado por la Universidad Industrial de Santander.

1 Objetivos

1.1 Objetivo General

Diseñar un controlador de corriente para un inversor trifásico operando en modo seguidor de red existente, garantizando el cumplimiento de los límites de distorsión armónica establecidos en la normativa aplicable.

1.2 Objetivos Específicos

Desarrollar varios controladores de corriente para un inversor trifásico seguidor de red con filtro LCL, con el fin de seleccionar el de mejor desempeño.

Caracterizar los componentes del sistema eléctrico bajo estudio para el diseño de controladores ajustados a la dinámica real de operación.

Evaluar mediante simulación el desempeño de los controladores diseñados teniendo como criterios de comparación el error en el seguimiento de la corriente y la distorsión armónica de la corriente inyectada.

2 Marco Teórico

2.1 Inversores trifásicos conectados a red

Los inversores trifásicos son convertidores electrónicos de potencia encargados de transformar energía eléctrica en corriente continua (CC) en energía eléctrica en corriente alterna (CA) trifásica. La estructura para el inversor trifásico tradicional en topología de puente completo está conformada por seis interruptores electrónicos de potencia organizados en tres ramas, las cuales permiten generar tres tensiones en CA a partir de una fuente de alimentación en continua (Mohan et al., 2003; Rashid, 2014).

Cada rama del inversor está formada por dos interruptores que operan de manera complementaria para evitar cortocircuitos en el bus de continua. Mediante la conmutación controlada de estos dispositivos es posible sintetizar formas de onda trifásicas con amplitud y frecuencia ajustables según los requerimientos de la aplicación (Rashid, 2014).

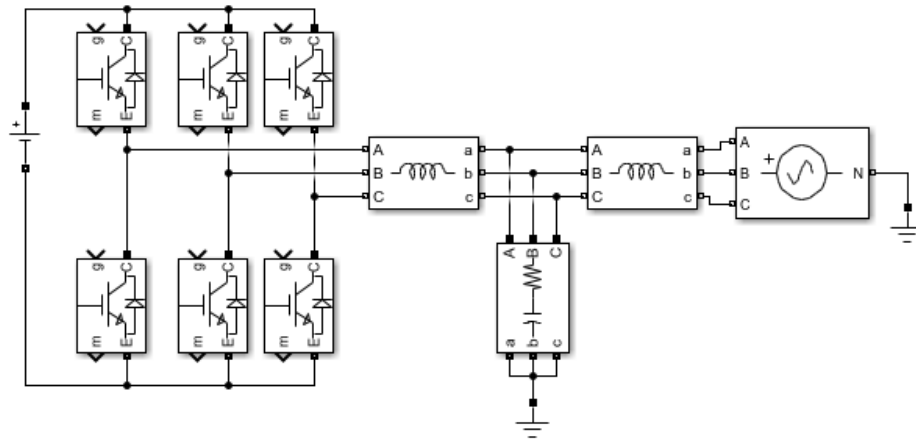
Los primeros esquemas de operación empleaban estrategias de conmutación basadas en intervalos de conducción fijos, como la conducción a 180° y 120° . Sin embargo, los sistemas modernos utilizan principalmente técnicas de modulación por ancho de pulso (PWM), las cuales permiten mejorar la calidad de la señal generada, reducir el contenido armónico y aumentar la flexibilidad del convertidor (Mohan et al., 2003; Rashid, 2014).

Los inversores trifásicos tienen aplicaciones en accionamientos eléctricos, sistemas de almacenamiento de energía y sistemas de generación distribuida. En estos últimos, constituyen la interfaz encargada de transferir la energía disponible en una fuente de corriente continua hacia la red eléctrica, garantizando una operación eficiente y una adecuada calidad de potencia (Teodorescu et al., 2011).

La Figura 1 presenta la arquitectura general del sistema estudiado. En ella se observa el inversor trifásico conectado a la red eléctrica mediante un filtro LCL, el cual permite atenuar los armónicos

Figura 1:

Arquitectura general del sistema de conversión conectado a la red.



generados por la conmutación de los dispositivos de potencia. La red eléctrica es representada mediante un modelo simplificado correspondiente a una fuente de tensión trifásica independiente.

2.2 Filtro LCL

El filtro LCL es una estructura pasiva de tercer orden compuesta por dos inductores y un capacitor intermedio, utilizada comúnmente en sistemas de conversión conectados a la red. Su principal función es atenuar los armónicos de alta frecuencia generados por la conmutación de los dispositivos de potencia del inversor, permitiendo que la corriente inyectada presente una menor distorsión armónica (Teodorescu et al., 2011).

En comparación con otras estructuras de filtrado empleadas en convertidores conectados a la red, el filtro LCL ofrece una elevada capacidad de atenuación de armónicos utilizando valores de inductancia relativamente bajos.

Una de las principales limitaciones del filtro LCL es la presencia de una frecuencia natural de resonancia, la cual puede afectar la estabilidad del sistema y producir amplificaciones indeseadas de corriente. Para mitigar este fenómeno se emplean técnicas de amortiguamiento pasivo o activo.

La Figura 1 muestra la ubicación del filtro LCL dentro de la arquitectura general del sistema estudiado. En el presente trabajo, el filtro forma parte de la estructura física del inversor y tiene como objetivo reducir los armónicos asociados a la conmutación, permitiendo evaluar el desempeño de las estrategias de control de corriente bajo condiciones representativas de operación.

2.3 Transformaciones de referencia

2.3.1 Transformada de Clarke ($\alpha\beta 0$)

La transformación de Clarke permite representar un sistema trifásico definido en las coordenadas abc mediante un sistema de referencia estacionario ortogonal en las coordenadas $\alpha\beta 0$. Esta transformación reduce el número de variables necesarias para el análisis y control del sistema cuando se puede despreciar la componente de secuencia cero de las señales de interés, preservando la información contenida en las señales originales (Krause et al., 2013; Rashid, 2014).

En sistemas trifásicos balanceados, la componente de secuencia cero es nula, por lo que el sistema puede describirse únicamente mediante las componentes α y β . Esta representación permite interpretar las variables eléctricas como un vector en un plano estacionario, facilitando el análisis de convertidores electrónicos de potencia y el diseño de estrategias de control (Krause et al., 2013).

La transformación de Clarke, invariante en amplitud, puede expresarse mediante:

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (1)$$

donde x_a , x_b y x_c representan las variables trifásicas en el marco de referencia abc , mientras que x_α , x_β y x_0 corresponden a las variables transformadas en el marco de referencia estacionario $\alpha\beta 0$.

2.3.2 Transformada de Park ($dq0$)

La transformación de Park permite convertir las variables expresadas en el marco de referencia estacionario $\alpha\beta 0$ a un marco de referencia rotatorio $dq0$, cuya velocidad angular está determinada por un ángulo de sincronización θ (Krause et al., 2013).

La principal ventaja de esta transformación es que señales sinusoidales trifásicas balanceadas de frecuencia constante pueden representarse como magnitudes continuas en estado estacionario. Esta característica simplifica significativamente el diseño de sistemas de control, ya que permite utilizar controladores lineales convencionales para regular variables originalmente en corriente alterna (Krause et al., 2013; Rashid, 2014).

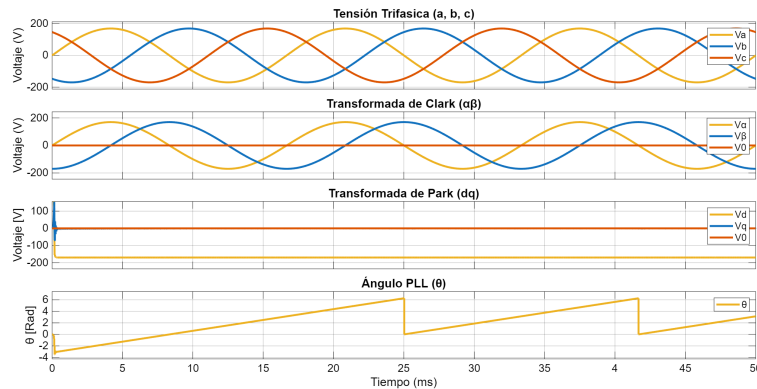
La transformación de Park se define como:

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta & 0 \\ -\sin \theta & \cos \theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_0 \end{bmatrix} \quad (2)$$

donde θ representa el ángulo del marco de referencia rotatorio. En aplicaciones de inversores conectados a la red, dicho ángulo es obtenido mediante un sistema de sincronización comúnmente basado en un lazo de seguimiento de fase (PLL del inglés phase-locked loop), permitiendo alinear el marco dq con el vector de tensión de la red.

Figura 2:

Representación de las señales en los marcos de referencia abc , $\alpha\beta 0$ y $dq0$, junto con el ángulo de sincronización utilizado por el PLL.



Nota. Basada en Das et al. (2020).

La Figura 2 muestra el efecto de las transformaciones de Clarke y Park sobre un conjunto de señales trifásicas sinusoidales puras balanceadas de secuencia positiva. Puede observarse cómo las señales sinusoidales en coordenadas abc son representadas inicialmente en el plano estacionario $\alpha\beta 0$ y posteriormente transformadas en señales aproximadamente constantes en el marco de referencia $dq0$.

2.4 Sincronización con la red mediante PLL

Los inversores conectados a la red requieren un mecanismo de sincronización que permita determinar de manera precisa la fase y frecuencia de la tensión presente en el punto de conexión común. Esta información es necesaria para realizar las transformaciones de referencia utilizadas en los sistemas de control y garantizar una correcta inyección de corriente hacia la red eléctrica (Teodorescu et al., 2011).

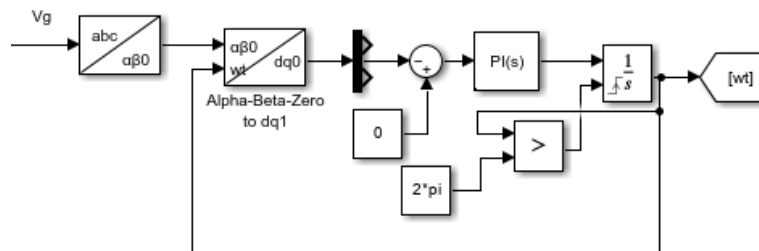
En este trabajo se emplea un sistema de sincronización basado en un PLL de marco de referencia síncrono (SRF-PLL por sus siglas en inglés), ver Figura 3. Esta estructura utiliza las transformacio-

nes de Clarke y Park para convertir las tensiones trifásicas de la red en componentes expresadas en el marco de referencia rotatorio dq . Cuando el sistema se encuentra sincronizado, la componente en cuadratura V_q tiende a cero, mientras que la componente directa V_d representa el valor de la tensión proyectada sobre el eje sincronizado con la red (Teodorescu et al., 2011).

El error asociado a la componente V_q es procesado mediante un controlador PI, cuya salida corresponde a una estimación de la frecuencia angular de la red. Posteriormente, esta señal es integrada para obtener el ángulo eléctrico θ , utilizado en la transformación de Park. Con el fin de mantener el ángulo dentro de un rango acotado, la señal es reiniciada cada vez que alcanza un valor de 2π , generando una forma de onda tipo diente de sierra equivalente a una vuelta completa del vector de referencia, como se evidencia en la Figura 2.

Figura 3:

Estructura del sistema de sincronización SRF-PLL implementado.



La Figura 3 muestra la estructura implementada para el sistema de sincronización empleado. El ángulo estimado por el PLL es utilizado posteriormente por los controladores implementados en coordenadas dq , permitiendo mantener la sincronización entre el inversor y la red eléctrica.

2.5 Modulación por ancho de pulso

La modulación por ancho de pulso o PWM (*Pulse Width Modulation*) es una técnica ampliamente utilizada en convertidores electrónicos de potencia para sintetizar señales alternas a partir de una fuente de tensión continua. Su principio de funcionamiento consiste en variar los intervalos de

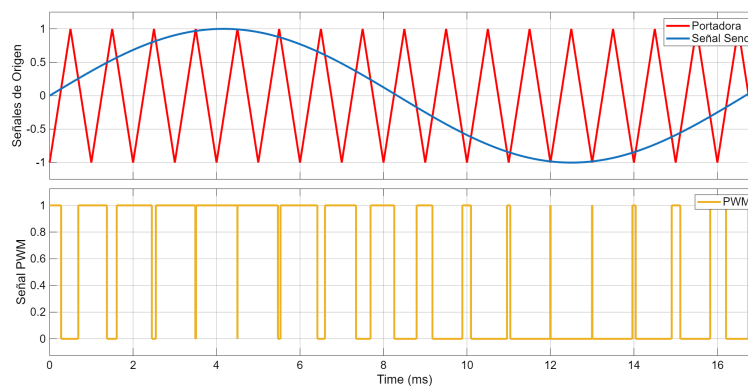
conducción de los dispositivos de conmutación, manteniendo constante la amplitud de los pulsos y modificando únicamente su duración. De esta manera, el valor promedio de la tensión aplicada en cada periodo de conmutación puede controlarse para aproximar la forma de onda de referencia deseada (Mohan et al., 2003).

En inversores trifásicos conectados a la red, una de las estrategias más utilizadas es la modulación PWM sinusoidal (SPWM por sus siglas en inglés). Esta técnica emplea una señal sinusoidal de referencia y una señal portadora triangular de alta frecuencia. La comparación entre ambas señales determina los instantes de activación y desactivación de los interruptores del inversor, generando una secuencia de pulsos cuyo valor promedio reproduce el comportamiento de una señal sinusoidal (Mohan et al., 2003).

La utilización de frecuencias de conmutación elevadas permite desplazar los principales armónicos generados por el proceso de modulación hacia regiones de frecuencia alejadas de la componente fundamental. Como consecuencia, dichos armónicos pueden ser atenuados mediante filtros de salida, como el filtro LCL descrito anteriormente, mejorando la calidad de la corriente inyectada a la red.

Figura 4:

Principio de funcionamiento de la modulación PWM sinusoidal mediante la comparación de una señal de referencia y una señal portadora triangular.



Nota. Basado en Wikimedia Commons (Wikimedia Commons, 2006).

La Figura 4 presenta el principio básico de la modulación PWM sinusoidal, donde una señal de referencia es comparada con una portadora triangular para generar la señal de conmutación correspondiente.

2.6 Estrategias de control de corriente

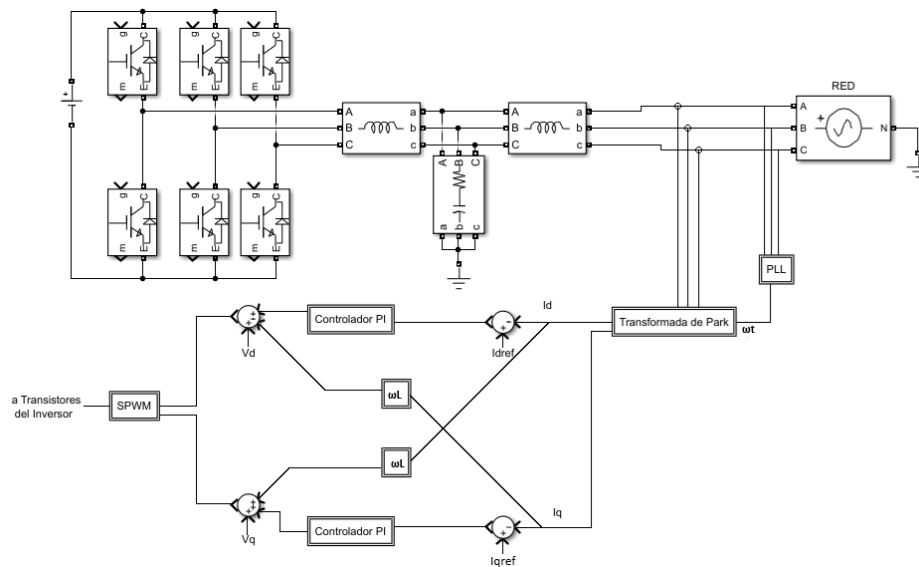
El control de corriente constituye uno de los elementos más importantes en los inversores que operan en modo seguidor de red, ya que determina la capacidad del sistema para seguir referencias de corriente, rechazar perturbaciones y cumplir con varios requisitos de calidad de energía establecidos por las normativas vigentes. Entre las estrategias más utilizadas en convertidores trifásicos se encuentran los controladores lineales implementados en los marcos de referencia síncrono y estacionario, así como los controladores predictivos basados en modelos discretos del sistema (Teodorescu et al., 2011).

2.6.1 Control PI en el marco de referencia síncrono

El controlador proporcional integral (PI) en las coordenadas dq es una de las estrategias más empleadas en inversores conectados a la red. Gracias a la transformación de Park, las variables sinusoidales se convierten en señales continuas en estado estacionario, permitiendo la utilización de controladores PI convencionales para regular las componentes de corriente en los ejes (d) y (q). Esta estrategia presenta una implementación relativamente sencilla y un buen desempeño en aplicaciones de generación distribuida cuando existe una adecuada sincronización con la red eléctrica (Teodorescu et al., 2011).

Figura 5:

Estructura general de un controlador de corriente PI en el marco de referencia síncrono.



Nota. Basado en (Rufa'I et al., 2019).

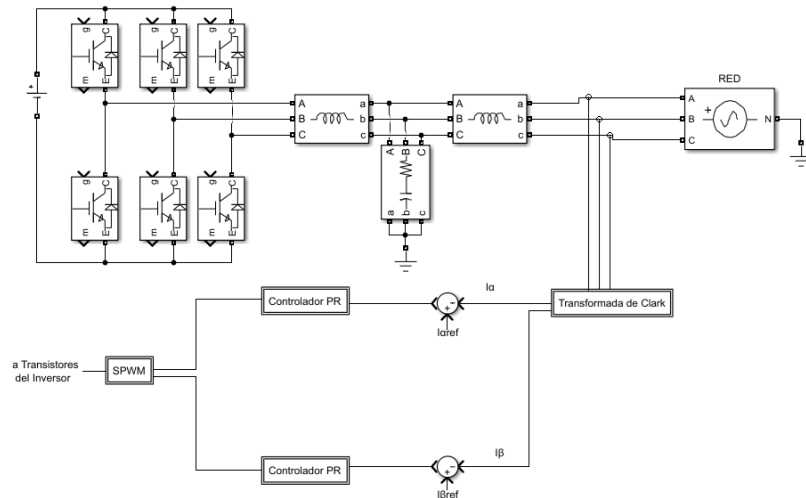
La Figura 5 presenta la estructura general del controlador PI empleado en el marco de referencia síncrono.

2.6.2 Control PR en el marco de referencia estacionario

El controlador proporcional resonante (PR) realiza el control de corriente directamente en el marco de referencia estacionario $\alpha\beta$, evitando la necesidad de transformar las variables al sistema rotatorio dq . Su principal característica es la incorporación de una acción resonante que proporciona una elevada ganancia en la frecuencia fundamental, permitiendo un seguimiento preciso de referencias sinusoidales y una reducción significativa del error en estado estacionario. Debido a estas características, el controlador PR es ampliamente utilizado en sistemas conectados a la red y aplicaciones de filtrado activo (Teodorescu et al., 2011).

Figura 6:

Estructura general de un controlador de corriente PR.



Nota. Basado en (Rufa'I et al., 2019).

2.6.3 Control predictivo deadbeat

El control predictivo deadbeat emplea un modelo discreto del sistema para estimar su comportamiento futuro y calcular la acción de control necesaria para alcanzar la referencia en el siguiente período de muestreo. Esta estrategia se caracteriza por su rápida respuesta dinámica y por su capacidad para incorporar directamente las características del convertidor y del filtro dentro del algoritmo de control. Su desempeño depende en gran medida de la precisión del modelo utilizado y de la selección adecuada del período de muestreo (Teodorescu et al., 2011).

En el presente trabajo se evalúan dos implementaciones de control predictivo deadbeat, una desarrollada en el marco de referencia estacionario $\alpha\beta$ y otra implementada directamente en las coordenadas naturales abc , con el propósito de comparar su desempeño frente a las estrategias lineales descritas anteriormente.

2.7 Normativas aplicables

La conexión de inversores a la red eléctrica requiere considerar los criterios establecidos por normas y reglamentos relacionados con la calidad de la energía, la interconexión de recursos distribuidos y la operación segura de los sistemas eléctricos. En este trabajo, dichas normas se emplean como referencia para el diseño de los controladores y la evaluación del desempeño del inversor trifásico bajo diferentes condiciones de operación.

2.7.1 IEEE 1547-2018

La norma IEEE 1547-2018 define los requisitos de interconexión e interoperabilidad para recursos energéticos distribuidos conectados a la red. Entre sus requerimientos se encuentra una distorsión armónica total de corriente inferior al 5 %, así como criterios de operación ante perturbaciones de tensión y frecuencia. Debido a que el sistema estudiado corresponde a un inversor trifásico operando en modo seguidor de red, esta norma constituye una referencia directa para la evaluación del comportamiento dinámico y de la calidad de la corriente suministrada a la red (IEEE, 2024).

2.7.2 IEEE 519-2022

La norma IEEE 519-2022 establece límites para la distorsión armónica en sistemas eléctricos de potencia con el propósito de preservar la calidad de la energía en el punto de acoplamiento común. Para sistemas conectados a redes de distribución con baja relación de cortocircuito, la norma recomienda una distorsión de demanda total de corriente inferior al 5 %, además de límites específicos para los armónicos individuales. Aunque el presente trabajo no realiza una evaluación completa en el punto de conexión común, estos valores se emplean como referencia para analizar la calidad de la corriente inyectada por el inversor y comparar el desempeño de los controladores

implementados (IEEE, 2022).

2.7.3 IEEE 1159

La norma IEEE 1159 proporciona definiciones y recomendaciones para el monitoreo de la calidad de la energía eléctrica, incluyendo la clasificación de perturbaciones presentes en la red. Entre estas perturbaciones se encuentran los hundimientos de tensión, los desequilibrios de voltaje y la presencia de armónicos, fenómenos que afectan directamente el desempeño de los sistemas conectados a la red. Por esta razón, las condiciones de perturbación consideradas en las simulaciones se fundamentan en los conceptos y definiciones establecidos por esta norma («IEEE Recommended Practice for Monitoring Electric Power Quality», 2019).

2.7.4 RETIE y NTC 5001

En el contexto nacional, el Reglamento Técnico de Instalaciones Eléctricas (RETIE) y la Norma Técnica Colombiana NTC 5001 establecen requisitos relacionados con la seguridad eléctrica y la calidad de la energía en los sistemas conectados a la red. Estas disposiciones constituyen el marco regulatorio colombiano aplicable a sistemas de generación distribuida e interconexión de equipos eléctricos, por lo que se consideran como referencia complementaria durante el desarrollo y análisis del sistema propuesto (Ministerio de Minas y Energía, 2024; «NTC 5001: Calidad de la potencia eléctrica. Límites y metodología de evaluación en punto de conexión común», 2008).

Las normas descritas proporcionan el marco de referencia utilizado para la evaluación de los controladores diseñados. Particularmente, los resultados obtenidos serán analizados mediante indicadores de distorsión armónica de corriente, capacidad de seguimiento de referencia y desempeño ante perturbaciones de red, empleando como criterio de comparación los límites y lineamientos establecidos por las normas aplicables.

3 Modelado del Sistema y Diseño de Controladores

3.1 Modelado matemático del inversor trifásico con filtro LCL

El diseño de los controladores requiere un modelo matemático que represente la dinámica del inversor trifásico conectado a la red mediante un filtro LCL amortiguado, presentado en la Figura 1. La estructura considerada está compuesta por la inductancia del lado del inversor L_1 , la inductancia del lado de red L_2 , un capacitor de filtrado C_f y una resistencia de amortiguamiento R_s conectada en serie con el capacitor.

A partir del circuito equivalente mostrado en la Figura 1, se aplican las leyes de Kirchhoff a cada uno de los elementos del filtro. La tensión generada por el inversor V_i puede expresarse, en el dominio de Laplace (dominio s), como:

$$V_i = sL_2I_2 + sL_1I_1 + V_g \quad (3)$$

donde V_a corresponde a la tensión en el nodo intermedio del filtro e I_1 es la corriente del lado del inversor.

La rama formada por el capacitor y la resistencia de amortiguamiento se modela mediante la impedancia:

$$Z(s) = R_s + \frac{1}{sC_f} \quad (4)$$

por lo que la tensión en el nodo intermedio puede escribirse como:

$$V_a = Z(s) (I_1 - I_2) \quad (5)$$

siendo I_2 la corriente inyectada a la red.

Por otra parte, aplicando la ley de tensiones de Kirchhoff sobre la inductancia del lado de la

red, se obtiene:

$$V_a = sL_2I_2 + V_g \quad (6)$$

donde V_g representa la tensión de la red eléctrica.

Al despejar la relación entre la corriente inyectada a la red y la tensión generada por el inversor, se obtiene la función de transferencia de la planta:

$$G(s) = \frac{I_2(s)}{V_i(s)} = \frac{1 + R_s C_f s}{s (L_1 L_2 C_f s^2 + R_s C_f (L_1 + L_2) s + (L_1 + L_2))} \quad (7)$$

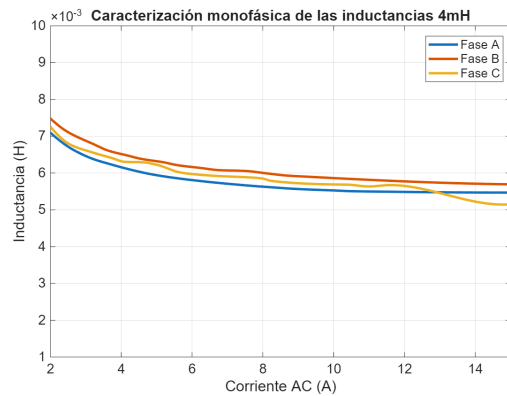
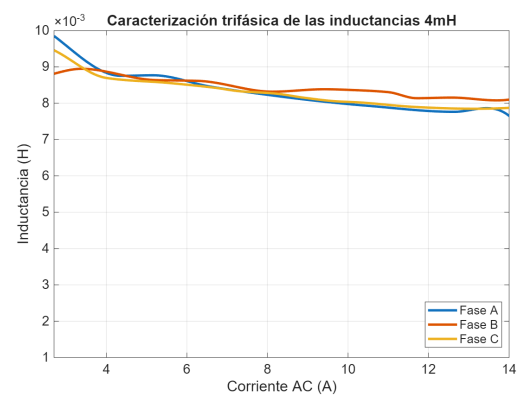
La ecuación (7) describe la dinámica del inversor trifásico conectado a red mediante un filtro LCL amortiguado y constituye la base para el diseño de las estrategias de control desarrolladas en este trabajo. Puede observarse que la presencia de la resistencia de amortiguamiento introduce un cero en el numerador, cuyo efecto es reducir la resonancia característica del filtro y mejorar la estabilidad del sistema. Asimismo, el denominador presenta una dinámica de tercer orden asociada al almacenamiento de energía en los dos inductores y el capacitor del filtro.

El filtro LCL utilizado en este trabajo corresponde al sistema implementado previamente para el inversor trifásico de la microrred del Laboratorio de Integración Energética del grupo de investigación Gisel en la sede Guatiguará de la Universidad Industrial de Santander. Debido a que los controladores fueron diseñados a partir de un modelo matemático del sistema, se realizó una caracterización experimental de las inductancias con el fin de obtener parámetros representativos de las condiciones reales de operación.

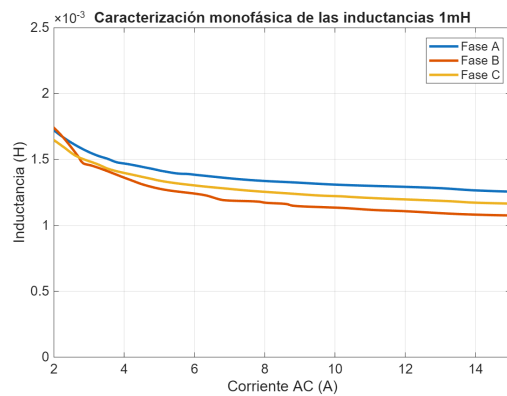
La caracterización se efectuó tanto en configuración monofásica como trifásica. En la primera, cada bobina fue evaluada individualmente para analizar la dispersión de sus parámetros. En la segunda, las tres fases fueron energizadas simultáneamente con el propósito de identificar posibles variaciones asociadas al acoplamiento magnético entre inductores durante la operación normal del inversor.

Figura 7:

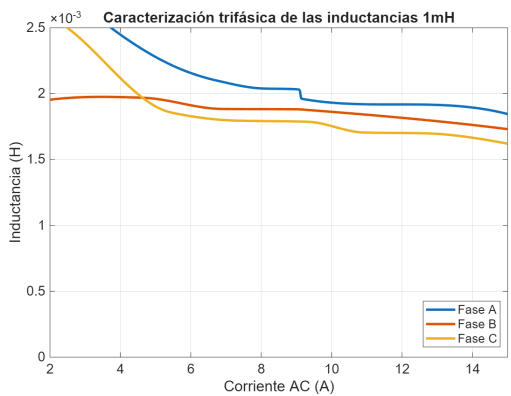
Caracterización experimental de las inductancias del filtro LCL.

**(a)****(b)**

Caracterización monofásica de L_1 .

**(c)**

Caracterización trifásica de L_1 .

**(d)**

Caracterización monofásica de L_2 .

Caracterización trifásica de L_2 .

Las Figuras 7a y 7b presentan los resultados obtenidos para la inductancia del lado del inversor L_1 . De forma análoga, las Figuras 7c y 7d muestran los resultados correspondientes a la inductancia del lado de red L_2 .

Los resultados evidencian que las tres fases presentan comportamientos similares dentro del rango de corriente evaluado. No obstante, se observan pequeñas variaciones entre las mediciones individuales, y un aumento en el valor de la inductancia particularmente bajo condiciones de

operación trifásica, atribuibles a tolerancias constructivas y efectos de acoplamiento magnético entre fases.

Para la inductancia del lado del inversor se toma el promedio de las mediciones a diferentes corrientes de operación, se obtuvieron valores de $L_{1a} = 8,3\text{mH}$, $L_{1b} = 8,4\text{mH}$ y $L_{1c} = 8,3\text{mH}$, resultando un valor promedio de

$$L_1 = 8,333 \text{ mH} \quad (8)$$

De igual manera, para la inductancia del lado de red se obtuvieron valores de $L_{2a} = 2,1 \text{ mH}$, $L_{2b} = 1,9 \text{ mH}$ y $L_{2c} = 1,8 \text{ mH}$, obteniéndose un valor promedio de

$$L_2 = 1,933 \text{ mH} \quad (9)$$

Por otra parte, el filtro cuenta con un capacitor de filtrado de $4,7 \mu\text{F}$ y una resistencia de amortiguamiento de 5Ω , parámetros que fueron utilizados para la obtención del modelo matemático y el posterior diseño de los controladores.

Alternativamente, la sintonización del controlador puede analizarse a partir de la ecuación característica estándar de un sistema de segundo orden,

$$s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2 = 0 \quad (10)$$

donde ζ corresponde al factor de amortiguamiento y ω_n a la frecuencia natural del sistema. Con el fin de garantizar una adecuada estabilidad y evitar la excitación de los modos resonantes del filtro LCL, se tomó como referencia la frecuencia de resonancia del sistema, calculada mediante

$$\omega_{res} = \sqrt{\frac{L_1 + L_2}{L_1 L_2 C}} = 11644,88 \text{ rad/s} \quad (11)$$

A partir de esta frecuencia característica se seleccionaron los parámetros dinámicos del controlador, asegurando que el lazo de corriente operara suficientemente alejado de la resonancia del

filtro y preservando la estabilidad del sistema ante perturbaciones y variaciones de carga.

Considerando que las estrategias de control PI y PR se diseñan a partir de un único modelo equivalente del sistema y no emplean parámetros independientes para cada fase, se adoptó como valor representativo de cada inductancia el promedio de las tres mediciones obtenidas durante la caracterización trifásica.

El inversor opera a una potencia nominal de 2 kW y se encuentra conectado a una red trifásica de 120 V_{RMS} fase-neutro y frecuencia nominal de 60 Hz. Bajo condiciones nominales y considerando un factor de potencia unitario, la corriente eficaz por fase se obtiene a partir de:

$$I_{RMS} = \frac{P}{3V_f} \quad (12)$$

$$I_{RMS} = 5,56 \text{ A} \quad (13)$$

lo que corresponde a una corriente pico de

$$I_{pico} = \sqrt{2}I_{RMS} = 7,85 \text{ A}. \quad (14)$$

Estos valores fueron considerados para la definición de las condiciones nominales de operación y para la evaluación del desempeño de los controladores desarrollados.

Con el propósito de aproximar las condiciones para una futura implementación experimental, los controladores fueron desarrollados considerando una ejecución digital. En consecuencia, el período de muestreo se seleccionó de acuerdo con la frecuencia de conmutación del inversor, adoptándose una frecuencia de muestreo de

$$f_s = 10 \text{ kHz} \quad (15)$$

equivalente a un período de muestreo de

$$T_s = \frac{1}{f_s} = 100 \mu s. \quad (16)$$

La selección de esta frecuencia se realizó considerando las características del módulo IGBT SKM50GB12T4 empleado en el inversor, el cual admite frecuencias de conmutación de hasta 20 kHz (SEMIKRON, 2013). De esta manera, la operación a 10 kHz proporciona un compromiso adecuado entre el desempeño dinámico del sistema y las pérdidas de conmutación de los dispositivos semiconductores.

Adicionalmente, se consideró el efecto de cuantización inherente a los sistemas digitales. Para ello, las variables medidas fueron cuantizadas utilizando una resolución de 12 bits, de acuerdo con las características de adquisición de datos de la tarjeta dSPACE DS1104 (dSPACE GmbH, 2025) empleada como referencia para una futura implementación experimental. De esta forma, las señales son representadas mediante $2^{12} = 4096$ niveles discretos, reproduciendo las limitaciones presentes en un sistema de control digital real dSPACE.

3.2 Control lineal en el marco de referencia síncrono

3.2.1 Diseño del sistema de sincronización SRF-PLL

Con el fin de garantizar una respuesta de máxima planicidad, se adoptó un factor de amortiguamiento $\zeta = 0,707$, consistente con el criterio de Butterworth empleado posteriormente en el diseño del controlador de corriente. El ancho de banda del lazo de sincronización se seleccionó significativamente menor que la frecuencia de muestreo y mayor que la dinámica de los lazos de corriente, evitando así interacciones indeseadas entre ambos sistemas de control. Anchos de banda del orden de algunas decenas de Hz son habituales en el diseño de PLL basados en marco de referencia síncrono para aplicaciones de generación distribuida (Golestan et al., 2017). Se adoptó

$$\omega_n = 289,86 \text{ rad/s} \quad (f_n \approx 46,13 \text{ Hz}) \quad (17)$$

A partir de las ecuaciones de diseño se obtienen las ganancias del controlador:

$$K_p = 2\zeta\omega_n = 409,86 \quad (18)$$

$$K_i = \omega_n^2 = 84016 \quad (19)$$

Con estos parámetros, el tiempo de establecimiento resultante es

$$T_s \approx \frac{4}{\zeta\omega_n} = 19,52 \text{ ms} \quad (20)$$

y el sobreimpulso esperado

$$M_p = e^{-\zeta\pi/\sqrt{1-\zeta^2}} \approx 4,33 \% \quad (21)$$

valores que corresponden a una dinámica de sincronización subamortiguada, rápida y bien amortiguada, adecuada para el seguimiento de la fase de la red en estado estacionario y ante perturbaciones transitorias.

Con el fin de aproximar una futura implementación digital, las señales medidas fueron sometidas a un proceso de cuantización de 12 bits. Considerando un rango de medición de tensión de la red pico de $\pm 170 \text{ V}$, se obtuvo una resolución aproximada de $0,083 \text{ V}$ por nivel de cuantización.

Las señales de entrada fueron retenidas mediante un bloque *Zero-Order Hold* (ZOH) operando a una frecuencia de muestreo de 10 kHz , correspondiente a la frecuencia de actualización del sistema de control. No obstante, el controlador PI y el integrador del PLL fueron discretizados mediante el método ZOH utilizando una frecuencia interna de 40 kHz . Esta frecuencia superior permite reducir los errores numéricos asociados al proceso de integración, mejorar la estimación del ángulo de sincronización y disminuir el retardo introducido por la discretización, favoreciendo una respuesta más precisa del sistema de seguimiento de fase.

3.2.2 Diseño del controlador PI

El controlador proporcional-integral (PI) fue implementado en el marco de referencia síncrono dq , dado que el controlador PI no garantiza error nulo en régimen permanente cuando la referencia es de naturaleza sinusoidal. En este sistema de referencia, las corrientes sinusoidales trifásicas balanceadas se transforman en señales continuas en estado estacionario, permitiendo el uso de técnicas de control lineal convencionales (Rufa'I et al., 2019; Teodorescu et al., 2011).

Para el diseño del controlador se consideró la frecuencia de resonancia del filtro LCL obtenida en la ecuación 11. Dado que la impedancia del capacitor es muy alta en comparación a las bobinas, la influencia de la rama capacitiva sobre la dinámica de la corriente fundamental puede considerarse reducida (Zeng et al., 2010). Bajo este enfoque, el filtro LCL se modeló como una inductancia equivalente $L_T = L_1 + L_2 = 10,266mH$, permitiendo simplificar el diseño analítico del controlador PI.

La velocidad angular del marco de referencia está determinada por la frecuencia de la red eléctrica, definida como

$$\omega = 2\pi f \quad (22)$$

donde $f = 60Hz$. Partiendo del modelo equivalente del filtro en coordenadas estacionarias $\alpha\beta$:

$$L_T \frac{di_\alpha}{dt} = v_\alpha - v_{g\alpha} \quad (23)$$

$$L_T \frac{di_\beta}{dt} = v_\beta - v_{g\beta} \quad (24)$$

y aplicando la transformada de Park, aparecen términos adicionales asociados a la rotación del sistema de referencia. Como resultado, las ecuaciones dinámicas en el marco síncrono quedan expresadas como:

$$L_T \frac{di_d}{dt} = v_d - v_{gd} + \omega L_T i_q \quad (25)$$

$$L_T \frac{di_q}{dt} = v_q - v_{gq} - \omega L_T i_d. \quad (26)$$

Estas ecuaciones evidencian el acoplamiento existente entre ambos ejes debido a los términos $\omega L_T i_q$ y $\omega L_T i_d$. Para eliminar esta interacción y permitir el diseño independiente de cada lazo de corriente, se empleó una estrategia de desacoplo mediante realimentación anticipada. Despejando las tensiones de control se obtiene

$$v_d = L_T \frac{di_d}{dt} - \omega L_T i_q + v_{gd} \quad (27)$$

$$v_q = L_T \frac{di_q}{dt} + \omega L_T i_d + v_{gq}. \quad (28)$$

Una vez compensados los términos cruzados, la dinámica observada por cada controlador puede aproximarse mediante una planta de primer orden dominada por la inductancia equivalente L_T , obteniendo la siguiente ecuación para la planta:

$$G_{\text{planta}}(s) \approx \frac{1}{L_T s} \quad (29)$$

Para incluir el efecto combinado del retardo de cómputo de un período de muestreo y el retardo promedio de medio período introducido por la modulación PWM, se empleó el modelo de retardo equivalente

$$G_{\text{retardo}}(s) = \frac{1}{T_{eq}s + 1}, \quad T_{eq} = 1,5 T_s \quad (30)$$

donde la aproximación de Padé de primer orden reemplaza el retardo puro $e^{-1,5T_s s}$ para permitir el análisis en frecuencia en lazo abierto. La planta total resulta entonces

$$G_{total}(s) = \frac{1}{(T_{eq}s + 1) L_T s} \quad (31)$$

El ajuste de las ganancias del controlador se realizó mediante la técnica de emplazamiento de polos. Definiendo la función de transferencia del controlador como $C(s) = (K_p s + K_i)/s$, la función de transferencia de lazo cerrado resulta en un sistema de tercer orden:

$$T(s) = \frac{K_p s + K_i}{T_{eq} L_T s^3 + L_T s^2 + K_p s + K_i} \quad (32)$$

Para determinar las constantes K_p y K_i , la ecuación característica del denominador se iguala a un polinomio deseado de tercer orden. Este polinomio está compuesto por el comportamiento de segundo orden dominante y un polo real adicional p que absorbe la dinámica introducida por el retardo:

$$s^3 + \frac{1}{T_{eq}} s^2 + \frac{K_p}{T_{eq} L_T} s + \frac{K_i}{T_{eq} L_T} = (s + p)(s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2) \quad (33)$$

Igualando los coeficientes de las potencias de s de ambas expresiones, se deducen las ecuaciones de diseño para la sintonización del controlador:

$$p = \frac{1}{T_{eq}} - 2\zeta\omega_n \quad (34)$$

$$K_p = T_{eq} L_T (2\zeta\omega_n p + \omega_n^2) \quad (35)$$

$$K_i = T_{eq} L_T p \omega_n^2 \quad (36)$$

El factor de amortiguamiento se estableció en $\zeta = 0,707$ para garantizar una respuesta de máxima planicidad o diseño óptimo de Butterworth (Ogata, 2010), logrando una respuesta transitoria rápida con un sobreimpulso mínimo. La frecuencia natural se determinó a partir del ancho de banda

seleccionado, $f_{bw} = 400$ Hz ($\omega_n \approx 2513,27$ rad/s), el cual presenta un margen seguro frente a la frecuencia de resonancia del filtro LCL.

Evalutando las ecuaciones con una frecuencia de muestreo y conmutación de 10 kHz ($T_s = 100 \mu s$, $T_{eq} = 150 \mu s$) y la inductancia total $L_T = 10,266$ mH, el tercer polo se ubica en $p \approx 3112,9$ rad/s, resultando en las siguientes ganancias definitivas:

$$K_p = 26,76 \quad (37)$$

$$K_i = 30280 \quad (38)$$

Con el objetivo de evaluar el desempeño del controlador bajo condiciones cercanas a una implementación real, la estrategia de control fue implementada de forma digital. Para ello, la señal de corriente medida fue cuantizada utilizando una resolución de 0,004 A por nivel, considerando una corriente máxima de operación de $\pm 7,85$ A. Adicionalmente, el controlador fue discretizado mediante un bloque $PI(z)$ empleando el método de retención de orden cero (ZOH) a una frecuencia de muestreo de 10 kHz, correspondiente a la frecuencia de actualización del sistema de control.

3.3 Control resonante en el marco estacionario

La función de transferencia empleada corresponde al controlador PR no ideal dada por:

$$G_{PR}(s) = K_p + \frac{2K_r\omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_0^2} \quad (39)$$

donde K_p es la ganancia proporcional, K_r la ganancia resonante, ω_0 la frecuencia angular fundamental de la red y ω_c el ancho de banda del término resonante. La formulación no ideal que introduce el parámetro ω_c precisamente para atenuar la sensibilidad del controlador ante desviaciones de la frecuencia de red respecto al valor nominal ω_0 , a expensas de una ligera reducción de la ganancia en ω_0 en comparación con la versión ideal.

Para el desarrollo se tiene la misma consideración del control PI, utilizando la planta presentada en la ecuación (31).

La ganancia proporcional fue calculada mediante el criterio de Óptimo Simétrico ((Preitl & Precup, 1999) y (Bajracharya et al., 2008)), cuya premisa consiste en seleccionar la frecuencia de cruce del lazo en el punto de máxima fase aportada por la planta. Para la planta $G_{total}(s)$, dicho punto se obtiene maximizando la fase de la función de lazo $L(s) = K_p G_{total}(s)$ respecto a la frecuencia. Derivando la expresión de fase e igualando a cero se obtiene que, para esta estructura de primer orden con integrador, la frecuencia de máxima fase ocurre en:

$$\omega_{lazo} = \frac{1}{2T_{eq}} \quad (40)$$

lo que con $T_{eq} = 1,5 T_s$ y $T_s = 100 \mu s$ conduce a

$$\omega_{lazo} = \frac{1}{2 \times 1,5 \times 100 \times 10^{-6}} = 3333,33 \text{ rad/s} \approx 530,5 \text{ Hz} \quad (41)$$

La ganancia proporcional se obtiene imponiendo la condición de módulo unitario en la frecuencia de cruce, evaluada sobre la planta simplificada:

$$\left| K_p \cdot \frac{1}{j\omega_{lazo} L_T} \right| = 1 \implies K_p = \omega_{lazo} \cdot L_T \quad (42)$$

Sustituyendo los valores experimentales de inductancia total L_T se obtiene

$$K_p = 34,22 \quad (43)$$

El parámetro ω_c determina el ancho de la campana de ganancia en torno a ω_0 . Un valor reducido concentra la ganancia y mejora el rechazo de perturbaciones en la frecuencia fundamental, pero hace al controlador sensible a desviaciones de la frecuencia de red. Considerando que la normativa aplicable permite variaciones de frecuencia de hasta $\pm 1,25 \text{ Hz}$ respecto al nominal de 60 Hz , se requiere que el término resonante mantenga ganancia suficiente en el rango $[2\pi \cdot 58,75, 2\pi \cdot$

61,25] rad/s. Adoptando un margen de diseño conservador se seleccionó

$$\omega_c = 15,7 \text{ rad/s} \quad (44)$$

equivalente a un ancho de banda de aproximadamente 2,5 Hz, que cubre holgadamente la desviación máxima especificada.

A diferencia de K_p , la ganancia K_r no admite una expresión cerrada directa, ya que su efecto sobre la magnitud y la fase del lazo abierto no es independiente de la frecuencia a la que se evalúa: el término resonante introduce un pico de ganancia y una variación abrupta de fase en torno a ω_0 , de manera que tanto la magnitud como la fase de $L(j\omega) = G_{PR}(j\omega) \cdot G_{total}(j\omega)$ dependen simultáneamente de K_r y de la frecuencia de evaluación. Por ello, K_r se determinó imponiendo de forma simultánea las dos condiciones clásicas de diseño en frecuencia: cruce de ganancia unitario y margen de fase especificado, resueltas como un sistema de ecuaciones no lineales en las incógnitas ω_{cg} (frecuencia de cruce de ganancia) y K_r .

Para plantear este sistema se requiere la magnitud y la fase de cada bloque del lazo en forma cerrada. Racionalizando el denominador del término resonante,

$$G_{res}(j\omega) = \frac{2K_r\omega_c(j\omega)}{(\omega_0^2 - \omega^2) + j2\omega_c\omega} = \frac{4K_r\omega_c^2\omega^2}{D(\omega)} + j \frac{2K_r\omega_c\omega(\omega_0^2 - \omega^2)}{D(\omega)} \quad (45)$$

donde

$$D(\omega) = (\omega_0^2 - \omega^2)^2 + (2\omega_c\omega)^2 \quad (46)$$

de modo que la parte real e imaginaria del controlador completo quedan

$$\text{Re}\{G_{PR}(j\omega)\} = K_p + \frac{4K_r\omega_c^2\omega^2}{D(\omega)}, \quad \text{Im}\{G_{PR}(j\omega)\} = \frac{2K_r\omega_c\omega(\omega_0^2 - \omega^2)}{D(\omega)} \quad (47)$$

A partir de estas expresiones, la magnitud y la fase del controlador son

$$|G_{PR}(j\omega)| = \sqrt{\text{Re}\{G_{PR}\}^2 + \text{Im}\{G_{PR}\}^2}, \quad \angle G_{PR}(j\omega) = \text{atan2}(\text{Im}\{G_{PR}\}, \text{Re}\{G_{PR}\}) \quad (48)$$

mientras que los bloques de retardo y planta conservan su forma cerrada habitual,

$$|G_{retardo}(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + (T_{eq}\omega)^2}}, \quad \angle G_{retardo}(j\omega) = -\arctan(T_{eq}\omega) \quad (49)$$

$$|G_{planta}(j\omega)| = \frac{1}{L_T\omega}, \quad \angle G_{planta}(j\omega) = -90^\circ \quad (50)$$

Con estas expresiones, las condiciones de diseño se escriben como el sistema

$$|G_{PR}(j\omega_{cg})| \cdot |G_{retardo}(j\omega_{cg})| \cdot |G_{planta}(j\omega_{cg})| = 1 \quad (51)$$

$$\angle G_{PR}(j\omega_{cg}) + \angle G_{retardo}(j\omega_{cg}) + \angle G_{planta}(j\omega_{cg}) = -180^\circ + 45^\circ \quad (52)$$

donde MF_{obj} es el margen de fase objetivo. Este sistema de dos ecuaciones no lineales en las incógnitas (ω_{cg}, K_r) se resolvió numéricamente mediante el método de Newton-Raphson, verificándose la unicidad de la solución ante distintos puntos de inicialización. Adoptando el criterio estándar de un margen de fase mínimo de 45° (Ogata, 2010), la solución del sistema converge a

$$\omega_{cg} = 3197,25 \text{ rad/s}, \quad K_r = 1212,89 \quad (53)$$

Por simplicidad de implementación se adoptó el valor redondeado

$$K_r = 1200 \quad (54)$$

con el cual el cruce de ganancia real se ubica en $\omega_{cg} \approx 3194 \text{ rad/s}$, próximo a ω_{lazo} como

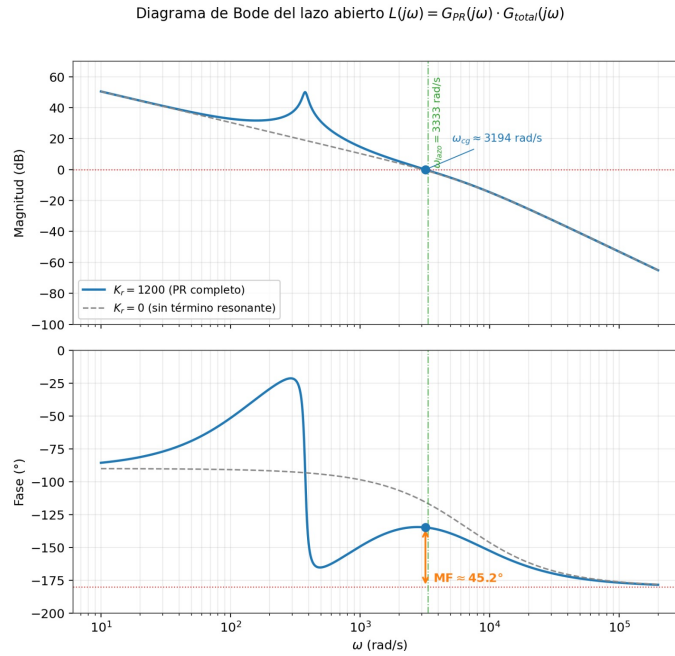
se asumía en el planteamiento inicial del diseño de K_p , y el margen de fase verificado mediante barrido completo de $L(j\omega)$ es

$$MF \approx 45,2^\circ \quad (55)$$

confirmando la consistencia entre la solución del sistema analítico y la evaluación numérica directa sobre el lazo completo. La Figura 8 representa graficamente lo mencionado con anterioridad

Figura 8:

Diagrama de Bode del lazo abierto.



Para este valor de K_r , la fase de $L(j\omega)$ presenta un mínimo local de $-165,3^\circ$ inmediatamente después de la resonancia introducida por el término PR, en $\omega \approx 490$ rad/s, donde la magnitud del lazo aún se encuentra en 31,7 dB por encima de la unidad. La fase no vuelve a aproximarse a -180° en el resto del espectro analizado, por lo que el sistema no presenta un cruce de fase definido en el sentido clásico, constituyendo un indicador adicional de robustez frente a incrementos de la ganancia de lazo.

Si bien este valor garantiza un margen de estabilidad adecuado, su evaluación mediante simula-

ción evidenció un error de seguimiento apreciable en los picos de la corriente de referencia, lo cual motivó un análisis adicional sobre la relación entre K_r y la precisión de seguimiento del controlador en régimen permanente.

Este comportamiento se explica a partir de la función de transferencia de error del lazo cerrado,

$$\frac{E(s)}{I_{ref}(s)} = \frac{1}{1 + L(s)}, \quad L(s) = G_{PR}(s) \cdot G_{total}(s) \quad (56)$$

evaluada en $s = j\omega_0$. A esta frecuencia, el término resonante del controlador admite una simplificación notable: dado que $(j\omega_0)^2 + \omega_0^2 = 0$, el denominador del término resonante se reduce a

$$(j\omega_0)^2 + 2\omega_c(j\omega_0) + \omega_0^2 = 2\omega_c(j\omega_0) \quad (57)$$

de modo que

$$G_{res}(j\omega_0) = \frac{2K_r\omega_c(j\omega_0)}{2\omega_c(j\omega_0)} = K_r \quad (58)$$

es decir, en la frecuencia fundamental exacta el término resonante se reduce a una ganancia real pura igual a K_r , independiente de ω_c , y por lo tanto

$$G_{PR}(j\omega_0) = K_p + K_r \quad (59)$$

Sustituyendo esta expresión junto con $G_{total}(j\omega_0)$ en la función de error y racionalizando, se obtiene la expresión cerrada

$$|E(j\omega_0)| = \frac{L_T \omega_0 \sqrt{1 + (T_{eq} \omega_0)^2}}{\sqrt{(K_p + K_r - L_T T_{eq} \omega_0^2)^2 + (L_T \omega_0)^2}} \quad (60)$$

Para los valores de K_r de interés en este trabajo, se cumple $K_r \gg L_T T_{eq} \omega_0^2 \approx 0,146$ y $K_r \gg K_p$, por lo que la ecuación (60) se aproxima a

$$|E(j\omega_0)| \approx \frac{L_T \omega_0}{K_r} \quad (61)$$

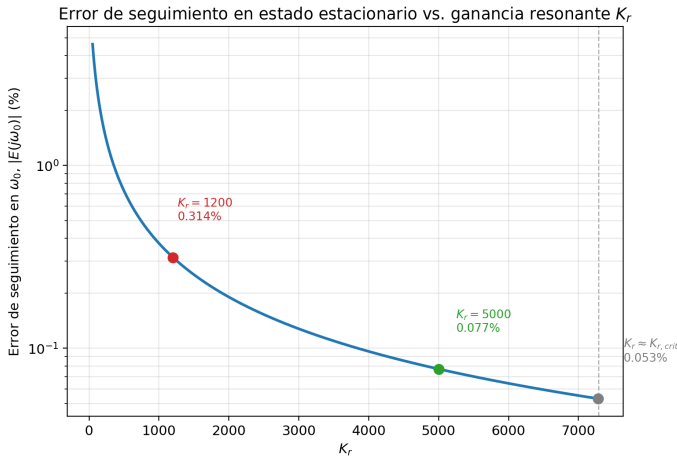
evidenciando que el error de seguimiento en la frecuencia fundamental decrece de forma inversamente proporcional a K_r . Esta relación explica el origen matemático del error observado en los picos de la señal con $K_r = 1200$; dado que la ganancia resonante alcanza un valor finito (no infinito) en ω_0 , el rechazo de la componente fundamental de la referencia es igualmente finito, y resulta tanto más limitado cuanto menor es K_r , manifestándose como un error de amplitud apreciable en torno a los máximos y mínimos de la señal sinusoidal, donde la derivada de la referencia, y por tanto la exigencia dinámica sobre el lazo, es comparativamente menor pero el error absoluto de amplitud se hace más visible.

Figura 9:

Análisis del valor de K_r

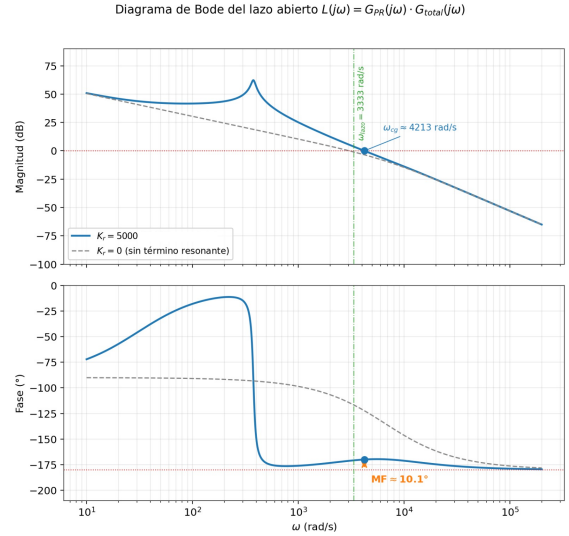
(a)

Error de Seguimiento



(b)

Bode



Evaluando la ecuación (60) para $K_r = 1200$ se obtiene $|E(j\omega_0)| \approx 0,314\%$ del valor pico de la referencia, mientras que para $K_r = 5000$ este error se reduce a $|E(j\omega_0)| \approx 0,077\%$, una disminución de aproximadamente el 75% como se muestra en la Figura 9 al igual que su correspondiente

diagrama de bode. En contraste, el límite superior de estabilidad de lazo cerrado, determinado mediante la ubicación de los polos de $T(s) = L(s)/(1 + L(s))$ en el plano complejo, se encuentra en $K_{r,crit} \approx 7288$; valores de K_r superiores a este límite desplazan un par de polos complejos conjugados hacia el semiplano derecho, tornando inestable el lazo cerrado, lo cual explica el comportamiento divergente observado al evaluar valores de K_r sustancialmente mayores, como $K_r = 1200$.

A partir de este análisis, se adoptó como criterio de diseño reducir el error de seguimiento en la frecuencia fundamental sin comprometer un margen adecuado frente a $K_{r,crit}$, estableciéndose

$$K_r = 5000 \quad (62)$$

valor que corresponde a aproximadamente el 69 % del límite crítico de estabilidad y que, de acuerdo con la ecuación (61), reduce el error de seguimiento en estado estacionario en un factor de aproximadamente 4 respecto al valor obtenido únicamente a partir del criterio de margen de fase de 45° . El margen de fase real del lazo completo para este valor de K_r , verificado mediante barrido en frecuencia, es de aproximadamente 10° , sensiblemente menor que el de $K_r = 1200$, lo que constituye el compromiso de diseño asumido: una reducción del margen de fase nominal a cambio de una mejora sustancial en la precisión de seguimiento de la corriente de referencia, compromiso que resulta admisible considerando que el alcance de este trabajo corresponde a su evaluación mediante simulación.

3.4 Control predictivo

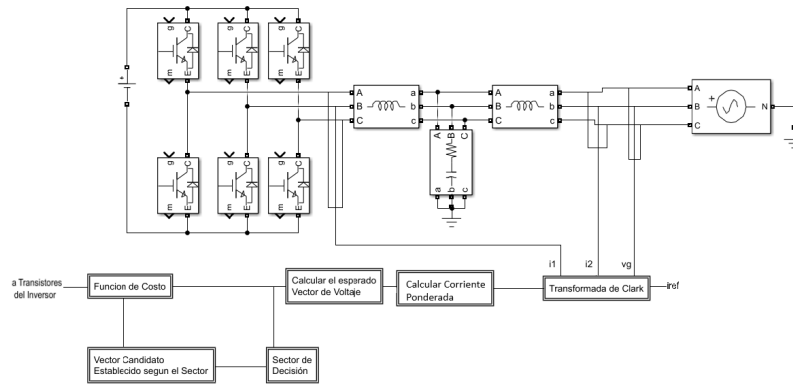
3.4.1 Diseño del "Finite Control Set-MPC" basado en deadbeat

El control predictivo basado en modelo (MPC de sus siglas en inglés) constituye una estrategia de control avanzada ampliamente utilizada en convertidores electrónicos de potencia debido a su capacidad para incorporar directamente el modelo dinámico del sistema dentro del algoritmo de

control. Para el presente trabajo se implementó un controlador predictivo en el marco de referencia estacionario $\alpha\beta$, siguiendo la metodología propuesta por Rodríguez y Cortés (Rodriguez & Cortes, 2012) y adaptada para inversores conectados a la red mediante filtro LCL según lo expuesto por Zhang et al. (Zhang et al., 2021). El esquema del funcionamiento de este control se puede observar en la 10.

Figura 10:

Topología utilizada para el desarrollo del controlador predictivo.



Nota. Adaptado de (Zhang et al., 2021).

Una de las principales dificultades asociadas al control predictivo de inversores con filtro LCL corresponde a la presencia de una dinámica resonante de tercer orden, la cual incrementa la complejidad computacional del algoritmo. Con el objetivo de reducir el orden del modelo empleado para la predicción, se utilizó el algoritmo de corriente promedio ponderada (*Weighted Average Inductor Current*, WAIC), definido por

$$I = wi_1 + (1 - w)i_2 \quad (63)$$

donde i_1 corresponde a la corriente del inductor del lado del inversor, i_2 representa la corriente inyectada a la red y w es un factor de ponderación. Para lo cual, es necesario hallar la función de transferencia $\frac{I_1}{V_i}$, y partiendo de las ecuaciones presentadas en el modelamiento matemático, se

obtiene la siguiente función de transferencia

$$\frac{I_1(s)}{V_i(s)} = \frac{C_f L_2 s^2 + R_s C_f s + 1}{L_2 L_1 C_f s^3 + R_s C_f (L_2 + L_1) s^2 + (L_2 + L_1) s} \quad (64)$$

Partiendo de las funciones de transferencia obtenidas para el filtro LCL (7) y la obtenida anteriormente (64) sustituyéndolas en la expresión (63), se obtiene

$$\frac{I(s)}{V_i(s)} = \frac{RCs + L_2 w C s^2 + 1}{s(L_1 + L_2) \left(\frac{L_1 L_2 C s^2}{L_1 + L_2} + sCR + 1 \right)} \quad (65)$$

donde el término

$$\frac{L_1 L_2 C s^2}{L_1 + L_2} + sCR + 1 \quad (66)$$

contiene la dinámica resonante característica del filtro LCL. Con el fin de eliminar dicha resonancia del modelo de predicción, se igualan los coeficientes asociados al término s^2 , obteniéndose

$$\frac{L_1 L_2 C}{L_1 + L_2} = L_2 w C \quad (67)$$

y por consiguiente

$$w = \frac{L_1}{L_1 + L_2}. \quad (68)$$

Al sustituir este valor en la ecuación anterior, la dinámica resonante queda cancelada y el modelo equivalente se reduce a una planta de primer orden dada por

$$v_i = (L_1 + L_2) \frac{di}{dt} + v_g \quad (69)$$

donde v_i representa la tensión generada por el inversor y v_g la tensión instantánea medida de la red eléctrica.

Para implementar el algoritmo de forma digital, la ecuación diferencial anterior se discretizó

mediante el método de Euler hacia adelante, obteniéndose el modelo predictivo

$$i(k+1) = i(k) + \frac{T_s}{L_1 + L_2} [v_i(k) - v_g(k)] \quad (70)$$

donde T_s corresponde al periodo de muestreo. Esta ecuación permite estimar el valor futuro de la corriente promedio ponderada a partir del estado actual del sistema y de los posibles vectores de tensión aplicados por el inversor.

Los valores de tensión candidatos son generados por los estados de conmutación del inversor trifásico de dos niveles. Cada combinación de los interruptores superiores S_a , S_b y S_c produce un vector de tensión diferente en el plano $\alpha\beta$, dando lugar a ocho estados posibles de operación, presentes en el Tabla 1.

Tabla 1:

Vectores espaciales asociados a los estados de conmutación del inversor de dos niveles.

S_a	S_b	S_c	Vector de tensión $\mathbf{V}$
0	0	0	$\mathbf{V}_0 = 0$
1	0	0	$\mathbf{V}_1 = \frac{2}{3}V_{dc}$
1	1	0	$\mathbf{V}_2 = \frac{1}{3}V_{dc} + j\frac{\sqrt{3}}{3}V_{dc}$
0	1	0	$\mathbf{V}_3 = -\frac{1}{3}V_{dc} + j\frac{\sqrt{3}}{3}V_{dc}$
0	1	1	$\mathbf{V}_4 = -\frac{2}{3}V_{dc}$
0	0	1	$\mathbf{V}_5 = -\frac{1}{3}V_{dc} - j\frac{\sqrt{3}}{3}V_{dc}$
1	0	1	$\mathbf{V}_6 = \frac{1}{3}V_{dc} - j\frac{\sqrt{3}}{3}V_{dc}$
1	1	1	$\mathbf{V}_7 = 0$

Nota. Basado en (Rodriguez & Cortes, 2012).

Para cada uno de los ocho vectores disponibles se calcula la corriente predicha en los ejes α y β .

Posteriormente se evalúa un índice de desempeño basado en el error cuadrático entre la referencia y la corriente predicha,

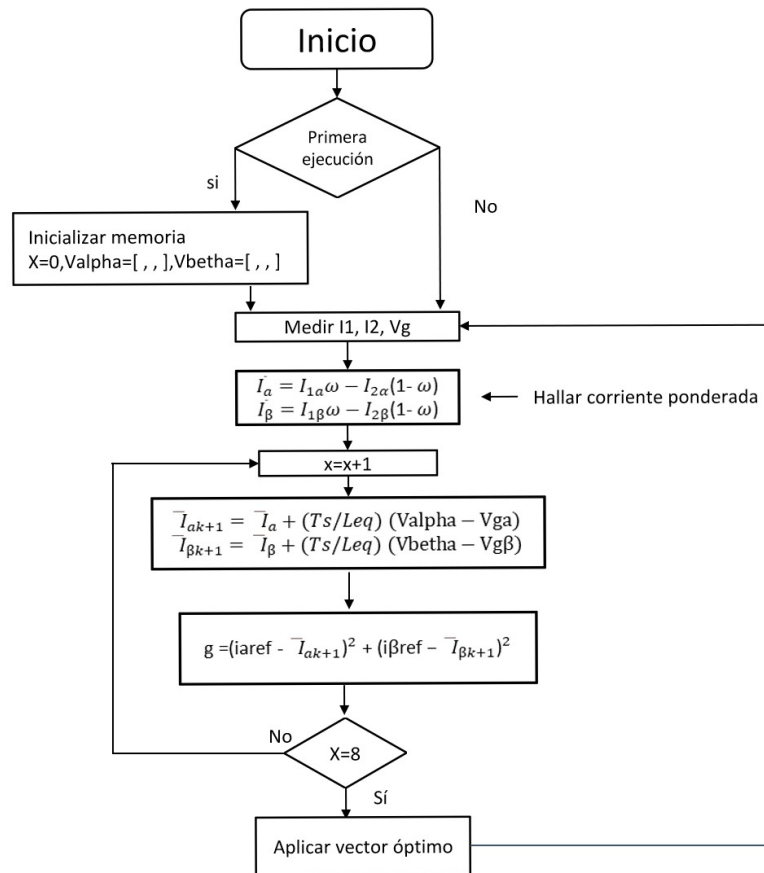
$$g = (i_{\alpha}^* - i_{\alpha}(k + 1))^2 + (i_{\beta}^* - i_{\beta}(k + 1))^2 \quad (71)$$

donde i_{α}^* e i_{β}^* representan las referencias de corriente, e $i_{\alpha}(k + 1)$ e $i_{\beta}(k + 1)$ corresponden a los valores predichos para el siguiente instante de muestreo.

El algoritmo evalúa secuencialmente los ocho estados de conmutación posibles y selecciona aquel que minimiza el índice de desempeño (g). Una vez identificado el vector óptimo, se generan las señales de disparo correspondientes para los interruptores superiores del inversor, mientras que las señales de los interruptores inferiores se obtienen como el complemento lógico de las anteriores. La Figura 11 ilustra el funcionamiento general del algoritmo y la secuencia de operaciones que lo componen.

Figura 11:

Diagrama de flujo del algoritmo predictivo implementado.



A diferencia de los controladores PI y PR, el controlador predictivo genera directamente las señales de conmutación de los interruptores del inversor sin requerir una etapa posterior de modulación PWM. Debido a ello, la frecuencia de ejecución del algoritmo debe ser superior a la frecuencia efectiva de conmutación para garantizar una adecuada resolución temporal de las decisiones de control. Por esta razón se adoptó una frecuencia de muestreo de 50kHz, mientras que la frecuencia efectiva de conmutación del inversor se mantuvo cercana a 10kHz. Adicionalmente, las señales de corriente utilizadas por el algoritmo fueron cuantizadas con una resolución de 0.004A, de forma consistente con las características del sistema de adquisición digital descrito previamente.

3.4.2 *Modificación del controlador deadbeat aplicado en las coordenadas abc e inclusión de técnica PWM*

A partir del modelo reducido obtenido mediante el algoritmo WAIC presentado en la Sección 3.4.1, se considera que la dinámica del filtro puede aproximarse mediante una inductancia equivalente

$$L_T = L_1 + L_2 \quad (72)$$

obteniéndose la ecuación dinámica

$$v_i = L_T \frac{dI}{dt} + v_g \quad (73)$$

donde I representa la corriente promedio ponderada, v_i la tensión generada por el inversor y v_g la tensión instantánea de la red.

Con el fin de implementar el controlador de forma digital, la derivada se discretiza mediante el método de Euler hacia adelante,

$$\frac{dI}{dt} \approx \frac{I(k+1) - I(k)}{T_s} \quad (74)$$

Sustituyendo en la ecuación de la planta,

$$v_i = L_T \frac{I(k+1) - I(k)}{T_s} + v_g \quad (75)$$

La filosofía del control deadbeat consiste en forzar que la corriente alcance la referencia en el siguiente instante de muestreo, por lo que se impone la condición

$$I(k+1) = I_{ref}(k) \quad (76)$$

Sustituyendo esta condición en la ecuación anterior, la ley de control queda definida como

$$v_i = \frac{L_T}{T_s} (I_{ref} - I) + v_g \quad (77)$$

La ecuación 77 permite calcular directamente la tensión de referencia requerida para que la corriente siga el valor deseado en un único periodo de muestreo. A diferencia del controlador predictivo basado en conjunto finito de estados, esta estrategia no requiere evaluar múltiples vectores de tensión ni minimizar una función de costo, reduciendo significativamente la complejidad computacional.

Las tensiones de referencia obtenidas para cada fase son posteriormente aplicadas a un modulador PWM sinusoidal, encargado de generar las señales de disparo de los interruptores del inversor. Debido a ello, la salida del controlador presenta una forma de onda sinusoidal similar a la obtenida con los controladores PI y PR desarrollados anteriormente.

Finalmente, con el propósito de realizar una comparación homogénea entre estrategias de control, se empleó una frecuencia de muestreo de 10kHz, coincidente con la frecuencia de conmutación seleccionada para el inversor.

4 Análisis comparativo de los controladores

4.1 Indicadores de desempeño

Con el propósito de realizar una comparación objetiva entre las estrategias de control desarrolladas, se definieron indicadores asociados a la calidad de la corriente inyectada, la precisión en el seguimiento de la referencia, la respuesta dinámica ante perturbaciones y la complejidad computacional de cada controlador.

El principal indicador empleado fue la Distorsión Armónica Total (THD por sus siglas en inglés) de la corriente inyectada a la red, debido a que permite cuantificar directamente el contenido

armónico generado por cada estrategia de control. Aunque normas como IEEE 519 y NTC 5001 utilizan la Distorsión Total de Demanda (TDD por sus siglas en inglés) como criterio de evaluación en el punto de acoplamiento común, dicho parámetro requiere conocer la corriente máxima de demanda de la instalación, información que no forma parte del alcance del presente trabajo. Por esta razón, se empleó la THD como métrica de comparación, ya que el objetivo consiste en evaluar la calidad de la corriente suministrada por el inversor bajo diferentes técnicas de control. La norma IEEE 1547 establece límites para la distorsión de corriente inyectada por recursos energéticos distribuidos en un máximo de 5 %, lo que respalda el uso de este indicador en aplicaciones de generación conectada a red.

Se utiliza el Error Cuadrático Medio (MSE por sus siglas en inglés) para evaluar la capacidad de seguimiento de la referencia de corriente, definido como

$$MSE = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N (i_{ref}(k) - i(k))^2 \quad (78)$$

donde i_{ref} corresponde a la corriente de referencia, i a la corriente inyectada y N al número total de muestras analizadas. Este indicador permite cuantificar de manera global la precisión de cada controlador.

Para los escenarios que involucran perturbaciones o cambios de referencia también se consideró el tiempo de establecimiento, definido como el tiempo requerido para que la corriente permanezca dentro de una banda de tolerancia alrededor de su valor de referencia después de ocurrida la perturbación. Este parámetro permite evaluar la rapidez con la que cada controlador recupera las condiciones normales de operación.

Se determinó el tiempo de procesamiento computacional mediante la herramienta *Simulink Profiler*, la cual permite medir el tiempo de ejecución asociado a cada subsistema del modelo y el porcentaje de recursos computacionales consumidos durante la simulación. Este indicador resulta particularmente relevante al comparar controladores clásicos y predictivos, dado que la complejidad matemática y el número de operaciones requeridas pueden influir significativamente en su implementación en tiempo real.

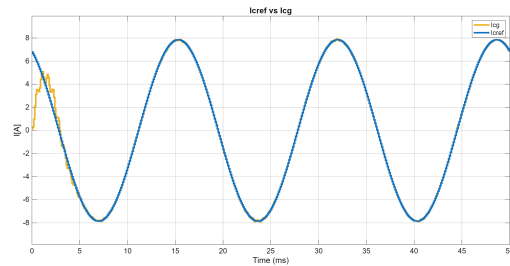
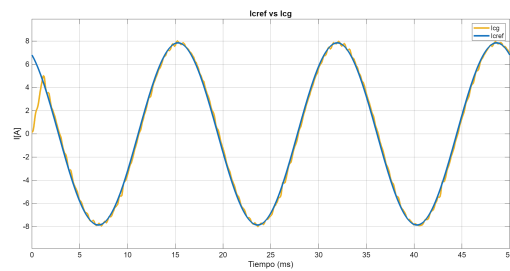
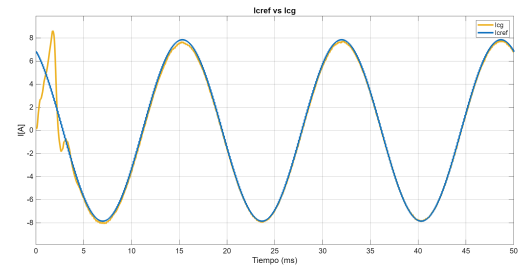
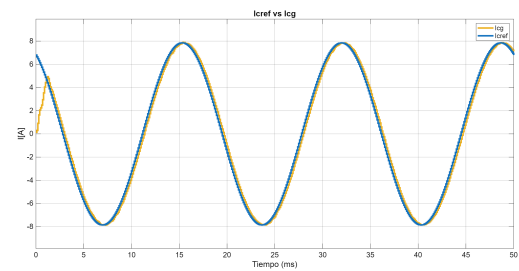
Debido a la naturaleza balanceada del sistema trifásico, al empleo de componentes equivalentes en las tres fases y a la simetría de las estrategias de control implementadas, los indicadores de desempeño fueron calculados sobre la fase C. Esta fase fue seleccionada por representar la condición más exigente de operación al presentar el máximo valor instantáneo de corriente al momento de aplicar perturbaciones. Bajo estas condiciones, los resultados obtenidos pueden considerarse representativos del comportamiento global del sistema.

4.2 Desempeño en estado estacionario

En esta prueba se evaluó el desempeño de las cuatro estrategias de control para condiciones nominales de operación, las cuales corresponden a una fuente de tensión del bus de continua del inversor de 400V, una corriente eficaz de 5,56A RMS (7,85 A pico), una tensión de red de 120 VRMS fase-neutro a 60 Hz, y una potencia nominal de 2 kW. La Figura 12 presenta la comparación entre la corriente de referencia y la corriente inyectada para cada una de las estrategias de control implementadas. Debido a la naturaleza balanceada del sistema trifásico, únicamente se muestra la fase C. A partir de estas gráficas es posible evaluar visualmente la capacidad de seguimiento de cada controlador y verificar la existencia de posibles desfases o deformaciones en la señal inyectada.

Figura 12:

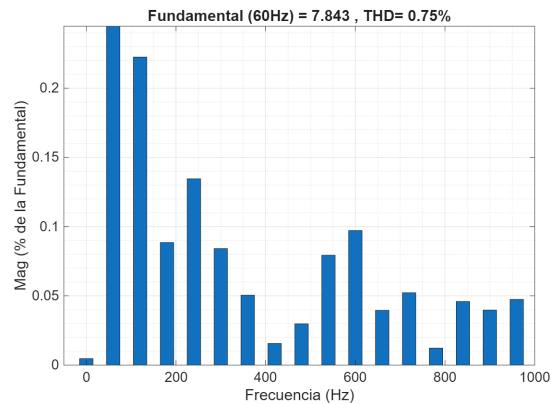
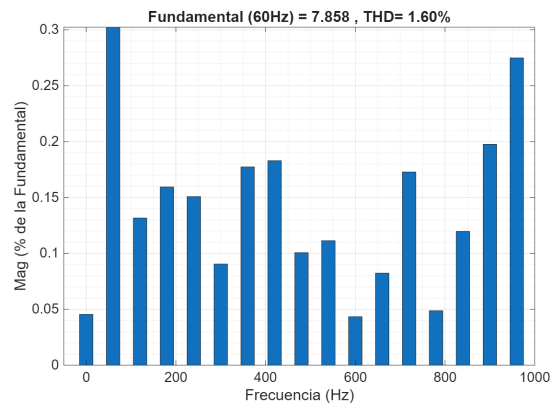
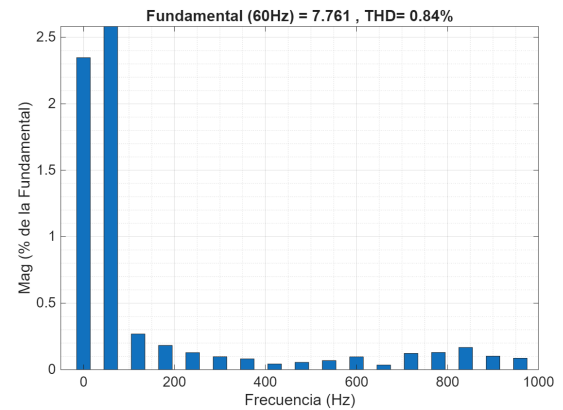
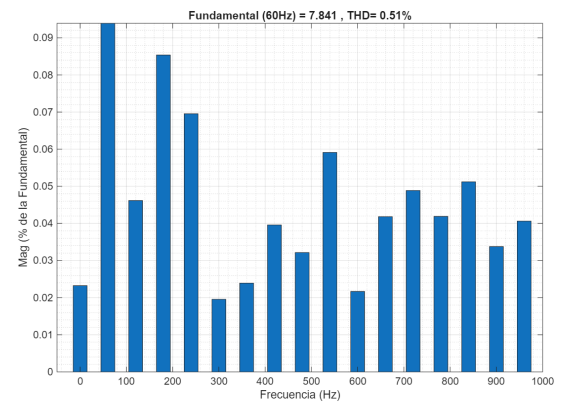
Comparación entre la corriente de referencia y la corriente inyectada en estado estacionario para los controladores.

(a)*PI***(c)***MPC***(b)***PR***(d)***Deadbeat*

Con el propósito de evaluar la calidad de la corriente suministrada a la red, la Figura 13 muestra el espectro armónico de la corriente obtenida para cada controlador, junto con el valor de THD correspondiente a un ciclo donde ya se alcanzó el estado estable, por lo que el ciclo se toma a partir de $75ms$. Estos resultados permiten determinar la capacidad de cada estrategia para reducir el contenido armónico de la corriente inyectada.

Figura 13:

Espectro armónico y THD de la corriente inyectada en estado estacionario para los controladores evaluados.

(a)*PI***(c)***MPC***(b)***PR***(d)***Deadbeat*

El tabla 2 resume los principales indicadores de desempeño obtenidos para cada estrategia de control. Se incluyen el valor de THD, el error cuadrático medio (MSE) y el tiempo de procesamiento computacional (tiempo requerido para completar la ejecución de 50 ms de tiempo simulado) determinado mediante la herramienta *Simulink Profiler*. Estos indicadores permiten realizar una comparación cuantitativa entre las diferentes alternativas de control consideradas.

Tabla 2:

Comparación de desempeño en estado estacionario.

Controlador	THD %	MSE A^2	Tiempo computacional s
PI	0,75	0,0162	12,16
PR	0,74	0,0390	14,13
MPC	1,60	0,0457	9,87
Deadbeat	0,51	0,0947	12,05

4.3 Desempeño ante cambios de referencia

La corriente de referencia del inversor depende directamente de la potencia disponible en la fuente de energía en aplicaciones de generación distribuida. Por ejemplo, en sistemas fotovoltaicos, variaciones en la irradiancia solar ocasionadas por fenómenos como nubosidad, sombras parciales o cambios en las condiciones atmosféricas producen modificaciones en la corriente que debe ser inyectada a la red. Sin embargo, estos cambios suelen ocurrir en escalas temporales considerablemente mayores que la dinámica eléctrica del convertidor y de los controladores empleados (Esrám y Chapman, 2007).

Con el propósito de evaluar la capacidad dinámica de las estrategias de control bajo una condición exigente y reproducible, se aplicó una variación escalón del 50 % en la referencia de corriente. Aunque esta perturbación no representa exactamente la evolución temporal de la irradiancia en una instalación fotovoltaica real, permite analizar la respuesta transitoria de los sistemas y comparar objetivamente diferentes estrategias de control.

La simulación se realizó durante un intervalo total de 0.10 s, aplicando la perturbación en el instante $t=0.05$ s. A partir de este momento, se evaluó la capacidad de seguimiento de cada controlador mediante el error cuadrático medio (MSE), la distorsión armónica total (THD) de la corriente inyectada de un ciclo para conocer su máximo y el tiempo de establecimiento.

El tiempo de establecimiento se definió como el tiempo transcurrido entre la aplicación de la perturbación y el instante en que el error de seguimiento permaneció dentro de una banda de tolerancia del 5 % respecto a la referencia de corriente sin volver a abandonarla. Por su parte, el MSE se calculó sobre el intervalo comprendido entre la aplicación de la perturbación y el final de la simulación. Finalmente, con el fin de identificar la máxima degradación de la calidad de corriente provocada por el evento transitorio, el THD fue calculado sobre un ciclo fundamental inmediatamente posterior a la aplicación de la perturbación.

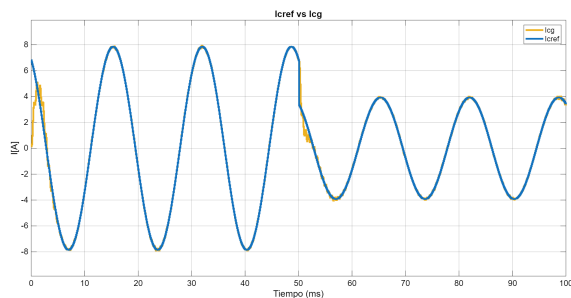
Las Figuras 14 y 15 presentan la respuesta obtenida para los controladores PI, PR, MPC y deadbeat ante la perturbación aplicada. A partir de estas gráficas es posible evaluar visualmente la rapidez de respuesta, la presencia de oscilaciones y la capacidad de seguimiento ante el cambio de la referencia de corriente.

Figura 14:

Respuesta de los controladores PI y PR ante una variación escalón del 50 % en la referencia de corriente.

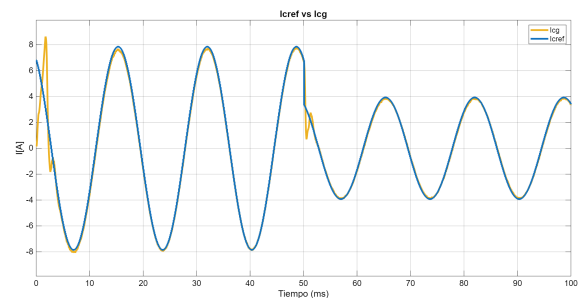
(a)

PI



(b)

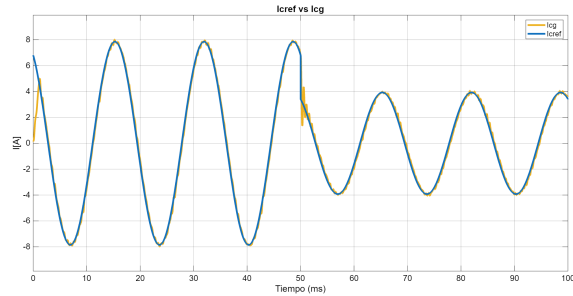
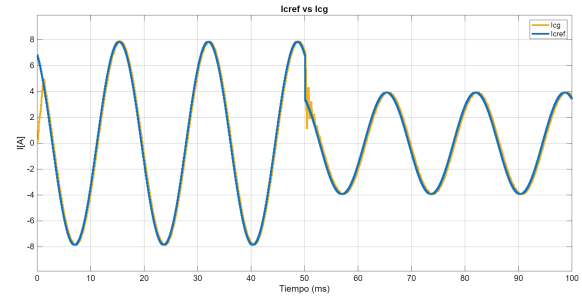
PR



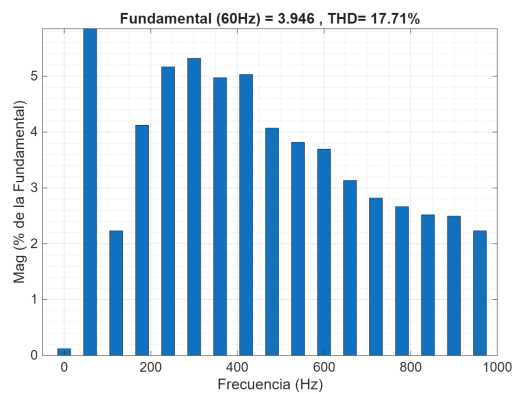
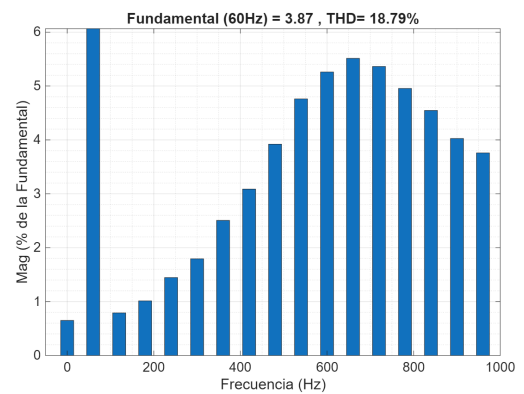
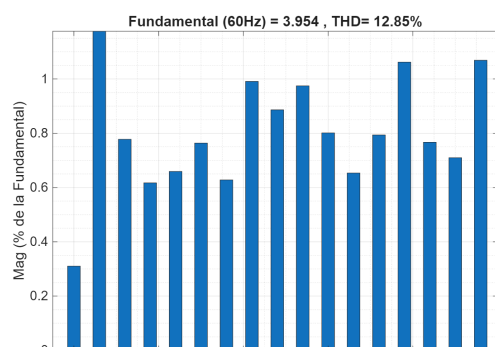
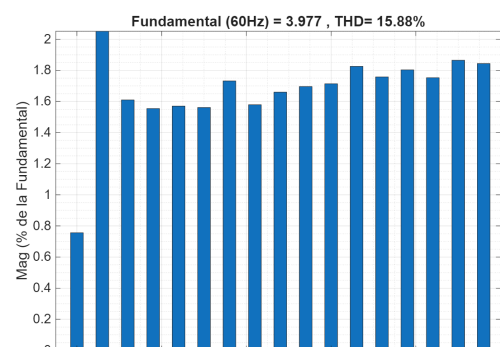
La Figura 16 presenta el espectro armónico de la corriente inyectada durante el intervalo inmediatamente posterior a la perturbación. Estos resultados permiten identificar el impacto transitorio que produce el cambio de referencia sobre la calidad de la corriente suministrada a la red.

Figura 15:

Respuesta de los controladores MPC y deadbeat ante una variación escalón del 50 % en la referencia de corriente.

(a)*MPC***(b)***Deadbeat***Figura 16:**

Espectro armónico y THD de la corriente inyectada durante el evento transitorio provocado por el cambio de referencia.

(a)*PI***(b)***PR***(c)***MPC***(d)***Deadbeat*

En el Tabla 3 se resumen los principales indicadores de desempeño obtenidos para cada estrategia de control. Estos resultados permiten comparar cuantitativamente la calidad de corriente, la precisión de seguimiento y la rapidez de respuesta de los controladores evaluados.

Tabla 3:

Indicadores de desempeño ante cambios de referencia.

Controlador	THD %	MSE A^2	T_s (ms)
PI	17,71	0,065	6,50
PR	18,79	0,076	5,44
MPC	12,85	0,078	6,16
Deadbeat	15,88	0,107	6,03

4.4 Desempeño ante hundimientos de tensión monofásicos

Los hundimientos de tensión suelen estar asociados a fallas en la red, arranque de grandes cargas, maniobras en la red de distribución o fenómenos transitorios de corta duración. De acuerdo con la norma IEEE 1159, un hundimiento de tensión corresponde a una reducción del valor RMS de la tensión hasta niveles comprendidos entre 0.1 p.u. y 0.9 p.u. durante el intervalo entre medio ciclo y un minuto («IEEE Recommended Practice for Monitoring Electric Power Quality», 2019).

Se aplicó un hundimiento de tensión del 30 % en la fase A, equivalente a una tensión remanente del 70 % de su valor nominal. Esta magnitud fue seleccionada por encontrarse dentro del rango de perturbaciones comúnmente reportadas en sistemas de distribución eléctrica y por representar una condición suficientemente exigente para evidenciar diferencias en el desempeño dinámico de los controladores evaluados («IEEE Recommended Practice for Monitoring Electric Power Quality», 2019). Esta prueba se evalúa en la fase C, debido a que la perturbación mencionada afecta a las 3 fases de corriente, optando por seguir evaluando la misma fase que en las pruebas anteriores.

En la Figura 17 se evidencian las tensiones en la red ante el hundimiento de una de sus

fases en el intervalo comprendido entre $t=0.05$ s y $t=0.1$ s. La Figura 18 presenta la comparación entre la corriente de referencia y la corriente inyectada por cada controlador durante el evento de hundimiento de tensión.

Figura 17:

Tensión de la red considerando un hundimiento en la fase A

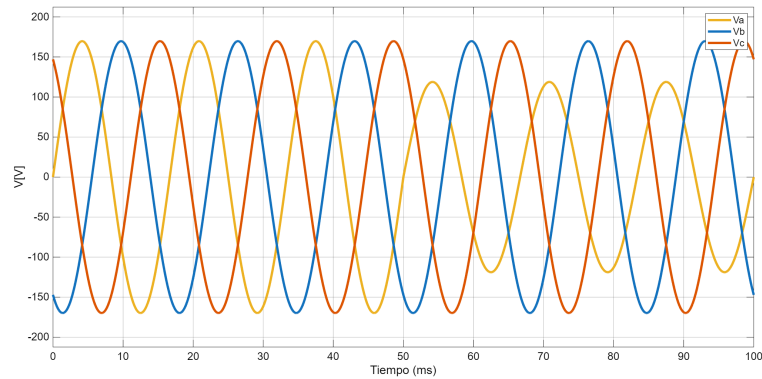
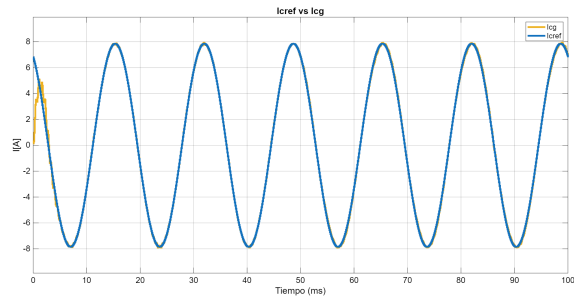
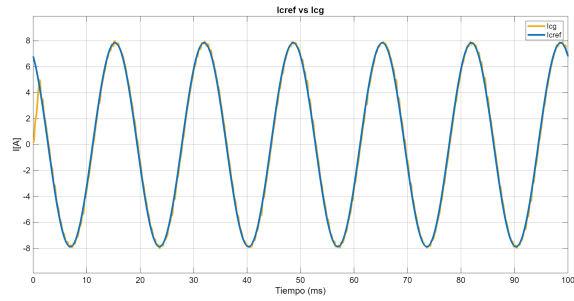
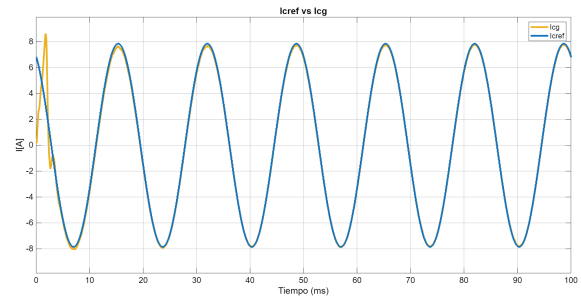
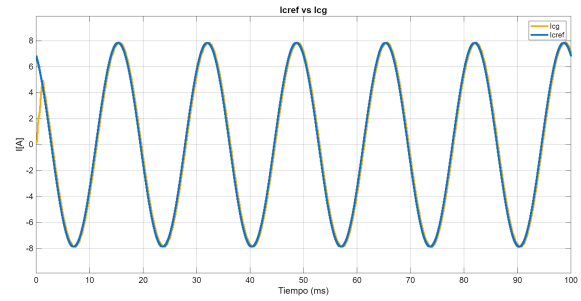


Figura 18:

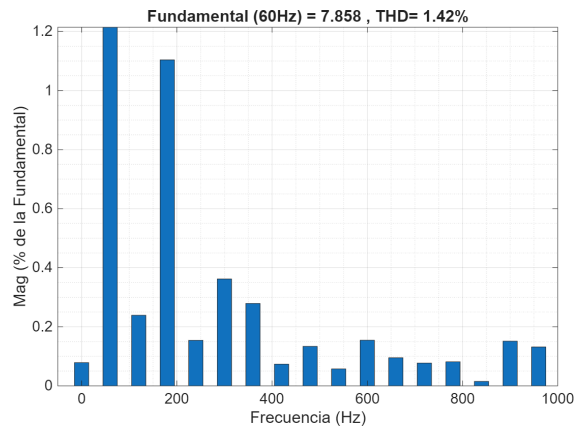
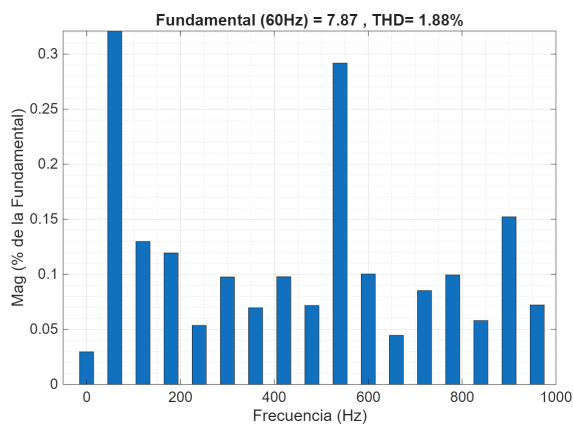
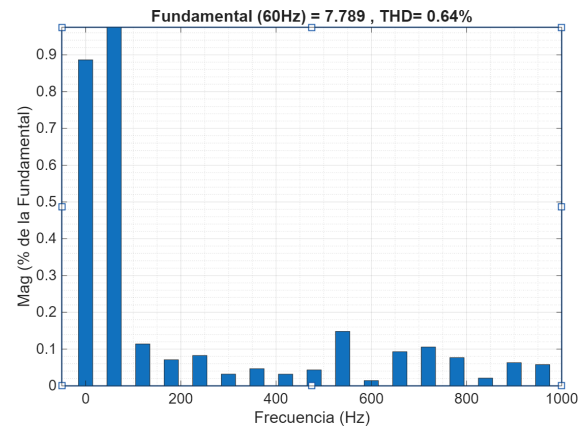
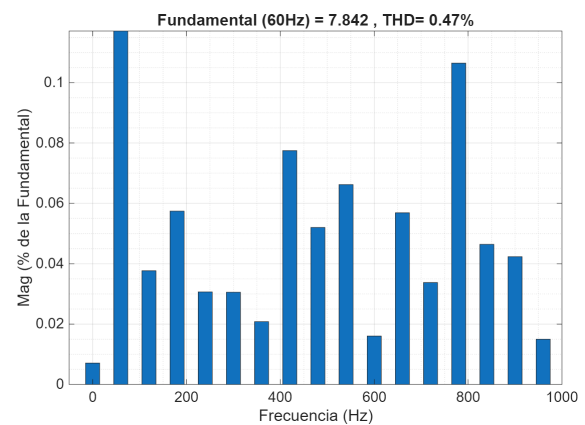
Respuesta de los controladores ante un hundimiento de tensión del 30 % en la fase A.

(a)*PI***(c)***MPC***(b)***PR***(d)***Deadbeat*

La Figura 19 muestra el espectro armónico correspondiente para cada estrategia de control.

Figura 19:

Espectro armónico y THD de la corriente inyectada durante el hundimiento de tensión en los controladores.

(a)*PI***(c)***MPC***(b)***PR***(d)***Deadbeat*

El Tabla 4 reúne los indicadores de desempeño obtenidos para cada controlador. Se mantiene la tolerancia para hallar el tiempo de establecimiento.

Tabla 4:

Indicadores de desempeño ante un hundimiento de tensión del 30 % en la fase A.

Controlador	THD %	MSE	T_s (ms)
PI	1,42	0,011	0
PR	0,64	0,009	0
MPC	1,88	0,048	5,24
Deadbeat	0,47	0,095	5,42

4.5 Desempeño ante distorsión armónica en las tensiones de la red

En condiciones reales de operación pueden presentarse componentes armónicas originadas por cargas no lineales, convertidores electrónicos de potencia, variadores de velocidad y otros dispositivos conectados al sistema eléctrico. Estas distorsiones alteran la calidad de la tensión en el punto de conexión común y pueden afectar el desempeño de los controladores encargados de regular la corriente inyectada a la red.

Se seleccionó una amplitud del 5 % para los armónicos 5 y 7, lo que resulta matemáticamente en una Distorsión Armónica Total:

$$THD = \sqrt{0,05^2 + 0,05^2} = 7,07 \% \quad (79)$$

Esto cumple el estándar IEEE 519-2022 (IEEE, 2022) que menciona un 5 % máximo para armónicos individuales y 8 % máximo para el THD. La selección de estos componentes específicos se fundamentan en que representan las perturbaciones de baja frecuencia con mayor energía en las redes modernas, al ser armónicos característicos ($h = 6k \pm 1$) generados por los rectificadores de seis pulsos.

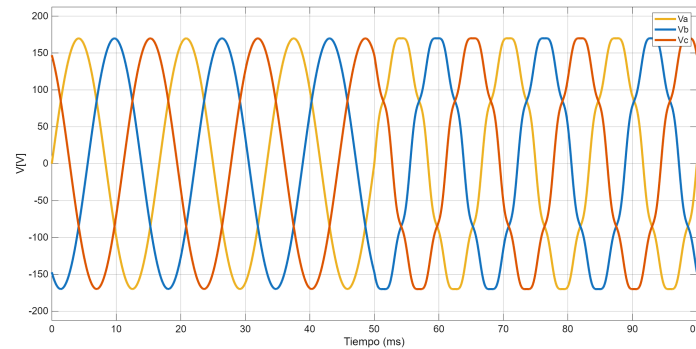
El quinto armónico fue modelado como una componente de secuencia negativa, mientras que el séptimo armónico se consideró de secuencia positiva. Se inyecta la perturbación en el mismo

instante de los casos anteriores, es decir, en el intervalo comprendido entre $t=0.05$ s y $t=0.1$ s.

En la Figura 20 se evidencia la tensión resultante en la red con la inyección de los armónicos mencionados.

Figura 20:

Tensión de la red eléctrica ante la incorporación de las componentes armónicas.



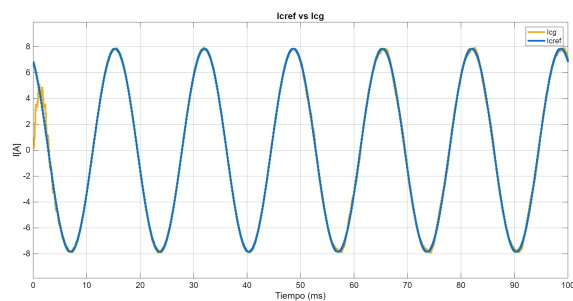
Las Figuras 21 y 22 presentan la comparación entre la corriente de referencia y la corriente inyectada para cada una de las estrategias de control evaluadas.

Figura 21:

Seguimiento de corriente ante una tensión de la red con contenido armónico compuesto por los armónicos quinto y séptimo para los controladores PI y PR.

(a)

PI



(b)

PR

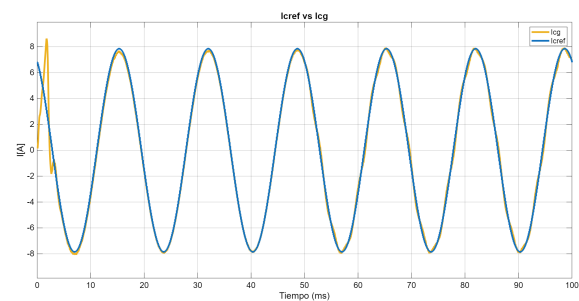
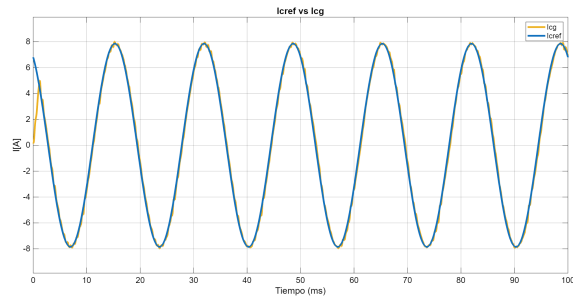
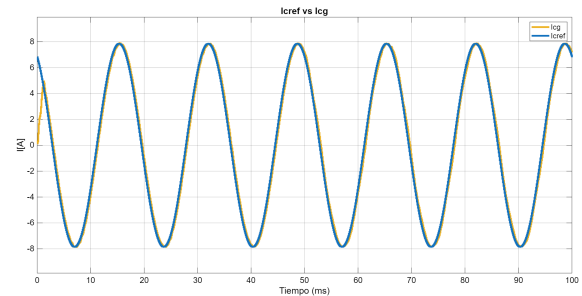


Figura 22:

Seguimiento de corriente ante una tensión de la red con contenido armónico compuesto por los armónicos quinto y séptimo para los controladores MPC y Deadbeat.

(a)*MPC***(b)***Deadbeat*

La calidad de la corriente suministrada a la red fue evaluada mediante el análisis espectral de la señal inyectada. Las Figuras 23 y 24 muestran el espectro armónico obtenido para cada controlador y el valor correspondiente de THD calculado sobre un ciclo fundamental en régimen permanente.

Figura 23:

Espectro armónico y THD de la corriente inyectada ante una red con contenido armónico para los controles PI y PR.

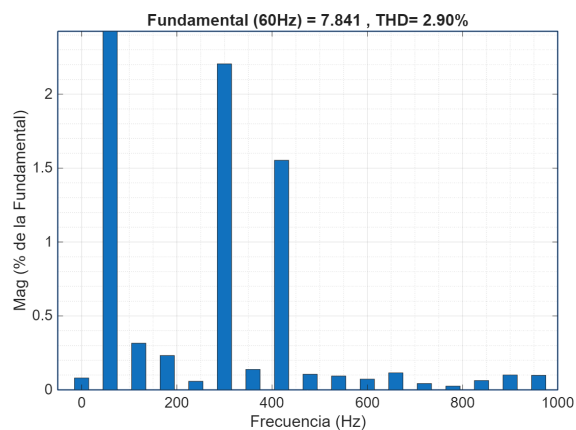
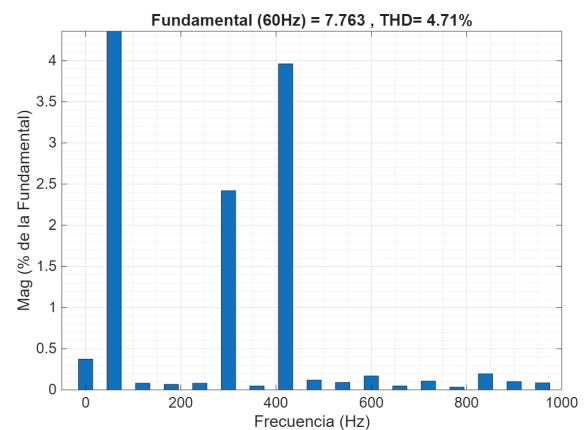
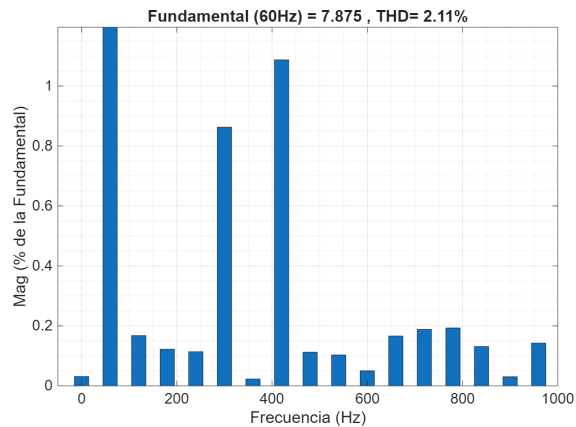
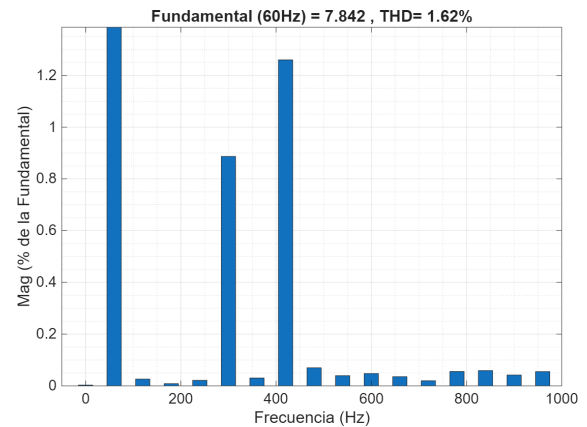
(a)*PI***(b)***PR*

Figura 24:

Espectro armónico y THD de la corriente inyectada ante una red con contenido armónico para los controles MPC y Deadbeat.

(a)*MPC***(b)***Deadbeat*

El tabla 5 reúne los indicadores obtenidos para cada estrategia de control.

Tabla 5:

Indicadores de desempeño ante una red con contenido armónico.

Controlador	THD %	MSE A ²	Ts(ms)
PI	2,90	0,038	4,6
PR	4,71	0,074	5,813
MPC	2,11	0,050	4,13
Deadbeat	1,62	0,103	5,72

4.6 Comparación global de las estrategias de control

Las secciones anteriores permitieron evaluar el desempeño de los controladores PI, PR, MPC y deadbeat bajo diferentes condiciones de operación. Cada uno de estos escenarios representa condi-

ciones que pueden presentarse durante la operación de inversores conectados a red y permite analizar tanto la calidad de la corriente inyectada como la capacidad de respuesta ante perturbaciones.

Con el fin de facilitar la comparación entre las estrategias evaluadas, la Tabla 6 reúne los principales indicadores obtenidos a lo largo de las pruebas realizadas. Además de las métricas de desempeño, se incluye la cantidad de sensores de corriente trifásicos requeridos por cada estrategia de control, ya que afectan directamente los costos asociados al hardware de medición, aislamiento y acondicionamiento de señal.

Tabla 6:

Comparación global de las estrategias de control evaluadas.

Controlador	THD Estado Estable %	THD Cambio Ref. %	THD Sag %	THD Red Armónica %	MSE Promedio	Tiempo Computacional (s)	Sensores
PI	0,75	17,71	1,42	2,90	0,056	12,16	1
PR	0,78	18,79	0,64	4,71	0,049	14,13	1
MPC	1,6	12,85	1,88	2,11	0,055	9,87	2
Deadbeat	0,51	15,88	0,47	1,62	0,099	12,05	2

La información presentada en el Tabla 6 permite identificar las ventajas y limitaciones de cada estrategia de control desde diferentes perspectivas. La cantidad de sensores es una métrica que hace referencia a la cantidad de sensores trifásicos de corriente necesarios para llevar a cabo cada control. Cabe señalar que, para los controladores PI y PR, el tiempo de establecimiento reportado en el Tabla 4 corresponde a 0ms (caso en el que ocurre el hundimiento de tensión), lo que indica que el error de seguimiento permaneció dentro de la banda de tolerancia del 5 % durante todo el evento, sin llegar a abandonarla en ningún instante, recalando que el PR ante esta prueba presenta una disminución de su THD pasando de 0,78 % en estado estable a 0,64 %, siendo el único junto al deadbeat que mejora el desempeño ante esta métrica. En contraste, el controlador deadbeat, aunque presenta un tiempo de establecimiento distinto de cero, alcanza valores de THD considerablemente menores en este mismo escenario, evidenciando que ambos indicadores capturan aspectos complementarios y no necesariamente correlacionados del desempeño dinámico: el tiempo de establecimiento refleja la magnitud del error de seguimiento respecto a la banda de tolerancia, mientras que el THD cuantifica la distorsión del contenido espectral de la corriente inyectada durante el transitorio.

5 Conclusiones

Este trabajo aporta una evaluación comparativa de cuatro estrategias de control de corriente, dos de naturaleza lineal y dos de naturaleza predictiva, aplicadas a un inversor trifásico operando en modo seguidor de red. Los resultados obtenidos proporcionan criterios cuantitativos, en términos de calidad de corriente, precisión de seguimiento, carga computacional y cantidad de sensores requeridos, que pueden orientar la selección de la estrategia de control más adecuada según las condiciones de red y los recursos de instrumentación disponibles en aplicaciones de generación distribuida conectada a la red eléctrica.

El modelado matemático del sistema, junto con la caracterización experimental del filtro LCL, permitió obtener una representación del inversor trifásico conectado a la red ajustada a las condiciones reales de operación del banco de pruebas del grupo de investigación Gisel. La utilización de valores de inductancia obtenidos mediante ensayos a los niveles de corriente nominal, en conjunto con los parámetros reales del módulo IGBT y de la potencia nominal de operación del sistema, permitió que el diseño analítico de los cuatro controladores estuviera fundamentado en la dinámica del sistema y no únicamente en valores nominales de placa, cumpliendo con el objetivo específico de caracterización planteado para este trabajo.

A partir de esta base, se diseñaron e implementaron en simulación cuatro estrategias de control de corriente: PI en coordenadas síncronas, PR en el marco estacionario $\alpha\beta$, control predictivo basado en conjunto finito de estados (MPC) y control deadbeat en las coordenadas abc , evaluando su desempeño bajo condiciones de estado estacionario, cambios de referencia, hundimientos de tensión y distorsión armónica de la tensión de la red. Los resultados obtenidos no señalan una estrategia universalmente superior, sino que evidencian que cada controlador presenta fortalezas asociadas a escenarios de operación específicos.

El controlador deadbeat exhibió el menor contenido armónico en tres de las cuatro condiciones evaluadas (estado estacionario, hundimiento de tensión y distorsión armónica de la red), lo cual

puede deberse a su filosofía de corrección del error en un único periodo de muestreo. No obstante, este controlador presentó el mayor error cuadrático medio promedio de las cuatro estrategias, lo que indica una respuesta más sensible al ruido de cuantización y a las variaciones instantáneas de la señal medida. El controlador MPC, por su parte, presentó el menor tiempo de procesamiento computacional entre las cuatro estrategias, a pesar de evaluar secuencialmente ocho vectores de conmutación en cada periodo de muestreo, aunque exhibió el mayor nivel de distorsión armónica en estado estacionario.

Se resalta que los controladores PR y PI requieren un solo sensor de corriente trifásico para la ejecución de la acción de control, a diferencia de los controladores MPC y deadbeat, que requieren de dos sensores trifásicos de corriente. Por su lado, el controlador PR mostró un desempeño comparable al del PI en estado estacionario. Sin embargo, el PR presentó mayor contenido armónico ante cambios de referencia y distorsión armónica de la red.

Es importante señalar que el alcance de este trabajo correspondió al diseño y la validación mediante simulación de las cuatro estrategias de control, sin incluir su implementación experimental sobre el inversor físico. En consecuencia, los resultados obtenidos deben interpretarse como una validación previa a una eventual implementación, realizada bajo condiciones que incorporan efectos de digitalización como la cuantización de las señales medidas y el retardo asociado a la modulación PWM, pero que no contemplan fenómenos adicionales propios de la implementación física, tales como ruido electromagnético, tolerancias de los sensores de medición o variaciones térmicas de los parámetros del filtro durante la operación.

6 Recomendaciones

A partir de los resultados obtenidos durante el diseño y la validación por simulación de las estrategias de control, se identifican diversas consideraciones relevantes para una futura implementación experimental del sistema sobre el inversor trifásico del laboratorio del grupo de investigación Gisel.

En cuanto a la generación de las señales de conmutación, el modelo empleado en este trabajo asumió transiciones instantáneas entre los estados de encendido y apagado de los interruptores. En una implementación física, los IGBT presentan tiempos de subida y bajada finitos, determinados por sus características de conmutación. En consecuencia, se recomienda incorporar un tiempo muerto (*dead time*) entre las señales complementarias de cada rama del inversor, de manera que el interruptor superior se apague completamente antes de habilitar el encendido del interruptor inferior de la misma rama, y viceversa. Omitir esta consideración expone al sistema a una condición de cortocircuito de rama (*shoot-through*), con riesgo de daño permanente sobre los dispositivos semiconductores. Esta consideración resulta particularmente relevante para la estrategia predictiva MPC desarrollada en este trabajo, ya que genera directamente los estados de conmutación de los interruptores sin una etapa de modulación PWM convencional, por lo que el tiempo muerto debería incorporarse explícitamente en la lógica de disparo y no asumirse implícito en el bloque modulador, como ocurriría en el caso de los controladores PI, PR y deadbeat.

Respecto a la instrumentación, los resultados presentados en este trabajo consideraron la cuantización de las señales medidas a una resolución de 12 bits, de acuerdo con las características de la tarjeta de adquisición empleada como referencia. Sin embargo, este modelo no contempla el ruido, el ancho de banda finito y el retardo de fase propios de los transductores de corriente y tensión que se emplearían en una implementación real. Se recomienda seleccionar y caracterizar dichos sensores aplicando los principios de instrumentación electrónica pertinentes, garantizando un ancho de banda suficiente para no introducir un retardo de fase apreciable en la frecuencia fundamental de

la red, ni en las frecuencias de interés para el control, así como una relación señal-ruido adecuada para evitar que el ruido de medición se interprete como variación real de la corriente o la tensión. Esta consideración es importante para el sistema de sincronización SRF-PLL, cuyo desempeño depende directamente de una medición precisa de la tensión de la red, y para los controladores de corriente en general, que basan su acción de control en el valor instantáneo de la corriente medida en cada periodo de muestreo.

Dado que el alcance de este trabajo se limitó al diseño y la validación por simulación, se recomienda como trabajo futuro la implementación experimental de las estrategias de control sobre el inversor físico, así como la evaluación de su desempeño ante variaciones paramétricas del filtro LCL no consideradas en los escenarios de prueba empleados, tales como la reducción de la inductancia por saturación del núcleo a corrientes superiores a la nominal o su variación por efectos térmicos durante periodos prolongados de operación.

Referencias Bibliográficas

- Bajracharya, C., Molinas, M., Suul, J. A., & Undeland, T. M. (2008). Understanding of tuning techniques of converter controllers for VSC-HVDC. *Proceedings of the Nordic Workshop on Power and Industrial Electronics (NORPIE/2008)*.
- Das, S., Hossain, E., & Khan, M. Z. (2020). Fixed Point Implementation of Grid Tied Inverter in Digital Signal Processing Controller. *IEEE Access*, 8, 92292-92315. <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2020.2993985>
- dSPACE GmbH. (2025). *DS1104 R&D Controller Board: Technical Specifications*. dSPACE GmbH. Paderborn, Germany. Consultado el 9 de junio de 2026, desde <https://www.dspace.com/en/ltd/home/products/hw/singbord/ds1104.cfm>
- Esram, T., & Chapman, P. L. (2007). Comparison of Photovoltaic Array Maximum Power Point Tracking Techniques. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 22(2), 439-449. <https://doi.org/10.1109/TEC.2006.874230>
- Golestan, S., Guerrero, J. M., & Vasquez, J. C. (2017). Three-Phase PLLs: A Review of Recent Advances. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 32(3), 1894-1907. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2016.2565642>
- Hernández Villamizar, L. A. (2020). *Control de corriente de un inversor trifásico operando en modo seguidor de red con capacidad de compensación de armónicos*.
- IEEE. (2022). *IEEE Standard for Harmonic Control in Electric Power Systems* (inf. téc. N.º IEEE Std 519-2022). Institute of Electrical y Electronics Engineers. <https://doi.org/10.1109/IEEESTD.2022.9848440>
- IEEE. (2024). *IEEE Application Guide for IEEE Std 1547-2018, IEEE Standard for Interconnection and Interoperability of Distributed Energy Resources with Associated Electric Power Systems Interfaces* (inf. téc. N.º IEEE Std 1547.2-2023). Institute of Electrical y Electronics Engineers. <https://doi.org/10.1109/IEEESTD.2024.10534228>

- IEEE Recommended Practice for Monitoring Electric Power Quality*. (2019). Institute of Electrical and Electronics Engineers. <https://doi.org/10.1109/IEEESTD.2019.8796486>
- Kim, J.-K., Lee, J.-H., Jeong, H.-G., & Lee, K.-B. (2012). Improvement of Grid-Connected Inverter Systems with PR Controllers Under the Unbalanced and Distorted Grid Voltage. *Proceedings of the 7th International Power Electronics and Motion Control Conference*, 1183-1187. <https://doi.org/10.1109/IPEMC.2012.6258998>
- Krause, P. C., Wasynczuk, O., Sudhoff, S. D., & Pekarek, S. (2013). *Analysis of Electric Machinery and Drive Systems* (3.^a ed.). Wiley-IEEE Press.
- Mantilla Villalobos, M. Á. (2016). *Control de Generadores Fotovoltaicos con Funciones de Filtrado Activo en Sistemas Trifásicos Distorsionados y Desequilibrados* [Tesis doctoral, Universidad Industrial de Santander].
- Ministerio de Minas y Energía. (2024). Resolución 40117 de 2024: Por la cual se modifica el Reglamento Técnico de Instalaciones Eléctricas (RETIE). Consultado el 8 de junio de 2026, desde <https://www.minenergia.gov.co/es/misional/energia-electrica-2/reglamentos-tecnicos/reglamento-t%C3%A9cnico-de-instalaciones-el%C3%A9ctricas-retie/>
- Mohan, N., Undeland, T. M., & Robbins, W. P. (2003). *Power Electronics: Converters, Applications, and Design* (3.^a ed.). John Wiley & Sons.
- NTC 5001: *Calidad de la potencia eléctrica. Límites y metodología de evaluación en punto de conexión común* (1.^a ed.). (2008). Instituto Colombiano de Normas Técnicas y Certificación (ICONTEC).
- Ogata, K. (2010). *Ingeniería de control moderna* (5.^a ed.). Pearson Educación.
- Preitl, S., & Precup, R.-E. (1999). An extension of tuning relations after symmetrical optimum method for PI and PID controllers. *Automatica*, 35(10), 1731-1736. [https://doi.org/10.1016/S0005-1098\(99\)00091-6](https://doi.org/10.1016/S0005-1098(99)00091-6)
- Rashid, M. H. (2014). *Electrónica de Potencia: Circuitos, Dispositivos y Aplicaciones* (4.^a ed.). Pearson Educación.

- Rodriguez, J., & Cortes, P. (2012). *Predictive Control of Power Converters and Electrical Drives*. John Wiley & Sons.
- Rufa'I, N. A., Zhang, L., & Chong, B. (2019). Comparison of PI and PR Controllers with Adaptive Notch Filter for LCL Filtered Grid-Tie Converters under Weak Grid. *2019 IEEE PES/IAS PowerAfrica*, 650-655.
- SEMIKRON. (2013). *SKM50GB12T4 Fast IGBT4 Modules Datasheet*. SEMIKRON International GmbH. Consultado el 9 de junio de 2026, desde <https://www.semikron-danfoss.com/products/p/skm50gb12t4-22892000>
- Teodorescu, R., Liserre, M., & Rodríguez, P. (2011). *Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems*. John Wiley & Sons.
- Wikimedia Commons. (2006). *PWM*. Consultado el 8 de junio de 2026, desde <https://commons.wikimedia.org/wiki/File:Pwm.png>
- Zeng, G., Rasmussen, T. W., Ma, L., & Teodorescu, R. (2010). Design and Control of LCL-Filter with Active Damping for Active Power Filter. *Proceedings of the International Conference on Power Electronics and Drive Systems*.
- Zhang, B., Wu, W., Gao, N., Koutroulis, E., Chung, H. S.-H., & Blaabjerg, F. (2021). Finite Control Set–Model Predictive Control Based on Deadbeat Control for LCL-Type Grid-Connected Inverters. *2021 IEEE 1st International Power Electronics and Application Symposium (PEAS)*, 1-6. <https://doi.org/10.1109/PEAS53589.2021.9628433>