

# Control en cuatro cuadrantes de un inversor de puente completo conectado a la red eléctrica

---

## Four-quadrant control of a complete bridge inverter connected to the power grid

Andrés Ramos-Paja<sup>1a</sup>, Andrés Julián Saavedra-Montes<sup>1b</sup>, Juan David Bastidas-Rodríguez<sup>2</sup>

<sup>1</sup>Departamento de Energía Eléctrica y Automática, Universidad Nacional de Colombia, Medellín, Colombia. Orcid: <sup>a</sup> 0000-0003-2231-4177.

Correos electrónicos: <sup>a</sup> caramosp@unal.edu.co, <sup>b</sup> ajsaaved@unal.edu.co

<sup>2</sup>Departamento de Ingeniería Eléctrica, Electrónica y Computación, Universidad Nacional de Colombia, Manizales, Colombia. Correo electrónico: jubastidasr@unal.edu.co

Recibido: 11 marzo, 2019. Aceptado: 10 octubre, 2018. Versión final: 27 diciembre, 2019.

### Resumen

Los sistemas de almacenamiento de energía (SAE) son elementos claves en las microrredes para garantizar la estabilidad en la magnitud de la tensión y la frecuencia. Los SAE se conectan a la microrred por medio de inversores bidireccionales cuya potencia compleja de salida pueda estar en cualquiera de los cuatro cuadrantes y es definida por un control de alto nivel. Este artículo presenta un sistema de control por histéresis para un inversor monofásico con filtro inductivo conectado a la red que permite obtener potencia compleja en cualquiera de los cuatro cuadrantes. El sistema de control está compuesto por un lazo interno de control de corriente por histéresis y un método para calcular la referencia de corriente a partir de las potencias activa y reactiva deseadas. La referencia de corriente puede estar adelantada o atrasada respecto a la tensión de la red, para operar en los cuatro cuadrantes, y puede tener diferentes valores de magnitud, para obtener diferentes valores de potencia aparente. El inversor y el sistema de control son implementados en el software PSIM para verificar su correcto funcionamiento. Los resultados muestran que es posible obtener diferentes valores de potencia aparente en cualquiera de los cuatro cuadrantes del plano complejo.

**Palabras clave:** control por histéresis; inversor; rectificador; bidireccional; cuatro cuadrantes; potencia compleja.

### Abstract

Energy storage systems are key elements in microgrids to control stability in the magnitude of voltage and frequency. The energy storage systems are connected to the micro network by means of bidirectional inverters whose complex output power can be in any of the four quadrants and is defined by a high level control. This article presents a hysteresis control system for a single-phase inverter with inductive filter connected to the network that allows obtaining complex power in any of the four quadrants. The control system is composed of an internal hysteresis current control loop and a method to calculate the current reference from the desired active and reactive powers. The current reference may be advanced or delayed with respect to the grid voltage, to operate in the four quadrants, and may have different magnitude values, to obtain different apparent power values. The inverter and the control system are implemented in the PSIM software to verify its correct operation. The results shown that it is possible to obtain different values of apparent power in any of the four quadrants of the complex plane.

**Keywords:** hysteresis control; investor; rectifier; bidirectional; four quadrants; complex power.

## 1. Introducción

El constante crecimiento en la capacidad instalada de generadores renovables como los eólicos y los fotovoltaicos [1], [2] hace que cada vez sea más importante contar con sistemas de almacenamiento de energía (SAE) para compensar la intermitencia de dichas fuentes [2]. Sin embargo, la instalación de los SAE no es suficiente, se requiere de una infraestructura más completa que permita gestionar los generadores y los SAE para suplir las necesidades energéticas de una aplicación. Es por esa necesidad que aparece el concepto de microrredes [3], [4].

Las microrredes se pueden definir como un sistema de distribución de potencia eléctrica de baja tensión que integra y coordina generadores distribuidos, sistemas de almacenamiento de energía (SAE), cargas, sistemas de control y protecciones eléctricas, con el fin de suplir los requerimientos energéticos de un grupo de usuarios [5]. Los generadores distribuidos típicamente utilizan fuentes de energía renovable, por lo cual el conjunto de generadores distribuidos y SAE se denominan Recursos Energéticos Renovables (RER) [4].

En una microrred de AC los RER se conectan a la red por medio de convertidores de potencia DC/AC o inversores. Existen varias topologías de inversores utilizados en microrredes [6]; sin embargo, los más utilizados son los inversores de fuente de tensión (VSI por sus siglas en inglés) de dos niveles [7], los cuales pueden ser monofásicos o trifásicos, según el nivel de potencia del RER que se necesita conectar a la red.

En una microrred se requieren inversores unidireccionales y bidireccionales [7]. Los inversores unidireccionales se utilizan para inyectar a la red la potencia producida por los generadores distribuidos. Mientras que los inversores bidireccionales se utilizan para conectar los SAE a la red, ya que estos requieren inyectar y consumir potencia para ayudar a regular la magnitud y la frecuencia de la tensión en el punto de conexión; todo esto, manteniendo el estado de carga dentro de los límites admisibles. Por lo tanto, es posible que se requieran varios SAE para regular la magnitud y frecuencia de la tensión en toda la microrred.

La necesidad de inversores bidireccionales se ve reflejada en la reciente aparición de opciones comerciales de SAE y de inversores, para acoplar dichos SAE a la red. Dos de los SAE reconocidos en el mercado son el Powerwall de Tesla [8] y Chem de LG [9], ambos basados en baterías de ion de litio. Por su parte, el Sunny Boy Storage de SMA [10] es uno de los inversores bidireccionales que se está posicionando en el mercado.

Un aspecto clave para la operación de un inversor bidireccional en una microrred es el sistema de control, el cual se encarga de sincronizar la tensión de salida del inversor con la red y regular la potencia activa y reactiva inyectada o extraída de la red. Los valores de las potencias activas ( $P$ ) y reactivas ( $Q$ ) son definidos por el sistema de control de la microrred y pueden ser positivos o negativos, es decir, la potencia compleja a la salida del inversor bidireccional puede estar en cualquiera de los cuatro cuadrantes del plano complejo.

En la literatura existen diferentes tipos de control para los inversores [11], los cuales pueden ser lineales, no lineales o una combinación de ambos [11]. Dentro de los controladores no lineales el control por histéresis ha sido utilizado, junto con otros lazos de control, para el control de inversores en diferentes aplicaciones por su robustez y facilidad de implementación. Típicamente se utiliza una estructura de control en cascada donde el lazo interno es el control por histéresis y el lazo externo es otro tipo de control para regular la(s) variable(s) de interés en la aplicación particular [12]–[18]. No obstante, en otros casos se utiliza únicamente el control por histéresis [19], [20].

En [12], [15] se proponen dos sistemas de control para un inversor monofásico con filtro inductivo, uno para operar como inversor y otro para operar como rectificador. En ambos controladores el lazo interno es un control por histéresis de doble banda [13] de la corriente del inductor. Para el control del inversor no se utiliza un lazo externo, únicamente se calcula la referencia de la corriente inyectada a la red requerida por el control por histéresis. Para el control del rectificador el lazo externo está compuesto por un regulador PI de la tensión de DC y un lazo de bloqueo de fase (PLL por sus siglas en inglés) que generan la referencia de la corriente extraída por el rectificador en fase con la tensión de la red para obtener un factor de potencia unitario ( $FP = 1$ ). Aunque el sistema propuesto en [12], [15] puede inyectar y extraer potencia de la red, se requieren dos sistemas de control distintos, es decir, se debe conmutar entre un controlador y otro para poder operar el inversor de forma bidireccional. Adicionalmente, los artículos no explican cómo se realizó la implementación del PLL ni incluyen alguna referencia donde se explique la estructura o el principio de operación del PLL utilizado. Únicamente se menciona que el PLL se utiliza para generar una referencia de corriente sinusoidal en fase con la red (i.e.  $Q = 0 \text{ VAR}$ ); por lo tanto, los autores no proponen un método para generar una referencia de corriente que permita operar el inversor en los cuatro cuadrantes de la potencia compleja y tampoco analizan esta posibilidad con el inversor y el sistema de control propuestos.

Los autores en [16], [17] proponen sistemas de control para un inversor bidireccional monofásico implementado con un puente completo y un filtro LC a la salida. En [16] el inversor se utiliza para implementar una fuente de potencia ininterrumpida (UPS por sus siglas en inglés) y se propone un control en cascada, donde el lazo interno es un control de corriente por histéresis de la corriente por el inductor del filtro LC. Mientras que el lazo externo está formado por dos reguladores PI, uno que funciona durante el modo inversor y el otro durante el modo rectificador.

En el modo inversor la carga no está conectada a la red (por ser una UPS), por lo tanto, el lazo PI regula la magnitud de la tensión sinusoidal de salida modificando la magnitud de la referencia de corriente del lazo interno. Esta magnitud se multiplica por una función sinusoidal unitaria que define la forma de la tensión entregada a la carga. Es importante mencionar que la función sinusoidal es generada por el control interno del inversor y no por un PLL, ya que en este modo la red no se encuentra disponible y por lo tanto no se requiere sincronización. En el modo rectificador se considera la conexión a la red, por lo tanto, el PI externo del control en cascada regula la tensión en el bus de DC modificando la magnitud de la corriente sinusoidal de entrada al rectificador. Esta magnitud se multiplica por una señal sinusoidal, que se obtiene a partir de la medición de la tensión de la red, para generar una referencia de corriente con  $FP = 1$ , lo cual facilita la implementación y elimina la necesidad de un PLL.

El sistema de control propuesto en [17] está orientado a una UPS. Cuando la red está disponible, el convertidor funciona como rectificador para cargar las baterías, de lo contrario, el convertidor opera como inversor para alimentar la carga. En este modo se activa un control en cascada donde el lazo interno es un control lineal que regula la corriente por el inductor del filtro LC a la salida del inversor. El lazo externo genera la referencia del lazo interno para regular la magnitud de la tensión sinusoidal en la carga, pues en este modo la red no está presente y, por lo tanto, no se requiere sincronización. En el modo rectificador se genera una referencia de corriente sinusoidal para el inductor del filtro LC, por medio de un PLL, para cargar las baterías con una corriente constante. Esta referencia de corriente alimenta un control por histéresis, el cual garantiza la inyección de corriente requerida con  $FP = 1$ . Es importante mencionar que el sistema de control propuesto en [17] no suministra información sobre el principio de operación del PLL utilizado y los autores tampoco proveen una referencia donde se pueda encontrar el detalle de su implementación.

En los sistemas para UPSs propuestos en [16], [17] no se propone ningún método para calcular una referencia de

corriente sinusoidal en desfase con la red; por lo tanto, el sistema de control no está orientado a operar en los cuatro cuadrantes de la potencia compleja. Además, los sistemas propuestos en [16], [17] no cumplen con las funcionalidades para conectar un SAE en una microrred, ya que únicamente operan conectados a la red en modo rectificador.

En la literatura también se encuentran algunos controladores por histéresis para inversores bidireccionales trifásicos [18], [20]. Por un lado, en [18] se propone un control en cascada para un inversor tipo puente completo con filtro L. El lazo externo del controlador regula la tensión en el bus de DC variando la magnitud de la corriente sinusoidal que entra o sale del inversor; mientras que el lazo interno es un control por histéresis de la corriente por el filtro L. Los autores analizan el convertidor en modo rectificador e inversor para definir bandas de histéresis variables para cada fase y en cada modo de operación (i.e. rectificador e inversor); de esta forma, se logra una frecuencia de conmutación aproximadamente constante. Vale la pena mencionar que en [18] se utiliza un único controlador para los dos modos de operación y solamente se debe cambiar el signo de la acción de control del lazo externo para cambiar de rectificador a inversor.

Por otro lado, en [20] se utiliza un control por histéresis para un inversor trifásico de tres niveles tipo punto de neutro sujetado (NPC por sus siglas en inglés) para cargar y descargar un banco de baterías. Sin embargo, el artículo se enfoca en el principio de operación del inversor propuesto y en el diseño del convertidor para conmutación en tensión cero (ZVS por sus siglas en inglés). Respecto al control por histéresis, los autores mencionan que lo utilizan introduciendo una banda muerta, pero no suministran información sobre el diseño y la implementación que permita reproducir los resultados mostrados en el artículo. Adicionalmente, los controladores propuestos en [18], [20] están definidos para obtener un factor de potencia unitario, por lo tanto, no se propone un método para generar una corriente desfasada respecto a la tensión de la red. Esto hace que los sistemas propuestos en [18], [20] no estén orientados a operar en los cuatro cuadrantes de la potencia compleja.

En [19] se utiliza un inversor bidireccional monofásico tipo Buck dual para conectar un generador fotovoltaico y un banco de baterías a la red. En el artículo se analiza la operación del convertidor en modo rectificador e inversor por separado, por lo que se llegan a cuatro expresiones diferentes para los ciclos de trabajo, dos para cada modo de operación. En el artículo también se menciona que el inversor cuenta con un control por histéresis de la corriente del inductor de salida, cuya referencia es

generada a partir de una potencia activa y una potencia reactiva deseadas a la salida del inversor; por lo tanto, el inversor tiene la capacidad para operar en los cuatro cuadrantes de la potencia compleja. Los autores de [19] se enfocan en el principio de operación del inversor propuesto y en el modelo del convertidor en los diferentes modos de operación; no obstante no se explica claramente cómo se obtienen las cuatro expresiones de los ciclos de trabajo del convertidor. Además, los autores no especifican el PLL implementado ni suministran una referencia con detalles de su implementación. Por otro lado, cuando se menciona el control por histéresis no se explica cómo calcular la banda de histéresis, cuál es la frecuencia máxima de conmutación o como se puede implementar de forma digital o analógica. Finalmente, los resultados del artículo muestran grandes oscilaciones en las potencias activa y reactiva en los cuatro cuadrantes de la potencia compleja, lo cual demuestra un bajo desempeño del sistema de control utilizado.

Vale la pena notar que, las referencias [12], [15], [17]–[20] no suministran información detallada sobre el PLL utilizado para implementar el sistema de control. Sin embargo, en la literatura existe un gran número de opciones para la implementación de PLLs o de lazos de bloqueo de frecuencia (FLLs) en las diferentes coordenadas ( $abc$ ,  $\alpha\beta$  o  $dq$ ) para sincronizar un inversor a la red [21], [22]. Algunas utilizan detectores de cruce por cero, otras utilizan sistemas en lazo cerrado, filtros, transformadas de Fourier, entre otros. Por esta gran variedad de opciones de PLL, es importante que el sistema de control de un inversor bidireccional especifique la técnica usada que permite el correcto funcionamiento del inversor en ambos modos de operación (i.e. DC/AC y AC/DC) y para diferentes desfases entre la corriente y la tensión.

Este artículo propone un sistema de control para operar un inversor monofásico con filtro inductivo en los cuatro cuadrantes de la potencia compleja. Esto con el fin de conectar un SAE a la red para aplicaciones de microrredes donde las referencias de  $P$  y  $Q$  son generadas por un lazo de control de alto nivel. El sistema de control está compuesto por un control por histéresis de la corriente del inductor y un bloque de cálculo de la magnitud y la fase de la corriente de referencia a partir de las potencias activa y reactiva de referencia y de la magnitud de la tensión de la red. El control por histéresis se puede implementar con un circuito analógico y el cálculo de la referencia de corriente en un microcontrolador de bajo costo; estas características permiten el despliegue del sistema a gran escala. Los resultados de simulación en el software comercial PSIM muestran que el sistema propuesto puede operar correctamente en los cuatro cuadrantes de la potencia compleja con diferentes valores de potencia

aparente y con oscilaciones despreciables en las potencias activa y reactiva.

El resto del artículo está organizado de la siguiente forma: la primera parte muestra el inversor monofásico utilizado, posteriormente se presenta el control de corriente por histéresis, se introduce el cálculo de la corriente de referencia del inductor, se presenta el bloque de control de potencia activa y reactiva, se muestra los resultados de las simulaciones en PSIM y, finalmente, se relacionan las conclusiones.

## 2. Inversor de puente completo monofásico

El convertidor de puente completo monofásico se presenta en la Figura 1. Este circuito está conectado a la red eléctrica, lo cual se modela a través de la fuente  $V_g$ . Asimismo, el circuito está compuesto por cuatro (4) semiconductores bidireccionales (MOSFETs M1, M2, M3, M4) y un inductor  $L$  para reducir el contenido armónico inyectado a la red. El inversor está conectado a un bus de DC, representado por  $V_b$  en el circuito, el cual comúnmente corresponde a un bus regulado en una microrred de DC o híbrida por medio de la carga y descarga de un SAE [25]–[28]. Finalmente, los MOSFETs se activan con la señal  $u$ : M1 y M2 se activan directamente con  $u$ , M3 y M4 se activan con la señal complementaria  $\bar{u}$ . Es decir, al cerrarse M1 y M2 se impone la apertura de M3 y M4, y viceversa.

Este circuito permite flujos bidireccionales de energía, lo que implica que la corriente entregada a la red eléctrica  $I_g$  puede ser positiva o negativa. Asimismo, se observa que la corriente  $I_g$  es igual a la corriente del inductor  $I_L$ . Por lo tanto, el circuito se debe regular para imponer una corriente en el inductor que asegure la condición de operación deseada: potencias activa ( $P$ ) y reactiva ( $Q$ ) requeridas. Finalmente,  $P$  y  $Q$  pueden ser positivas o negativas para permitir la operación en los cuatro cuadrantes del plano de potencia como se describe en los resultados

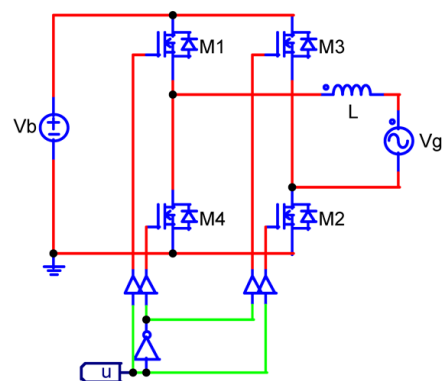


Figura 1. Circuito eléctrico del inversor de puente completo conectado a la red eléctrica.

El comportamiento de la corriente del inductor se describe a través de su ecuación diferencial, la cual cambia dependiendo de la condición de la señal de control  $u$ . En la condición  $u = 1$  (M1 y M2 cerrados; M3 y M4 abiertos):

$$\frac{d I_L}{dt} = \frac{V_b - V_g}{L} \quad (1)$$

En la condición  $u = 0$  (M1 y M2 abiertos; M3 y M4 cerrados):

$$\frac{d I_L}{dt} = \frac{-V_b - V_g}{L} \quad (2)$$

Esas ecuaciones diferenciales se combinan para incluir la señal de control:

$$\frac{d I_L}{dt} = \frac{2 \cdot V_b \cdot u - (V_b + V_g)}{L} \quad (3)$$

Utilizando la aproximación de pequeño rizado [23], la ecuación (3) permite obtener la razón de transformación de voltaje  $M$  reportada en (4), donde  $D$  representa el ciclo de trabajo del inversor. Esta expresión considera cambios en la corriente del inductor a una frecuencia mucho menor en comparación con la frecuencia de conmutación.

$$M = \frac{V_g}{V_b} = 2 \cdot D - 1 \quad (4)$$

Es importante notar que la conmutación del inversor, impuesta por  $u$ , genera un rizado en la corriente del inductor  $\Delta i_L$ , la cual se inyecta a la red eléctrica. Por lo tanto, para limitar la distorsión armónica de la corriente inyectada a la red, i.e. el THD [2], se debe diseñar el inductor  $L$  apropiadamente. Este proceso requiere el cálculo de  $\Delta i_L$ , reportado en (5), el cual se obtiene a partir del valor de la derivada de  $I_L$  en el intervalo de tiempo donde  $u=1$ . En (5)  $T_{sw}$  representa el periodo de conmutación del inversor, el cual es igual al inverso de la frecuencia de conmutación  $F_{sw}$ .

$$\Delta i_L = \frac{d I_L}{dt} \cdot D \cdot T_{sw} \quad (5)$$

Reemplazando (1) y (4) en (5), se obtiene la siguiente expresión:

$$\Delta i_L = \frac{V_b^2 - V_g^2}{2 \cdot F_{sw} \cdot L \cdot V_b} \quad (6)$$

A partir de (6) se calcula la expresión para la frecuencia de conmutación del inversor:

$$F_{sw} = \frac{V_b^2 - V_g^2}{2 \cdot \Delta i_L \cdot L \cdot V_b} \quad (7)$$

Finalmente, el valor máximo de la frecuencia de conmutación  $\max(F_{sw})$  se obtiene cuando  $V_g = 0$ :

$$\max(F_{sw}) = \frac{V_b}{2 \cdot \Delta i_L \cdot L} \quad (8)$$

A partir de las expresiones anteriores la siguiente sección describe el diseño de un control de corriente para  $I_L$ .

### 3. Control de corriente por histéresis

Para regular el comportamiento de  $I_L$  se diseña un control por histéresis basado en el concepto de corriente programada [1]. El concepto de control es el siguiente: se definen dos límites que representan el valor mínimo y máximo de la corriente  $I_L$ , similar a los controles de corriente mínima y corriente máxima. Cuando la corriente se hace igual a uno de los límites, el valor de  $u$  se modifica para obligar a la corriente a cambiar su valor en dirección al límite opuesto.

La expresión (1) indica que la corriente del inductor crece con  $u = 1$ , ya que en un inversor de puente completo requiere  $V_b > V_g$ . De forma similar, la expresión (2) indica que la corriente del inductor decrece con  $u = 0$ . A partir de esa información se define la ley de control por histéresis para confirmar la corriente  $I_L$  entre los límites  $I_u$  e  $I_d$ :

$$\begin{cases} I_L \geq I_u \Rightarrow u = 0 \\ I_L \leq I_d \Rightarrow u = 1 \end{cases} \quad (9)$$

La ley de control (9) impone  $u = 0$  cuando  $I_L$  es igual a  $I_u$ , forzando  $I_L$  a decrecer; asimismo impone  $u = 1$  cuando  $I_L$  es igual a  $I_d$ , forzando  $I_L$  a crecer. Este procedimiento hace que  $I_L$  esté confinada a  $I_d \leq I_L \leq I_u$ , lo que permite definir dos parámetros de la corriente del inductor:

- El valor medio de la corriente.
- El rizado pico-pico  $\Delta i_L$  de la corriente.

El valor medio de la corriente se debe controlar para imponer el factor de potencia deseado, así como el suministro o consumo de reactivos. De forma similar, el rizado pico-pico de la corriente se define para limitar el valor del THD de la corriente, es decir, la calidad de potencia intercambiada con la red eléctrica.

La Figura 2 presenta la implementación de la ley de control (9) utilizando dos comparadores y un Flip-Flop S-R. En ese circuito se considera una banda de histéresis igual a  $100 \text{ mA}$ , lo que impone los límites de la histéresis  $I_u = I_{ref} + 0.05$  e  $I_d = I_{ref} - 0.05$ ; cualquier otro valor de banda se puede utilizar para imponer un rizado de corriente mayor o menor según se requiera. En todo caso, entre mayor sea el rizado de corriente mayor será el valor del THD [23], [24].

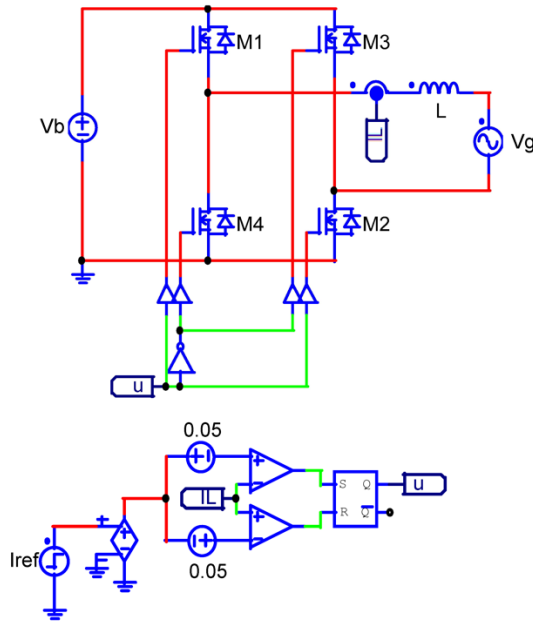


Figura 2. Inversor con control de corriente por histéresis.

El controlador de corriente de la Figura 2 impone un valor medio  $I_{ref}$  en la corriente del inductor con un rizado de corriente pico-pico de  $100\text{ mA}$ . Esto se puede observar en la simulación presentada en la Figura 3, donde el controlador de corriente impone una corriente de  $5\text{ A}$  en el inductor, es decir, inyecta una corriente de  $5\text{ A}$  a la red eléctrica. A partir de  $t = 0.1\text{ s}$  el controlador de corriente impone una corriente en el inductor igual a  $-5\text{ A}$ , es decir, se extraen  $5\text{ A}$  de la red eléctrica.

Esta simulación hace evidente la capacidad del sistema de control de regular el inversor de puente completo para generar flujos bidireccionales de corriente. Es importante aclarar que la operación del convertidor como inversor o rectificador utilizada en este artículo supone que el bus DC que alimenta el convertidor se encuentra regulado por un sistema de carga y descarga del SAE [25]–[28]. Este tipo de regulación del bus de DC es común en microrredes DC e híbridas [29]–[31] donde un convertidor de potencia y un sistema de control gestionan la carga y la descarga de un sistema SAE para mantener el bus de DC en una tensión constante. A ese bus de DC se conecta un inversor, para permitir intercambios de potencia activa y reactiva, u otras fuentes de energía intermitentes como generadores fotovoltaicos o eólicos [27], [28].

El paso siguiente es imponer una forma de onda sinusoidal de  $60\text{ Hz}$  a la corriente del inductor (i.e. la corriente intercambiada con la red) con la amplitud y ángulo requerido para obtener las potencias activa ( $P$ ) y reactiva ( $Q$ ) deseadas. Para validar las etapas de control, mando y operación del inversor, éste se diseña, modela y simula con los siguientes parámetros: potencia aparente

de operación de  $620\text{ VA}$ , potencia activa instantánea máxima  $620\text{ W}$  ( $Q = 0\text{ VAR}$ ), potencia reactiva máxima de  $620\text{ VAR}$  ( $P = 0\text{ W}$ ), frecuencia de conmutación máxima durante la operación de  $40\text{ kHz}$  y rizado de corriente pico de  $100\text{ mA}$ , es decir, un porcentaje de rizado del  $2.5\%$  con corriente pico de  $4\text{ A}$ .

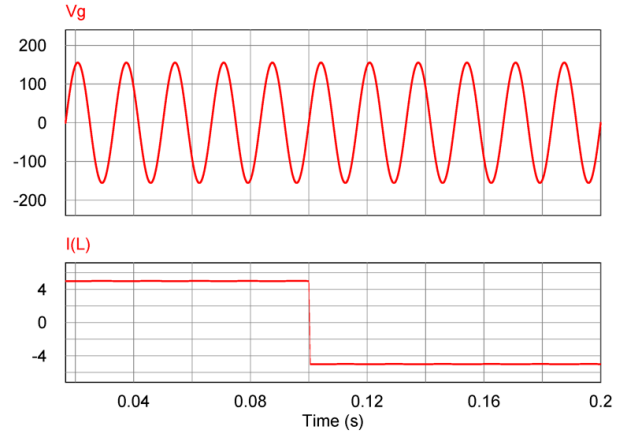


Figura 3. Simulación del control de corriente. Unidades:  $V_g$  en  $V$  e  $I(L)$  en  $A$ .

#### 4. Generador de forma de onda de corriente

Este trabajo supone la conexión a una red eléctrica de  $60\text{ Hz}$ . Por ello, la forma de onda de corriente se debe generar a esa misma frecuencia, pero con una amplitud  $I_{pk}$  y ángulo  $\theta$ , tal y como se describe en (10).

$$I_{ref} = I_{pk} \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot 60 \cdot t + \theta) \quad (10)$$

El cálculo de  $I_{pk}$  y  $\theta$  se describe en la Sección V. Por otra parte, la sincronización de la señal  $I_{ref}$  con el voltaje de la red  $V_g$  es indispensable para imponer el ángulo  $\theta$  deseado entre el voltaje y la corriente de la red. Para ello se utiliza el circuito detector de cruce por cero presentado en la Figura 4, el cual provee información sobre el sentido del cruce por cero de  $V_g$ : ascendente o descendente. El circuito está formado por un comparador, un condensador y una resistencia.

El funcionamiento del detector del cruce por cero es el siguiente: cuando  $V_g$  cruza por cero el comparador genera una señal tipo escalón, la cual se filtra utilizando la red R-C para generar un impulso  $Z$ . Si el cruce es ascendente el impulso  $Z$  será positivo; si el cruce es descendente el impulso  $Z$  será negativo. La simulación del detector de cruce por cero se presenta en la Figura 5, donde se observa el comportamiento anteriormente descrito. Finalmente, cuando se detecte un impulso positivo en  $Z$  se tendrá un ángulo de  $0$  grados en la señal  $V_g$ .

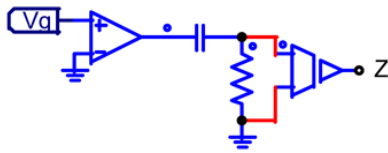


Figura 4. Detector de cruce por cero.

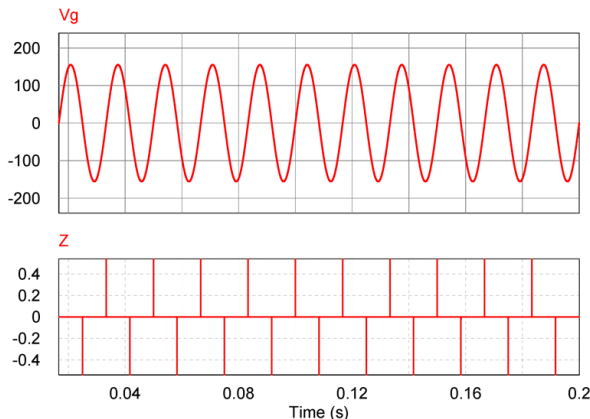


Figura 5. Simulación del detector de cruce por cero. Unidades:  $V_g$  en V y Z en V.

A partir de la señal Z se inicia la generación de la referencia  $I_{ref}$  para imponer la corriente sinusoidal (10) en  $I_L$  con un ángulo específico  $\theta$  entre  $I_L$  y  $V_g$ . Este procedimiento se realiza en un sistema micro-procesado, por ejemplo, un microcontrolador o un DPS, tal y como se observa en la Figura 6: el circuito considera un bloque de procesamiento programado en lenguaje C, llamado *Generador\_Ig*, el cual simula un sistema micro-procesado. El bloque *Generador\_Ig* adquiere la señal Z y los valores  $I_{pk}$  y  $\theta$  (denominado *ang* en la Figura 6), para generar la señal  $I_{ref}$  según la expresión reportada en (10).

Debido a que la generación de la señal  $I_{ref}$  se inicia cuando Z se hace positiva, la señal sinusoidal de corriente (10) está desfasada en el ángulo  $\theta$  con respecto al voltaje de la red  $V_g$ . Este comportamiento se observa en la Figura 7, la cual presenta la simulación del generador de corriente. En la figura se presenta la corriente del inductor multiplicado por 20 para permitir su comparación con el voltaje de la red. La simulación inicia con un ángulo  $\theta = 0^\circ$ , es decir, inyectando a la red una corriente en fase con el voltaje ( $FP = 1$ ). Asimismo, la simulación inicia con un valor pico de la corriente  $I_{pk}$  igual a 4 A, lo que produce una inyección de potencia activa  $P = 311$  W. Es evidente que la condición  $FP = 1$  hace que la potencia aparente S sea igual a P debido a que no se producen reactivos,  $Q = 0$  VAR. Asimismo, la potencia activa P se calcula según (11), la potencia reactiva según (12) y la potencia aparente  $|S|$  según (13), donde  $I_{RMS}$  y  $V_{RMS}$  son las magnitudes en RMS de  $I_L$  y  $V_g$ , respectivamente [32]. Es de notar que en

la Figura 6 la variable *cos\_theta* representa  $FP = \cos(\theta)$  y la variable *sin\_theta* representa  $\sin(\theta)$ .

$$P = |S| \cdot \cos(\theta) \quad , \quad FP = \cos(\theta) \quad (11)$$

$$Q = |S| \cdot \sin(\theta) \quad (12)$$

$$|S| = \sqrt{P^2 + Q^2} = V_{RMS} \cdot I_{RMS} \quad (13)$$

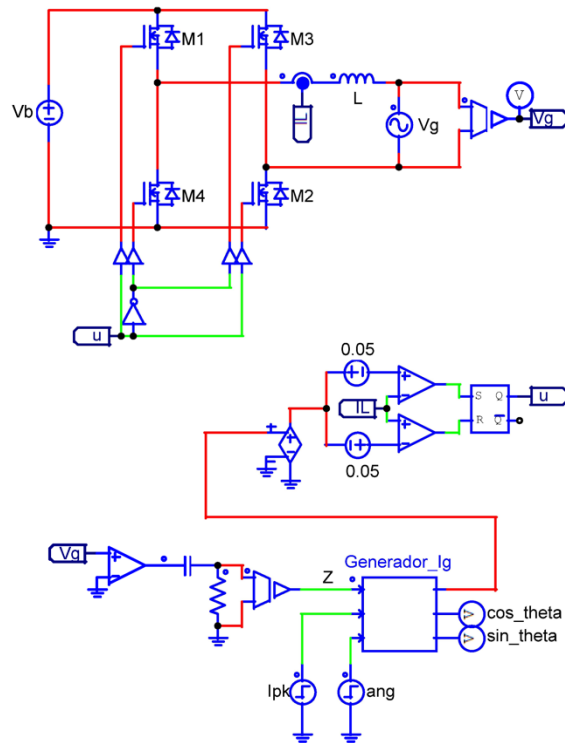


Figura 6. Generación de la corriente sinusoidal en el inductor.

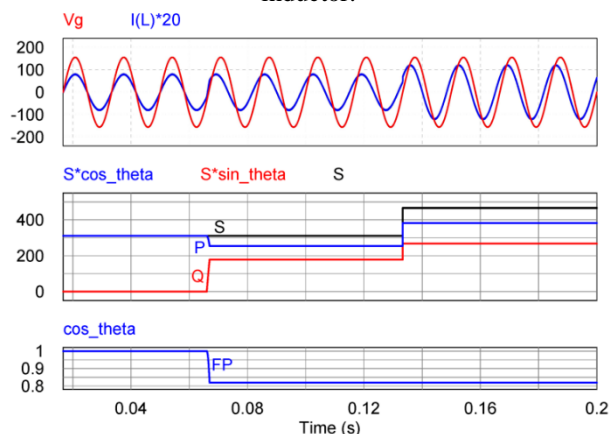


Figura 7. Simulación de la corriente sinusoidal en el inductor y su efecto en P, Q y S. Unidades:  $V_g$  en V,  $I(L)*20$  en A, P en W, Q en VAR, S en VA y FP en atraso.



A partir de  $0.07$  s el ángulo cambia a  $\theta = 35^\circ$ , lo que impone un factor de potencia  $FP = 0.819$  en atraso. Debido a que la amplitud de la corriente inyectada a la red no cambia ( $I_{pk} = 4$  A), la potencia aparente se mantiene igual a  $|S| = 311$  VA, pero la potencia activa se reduce a  $P = 255$  W y la potencia reactiva crece a  $Q = 178.5$  VAR. Esto implica que se inyecta potencia activa y reactiva a la red eléctrica. A partir de  $0.13$  s se incrementa el valor pico de la corriente a  $I_{pk} = 6$  A, lo que incrementa las potencias activa, reactiva y aparente a  $P = 382.3$  W,  $Q = 267.7$  VAR y  $|S| = 466.7$  VA, respectivamente, pero manteniendo el factor de potencia a  $FP = 0.819$  ya que el ángulo no cambia ( $\theta = 35^\circ$ ).

Finalmente, esta simulación demuestra que el circuito propuesto impone valores a  $P$  y  $Q$  a partir de las consignas impuestas en  $I_{pk}$  y  $\theta$ . En la siguiente sección se diseña un bloque micro-procesado para generar  $I_{pk}$  y  $\theta$  a partir de los valores deseados para  $P$  y  $Q$ .

## 5. Control de potencia

En la literatura es posible encontrar diferentes métodos para calcular la corriente de salida de un inversor a partir de las  $P$  y  $Q$  deseadas. En la Tabla 1 se muestra una comparación de algunas técnicas utilizadas en la literatura para el cálculo de la o las corrientes de referencia, incluyendo el método propuesto, indicando: el tipo de inversor, las corrientes de referencia calculadas, el método de cálculo y la información requerida.

En [33], [36], [37] se utilizan las  $P$  y  $Q$  deseadas y medidas para calcular los respectivos errores. El error en  $P$  es utilizado por un control PI para generar la referencia  $i_{dref}$  (i.e. marco de referencia  $dq$ ), mientras que el error en  $Q$  lo utiliza otro lazo de control PI para generar  $i_{qref}$ . Luego, los valores de  $i_{dref}$  e  $i_{qref}$  son utilizados por otro lazo de control para calcular las tensiones de referencia para la estrategia de modulación implementada. Por otra parte, en [35] los autores calculan las  $P$  y  $Q$  de referencia utilizando control de inclinación (Droop Control en inglés) para compensar pequeñas desviaciones en frecuencia (modificando  $P$ ) y en la magnitud de la tensión (modificando  $Q$ ). Luego, las  $P$  y  $Q$  deseadas se utilizan por compensadores PI para generar las  $i_{dref}$  e  $i_{qref}$ , las cuales, a su vez, se utilizan en lazos de control internos para generar las tensiones de referencia para la estrategia de modulación.

Los autores de [19] y [34] proponen ecuaciones para calcular las corrientes de referencia en un inversor monofásico y trifásico respectivamente. Por un lado, las ecuaciones propuestas en [34] permiten calcular las corrientes  $i_{dref}$  e  $i_{qref}$ , las cuales son luego utilizadas por un lazo de control interno que genera la referencia para la estrategia de modulación. Por otro lado, las ecuaciones propuestas en [19] permiten calcular  $I_{pk}$  y  $\theta$  para generar

la referencia de un control de corriente por histéresis en un inversor monofásico tipo Buck dual.

Tabla 1. Métodos para calcular corrientes de referencia.

Inversor	Corriente de referencia	Método de cálculo	Información requerida	Referencia
1F dual-buck	$I_{pk}$ y $\theta$	$I_{pk} = \frac{P + Q}{V_{pk}/2}$ $\theta = \tan^{-1}\left(\frac{Q}{P}\right)$	PLL, $P$ , $Q$ y $V_{pk}$	[19]
1F IFT	$i_{dref}$ , $i_{qref}$	2 lazos PI	PLL, $P$ , $Q$ , $k_{p1}$ , $t_{i1}$ , $k_{p2}$ y $t_{i2}$	[33]
3F IFT	$i_{dref}$ , $i_{qref}$	$i_{dref} = \frac{2 \cdot P}{3 \cdot  V_g }$ $i_{dref} = \frac{2 \cdot Q}{3 \cdot  V_g }$	PLL, $P$ , $Q$ y $ V_g $	[34]
3F IFT	$i_{dref}$ , $i_{qref}$	Control de inclinación	PLL, $ V_{RMS} $ , $w$ , $k_{p1}$ , $t_{i1}$ , $k_{p2}$ y $t_{i2}$	[35]
3F IFT	$i_{dref}$ , $i_{qref}$	2 lazos PI	PLL, $P$ , $Q$ , $k_{p1}$ , $t_{i1}$ , $k_{p2}$ y $t_{i2}$	[36], [37]
1F IFT	$I_{pk}$ y $\theta$	(15), (17), (18) y (19)	DCC, $P$ , $Q$ y $V_{RMS}$	Propuesto

1F: monofásico, 3F: trifásico, IFT: inversor tipo fuente de tensión de dos niveles,  $i_{dref}$  y  $i_{qref}$ : corrientes de referencia en  $dq$ ,  $k_p$  y  $t_i$ : parámetros de un controlador PI,  $w$ : frecuencia angular de la red, DCC: detector de cruce por cero.

Sin embargo, todos los métodos de la Tabla I, excepto el propuesto en este artículo, requieren un PLL para poder calcular una referencia de corriente. Adicionalmente, la mayor parte de los métodos presentados en la Tabla I están orientados a inversores trifásicos [34], [36], [37], o calculan corrientes de referencia en  $dq$  [33], [34], [36], [37] para ser utilizadas por lazos internos de control que generan una referencia para una estrategia de modulación. Además, algunos métodos requieren de dos controladores PI [33], [36], [37], con sus respectivos parámetros para poder calcular las referencias.

Por otro lado, las ecuaciones propuestas en [34] aplican para corrientes en  $dq$  pero no el dominio del tiempo para generar  $I_{pk}$  y  $\theta$  para un inversor monofásico. Por último, aunque en [19] se proponen ecuaciones para calcular  $I_{pk}$  y  $\theta$ , los autores no justifican como se obtuvieron las ecuaciones y no definen la variable  $V_{pk}$ ; además, no definen cómo calcular  $\theta$  cuando  $P = 0$  W y cuando  $P < 0$  W.

En el método propuesto, el cálculo de  $I_{pk}$  y  $\theta$  se realiza a partir de la magnitud RMS del voltaje de la red ( $V_{RMS}$ ), el



cual es conocido, y de los valores deseados para  $P$  y  $Q$ . El primer paso es calcular  $|S|$  según lo descrito en (13), de donde se obtiene la magnitud de la corriente RMS ( $I_{RMS}$ ) que debe intercambiarse con la red:

$$I_{RMS} = \frac{|S|}{V_{RMS}} \quad (14)$$

A partir de  $I_{RMS}$  se calcula el valor pico  $I_{pk}$  de la forma de onda de corriente (10):

$$I_{pk} = I_{RMS} \cdot \sqrt{2} \quad (15)$$

De forma similar, el factor de potencia  $FP$  se calcula a partir de  $P$  y  $|S|$ :

$$FP = \cos(\theta) = \frac{P}{|S|} \quad (16)$$

Si la potencia activa deseada es cero, i.e.  $P = 0$ , el ángulo  $\theta$  entre la corriente y el voltaje se define como sigue:

$$\theta = \begin{cases} 90^\circ & \text{si } Q > 0 \\ -90^\circ & \text{si } Q < 0 \end{cases} \quad (17)$$

Si la potencia activa es diferente de cero, el ángulo  $\theta$  se obtiene a partir de (16):

$$\theta = \tan^{-1} \left( \frac{Q}{|P|} \right) \cdot \left( \frac{180}{\pi} \right) \quad (18)$$

El valor absoluto en (18) se introduce debido al rango de la función  $\tan^{-1}$ . Por lo tanto, si la potencia activa es negativa (extraer potencia de la red), el ángulo  $\theta$  se define teniendo como referencia  $180^\circ$ :

$$\text{si } P < 0 \Rightarrow \theta = \begin{cases} 180^\circ - \theta & \text{si } \theta \geq 0 \\ -180^\circ - \theta & \text{si } \theta < 0 \end{cases} \quad (19)$$

Finalmente, los valores de  $I_{pk}$  y  $\theta$  calculados en (15) y (17)-(19) permiten asegurar que el inversor intercambiará con la red eléctrica las potencias activa  $P$  y reactiva  $Q$  deseadas.

Las ecuaciones (14)-(19) se implementan en un sistema micro-procesado, el cual puede ser el mismo utilizado en la Sección IV. El circuito de la Figura 8 considera un bloque de procesamiento programado en lenguaje C, llamado *Control\_potencia*, para implementar (14)-(19). Ese bloque adquiere los valores  $V_{RMS}$  ( $V_{rms}$  en la Figura 8),  $P$  y  $Q$  para generar los valores de  $I_{pk}$  y  $\theta$  ( $ang$  la Figura 8). Finalmente, el circuito de la Figura 8 permite intercambiar con la red las potencias activa y reactiva deseadas. Estos valores pueden venir de una estrategia de mayor jerarquía; por ejemplo, algoritmos droop o algoritmos de gestión de energía, los cuales buscan asegurar el reparto de potencias activa, reactiva y aparente de los diferentes generadores conectados a la microrred.

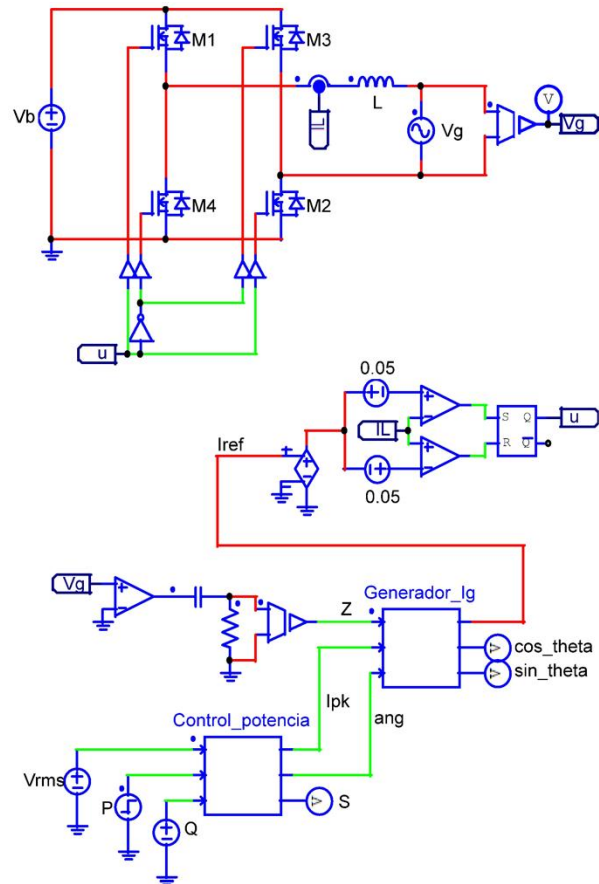


Figura 8. Inversor y circuito de control propuesto.

## 6. Simulación del circuito completo

La Figura 9 presenta las diferentes condiciones de operación posibles para el inversor:

- Cuadrante I: se entrega a la red potencia activa y reactiva.
- Cuadrante II: Se extrae de la red potencia activa, pero se entrega potencia reactiva.
- Cuadrante III: Se extrae de la red potencia activa y reactiva.
- Cuadrante IV: Se entrega a la red potencia activa, pero se extrae potencia reactiva.
- Eje P: Se intercambia con la red potencia activa exclusivamente.
- Eje Q: Se intercambia con la red potencia reactiva exclusivamente.

El circuito de la Figura 8 se simuló en el software PSIM [38] operando en cada una de las condiciones descritas en la Figura 9. Los parámetros utilizados para la simulación se muestran en la tabla 2 y los resultados de las simulaciones se presentan en las figuras 10 y 11 así: la operación en el primer y segundo cuadrante, así como en

los ejes  $P$  y  $Q$  positivos, se presenta en la Figura 10; y la operación en el tercer y cuarto cuadrante, así como en los ejes  $P$  y  $Q$  negativos, se presenta en la Figura 11.

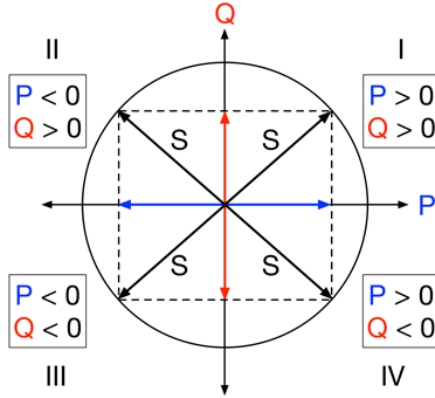


Figura 9. Condiciones de operaciones del inversor. Unidades: Eje  $P$  en  $W$  y eje  $Q$  en  $VAR$ .

Tabla 2. Parámetros del circuito utilizados en la simulación

Parámetro	Valor	Unidad
$L$	10	$mH$
$R$	10	$k\Omega$
$C$	100	$\mu F$
$V_b$	180	$V$
$V_g$	$110 \cdot \sqrt{2}$	$V$
$V_{rms}$	110	$V_{RMS}$

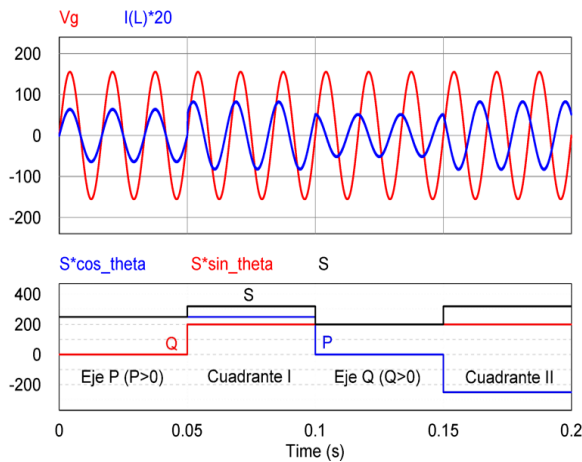


Figura 10. Operación del inversor en los cuadrantes I y II, ejes  $P$  y  $Q$ . Unidades:  $V_g$  en  $V$ ,  $I(L) \cdot 20$  en  $A$ ,  $P$  en  $W$ ,  $Q$  en  $VAR$  y  $S$  en  $VA$ .

En la Figura 10 el inversor opera con  $P = 250 W$  y  $Q = 0 VAR$  para entregar únicamente potencia activa a la red hasta los  $0.05 s$ . Después, la referencia de potencia reactiva cambia ( $Q = 200 VAR$ ), haciendo que el sistema

opere en el primer cuadrante y entregue potencia activa y reactiva a la red hasta los  $0.1 s$ . Desde los  $0.1 s$  hasta los  $0.15 s$ , se hace  $P = 0 W$  para que el sistema entregue únicamente potencia reactiva hasta los  $0.15 s$ . Finalmente, la referencia de  $P$  se cambia ( $P = -250 W$ ) de  $0.15 s$  a  $0.2 s$  para que sistema opere en el segundo cuadrante entregando potencia reactiva y absorbiendo potencia activa de la red.

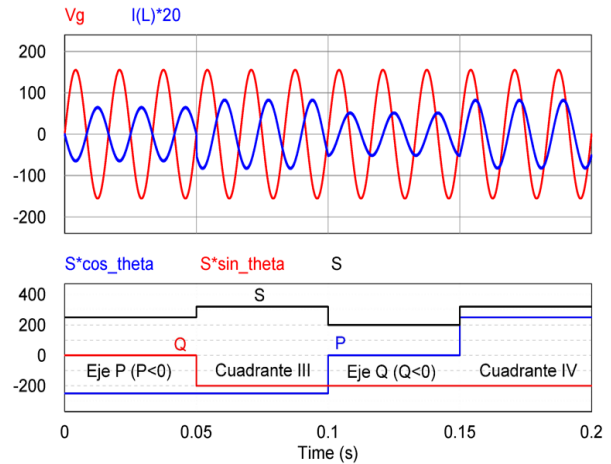


Figura 11. Operación del inversor en los cuadrantes III y IV, ejes  $P$  y  $Q$ . Unidades:  $V_g$  en  $V$ ,  $I(L) \cdot 20$  en  $A$ ,  $P$  en  $W$ ,  $Q$  en  $VAR$  y  $S$  en  $VA$ .

De forma similar a la Figura 10, la Figura 11 ilustra el comportamiento del inversor en los cuadrantes III y IV. En la primera parte (hasta los  $0.05 s$ )  $P = -250 W$  y  $Q = 0 VAR$  para que el sistema únicamente absorba potencia activa. En la segunda parte (de  $0.05 s$  hasta  $0.1 s$ ) se hace  $Q = -200 VAR$  para que el sistema opere en el tercer cuadrante y absorba potencia activa y reactiva. En la tercera parte (de  $0.1 s$  hasta  $0.15 s$ ) se hace  $P = 0 W$  para que el inversor absorba potencia reactiva exclusivamente. Por último, se hace  $P = 250 W$  para que el sistema opere en el cuarto cuadrante para entregar potencia activa y absorber potencia reactiva de la red.

Para mostrar la efectividad el sistema propuesto frente a un escenario más realista, se agrega una resistencia en serie con el inductor de  $330 m\Omega$  y se introduce un modelo Thévenin en el voltaje DC con una resistencia de  $100 m\Omega$ . La resistencia en serie con el inductor introduce pérdidas eléctricas y cambia la dinámica de la corriente del inductor y el modelo Thévenin introduce una variación del voltaje DC con variaciones de la corriente demandada por el inductor. Para verificar el efecto de estos cambios se simula el circuito con y sin resistencias y se comparan la señal instantánea de la corriente en el inductor y la potencia aparente (ver Figura 12).

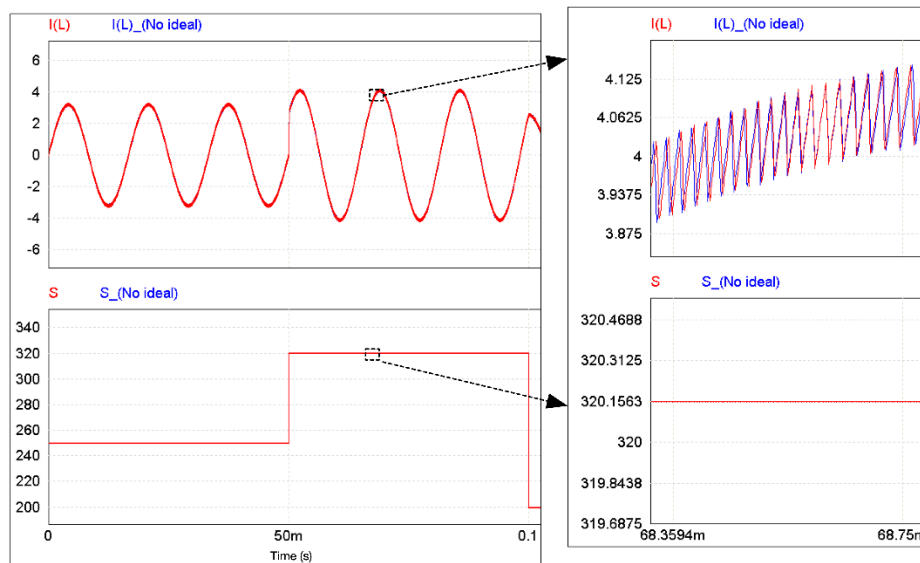


Figura 12. Comparación del circuito ideal y del circuito que considera las resistencias, ejes: corriente del inductor  $I(L)$  en A y potencia aparente  $S$  en VA.

En la figura se observa que el sistema de control mantiene su capacidad de generar la corriente sinusoidal cambiando su magnitud y ángulo de desfase. En el detalle de la señal de corriente se observa que la banda de histéresis no cambia y se presenta un ligero cambio en la frecuencia de conmutación, el cual no afecta la operación del inversor. El valor de potencia aparente es el mismo en ambas condiciones, incluyendo las resistencias y sin incluirlas. Estos resultados muestran la efectividad del sistema propuesto bajo condiciones más realistas.

Las simulaciones demuestran que el circuito propuesto permite entregar o extraer potencia activa y/o reactiva a la red eléctrica de forma precisa. Por tanto, se pueden compensar reactivos en la red eléctrica, se puede cargar el dispositivo de almacenamiento  $V_b$  desde la red, o se puede entregar potencia a la red eléctrica para suplir demandas transitorias; todo lo anterior definiendo la cantidad exacta de potencia activa y/o reactiva a intercambiar con la red AC.

## 7. Conclusiones

En este artículo se presentó un sistema de control de potencia activa ( $P$ ) y reactiva ( $Q$ ) para un inversor monofásico con filtro inductivo conectado a la red. La  $P$  y  $Q$  deseadas, junto con la magnitud de la tensión de la red, se utilizan para calcular la magnitud y fase deseadas de la corriente del inductor. Con la magnitud y fase se calcula el valor de la referencia de corriente del inductor en cada instante de tiempo que es utilizada por un lazo de control por histéresis. El sistema propuesto también cuenta con un bloque de detección de cruce por cero de la tensión de la red que sirve como referencia para la fase de la referencia de corriente.

Los resultados de las simulaciones con el PSIM muestran que, por un lado, con un único sistema de control se puede operar el convertidor de potencia como inversor o como rectificador, dependiendo si la potencia inyectada a la red es positiva o negativa, respectivamente. Por otro lado, los resultados también muestran que se puede obtener una potencia compleja de salida con diferentes magnitudes (potencia aparente) y diferentes ángulos en los cuatro cuadrantes del plano complejo.

En las simulaciones los cambios en las referencias de potencia activa y reactiva son de tipo escalón y se observa que tanto la tensión de la red como la corriente del inductor se mantienen dentro de los límites de magnitud y frecuencia esperados. Esto demuestra la robustez dinámica del sistema ante cambios instantáneos en las referencias de  $P$  y  $Q$ .

El sistema de control por histéresis se puede desarrollar en forma analógica y el cálculo de la referencia de corriente se puede implementar en un microcontrolador de bajo costo; estas características facilitan la implementación del sistema en el creciente número de microrredes de AC que conectan almacenadores de energía y requieren gestionar la potencia aparente de la microrred.

## Agradecimientos

Este trabajo fue financiado por la Universidad Nacional de Colombia y Colciencias (Fondo nacional de financiamiento para ciencia, la tecnología y la innovación Francisco José de Caldas) dentro de los proyectos código Hermes: 43049 (convocatoria UN INNOVA) y "Estrategia de transformación del sector energético colombiano en el horizonte de 2030 - Energética 2030" - "Generación distribuida de energía eléctrica en Colombia a partir de energía solar y eólica" (Código: 58838, Hermes: 38945).

## Referencias

- [1] A. K. Raturi, “Renewables 2016 Global Status Report,” 2016.
- [2] International Energy Agency, “Tracking Clean Energy Progress 2017,” 2017.
- [3] N. Hatziargyriou, *Microgrids Architectures and Control*. Chichester: John Wiley & Sons Ltd, 2014.
- [4] M. S. Mahmoud and F. M. AL-Sunni, *Control and Optimization of Distributed Generation Systems*. New York: Springer, 2010.
- [5] N. Hatziargyriou, *Microgrids: Architectures and Control*. West Sussex, 2014.
- [6] J. D. Bastidas-Rodríguez and C. A. Ramos-Paja, “Types of inverters and topologies for microgrid applications,” *Rev. UIS Ing.*, vol. 16, no. 1, pp. 7–14, 2017. doi: 10.18273/revuin.v16n1-2017001
- [7] S. M. Sharkh, M. A. Abusara, G. I. Orfanoudakis, and B. Hussain, *Power Electronic Converters for Microgrids*. Singapore: JohnWiley & Sons, 2014.
- [8] “Powerwall,” *Tesla*, 2017. [En línea]. Disponible en: <https://www.tesla.com/powerwall>.
- [9] “LG Chem,” *LG*, 2017. [En línea]. Disponible en: <http://www.lgchem.com/global/ess/ess/product-detail-PDEC0001>.
- [10] “Sunny Boy Storage 2.5,” *SMA*, 2017. [En línea]. Disponible en: <https://www.sma.de/en/products/battery-inverters/sunny-boy-storage-25.html>.
- [11] H. Athari, M. Niroomand, and M. Ataei, “Review and Classification of Control Systems in Grid-tied Inverters,” *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 72, pp. 1167–1176, 2017. doi: 10.1016/j.rser.2016.10.030
- [12] M. Saputra, Y. Prabowo, and P. A. Dahono, “A control method for single-phase bidirectional converters,” en *2014 International Symposium on Technology Management and Emerging Technologies*, 2014, pp. 19–24. doi: 10.1109/ISTMET.2014.6936470
- [13] P. A. Dahono, “New hysteresis current controller for single-phase full-bridge inverters,” *IET Power Electron.*, vol. 2, no. 5, pp. 585–594, 2009. doi: 10.1049/iet-pel.2008.0143
- [14] D. M. Mohan, B. Singh, and B. K. Panigrahi, “A new control strategy for active and reactive power control of three-level VSC based HVDC system,” en *2010 Annual IEEE India Conference (INDICON)*, 2010, pp. 1–4. doi: 10.1109/INDICON.2010.5712630
- [15] E. R. Priandana, M. Saputra, Y. Prabowo, and P. A. Dahono, “Analysis and design of variable double-band hysteresis current controller for single-phase full-bridge bidirectional converters,” en *2014 International Symposium on Technology Management and Emerging Technologies*, 2014, pp. 143–148. doi: 10.1109/ISTMET.2014.6936495
- [16] C. M. Liaw, T. H. Chen, T. C. Wang, G. J. Cho, C. M. Lee, and C. T. Wang, “Design and implementation of a single phase current-forced switching mode bilateral convertor,” en *IEE Proc. B - Electr. Power Appl.*, vol. 138, no. 3, pp. 129–136, 1991. doi: 10.1049/ip-b.1991.0016
- [17] B. I. Rani, G. S. Ilango, C. Nagamani, and P. S. Rao, “Control strategy for a single phase bidirectional converter based UPS system using FPGA,” en *2012 International Conference on Power, Signals, Controls and Computation*, 2012, pp. 1–6. doi: 10.1109/EPSCICON.2012.6175245
- [18] E. M. Suhara, M. Nandakumar, and K. Mathew, “Novel adaptive hysteresis current control of bidirectional three phase PWM converter under reduced switching scheme,” en *2016 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES)*, 2016, pp. 1–6. doi: 10.1109/PEDES.2016.7914452
- [19] P. V. Subramanyam and C. Vyjayanthi, “Integration of PV and battery system to the grid with power quality improvement features using bidirectional AC-DC converter,” en *2016 International Conference on Electrical Power and Energy Systems (ICEPES)*, 2016, pp. 127–132. doi: 10.1109/ICEPES.2016.7915918
- [20] S. B. Karanki and D. Xu, “NPC based dual active bridge topology for integrating battery energy storage to utility grid,” en *2014 IEEE 27th Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering (CCECE)*, 2014, pp. 1–6. doi: 10.1109/CCECE.2014.6901151
- [21] M. Bobrowska-Rafal, K. Rafal, M. Jasinski, and M. P. Kazmierkowski, “Grid synchronization and symmetrical components extraction with PLL algorithm for grid connected power electronic converters - A review,” *Bull. Polish Acad. Sci. Tech. Sci.*, vol. 59, no. 4, pp. 485–497, 2011. doi: 10.2478/v10175-011-0060-8
- [22] S. Golestan, J. M. Guerrero, F. Musavi, and J. C. Vasquez, “Single-phase frequency-locked loops: A comprehensive review,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 34, no. 12, pp. 11791–11812, 2019. doi: 10.1109/TPEL.2019.2910247

- [23] R. W. Erickson and D. Maksimovic, *Fundamentals of Power Electronics*, 2a ed. New York: Kluwer Academic Publishers, 2001.
- [24] S. Dalapati, C. Chakraborty, and S. Bhattacharya, "Single phase, full bridge, Controlled Capacitor Charging (CCC) type inverter," en *2006 IEEE International Conference on Industrial Technology*, 2006, pp. 265–270. doi: 10.1109/ICIT.2006.372277
- [25] J. Pablo, V. Ceballos, D. G. Montoya, S. I. Serna-garc, J. David, and C. A. Ramos-paja, "Charger/discharger DC/DC converter with interleaved configuration for DC-bus regulation and battery protection," *Energy Sci. Eng.*, vol. 00, pp. 1–10, 2019. doi: 10.1002/ese3.534
- [26] C. A. Ramos-Paja, J. D. Bastidas-Rodríguez, D. González, S. Acevedo, and J. Peláez-Restrepo, "Design and Control of a Buck–Boost Charger-Discharger for DC-Bus Regulation in Microgrids," *Energies*, vol. 10, no. 11, pp. 1–26, 2017. doi: 10.3390/en10111847
- [27] R. Sarrias, L. M. Fernández, C. A. García, and F. Jurado, "Coordinate operation of power sources in a doubly-fed induction generator wind turbine / battery hybrid power system," *J. Power Sources*, vol. 205, pp. 354–366, 2012. doi: 10.1016/j.jpowsour.2012.01.005
- [28] N. Eghtedarpour and E. Farjah, "Control strategy for distributed integration of photovoltaic and energy storage systems in DC micro-grids," *Renew. Energy*, vol. 45, pp. 96–110, 2012. doi: 10.1016/j.renene.2012.02.017
- [29] C. N. Papadimitriou, E. I. Zountouridou, and N. D. Hatzigiorgianni, "Review of hierarchical control in DC microgrids," *Electr. Power Syst. Res.*, vol. 122, pp. 159–167, May 2015. doi: 10.1016/j.epsr.2015.01.006
- [30] S. Y. Yu, H. J. Kim, J. H. Kim, and B. M. Han, "SoC-based output voltage control for BESS with a lithium-ion battery in a stand-alone DC microgrid," *Energies*, vol. 9, no. 11, 2016. doi:10.3390/en9110924
- [31] J. Baek, W. Choi, and S. Chae, "Distributed Control Strategy for Autonomous Operation of Hybrid AC/DC Microgrid," *Energies*, vol. 10, no. 3, p. 373, 2017. doi: 10.3390/en10030373
- [32] A. J. Saavedra-Montes, J. M. Ramirez-Scarpetta, C. A. Ramos-Paja, and O. P. Malik, "Identification of excitation systems with the generator online," *Electr. Power Syst. Res.*, vol. 87, pp. 1–9, 2012. doi: 10.1016/j.epsr.2012.01.005
- [33] A. Jana, P. K. Gayen, P. K. Dhara, and R. Garai, "Simultaneous active and reactive power control of single-phase grid connected battery storage system," en *Proceedings of 2nd International Conference on 2017 Devices for Integrated Circuit, DevIC 2017*, 2017, pp. 289–293. doi: 10.1109/DEVIC.2017.8073954
- [34] C. Shen, Z. Yang, M. L. Crow, and S. Atcitty, "Control of STATCOM with energy storage device," en *2000 IEEE Power Engineering Society, Conference Proceedings*, 2000, pp. 2722–2728. doi: 10.1109/PESW.2000.847313
- [35] X. Zhang, M. Hao, F. Liu, C. Yu, and W. Zhao, "Analysis and control of energy storage systems in microgrid," *Proc. - 2012 Int. Conf. Intell. Syst. Des. Eng. Appl. ISDEA 2012*, pp. 1375–1379, 2012. doi: 10.1109/ISdea.2012.529
- [36] M. Ovaskainen, J. Öörni, and A. Leinonen, "Superposed control strategies of a BESS for power exchange and microgrid power quality improvement," in *Proceedings - 2019 IEEE International Conference on Environment and Electrical Engineering and 2019 IEEE Industrial and Commercial Power Systems Europe, IEEEIC/I and CPS Europe 2019*, 2019, pp. 3–8. doi: 10.1109/IEEEIC.2019.8783764
- [37] Z. Ma, L. Li, and T. Dong, "Application of a combined system to enhance power quality in an island microgrid," in *PEAM 2011 - Proceedings: 2011 IEEE Power Engineering and Automation Conference*, 2011, pp. 326–330. doi: 10.1109/PEAM.2011.6135104
- [38] "Powersimtech," *PSIM*, 2016. [En línea]. Disponible en: <https://powersimtech.com>.