



Diseño optimizado del conjunto filtro-controlador de un inversor para mejorar su integración a red

Optimized design of the set filter-controller of an inverter in order to improve its grid integration

Mina-Antonio Jesús Darío

Tecnológico Nacional de México
Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico
Departamento de Ingeniería Electrónica
Correo: jesus.ma@cenidet.tecnm.mx
<https://orcid.org/0000-0001-8136-6837>

Miramón-Juárez Eduardo

Tecnológico Nacional de México
Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico
Departamento de Ingeniería Electrónica
Correo: eduardo.miramón19ee@cenidet.edu.mx
<https://orcid.org/0000-0002-4829-6467>

Hernández-Martínez Oscar

Tecnológico Nacional de México
Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico
Departamento de Ingeniería Electrónica
Correo: ohernandez@cenidet.edu.mx
<https://orcid.org/0000-0002-8057-9205>

Sabido-Borges Miguel Francisco

Tecnológico Nacional de México
Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico
Departamento de Ingeniería Electrónica
Correo: d17ce068@cenidet.tecnm.mx
<https://orcid.org/0000-0001-7103-1195>

Resumen

Este trabajo aborda el diseño optimizado del filtro LCL y el controlador del lazo interno de corriente (PI) para un inversor trifásico de puente completo de un sistema de generación distribuida (GD). El objetivo es mejorar el desempeño y la calidad de la energía que suministran estos sistemas en su interconexión con la red eléctrica. En ese sentido, las variables de optimización son los parámetros del filtro y del controlador y se plantean dos funciones objetivo, una relacionada con la razón de atenuación armónica del filtro y otra con el desempeño del control, específicamente, la integral del error absoluto por el tiempo (ITAE, por sus siglas en inglés). Se resalta que la primera función objetivo depende de los parámetros del filtro, mientras que la segunda depende de los parámetros del controlador y también del filtro (planta); por lo cual, a diferencia de otros trabajos, la solución se aborda de manera conjunta y se resuelve utilizando optimización por enjambre de partículas (PSO, por sus siglas en inglés) a través de MatLab. Para la optimización, en primer lugar, se obtiene el modelo matemático del filtro y del controlador de corriente. Las restricciones, en el caso del filtro, se imponen en los parámetros de inductancia total, frecuencia de resonancia y resistencia de amortiguamiento; mientras que, en el controlador las restricciones buscan asegurar que las ganancias seleccionadas respeten el factor de amortiguamiento y ancho de banda propuesto. Derivado del proceso de optimización, en la parte final del documento se muestra la validación de los resultados obtenidos a nivel simulación, utilizando el esquema eléctrico de un inversor implementado en el software PSIM® de PowerSim®, donde se prueba el controlador y filtro diseñado ante cambios de potencia activa y reactiva. Con ello se demuestra la efectividad del diseño optimizado basado en PSO.

Descriptor: Generación distribuida, diseño optimizado, PSO, atenuación armónica, ITAE.

Abstract

This work addresses the optimized design of the LCL filter and the internal current controller (PI), for a three-phase full-bridge inverter, of a distributed generation (DG) system. The objective is to improve the performance and quality of the energy supplied by these systems in their interconnection with the electrical grid. In this regard, the optimization variables are the filter and controller parameters; and two objective functions are established, one related with the filter harmonic attenuation ratio and other with the control performance, specifically, the *integral time absolute error* (ITAE). It is highlighted that the first objective function depends on the filter parameters, while the second one depends on the parameters of both the controller and the filter (plant); this is why, different to other proposals, here the solution is addressed in a combined way and is solved using *particle swarm optimization* (PSO) by means of MatLab. For the optimization, first, the mathematical model of the filter and the current controller is obtained. The constraints, in the case of the filter, are in the following parameters: total inductance, resonant frequency and damping resistance; while, in the controller, the constraints allow the selected gains to fulfill the proposed damping factor and bandwidth. As a result of the optimization process, in the final part of the document, the validation of the obtained results is shown, using the electrical schematic of an inverter implemented in the PSIM® software by PowerSim®, where the controller and filter designed is tested under active and reactive power changes; showing the effectiveness of the optimized design based on PSO.

Keywords: Distributed generation, optimized design, PSO, harmonic attenuation, ITAE.

INTRODUCCIÓN

Desde el punto de vista energético, los sistemas de GD son una tendencia para el suministro eléctrico y las cargas locales, explícitamente por su capacidad de inyección de energía a la red de distribución.

La Figura 1 representa un caso específico de un sistema fotovoltaico de GD conectado a la red. En general, el sistema está compuesto por la fuente primaria de energía, un inversor de entrada que convierte y regula la energía proveniente de esta fuente, un bus de CD, un convertidor CD-CA (inversor) y un filtro de salida. Generalmente, el sistema se encuentra conectado a la red en el punto de conexión común (PCC) a través de un transformador que lo aísla y protege contra sobrecargas.

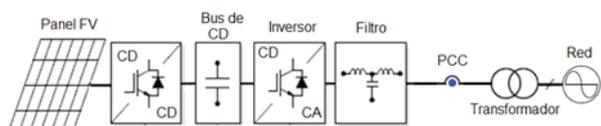


Figura 1. Esquema general de un sistema de GD

Entre los componentes de un sistema de GD, la electrónica de potencia (inversor-filtro) es fundamental, ya que es la interfaz entre la fuente primaria de energía y el usuario o red eléctrica. Desde luego, estos sistemas también deben satisfacer aspectos de calidad para la energía inyectada, ser altamente eficientes, con alta densidad de potencia, económicos, seguros, y en varios casos, deben ser capaces de detectar condiciones anormales en la red.

En este sentido, el diseño de un sistema de GD se tiene que abordar como un problema de optimización, donde se deben modelar matemáticamente las condiciones operativas que se desean mejorar (Gallego, 2008). Las funciones objetivo, en conjunto con las restricciones que se deben satisfacer, forman parte del modelo matemático del problema. Algunas funciones que se pueden contemplar en el diseño, de manera simple o múltiple son: costo, eficiencia o pérdidas, volumen, atenuación armónica, confiabilidad, esfuerzos de control, entre otros. Podemos encontrar algunos ejemplos de diseño de filtros LCL, por ejemplo, para minimizar las pérdidas de amortiguación (Li *et al.*, 2014); minimizar los costos de los componentes (Yan *et al.*, 2015); minimizar el rizo de corriente de lado de red (Wu & Saha, 2015 y Wu *et al.*, 2016); y la razón de atenuación armónica entre los inductores (Djema *et al.*, 2015; Alamri & Alharbi, 2020; Toorani *et al.*, 2013). Respecto al control del inversor, algunos autores buscan minimizar criterios puntuales de la respuesta de control como el error en estado estable y transitorio (Cao *et al.*, 2019; Osorio *et al.*, 2019; Zheng *et al.*, 2020; Borin *et al.*, 2020; Al-Saedi *et al.*, 2013). En cambio, otros

utilizan criterios integrales de desempeño para evaluar la eficacia del controlador y obtener el mínimo error de control. Para lograrlo, se valen de técnicas como la optimización por enjambre de partículas (PSO), (Haddad *et al.*, 2019; Roslan *et al.*, 2020); algoritmos genéticos (Wu, 2016); y algunos otros basados en el comportamiento social de la naturaleza (Djema *et al.*, 2018).

Es importante tener en cuenta que al maximizar o minimizar una función, es posible que algunos otros criterios de desempeño se vean obstaculizados. Una manera de solucionar este problema es abordando el diseño con un enfoque integrado o multiobjetivo. En este contexto, el presente trabajo trata sobre el diseño optimizado de manera conjunta, tanto del filtro LCL como del controlador del inversor, con énfasis en mejorar el desempeño y la calidad de la energía suministrada por los sistemas de GD interconectados a la red eléctrica. Los objetivos de optimización para el diseño son: minimizar la razón de atenuación armónica y el error de la respuesta de control (criterio de la integral del tiempo por el error absoluto-ITAE). En este sentido, las variables de optimización son los parámetros del filtro (r , L_f , C_f) y del controlador proporcional-integral (K_p , K_i), que se buscan seleccionar de manera conjunta.

En el diseño optimizado del filtro se consideran tres restricciones: inductancia total (L_T), frecuencia de resonancia (f_{res}) y resistencia de amortiguamiento (R_d). Para las restricciones de las ganancias del controlador se busca respetar el factor de amortiguamiento y ancho de banda propuesto. Finalmente, se utiliza PSO para encontrar los parámetros implicados en las funciones objetivo. La Tabla 1 muestra las especificaciones de operación del sistema de GD que se utilizará en el caso de estudio. Cabe mencionar que el inversor del GD se operará mediante la técnica de modulación PWM-Senoidal (SPWM) a la frecuencia de conmutación que se indica (10 kHz); también es importante resaltar, que ante este tipo de modulación, las armónicas aparecen a la frecuencia de conmutación y múltiplos de ella (de menor magnitud). En este sentido, toda atenuación armónica abordada en este trabajo se hace a la frecuencia de conmutación, en la lógica de que las componentes múltiplo de esta también serán atenuadas por el comportamiento pasabajos del filtro LCL. Adicionalmente, cabe destacar que el efecto de la impedancia de red se toma en cuenta en el diseño.

Tabla 1. Condiciones de operación para el caso de estudio

	Símbolo	Parámetro	Valor	Unidad
Inversor	S_n	Potencia nominal	1.1	kVA
	V_{CD}	Bus de CD	450	V
	f_{sw}	Frecuencia de conmutación	10	kHz
	P_n	Potencia activa nominal	1	kW
	Q	Potencia reactiva	328	VAr
	FP	Factor de potencia	+/-0.95	
	$\Delta P / \Delta t$	Tasa de cambio de la potencia activa	60	kW/s
Filtro	R_i	Resistencia del inductor L_i	0.2	Ω
	R_1	Resistencia del inductor L_1	0.2	Ω
Red	V_g	Voltaje de red fase a fase nominal	220	V
	R_2	Resistencia de red	0.5	Ω
	L_2	Inductancia de red	1.32	mH
	f_g	Frecuencia de red	60	Hz

La propuesta de optimización del diseño conjunto del filtro y el controlador que se presenta en este documento se organiza de la siguiente manera: Por un lado, se lleva a cabo el análisis del filtro LCL para obtener la relación entre la corriente de entrada y salida, específicamente a la frecuencia de conmutación, esto para definir la relación de atenuación armónica como una función objetivo. Por otro lado, se obtienen las funciones de transferencia para el esquema de control, en el marco de referencia síncrono giratorio utilizando la transformada de Park; en donde, además, se propone un controlador PI. En torno a este sistema de control en lazo cerrado se propone el criterio ITAE como la segunda función objetivo, la cual se evalúa mediante una prueba de respuesta al escalón. El sistema de control depende de los parámetros del filtro LCL y del controlador. Desde luego, también se definen restricciones específicas de diseño tanto para el filtro LCL como para el controlador PI. En este sentido, el proceso de optimización es conjunto, ya que los valores del filtro LCL influyen en la atenuación armónica, pero también en el desempeño del control. El algoritmo propone diversas combinaciones de valores para el filtro y para el controlador, solo algunas son viables (si satisfacen las restricciones), su objetivo es identificar cuál es el conjunto de valores (diseño) que resulte en la minimización de ambas funciones objetivo.

MODELADO Y CONTROL DEL INVERSOR

MODELADO DEL FILTRO LCL PARA ATENUACIÓN ARMÓNICA

El principal objetivo de este filtro es limitar las componentes armónicas de alta frecuencia que se inyectan a la red. De acuerdo con la Figura 2 se incluye el inductor del lado del inversor (L_i) y su resistencia serie (R_i), el inductor del lado de la red (L_1) y su resistencia serie (R_1), el capacitor (C_f) y la resistencia (R_d) como amortiguamiento pasivo; también se muestra la tensión del inversor (v_i), la tensión de red (v_g), la inductancia y resistencia de red (L_2, R_2) la corriente de red (i_g), la corriente del capacitor (i_c) y la corriente del inversor (i_i).

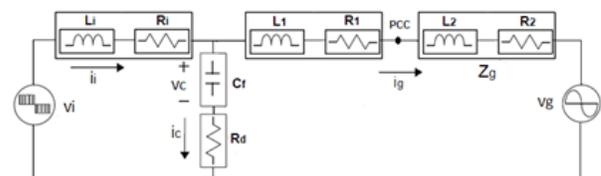


Figura 2. Filtro LCL para una sola fase

Es importante resaltar que la forma de onda del voltaje de salida del inversor es el producto de una Modulación de Ancho de Pulso (PWM). Dado que el análisis del circuito se realiza para los armónicos a la frecuencia

de conmutación, entonces el voltaje de la red se comporta como un cortocircuito para altas frecuencias. Considerando que $L_g = L_1 + L_2$ y $R_g = R_1 + R_2$ y suponiendo que R_i y R_g son insignificantes, se obtiene el circuito simplificado de la Figura 3.

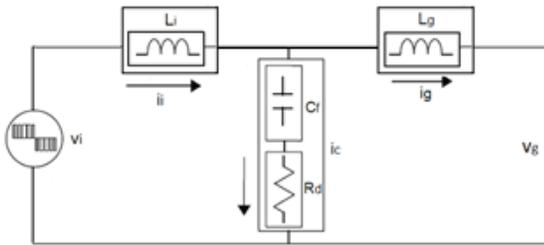


Figura 3. Circuito equivalente para el filtro LCL a la frecuencia de conmutación

Las funciones de transferencia en el dominio de la frecuencia, para las corrientes de los inductores son las siguientes:

$$\frac{I_g(s)}{V_i(s)} = \frac{1}{sL_i} \frac{sR_d + \frac{1}{C_f L_g}}{s^2 + sC_f R_d \omega_{res}^2 + \omega_{res}^2} \quad (1)$$

$$\frac{I_i(s)}{V_i(s)} = \frac{1}{sL_i} \frac{s^2 + s\frac{R_d}{L_g} + \frac{1}{C_f L_g}}{s^2 + sC_f R_d \omega_{res}^2 + \omega_{res}^2} \quad (2)$$

Dado que la frecuencia de resonancia (ω_{res}) del filtro LCL es mucho menor que la frecuencia de conmutación (ω_{sw}), es común considerar que el efecto de la impedancia R_d es insignificante a la frecuencia de conmutación (Saïd *et al.*, 2017). Asumiendo entonces que si $R_d = 0$, las funciones de transferencia de (1) y (2) pueden reescribirse como:

$$\frac{I_g(s)}{V_i(s)} = \frac{1}{sL_i} \frac{1}{s^2 + \omega_{res}^2} \quad (3)$$

$$\frac{I_i(s)}{V_i(s)} = \frac{1}{sL_i} \frac{s^2 + \frac{1}{C_f L_g}}{s^2 + \omega_{res}^2} \quad (4)$$

Finalmente, la función de transferencia que relaciona la corriente de entrada i_i con la corriente de salida i_g , y que se utiliza como modelo matemático para el diseño del filtro LCL, con el fin de obtener con éste una mayor atenuación de la frecuencia de conmutación y sus componentes armónicas, es:

$$\frac{I_g(s)}{I_i(s)} = \frac{1}{C_f L_g s^2 + 1} \quad (5)$$

Donde:

$$\omega_{res}^2 = \frac{L_i + L_g}{L_i L_g C_f} \quad (6)$$

La ecuación (5) a la frecuencia de conmutación f_{sw} , siendo $\omega_{sw} = 2\pi f_{sw}$ quedaría de la siguiente manera:

$$\frac{I_g(j\omega_{sw})}{I_i(j\omega_{sw})} = \frac{1}{1 - C_f L_g \omega_{sw}^2} \quad (7)$$

ESQUEMA DE CONTROL DEL INVERSOR

La dinámica de este inversor puede modelarse en el marco de referencia síncrono giratorio $dq0$ a través de la trasformada de Park; lo cual permite obtener tanto para las variables como para las ecuaciones, dos componentes: una directa (d) y una en cuadratura (q). En este sentido, la corriente de salida i_g se puede dividir en dos componentes: i_{gd} e i_{gq} proporcionales a la potencia activa y reactiva.

El control de lazo interno de corriente junto con la modulación PWM permiten al inversor realizar los cambios de potencia en el momento requerido. En este sentido, para el diseño de los controladores, el sistema se modela respecto al esquema de la Figura 4.

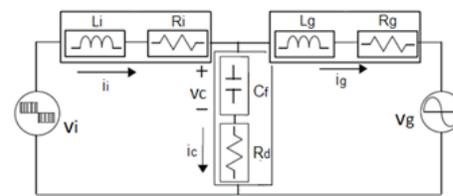


Figura 4. Filtro LCL propuesto para el control del inversor

Tomando como referencia a Sabido (2019), las ecuaciones de voltaje para v_i en el marco de referencia síncrono giratorio $dq0$, que se obtienen del análisis de las tres fases y suponiendo condiciones balanceadas, son:

$$v_{i,d} = L_g \frac{d}{dt} i_{g,d} + L_i \frac{d}{dt} i_{i,d} + R_g i_{g,d} + R_i i_{i,d} + v_{g,d} - \omega L_i i_{i,q} - \omega L_g i_{g,q} \quad (8)$$

$$v_{i,q} = L_g \frac{d}{dt} i_{g,q} + L_i \frac{d}{dt} i_{i,q} + R_g i_{g,q} + R_i i_{i,q} + v_{g,q} + \omega L_i i_{i,d} + \omega L_g i_{g,d} \quad (9)$$

Siendo ω la velocidad angular del marco de referencia síncrono empleado en este caso de la frecuencia de red. Para el diseño de los lazos de control de corriente se separan en un subsistema lineal (12-13), a partir del cual se diseñarán los controladores respectivos junto con sus términos de compensación (14-15). Nótese que estos términos permiten el desacople del control e.g. para el control independiente de P (potencia activa), a través de i_{gd} , y de Q (potencia reactiva), a través de i_{gq} ;

por lo que además se deben re-introducir en las acciones de control (Figura 5). Estos lazos de control son la base para el control de P y Q.

$$v_{i,d} = v_{i,d1} + comp, d1 \quad (10)$$

$$v_{i,q} = v_{i,q1} + comp, q1 \quad (11)$$

Donde:

$$v_{i,d1} = L_g \frac{d}{dt} i_{g,d} + R_g i_{g,d} \quad (12)$$

$$v_{i,q1} = L_g \frac{d}{dt} i_{g,q} + R_g i_{g,q} \quad (13)$$

$$comp, d1 = L_i \frac{d}{dt} i_{i,d} + R_i i_{i,d} + v_{g,d} - \omega (L_i i_{i,q} + L_g i_{g,q}) \quad (14)$$

$$comp, q1 = L_i \frac{d}{dt} i_{i,q} + R_i i_{i,q} + v_{g,q} + \omega (L_i i_{i,d} + L_g i_{g,d}) \quad (15)$$

La función de transferencia de los subsistemas para el control de $i_{g,d}$ e $i_{g,q}$ se obtienen de (12) y (13), esto es:

$$G(s) = \frac{I_{g,d}(s)}{V_{i,d1}(s)} = \frac{I_{g,q}(s)}{V_{i,q1}(s)} = \frac{1}{L_g s + R_g} \quad (16)$$

De acuerdo con (16), ambos subsistemas tienen la misma estructura, entonces el esquema para $i_{g,d}$ es igual para $i_{g,q}$. Por otro lado, la función de transferencia del controlador PI es:

$$C(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (17)$$

Teniendo en cuenta (16) y (17), la función de transferencia para el controlador-planta, en lazo cerrado (Figura 6) es:

$$\frac{i_{g,dref}(s)}{i_{g,d}(s)} = \frac{i_{g,qref}(s)}{i_{g,q}(s)} = \frac{C(s)G(s)}{1+C(s)G(s)} = \frac{\frac{K_p s + K_i}{L_g}}{s^2 + \frac{(R_g + K_p)s + K_i}{L_g}} \quad (18)$$

Aunque existen diversos métodos para seleccionar las ganancias K_p y K_i del controlador PI; aquí se seleccionarán utilizando PSO, por lo que se debe calcular un rango de valores permitidos. Para esto, se compara la ecuación (18) con una función de transferencia genérica de segundo orden como la que se muestra.

$$H_C(s) = \frac{2\varepsilon\omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2\varepsilon\omega_n s + \omega_n^2} \quad (19)$$

Con (19) se define el comportamiento deseado en lazo cerrado, estableciendo los valores de la frecuencia de resonancia (ancho de banda de -3 dB) y del factor de amortiguamiento ε . Finalmente, con base en (10) y (11) y

el controlador, la estructura final de los lazos de control de corriente para las componentes d y q es como se muestra en la Figura 5. Como se observa, de las componentes de corriente se obtiene el voltaje deseado a la salida del inversor, sin embargo, es necesario utilizar un bloque de conversión dq0/abc para hacer la modulación SPWM.

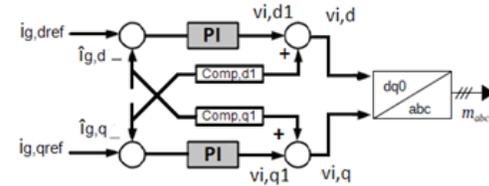


Figura 5. Esquema general de control

DISEÑO OPTIMIZADO DEL INVERSOR

FUNCIÓN OBJETIVO 1: RAZÓN DE ATENUACIÓN ARMÓNICA

La ecuación (7) muestra la razón de atenuación que existe entre las corrientes del filtro LCL. Escogiendo $L_g = rL_i$, entonces (6) se re-escribe como se muestra:

$$\omega_{res}^2 = \frac{1+r}{L_g C_f} \quad (20)$$

Por lo que al desarrollar la expresión (7) se obtiene lo siguiente:

$$\frac{I_g(j\omega_{sw})}{I_i(j\omega_{sw})} = \frac{1}{1-rL_i C_f \omega_{sw}^2} \quad (21)$$

Derivado de la expresión (21), para obtener una mayor atenuación a la frecuencia de conmutación y sus componentes armónicas, se deben seleccionar adecuadamente los parámetros del filtro. Escoger los valores más grandes posibles puede ser viable, sin embargo, una inductancia y capacitancia elevada también podría traer complicaciones de desempeño en el filtro, como: mayores pérdidas (por las resistencias parásitas de los inductores), bajo factor de potencia, o respuesta lenta del sistema. Por lo tanto, las variables r , L_i y C_f implicadas en esta función objetivo están restringidas como se muestra a continuación:

1. Inductancia total

Para evitar pérdidas de potencia en el filtro y una lenta respuesta del sistema, la inductancia total estará restringida de acuerdo con Hernández *et al.* (2021), en don-

de se observa que en dicha restricción, a diferencia de otros trabajos sí se toma en cuenta, entre otros, la magnitud de Q y la razón de cambio de P a las cuales se estaría sometiendo este inversor:

$$L_T \leq \frac{3[(k^2-1)]V_{gd}^2}{4(\omega_g Q + \frac{dP}{dt})} \quad (22)$$

El valor de k está asociado con el control de potencia del inversor. De acuerdo con Hojabri & Toudeshki (2015), se puede expresar como: $V_i = kV_{gd}$, donde: $1.05 \leq k \leq 1.1$. Aquí se selecciona un valor de 1.05, por lo que al sustituir (22) con los valores de la Tabla 1 se obtiene lo siguiente:

$$L_T \leq \frac{3[(1.05)^2-1]220^2}{4(2\pi \cdot 60) \cdot 328 + 60000} = 20.33mH \quad (23)$$

En términos de las variables de optimización se obtiene:

$$L_T = L_i (1 + r) \leq 20.33mH \quad (24)$$

2. Frecuencia de resonancia

Para evitar la aparición de resonancia a frecuencias más bajas o más altas, la frecuencia de resonancia del circuito LCL está restringida de acuerdo con Cao *et al.* (2019) de esta forma:

$$10f_g \leq f_{res} \leq 0.5f_{sw} \quad (25)$$

Al sustituir los valores, se obtiene:

$$600Hz \leq \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1+r}{L_g C_f}} \leq 5000Hz \quad (26)$$

3. Resistencia de amortiguamiento

La resistencia de amortiguamiento R_d es necesaria para evitar el problema de resonancia del filtro. En general, esta resistencia se diseña a un tercio del capacitor del filtro a la frecuencia de resonancia (Djema *et al.*, 2015).

$$R_d \leq \frac{1}{3\omega_{res} C_f} \quad (27)$$

De acuerdo con Xu *et al.* (2013), se propone un factor de amortiguamiento (28), para el filtro LCL a fin de reducir su pico de resonancia, de $\zeta = 1/6$. En contraste, Beres *et*

al. (2016), propone un valor máximo de 0.33 como se muestra en (29).

$$\zeta = \frac{R_d}{2} \sqrt{\frac{C_f(L_i+L_g)}{L_i L_g}} \quad (28)$$

$$0.16 \leq \zeta \leq 0.33 \quad (29)$$

Con esta consideración en el cálculo de R_d , la estabilidad del filtro está asegurada. Cuanto mayor es el valor de ζ , mejor es la estabilidad; sin embargo, cuanto mayor sea el valor de R_d , las pérdidas de potencia también aumentarán. Para lograr el factor de amortiguamiento requerido en este caso de estudio, la resistencia de amortiguamiento se restringe a:

$$R_d \leq 15\Omega \quad (30)$$

$$\frac{1}{3 \cdot \sqrt{L_g C_f}} < 15\Omega \quad (31)$$

RANGO DE BÚSQUEDA PARA LAS VARIABLES DE OPTIMIZACIÓN DEL FILTRO

En un problema de optimización se deben establecer los límites para el espacio de búsqueda de las variables. En esta función objetivo las variables implicadas son r , L_i y C_f . El inductor de lado de red (L_g) se obtiene mediante la relación $L_g = rL_i$, donde r se restringe como se indica en (32); ya que una proporción con $r > 2$, ya no genera cambios significativos e.g. en la relación de atenuación del filtro, y solo significaría un exceso de volumen en el inductor de salida.

$$0.1 \leq r \leq 2 \quad (32)$$

En cuanto al capacitor (C_f), un valor alto permitirá que una gran cantidad de corriente fluya a través de su ramificación, resultando en pérdidas de energía y, por lo tanto, afectará la eficiencia del sistema. Por otro lado, si el valor de C_f es pequeño, se reduce la capacidad de absorción de los armónicos no deseados, mismos que fluirán en la red en lugar de la rama del capacitor. Además, para no afectar el factor de potencia, la potencia reactiva absorbida por el capacitor no debe ser mayor a 5 % de la capacitancia base C_b . Cabe mencionar que tanto la impedancia base como la capacitancia base, se calculan de manera regular e.g. (Beres *et al.*, 2016). En este sentido, aquí se propone el siguiente rango para la búsqueda del capacitor:

$$0.01C_b \leq C_f \leq 0.05 C_b \quad (33)$$

Donde:

$$Z_b = \frac{V_g^2}{P_n} \quad (34)$$

$$C_b = \frac{1}{Z_b \cdot \omega_g} \quad (35)$$

Sustituyendo con los valores de la Tabla 1 se obtiene:

$$0.06\mu F \leq C_f \leq 3.01\mu F \quad (36)$$

Respecto al inductor de lado del inversor (L_i) este se selecciona tomando en cuenta el rizo máximo de corriente del lado del inversor (ΔI_i). De acuerdo con Reznik *et al.* (2014), este rizo viene dado por la ecuación (37), donde m es el índice de modulación y T_{sw} es el inverso de la frecuencia de conmutación.

$$\Delta I_i = \frac{2V_{CD}}{3L_i} (1 - m) m T_{sw} \quad (37)$$

Despejando L_i de (37) y considerando $m = 0.5$ se obtiene:

$$L_i = \frac{V_{CD}}{6f_{sw}\Delta I_i} \quad (38)$$

Para limitar el estrés en los semiconductores es necesario que ΔI_i se mantenga entre 10 – 25 % de la corriente de carga nominal máxima (I_{rated}) y de un 0.3 % de esta corriente para el rizo del lado red (Reznik *et al.*, 2014); en general, esto último se satisface implícitamente. Esta corriente es la que se inyecta a la red y se describe en la ecuación (40). Así, los límites para el rango de búsqueda del inductor de lado del inversor se calculan mediante la siguiente expresión:

$$\frac{V_{CD}}{6f_{sw}(0.25)I_{rated}} \leq L_i \leq \frac{V_{CD}}{6f_{sw}(0.10)I_{rated}} \quad (39)$$

$$I_{rated} = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{S_n}{V_g} = \frac{\sqrt{2}(P+jQ)}{\sqrt{3}V_g} \quad (40)$$

De acuerdo con (39) y (40), y sustituyendo en estas los valores correspondientes que se proveen en la Tabla 1, el rango de búsqueda para L_i es:

$$7.35mH \leq L_i \leq 18.38mH \quad (41)$$

FUNCIÓN OBJETIVO 2: ERROR DE CONTROL-ITAE

Para cuantificar el desempeño de los lazos de control se analiza la señal de error $e(t)$. En este contexto, los llamados criterios integrales del error son útiles; el más conocido es el llamado criterio integral del tiempo por el error absoluto (ITAE) y se usa en este trabajo. Su definición general es:

$$ITAE = \int_0^\infty t|e(t)|dt \quad (42)$$

Para poder encontrar los valores óptimos del controlador PI utilizando ITAE, se propone la siguiente expresión:

$$\min_{\{K_p, K_i, r, L_i, C_f\}} ITAE = \min \int_0^\infty t|i_{g, dref} - \hat{i}_{g, d}| = \min \int_0^\infty t|i_{g, qref} - \hat{i}_{g, q}| \quad (43)$$

El cálculo del ITAE, dentro del proceso de optimización, se obtiene mediante una prueba de respuesta al escalón del sistema en lazo cerrado controlador-planta, como se muestra en la Figura 6, y que se implementa en Simulink MatLab®. Nótese que el sistema en lazo cerrado y que se reescribe en (44), es función de r y de L_i ; de tal forma que el resultado del ITAE depende explícitamente de estas variables de optimización y de los parámetros del controlador, también variables de optimización.

$$\frac{i_{g, dref}(s)}{\hat{i}_{g, d}(s)} = \frac{i_{g, qref}(s)}{\hat{i}_{g, q}(s)} = \frac{\frac{K_p(s) + K_i}{rL_i + rL_i}}{s^2 + \frac{(R_g + K_p)s}{rL_i} + \frac{K_i}{rL_i}} \quad (44)$$

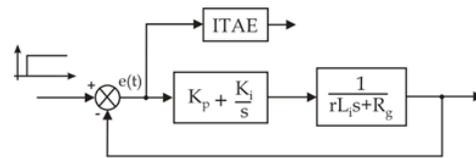


Figura 6. Esquema de prueba para el cálculo del ITAE

RESTRICCIONES DE LA FUNCIÓN OBJETIVO 2

Las ganancias K_p y K_i del controlador PI, deben estar restringidas como se muestra en (45) y (46). La finalidad es que respete el factor de amortiguamiento (ε) y el ancho de banda (ω_n) propuesto.

$$2\varepsilon\omega_n L_{gmin} - R_g < K_p < 2\varepsilon\omega_n L_{gmax} - R_g \quad (45)$$

$$\omega_n^2 L_{gmin} < K_i < \omega_n^2 L_{gmax} \quad (46)$$

Dados los valores de $L_{gmin} = 0.73mH$, $L_{gmax} = 14.7mH$ y $R_g = 0.7$, se proponen un ancho de banda $\omega_n = 2\pi 450$ y un factor de amortiguamiento para el sobretiro $\varepsilon = 0.9$, por lo que:

$$3.04 < K_p < 74.11 \tag{47}$$

$$5875.87 < K_i < 117517 \tag{48}$$

PROCESO DE OPTIMIZACIÓN BASADO EN PSO

DESCRIPCIÓN DEL ALGORITMO PSO

La técnica de optimización por enjambre de partículas (PSO), (Kennedy & Eberhart, 1995); generalmente, se utiliza en espacios de búsqueda de múltiples dimensiones. La inicialización del algoritmo de PSO comienza con una población de partículas que representan soluciones candidatas. Cada partícula es un vector de valor real n-dimensional, donde n es el número de parámetros a optimizar. A cada solución potencial se le asigna aleatoriamente un vector de velocidad; las partículas vuelan a través del espacio de búsqueda.

El algoritmo en su conjunto sigue el mínimo valor general y la localización obtenida hasta ese punto por cualquier partícula de la población es llamada "Gbest". Si la partícula no cumple con las restricciones aplicadas a la formulación del problema, esta se penaliza fuertemente, por lo que se suma la función objetivo con una constante que hace que su valor sea elevado (contrario a lo que en este caso se desea, la minimización). Esto se puede lograr mediante la ecuación (49), donde FO es la función objetivo; el valor de *penalización* debe ser un número lo suficientemente grande para que el valor de f aumente siempre que C tome un valor unitario al violar una restricción.

$$f = FO + \text{penalización} * C \tag{49}$$

Con la ecuación (50), de acuerdo con la notación estándar de PSO, es posible calcular la velocidad de la nueva partícula. Este nuevo valor depende de la velocidad anterior y del valor de las constantes C_1 (experiencia individual) y C_2 (experiencia grupal). El valor W representa el peso de inercia. La elección de un valor más alto de W facilita el análisis global. Por otro lado, seleccionar un valor inferior es ajustar el área de búsqueda a un espacio local. Un peso de inercia apropiado

mejora el proceso de exploración en el espacio de búsqueda, así como encontrar el valor óptimo global de una manera fácil. De igual manera, se introduce cierto grado de aleatoriedad para la búsqueda con la introducción de la función *rand* que influye en las constantes C_1 y C_2 , en donde *rand* toma valores en el intervalo $[0,1]$.

$$v_{(n+1)} = W \cdot v_n + C_1 \cdot \text{rand}(P_{best} - x_n) + C_2 \cdot \text{rand}(G_{best} - x_n) \tag{50}$$

$$x_{(n+1)} = x_n + v_{(n+1)} \tag{51}$$

METODOLOGÍA DE DISEÑO OPTIMIZADO

Dado un conjunto de variables de optimización L_i , r , C_p , K_p y K_i y las condiciones de operación para el diseño del filtro y el controlador, a continuación se describe la metodología de diseño para el algoritmo PSO.

1. Se establecen los parámetros para el algoritmo PSO: número de variables (m), tamaño de la población (n), coeficiente de inercia mínimo (W_{min}), coeficiente de inercia máximo (W_{max}), constantes de aceleración (C_1 , C_2) y máxima iteración (max_{ite}). Véase Tabla 2.
2. Utilizando las especificaciones de diseño de la Tabla 1, se calcula la impedancia base (Ec. 34), capacitancia base (Ec. 35) y corriente nominal (Ec. 40).
3. Se definen los límites para el rango de búsqueda de las variables de optimización r (Ec.32), C_f (Ec. 36), L_i (Ec. 39), K_i (Ec. 45) y K_p (Ec. 46).
4. Se genera una población inicial de n partículas aleatoriamente dentro del rango de búsqueda permitido.
5. Comenzar con el conteo de iteraciones $k = k + 1$ hasta max_{ite} .
6. Para cada partícula, evaluar las funciones objetivo ($I_g(j\omega_{sw})/I_i(j\omega_{sw})$ e ITAE) (Ecs. 21 y 42), y verificar si cumple con las restricciones para la inductancia total (Ec. 24), frecuencia de resonancia (Ec. 26), resistencia de amortiguamiento (Ec. 29), así como para las ganancias K_p (Ec. 47) y K_i (Ec. 48).
7. Si no se satisfacen las restricciones se penaliza la función objetivo de acuerdo con la ecuación (49). El valor de la partícula penalizada o la que haya satisfecho las restricciones se guarda como "Present".
8. Se rastrea y se guardan los valores para "Pbest" y "Gbest" hasta llegar a la máxima iteración.
9. Se actualiza la velocidad (Ec. 50) y posición (Ec. 51) de la partícula durante cada iteración.

Tabla 2. Parámetros de PSO

Número de variables (m)	Tamaño de la población (n)	Máxima iteración (max_{ite})	C_1	C_2	W_{max}	W_{min}
5	50	100	2	2	0.9	0.4

10. En general, los criterios de terminación del algoritmo PSO pueden ser cuando se complete el número máximo de iteraciones o cuando se alcanza un valor de aptitud aceptable. En este trabajo se obtiene la minimización de las funciones objetivo hasta concluir con el número máximo de iteraciones.
11. Reportar r , C_p , L_p , K_i y K_p .

El diagrama ilustrado en la Figura 7 es una generalización de este mismo proceso.

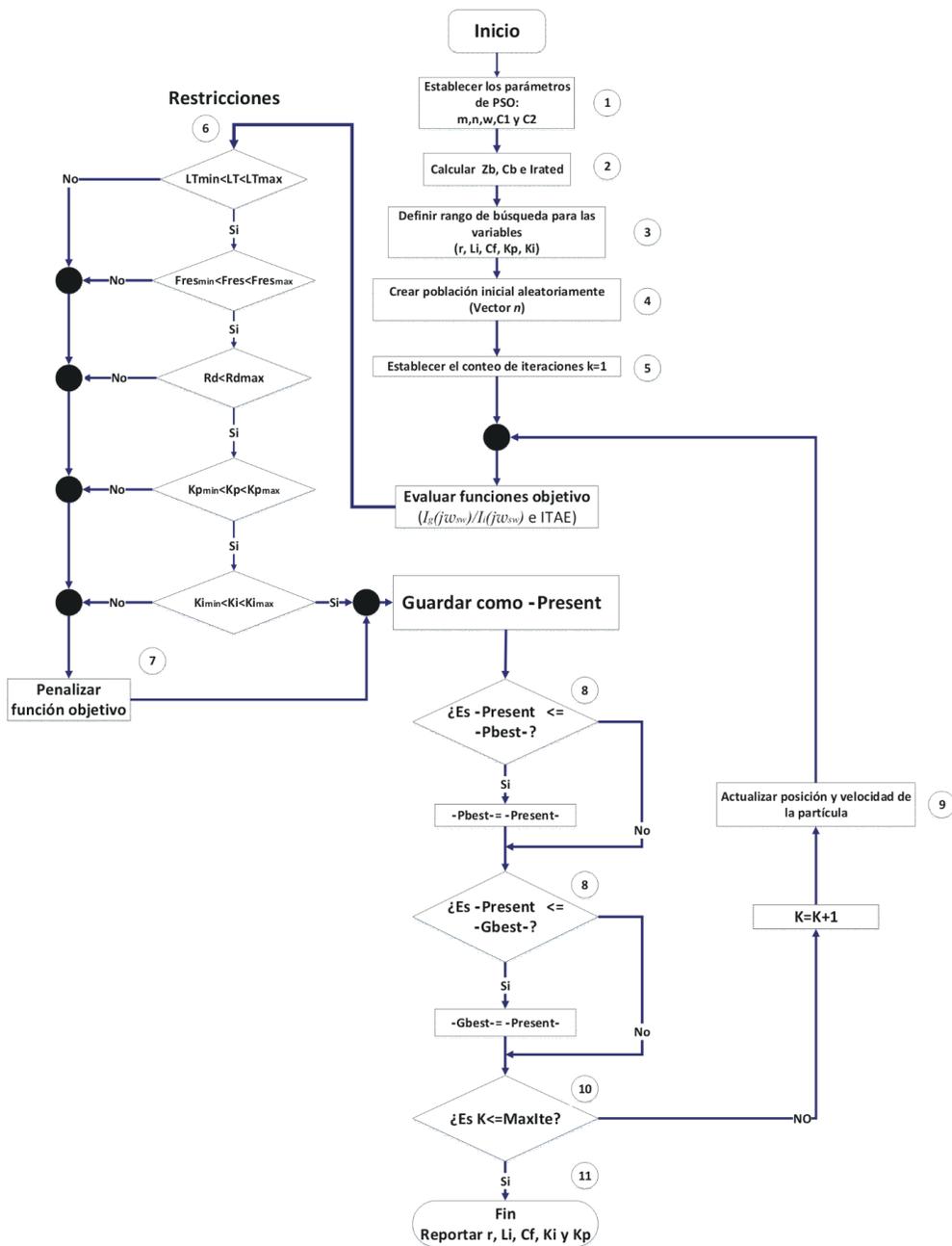


Figura 7. Proceso de optimización del filtro y controlador con PSO

RESULTADOS

Las variables optimizadas obtenidas por el algoritmo PSO se muestran en la siguiente Tabla 3.

Tabla 3. Resultados de la optimización con PSO

L_i (mH)	r	C_f (uF)	K_p	K_i
7.3	1.76	3	50	113620

Dado el valor de las variables se calcula la inductancia total, frecuencia de resonancia y la resistencia de amortiguamiento. De acuerdo con la Tabla 4, las restricciones que se consideraron para el diseño del filtro se satisficieron correctamente.

Con el fin de validar el resultado obtenido por el algoritmo PSO, se implementa en PSIM, un inversor trifásico, con las variables optimizadas. Este inversor cuenta, además, con un control básico de potencia activa (P) y potencia reactiva (Q). De acuerdo con la Tabla 5, se programan cambios en ambas potencias para verificar el desempeño del filtro y controlador (Figura 7).

La Figura 8 muestra la respuesta a estos cambios. Se utilizarán los rangos de tiempo en estado estable para cuantificar la atenuación armónica y los rangos de tiempo en estado transitorio para medir el ITAE.

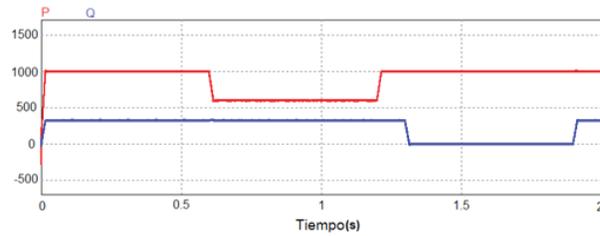


Figura 8. Cambios en la potencia activa y reactiva en PSIM®

En primer lugar, se analiza la corriente de salida que alimenta a la red a través del filtro. Como se puede observar en la Figura 9, esta corriente obedece a los cambios de P y Q de la Figura 8.

Se establecen 3 intervalos de tiempo en estado estable para el análisis del contenido armónico y evaluar los resultados obtenidos por la función objetivo. Para obtener la atenuación armónica, se obtiene la transformada de Fourier de la corriente de lado del inversor y lado de red. Después, se mide la magnitud del armónico a la frecuencia de red y de conmutación que circula por los dos inductores del filtro para un intervalo de tiempo. Los valores obtenidos se muestran en la Tabla 6.

Tabla 4. Restricciones del filtro

Restricción	Valor Admisible	Resultado
Inductancia Total (L_T)	$< 20.33mH$	20.19mH
Frecuencia de resonancia (f_{res})	$600Hz < f_{res} < 5000Hz$	1346.8Hz
Resistencia de amortiguamiento (R_d)	$< 15\Omega$	13.84 Ω

Tabla 5. Cambios en P y Q propuestos para la validación de las funciones objetivo bajo simulación

Intervalos	0s – 0.6s	0.7s – 1.2s	1.3s – 1.4s	1.4s – 1.9s	1.9s – 2s
Valores de P	1000 W	600W	1000 W	1000 W	1000W
Valores de Q	328 VAR	328VAR	328 VAR	0 VAR	328VAR

Tabla 6. Magnitudes de las corrientes a la frecuencia fundamental y a la frecuencia de conmutación

Intervalo	Lado inversor (i_i)		Rama del capacitor (i_c)		Lado red (i_g)	
	Frecuencia	Frecuencia	Frecuencia	Frecuencia	Frecuencia	Frecuencia
	60 Hz	10 kHz	60 Hz	10 kHz	60 Hz	10 kHz
0.1s-0.6s	7.74 A	0.415 A	0.199 A	0.418 A	7.7 A	7.66 mA
0.7s-1.2s	5.12 A	0.432 A	0.194 A	0.435 A	5.04 A	7.97 mA
1.4s-1.9s	7.24 A	0.376 A	0.211 A	0.378 A	7.27 A	6.93 mA

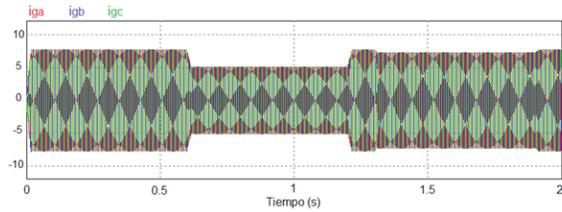


Figura 9. Corriente de salida del filtro LCL

Tabla 7 Resultados para el desempeño del filtro

Intervalos	(0.1s – 0.6s)	(0.7s – 1.2s)	(1.4s – 1.9s)
$FO1 = i_g(\omega_{sw})^* / i_i(\omega_{sw})$	0.0067	0.0067	0.0067
$FO1 = i_g(\omega_{sw}) / i_i(\omega_{sw})$	0.0184	0.0184	0.0184
% THD I_g	0.11	0.17	0.11
$\Delta_{i_g} (mA)$	13.07	11.50	10.28
% Δ_{i_g} respecto a I_{rated}	0.31 %	0.28 %	0.25 %

*Valor de diseño

La segunda fila de la Tabla 7 muestra el valor de diseño para la función objetivo de la ecuación (21) y que es resultante de la sustitución de los valores obtenidos por PSO en la misma. Por otro lado, la tercera fila de la tabla muestra el valor de la misma función objetivo calculada con los valores de la Tabla 6. Finalmente, también se muestran otros parámetros asociados con el desempeño del filtro como: el porcentaje de THD del lado de red, y la magnitud y porcentaje del rizo de salida.

La norma IEEE1547 indica que el porcentaje de rizo de corriente no debe ser mayor a 0.3 % de la corriente nominal (I_{rated}) considerando que su valor es de 4.1A, entonces el porcentaje obtenido se encuentra en valores aceptables de acuerdo con las normativas.

Respecto al desempeño del controlador, se utilizó la regla 1/3 de Simpson (González *et al.*, 2010) para medir numéricamente la integral del error de control y obtener el ITAE en cada intervalo de tiempo, donde se producía un cambio en los vectores $i_{g,d}$ e $i_{g,q}$. La Figura 10 muestra, por ejemplo, en el intervalo de tiempo de 0.60s a 0.62s la respuesta de control para el vector $i_{g,d}$ correspondiente a un cambio en la potencia activa.

La Figura 11 muestra la curva de error, con la que posteriormente se obtienen los valores para calcular el ITAE correspondiente a este intervalo.

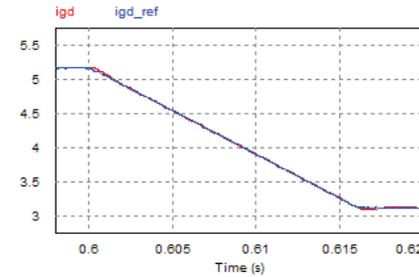


Figura 10. Respuesta de control para el vector $i_{g,d}$ en el intervalo 0.60s a 0.62s



Figura 11. Curva de error resultante para el vector $i_{g,d}$ en el intervalo 0.6s – 0.62s

La Tabla 8 muestra en resumen el ITAE obtenido para los 5 intervalos de tiempo en donde se producían cambios en los vectores $i_{g,d}$ e $i_{g,q}$.

Tabla 8. ITAE resultante para los vectores $i_{g,d}$ e $i_{g,q}$

Intervalos	(0.01s – 0.02s)	(0.6s – 0.62s)	(1.20s – 1.22s)	(1.30s – 1.32s)	(1.90s – 1.92s)
$ITAE_{i_{g,d}}$	3.33e – 6	8.43e – 5	1.78e – 4	2.51e – 4	3.64e – 4
$ITAE_{i_{g,q}}$	4.51e – 6	2.76e – 4	5.61e – 4	9.15e – 5	1.27e – 4

CONCLUSIONES

En este artículo se presentó un método de diseño integrado con enfoque de optimización para el filtro LCL y el controlador de corriente de un inversor trifásico. Los resultados mostraron la efectividad del algoritmo de optimización PSO para encontrar las variables adecuadas, satisfaciendo las restricciones y entregando un buen desempeño en cuanto a la calidad de la energía suministrada por el GD. Es importante señalar que la restricción de inductancia total se definió en función de la tasa de potencia activa y reactiva gestionada por el filtro. Este enfoque es valioso, especialmente porque los GD's que deben cumplir con funciones de soporte, de acuerdo con el estándar IEEE 1547, deben establecer límites de inyección para la potencia reactiva. El desempeño de control, por su parte, mostró efectividad al obtener valores pequeños para ITAE, lo que indica una respuesta de control rápida y con pocas oscilaciones, con error de estado estacionario casi nulo.

REFERENCIAS

- Alamri, B., & Alharbi, Y. M. (2020). A framework for optimum determination of lcl-filter parameters for n-level voltage source inverters using heuristic approach. *IEEE Access*, 8, 209212-209223. <http://10.1109/ACCESS.2020.3038583>
- Al-Saedi, W., Lachowicz, S., Habibi, D., & Bass, O. (2013). Voltage and frequency regulation based DG unit in an autonomous microgrid operation using Particle Swarm Optimization. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, 53, 742-751. <http://10.1016/j.ijepes.2013.06.002>
- Beres, R., Wang, X., Liserre, M., & Blaabjerg, F. (2016). A review of passive power filters for three-phase grid connected voltage-source converters. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 4(1), 54-69.
- Borin, L. C., & Cleveston, I., et al. (2020). Robust Control of grid-tied inverters using particle swarm optimization and linear matrix inequalities. 2020 IEEE 14th International Conference on Compatibility, Power Electronics and Power Engineering (CPE-POWERENG), 285-290. Recuperado de <http://10.1109/CPE-POWERENG48600.2020.9161470>
- Cao, H., Zheng, X., & Liu, Z. (2019). LCL filter parameter optimization design based on multi-objective particle swarm. 2019 14th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA), 2467-2472. Recuperado de <http://10.1109/ICIEA.2019.8833889>
- Djema, M. A., & Boudour, M., et al. (2018). Optimized PID for direct power control with an improved LCL filter design using GWO for three-phase inverters. 2018 International Conference on Electrical Sciences and Technologies in Maghreb (CISTEM), Algiers, 1-6. Recuperado de <http://10.1109/CISTEM.2018.8613611>
- Djema, M. A., & Boudour, M., et al. (2015). Direct power control modeling with optimized LCL filter for grid integrated renewables. 3rd International Conference on Control, Engineering & Information Technology (CEIT), Tlemcen, 1-6. Recuperado de <http://10.1109/CEIT.2015.7233179>
- Gallego, R., et al. (2008). *Técnicas metaheurísticas de optimización*. 2da. Ed. Pereira, Colombia: Universidad Tecnológica de Pereira.
- González, J. L., & Isidro, J. M., et al. (2010). La regla de Simpson con mallas generales e integrales impropias. *Boletín de la Sociedad Cubana de Matemática y Computación*, 8 (1), 21-33.
- Haddad, A. G., & Al-Wahedi, K., et al. (2019). PSO-Based LQR Design for Grid-Connected LCL Filter with THD Constraints. IECON 2019, 45th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 1962-1966. Recuperado de <http://10.1109/IECON.2019.8927802>
- Hernández, O., Mina, J., Calleja, J.-H., Pérez, A.-C., & De León, S.-E. (2021). A multi-objective optimized design of LCL filters for grid connected voltage source inverters considering discrete components. *International Transactions on Electrical Energy Systems*, 31 (10)1-18. <http://10.1002/2050-7038.12908>
- Hojabri, M., & Toudeshki, A. (2015). Third-order passive filter improvement for renewable energy systems to meet IEEE 519-1992. IEEE Conference on Energy Conversion (CENCON), 199-204.
- Kennedy, R., & Eberhart, J. (1995). Particle swarm optimization. Proceedings of IEEE International Conference on Neural Networks IV, 1000.
- Li, N., & Wang, Y., et al. (2014). A novel LCL filter parameter design method basing on resonant frequency optimization of three-level NPC grid connected inverter. International Power Electronics Conference (IPEC- Hiroshima 2014 - ECCE ASIA), Hiroshima, 160-165. Recuperado de <http://10.1109/IPEC.2014.6869574>
- Osório, C. R., & Borin, L. C., et al. (2019). Optimization of robust PI controllers for grid-tied inverters. 2019 IEEE 15th Brazilian Power Electronics Conference and 5th IEEE Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC), 1-6. Recuperado de <http://10.1109/COBEP/SPEC44138.2019.9065615>
- Reznik, A., Simões, M. G., Al-Durra, A., & Muyeen, S. M. (2014). LCL filter design and performance analysis for grid-interconnected systems. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 50 (2) 1225-1232, March-April. <http://10.1109/TIA.2013.2274612>
- Roslan, M. F., Al-Shetwi, A. Q., Hannan, M. A., Ker, P. J., & Zuhdi, A. W. M. (2020). Particle swarm optimization algorithm-based PI inverter controller for a grid-connected PV system. *PLOS ONE*, 15(12). <http://10.1371/journal.pone.0243581>
- Sabido, M. F. (2019). *Desarrollo de la función volt-var como función de soporte de voltaje para un inversor interconectado a la red eléctrica*. (Tesis de maestría). Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico (CENIDET).
- Saïd-Romdhane, M., Naouar, M., Slama-Belkhdja, I., & Monmasson, E. (2017). An improved LCL filter design in order to ensure stability without damping and despite large grid impedance variations. *Energies*. 10(3). <http://10.3390/en10030336>
- Toorani, R., & Ahmadi, M., et al. (2013). Optimal design of distributed generation in grid-connected mode of operation using genetic

- algorithm. 21st Iranian Conference on Electrical Engineering (ICEE), Mashhad, 1-5. Recuperado de <http://10.1109/Iranian-CEE.2013.6599559>
- Wu, Z. A. M., & Saha, S. (2015). A novel optimisation method for the design of LCL filters for three-phase grid-tied inverters. *IEEE Innovative Smart Grid Technologies-Asia (ISGT-Asia)*, Melbourne, 214-220. <http://10.1109/ISGT-Asia.2016.7796388>
- Wu, Z. A. M. (2016). Optimal design method of passive LCL filters for grid-connected inverters. *IEEE PES Asia-Pacific Power and Energy Engineering Conference (APPEEC)*, 237-242. Recuperado de <http://10.1109/APPEEC.2016.7779504>
- Xu, R., & Xia, L. *et al.* (2013). Design and research on the LCL filter in three-phase PV grid-connected inverters. *International Journal of Computer and Electrical Engineering*, 5(3), 322-325.
- Yan, X., Tang, J., Zhang, W., & Zhang, Y. (2015). Multi-objective optimization design for active damping LCL grid-connected filter. *International Conference on Renewable Power Generation (RPG 2015)*, Beijing, 1-6. Recuperado de <http://10.1049/cp.2015.0385>
- Zheng, F., & Wu, W. *et al.* (2020). An optimized parameter design method for passivity-based control in a LCL-Filtered grid-connected inverter. *IEEE Access*, 8, 189878-189890. <http://10.1109/ACCESS.2020.3032038>
- Cómo citar:**
Mina-Antonio, J. D., Miramon-Juárez, E. M., Hernández-Martínez, O., & Sabido-Borges, M. F. (2022). Diseño optimizado del conjunto filtro-controlador de un inversor para mejorar su integración a red. *Ingeniería Investigación y Tecnología*, 23 (04), 1-13. <https://doi.org/10.22201/fi.25940732e.2022.23.4.026>