

Prueba basada en modelo de un filtro activo de potencia monofásico en Matlab/Simulink

Model-based test of a single-phase active power filter in Matlab/Simulink

Frank Grau Merconchini^{I*}, Eduardo López Pérez^I, Ksenia Arias Granda^I, Orestes Nicolás Hernández Areu^{II}, Luis Vázquez Seisdedos^{III}

^IUniversidad de Oriente (UO). Santiago de Cuba, Cuba

^{III}Universidad Tecnológica de la Habana, José Antonio Echeverría (CUJAE). La Habana, Cuba

^{II}Universidad Politécnica de Madrid, España

*Autor de la correspondencia: fgrau@uo.edu.cu

Recibido: 22 de mayo de 2026

Aprobado: 17 de agosto de 2026

Este documento posee una [licenciaCreativeCommonsReconocimiento-NoComercial4.0internacional](https://creativecommons.org/licenses/by-nc/4.0/)



RESUMEN/ABSTRACT

Las estrategias de control para los filtros activos conducen a que estos inyecten al sistema una corriente compensadora con una forma de onda igual a la de las componentes distorsionantes de la corriente de carga. Para evaluar el desempeño de un filtro activo monofásico en el Laboratorio de Calidad de la Energía de la Universidad de Oriente, se realiza una prueba basada en la simulación en Matlab/Simulink de un esquema basado en un inversor tipo puente controlado mediante un generador PWM. La señal de consigna para el controlador PWM se construye a partir de una corriente de referencia obtenida del procesamiento digital de la señal de corriente en la carga. Los resultados de la simulación para distintos valores de distorsión en la carga demuestran como el APF garantiza que la distorsión armónica de la corriente en el alimentador no sobrepasa el 10 %.

Palabras clave: inversor monofásico, filtro activo, distorsión armónica, control PWM.

Control strategies for active power filters enable them to inject a compensating current into the system with a waveform matching that of the load current's distortion components. To evaluate the performance of a single-phase active power filter at the Universidad de Oriente Power Quality Laboratory, a test is conducted based on a MATLAB/Simulink simulation of a bridge-type inverter scheme controlled by a PWM generator. The reference signal for the PWM controller is derived from a reference current obtained through the digital processing of the load current signal. Simulation results for various load distortion levels demonstrate that the APF ensures the harmonic distortion of the feeder current does not exceed 10%.

Keywords: single-phase inverter, active power filter, harmonic distortion, PWM control.

INTRODUCCIÓN

El creciente empleo de las Fuentes Renovables de Energía (FRE) como forma primaria de generación de electricidad y su integración con el Sistema Electroenergético Nacional (SEN), ha impulsado el desarrollo del inversor como convertidor de potencia [1]. De igual manera, las estrategias de control de estos dispositivos se adaptan para cumplir los requerimientos de eficiencia, seguridad y calidad que imponen los sistemas de distribución.

Cómo citar este artículo:

Frank Grau Merconchini y otros. Prueba basada en modelo de un filtro activo de potencia monofásico en Matlab/Simulink. Ingeniería Energética. Vol. 47(2026): publicación continua. ISSN 1815-5901.

Sitio de la revista: <https://rie.cujae.edu.cu/index.php/RIE/index>

A la par con el desarrollo en la generación, el empleo de convertidores de potencia en las redes se ha diversificado, incidiendo en la no linealidad de las cargas, afectando la calidad de la energía, pero también aportando soluciones para el control de la potencia, la frecuencia, la tensión y el reactivo demandado, incrementando así la eficiencia en el aprovechamiento de la energía eléctrica [1, 2].

Los inversores con topología tipo puente H en las redes eléctricas abarcan aplicaciones en todos los niveles de tensión del sistema. Es común su uso en compensadores sincrónicos estáticos (del inglés *Static Synchronous Compensator* (STATCOM)) para la compensación del reactivo en alta tensión, contribuyendo a la estabilidad del sistema y el mejoramiento del factor de potencia [3, 4]. De igual manera, estos convertidores ofrecen alternativas para controlar la potencia activa, la potencia reactiva, la tensión y el factor de potencia en redes de distribución (*Distribution Static Power Compensator* (DSTATCOM)). El primer STATCOM basado en electrónica de potencia aplicado para la compensación en cargas fue el SVC, que utilizaba una reactancia controlada por tiristores en paralelo con condensadores fijos o conmutados por tiristores [5]. Su desarrollo conllevó al empleo de convertidores de potencia basados en GTO o IGBT, que utilizan otras técnicas de control de alta frecuencia como la modulación por ancho de pulsos (*Pulse Width Modulation* (PWM)). Con el incremento del efecto distorsionante de las cargas no lineales en las formas de onda de las corrientes de carga, el empleo de convertidores de potencia permite la atenuación de la distorsión armónica en los alimentadores en forma de filtros activos de potencia (*Active Power Filter* (APF)) [6-8].

Existen varias tipologías y diseños de filtros activos. Entre estos están los APF en paralelo (tipo *shunt*), los APF en serie, los APF híbridos y el llamado acondicionador unificado de calidad de energía (*Unified Power Quality Conditioner* (UPQC)) [9, 10]. En el caso de los filtros activos en paralelo con la carga no lineal (ver figura 1), su principio de operación se basa en generar una corriente compensadora (i_c) cuya forma de onda se corresponde con la resultante de las componentes armónicas que distorsionan la corriente de carga (i_L), pero en contraposición de fase con esta. De esta manera, estas corrientes se unen en el punto común de conexión (PCC) de la carga y los armónicos se anulan en la corriente que circula por el alimentador (i_s) [7, 9, 10].

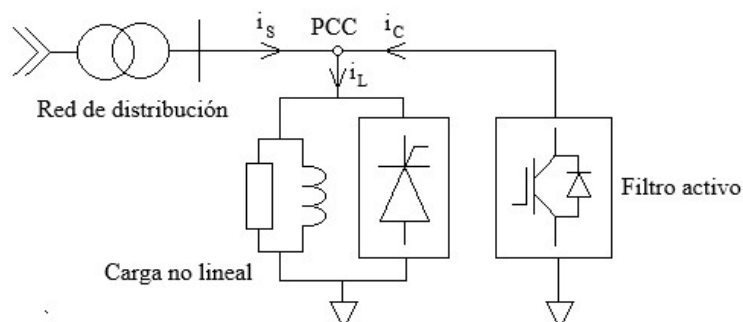


Fig. 1. Esquema simplificado de un filtro activo para una carga no lineal. Fuente: elaboración propia

La Facultad de Ingeniería Eléctrica de la Universidad de Oriente, cuenta con un Laboratorio de Calidad de la Energía destinado a la formación de pregrado y posgrado, así como al desarrollo e investigaciones relacionadas en temas de suministro eléctrico en baja tensión (BT) y electrónica de potencia. En este laboratorio, se simulan a escala fuentes y cargas no lineales, con el propósito de evaluar su influencia en la operación de los elementos del sistema, diseñar y probar elementos para el mejoramiento de los indicadores de calidad e implementar estrategias de control de estos dispositivos [11].

El esquema representado en la figura 1, se corresponde con el circuito básico de un sistema de distribución en un circuito con generación auxiliar a partir de un inversor [12]. En estos casos, el inversor está dedicado a convertir el sistema de Corriente Directa (CD) en Corriente Alterna (CA) y suministrar potencia (principalmente potencia activa) al circuito, disminuyendo así el consumo eléctrico de la red y mejorando la eficiencia energética en el servicio. En cambio, el convertidor no participa en el control de los indicadores de calidad de la energía eléctrica. Aprovechar esta configuración para la atenuación de armónicos en la corriente implica contar con convertidores y estrategias de control orientadas a ese propósito.

El empleo de controladores digitales, basados en el empleo de microprocesadores y el uso de algoritmos y funciones para el procesamiento digital de señales, ha facilitado la obtención de la corriente de referencia para el control de estos dispositivos [7]. En este trabajo, se presenta el diseño de una estrategia de control para inversores monofásicos tipo puente H, basada en el control PWM atendiendo a la mitigación de armónicos de corriente en cargas no lineales. De acuerdo con el diseño del control se evalúa su influencia en la calidad de onda de corriente, la distorsión armónica total (*Total HarmonicDistortion*(THD)), el valor eficaz de la tensión y el factor de potencia (*Power Factor* (PF)).

MATERIALES Y MÉTODOS

El esquema para el control del inversor a emplear como filtro activo, está basado en el empleo de un controlador digital que, a partir del procesamiento de las señales de corriente en la carga y tensión en el PCC, sea capaz de construir la señal de referencia (i_{ref}) para el generador PWM (ver figura 2). A partir de las conmutaciones controladas por el PWM, el inversor entregará una corriente cuyo contenido armónico sea igual al demandado por la carga no lineal [9, 13, 14]. El procesamiento digital de las señales implica el análisis de su espectro unilateral de distorsión armónica de amplitud y de fase, así como la obtención de magnitudes características para el posterior cálculo de potencias y factor de potencia.

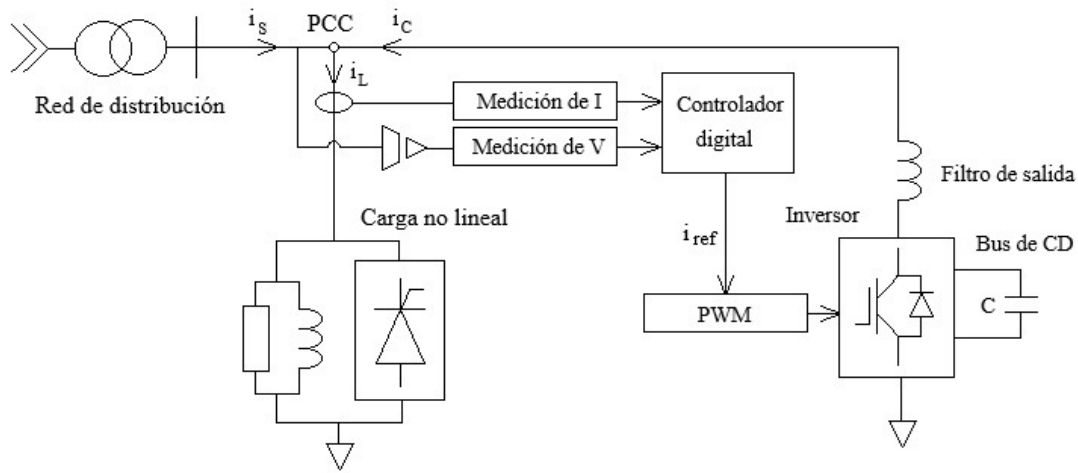


Fig. 2. Esquema de control para el inversor. Fuente: elaboración propia

En este circuito, la corriente en el alimentador puede escribirse mediante la ecuación (1):

$$i_s = i_L - i_C \quad (1)$$

La corriente demandada por la carga no lineal (i_L), puede ser representada por su serie de Fourier trigonométrica según la ecuación (2):

$$i_L(t) = \sum_{h=1}^{h_{max}} \hat{i}_{L_h} \sin(h\omega t + \varphi_{i_{L_h}}) = \hat{i}_{L_1} \sin(\omega t + \varphi_{i_{L_1}}) + \sum_{h=2}^{h_{max}} \hat{i}_{L_h} \sin(h\omega t + \varphi_{i_{L_h}}) \quad (2)$$

Donde:

$\hat{i}_{L_h}$ es la amplitud del armónico de la corriente i_L de orden h .

$\varphi_{i_{L_h}}$ es el desplazamiento de fase de la corriente i_L de orden h .

$\hat{i}_{L_1}$ es la amplitud del armónico de la corriente i_L de orden 1 (amplitud del armónico fundamental).

$\varphi_{i_{L_1}}$ es el desplazamiento de fase para la corriente i_L de orden 1.

Con el empleo del filtro activo, se genera una corriente i_C cuya forma de onda se corresponde con la distorsión armónica de la corriente de carga de la forma (Ver ecuación 3):

$$i_c(t) = i_L(t); [2 \leq h \leq h_{\max}] = \sum_{h=2}^{h_{\max}} \hat{i}_{L_h} \sin(h\omega t + \varphi_{i_{L_h}}) \quad (3)$$

Entonces, la corriente en el alimentador i_s será igual a la corriente en la carga para el armónico fundamental, como se muestra en la ecuación (4).

$$i_s(t) = \hat{i}_{L_1} \sin(\omega t + \varphi_{i_{L_1}}) \quad (4)$$

En estas condiciones, el circuito carga no lineal – filtro activo, que se encuentra aguas debajo del PCC, demanda una potencia activa y una potencia reactiva que se corresponden con la del armónico fundamental, donde el factor de potencia real es igual al factor de potencia de desplazamiento y, por tanto, es visto en su conjunto por la red como una carga lineal que no introduce distorsión armónica en la distribución.

Existen varias estrategias de control de los APF. En general, estas estrategias se pueden dividir en dos etapas [9, 15, 16]:

- 1) Emplear una técnica para generar una corriente de referencia. Esta etapa tiene como propósito determinar el error en la señal de corriente en el alimentador, a partir de la no linealidad introducida por la carga. A partir de este error, se crean las señales de consigna para el controlador del inversor.
- 2) Emplear una técnica para controlar el APF. Esta etapa tiene como propósito establecer una estrategia de control para garantizar que la señal a la salida del inversor corrija las componentes armónicas de la corriente en el alimentador. Normalmente se emplean técnicas de control PWM para los disparos de los interruptores controlados.

Técnicas para generar una corriente de referencia

En su mayoría, las técnicas para generar una corriente de referencia, se basan en técnicas para calcular la potencia y la corriente compensadora en términos de forma de onda y su magnitud (ver figura 3). Estas técnicas se dividen en:

- Métodos de cálculo en el dominio del tiempo [9, 17].
Entre estos se encuentra el método de la potencia reactiva instantánea (Q – Theory) y el marco de referencia sincrónico (SRF)
- Métodos de cálculo en el dominio de la frecuencia [9, 17].
Entre estos métodos se cuentan el empleo de algoritmo para la transformada rápida de Fourier (FFT) y la transformada de Wavelet.
- Otros métodos [8, 18].
Otros métodos empleados incluyen el empleo de inteligencia artificial (AI) y el filtrado adaptativo.

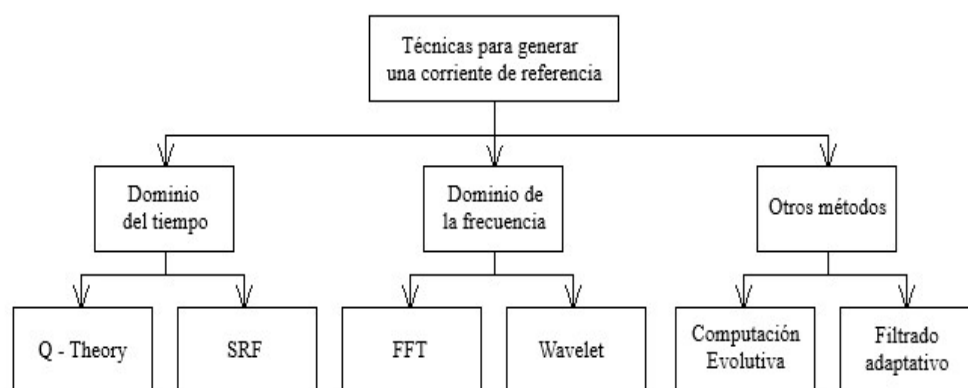


Fig. 3. Técnicas empleadas como estrategia de control de los APF. Fuente:elaborado a partir de [9]

El valor RMS de la corriente en la carga no lineal (i_L), está definido por la ecuación (5):

$$I_L = \sqrt{\frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} i_L^2(t) dt} \quad (5)$$

Donde T es el período de la señal de corriente i_L .

A partir de este valor, es posible determinar una corriente ideal (con forma de onda sinusoidal, de frecuencia igual a la frecuencia fundamental ω y con un desplazamiento de fase que se corresponde con el del armónico fundamental $\theta_{i_{h1}}$), cuya ecuación puede escribirse como (Ver ecuación 6):

$$i_i = I_L \sqrt{2} \sin(\omega t + \theta_{i_{h1}}) \quad (6)$$

A partir de las ecuaciones (5 y 6), la corriente de referencia para el control PWM puede obtenerse por la ecuación (7):

$$i_{ref} = i_L - i_i \quad (7)$$

En la figura 4, se muestra el diagrama en bloques empleado para obtener la corriente de referencia que será empleada como señal portadora en el control PWM. En el proceso, se calcula el valor RMS de la corriente de carga de acuerdo con la ecuación (5). Con el valor RMS se construye una señal ideal con forma de onda sinusoidal. La frecuencia de la señal se determina mediante un lazo de fijación de fase (*PhaseLockedLoop* (PLL)) [14]. El PLL es un es un circuito capaz de generar una oscilación cuya fase con respecto a una señal de entrada se mantiene acotada. La diferencia entre ambas corrientes permite obtener una señal que sirve como referencia para el control.

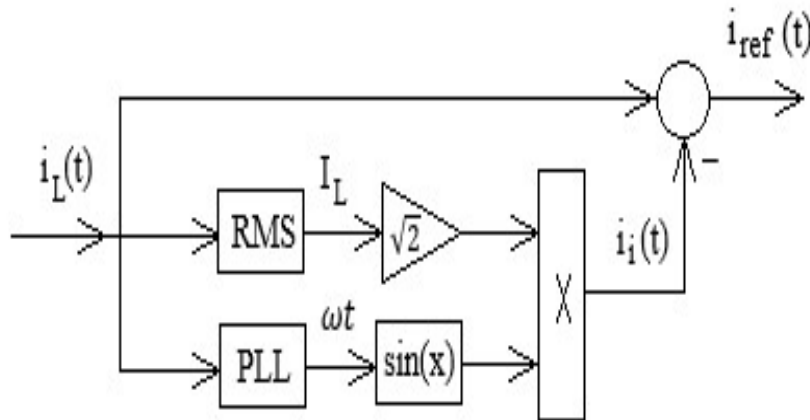
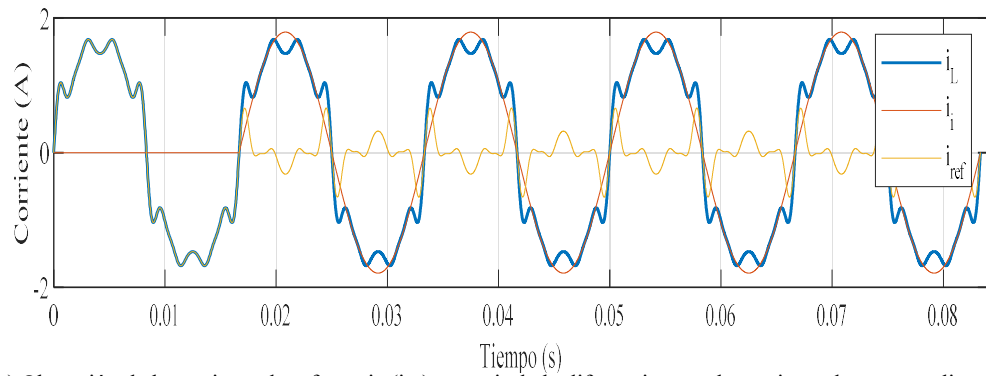


Fig. 4. Diagrama de bloques para segregar las componentes de distorsión armónica tomando como referencia una corriente ideal de valor RMS igual al de la corriente de carga. Fuente: elaboración propia

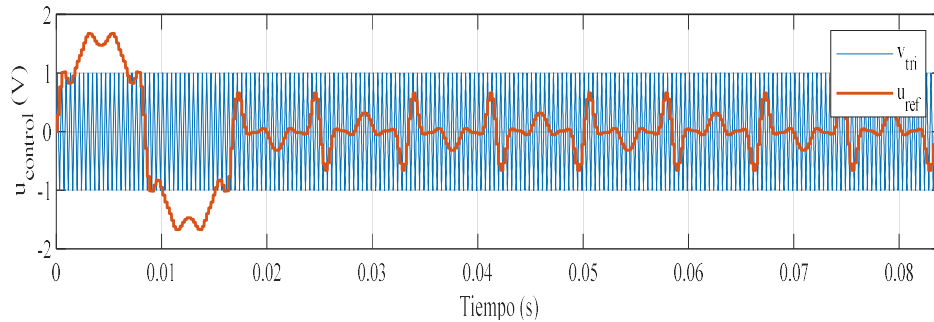
Control PWM del APF

El controlador PWM genera señales analógicas a partir de una fuente digital (controlador digital) que sirven para excitar los interruptores controlados del inversor. El éxito de este control, radica en emplear como señal modulada la resultante de las componentes armónicas presentes en la corriente de carga. Para ello, el controlador digital debe procesar la corriente de carga y segregar de ella el efecto de la distorsión [6, 15].

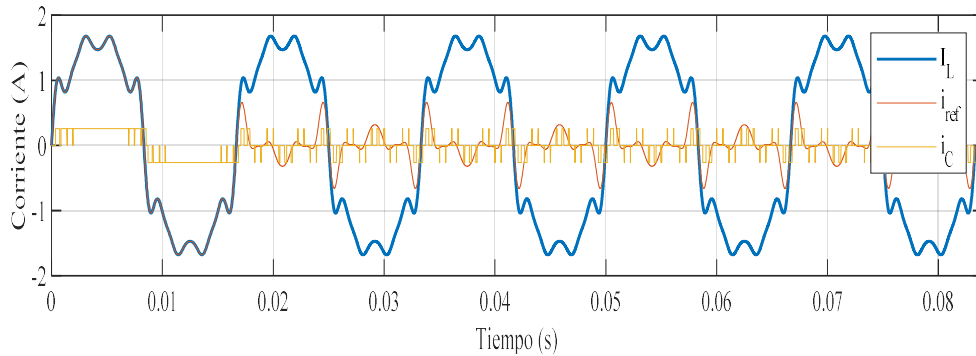
En la figura 5, se ilustra el proceso de obtención de la corriente de referencia a partir de una corriente de carga no lineal con presencia de armónicos de orden 3, 5 y 7. Así como la construcción de una señal PWM a partir de esta referencia.



a) Obtención de la corriente de referencia (i_{ref}), a partir de la diferencia entre la corriente de carga no lineal y la corriente ideal calculada.



b) Construcción de la señal PWM para el control del inversor empleando como señal portadora (i_{ref}) la referencia obtenida a partir del paso (a) y con una señal moduladora con forma de onda triangular (v_{tri}) de 900 Hz de frecuencia.



c) Corriente de carga (i_L), de referencia (i_{ref}) y de compensación (i_c) a la salida el inversor.

Fig. 5. Proceso de obtención de la corriente de compensación (i_c) a partir de una corriente de carga (i_L) con presencia de armónicos de orden 3, 5 y 7, empleando un control PWM. Fuente: elaboración propia

Implementación del modelo en Matlab/Simulink

Las pruebas basadas en modelos, o pruebas tipo MIL (del inglés *Model-in-Loop*) son un método sistemático para generar casos de prueba a partir de modelos que tienen en cuenta los requisitos de un sistema físico real [19]. Para su desarrollo, se debe modelar el hardware en un entorno de simulación. Una vez creado el modelo de la planta, se desarrolla el modelo del controlador y se verifican los resultados.

En la figura 6, se muestra el modelo implementado en Matlab/Simulink del sistema de fuerza, compuesto por un transformador monofásico conectado a una carga no lineal [20]. Para la atenuación de los armónicos en el alimentador, se conecta al PCC un inversor que, mediante el control PWM será empleado como filtro activo de potencia.

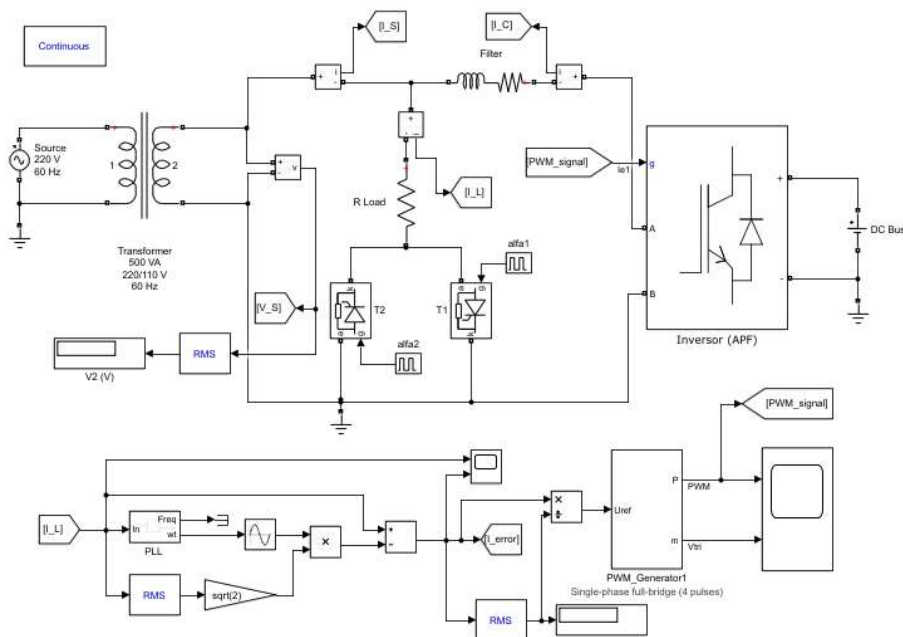


Fig. 6. Esquema de fuerza y control del modelo carga no lineal y APF. Fuente: elaboración propia

Para el modelo del hardware en Matlab/Simulink, se considera un sistema de fuerza constituido por un transformador monofásico con potencia nominal de 500 VA. Para su simulación, los parámetros del transformador son calculados a partir de las pruebas de laboratorio. En la tabla 1, se muestran los valores de chapa y el circuito equivalente exacto del transformador.

Tabla 1. Parámetros del transformador monofásico de 500 VA para la simulación en Matlab/Simulink. Fuente: elaboración propia

Parámetros	Símbolo	Valores
Potencia aparente nominal	S_n (VA)	500
Corriente nominal en el secundario	I_{2N} (A)	4,54
Pérdidas de vacío	p_{NLL} (W)	19,9
Pérdidas con carga	p_{LL} (W)	56,5
Frecuencia nominal	f (Hz)	60
Tensión nominal del primario	V_1 (V)	220
Tensión nominal del secundario	V_2 (V)	110
Resistencia el devanado primario	r_1 (Ω)	1,377948
Resistencia del devanado secundario	r_2 (Ω)	5,511792
Reactancia del devanado primario	x_1 (Ω)	0,356829
Reactancia del devanado secundario	x_2 (Ω)	1,427316
Resistencia de magnetización	R_c (Ω)	2432,161
Reactancia de magnetización	X_m (Ω)	930,813

Para el diseño de la carga, se consideró el valor de corriente nominal en el secundario del transformador. De esta manera, se emplea una resistencia equivalente de 35 Ω , demandando una corriente al transformador de 3,4 A, lo que garantiza que el transformador opere con una cargabilidad aproximada de un 75 %. Para garantizar la no linealidad de la carga, la corriente que circula por la misma estará controlada por el disparo de los tiristores T1 y T2. En este esquema, los ángulos de disparo son simétricos, por lo que se cumple la condición de que $\alpha_2 = \alpha_1 + \pi$. Entonces, de $t=0$ hasta $t=\alpha_1$ no circula corriente por la carga, en este período el T2 se encuentra en polarización inversa, mientras que T1 no ha recibido el pulso por puerta. En α_1 el tiristor T1 comienza a conducir, al alcanzar $t=\pi$ el T1 tiene un apagado natural, pues a partir de $t=\pi$ la tensión en cátodo será mayor que la tensión en el ánodo y se encontrará en polarización inversa.

De $t=\pi$ y hasta $t=\alpha_2$ no circula corriente por la carga, el T1 se encuentra en polarización inversa, mientras que T2 no ha recibido el pulso por puerta. En α_2 el tiristor T2 entra en conducción, al alcanzar $t=2\pi$ el T2 tiene un apagado natural. El valor eficaz de la corriente por la carga puede ser determinado por la ecuación (8):

$$I_L = \sqrt{\frac{1}{T} \int_{-\pi/2}^{\pi/2} i_L^2(t) dt} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left(\int_{\alpha_1}^{\pi} i_L^2(t) dt + \int_{\alpha_2}^{2\pi} i_L^2(t) dt \right)} \quad (8)$$

Finalmente, al desarrollar la ecuación (8), se obtiene que la corriente por la carga como función de los ángulos de disparo α_1 y α_2 .

$$I_L = \frac{V_2}{\sqrt{2}R_L} \sqrt{\frac{3}{2} - \frac{\alpha_1}{4\pi} - \frac{\alpha_2}{4\pi} + \frac{\sin(2\alpha_1)}{8\pi} + \frac{\sin(2\alpha_2)}{8\pi}} \quad (9)$$

Esta dependencia garantiza que, al variar el ángulo de disparo en el esquema, disminuya la corriente en la carga y se incremente su THDi.

Cálculo de potencias, factor de potencia y distorsión armónica total

A partir de las señales de tensión y corriente en el esquema es posible determinar la potencia aparente (S), potencia activa (P) y la potencia de distorsión (D). A partir de los valores de potencia activa y aparente es posible obtener el factor de potencia en la carga (PF_L) y en el secundario del transformado (PF_S).

$$S = V_L \cdot I_L \quad (10)$$

$$P = \frac{1}{T} \int_{-\pi/2}^{\pi/2} v_L(t) \cdot i_L(t) dt \quad (11)$$

$$PF = \frac{P}{S} \quad (12)$$

El indicador THDi se emplea para evaluar la efectividad del APF y su magnitud se calcula de acuerdo a la ecuación (13).

$$THDi = \sqrt{\left(\frac{I_L}{I_{L1}} \right)^2 - 1} \quad (13)$$

Donde I_{L1} es el valor eficaz del armónico fundamental de la corriente I_L .

RESULTADOS y(o) DISCUSIÓN

En la prueba se realizaron cuatro simulaciones para distintos valores de distorsión armónica en la corriente de carga (I_L). En cada uno de los casos se midieron magnitudes de potencia aparente, potencia activa, potencia de distorsión y factor de potencia en la carga y en el PCC. En cuanto a distorsión armónica, se obtienen los armónicos individuales y los valores de THDi para las corrientes en la carga y en el alimentador para su posterior comparación. En cada simulación se mide la tensión en el PCC y el valor del THDv.

La simulación se realizó en Matlab R2019a con licencia profesional. Para la puesta a punto de los programas y modelos para la simulación digital, resultó imprescindible el soporte tecnológico brindado por la Universidad Politécnica de Madrid, España. En la tabla 2 se resumen los resultados de las pruebas realizadas.

Tabla 2. Resultados de las simulaciones del modelo para distintos valores de THDi en la carga. Fuente: elaboración propia

Magnitudes	Ángulo α de disparo de los tiristores (rad)			
	$\frac{\pi}{12}$	$\frac{\pi}{6}$	$\frac{\pi}{4}$	$\frac{\pi}{3}$
S_S (VA)	455,0	450,2	434,5	407,6
P_S (W)	452,8	444,3	419,8	378,3
D_S (VAr)	15,6	36,7	68,8	100,5
PF_S	0,995	0,987	0,966	0,928
S_L (VA)	349,7	389,8	377,1	354,8
P_L (W)	394,0	384,2	359,8	318,5
D_L (VAr)	8,0	30,6	61,9	93,3
PF_L	0,998	0,986	0,954	0,898
I_S (A)	4,140	4,102	3,959	3,713
THDi _S (%)	6,41	6,58	6,80	7,22
I_L (A)	3,597	3,552	3,436	3,232
THDi _L (%)	5,73	15,02	25,85	37,70
V_S (V)	109,7	109,7	109,7	109,8
THDv _{PCC} (%)	1,02	1,36	1,65	2,08

En la tabla 2, es posible apreciar como el incremento de la distorsión armónica de la corriente provoca un empeoramiento considerable del factor de potencia. El valor del PF_L se reduce desde 0,998 para un ángulo de $\pi/12$ rad, hasta llegar a un valor de 0,898 para un ángulo de disparo de $\pi/3$ rad. Por consiguiente, existe un incremento de la relación entre la potencia de distorsión y la potencia activa demandada por la carga no lineal. Con el empleo del APF, el PF_S visto en el secundario del transformador, disminuye desde un valor de 0,995 para el ángulo $\pi/12$ rad, hasta un valor de 0,928 para $\pi/3$ rad. Este empeoramiento es significativamente inferior al del PF_L .

Con el incremento del ángulo de disparo de los tiristores, y por consiguiente de la distorsión armónica en la carga, se incrementa también el valor de distorsión armónica total en el PCC. En este sentido, no se evidencia la influencia del APF en el mejoramiento de la forma de onda de la tensión en ese punto (ver tabla 2).

Este resultado de reducción en la Distorsión Armónica Total, se corresponde con una mejor aproximación en la forma de la onda de la corriente I_S con una señal sinusoidal producto del empleo del APF (ver figura 7).

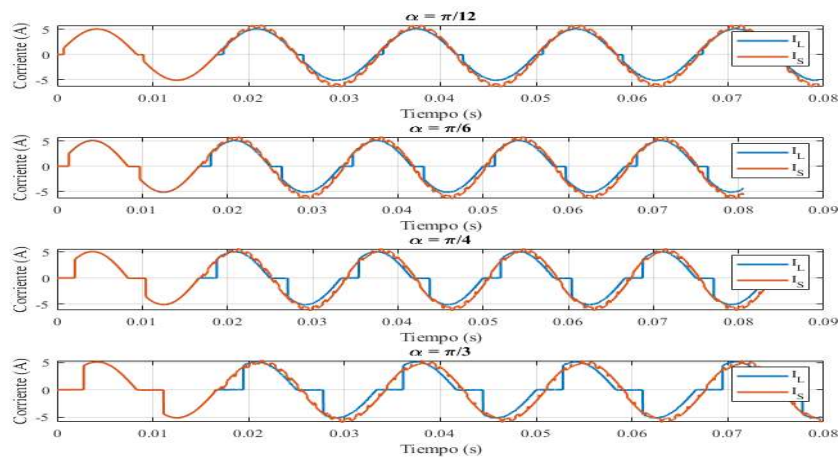


Fig. 7. Formas de onda de las corrientes de carga (I_L) y en el alimentador (I_S). Fuente: elaboración propia

Los resultados, demuestran que con el incremento del ángulo de disparo de los tiristores en la carga se reduce el valor eficaz de la corriente según la expresión (9). En la figura 8, se observa este decremento en el valor eficaz de las corrientes en la carga (I_L) y en el alimentador (I_S). En cambio, resulta llamativo comparar gráficamente los valores de THDi obtenidos para estas corrientes en cada simulación (ver tabla 2 y gráfico de barras en la figura 8). Es visible como el $THDi_L$ crece de forma exponencial con la variación del ángulo de disparo. En cambio, el valor de $THDi_S$ permanece con muy poca variación.

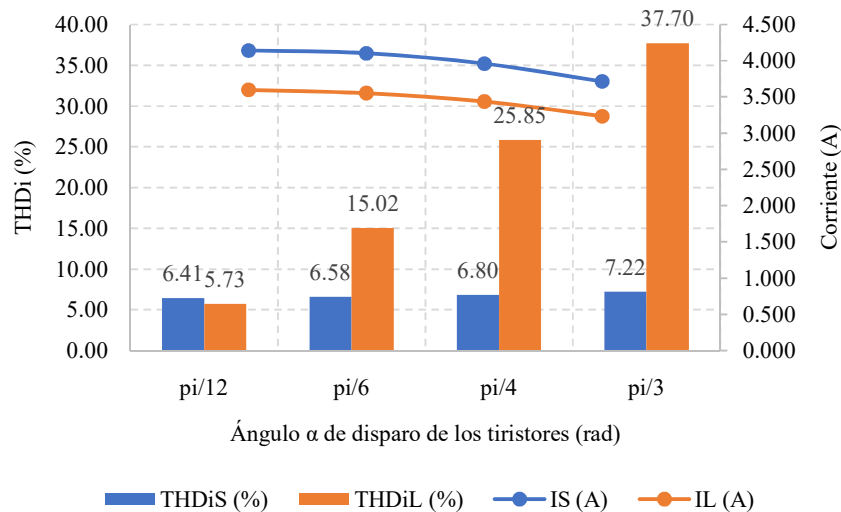


Fig. 8. Comportamiento del valor RMS y del THD de las corrientes de carga (I_L) y en el alimentador (I_S). Fuente: elaboración propia

En la norma NC 800, Código Electrotécnico Cubano para BT, se establecen los límites para el THDu y el THDi como indicadores de calidad, fijando que el THDu por debajo del 5 % se considera una situación normal de operación. Para un ángulo de disparo de $\pi/3$ rad se obtuvo el mayor nivel de distorsión armónica total de corriente, siendo es de un 2,08 %, lo cual se encuentra por debajo del límite donde no existe riesgo de mal funcionamiento.

Para el caso del THDi, se considera normal los valores inferiores a un 10 %. Solo se obtuvo un valor de THDi inferior a este límite para un ángulo de disparo de $\pi/12$ rad. En este caso, con la operación del APF, el THDi en la corriente del alimentador es de un 6,41 %. Este valor es superior al de la corriente en la carga, lo cual es visible en la figura 7 y se debe, fundamentalmente, a las conmutaciones propias del control PWM en el inversor.

Para el resto de los ángulos de disparo, los valores obtenidos de THDi en la carga son superiores al 10 %, alcanzando un 37,7 % para un ángulo de $\pi/3$ rad. En los tres casos simulados, existe una diferencia notable con respecto al $THDi_S$, manteniéndose este indicador por debajo del 10 % en todas las simulaciones (ver figura 8). De esta forma, se hace visible el impacto del APF en la atenuación de armónicos garantizando que los elementos del sistema aguas arriba del PCC operen sin riesgos de mal funcionamiento.

CONCLUSIONES

El APF monofásico responde a las condiciones de operación del modelo sistema con carga no lineal a escala de laboratorio, con posibilidades de su implementación con estrategias de control digital y el procesamiento de las señales de corriente y tensión en la carga. El modelo probado a escala de simulación en Matlab/Simulink, fue probado para cuatro condiciones distintas de operación contemplando el incremento de la distorsión en la corriente de carga.

La simulación, incluye el modelo del transformador monofásico, la carga no lineal y el APF basado en un inversor monofásico de puente H. La simulación ha permitido evaluar el control para construir una señal de referencia que contiene las componentes distorsionantes de la corriente de carga. El empleo de esta i_{ref} como consigna para el control PWM del APF, permitió reducir el nivel de distorsión armónica en la corriente en el alimentador. De esta manera, mejoran los indicadores de calidad en el secundario del transformador al cual se conecta la carga no lineal.

REFERENCIAS

- [1] Grau, F. et al. "Study of electric power quality indicators by simulating a hybrid generation system". *Int. J. Power Electron. Drive Syst.* 2023, vol. 14, n. 2. ISSN 2722-256X. Disponible en: <https://ijpeds.iaescore.com/index.php/IJPEDS/article/view/21907>
- [2] Grau, F., et al. "Solar microsystem modeling and simulation: photovoltaic inverter control based on energy technical product quality criteria". *IFAC-Pap.* 2022, vol. 55, n. 9. ISSN 2405-8963. Disponible en: https://www.researchgate.net/publication/362447681_Solar_microsystem_modeling_and_simulation_photovoltaic_inverter_control_based_on_energy_technical_product_quality_criteria
- [3] Kumar, J., y Kumar, N. "Determination and Allocation of Optimal Size of TCSC and STATCOM for obstruction alleviation in Power System". 2nd IEEE International Conference on Power Electronics, Intelligent Control and Energy Systems (ICPEICES). 2018, p. 65-72. Disponible en: https://www.researchgate.net/publication/327971500_Determination_and_Allocation_of_Optimal_Size_of_TCSC_and_STATCOM_for_obstruction_alleviation_in_Power_System
- [4] Maciążek, M. "Active Power Filters and Power Quality". *Energies*. 2022, vol. 15, n. 22, p. 8483. ISSN 1996-1073. Disponible en: <https://www.mdpi.com/1996-1073/15/22/8483>
- [5] Jia, G., et al. "A modular multilevel converter with active power filter (APF-MMC) under low-frequency operation". *J. Power Electron.* 2024, vol. 24, n. 5, p. 721-733. ISSN 1598-2092. Disponible en: <https://link.springer.com/article/10.1007/s43236-023-00764-3>
- [6] Bi, F. "Comprehensive Review on Harmonic Suppression by Filters in PWM Inverter Circuits". *Sci. Technol. Eng. Chem. Environ. Prot.* 2025, vol. 1, n. 4. ISSN 2959-6157. Disponible en: <https://stecep.deanfrancis.press/article/view/726/TE009612.pdf>
- [7] Dash, D., y Sadhu, P. "A Review on the Use of Active Power Filter for Grid-Connected Renewable Energy Conversion Systems". *Processes*. 2023, vol. 11, n. 5, p. 1467. ISSN 2227-9717. Disponible en: <https://www.mdpi.com/2227-9717/11/5/1467>
- [8] Barva, A., y Joshi, S. "A Comprehensive Survey on Hybrid Active Power Filter Topologies & Controller and Application in Microgrid". 2022 IEEE Region 10 Symposium (TENSYP). 2022, p. 1-6. Disponible en: <https://ieeexplore.ieee.org/document/9864377/>
- [9] Hadi, A., et al. "A Review of Control Technique Applied in Shunt Active Power Filter (SAPF)". *J. Electr. Eng. Technol.* 2022, vol. 40, p. 140-149. ISSN 2093-7423. Disponible en: https://www.researchgate.net/publication/361177222_A_Review_of_Control_Technique_Applied_in_Shunt_Active_Power_Filter_SAPF
- [10] Ravi, T., y Sathish, K. "Analysis, monitoring, and mitigation of power quality disturbances in a distributed generation system". *Front. Energy Res.* 2022, vol. 10. ISSN 2296-598X. Disponible en: <https://www.frontiersin.org/journals/energy-research/articles/10.3389/fenrg.2022.989474/full>
- [11] Cobián, V., et al. "Diseño de puesto de trabajo para el desarrollo de prácticas de laboratorio de calidad de la energía eléctrica". *Maest. Soc.* 2024, vol. 21, n. 1. ISSN 1815-4867. Disponible en: <https://www.google.com/url?sa=t&source=web&rct=j&opi=89978449&url=https://maestrosociedad.uo.edu.cu/index.php/MyS/article/view/6342&ved=2ahUKewiWtfS9jIWXAxX7QzABHWuUHNEQFnoECBwQAQ&usg=AOvVaw3TXf1h-cACA2uyeDtQk1eh>
- [12] Xiang, Z., et al. "A Residential Miniboost Photovoltaic Inverter With Maximum Power Point Operation and Power Quality Compensation". *IEEE Trans. Ind. Electron.* 2023, vol. 70, n. 5, p. 4320-4331. ISSN 1557-9948. Disponible en: <https://ieeexplore.ieee.org/document/9819442/>
- [13] Popescu, M., et al. "Shunt Active Power Filters in Three-Phase, Three-Wire Systems: A Topical Review". *Energies*. 2024, vol. 17, n. 12, p. 2867. ISSN 1996-1073. Disponible en: <https://www.mdpi.com/1996-1073/17/12/2867>
- [14] Green, T., y Marks, J. "Control techniques for active power filters". *IEE Proc. - Electr. Power Appl.* 2005, vol. 152, n. 2, p. 369-381. ISSN 1359-7043. Disponible en: <https://ieeexplore.ieee.org/document/5630615/>
- [15] Gong, C., et al. "Collaborative Distributed Optimal Control of Pure and Hybrid Active Power Filters in Active Distribution Network". *IEEE Trans. Power Deliv.* 2023, vol. 38, n. 4, p. 2326-2337. ISSN 0885-8977. Disponible en: <https://ieeexplore.ieee.org/document/10029934/>
- [16] Chen, D., y Xie, S. "Review of the control strategies applied to active power filters". *Proceedings*, 2004, vol. 2, p. 666-670. ISSN 2504-3900. Disponible en: <https://ieeexplore.ieee.org/document/1338067>
- [17] Gao, Y., et al. "Active power filter control strategy based on repetitive quasi-proportional resonant control with linear active disturbance rejection control". *PLOS ONE*. 2025, vol. 20, n. 2. ISSN 3070-801X. Disponible en: <https://journals.plos.org/plosone/article?id=10.1371/journal.pone.0318558>

- [18] Aboutaleb, A., *et al.* "A Novel Active Power Filter for Supraharmonic Emissions of Single Phase Grid-Connected Inverters". IEEE Trans. Power Electron. 2025, vol. 40, n. 6, p. 8109-8124. ISSN 1941-0107. Disponible en: <https://ieeexplore.ieee.org/document/10874139/>
- [19] Motahhir, S., *et al.* "MIL and SIL and PIL tests for MPPT algorithm". Cogent Eng. 2017, vol. 4, n. 1. ISSN 2331-1916. Disponible en: <https://www.tandfonline.com/doi/full/10.1080/23311916.2017.1378475>
- [20] Merconchini, F., *et al.* "Validación experimental para la estimación de las pérdidas en transformadores monofásicos y carga no lineal: Experimental validation for the estimation of losses in single-phase transformers and non-linear load". Ing. Energética. 2024, vol. 45, n. 2. ISSN 1815-5901. Disponible en: http://scielo.sld.cu/scielo.php?script=sci_arttext&pid=S1815-59012024000200047

CONFLICTO DE INTERESES

No existe conflicto de intereses

CONTRIBUCIÓN DE LOS AUTORES

Frank Grau Merconchini: <https://orcid.org/0000-0002-0174-5309>

Participó en el aporte de ideas, revisión del estado del arte, revisión crítica del borrador del artículo y aprobación final.

Eduardo López Pérez: <https://orcid.org/0009-0008-2179-6809>

Participó en el aporte de ideas, revisión del estado del arte, revisión crítica del borrador del artículo y aprobación final.

Ksenia Arias Granda: <https://orcid.org/0000-0001-8184-3525>

Participó en el aporte de ideas, revisión del estado del arte, revisión crítica del borrador del artículo y aprobación final.

Orestes Hernández Areu: <https://orcid.org/0000-0002-2672-239X>

Participó en el aporte de ideas, revisión del estado del arte, revisión crítica del borrador del artículo y aprobación final.

Luis Vázquez Seisdedos: <https://orcid.org/0000-0001-5459-2265>

Participó en el aporte de ideas, revisión del estado del arte, revisión crítica del borrador del artículo y aprobación final.