

Sintonización del controlador en cascada PI-STA para aplicaciones de filtros activos de potencia

Terán, R.^a, Pérez, J.^{a,*}, Beristáin, J.^a, Cárdenas, V.^b

^a Departamento de Ingeniería Eléctrica y Electrónica, Instituto Tecnológico de Sonora, Cd. Obregón, Av. Antonio Caso 2266, 85137, Sonora, México.

^b Facultad de Ingeniería, Universidad Autónoma de San Luis Potosí, San Luis Potosí, Av. Manuel Nava 8, 78290, S.L.P., México.

To cite this article: Terán, R., Pérez, J., Beristáin, J., Cárdenas, V. 2020. PI-STA Cascade controller tuning for active power filter applications. Revista Iberoamericana de Automática e Informática Industrial 17, 130-143. <https://doi.org/10.4995/riai.2020.12403>

Resumen

Típicamente el esquema de control de un filtro activo de potencia corresponde a un controlador en cascada, el cual consta de un lazo externo para la regulación del voltaje de cd y de un lazo interno para el seguimiento de la corriente de referencia. Cada uno de estos lazos de control está asociado a un controlador que permite converger rápidamente a su respectiva referencia. Este trabajo emplea un controlador PI en el lazo externo y el algoritmo Super-Twisting (STA) en el lazo interno, los cuales conforman al controlador en cascada denotado como PI-STA. Este artículo presenta una metodología para sintonizar los controladores PI y STA, donde el primero se sintoniza a partir de la respuesta al escalón, mientras el STA se sintoniza a partir de considerar la similitud de su estructura con respecto a la de un PI, facilitando así la obtención de las ganancias del STA. Para validar la metodología de sintonización se presentan resultados en simulación y experimentales.

Palabras clave: Filtros activos, inversores, electrónica de potencia, control en cascada, control en modos deslizantes, calidad de la energía.

PI-STA cascade controller tuning for active power filter applications

Abstract

Typically, the control scheme of the active power filter corresponds to a cascade controller, which consists of an outer loop for dc voltage regulation and an inner loop for the tracking of a reference current. Each control loop must be associated with controllers that allow a fast convergence to the established references. This paper presents a cascade controller for active power filter applications, employing a proportional-integral (PI) controller for the external loop, and the super-twisting algorithm (STA) for the internal loop, where the union of both controllers is called PI-STA cascade controller. On the one hand, a step response analysis for the estimation PI gains is carried out. On the other hand, the STA tuning takes place from considering the similarity between the structures of STA with a PI. In order to validate the methodology tuning consistency simulation and experimental results are presented.

Keywords: Active power filters, inverters, power electronics, cascade control, sliding-mode control, PI controller, power quality.

1. Introducción

La demanda de potencia debido a las cargas interconectadas a la red eléctrica se vuelve cada vez un tema de mayor interés dentro de las áreas de la electrónica de potencia y calidad de la energía, debido a los efectos negativos ocasionados por algunas de estas cargas en la calidad de la energía eléctrica.

En términos generales las cargas interconectadas a la red eléctrica se clasifican en dos tipos: lineales y no lineales. Las cargas lineales se componen de arreglos resistivos, inductivos y capacitivos que demandan una corriente de componente fundamental (60Hz); dentro de estas cargas se encuentran las altamente inductivas o altamente capacitivas, cuyos efectos ocasionan que la corriente y el voltaje de la red eléctrica se desfasen. Este hecho afecta directamente al factor de potencia

*Autor para correspondencia: javier.perezr@itson.edu.mx

Attribution-NonCommercial-NoDerivatives 4.0 International (CC BY-NC-ND 4.0)

(*PF*, por sus siglas en inglés), el cual se define como la relación entre la energía transmitida a una carga sobre la energía máxima que podría ser transmitida (Society, 2010), y cuya expresión es:

$$PF = \frac{P}{V_{rms} I_{rms}} \quad (1)$$

donde P es la potencia activa y V_{rms} e I_{rms} son los valores eficaces de voltaje y corriente, respectivamente. Por un lado, el problema de bajo *PF* ocasionado por cargas lineales puede ser interpretado como un mal aprovechamiento de la energía; por otro lado, la compensación del *PF* consiste en hacer que su valor se acerque a la unidad.

Las cargas no lineales corresponden a aquellos dispositivos que aunque son alimentados con un voltaje sinusoidal, consumen una corriente a frecuencia fundamental junto con componentes armónicas de mayor frecuencia; este tipo de cargas ocasionan problemas de bajo *PF* y distorsión en la forma de onda de corriente de la red eléctrica, donde esta última puede ser estimada a través de un parámetro denotado como distorsión armónica total (*THD*, por sus siglas en inglés), el cual es un parámetro de calidad de la energía eléctrica que permite conocer la desviación general de una onda distorsionada respecto de su fundamental (Society, 2010), dicho en otras palabras, permite estimar que tan distorsionada se encuentra una señal respecto de una señal sinusoidal pura a frecuencia fundamental.

Con fines de calcular la distorsión armónica total de corriente (*THD_i*), se utiliza la siguiente expresión:

$$THD_i = \frac{\sqrt{\sum_{j=2}^N I_{j,rms}^2}}{I_{1,rms}} \quad (2)$$

donde $I_{1,rms}$ corresponde al valor eficaz de la corriente a frecuencia fundamental, j es el número de armónico, por lo que $I_{j,rms}$ corresponde al valor eficaz de corriente de la j -ésima componente armónica y N es el número del armónico más alto que se considera en el cálculo.

Si la demanda de potencia no es correctamente monitoreada y controlada pueden generarse disturbios en la red eléctrica (*sags*, *swells*, corrimientos de frecuencia, desbalances, interrupciones, armónicos, *flicker*), los cuales pueden comprometer la calidad de la energía eléctrica. Dentro de los principales disturbios en la red eléctrica se encuentran los armónicos de corriente ocasionados por la existencia de cargas no lineales, y su propagación puede generar un mal funcionamiento en el resto del equipo eléctrico interconectado.

Los llamados convertidores de potencia forman parte del equipo de acondicionamiento de energía eléctrica que permite tomar acciones ante los disturbios de la red eléctrica y garantizar la calidad de la energía eléctrica. El filtro activo de potencia paralelo (SAPF, por sus siglas en inglés) corresponde a un convertidor de potencia cd-ca, cuyas funciones principales son las de compensar corrientes armónicas y potencia reactiva (*Q*), permitiendo mejorar los parámetros *PF* y *THD_i*.

Una parte crucial dentro del diseño e implementación de un SAPF corresponde a la estrategia de control, algunas de las técnicas de control más empleadas son: control proporcional-integral (PI) (Gonzalez, Perez-Ramirez, Beristain, Rodriguez,

& Vazquez, 2016; Teran, Perez, & Beristain, 2019), control por histéresis (Costa, Bacon, Da Silva, & Angelico, 2017; Liserre, Teodorescu, & Blaabjerg, 2006), control resonante (Costa et al., 2017), control basado en pasividad (PBC, por sus siglas en inglés) (Komurcugil, 2015), control de modos deslizantes (SMC, por sus siglas en inglés) (Del Pizzo, Di Noia, & Meo, 2017), etc. Se ha mostrado que las estrategias de control por modos deslizantes representan una opción adecuada para sistemas conmutados y para una amplia variedad de tareas de control.

Dentro de las estrategias de control SMC más robustas se encuentra el Algoritmo Super-Twisting (STA, por sus siglas en inglés), el cual corresponde a un controlador continuo no lineal de segundo orden para sistemas de grado relativo uno (característica que cumple el convertidor SAPF) que asegura una buena dinámica y robustez ante variaciones paramétricas y perturbaciones externas (Ammar, Benakcha, & Bourek, 2017; Del Pizzo et al., 2017). Trabajos como (Ramírez, Castro, Zuniga, & Alanis, 2016) abordan el control STA para SAPF, donde las ganancias de la ley de control son obtenidas de forma empírica, lo cual puede ser suficiente y efectivo cuando se tiene mucha experiencia sobre el funcionamiento del convertidor. Aun así, esta forma de selección de ganancias puede no ser muy efectiva cuando existen problemas de ruido en las señales sensadas del SAPF, por lo que incrementar las ganancias del controlador de forma arbitraria genera un incremento en la amplitud del ruido inducido en la señal de control, haciendo que esta última pierda parte de su dinámica.

En (Boubzizi, El Sied, Bester, & Mabwe, 2018) se aborda un control STA adaptativo donde el ajuste de las ganancias se lleva a cabo en línea para un convertidor de potencia, sin embargo, se utilizan parámetros arbitrarios y un laborioso análisis de estabilidad para corroborar la estabilidad del control propuesto. En los trabajos (Mane & Namboothiripad, 2016, 2017) se presenta un controlador en cascada para SAPF compuesto por un controlador PI en el lazo externo y un controlador SMC en el lazo interno, para los cuales no se dan detalles sobre el cálculo de las ganancias y no se presentan resultados experimentales. Por otro lado, en (Asadi, Ebrahimirad, Mousavi, & Jalilian, 2016) si se clarifica el método de obtención de las ganancias de un SMC, sin embargo, este SMC es utilizado para regulación del voltaje de cd y no para control de la corriente de salida del SAPF. Así mismo, en (Sadeghi, Madani, Ataei, Agha Kashkooli, & Ademi, 2018) se aborda también el uso del STA para el control de un motor de inducción, en donde se resalta la importancia de llevar a cabo una correcta selección de las ganancias del STA para asegurar estabilidad y robustez del sistema, sin embargo, no se muestra el desarrollo para obtener las ganancias. Por otro lado, (Teran et al., 2019) presenta una forma sencilla de obtener las ganancias de un controlador PI en el lazo interno. La estructura del STA guarda una similitud con la estructura del PI, por lo que el método de sintonización presentado en (Teran et al., 2019) es posible adaptarlo a la sintonización del controlador STA y validarlo con diagramas de Bode.

Como se ha visto, en la literatura consultada no se cuenta con un método de sintonización formal ni heurístico que tomen en cuenta el rizo de conmutación de corriente y la frecuencia de muestreo (f_s) y que sea de fácil desarrollo. De esta manera,

la contribución de este trabajo se centra en presentar un método de sintonización de fácil desarrollo para el controlador PI-STA. Entendiendo por sintonización al proceso de obtención de las ganancias del controlador PI-STA.

Por lo tanto, el objetivo planteado es el de sintonizar el controlador PI-STA a través del método establecido en (Teran et al., 2019), realizando las adecuaciones necesarias en la ley de control del STA para que la metodología de sintonización sea de fácil desarrollo. Este objetivo surge del hecho de que no es posible utilizar valores cualesquiera de ganancias en el PI-STA, pues si las ganancias son muy grandes la señal de control saldrá de los límites de operación del modulador establecidos por la amplitud de la portadora, ocasionando que se genere una sobre-modulación; por otro lado, si las ganancias son muy bajas el controlador no tendrá la fuerza necesaria para lograr la convergencia de las variables de estado a los valores deseados.

La validación de la consistencia de este método de sintonización se realiza respecto de la frecuencia de muestreo (igual a la frecuencia de conmutación) y el voltaje de red al cual va a operar el SAPF (esto en simulación); se presentan además resultados experimentales.

El artículo se organiza de la siguiente manera. Primeramente, se presenta el modelo del SAPF y el método de obtención de la corriente de referencia; enseguida se realiza un análisis de estabilidad del sistema con el controlador STA empleando el método directo de Lyapunov. Después, se presentan los métodos de sintonización del PI y STA, los cuales dependen en gran medida de una representación con funciones de transferencia del SAPF. Posteriormente, se presentan resultados en simulación, para luego exponer los resultados de las pruebas experimentales, los cuales reproducen de manera fiel los resultados obtenidos en simulación debido a que las condiciones de operación son las mismas en ambos casos. Finalmente se presentan las conclusiones del trabajo.

2. Modelo y control del filtro activo de potencia monofásico

El filtro activo de potencia monofásico corresponde a la topología de un convertidor cd-ca, la cual se observa en la Figura 1, y donde es posible identificar cada uno de los sectores del sistema, tales como el bus de cd, el puente H, el filtro de acoplamiento y el bus de ca, donde este último se compone de la red eléctrica y las cargas de ca. Las cargas de ca se componen de una carga reactiva lineal y una carga no lineal.

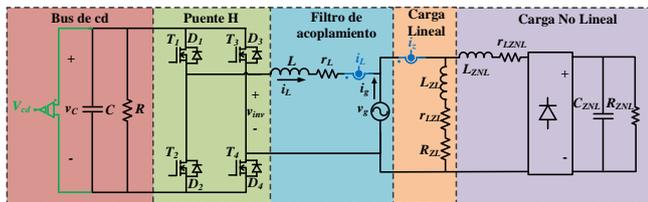


Figura 1: Topología del filtro activo de potencia monofásico interconectado a la red eléctrica con carga de ca.

El modelo del convertidor interconectado a la red permite una mejor comprensión de la dinámica del sistema, por lo que partiendo del análisis realizado en (Ochoa Robles, Beristain Jimenez, & Perez Ramirez, 2016), el modelo del sistema es:

$$\frac{d}{dt}i_L = \frac{1}{L}sv_c - \frac{1}{L}r_Li_L - \frac{1}{L}v_g \tag{3}$$

$$\frac{d}{dt}v_c = -\frac{1}{C}si_L - \frac{1}{RC}v_c \tag{4}$$

Las ecuaciones (3) y (4) corresponden al modelo conmutado del convertidor interconectado, en el cual se hace uso de la función de conmutación *s* (Pérez Ramírez & Beristain Jimenez, 2016), cuyo codominio es {0,1}. Ahora bien, sustituyendo la función de conmutación *s* por su promedio $\tilde{s} = u$ se tiene el modelo promediado del SAPF:

$$\frac{d}{dt}\tilde{i}_L = \frac{1}{L}u\tilde{v}_c - \frac{1}{L}r_L\tilde{i}_L - \frac{1}{L}v_g \tag{5}$$

$$\frac{d}{dt}\tilde{v}_c = -\frac{1}{C}u\tilde{i}_L - \frac{1}{RC}\tilde{v}_c \tag{6}$$

donde *u* también corresponde a la señal de control, cuya forma es:

$$u = \sum_{n=1}^N m_n \cos(n\omega t + \alpha_n) \tag{7}$$

En (7) *n* es el número del armónico de la señal de control, *N* es el armónico de mayor orden considerado en la compensación, *m_n* es la amplitud de cada una de las componentes armónicas de *u*, $\omega=2\pi 60$, α_n es el ángulo de fase de cada armónico, y debido a la modulación por ancho de pulso sinusoidal (SPWM, por sus siglas en inglés) la señal de control debe de estar acotada: $-1 \leq u \leq 1$.

Así, las ecuaciones (5) y (6) corresponden al modelo promediado del SAPF, el cual presenta una dinámica suave de las variables de estado, lo cual es más conveniente para llevar a cabo la sintonización.

La tarea tanto de regulación del voltaje de cd como de compensación de corrientes armónicas y potencia reactiva es gracias a la transferencia de potencia que se lleva a cabo entre el convertidor y la red eléctrica. A su vez, esta transferencia de potencia depende principalmente de la corriente denotada como *i_L*, vista en la Figura 1. El control de la corriente *i_L* se lleva a cabo a través del seguimiento de una corriente de referencia denotada como *i_L^{*}*, cuya expresión es:

$$i_L^* = i_q^* + i_d^* + i_h^* \tag{8}$$

Donde *i_d^{*}* es la referencia de corriente activa y permite la transferencia de potencia activa hacia el bus de cd, lo cual a su vez permite la regulación del voltaje de cd; *i_q^{*}* es la referencia de corriente reactiva que permite compensar potencia reactiva; finalmente, *i_h^{*}* es la componente que permite compensar corrientes armónicas. Las componentes *i_q^{*}* e *i_h^{*}* son obtenidas a través del proceso mostrado en la Figura 2, el cual involucra el uso de la transformada DQ monofásica (Jayathilaka et al., 2018; Shu, Lin, Ziwei, Yin, & Zhou, 2017), denotada en este trabajo como *T_{DQ}* y que es mostrada en (9).

$$\begin{bmatrix} I_{dz} \\ I_{qz} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \text{sen}(\omega t) \\ -\text{sen}(\omega t) & \cos(\omega t) \end{bmatrix}}_{T_{DQ}} \begin{bmatrix} i_z \\ i_{z90} \end{bmatrix} \tag{9}$$

Para la aplicación de *T_{DQ}* se necesita la corriente demandada por la carga *i_z* y su componente en cuadratura *i_{z90}* (señal *i_z* retrasada 90°), estas señales entran a la *T_{DQ}*, para posteriormente obtener a la salida dos señales denotadas como

I_{dz} e I_{qz} , las cuales representan las componentes de corriente activa y reactiva, respectivamente, que son demandadas por la carga. I_{dz} e I_{qz} son señales que se componen de niveles de cd junto con componentes de frecuencia más alta que la señal fundamental (provenientes de los armónicos que consumen las cargas), para obtener las componentes de cd I_{dzf} e I_{qzf} se pasan por un filtro pasa bajas, denotado como *FPB* en la Figura 2. En este punto ya es posible obtener i_q^* de la siguiente forma:

$$i_q^* = I_{dzf} \cdot \sin(\omega t) \quad (10)$$

Las componentes armónicas en el dominio DQ se obtienen con (11).

$$\begin{aligned} I_{dh} &= I_{dz} - I_{dzf} \\ I_{qh} &= I_{qz} - I_{qzf} \end{aligned} \quad (11)$$

Haciendo pasar I_{dh} e I_{qh} por la transformada DQ inversa, denotada como T_{DQ}^{-1} , se obtiene la componente i_h^* , donde:

$$T_{DQ}^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & -\sin(\omega t) \\ \sin(\omega t) & \cos(\omega t) \end{bmatrix}$$

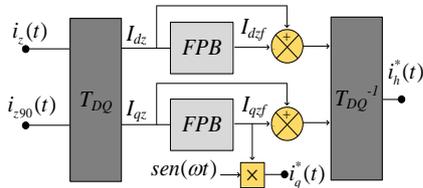


Figura 2: Proceso de obtención de las componentes de referencia para potencia reactiva y armónicos.

Una vez que se obtienen las componentes i_q^* e i_h^* , lo siguiente es agregarlas al esquema de control en cascada que se muestra en la Figura 3, como parte de la generación de la corriente de referencia.

Por último, la obtención de la componente activa i_d^* se obtiene a través del lazo externo de control de voltaje el cual es mostrado en la Figura 3. Considerando que las variables de estado son $x_1 = \tilde{i}_L$ y $x_2 = \tilde{v}_C$, entonces el error de voltaje obtenido a la salida del lazo externo se denota como:

$$e_{x_2} = x_2^* - x_2 \quad (12)$$

donde x_2^* denota el valor deseado de x_2 . El error en (12) ingresa al controlador G_2 , cuya salida es una estimación de la potencia activa P , la cual es dividida entre la amplitud del voltaje de red V_p para obtener la amplitud de la corriente activa necesaria para mantener regulado el voltaje de cd, quedando como sigue:

$$I_d = \frac{2P}{V_p} \quad (13)$$

Finalmente, la componente de corriente activa en el dominio del tiempo es:

$$i_d^* = I_d \cdot \cos(\omega t) \quad (14)$$

Obtenidas cada una de las componentes de la corriente de referencia, entonces es posible hacer la suma algebraica mostrada en (8), generando así la corriente de referencia denotada como i_L^* , o bien, x_1^* . A través del seguimiento de esta corriente de referencia se genera el flujo de potencia que da lugar a la regulación del voltaje de cd y a la compensación de corrientes armónicas y potencia reactiva.

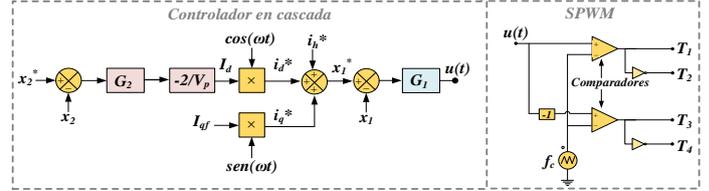


Figura 3: Controlador en cascada y SPWM para el filtro activo de potencia monofásico.

A continuación, se presenta el análisis de estabilidad del SAPF empleando como ley de control al Algoritmo Super-Twisting (STA).

3. Análisis de estabilidad del SAPF

Con fines de asegurar estabilidad asintótica del sistema (SAPF) en lazo cerrado, en este apartado se lleva a cabo un análisis de estabilidad en el sentido de Lyapunov, tal y como se encuentra reportado en (Mina, 2002). Primeramente se define el teorema de estabilidad de Lyapunov, el cual establece lo siguiente (Khalil, 2015). Sea un sistema $\dot{x} = f(x)$ una función continuamente diferenciable definida en una región $J \subset \mathbb{R}^n$, la cual incluye al origen y con $f(0) = 0$. Sea $V(x)$ una función continuamente diferenciable definida en el dominio J , que cumple con $V(x) > 0 \forall x \neq 0 \in J$ y con $V(0) = 0$, tal que:

- Caso 1: Si $\dot{V}(x) \leq 0 \forall x \in J$ entonces $x = 0$ es estable.
- Caso 2: $\dot{V}(x) < 0 \forall x \in J$ con $x \neq 0$ entonces $x = 0$ es asintóticamente estable (AE).
- Caso 3: $\dot{V}(x) < 0 \forall x \neq 0 \in \mathbb{R}^n$ y $V(x) \rightarrow \infty$ cuando $\|x\| \rightarrow \infty$ entonces $x = 0$ es globalmente asintóticamente estable (GAE).

Se comienza el análisis considerando que las variables de estado son $x_1 = \tilde{i}_L$ y $x_2 = \tilde{v}_C$, por lo que el modelo promediado del convertidor es:

$$\dot{x}_1 = \frac{1}{L} u x_2 - \frac{1}{L} r_L x_1 - \frac{1}{L} v_g \quad (15)$$

$$\dot{x}_2 = \frac{1}{C} u x_1 - \frac{1}{RC} x_2 \quad (16)$$

Dado que se busca verificar estabilidad del sistema en lazo cerrado, donde la tarea del control es seguir las referencias de sus variables de estado, entonces se define un modelo de referencia dado como:

$$\dot{x}_1^* = \frac{1}{L} u x_2^* - \frac{1}{L} r_L x_1^* - \frac{1}{L} v_g \quad (17)$$

$$\dot{x}_2^* = \frac{1}{C} u x_1^* - \frac{1}{RC} x_2^* \quad (18)$$

De esta manera, se obtiene un modelo del error, el cual corresponde a la diferencia entre el modelo de referencia definido por las ecuaciones (17) y (18), y el modelo promediado de las ecuaciones (15) y (16), de la siguiente forma:

$$\begin{bmatrix} \dot{e}_{x_1} \\ \dot{e}_{x_2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{x}_1^* \\ \dot{x}_2^* \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} \quad (19)$$

por lo tanto, el modelo del error queda:

$$\dot{e}_{x_1} = \frac{1}{L}ue_{x_2} - \frac{1}{L}r_L e_{x_1} \quad (20)$$

$$\dot{e}_{x_2} = -\frac{1}{C}ue_{x_1} - \frac{1}{RC}e_{x_2} \quad (21)$$

El sistema del error establecido en (20) y (21) puede ser visto como $\dot{\mathbf{e}}_x = f(\mathbf{e}_x)$, el cual es continuamente diferenciable en una región $J \subset \mathbb{R}^2$, incluyendo al origen y con $f(0) = 0$.

Considerando como función candidata una función cuadrática (Mina, 2002):

$$V(\mathbf{e}_x) = \frac{1}{2} \mathbf{e}_x^T \mathbf{D} \mathbf{e}_x \quad (22)$$

donde la matriz \mathbf{D} es simétrica y definida positiva, cuya estructura es:

$$\mathbf{D} = \begin{bmatrix} \gamma_1 L & 0 \\ 0 & \gamma_2 C \end{bmatrix}, \quad \mathbf{e}_x = \begin{bmatrix} e_{x_1} \\ e_{x_2} \end{bmatrix} \quad (23)$$

con:

$$\begin{aligned} \gamma_1 &> 0 \\ \gamma_2 &> 0 \end{aligned} \quad (24)$$

Considerando (23), entonces la ecuación (22) se reescribe como:

$$V(\mathbf{e}_x) = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} e_{x_1} & e_{x_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \gamma_1 L & 0 \\ 0 & \gamma_2 C \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_{x_1} \\ e_{x_2} \end{bmatrix} \quad (25)$$

Así pues, la función candidata desarrollada contiene términos cuadráticos y coeficientes que dependen de γ_1 , γ_2 , L y C . De esta manera, desarrollando (25), entonces $V(\mathbf{e}_x)$ es definida positiva como se observa a continuación:

$$V(\mathbf{e}_x) = \frac{1}{2} \gamma_1 L e_{x_1}^2 + \frac{1}{2} \gamma_2 C e_{x_2}^2 > 0 \quad \forall \mathbf{e}_x \neq \mathbf{0} \in J \quad (26)$$

además, cumple con $V(\mathbf{0}) = 0$ cuando $\mathbf{e}_x = \mathbf{0}$.

Lo siguiente es verificar cómo es la derivada de la función $V(\mathbf{e}_x)$ con respecto de los casos establecidos anteriormente en el teorema de estabilidad de Lyapunov. Derivando (26) se tiene:

$$\dot{V}(\mathbf{e}_x) = \gamma_1 L e_{x_1} \dot{e}_{x_1} + \gamma_2 C e_{x_2} \dot{e}_{x_2} \quad (27)$$

Tomando las ecuaciones del modelo del error (20) y (21), y sustituyéndolas en (27) se llega a:

$$\dot{V}(\mathbf{e}_x) = (\gamma_1 - \gamma_2) u e_{x_1} e_{x_2} - \gamma_1 r_L e_{x_1}^2 - \gamma_2 \frac{1}{R} e_{x_2}^2 \quad (28)$$

Considerando (24) y con fines de simplificar el análisis, se propone:

$$\gamma_1 > \gamma_2 : \gamma_1 = \gamma_2 + 1 \quad (29)$$

Así pues, (28) queda como:

$$\dot{V}(\mathbf{e}_x) = u e_{x_1} e_{x_2} - \gamma_1 r_L e_{x_1}^2 - \gamma_2 \frac{1}{R} e_{x_2}^2 \quad (30)$$

Hasta aquí, a partir de (30) se observa que:

$$-\gamma_1 r_L e_{x_1}^2 - \gamma_2 \frac{1}{R} e_{x_2}^2 \leq 0 \quad \forall \mathbf{e}_x \in J \quad (31)$$

Entonces únicamente resta analizar $u e_{x_1} e_{x_2}$, donde u corresponde a la ley de control por modos deslizantes denotada como Algoritmo Super-Twisting (STA) cuya estructura es:

$$u = k_1 |\sigma|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(\sigma) + w, \quad \dot{w} = k_2 \text{sign}(\sigma) \quad (32)$$

donde σ se denota como la superficie deslizante, la cual en este caso se propone como el error de corriente e_{x_1} . Esta propuesta de superficie deslizante es válida ya que su dinámica es:

$$\dot{\sigma} = \dot{e}_{x_1} = \frac{1}{L} u e_{x_2} - \frac{1}{L} r_L e_{x_1} \quad (33)$$

entonces la dinámica de la variable deslizante contiene la acción de control, la cual permite que $\sigma \rightarrow 0$ en tiempo finito.

Sustituyendo entonces la ley de control STA en (30) y definiendo $\varepsilon = -\gamma_1 r_L e_{x_1}^2 - \gamma_2 \frac{1}{R} e_{x_2}^2$, se tiene:

$$\dot{V}(\mathbf{e}_x) = k_1 e_{x_1} e_{x_2} |e_{x_1}|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(e_{x_1}) + k_2 e_{x_1} e_{x_2} \int \text{sign}(e_{x_1}) dt + \varepsilon \quad (34)$$

Considerando que $|e_{x_1}| = e_{x_1} \text{sign}(e_{x_1})$ entonces (34) queda:

$$\dot{V}(\mathbf{e}_x) = k_1 e_{x_2} |e_{x_1}|^{\frac{3}{2}} + k_2 e_{x_1} e_{x_2} \int \text{sign}(e_{x_1}) dt + \varepsilon \quad (35)$$

Partiendo de (35), se busca que $\dot{V}(\mathbf{e}_x) < 0 \quad \forall \mathbf{e}_x \neq \mathbf{0} \in J$, por lo que se requiere garantizar que:

$$k_1 e_{x_2} |e_{x_1}|^{\frac{3}{2}} + k_2 e_{x_1} e_{x_2} \int \text{sign}(e_{x_1}) dt \leq \gamma_1 r_L e_{x_1}^2 + \gamma_2 \frac{1}{R} e_{x_2}^2 \quad (36)$$

La acción de control del STA permite llevar a cero a la superficie deslizante y a su derivada, en este caso e_{x_1} y \dot{e}_{x_1} , respectivamente; de esta forma se establece un seguimiento asintótico de la corriente de referencia x_1^* . Asimismo, se sabe que e_{x_2} es acotado como resultado de la regulación del voltaje de cd por acción del lazo de control externo.

Así pues, dado que e_{x_1} y e_{x_2} son acotados y retomando que la señal de control también es acotada ($-1 \leq u \leq 1$), entonces los términos $k_1 e_{x_2} |e_{x_1}|^{\frac{3}{2}}$ y $k_2 e_{x_1} e_{x_2} \int \text{sign}(e_{x_1}) dt$ también son acotados. Por lo tanto, para cada par de ganancias $k_1 > 0$ y $k_2 > 0$ asociadas al controlador STA, existe un par de coeficientes γ_1 y γ_2 que cumplen con (24), (26) y (29), consiguiendo que se cumpla la desigualdad (36), por lo tanto, $\mathbf{e}_x = \mathbf{0}$ es AE. De este modo, se muestra estabilidad asintótica en lazo cerrado con la ley de control STA.

Ahora bien, es importante hacer una selección adecuada (sintonización) de las ganancias del STA que permitan un correcto funcionamiento de las tareas del SAPF, evitando ya sea un mal seguimiento de las referencias cuando las ganancias son demasiado pequeñas, o bien, sobre-modulación cuando las ganancias son demasiado grandes.

4. Sintonización de los lazos de control

En esta sección se presenta el método de sintonización del controlador PI-STA, de tal forma que se encuentren ganancias adecuadas que permitan que se cumpla de forma correcta con las tareas de regulación del voltaje de cd y seguimiento de la corriente de referencia.

Una forma alternativa de representar fielmente la dinámica del filtro activo, ecuaciones (5) y (6), es la siguiente:

$$H_1(s) = \frac{\mathcal{L}\{x_1\}}{\mathcal{L}\{ux_2 - v_g\}} = \frac{1}{Ls + r_L} \quad (37)$$

$$H_2(s) = \frac{\mathcal{L}\{x_2\}}{\mathcal{L}\{ux_1\}} = \frac{-R}{sRC + 1} \quad (38)$$

Este modelo alternativo se genera a partir del modelo promediado y de separar sus no linealidades intrínsecas. A partir de las funciones de transferencia (37) y (38) es posible construir el esquema en cascada del sistema, mismo que se visualiza en la Figura 4.

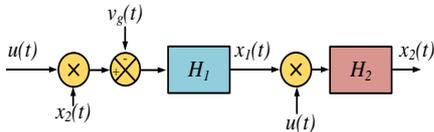


Figura 4: Sistema en cascada sin controlador.

Partiendo ahora del sistema en cascada de la Figura 4 y el controlador en cascada correspondiente a la Figura 3, entonces es posible dar lugar al esquema mostrado en la Figura 5 (a).

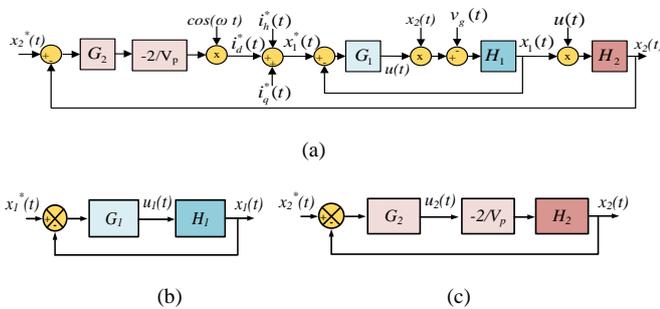


Figura 5: Representación a bloques de: (a) Sistema en cascada; (b) Lazo de control de corriente; (c) Lazo de control de voltaje.

Definida la nueva representación del sistema y la estructura del controlador en cascada, el siguiente paso es realizar la sintonización de cada uno de los lazos de control, donde para sintonizar el lazo interno se asume que el lazo externo se encuentra ya sintonizado, y para sintonizar el lazo externo se asume que el lazo interno ya está sintonizado.

La sintonización presentada a continuación está basada en el método de obtención de ganancias visto en (Teran et al., 2019).

4.3. Sintonización del lazo de control interno: STA

Para sintonizar el lazo interno se hacen las siguientes consideraciones:

- El lazo externo se encuentra ya correctamente sintonizado, por lo tanto, es posible sustituirlo por una ganancia unitaria.
- El voltaje de la red eléctrica v_g es considerado como una perturbación conocida y reproducible, por lo que no se tomará en cuenta para el proceso de sintonización.
- El rizo del voltaje de cd es lo suficientemente pequeño como para aproximar el voltaje de cd a un valor constante V_{cd} , es decir $x_2 = V_{cd}$.

Estas consideraciones dan como resultado el diagrama de la Figura 5 (b), por lo que H_1 se puede aproximar a H_3 de la siguiente forma:

$$\frac{\mathcal{L}\{x_1\}}{\mathcal{L}\{ux_2 - v_g\}} \approx \frac{\mathcal{L}\{x_1\}}{\mathcal{L}\{ux_2\}} = \frac{\mathcal{L}\{x_1\}}{V_{cd} \mathcal{L}\{u\}} = \frac{H_3}{V_{cd}} \quad (39)$$

donde:

$$H_3 = \frac{\mathcal{L}\{x_1\}}{\mathcal{L}\{u\}} = \frac{V_{cd}}{Ls + r_L} \quad (40)$$

Ahora bien, la estructura de la ley de control del STA es (Galan, Rosas, Lopez Rios, Canedo, & Loukianov, 2015):

$$u = k_1 |\sigma|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(\sigma) + k_2 \int \text{sign}(\sigma) dt \quad (41)$$

donde σ corresponde a la superficie deslizante, la cual es directamente el error de corriente definido como:

$$\sigma = i_L^* - i_L = \underbrace{x_1^* - x_1}_{e_{x_1}} \quad (42)$$

Esto es posible dado que el SAPF corresponde a un sistema de grado relativo uno.

De la ley de control STA, ecuación (41), el primer término permite asegurar la convergencia hacia la superficie deslizante, mientras que el segundo término permite compensar la perturbación (en este caso los efectos de la red eléctrica). Así, el diagrama correspondiente a la ley de control STA se muestra en la Figura 6.

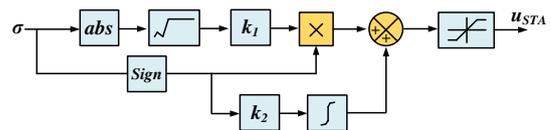


Figura 6: Diagrama a bloques de la ley de control STA.

En la Figura 6 se muestra un bloque limitador de señal previo a la salida de la señal de control u_{STA} , el cual permite acotar la señal de control a $-1 < u < 1$, y de esta forma evitar la sobre-modulación al utilizar la modulación SPWM.

Establecida la ley de control STA, lo siguiente es llevar a cabo el cálculo de las ganancias k_1 y k_2 , para lo cual se considera lo siguiente:

- La estructura del controlador STA es similar a la estructura del controlador PI.
- La función signo ($\text{sign}(\cdot)$) puede ser modelada a través de una función sigmoide ($\text{sigm}(\cdot)$) desplazada en el eje de las ordenadas (Enrique, Jiménez, Loukianov, & Corrochano, 2008), de la siguiente forma:

$$\text{sign}(\sigma) \approx \left(\frac{2}{1 + e^{-a\sigma}} \right) - 1 = \text{sigm}(\sigma) \quad (43)$$

donde el lado derecho de la expresión (43) será denotado como $sigm(\sigma)$, donde se puede apreciar que entre más grande el valor de a , ésta se aproxima más a la función signo.

La superficie deslizante σ corresponde al error de corriente, el cual es dinámico y cambia en función del tiempo, sin embargo, para la sintonización éste se iguala a una constante correspondiente al error mínimo de corriente permisible, el cual a su vez es asociado con el rizo de conmutación de la corriente, mismo que se visualiza en la Figura 7.

Es importante considerar el rizo de conmutación dentro de la sintonización debido a que es un parámetro relacionado directamente con la frecuencia de conmutación, por lo que si la frecuencia de conmutación se incrementa entonces la amplitud del rizo disminuye permitiendo realizar un mejor seguimiento de la corriente de referencia.

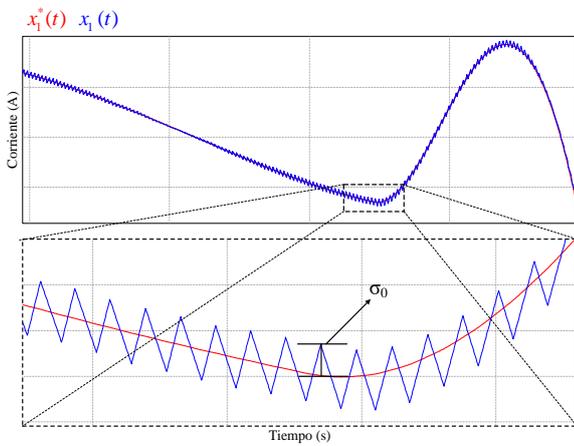


Figura 7 Rizo de conmutación en la corriente de salida.

Este error mínimo de corriente permisible considerado en la sintonización es denotado como σ_0 . Por lo tanto, el controlador STA denotado como G_I , y únicamente para fines de sintonización, puede ser reescrito como:

$$G_{STA1} = k_1 |\sigma_0|^{\frac{1}{2}} \left(\frac{2}{1+e^{-a\sigma_0}} - 1 \right) + \frac{1}{s} k_2 \left(\frac{2}{1+e^{-a\sigma_0}} - 1 \right) \quad (44)$$

Partiendo ahora de la Figura 5 (b) se lleva a cabo el análisis en lazo cerrado, obteniendo la siguiente función de transferencia:

$$H_{STA4}(s) = \frac{s \frac{k_1}{k_2} |\sigma_0|^{\frac{1}{2}} + 1}{\frac{L}{k_2 V_{cd} sigm(\sigma_0)} s^2 + \left(\frac{r_L}{k_2 V_{cd} sigm(\sigma_0)} + \frac{k_1}{k_2} |\sigma_0|^{\frac{1}{2}} \right) s + 1} \quad (45)$$

donde $sigm(\sigma_0) = \left(\frac{2}{1+e^{-a\sigma_0}} \right) - 1$, con $a = 10$.

Retomando el hecho de que el controlador STA presenta cierta similitud con respecto a un PI con función de transferencia:

$$G_{PI}(s) = \frac{k(sT_i + 1)}{sT_i} = k_p + \frac{1}{s} k_I \quad (46)$$

donde análogamente las ganancias k_I y k_p del STA corresponden con las ganancias k_p y k_I , respectivamente de un controlador PI (Terán et al., 2019), por lo que

$k_I = \frac{k_p}{T_i} \Rightarrow k_2 = \frac{k_1}{T_i}$. Considerando esto, entonces (45) queda como:

$$H_{STA4}(s) = \frac{s T_{i1} |\sigma_0|^{\frac{1}{2}} + 1}{\frac{L T_{i1}}{k_1 V_{cd} sigm(\sigma_0)} s^2 + \left(\frac{r_L T_{i1}}{k_1 V_{cd} sigm(\sigma_0)} + T_{i1} |\sigma_0|^{\frac{1}{2}} \right) s + 1} \quad (47)$$

donde T_{i1} corresponde a la constante de tiempo asociada al lazo interno. Tomando en cuenta ahora la dinámica deseada:

$$H(s) = \frac{1}{\frac{s^2}{\omega_n^2} + 2\zeta \frac{1}{\omega_n} s + 1} \quad (48)$$

entonces de (47) y (48) se tiene:

$$\frac{1}{\omega_n^2} = \frac{L T_{i1}}{k_1 V_{cd} sigm(\sigma_0)} \quad (49)$$

$$2\zeta \frac{1}{\omega_n} = \left(\frac{r_L T_{i1}}{k_1 V_{cd} sigm(\sigma_0)} + T_{i1} |\sigma_0|^{\frac{1}{2}} \right) \quad (50)$$

de esta forma, haciendo uso de (49) y de (50), entonces la ganancia k_I es:

$$k_I = \frac{2\zeta L - r_L T_{i1} |\sigma_0|^{\frac{1}{2}}}{T_{i1} |\sigma_0| V_{cd} sigm(\sigma_0)} \quad (51)$$

Ahora bien, dado que la implementación del controlador STA se realiza en un dispositivo digital entonces es importante cumplir con el teorema de muestreo de Nyquist-Shannon, para ello se elige que el cero de $H_{STA4}(s)$ se ubique a lo más a la mitad de la frecuencia de muestreo f_s ; con base en pruebas realizadas, se elige la ubicación del cero a una tercera parte de la frecuencia de muestreo del sistema, es decir,

$$\omega_n = \frac{1}{T_{i1} |\sigma_0|^{\frac{1}{2}}} = \frac{1}{3} \omega_s, \text{ con } \omega_s = 2\pi f_s, \text{ por lo que la constante}$$

de tiempo asociada a la velocidad del STA es:

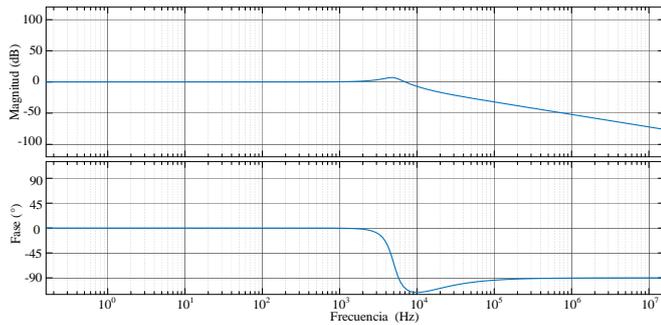
$$T_{i1} = \frac{3}{\omega_s |\sigma_0|^{\frac{1}{2}}} \quad (52)$$

Para el cálculo de las ganancias, se consideró que los valores de éstas no fueran tan grandes tal que generaran una amplificación del ruido inducido en la señal de control (condiciones experimentales) y que tampoco fueran tan pequeñas que se comprometiera la correcta ejecución de las tareas del SAPF. Con base en esto se eligieron: $|\sigma_0| = 0.25$, es decir, un error de corriente de 0.25 A_{pp} y $\zeta = 0.25$.

Para la obtención de la ganancia k_2 se retoma la relación entre la ganancia proporcional y la ganancia integral de un PI, esto es válido dado que el STA cuenta con una ganancia proporcional k_I y otra ganancia k_2 asociada a un integrador. Por lo tanto, k_2 puede ser calculada como:

$$k_2 = \frac{k_I}{T_i} \quad (53)$$

La Figura 8 muestra el diagrama de bode de la función de transferencia a lazo cerrado vista en (47), donde se puede observar que H_{STA4} presenta ganancia unitaria y fase cero en un ancho de banda que encierra hasta la componente armónica 16, correspondiente a 960Hz.


 Figura 8 Diagrama de bode de la función de transferencia H_{STA4} .

Dado el ancho de banda establecido por la función de transferencia en lazo cerrado, ecuación (47), el controlador STA permite el seguimiento de una corriente de referencia que incluye hasta el armónico 16.

4.4. Sintonización del lazo de control externo: PI

Para la sintonización del PI del lazo externo se asume que el controlador STA del lazo interno se encuentra ya sintonizado y puede ser sustituido por una ganancia unitaria. Con esto, se obtiene como resultado el diagrama de la Figura 5(c), así mismo, H_2 de (38) no se ve afectada (Teran et al., 2019).

Considerando la estructura del controlador PI definida en (46) y la función de transferencia de la dinámica del voltaje del capacitor en (38), entonces con base en el diagrama de la Figura 5(c) se realiza el análisis en lazo cerrado, obteniendo la siguiente función de transferencia:

$$H_{PI5}(s) = \frac{sT_{i2} + 1}{\frac{T_{i2}V_p C}{2k_p} s^2 + T_{i2} \left(\frac{V_p}{2Rk_p + 1} \right) s + 1} \quad (54)$$

En este caso, la constante de tiempo del PI de lazo externo es:

$$T_{i2} = \delta T_{i1} \quad (55)$$

donde δ es un factor que define la velocidad del controlador G_2 con respecto al controlador G_1 . Con base en pruebas llevadas a cabo con distintos valores de δ , se llegó a que con $\delta=1500$ se tienen buenos resultados, lo que establece que la dinámica del controlador G_2 es mil quinientas veces más lenta que la del controlador G_1 . De la función de transferencia a lazo cerrado de la ecuación (54) la ganancia k_p se obtiene como:

$$k_p = \frac{\omega_{ne}^2 T_{i2} V_p C}{2} \quad (56)$$

con ω_{ne}^2 como el cuadrado de la frecuencia natural del controlador del lazo externo, cuyo cálculo se basa en la respuesta al escalón donde se establece un máximo sobre impulso %OS y un tiempo de establecimiento t_s , de tal manera que el cálculo del factor de amortiguamiento ξ y de la frecuencia natural se lleva a cabo de la siguiente forma:

$$\xi = \frac{\left| \ln \left(\frac{\%OS}{100} \right) \right|}{\sqrt{\pi^2 + \ln^2 \left(\frac{\%OS}{100} \right)}} \quad (57)$$

$$\omega_{ne}^2 = \frac{-\ln \left(0.02 \sqrt{1 - \xi^2} \right)}{\xi t_s} \quad (58)$$

5. Resultados en simulación

Una vez llevada a cabo la sintonización del PI-STA, lo siguiente es presentar algunos resultados en simulación empleando el software de simulación de electrónica de potencia PSIM®.

Tabla 1: Parámetros de operación para pruebas de simulación y experimentación del SAPF.

Componente	Descripción	Valor
v_g	Voltaje eficaz de la red eléctrica	127V _{rms}
v_C (V _{cd})	Voltaje en el bus de cd	210V
f_s	Frecuencia de muestreo	15kHz
C	Capacitor de cd	1mF
R	Resistencia de pérdidas	1.29k Ω
L	Inductor de acoplamiento	3.68mH
r_L	Resistencia parásita de L	0.18 Ω
L_{ZL}	Inductor de la carga lineal	6.49mH
r_{LZL}	Resistencia parásita de L_{ZL}	0.25 Ω
R_{ZL}	Resistencia de la carga lineal	60 Ω
L_{ZNL}	Inductor de la carga no lineal	1.44mH
r_{LZNL}	Resistencia parásita de L_{ZNL}	0.1 Ω
C_{ZNL}	Capacitor de la carga no lineal	1mF
R_{ZNL}	Resistencia de la carga no lineal	200 Ω

Basado en el diagrama de la Figura 1 se consideran las condiciones de operación mostradas en la Tabla 1, las cuales son válidas para las pruebas en simulación y experimentación.

Se eligió como carga no lineal un rectificador de onda completa, ya que es una de las cargas más comunes en los sistemas eléctricos.

Los resultados que se presentan a continuación permiten observar las formas de onda de: el voltaje de cd v_C , el voltaje de la red eléctrica v_g , la corriente de la red eléctrica i_g , la corriente de compensación i_L y su referencia i_L^* , donde $f_s=15\text{kHz}$, $v_g=127\text{V}_{\text{rms}}$ y $v_C=210\text{V}$.

La Figura 9 presenta resultados del controlador deshabilitado, por lo que se observa que la corriente de compensación i_L no sigue la referencia i_L^* , ocasionando que la forma de onda y la fase de la corriente de la red eléctrica i_g se vean afectadas por las componentes armónicas y la potencia reactiva, dando lugar a una THD_i de 38.7% y un PF de 0.88.

Por otro lado, los resultados de la Figura 10 corresponden a la habilitación del controlador, donde es posible notar el buen seguimiento de i_L^* , de tal manera que se compensan las corrientes armónicas y la potencia reactiva, logrando que la forma de onda de i_g presente un carácter más sinusoidal, y dando lugar a una THD_i de 3.05% y un PF de 0.99.

La Figura 11 muestra nuevamente el voltaje de cd y el voltaje y corriente de la red eléctrica, se han agregado además gráficos del espectro en frecuencia de la corriente de la red eléctrica cuando el controlador se encuentra deshabilitado,

nótese que las amplitudes más relevantes después de la fundamental corresponden a los armónicos 3, 5, 7 y 9.

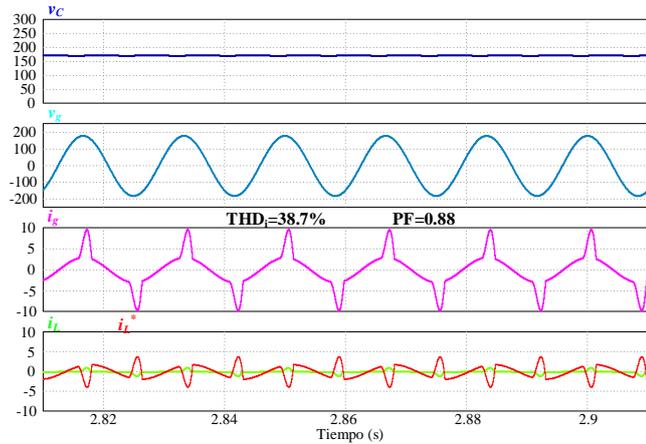


Figura 9: Formas de onda antes de la compensación de armónicos y potencia reactiva en simulación.

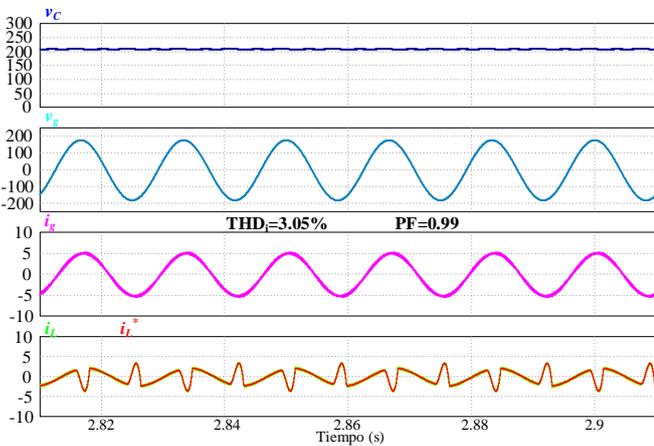


Figura 10: Formas de onda durante la compensación de armónicos y potencia reactiva en simulación.

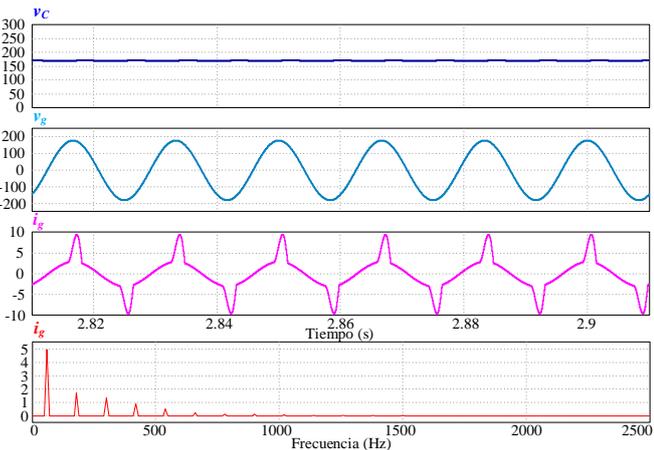


Figura 11: Corriente de red antes de la compensación de armónicos y potencia reactiva en simulación.

En la Figura 12 se muestra como al habilitar el controlador las amplitudes de los armónicos en cuestión son reducidas significativamente, esto gracias a las tareas de regulación del voltaje de cd y el seguimiento de la corriente de referencia.

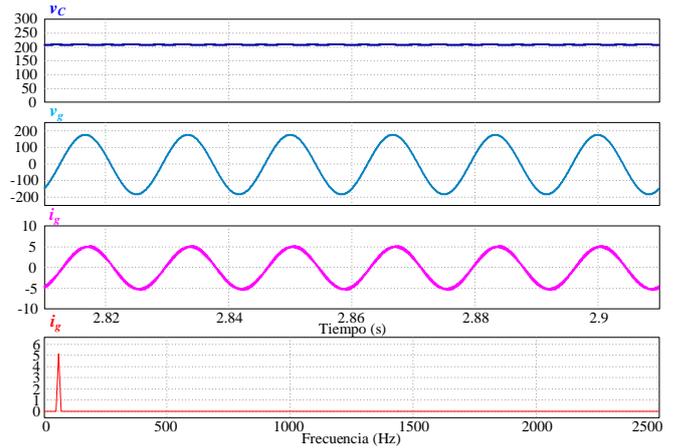


Figura 12: Corriente de red durante la compensación de armónicos y potencia reactiva en simulación.

Una de las ventajas que presenta el filtro activo con respecto a otras estrategias de mitigación de armónicos es la capacidad para adaptarse a cambios de carga. Debido a esto y con fines de probar el buen funcionamiento del controlador, se realizaron pruebas con cambios de carga en el bus de ca, para ello se utilizaron las condiciones de carga establecidas en la Tabla 2.

Tabla 2 Condiciones para pruebas con cambios de carga.

Tipo de Carga	Estado de Carga		
	A	B	C
Lineal	✗	✓	✓
No Lineal	✓	✓	✗

El estado de carga A significa que la carga de ca se compone únicamente de la carga no lineal, el estado de carga B se compone de una carga lineal en conjunto con una carga no lineal, y finalmente el estado de carga C lo conforma solamente una carga lineal.

De esta forma, se presentan los resultados de tres cambios de carga: el primero es del estado de carga A al estado de carga B denotado como transición A-B, el siguiente es del estado de carga B al estado de carga C denotado como transición B-C, y finalmente del estado de carga C al estado de carga B denotado como transición C-B. Además, se presentan resultados sobre el estado estable de cada uno de los estados de carga.

La Figura 13 muestra el estado estable del estado de carga A, donde se observa que la demanda de potencia es regida por la carga no lineal.

La Figura 14 muestra el comportamiento del sistema durante la transición A-B, en donde se puede observar transitorios en las señales de voltaje del bus de cd y la corriente de la red eléctrica, las cuales son estabilizadas en 0.52s y 0.5s, respectivamente.

El siguiente transitorio parte del estado de carga B, para el cual, el estado estable del sistema es como lo muestra la Figura 15.

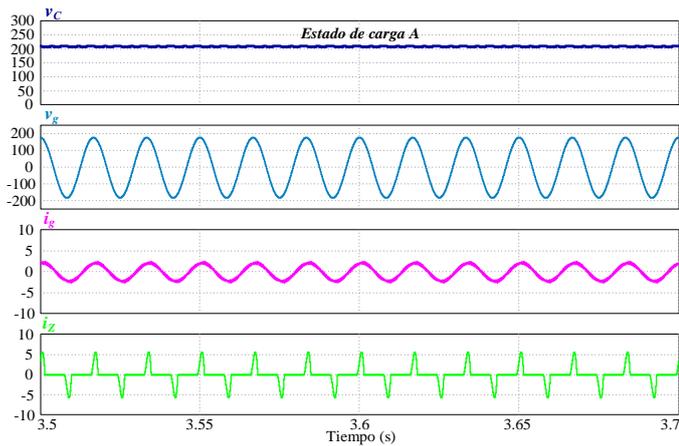


Figura 13 Estado estable previo a la transición A-B en simulación.

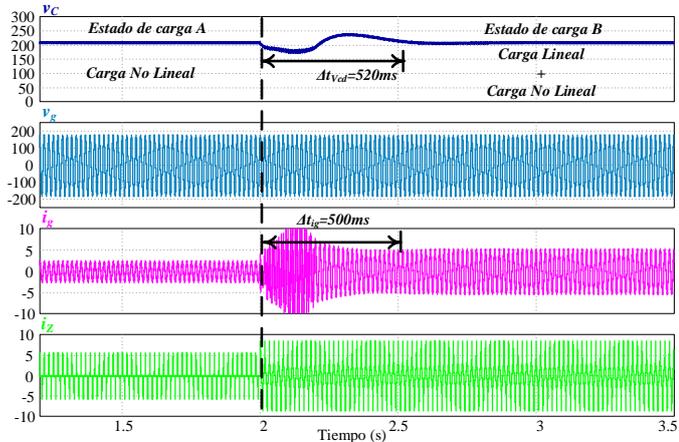


Figura 14: Estabilización de las señales de interés durante la transición A-B en simulación.

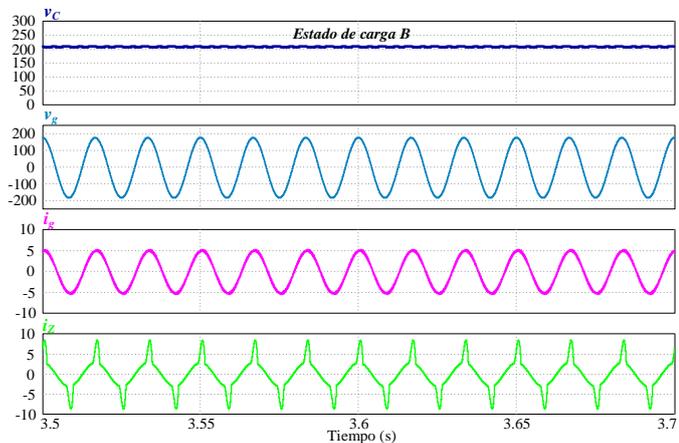


Figura 15 Estado estable previo a la transición B-C en simulación.

El resultado de la transición B-C se presenta en la Figura 16, nótese que al desacoplar la carga no lineal, el sistema no sufre un transitorio tan significativo como el de la transición A-B, logrando estabilizar el voltaje de cd y la corriente de red en aproximadamente 0.5s y 0.22s, respectivamente.

Después de la transición B-C, la única carga conectada al bus de ca es la carga lineal, por lo que la tarea de compensación de corriente corresponde exclusivamente a corriente reactiva. El estado estable de estas condiciones de carga reactiva sin armónicos se visualiza en la Figura 17, donde se observa como la demanda de corriente i_z es de carácter puramente sinusoidal.

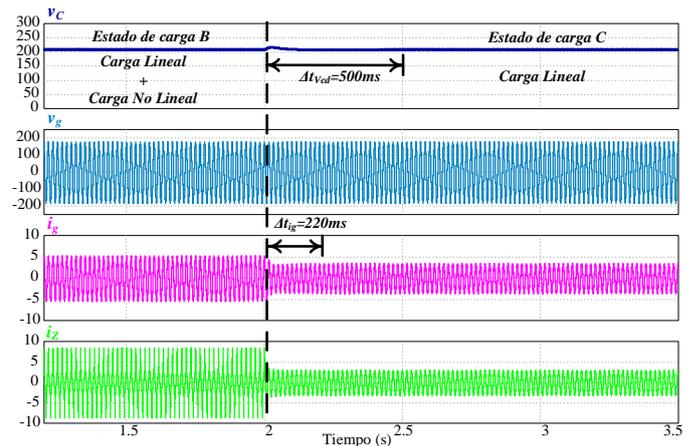


Figura 16: Estabilización de las señales de interés durante la transición B-C en simulación.

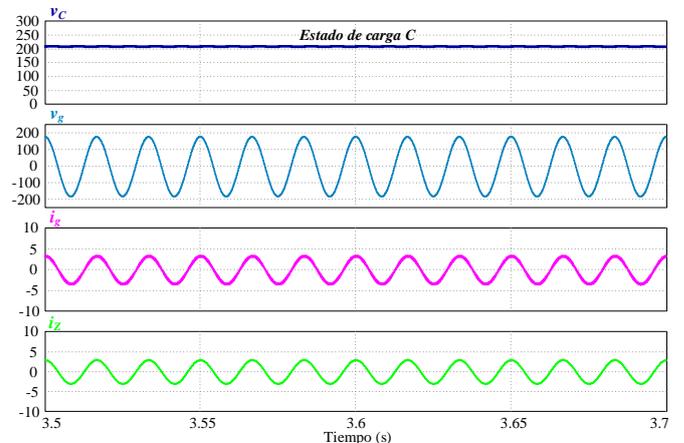


Figura 17 Estado estable previo a la transición C-B en simulación.

Finalmente, la transición C-B se observa en la Figura 18, donde es posible notar nuevamente un transitorio suave; el estado estable del voltaje de cd y de la corriente de la red es alcanzado en aproximadamente 0.42s y 0.22s, respectivamente.

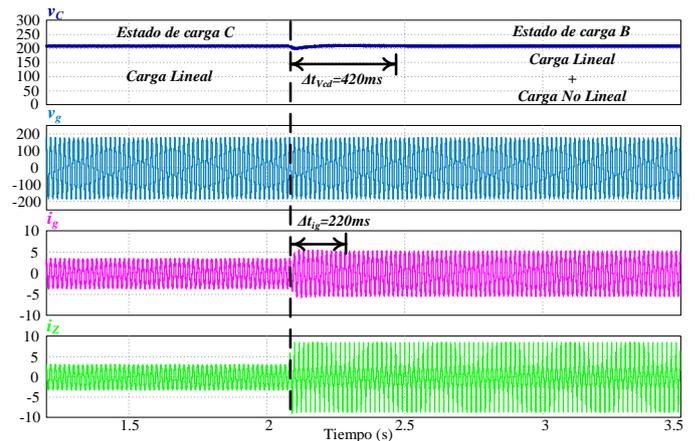


Figura 18 Estabilización de las señales de interés durante la transición C-B en simulación.

Este tipo de pruebas es relevante dado que la red eléctrica se encuentra en constante cambio de cargas, o bien, para aplicaciones como, por ejemplo, cuando se utiliza el convertidor cd-ca para alimentar cargas de cd a partir de una fuente de ca.

Para la aplicación de SAPF es más relevante que se mantenga el seguimiento de la corriente de referencia, aun cuando la regulación del voltaje de cd no sea tan rápida, ya que esto influirá directamente en la dinámica de la corriente en la red, cuyo estado dictamina el valor de los parámetros de desempeño THD_i y PF. En cada uno de los estados de carga presentados, en estado estable, el SAPF presenta un buen desempeño tal que la THD_i se mantiene por debajo del 8%, y el PF se mantiene alrededor de 0.99.

Es importante que el controlador logre estabilizar el sistema lo más rápido posible, pues los cambios de carga se presentan frecuentemente; es por esto que entre menor tiempo le tome al controlador estabilizar las variables de estado (v_c e i_L) mejor desempeño presentará el SAPF.

Debido a que la sintonización de los controladores depende del voltaje eficaz de la red eléctrica y de la frecuencia de muestreo (igual a la frecuencia de conmutación), en la Tabla 3 se exponen los resultados de THD_i y PF para diferentes valores de voltaje de red y frecuencia de muestreo.

Los resultados presentados por la Tabla 3 muestran una consistencia en los parámetros de THD_i y PF cuando se re-sintonizan los controladores para diferentes condiciones de operación del sistema, es decir, diferentes valores de voltaje de red y diferentes frecuencias de muestreo (la frecuencia de muestreo es igual a la frecuencia de conmutación).

Tabla 3: THD_i (%) y PF para distintos valores de voltaje RMS y frecuencia de muestreo.

V_{rms}	$V_{cd}=1.17V_p$	f_s	k_1	k_2	T_{12}	k_p	THD _i (%)	PF
127	210	6000	0.2574	1617.3	0.2387	7.0232	7.64	0.99
		9600	0.4131	4152.5	0.1492	4.3895	4.68	0.99
		15000	0.6465	10156	0.0955	2.8093	3.05	0.99
		19200	0.8281	16651	0.0746	2.1948	2.42	0.99
		24000	1.0357	26029	0.0597	1.7558	2.06	0.99
220	364	6000	0.1486	933.6386	0.2387	12.1662	8.11	0.99
		9600	0.2384	2397.1	0.1492	7.6039	4.74	0.99
		15000	0.3732	5862.7	0.0955	4.8665	3.04	0.99
		19200	0.4781	9612	0.0746	3.8019	2.43	0.99
		24000	0.5979	15026	0.0597	3.0415	2.07	0.99
440	728	6000	0.0743	466.8193	0.2387	24.3324	8.88	0.99
		9600	0.1192	1198.6	0.1492	15.2077	5.00	0.99
		15000	0.1866	2931.4	0.0955	9.7330	3.07	0.99
		19200	0.2390	4806	0.0746	7.6039	2.43	0.99
		24000	0.2989	7513.1	0.0597	6.0831	2.08	0.99

Hasta aquí es muy importante recalcar que se tiene que hacer un buen cálculo de las ganancias de los controladores dependiendo de la frecuencia de muestreo, ya que si las ganancias son pequeñas no se logra un buen seguimiento de la corriente de referencia. Por el contrario, si las ganancias son muy elevadas se genera un incremento en la amplitud del ruido inducido, mismo que puede ocasionar una sobre-modulación y pérdida de la dinámica en la señal de control, lo cual a su vez lleva a desempeñar un mal seguimiento de la corriente de referencia. Si se decide cambiar la frecuencia de conmutación, lo mejor es re-sintonizar los controladores para lograr un buen desempeño del SAPF. Nótese en la Tabla 3 que conforme se incrementa la frecuencia de muestreo, las ganancias del lazo interno se incrementan logrando siempre un buen seguimiento de la corriente de referencia.

6. Resultados experimentales

A continuación, se presentan los resultados experimentales, los cuales fueron obtenidos a partir de las condiciones de

operación establecidas en la Tabla 1, y al igual que en simulación, se utilizó $f_s=15\text{kHz}$, $v_g=127\text{V}_{rms}$, $v_c=210\text{V}$, y un conjunto de cargas en el bus de ca compuesto por una carga reactiva sin armónicos como carga lineal y un rectificador de onda completa como carga no lineal, con la finalidad de obtener resultados similares a los de simulación.

La instrumentación necesaria incluye el uso de la tarjeta de rápido prototipado dSPACE1104 y de inductores con núcleo de aire. De esta forma, se exponen los resultados experimentales siguiendo la misma secuencia presentada para los resultados en simulación.

A continuación, se muestran las formas de onda obtenidas antes y durante la compensación de corrientes armónicas y potencia reactiva, se observa además que el voltaje de cd es regulado aproximadamente a 210V y el voltaje eficaz de la red eléctrica es de 127 V_{rms} .

En el gráfico de la Figura 19 se observa como la corriente de la red eléctrica se encuentra distorsionada debido al contenido armónico que aún no está siendo compensado, dando lugar a una THD_i de 39.7% y un PF de 0.9; nótese la similitud de las formas de onda de la Figura 19 con respecto a las de la Figura 9 de las pruebas en simulación.

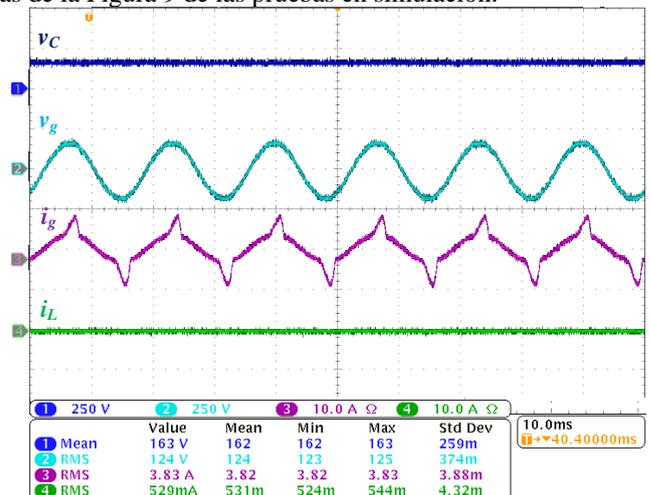


Figura 19: Formas de onda antes de la compensación de armónicos y potencia reactiva en experimentación: Ch1) Voltaje de cd, Ch2) Voltaje de la red eléctrica, Ch3) Corriente de la red eléctrica, Ch4) Corriente de compensación.

A continuación, se habilita la función de compensación de armónicos y de potencia reactiva del SAPF. En la Figura 20 se observa la reducción del contenido armónico en la corriente de la red eléctrica, haciendo que ésta tenga una forma de onda más sinusoidal, con lo cual se obtiene una THD_i de 6.45% y un PF de 0.98; obsérvese la similitud de este gráfico con el de la Figura 10 de simulación.

Siguiendo la misma secuencia que en simulación, se muestra el espectro en frecuencia de la corriente de la red eléctrica antes y después de la compensación. Por un lado, el gráfico de la Figura 21 presenta las amplitudes de las componentes armónicas cuando no hay compensación; las amplitudes más significativas corresponden a los armónicos 3, 5, 7 y 9. Por otro lado, en la Figura 22, en el espectro en frecuencia se puede notar la reducción de las amplitudes armónicas una vez que el control es habilitado, esto gracias nuevamente a las capacidades del controlador en la tarea de regulación del voltaje de cd y seguimiento de la corriente de referencia.

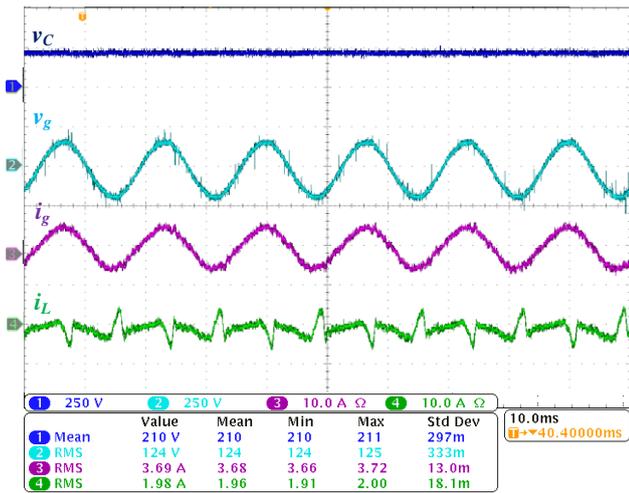


Figura 20: Formas de onda durante de la compensación de armónicos y potencia reactiva en experimentación: Ch1) Voltaje de cd, Ch2) Voltaje de la red eléctrica, Ch3) Corriente de la red eléctrica, Ch4) Corriente de compensación.

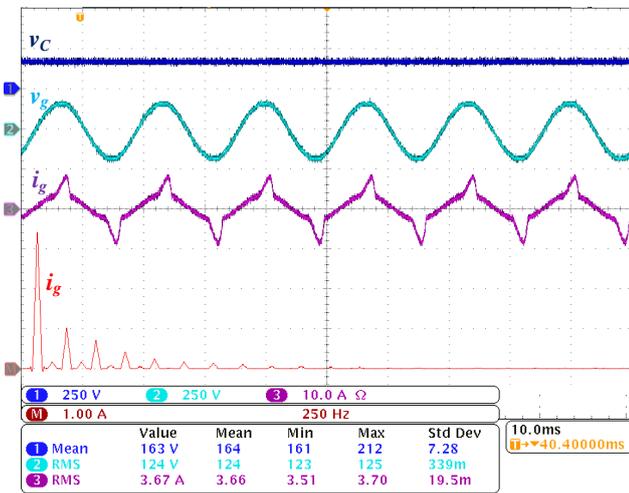


Figura 21: Corriente de red antes de la compensación de armónicos y potencia reactiva en experimentación: Ch1) Voltaje de cd, Ch2) Voltaje de la red eléctrica, Ch3) Corriente de la red eléctrica, Mat.) Espectro en frecuencia de la corriente de la red eléctrica.

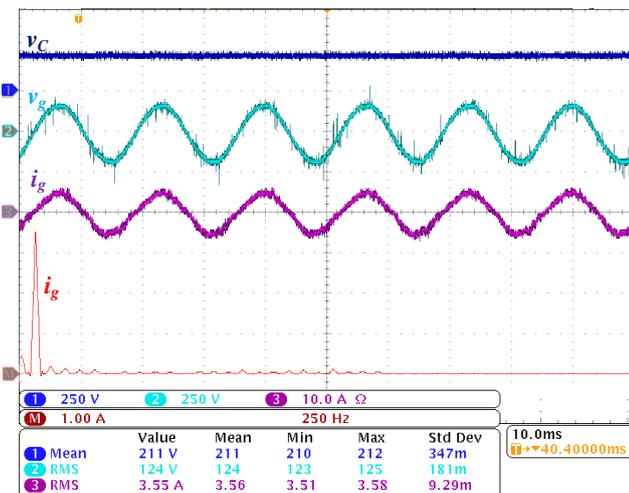


Figura 22: Corriente de red durante la compensación de armónicos y potencia reactiva en experimentación: Ch1) Voltaje de cd, Ch2) Voltaje de la red eléctrica, Ch3) Corriente de la red eléctrica, Ch4) Corriente de compensación, Mat.) Espectro en frecuencia de la corriente de la red eléctrica.

Lo siguiente es presentar los resultados experimentales obtenidos durante las transiciones de los estados de carga definidos en la Tabla 2.

La Figura 23 muestra el estado estable del SAPF bajo el régimen de demanda impuesto únicamente por la carga no lineal (estado de carga A). Este es el estado de carga más exigente en términos de compensación, pues el seguimiento de la corriente de referencia requiere de seguir pendientes más pronunciadas que en el caso de los demás estados de carga; la referencia del voltaje de cd se estableció en aproximadamente 210V.

En la Figura 24 se muestra el transitorio generado por la transición A-B donde el voltaje de cd y la corriente de la red eléctrica se estabilizan en alrededor de 0.42s. Nótese que el nivel de cd permanece en 210 V, mientras que la corriente de la red se incrementa debido a la entrada de la carga lineal.

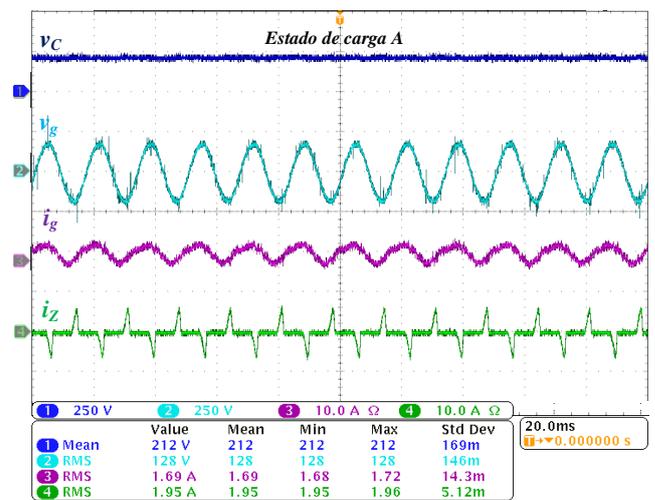


Figura 23: Estado estable previo a la transición A-B en experimentación: Ch1) Voltaje de cd, Ch2) Voltaje de la red eléctrica, Ch3) Corriente de la red eléctrica, Ch4) Corriente de la carga de ca.

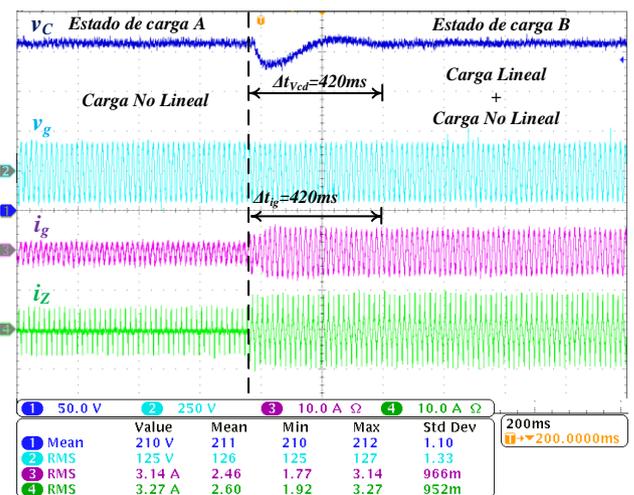


Figura 24: Estabilización de las señales de interés durante la transición A-B en experimentación: Ch1) Voltaje de cd, Ch2) Voltaje de la red eléctrica, Ch3) Corriente de la red eléctrica, Ch4) Corriente de la carga de ca.

El estado estable del estado de carga B se visualiza en la Figura 25, donde es posible notar que la corriente i_Z es el resultado de la demanda de la carga lineal más la demanda de

la carga no lineal. Nótese que el voltaje de cd continúa en las cercanías del voltaje de referencia establecido en 210 V, mientras que la corriente de la red mantiene un carácter sinusoidal gracias a la compensación de corrientes armónicas y potencia reactiva.

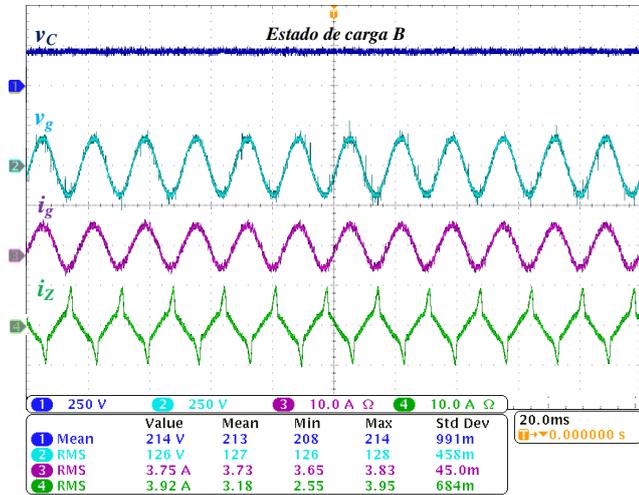


Figura 25 Estado estable previo a la transición B-C en experimentación: Ch1) Voltaje de cd, Ch2) Voltaje de la red eléctrica, Ch3) Corriente de la red eléctrica, Ch4) Corriente de la carga de ca.

En la Figura 26 se observa la estabilización de las señales de interés para la transición B-C, para la cual, el voltaje de cd y la corriente de la red eléctrica logran estabilizarse en aproximadamente 0.5s y 0.22s, respectivamente. Por un lado, se observa que el voltaje de cd se mantiene en aproximadamente la referencia establecida de 210 V; por otro lado, la amplitud de la corriente de la red eléctrica se reduce mínimamente, esto es debido a que la mayor proporción de potencia reactiva se debe a la carga lineal, por lo que al desacoplar la carga no lineal la amplitud de la corriente de la red no se reduce significativamente.

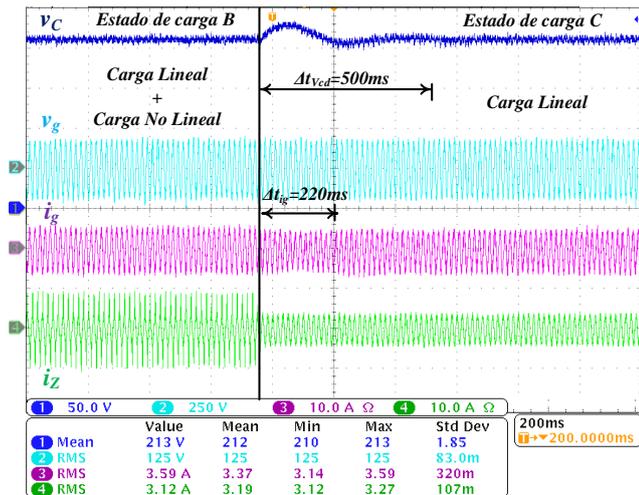


Figura 26 Estabilización de las señales de interés durante la transición B-C en experimentación.: Ch1) Voltaje de cd, Ch2) Voltaje de la red eléctrica, Ch3) Corriente de la red eléctrica, Ch4) Corriente de la carga de ca.

En la Figura 27 se muestra el estado estable del SAPF bajo la demanda de la carga lineal correspondiente al estado de carga C. Asimismo, la transición C-B se muestra en la Figura

28, donde v_c e i_g se estabilizan en 0.42s y 0.22s, respectivamente, después de iniciado el transitorio.

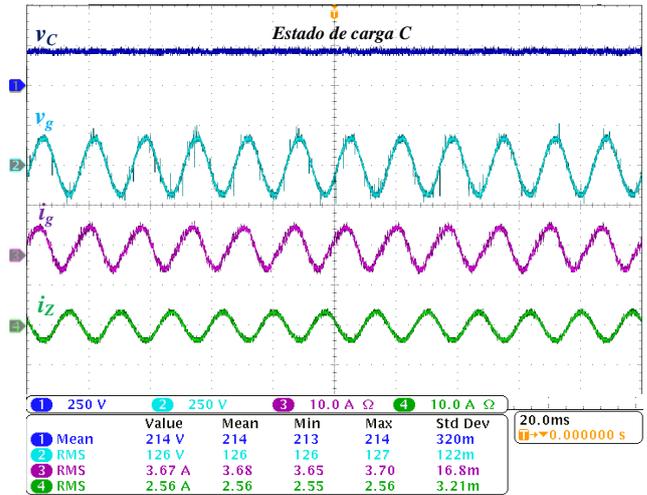


Figura 27 Estado estable previo a la transición C-B en experimentación: Ch1) Voltaje de cd, Ch2) Voltaje de la red eléctrica, Ch3) Corriente de la red eléctrica, Ch4) Corriente de la carga de ca

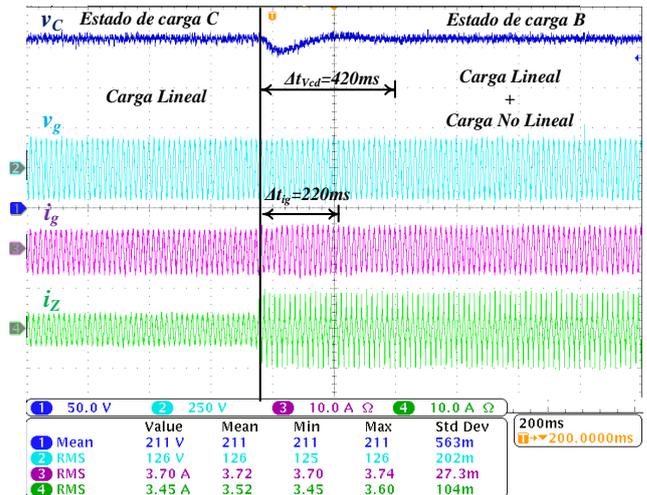


Figura 28 Estabilización de las señales de interés durante la transición C-B en experimentación: Ch1) Voltaje de cd, Ch2) Voltaje de la red eléctrica, Ch3) Corriente de la red eléctrica, Ch4) Corriente de la carga de ca.

Cabe destacar que, para cada una de las pruebas experimentales aquí expuestas, el voltaje de cd es siempre estable y cercano a la referencia de 210 V para el voltaje de operación de la red eléctrica de 127 Vrms.

7. Conclusiones

Se presentó un método de fácil desarrollo para la sintonización del controlador en cascada PI-STA para aplicaciones de SAPF. El método de obtención de las ganancias del PI-STA se llevó a cabo a través de la adaptación de un método de sintonización para controladores lineales PI en el lazo interno ya reportado, esto fue posible dada la similitud entre las estructuras del STA y el PI. El método de sintonización adaptado al PI-STA es de fácil desarrollo y es consistente, pues permite que los parámetros de rendimiento tales como la THD_i y el PF se mantengan en condiciones óptimas dependiendo de la frecuencia de conmutación (igual a

la frecuencia de muestreo) y del voltaje de red al que vaya a operar el SAPF.

Agradecimientos

Se agradece al Instituto Tecnológico de Sonora (ITSON) por los fondos proporcionados a través de los programas PROFAPI y PFCE para la construcción del prototipo experimental. Así mismo se agradece al Laboratorio de Calidad de Energía Eléctrica y Control de Motores (LABCEECM) de la Universidad Autónoma de San Luis Potosí (UASLP) por proporcionar el área de trabajo, asesoría y equipo de medición necesario para el desarrollo de las pruebas experimentales llevadas a cabo.

Referencias

- Ammar, A., Benakcha, A., & Bourek, A. (2017). Closed loop torque SVM-DTC based on robust super twisting speed controller for induction motor drive with efficiency optimization. *International Journal of Hydrogen Energy*, 42(28), 17940–17952. <https://doi.org/10.1016/j.ijhydene.2017.04.034>
- Asadi, M., Ebrahimirad, H., Mousavi, M. S., & Jalilian, A. (2016). Sliding mode control of dc-link capacitors voltages of a NPC 4-wire shunt active power filter with selective harmonic extraction method. In 7th Power Electronics, Drive Systems and Technologies Conference, PEDSTC 2016 (pp. 273–278). Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc. <https://doi.org/10.1109/PEDSTC.2016.7556873>
- Boubzizi, S., El Sied, M., Bester, J. E., & Mabwe, A. M. (2018). Cascaded Adaptive Super Twisting controller for DC/DC converters in electrical vehicle applications. In IECON 2018 - 44th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (pp. 2007–2014). IEEE. <https://doi.org/10.1109/IECON.2018.8591380>
- Costa, B. L. G., Bacon, V. D., Da Silva, S. A. O., & Angelico, B. A. (2017). Tuning of a PI-MR Controller Based on Differential Evolution Metaheuristic Applied to the Current Control Loop of a Shunt-APF. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 64(6), 4751–4761. <https://doi.org/10.1109/TIE.2017.2674609>
- Del Pizzo, A., Di Noia, L. P., & Meo, S. (2017). Super Twisting Sliding mode control of Smart-Inverters grid-connected for PV applications. In 2017 6th International Conference on Renewable Energy Research and Applications, ICRERA 2017 (Vol. 2017-Janua, pp. 793–796). IEEE. <https://doi.org/10.1109/DISTRA.2017.8191168>
- Enrique, L., Jiménez, G., Loukianov, A. G., & Corrochano, E. B. (2008). Integral Nested Sliding Mode Control for Robotic Manipulators. *IFAC Proceedings Volumes*, 41(2), 9899–9904. <https://doi.org/10.3182/20080706-5-KR-1001.01675>
- Galan, N. D., Rosas, J. R., Lopez Rios, J., Canedo, J. M., & Loukianov, A. (2015). Application of PI and Super Twisting Drivers to Voltage Regulation of Wind farm via StatCom. *IEEE Latin America Transactions*, 13(2), 462–468. <https://doi.org/10.1109/TLA.2015.7055565>
- Gonzalez, O., Perez-Ramirez, J., Beristain, J. A., Rodriguez, E. J. J., & Vazquez, N. (2016). Unity power factor rectifier with reactive and harmonic current compensation. In 2016 13th International Conference on Power Electronics (CIEP) (pp. 238–242). IEEE. <https://doi.org/10.1109/CIEP.2016.7530763>
- Jayathilaka, I., Lakpriya, L., De Alwis, D., Jayakody, G., Hemapala, K. T. M. U., Karunadasa, J. P., & Lakshika, H. (2018). DQ Transform Based Current Controller for Single-Phase Grid Connected Inverter. In 2018 2nd International Conference On Electrical Engineering (EECon) (pp. 32–37). IEEE. <https://doi.org/10.1109/EECon.2018.8541004>
- Khalil, H. (2015). *Nonlinear Control*.
- Komurcugil, H. (2015). Improved passivity-based control method and its robustness analysis for single-phase uninterruptible power supply inverters. *IET Power Electronics*, 8(8), 1558–1570. <https://doi.org/10.1049/iet-pel.2014.0706>
- Liserre, M., Teodorescu, R., & Blaabjerg, F. (2006). Multiple harmonics control for three-phase grid converter systems with the use of PI-RES current controller in a rotating frame. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 21(3), 836–841. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2006.875566>
- Mane, M., & Namboothiripad, M. K. (2016). Current harmonics reduction using sliding mode control based shunt active power filter. In Proceedings of the 10th International Conference on Intelligent Systems and Control, ISCO 2016. Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc. <https://doi.org/10.1109/ISCO.2016.7727005>
- Mane, M., & Namboothiripad, M. K. (2017). PWM based sliding mode controller for shunt active power filter. In 2017 International Conference on Nascent Technologies in Engineering (ICNTE) (pp. 1–6). IEEE. <https://doi.org/10.1109/ICNTE.2017.7947964>
- Mina, J. (2002). Stability Analysis for a Single Phase Active Shunt Power Filter. Retrieved December 15, 2019, from https://www.researchgate.net/publication/331962956_Stability_Analysis_for_a_Single_Phase_Active_Shunt_Power_Filter
- Ochoa Robles, O. E., Beristain Jimenez, J. A., & Perez Ramirez, J. (2016). Reactive Power Compensation in a Photovoltaic Grid Tie System, Using a Single-Phase Bidirectional High Frequency link Converter. *IEEE Latin America Transactions*, 14(4), 1816–1821. <https://doi.org/10.1109/TLA.2016.7483520>
- Pérez Ramírez, J., & Beristain Jimenez, J. A. (2016). *Electrónica de potencia: modelado y control de convertidores cd-cd*.
- Ramírez, J., Castro, A., Zuniga, P., & Alanis, A. Y. (2016). High order Sliding Mode Control for shunt Active Power Filter. In 2015 IEEE International Autumn Meeting on Power, Electronics and Computing, ROPEC 2015 (pp. 1–6). IEEE. <https://doi.org/10.1109/ROPEC.2015.7395111>
- Sadeghi, R., Madani, S. M., Ataei, M., Agha Kashkooli, M. R., & Ademi, S. (2018). Super-twisting sliding mode direct power control of a brushless doubly fed induction generator. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 65(11), 9147–9156. <https://doi.org/10.1109/TIE.2018.2818672>
- Shtessel, Y., Edwards, C., Fridman, L., & Levant, A. (2014). Sliding Mode Control and Observation. <https://doi.org/10.1016/j.chaos.2007.09.095>
- Shu, Z., Lin, H., Ziwei, Z., Yin, X., & Zhou, Q. (2017). Specific order harmonics compensation algorithm and digital implementation for multi-level active power filter. *IET Power Electronics*, 10(5), 525–535. <https://doi.org/10.1049/iet-pel.2016.0315>
- Society, I. P. & E. (2010). 1459-2010 IEEE Standard Definitions for the Measurement of Electric Power Quantities Under Sinusoidal, Nonsinusoidal, Balanced, or Unbalanced Conditions. Retrieved from <https://ieeexplore.ieee.org/document/5439063>
- Terán, R. A. J., Perez, J., & Beristain, J. A. (2019). TUNING METHODOLOGY FOR PI CONTROLLERS IN ACTIVE POWER FILTERS. *DYNA Energía y Sostenibilidad*, 8(1), 1–11.