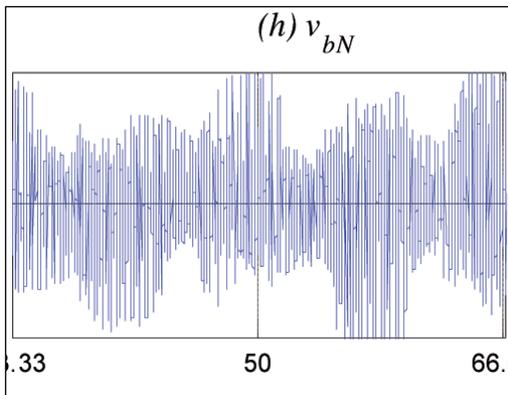


# Compensador de armónicos de tensión usando un convertidor matricial y un modelo lineal



Tonatiuh Echegoyen-Arellano  
Víctor Manuel Cárdenas-Galindo  
Ricardo Álvarez-Salas

Maestro en Ciencias en Ingeniería Electrónica  
Dr. en Ciencias en Ingeniería Electrónica  
Dr. en Control Automático

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE SAN LUIS POTOSÍ. Centro de Investigación y Estudios de Posgrado. Zona Universitaria, Manuel Nava, 8 - San Luis Potosí. MEXICO.  
+52 444 8173381 vcardena@uaslp.mx

Recibido: 10/12/2012 • Aceptado: 10/06/2013

DOI: <http://dx.doi.org/10.6036/5630>

## HARMONIC VOLTAGE COMPENSATOR BASED ON MATRIX CONVERTER USING A LINEAR MODEL

### ABSTRACT

• This paper deals with the design and control of a three-phase harmonic voltage compensator based on the matrix converter. The topology is based on a series active filter, processing only the harmonic power needed to compensate the voltage pollution, reducing the size and increasing the power density. A detailed linear model of matrix converter is introduced by means of a modulation strategy derived from the Venturini solution, allowing simple control design using classical control theory. The simulation results of a three-phase 3 kVA system shown that it is possible to reduce the harmonic distortion in the input voltage, generating a high quality output voltage to operate critical loads.

• **Key Words:** ac-ac converter, harmonic distortion, matrix converter, active filters, power quality.

### RESUMEN

En este artículo se presenta el análisis, diseño y operación de un compensador de armónicos de tensión trifásico empleando un convertidor matricial.

La topología está basada en un filtro activo serie sin elementos de almacenamiento de energía y procesando sólo la energía asociada a la distorsión armónica. De esta forma se reduce el tamaño físico del convertidor e incrementa la densidad de potencia. Se presenta un modelo lineal detallado del convertidor empleando la estrategia de modulación de Venturini, lo que permite un diseño sencillo de la estrategia de control utilizando teoría de control clásico.

Los resultados de simulación en un sistema trifásico de 3kVA muestran que es posible reducir la distorsión armónica en la tensión de entrada, generando una forma de onda de tensión de salida de alta calidad para alimentar equipos sensibles.

**Palabras Clave:** convertidor ca-ca, distorsión armónica convertidor matricial, filtros activos, calidad de la energía.

### 1. INTRODUCCIÓN

Hoy en día es común encontrar alteraciones en la forma de onda de tensión en el sistema de distribución de energía eléctrica; las variaciones rápidas de tensión (*sags* y *swells*), y la distorsión armónica total (DAT o THD por sus siglas en inglés), son algunas de las causas más frecuentes de problemas de funcionamiento en los equipos conectados a la alimentación de corriente alterna (CA), y que incorporan sistemas electrónicos altamente sensibles a variaciones de tensión [1]. Ante esta realidad, se ha incrementado la necesidad de contar con sistemas de alimentación eléctrica de alta calidad para cargas específicas, tanto en aplicaciones de baja potencia (uso doméstico), como cargas de mayor capacidad, de uso comercial e industrial. En términos generales, se puede decir que un alto porcentaje de las alteraciones a la forma de onda de tensión son causadas por la operación de cargas no lineales de alta potencia interconectadas al sistema eléctrico.

Existen numerosas investigaciones reportadas, cuyo fin es analizar la ge-

neración e impacto de las alteraciones de la forma de tensión sobre cargas eléctricas sensibles. Así mismo, hay una variedad de equipos para compensar dichas perturbaciones y mantener una alta calidad de energía eléctrica en el punto de conexión común con la carga. Entre los equipos más completos se encuentran los Sistemas de Alimentación Interrumpible (SAI o UPS por sus siglas en inglés), que cuentan con la capacidad de respaldo de energía a través de un banco de baterías, manteniendo la operación de cargas críticas aún ante la pérdida de la alimentación eléctrica principal. Sin embargo, los SAI suelen ser también los equipos de mayor costo.

Una propuesta alternativa para compensar variaciones rápidas de tensión y distorsión armónica son los filtros activos de tensión [2]. El objetivo de un filtro activo de tensión es realizar una cancelación de la perturbación de tensión a través de un transformador de compensación y un inversor basado en electrónica de potencia, de manera que la forma de onda en terminales de la carga se encuentre libre de distorsión armónica. Un inconveniente de los filtros activos de tensión es que emplean elementos para almacenar la energía con la que realizan la compensación; comúnmente se utilizan bancos de condensadores para alimentar a los inversores. Lo anterior supone una limitante, pues al incrementar el nivel de potencia de operación, el banco de condensadores para almacenar la energía crece significativamente.

Se han reportado diversas investigaciones de compensación activa de variaciones rápidas y contaminación armónica en tensión [3-6], con un marcado énfasis en resolver la limitante de los bancos de condensadores, a través del uso de otro tipo de convertidores de electrónica de potencia donde éste no sea necesario. Entre los convertidores reportados destaca el convertidor matricial.

Lo anterior representa beneficios potenciales en la compensación armónica de tensión, especialmente para aplicaciones donde el peso, volumen y confiabilidad a largo plazo son factores importantes. El convertidor matricial tiene ventajas sobre las topologías tradicionales: es inherentemente bidireccional en corriente y tensión, y el tamaño de la etapa de potencia es reducido debido a que no requiere grandes condensadores o inductores de almacenamiento de energía.

El convertidor matricial consiste en interruptores bidireccionales en un arreglo tal que cada línea de entrada puede ser conectada a cada línea de salida por un tiempo determinado [7-9]. De esta forma, la tensión de salida se construye a partir de segmentos en tiempo de cada una de las tensiones de entrada, controlando los tiempos de cierre y apertura del convertidor matricial. El convertidor matricial permite generar tensiones de salida con una frecuencia mayor o menor que la frecuencia de entrada, de aquí que una cantidad importante de trabajos reportados en la literatura especializada estén enfocados a la aplicación del convertidor matricial en el control de máquinas eléctricas. Sin embargo, la exploración del convertidor matricial para aplicaciones de compensación armónica es un tema aún en desarrollo.

Algunos de los principales retos para la operación del convertidor matricial en compensación de armónicos de ten-

sión, es la estructura de modulación de los interruptores y el control del convertidor. Los esquemas convencionales de electrónica de potencia basados en modulación de ancho de pulso por multiportadora presentan limitaciones en este tipo de convertidores; de forma similar sucede con las estrategias convencionales del modelado promedio [9].

Este trabajo explora el análisis y control de un sistema trifásico de compensación de armónicos de tensión empleando en un convertidor matricial, y eliminando el uso del bus de CD y los capacitores de almacenamiento de energía, proporcionando así una solución compacta para generar una salida de tensión de alta calidad.

El diseño del control es un objetivo desafiante en un compensador de armónicos de tensión debido a la cercana relación entre los armónicos a compensar, la frecuencia de conmutación del convertidor y la conveniencia de operación del sistema en lazo cerrado. El sistema de control debe establecer un adecuado compromiso entre estos factores para cumplir con todos los requerimientos al mismo tiempo. La frecuencia de conmutación en los semiconductores de potencia se reduce conforme se eleva el nivel de tensión y corriente; además, la eficiencia del equipo está directamente asociada a las pérdidas de conmutación de los semiconductores, siendo así otro factor limitante.

Un sistema de control por retroalimentación con lazos en cascada tiene limitantes cuando la frecuencia de conmutación de la etapa de potencia está acotada, debido a que el lazo interno deberá ser más rápido que el lazo externo. En el caso del compensador armónico de tensión, el ancho de banda del lazo de tensión necesita ser mayor que el armónico de más alta frecuencia que se desea compensar [10]. En este trabajo la solución propuesta es un lazo único de tensión en un control por seguimiento, estableciendo un compromiso adecuado entre los requerimientos descritos.

Este trabajo está enfocado al desarrollo de un compensador trifásico en armónicos de tensión utilizando la topología del convertidor matricial en un filtro activo serie. El documento está organizado de la siguiente manera: la Sección 2 presenta el principio de operación del filtro activo serie y el convertidor matricial, y se introduce el modelo lineal del convertidor matricial; la Sección 3 describe el control de seguimiento y compensación armónica; la Sección 4 muestra los resultados de simulación, y finalmente la Sección 5 muestra las conclusiones del trabajo.

## 2. COMPENSADOR DE ARMÓNICOS DE TENSIÓN

Los filtros activos, también denominados compensadores armónicos, en general son esquemas basados en convertidores de electrónica de potencia donde el objetivo es cancelar los armónicos de tensión y/o corriente, además de desarrollar otras funciones como corregir el factor de potencia y suministrar energía a una carga crítica durante breves intervalos de tiempo. Estos equipos han sido estudiados desde que sus principios básicos fueron propuestos en la década de 1970

[2]. Los filtros activos de tensión son sistemas que pueden reducir las variaciones lentas y rápidas de tensión, atenuando ruidos en modo común y modo diferencial. Por tanto, las únicas perturbaciones de forma de onda que no compensan son los cortes largos, de los cuales se encargan los SAI. Un filtro activo de tensión puede ser relacionado con un regulador de tensión por la función que tienen en común. Sin embargo, el esquema de funcionamiento y la topología de potencia pueden ser completamente diferentes. La Fig. 1(a) muestra el circuito equivalente para un filtro activo de tensión. A los filtros activos de tensión también se les denomina como filtros serie. El convertidor toma la energía de la red y la utiliza directamente para llevar a cabo la compensación.

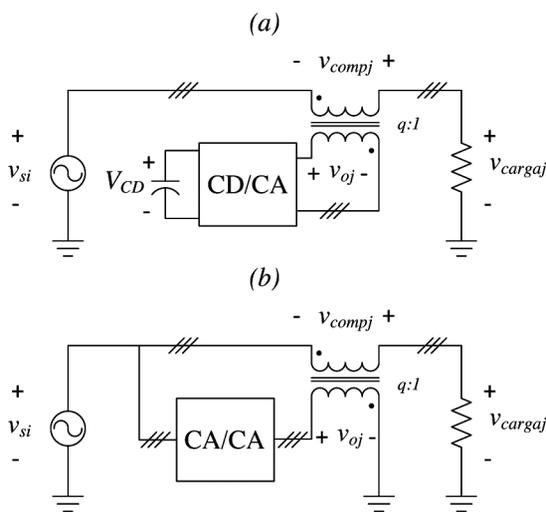


Fig. 1: Compensador armónico de tensión. (a) Estructura del filtro activo serie con bus de CD. (b) Estructura del filtro activo serie empleando un convertidor matricial.

En este trabajo, el convertidor de electrónica de potencia de la Fig. 1(b) es un convertidor matricial de corriente alterna a corriente alterna (CA/CA). La estructura del convertidor trifásico se muestra en la Fig. 2. El convertidor matricial puede generar tensiones de salida con una frecuencia mayor o menor que la frecuencia de entrada. La forma de tensión de salida es sintetizada a partir de segmentos seleccionados en tiempo de las tensiones de entrada [11]. El suministro eléctrico es conectado a través del filtro de entrada, cuyo objetivo es reducir la distorsión en la corriente generada por convertidor matricial, asociada al proceso de conmutación.

El convertidor matricial está basado en la topología tradicional que consiste en un arreglo de nueve interruptores bidireccionales. El ciclo de trabajo de cada interruptor es modulado para generar la forma de onda de tensión de salida deseada, y el filtro de salida atenúa las componentes de tensión asociadas al esquema de conmutación. En la Fig. 2, \$R\_o\$ representa la resistencia de carga reflejada en terminales del convertidor matricial a través del transformador de acoplamiento de la Fig. 1(b).

$$R_o = \frac{q^2}{q+1} R_{cargaj} \quad (1)$$

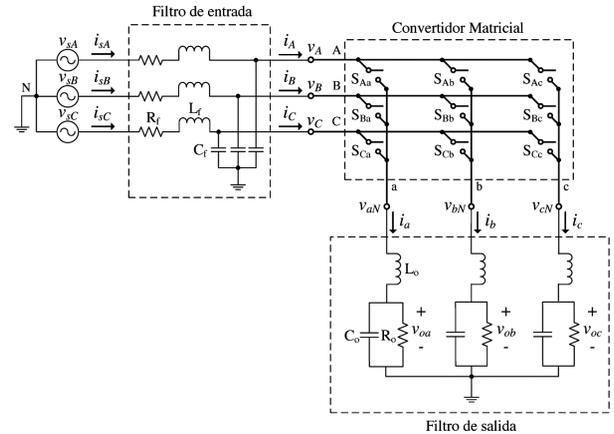


Fig. 2: Topología del convertidor matricial trifásico.

## 2.1. MODULACIÓN DEL CONVERTIDOR MATRICIAL

El convertidor matricial fue inicialmente introducido por Venturini y Alesina proponiendo una estrategia general de conmutación en alta frecuencia [7,8]. La ecuación (2) es la base del método de *modulación Venturini*, y permite sintetizar las formas de onda de la tensión de salida a partir de los valores instantáneos de las tensiones de entrada [11].

$$\mathbf{M}_t = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} m_{Aa t} & m_{Ba t} & m_{Ca t} \\ m_{Ab t} & m_{Bb t} & m_{Cb t} \\ m_{Ac t} & m_{Bc t} & m_{Cc t} \end{bmatrix}$$

Donde:

$$m_{Aa t} = m_{Bb t} = m_{Cc t} = 1 + 2q \cos \omega_m t \quad (2)$$

$$m_{Ba t} = m_{Cb t} = m_{Ac t} = 1 + 2q \cos \left( \omega_m t - \frac{2}{3} \pi \right)$$

$$m_{Ca t} = m_{Ab t} = m_{Bc t} = 1 + 2q \cos \left( \omega_m t + \frac{2}{3} \pi \right)$$

$$\omega_m = \omega_o - \omega_i$$

La matriz solución de Venturini establece una relación entre los vectores de tensión de entrada y de salida cosecoidales definidos en (3) y (4). Se considera una secuencia negativa como condición operativa de acuerdo al método expresado en las referencias [8,9,11]. Esta técnica de modulación es posible expresarla de forma compacta en función de las tensiones de entrada y salida por la expresión (5), donde

$i\hat{1}\{A,B,C\}$  es la fase de entrada y  $j\hat{1}\{a,b,c\}$  es la fase de salida.  $V_{im}$  es el valor pico de la componente fundamental de la tensión de entrada [12]. El principio de operación en el convertidor matricial implica algunas restricciones debido a la presencia de un condensador en la entrada de la celda de conmutación, y a la naturaleza inductiva de la carga en la salida; estas restricciones son explicadas ampliamente en [9] y [11]. Las funciones de conmutación que determinan el tiempo de encendido de los interruptores son explicadas en [11-13]. Estas funciones, junto con las funciones de modulación (5) generan cada ciclo de trabajo en el periodo de conmutación.

$$v_o t = M t v_i t \tag{3}$$

$$v_i t = V_{im} \begin{bmatrix} \cos \omega_i t \\ \cos\left(\omega_i t + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\omega_i t + \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad v_o t = qV_{im} \begin{bmatrix} \cos \omega_o t \\ \cos\left(\omega_o t + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\omega_o t + \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \tag{4}$$

$$m_{ij} = \left( I + \frac{2v_i v_{jN}}{V_{im}^2} \right) \tag{5}$$

**2.2. FILTROS DE ENTRADA Y DE SALIDA**

El filtro de entrada tiene como propósito reducir el rizo de conmutación en la corriente de entrada; por lo tanto, debe ser sintonizado para atenuar la frecuencia de conmutación del convertidor matricial. A partir de la Fig. 2, se obtiene el circuito equivalente para cada fase de entrada como se muestra en la Fig. 3. La expresión en la tensión para la etapa del filtro de entrada está dada por (6), y su comportamiento depende del efecto de la carga reflejada como  $i_i$  [11]. Si el filtro de entrada se diseña considerando un enfoque desacoplado [10,13], el comportamiento en lazo cerrado se verá afectado, debido a la fuerte dependencia con la corriente de carga.

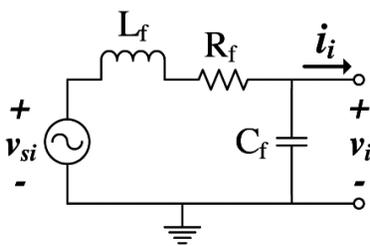


Fig. 3: Filtro de entrada

$$v_i s = \frac{v_{si} s - L_f s + R_f i_i s}{L_f C_f s^2 + R_f C_f s + I} \tag{6}$$

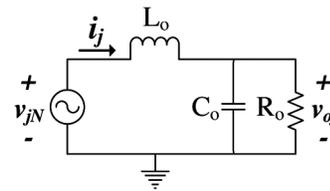


Fig. 4: Filtro de salida

$$v_{oj} s = \frac{I}{L_o C_o s^2 + \frac{L_o}{R_o} s + I} v_{jN} s \tag{7}$$

$$i_j s = \frac{C_o s + \frac{I}{R_o}}{L_o C_o s^2 + \frac{L_o}{R_o} s + I} v_{jN} s \tag{8}$$

En la Fig. 4 se muestra el circuito equivalente por fase del filtro de salida a partir de la Fig. 2; su función es extraer la componente de baja frecuencia a partir de la salida conmutada del convertidor matricial. El filtro de salida debe ser sintonizado para atenuar las componentes de tensión a la frecuencia de conmutación, dejando filtrada la tensión de baja frecuencia que se desea obtener. La expresión para la tensión de salida es (7) y de la corriente es (8).

**2.3. MODELO LINEAL**

La solución de Venturini (2) [9] proporciona una estrategia de modulación para que el convertidor matricial pueda generar tensiones de salida con frecuencia diferente de la tensión cosenoidal de entrada. Sin embargo, si la frecuencia de entrada  $\omega_i$  y salida  $\omega_o$  son iguales como se muestra en la Fig. 7, entonces la relación entre la entrada  $v_i$  y la salida  $v_o$  será la proporción definida por la ganancia de tensión  $q$ , como lo describe la ecuación (9). De acuerdo con la Fig. 2 y las funciones de modulación (5), la relación para la componente en baja frecuencia de las tensiones de salida se puede aproximar por (10). Por lo tanto la topología del convertidor matricial de la Fig. 2 puede ser estructurada en bloques como se muestra en la Fig. 5. Considerando el balance de potencia, la componente de baja frecuencia de la corriente de entrada puede ser expresada como (11). Manipulando las expresiones anteriores es posible llegar a las funciones de transferencia (12) y (13) (en el Apéndice A están definidos los coeficientes de las expresiones  $G_1(s)$  y  $G_2(s)$ ).

$$v_o = qv_i \tag{9}$$

$$v_{jN} \approx qv_i \tag{10}$$

$$i_i = qi_j \tag{11}$$

$$G_1 s = \frac{v_i s}{v_{si} s} = \frac{b_2 s^2 + b_3 s + b_4}{a_o s^4 + a_1 s^3 + a_2 s^2 + a_3 s + a_4} \tag{12}$$

$$G_2 s = \frac{v_{oj} s}{v_{si} s} = \frac{d_4 s^2 + d_5 s + d_6}{s^6 + c_1 s^5 + c_2 s^4 + c_3 s^3 + c_4 s^2 + c_5 s + c_6} \quad (13)$$

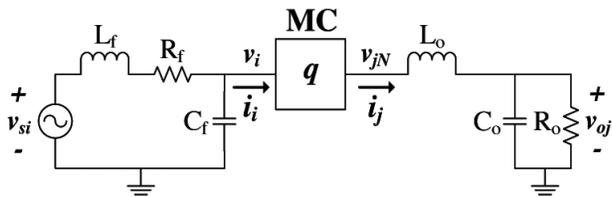


Fig. 5: Esquema del proceso de conversión de energía

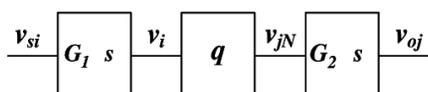


Fig. 6: Etapas en el proceso de conversión de energía

El control del convertidor matricial generalmente se logra a través de la variación de la ganancia de tensión  $q$  [14-16]. Sin embargo, si la variable de control es  $q$ , entonces la relación entre la tensión de entrada y salida es no lineal debido a la variación de los coeficientes en (13). Además, si para el diseño del control se asume una aproximación desacoplada entre el filtro de entrada y salida, entonces el efecto de la corriente de carga  $i_i$  en el filtro de entrada (6) ignora (11), existiendo una diferencia entre el modelo matemático y el comportamiento del sistema. Lo anterior implica el uso de lazos de control complejos para mantener la tensión de salida de acuerdo al patrón de armónicos de tensión que se desea compensar [10]. Si  $q$  se considera constante en (13), entonces la función de transferencia se vuelve lineal, y es factible emplear un esquema de control lineal debido al completo conocimiento de la planta. Por lo tanto, la tensión de salida puede ser controlada mediante el proceso de modulación (5), donde ahora la tensión  $v_{jN}$  deberá seguir a la referencia de compensación deseada.

La selección de parámetros en el sistema debe permitir un adecuado proceso de filtrado y facilitar la operación del sistema en lazo cerrado. Tradicionalmente los filtros de entrada y salida son diseñados de manera desacoplada sin considerar  $i_i$  en (6) y con un comportamiento críticamente amortiguado; esto provoca que el sistema en lazo cerrado (13) tenga un comportamiento subamortiguado. Por el contrario, si los parámetros de (13) son seleccionados para una respuesta críticamente amortiguada, esto implica altos valores en el condensador  $C_p$  y por consiguiente, la circulación de una corriente de magnitud considerable asociada a la potencia reactiva del condensador. De aquí que una selección conveniente de los parámetros del filtro implica un compromiso entre la potencia reactiva y una respuesta subamortiguada en

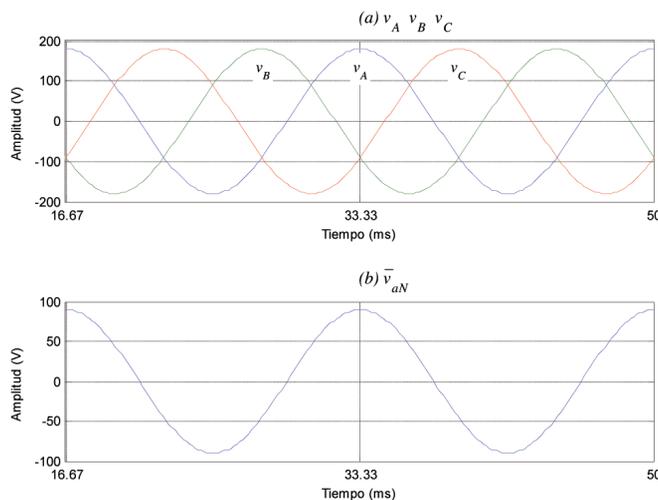


Fig. 7: Tensiones cosenoidales empleando la modulación de Venturini. a) Tensiones de entrada.

b) Tensiones de salida.

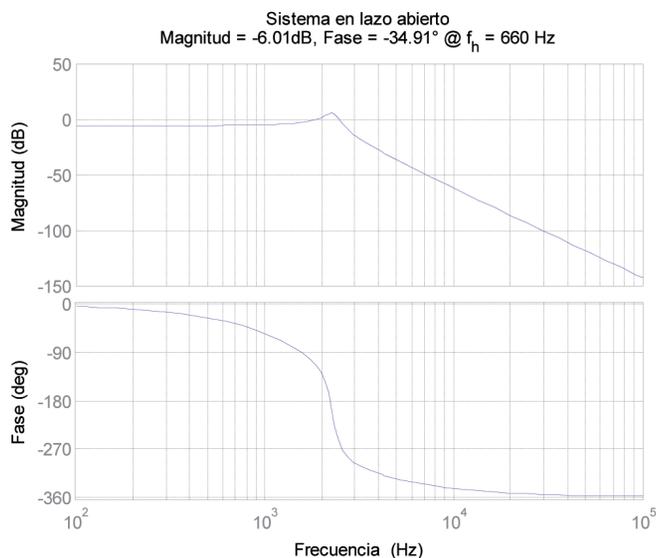


Fig. 8: Respuesta en frecuencia del sistema en lazo abierto

lazo abierto, como se muestra a modo de ejemplo en la respuesta en frecuencia de la Fig. 8. La función de transferencia en lazo abierto (13) en una expresión útil para explicar la relación y dependencia entre las etapas a través del proceso de conversión de energía. Además, esta función de transferencia permite analizar la selección de parámetros explicada previamente. A partir de la Fig. 5 se obtiene la representación en variables de estado (14). Este sistema de ecuaciones es útil para proporcionar información de cada elemento reactivo permitiendo un diseño más conveniente del control en lazo cerrado.

$$\begin{aligned} \dot{x} &= \mathbf{A}x + \mathbf{B}u \\ y &= \mathbf{C}x \end{aligned} \tag{14}$$

Donde:

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{C_f} & 0 & -\frac{q}{C_f} \\ -\frac{1}{L_f} & -\frac{R_f}{L_f} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{R_o C_o} & \frac{1}{C_o} \\ \frac{q}{l} & 0 & -\frac{1}{l} & 0 \end{bmatrix} \quad \mathbf{B} = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{L_f} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad \mathbf{C} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

$$x = \begin{bmatrix} v_{Cf} \\ i_{Lf} \\ v_{Co} \\ i_{Lo} \end{bmatrix} \quad u = v_{si}$$

### 3. ESTRATEGIA DE CONTROL

Una contribución de este trabajo es la introducción de un modelo lineal del convertidor matricial trifásico permitiendo el uso de teoría de control clásico. El sistema lineal (14) puede ser controlado mediante un único lazo de control de tensión por retroalimentación de estados, manteniendo la eficiencia en el cumplimiento de los objetivos de operación.

#### 3.1. CONTROL DE SEGUIMIENTO

El sistema (14) es completamente controlable porque los vectores  $\mathbf{B}$ ,  $\mathbf{AB}$ ,  $\mathbf{A}^2\mathbf{B}$  y  $\mathbf{A}^3\mathbf{B}$  son linealmente independientes, y la matriz de controlabilidad  $[\mathbf{B} \ \mathbf{AB} \ \mathbf{A}^2\mathbf{B} \ \mathbf{A}^3\mathbf{B}]$  es de rango cuatro. Por lo tanto, el convertidor puede ser controlado mediante el sistema extendido (15) para que realice un seguimiento de la señal de referencia como se muestra en la Fig. 9.

$$\begin{aligned} \dot{x} &= \mathbf{A}x + \mathbf{B}u \\ y &= \mathbf{C}x \\ u &= -\mathbf{K}x + \mathbf{K}_I \xi \\ \dot{\xi} &= r - y = r - \mathbf{C}x \end{aligned} \tag{15}$$

Donde  $r$  es la señal de referencia.

La ubicación de los polos puede ser realizada mediante

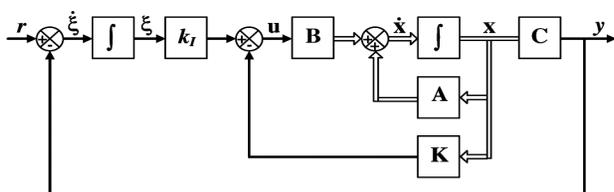


Fig. 9: Esquema de control de seguimiento

el método de Ackermann utilizando una respuesta en lazo cerrado semejante al filtro Bessel como se muestra en la Fig. 10. El comportamiento en seguimiento del sistema se presenta en la Fig. 11 siguiendo a la componente fundamental de tensión (a) y al armónico de mayor orden a compensar (b). Cuando el convertidor matricial es controlado mediante la ganancia de tensión  $q$  su comportamiento es no lineal, requiriendo un control más complejo y operación mediante estrategias indirectas [14-17]. En las investigaciones reportadas sobre compensación de tensiones armónicas se incluyen el control por corriente y el control tensión, reportándose mejores resultados en el control por tensión [18].

Fig. 10: Respuesta en frecuencia del sistema en lazo cerrado

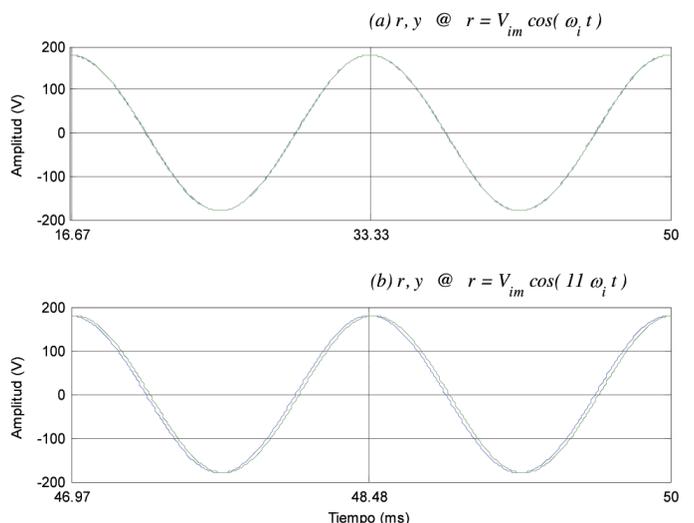
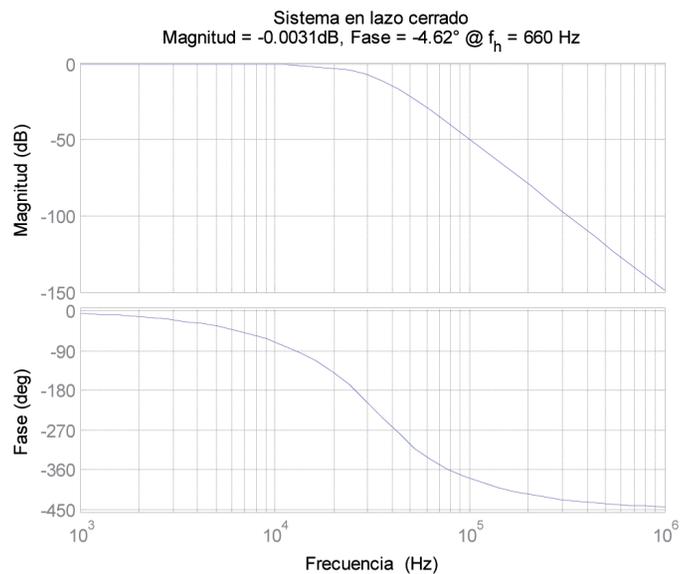


Fig. 11: Seguimiento de señales de tensión sinusoidales. a) Seguimiento de la señal fundamental. b) Seguimiento del armónico 11.

Algunas soluciones desarrolladas basadas en convertidores matriciales utilizan topologías que sintetizan la componente fundamental sin perturbaciones, independientemente de la contaminación armónica contenida en la tensión de entrada; este principio operativo tiene la limitante de que el total de la potencia demandada por la carga es procesada a través del convertidor matricial. El método propuesto proporciona este tipo de solución cuando el sistema realiza un seguimiento a la forma de onda fundamental como se muestra en la Fig. 11(a). Sin embargo, la solución propuesta considera no solo la tensión fundamental, sino también la tensión de los armónicos para su posterior cancelación. De esta manera solo la energía asociada a los armónicos será conducida a través del convertidor matricial, incrementando la eficiencia global del convertidor así como la capacidad y densidad de potencia.

### 3.2. COMPENSACIÓN ARMÓNICA

Para lograr la compensación armónica es necesario determinar la referencia  $r$  a seguir en el sistema de la Fig. 9; la operación del convertidor CA/CA depende directamente de los procesos de modulación y conmutación, que deben ser suficientemente rápidos para reproducir los armónicos a compensar. En la evaluación del sistema se considera que las tensiones trifásicas de entrada tienen una alta distorsión armónica y se aproximan a una forma de onda cuadrada; lo anterior se expresa normalmente en series de Fourier en términos de seno como se muestra en (16). La modulación Venturini considera las tensiones de entrada en términos de la función coseno, siendo necesario desplazar las funciones de (16) un ángulo eléctrico de  $\pi/2$ . De aquí, las tensiones de entrada se pueden expresar como (17) con  $V_n = V_{im} / n$ . El objetivo es que la tensión de salida del convertidor matricial contenga sólo la tensión de los armónicos dada por (18). Para determinar la referencia deseada de  $v_{jN}$  en (5), se obtiene el contenido armónico de la tensión de entrada mediante la transformación  $dq$  y de esta manera los armónicos involucrados pueden ser desacoplados. En la Fig. 12 se muestra el esquema para generar la referencia de los armónicos de tensión a compensar.

$$\begin{aligned}
 f_A \ t &= V_{im} \sum_{n=1,3}^{\infty} \frac{1}{n} \text{sen } n\omega_i t \\
 f_B \ t &= V_{im} \sum_{n=1,3}^{\infty} \frac{1}{n} \text{sen} \left( n \left( \omega_i t + \frac{2}{3} \pi \right) \right) \\
 f_C \ t &= V_{im} \sum_{n=1,3}^{\infty} \frac{1}{n} \text{sen} \left( n \left( \omega_i t + \frac{4}{3} \pi \right) \right)
 \end{aligned} \quad (16)$$

$$\begin{aligned}
 v_{sA} \ t &= V_{im} \cos \omega_i t + \sum_{n=3,5}^{\infty} V_n \cos \left( n\omega_i t + n-1 \frac{\pi}{2} \right) \\
 v_{sB} \ t &= V_{im} \cos \left( \omega_i t + \frac{2}{3} \pi \right) + \sum_{n=3,5}^{\infty} V_n \cos \left( n \left( \omega_i t + \frac{2}{3} \pi \right) + n-1 \frac{\pi}{2} \right) \\
 v_{sC} \ t &= V_{im} \cos \left( \omega_i t + \frac{4}{3} \pi \right) + \sum_{n=3,5}^{\infty} V_n \cos \left( n \left( \omega_i t + \frac{4}{3} \pi \right) + n-1 \frac{\pi}{2} \right)
 \end{aligned} \quad (17)$$

$$\begin{aligned}
 v_{harm a} \ t &= \sum_{n=3,5}^{\infty} V_n \cos \left( n\omega_i t + n-1 \frac{\pi}{2} \right) \\
 v_{harm b} \ t &= \sum_{n=3,5}^{\infty} V_n \cos \left( n \left( \omega_i t + \frac{2}{3} \pi \right) + n-1 \frac{\pi}{2} \right) \\
 v_{harm c} \ t &= \sum_{n=3,5}^{\infty} V_n \cos \left( n \left( \omega_i t + \frac{4}{3} \pi \right) + n-1 \frac{\pi}{2} \right)
 \end{aligned} \quad (18)$$

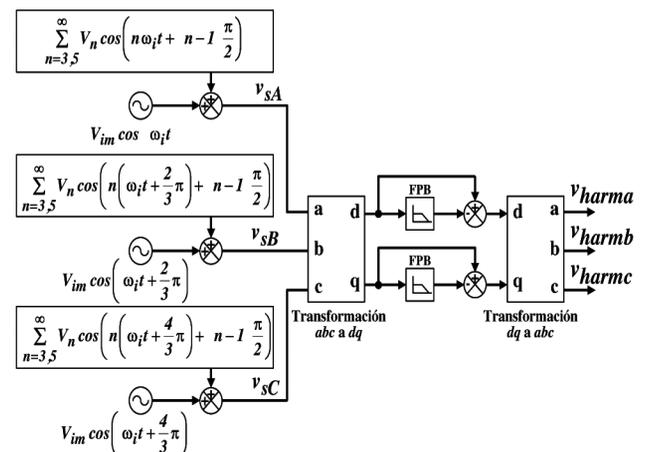


Fig. 12: Esquema para generar la referencia de compensación de los armónicos de la tensión de entrada

### 4. RESULTADOS

Con el fin de verificar la operación del compensador armónico propuesto y la estrategia de control desarrollada, se presentan los resultados de simulación de un compensador armónico trifásico de 3 kVA utilizando el programa de simulación electrónica PSIM®, con los parámetros de la Tabla 1. El esquema para simular la modulación se basa en [11], pero en esta investigación explora el caso trifásico con carga aterrizada como se muestra en la Fig. 1. Para el análisis de resultados se considera que la tensión de entrada tiene una contaminación armónica con la distribución de la Tabla 2.

Variable	Valor	Descripción
$V_{im}$	179.61 V	Valor pico de la tensión fundamental fase - neutro
$f_i$	60 Hz	Frecuencia de entrada
$f_o$	60 Hz	Frecuencia de salida
$q$	0.50	Ganancia de tensión
$f_{sw}$	10 kHz	Frecuencia de conmutación
$R_f$	0.10 $\Omega$	Resistencia en el filtro de entrada
$L_f$	453.86 mH	Inductancia en el filtro de entrada
$C_f$	13.95 mF	Capacitancia en el filtro de entrada
$R_o$	4.03 $\Omega$	Resistencia de salida
$L_o$	458.30 mH	Inductancia en el filtro de salida
$C_o$	14.10 mF	Capacitancia en el filtro de salida

Tabla 1: Parámetros de simulación

Armónico	Amplitud
$V_3$	0.20 $V_{im}$
$V_5$	0.10 $V_{im}$
$V_7$	0.05 $V_{im}$
$V_9$	0.04 $V_{im}$
$V_{11}$	0.03 $V_{im}$

Tabla 2: Distribución armónica de tensión

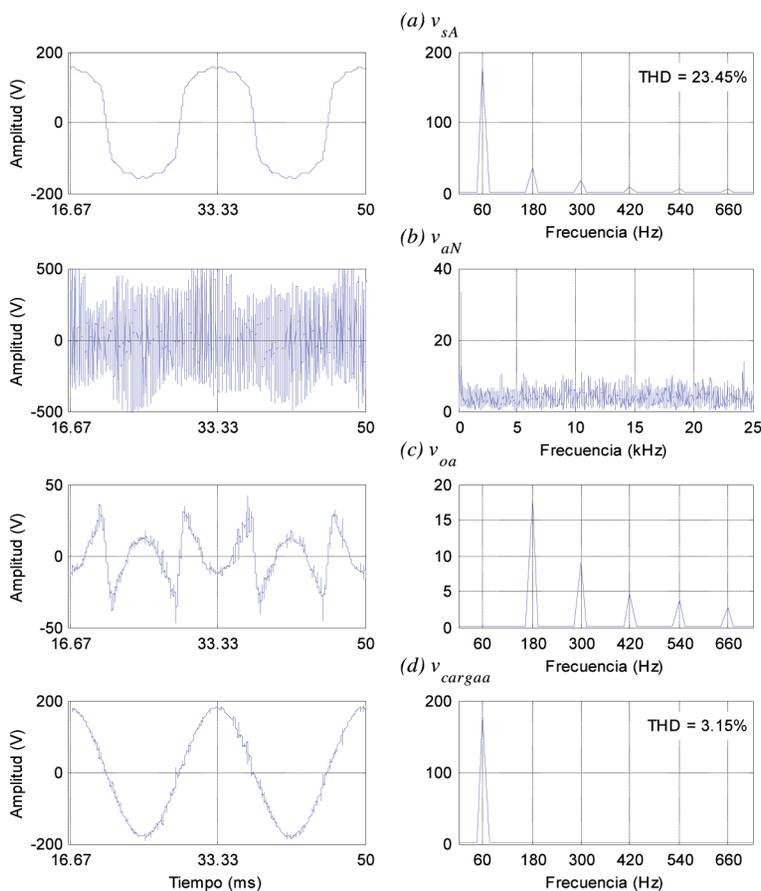


Fig. 14: Resultado de la compensación armónica.

La señal de referencia de compensación armónica se obtiene con el proceso indicado en la Fig. 12, de manera que en la Fig. 9,  $r = qv_{harmj}$ . La tensión de entrada  $v_{sA}$  se muestra en la Fig. 14(a) con su espectro en frecuencia; la DAT es de 23.45%. La Fig. 14(b) muestra el patrón de conmutación a

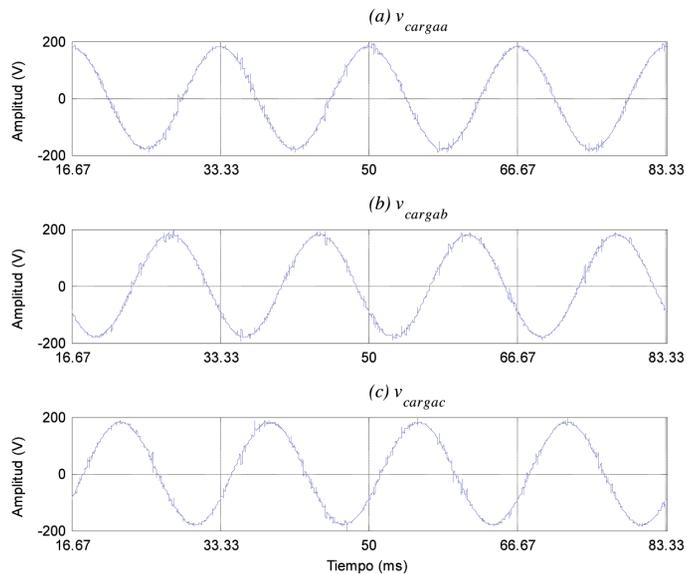


Fig. 15: Compensación de tensión en las tres fases de salida.

la salida del convertidor matricial, y en la Fig. 14(c) se observa la tensión después del filtro de salida. La tensión en la carga, después del proceso de compensación armónica se muestra en la Fig. 14(d); se aprecia que la DAT se reduce a 3.15%. La Fig. 15 muestra la compensación armónica en las tres fases de salida, de donde es posible concluir que el compensador armónico matricial junto con la estrategia de control propuesta tiene un buen desempeño.

En la Fig. 16 se muestran los resultados de compensación armónica para cambios abruptos de carga; se considera una variación del 200% y 50% de la potencia nominal de operación. En la Fig. 16, la primera columna corresponde a la fase a, la intermedia a la fase c, y la última a la fase c. En la Fig. 16(a) se muestra la tensión de entrada  $v_{sA}$  con una distorsión armónica de DAT=23.45%; el cambio de carga se aplica en  $t = 50ms$ . Los efectos de someter al sistema de compensación armónica trifásica a variaciones de carga son de especial importancia en aplicaciones reales por sus posibles consecuencias. Cuando la magnitud de la carga es mayor que el valor nominal, la distorsión armónica en  $v_{cargaa}$  mejora de 3.15% a 2.99%. Cuando la magnitud de carga se reduce, la distorsión aumenta a 4.61% como se aprecia en la Fig. 16(e); en esta

misma figura se pueden observar los efectos para las fases restantes, en las tensiones de la carga para las fases de salida  $v_{cargaj}$  se aprecia que debido a que el transitorio de cambio de carga se aplica en el mismo instante a las tres fases, se obtienen ligeras variaciones en la compensación de cada fase.

tivos almacenadores de energía. El filtro activo serie genera las componentes de tensión armónica para compensar la tensión de alimentación y generar una tensión de salida con distorsión armónica reducida. La generación de las referencias de compensación se lleva a cabo mediante la transformación

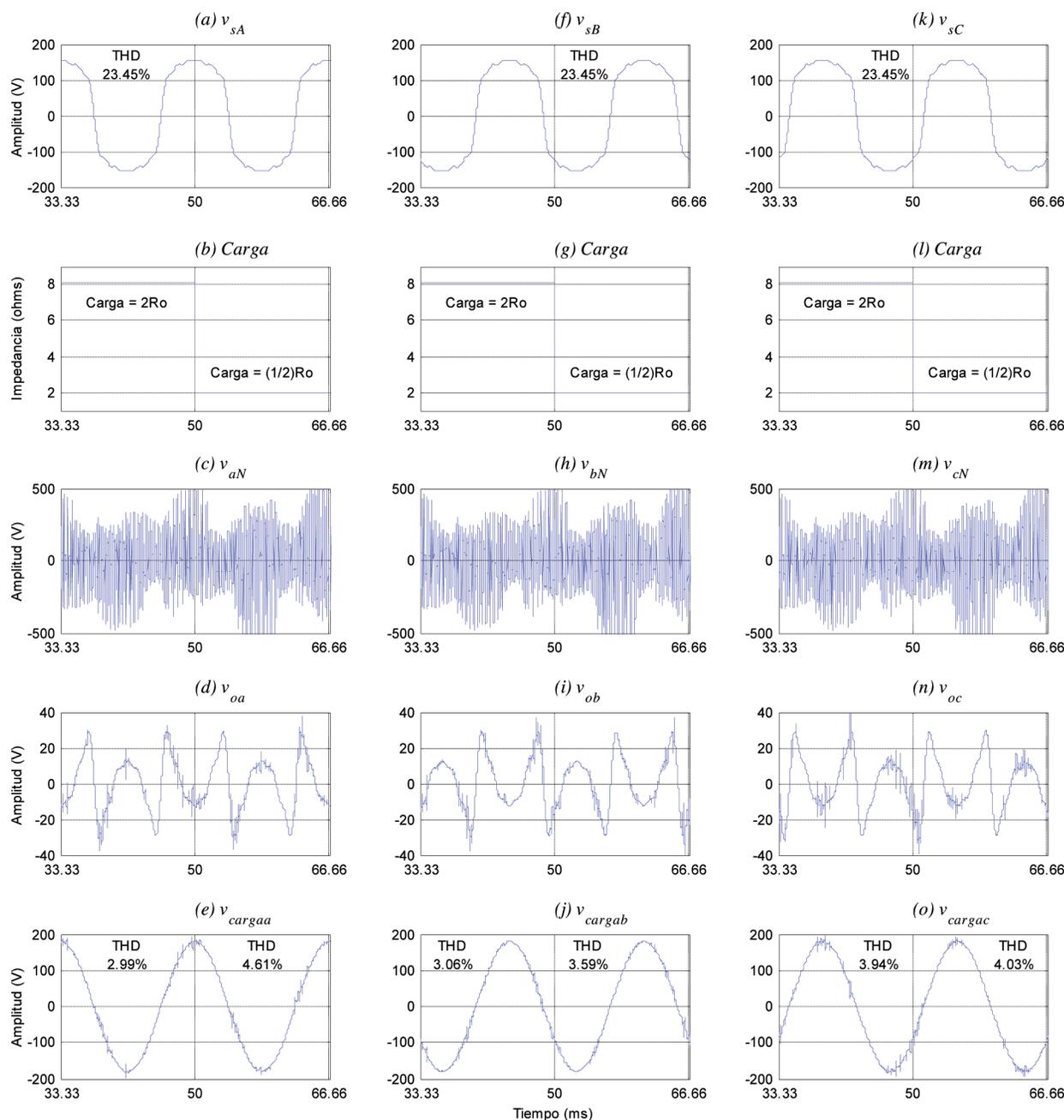


Fig. 16: Compensación ante variaciones de carga

## 5. CONCLUSIONES

Este trabajo presenta un compensador armónico trifásico basado en el convertidor matricial en una topología de filtro activo serie utilizando un modelo lineal para su control. La estructura propuesta provee una solución sin elementos reac-

dq. La tensión armónica es sintetizada por el convertidor matricial mediante un control de seguimiento por retroalimentación de estados en tensión.

Los resultados de simulación muestran que es factible realizar la compensación armónica a partir del convertidor

matricial, y el sistema de control propuesto permite la operación del compensador armónico en lazo cerrado, aun ante variaciones de carga.

La selección de los valores de los filtros de entrada y salida son críticos, pues establecen un compromiso entre la frecuencia de conmutación del convertidor matricial, y el armónico de mayor frecuencia que podrá ser compensado. Al igual que en otros esquemas de compensación armónica,

para poder compensar armónicos de alta frecuencia es necesario incrementar la frecuencia de conmutación del convertidor, lo que se traduce en mayores pérdidas.

## AGRADECIMIENTOS

El presente trabajo ha sido financiado en parte por el CONACYT México con la beca No. 99190.

## APÉNDICE A

Los coeficientes de las expresiones (11) y (12) están definidos como:

$$a_0 = L_f C_f L_o C_o$$

$$a_1 = L_f C_f \frac{L_o}{R_o} + R_f C_f L_o C_o$$

$$a_2 = L_f C_f + R_f C_f \frac{L_o}{R_o} + L_o C_o + q^2 L_f C_o$$

$$a_3 = R_f C_f + \frac{L_o}{R_o} + q^2 \left( \frac{L_f}{R_o} + R_f C_o \right)$$

$$a_4 = 1 + q^2 \frac{R_f}{R_o}$$

$$b_2 = L_o C_o$$

$$b_3 = \frac{L_o}{R_o}$$

$$b_4 = 1$$

$$c_1 = \left( 2L_f C_f \frac{L_o}{R_o} + R_f C_f L_o C_o \right) \frac{1}{L_f C_f L_o C_o}$$

$$c_2 = \left( \left( L_f C_f + R_f C_f \frac{L_o}{R_o} + L_o C_o + q^2 L_f C_o \right) L_o C_o + \left( L_f C_f \frac{L_o}{R_o} + R_f C_f L_o C_o \right) \frac{L_o}{R_o} \right) \frac{1}{L_f C_f L_o^2 C_o^2}$$

$$c_3 = \left( \left( R_f C_f + \frac{L_o}{R_o} + q^2 \left( \frac{L_f}{R_o} + R_f C_o \right) \right) L_o C_o + \left( L_f C_f + R_f C_f \frac{L_o}{R_o} + L_o C_o + q^2 L_f C_o \right) \frac{L_o}{R_o} + L_f C_f \frac{L_o}{R_o} + R_f C_f L_o C_o \right) \frac{1}{L_f C_f L_o^2 C_o^2}$$

$$c_4 = \left( \left( 1 + q^2 \frac{R_f}{R_o} \right) L_o C_o + \left( R_f C_f + \frac{L_o}{R_o} + q^2 \left( \frac{L_f}{R_o} + R_f C_o \right) \right) \frac{L_o}{R_o} + \left( L_f C_f + R_f C_f \frac{L_o}{R_o} + L_o C_o + q^2 L_f C_o \right) \right) \frac{1}{L_f C_f L_o^2 C_o^2}$$

$$c_5 = \left( \left( 1 + q^2 \frac{R_f}{R_o} \right) \frac{L_o}{R_o} + \left( R_f C_f + \frac{L_o}{R_o} + q^2 \left( \frac{L_f}{R_o} + R_f C_o \right) \right) \right) \frac{1}{L_f C_f L_o^2 C_o^2}$$

$$c_6 = \left( 1 + q^2 \frac{R_f}{R_o} \right) \frac{1}{L_f C_f L_o^2 C_o^2}$$

## BIBLIOGRAFÍA

- [1] Prasai A, Divan DM. "Zero-Energy Sag Corrector With Reduced Device Count". *IEEE Transactions on Power Electronics*. June 2009, Vol.24-6, p.646-1653. DOI: 10.1109/TPEL.2009.2015319.
- [2] Akagi H. "Active Harmonic Filters". *Proceedings of the IEEE*. Dec. 2005, Vol.93-12, p.2128-2141. DOI: 10.1109/JPROC.2005.859603.
- [3] Lee K, Koizumi H, Kurokawa K. "Voltage sag/swell controller by means of D-UPFC in the distribution system". *IEEE Proc. 4th World Conf. Photovoltaic Energy Conversion*. Waikoloa HI, May 2006, p.2427 - 2430. DOI: 10.1109/WCPEC.2006.279699.
- [4] Nielsen JG, Blaabjerg F, Mohan N. "Control strategies for dynamic voltage restorer compensating voltage sags with phase jump". *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*. 2001, Vol.2, p.1267-1273. DOI: 10.1109/APEC.2001.912528.
- [5] Hietpas SM, Naden M. "Automatic voltage regulator using an ac voltage-voltage converter". *IEEE Transactions on Industry Applications*. January-February 2000, Vol.36-1, p.33-38. DOI: 10.1109/28.821793.
- [6] Reyes J, Cárdenas V, Echegoyen T. "Cancelación de armónicos de voltaje en sistemas monofásicos utilizando un convertidor matricial". *IPN Research in Computing Science, Advances in Automatic Control and Engineering*. 2008, Vol.36-1, p.463-472.
- [7] Venturini M. "A new sine wave in sine wave out conversion technique which eliminates reactive elements". *IEEE Proc. International Conf. Power System Technology*. 1980, p.E3/1-E3/15.
- [8] Alesina A, Venturini M. "Intrinsic amplitude limits and optimum design of 9-switches direct PWM AC-AC converters". *IEEE Power Electronics Specialists Conference*. 1988, p.1284-1291. DOI: 10.1109/PESC.1988.18273.
- [9] Wheeler P, Rodriguez J, Clare JC, et al. "Matrix converters: A technology review". *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. April 2002, Vol.49-2, p.276-288. DOI: 10.1109/41.993260.
- [10] López S, Zanchetta P, Wheeler P. "Control of a matrix converter- based ac power supply for aircrafts under unbalanced conditions". *Proc. 33rd Annu. Conf. of the IEEE Industrial Electronics Society*. Taipei, Taiwan, Nov. 2007, p.1823-1828. DOI: 10.1109/IECON.2007.4460406.
- [11] Rodriguez J, Silva E, Blaabjerg F, et al. "Matrix converter controlled with the direct transfer function approach: Analysis, modelling and simulation". *International Journal of Electronics*. February 2005, Vol. 92-No. 2, p.63-85. DOI: 10.1080/00207210512331337686.
- [12] Roy G, April GE, "Cycloconverter operation under a new scalar control algorithm". *IEEE Power Electronics Specialists Conference*. 1989, Vol.1, p.368-375. DOI: 10.1109/PESC.1989.48511.
- [13] Karaca H, Akkaya R. "A matrix converter controlled with the optimum amplitude direct transfer function approach". *Proc. 6th International Conf. on Electrical Engineering*. Cairo, Egypt, 2008, p.1-5.
- [14] Karaca H, Akkaya R, Dogan H. "A novel compensation method based on fuzzy logic control for matrix converter under distorted input voltage conditions". *Proc. International Conf. of Electrical Machines*. 2008, p.1-5. DOI: 10.1109/ICELMACH.2008.4800091.
- [15] Karaca H, Akkaya R. "Control of Venturini method based matrix converter in input voltage variations". *Proc. International MultiConference of Engineers and Computer Scientists*. Hong Kong, 2009, p.1412-1416.
- [16] Karaca H, Akkaya R. "An approach for controlling of matrix converter in input voltage variations". *Engineering Letters*. May 2009, Vol.17-2.
- [17] Filho MEO, Filho ER, Quindere KEB, et al. "A simple current control for matrix converter". *IEEE International Symposium on Industrial Electronics*. July 2006, p.2090-2094. DOI: 10.1109/ISIE.2006.295810.
- [18] Sun K, Zhou D, Huang L, et al. "Compensation control of matrix converter fed induction motor drive under abnormal input voltage conditions". *Proc. IEEE Industrial Applications Conf.* Beijing China, 2004, p.623-630. DOI: 10.1109/IAS.2004.1348470.
- [19] Casedi D, Serra G, Tani A, et al. "A novel modulation strategy for matrix converters with reduced switching frequency based on output current sensing". *Proceedings of IEEE Power Electronics Specialists Conference PESC*. Aachen, Germany, 2004, pp.2373-2380. DOI: 10.1109/PESC.2004.1355493.
- [20] Li Y, Choi N, Han B, et al. "Direct duty ratio pulse width modulation method for matrix converters". *International Journal of Control, Automation and Systems*. October 2008, Vol.6-5, p.660-669.