

Simulación de una aplicación real de un Convertidor Matricial Directo

Luis H. Perna, Emiliano O. Marinucci, Ernesto A. Elias, Gabriel A. Pitter, Maximiliano Bernardo, Javier W. Coky

UTN FRD, San Martín 1171, BA 2804, Tel 54 3489 420400, retriver@frd.utn.edu.ar

Resumen – Se presenta la simulación de un convertidor matricial directo, de tres fases de frecuencia fija a un sistema trifásico de frecuencia variable, alimentando a un motor de 15 KW con una carga compuesta por un ventilador.

Se ha empleado para la simulación el método de Venturini Alesina para el control del Convertidor por ser el que presenta una interpretación sencilla del proceso de generación de las señales de conmutación. Como resultado de la simulación, se ha observado que el alto contenido armónico de la corriente de línea, que incluye subarmónicos, lo que lleva a considerar muy cuidadosamente el diseño del filtro de entrada al convertidor.

Palabras Claves – Contenido armónico – Convertidor matricial directo – Filtro de red

Abstract – This paper presents the simulation of a Direct Matrix Converter, from three phases of fixed frequency to a variable three phases system which feeds a 15 KW motor with a fan load. The Venturini Alesina method for the switching control of the Converter has been used because it offers a simple interpretation of the switching signals generation process. As a results of the simulation, it was clear the high harmonic contents of the line current, including the production of subharmonics, what leads to consider very carefully the design of the converter input filter.

Keywords – Direct Matrix Converter – Harmonic Contents – Mains filter

INTRODUCCIÓN

Este trabajo se inserta dentro del proyecto encarado por el Grupo de Investigación en Electrónica de Potencia de la Facultad Regional Delta de la Universidad Tecnológica Nacional consistente en el desarrollo de un Convertidor Matricial Directo, CMD, de frecuencia variable a fija, controlado mediante técnicas de Modulación de Vector Espacial, para ser aplicado a aerogeneradores. Su objetivo fundamental es que el grupo se introduzca en el tema a efectos de comprender cabalmente el funcionamiento de los Convertidores matriciales Directos, investigar los beneficios, ventajas y limitaciones que pueda llegar a presentar esta tecnología en

aplicaciones prácticas en el campo de la industria.

Los trabajos en este tema se remontan al año 1980, con un trabajo seminal de Venturini y Alesina (Venturini and Alesina, 1980), habiendo llegado el desarrollo del mismo al punto tal que desde hace unos pocos años, existen variadores de frecuencia comerciales en potencias hasta 500 KW con alimentación de 3x400 VCA (Yaskawa Electric Corporation, 2014). A pesar de esto, el trabajo en estos temas tiene el indudable interés por la apropiación local del conocimiento del tema, y el que se presenta a continuación, en particular por presentar una aplicación real empleando un entorno de simulación que es un estándar industrial, MATLAB ©+Simulink ©con la Biblioteca SimPowerSystem.

Para el presente trabajo se han empleado como antecedentes los trabajos de Rodríguez José et al. (Rodríguez et al., 2012), (Rodríguez et al., 2002) y Jussila Matti (Jussila, 2007) entre otros, y en particular, de (Rodríguez et al., 2002) se ha adaptado el modelo allí presentado, en particular en la lógica de generación de pulsos a efectos de una mayor claridad, y se empleó un modelo de la matriz propiamente dicha empleando interruptores reales tomados de la biblioteca SimPowerSystems, en lugar del original consistente en un modelo puramente matemático.

El trabajo en sí consiste en la simulación de un Convertidor Matricial Directo sobre una red de 3 x 380 V 50 Hz, alimentando un motor de 15 KW , 1460 rpm que impulsa un ventilador de características nominales 11 KW a 1300 rpm. Se observaron formas de onda en la corriente y tensión sobre el motor, a la entrada del convertidor y sobre la red. Los resultados presentados son con el generador de pulsos ajustado para obtener un ángulo de desplazamiento de 0° entre tensión y corriente en la red, aunque se realizaron sendos ensayos ajustando el generador para obtener ángulos de desplazamiento de 30° inductivo y capacitivo, ya que una particularidad de estos convertidores es que, además de ser intrínsecamente regenerativos, puede controlarse a voluntad el ángulo de desplazamiento de entrada pudiendo ser empleados como compensadores de coseno ϕ . Es distintivo, respecto de algunos trabajos encontrados en diversos trabajos, en que se trabaja con datos de fuente y carga reales de una aplicación industrial.

DESARROLLO

Principios Básicos

Se presenta a continuación una breve introducción a ésta tecnología mencionando las distintas estrategias de

modulación de los Convertidores Matriciales Directos, pero explicando, en forma más detallada, el método de Alesina-Venturini, que es el que se empleó en este trabajo.

Este tipo de convertidor permite obtener a su salida una tensión alterna polifásica variable en amplitud y frecuencia, a partir de una fuente de tensión de frecuencia fija, o de forma inversa, obtener una fuente de tensión polifásica de tensión y frecuencia fija a partir de una línea polifásica de tensión y frecuencia

Un CMD es un convertidor de una sola etapa con $m \times n$ interruptores bidireccionales conmutando a alta frecuencia, típicamente entre 5 y 16 KHz, que conectan una fuente de tensión de m-fases a una carga de n-fase. El DMC de 3×3 interruptores, que se muestra en la Fig. 1, es el más importante desde el punto de vista práctico porque conecta una fuente trifásica a una carga trifásica, típicamente dada por un motor.

En los convertidores de frecuencia actualmente empleados en forma comercial, se produce una rectificación controlada (si el mando es regenerativo) o no controlada que genera una etapa intermedia entre la red y el inversor conocida como DC-Link, la cual requiere de capacitores de alto valor de capacidad y obviamente de tensión. Esta etapa no existe en un convertidor matricial directo, para lo que es preciso que cada fase de salida se conecte con cada fase de entrada durante tiempos muy pequeños y con un patrón determinado, mediante interruptores bidireccionales, los cuales, en la práctica consisten en transistores MOSFET o IGBT.

Existe otro tipo de topología para convertir polifásico a polifásico de distinta tensión y frecuencia, conocida como "Convertidor Matricial Indirecto", en la cual se produce un "DC-Link" ficticio conectando un rectificador controlado a la red constituido por interruptores conmutando también a alta frecuencia, sin necesidad de un capacitor en tal DC link, y a

continuación del mismo se emplea un inversor tradicional para obtener la frecuencia variable, utilizando también el mismo tipo de interruptor. En este caso la estrategia de conmutación del rectificador de entrada y del inversor tradicional es tal que siempre se tiene una fase de salida conectada a una de entrada, permitiendo la regeneración y el control del ángulo de desplazamiento de entrada.

Existen distintos métodos de modulación, o sea, de la generación de las señales de conmutación de los interruptores bidireccionales de la matriz, y de control, esto último de interés en el contexto de controlar variables de un motor de inducción, par y velocidad. En cuanto a la modulación, podemos mencionar técnicas escalares como las propuestas por Alesina-Venturini y Roy, métodos de modulación de ancho de pulso (PWM) pudiendo ser SPWM (Senoidal Pulse Width Modulation) o SVM (Space Vector Modulation). Para el control se proponen técnicas como DTC (Direct Torque Control) y Control Predictivo entre otras. Si bien actualmente se continúa investigando nuevas técnicas de control, en nuestro caso no son de aplicación ya que solamente hemos considerado un convertidor que alimenta un motor a lazo abierto.

Ambos aspectos son discutidos en la diversa bibliografía, encontrándose un excelente resumen de las mismas en (Rodríguez et al., 2012), la cual a su vez presenta una abundante referencia.

Se pueden mencionar algunas de las ventajas de los CMD:

- Ausencia de DC-Link, y por ende, de elementos almacenadores de energía de gran tamaño.
- Posibilidad de tener factor de potencia unitario en la entrada.
- Formas de onda de salida de baja frecuencia sinusoidales
- Generación de salida de frecuencia y amplitud arbitraria.

- Capacidad de regeneración.

Algunas desventajas de los CMD son las siguientes:

- Es necesario un gran número de interruptores.
- La tecnología de los interruptores bidireccionales no está totalmente desarrollada, en particular en corrientes y tensiones elevadas

Circuito de potencia y principios del CMD

La Fig. 1 presenta el CMD de 3 x 3 interruptores.

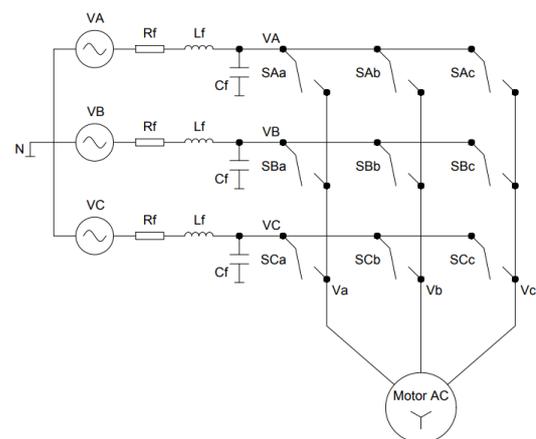


Fig. 1 Circuito de un Convertidor Matricial directo.

El filtro de potencia (R_f, C_f, L_f) localizado a la entrada del CMD, reduce las componentes de alta frecuencia, de la corriente de entrada al convertidor, producto de la conmutación de los interruptores, de modo de obtener corrientes prácticamente sinusoidales en la red y evitando que la misma se vea afectada por las sobretensiones generadas por la rápida conmutación de las corrientes de entrada en la reactancia de generación.

El filtro debe proveer, esencialmente, el filtrado de las corrientes armónicas generadas por el CMD como se acaba de establecer, pero además debe actuar como filtro para las armónicas de tensión presentes en la red, evitando que las mismas se presenten al CMD. En consecuencia, el diseño del filtro de entrada es un tema de

suma importancia en el correcto funcionamiento del CMD. Un detalle a tener en cuenta es que la resistencia R_f del filtro, considerada en el cálculo, pues tiene influencia en el Q del filtro, no es conveniente que deba ser agregada por encima del valor propio de la red de alimentación, pues generaría pérdidas de energía adicionales.

La función de conmutación de cada llave está sujeta a dos restricciones:

- En primer lugar, sólo se puede cerrar un interruptor en cada columna debido a la presencia de los capacitores de filtro en la entrada del convertidor, a efectos de evitar corrientes ilimitadas
- Dado la carga de carácter inductiva, no es posible interrumpir la corriente de carga de repente, y por tanto, al menos una llave de cada columna debe estar cerrada.

Siguiendo a (Rodríguez et al., 2012), para desarrollar un modelo matemático que represente la estrategia de modulación para el CMD, puede derivarse directamente de la Fig. 1, como sigue:

$$S_{ij} = \begin{cases} 1 & \text{llave on} \\ 0 & \text{llave off} \end{cases} \quad (1)$$

$$v_o = T(S_{ij}) v_i \quad (2)$$

$$i_i = T(S_{ij})^T i_o \quad (3)$$

Donde $i = A, B, C$, corresponde a cada una de las fases de entrada, y $j = a, b, c$ a cada una de las fases de salida, y en consecuencia,

$v_o = [v_a \ v_b \ v_c]^T$ es el vector de tensiones de salida, $v_i = [v_A \ v_B \ v_C]^T$ es el vector de tensiones de entrada,

$i_i = [i_A \ i_B \ i_C]^T$ es el vector corriente de entrada, e $i_o = [i_a \ i_b \ i_c]^T$ es el vector de corriente de salida y $T(S_{ij})$ es la matriz de transferencia instantánea como función de las llaves, la cual es definida como sigue:

$$T(S_{ij}) = \begin{bmatrix} S_{Aa} & S_{Ba} & S_{Ca} \\ S_{Ab} & S_{Bb} & S_{Cb} \\ S_{Ac} & S_{Bc} & S_{Cc} \end{bmatrix} \quad (4)$$

Las ecuaciones (2) y (3) son las bases para todos los métodos de modulación, los cuales consisten en encontrar la apropiada selección de apertura y cierre de las llaves para generar el voltaje de salida deseado.

Los métodos de modulación más relevantes hasta el momento para el CMD, se muestran en la Fig. 2, adaptada de (Rodríguez et al., 2012). Se presentan así dos métodos escalares y dos métodos vectoriales. El primer método escalar se denomina “Función de transferencia directa”, conocido generalmente como el “método Venturini”, en el cual la tensión de salida se obtiene por el producto de la tensión de entrada por la matriz de transferencia que representando el convertidor. El segundo método escalar es el desarrollado por Roy, que consiste en usar una relación de tensión instantánea de tensiones de fase de entrada específicas para generar los estados activo y cero de las llaves conmutadoras del convertidor.

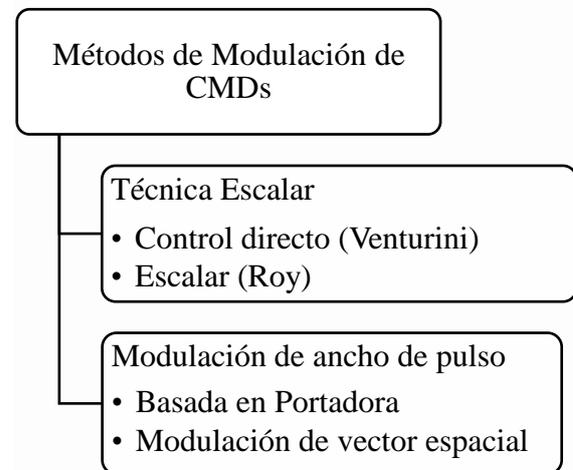


Fig. 2 Tipos de modulación de CMDs.

La otra alternativa para el control de la modulación de un CMD consisten en el uso de técnicas de modulación de amplitud

de pulso (PWM), técnica empleada en los inversores de tipo fuente de tensión, de las cuales uno de ellos, el más antiguo, es el basado en portadoras PWM. Otra solución, también muy empleada en los últimos años en inversores de tipo fuente de tensión es la modulación de vector espacial (SVM). Justamente, esta es la que interesa aplicar en la investigación encarada, pero, como se dijo al principio, en este trabajo se empleó el método Venturini por su directa interpretación del procedimiento de conmutación, por lo cual, se presenta una breve explicación del mismo.

Método de Venturini de modulación

En lo que sigue se han resumido conceptos esenciales que se encuentran en la referencia (Rodríguez et al., 2002). Modulación es el proceso usado para generar los pulsos de activación de cada uno de los nueve interruptores bidireccionales (S_{ij}) de modo de generar tensiones de salida sinusoidales de frecuencia y amplitud variable (v_{jN}) a partir de tensiones de frecuencia y amplitud fija (v_i). Una forma directa de hacer esto es considerando intervalos de tiempo, que corresponden a los que cada interruptor está cerrado, en los cuales los valores instantáneos de la tensión de salida *deseada* son muestreados, y se emplea la tensión instantánea de entrada para sintetizar una señal cuya componente de baja frecuencia es, precisamente, la tensión de salida deseada.

Sea T el intervalo de tiempo durante el cual las m tensiones de línea (3 en este caso) son “muestreadas” por los interruptores y aplicadas a la fase “ j ” de salida. Así, si t_{ij} es el tiempo en el cual el interruptor S_{ij} está cerrado, se cumple que:

$$T = t_{Aj} + t_{Bj} + t_{Cj} \quad (5)$$

y entonces, siendo $\bar{v}_{jN}(t)$ la componente de baja frecuencia (valor medio calculado sobre un intervalo de muestreo) de la j -

ésima fase de salida, se puede expresar la síntesis del principio mencionado como:

$$\bar{v}_{jN}(t) = \frac{t_{Aj}v_A(t) + t_{Bj}v_B(t) + t_{Cj}v_C(t)}{T}; \quad (6)$$

$$j = \{a, b, c\}$$

Debe recordarse que $\bar{v}_{jN}(t)$ es la tensión de salida senoidal de frecuencia y amplitud deseada, de modo que con esta estrategia, se genera una tensión conmutada de salida de alta frecuencia, cuya componente fundamental es la forma de onda deseada. Los factores de servicio correspondientes para cada fase de entrada son entonces:

$$m_{Aj}(t) = \frac{t_{Aj}}{T}$$

$$m_{Bj}(t) = \frac{t_{Bj}}{T} \quad (7)$$

$$m_{Cj}(t) = \frac{t_{Cj}}{T}$$

Combinando las ecuaciones (6) y (7), se obtiene:

$$\begin{bmatrix} \bar{v}_{aN}(t) \\ \bar{v}_{bN}(t) \\ \bar{v}_{cN}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_{Aa}(t) & m_{Ba}(t) & m_{Ca}(t) \\ m_{Ab}(t) & m_{Bb}(t) & m_{Cb}(t) \\ m_{Ac}(t) & m_{Bc}(t) & m_{Cc}(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_A(t) \\ v_B(t) \\ v_C(t) \end{bmatrix} \quad (8)$$

lo que se escribe en forma compacta es:

$$\bar{\vec{v}}_o(t) = M(t) \cdot \bar{\vec{v}}_i(t) \quad (9)$$

donde $\bar{\vec{v}}_o(t)$ es el vector de tensión de salida de baja frecuencia, $\bar{\vec{v}}_i(t)$ es el vector de tensión instantánea de entrada y $M(t)$ es la matriz de transferencia de baja frecuencia del CMD. Es fácil ver que las corrientes de red de entrada se pueden calcular a partir de las de salida mediante:

$$\bar{\vec{i}}_i(t) = M^T(t) \cdot \bar{\vec{i}}_o(t) \quad (10)$$

donde $\bar{\vec{i}}_i(t) = [\bar{i}_A(t) \ \bar{i}_B(t) \ \bar{i}_C(t)]^T$ es el vector de corriente de entrada de baja

frecuencia, $\vec{i}_o(t) = [i_a(t) \ i_b(t) \ i_c(t)]^T$ es el vector de corriente de salida instantáneo y $M^T(t)$ es la transpuesta de $M(t)$.

Las ecuaciones (9) y (10) constituyen la base del método de modulación de Venturini. Queda claro que las componentes de baja frecuencia de la tensión de salida son sintetizadas con los valores instantáneos de las tensiones de entrada, y que las componentes de baja frecuencia de las corrientes de entrada son el resultado de los valores instantáneos de las corrientes de salida.

Los valores de tensión de entrada están dados por:

$$\vec{v}_i(t) = \begin{bmatrix} v_A(t) \\ v_B(t) \\ v_C(t) \end{bmatrix} \quad (11-a)$$

$$\vec{v}_i(t) = \begin{bmatrix} V_i \cos(\omega_i t) \\ V_i \cos(\omega_i t + 2\pi/3) \\ V_i \cos(\omega_i t + 4\pi/3) \end{bmatrix} \quad (11-b)$$

Si se asume que dada la característica pasa bajos de la carga, las corrientes de salida serán sinusoidales (se verá en la simulación que esto no es así) y pueden expresarse como:

$$\vec{i}_o(t) = \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix} \quad (12-a)$$

$$\vec{i}_o(t) = \begin{bmatrix} I_o \cos(\omega_o t + \varphi) \\ I_o \cos(\omega_o t + 2\pi/3 + \varphi) \\ I_o \cos(\omega_o t + 4\pi/3 + \varphi) \end{bmatrix} \quad (12-b)$$

Suponiendo también que las corrientes de entrada deseadas son senoidales:

$$\vec{i}_i(t) = \begin{bmatrix} \bar{i}_A(t) \\ \bar{i}_B(t) \\ \bar{i}_C(t) \end{bmatrix} \quad (13-a)$$

$$\vec{i}_i(t) = \begin{bmatrix} I_i \cos(\omega_i t) \\ I_i \cos(\omega_i t + 2\pi/3) \\ I_i \cos(\omega_i t + 4\pi/3) \end{bmatrix} \quad (13-b)$$

Si se obtiene la tensión de salida deseada, entonces la misma puede expresarse:

$$\vec{v}_o(t) = \begin{bmatrix} \bar{v}_{aN}(t) \\ \bar{v}_{bN}(t) \\ \bar{v}_{cN}(t) \end{bmatrix} \quad (14-a)$$

$$\vec{v}_o(t) = \begin{bmatrix} qV_i \cos(\omega_o t) \\ qV_i \cos(\omega_o t + 2\pi/3) \\ qV_i \cos(\omega_o t + 4\pi/3) \end{bmatrix} \quad (14-b)$$

Por último, la potencia de salida P_o debe ser igual a la de entrada, P_i :

$$P_o = \frac{3V_o I_o \cos(\varphi)}{2} = \frac{3V_i I_i}{2} = P_i \quad (15)$$

En la expresión (15), φ es el ángulo entre tensión y corriente de salida, supuesta una carga simétrica, y en el cálculo de P_i se considera desfase nulo, pues el método de conversión debe garantizar ángulo de desplazamiento de entrada nulo.

La matriz $M(t)$ debe ser tal que satisfaga las ecuaciones (9) y (10), considerando las restricciones (11) a (15), resultando cada uno de sus elementos dado por la expresión:

$$m_{ij}(t) = \frac{1}{3} \left[1 + 2 \frac{v_{iN}(t) \bar{v}_{jN}(t)}{V_i^2} \right] \quad (16)$$

donde $i = \{A, B, C\}$ y $j = \{a, b, c\}$.

Debe tenerse presente que en la literatura se emplea en la expresión (15) un factor “ q ”, que es la “ganancia de tensión” del convertidor, definida como:

$$q = \frac{V_o}{V_i} \quad (17)$$

Justamente, debido al principio de funcionamiento, basado en el valor medio durante el período T , según la expresión (6), y las formas de onda de las tensiones de entrada, la ganancia de tensión q no puede ser mayor a 0,5. Cabe aclarar que, mediante la adición de un término de modo común en la expresión (16), consistente en una componente de tercer armónico de la frecuencia de red, puede elevarse el factor “ q ” hasta $\sqrt{3}/2$.

En base a lo antedicho, el procedimiento de generación de los pulsos de modulación para el CMD, propuesto en (Rodríguez et al., 2002) consiste en:

1. Se muestrean las tensiones de la red v_{iN} y las tensiones deseadas de salida $v_{jREF} = \bar{v}_{jN}$.
2. Con la ecuación (16) se construye la matriz $M(t)$.
3. Usando (7) se generan los tiempos de cierre t_{ij} de los interruptores.
4. Deben generarse 9 pulsos de duración t_{ij} para la j -ésima fase de salida, siguiendo un patrón determinado, lo que corresponde a la generación de las funciones de conmutación $S_{ij}(t)$.
5. Las funciones de conmutación $S_{ij}(t)$ se emplean para cerrar o abrir los interruptores bidireccionales del CMD.

Un último aspecto que debe tenerse en cuenta es que la deducción previa asume que las tensiones de entrada al CMD, esto es, $v_i = [v_A \ v_B \ v_C]^T$ son senoidales puras, lo cual no es cierto en la práctica pues tienen las componentes de alta frecuencia que la conmutación produce y el filtro atenúa sobre la red. Como se verá en la simulación, esto no establece una gran diferencia.

Simulación.

Modelo empleado

Este trabajo toma como base lo descrito en (Rodríguez et al., 2002), siendo el objetivo de la simulación aplicar un CMD para mover un motor asincrónico cuya carga es un ventilador de uso industrial, lo cual lo diferencia del trabajo presentado en (Rodríguez et al., 2002), el cual usa una carga RL. Se ha usado un motor asincrónico trifásico tomado de la biblioteca SimPowerSystems de 15 KW 1460 rpm, 400 V, el cual fue “adaptado” en sus parámetros a un motor ficticio de 190 V equivalente ya que, según lo expresado previamente, la ganancia de tensión no puede superar 0,5, o sea que a partir de una red de 380Vols sólo puede obtenerse 190 Volts. De este modo se espera lograr resultados más aproximados a la realidad, lo que permite verificar las limitaciones e inconvenientes. En la simulación se toma en cuenta los valores de la impedancia de red, como así también el filtro en la entrada del CMD. El ventilador es modelado de forma completa, usando datos reales de un modelo comercial. Un esquema completo de la simulación se muestra en la figura 3 (al final del documento)

Las tensiones de referencia ($\bar{v}_{jN} = v_{jREF}$) son creadas en el bloque llamado generador de referencias. Dado que “ q ” no puede ser mayor a 0,5 en función de la frecuencia de referencia ingresada, se seleccionará la tensión de referencia mediante la aplicación de la relación V/f constante, necesaria para que el motor trabaje magnetizado sin perder par, limitándose v_{jref} al valor pico correspondiente a 190 Volts eficaces de línea. Se tiene en cuenta también el funcionamiento con debilitamiento de campo para frecuencias mayores a la nominal del motor.

La Fig. 4 muestra el diagrama para generar los elementos m_{ij} de la matriz $M(t)$

y los tiempos de encendido de los interruptores t_{ij} . El modelo presentado implementa la (16) para cada elemento de la matriz. Se observa que las entradas son las tensiones de entrada (v_{iN}) y las tensiones de salida deseadas ($\bar{v}_{jN} = v_{jREF}$).

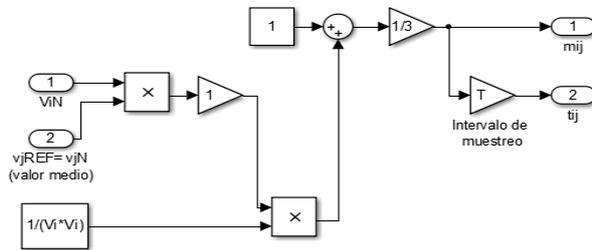


Figura 3: Modelo generador de m_{ij}

La generación de las funciones de conmutación $S_{ij}(t)$ correspondientes a las señales de compuerta de los interruptores de potencia se efectúa mediante el subsistema indicado en la Figura 4 para una de las fases de salida. El detalle de funcionamiento puede encontrarse en (Rodríguez et al., 2002), siendo obviado en el presente trabajo.

Estas dos acciones se efectúan en el subsistema denominado Controlador Alesina-Venturini de la Figura 17.

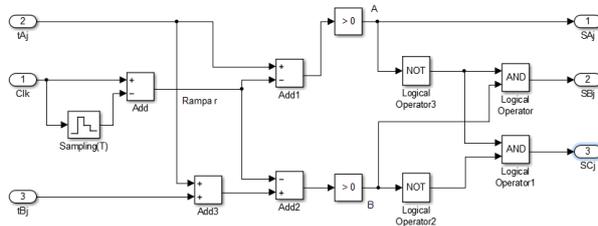


Figura 4: Generador de función $S_{ij}(t)$

Una vez creadas las funciones de conmutación, las mismas ingresarán al CM, el cual se modela con interruptores ideales sacados de la biblioteca SimPowerSystems. Las tensiones de salida $v_o(t)$ aplicadas al motor serán las de la ecuación (12). La Fig. 5 muestra como está implementado el CM.

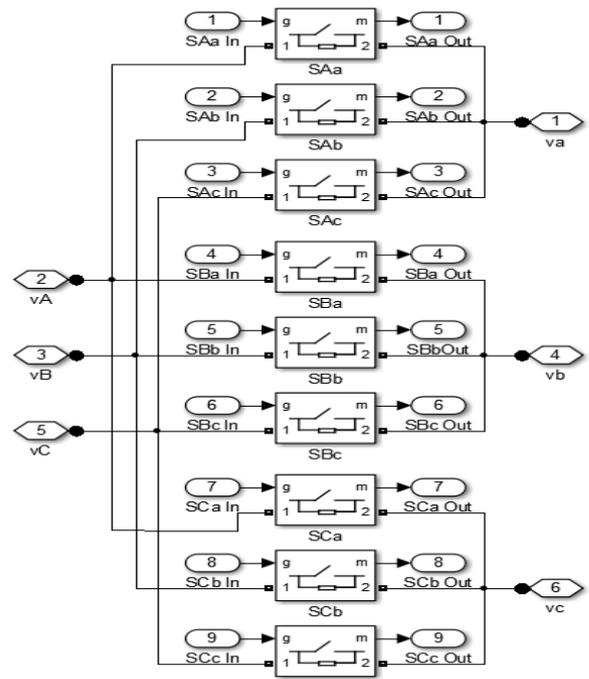


Figura 5: Modelo del CM

El filtro, encargado de disminuir el contenido armónico de la corriente de red, fue tomado de (Jussila, 2007), es un filtro de segundo orden con una frecuencia de corte ubicada en aproximadamente 1 KHz, con un Q bastante elevado pues presenta un sobrepico de 15 dB en la respuesta espectral. El mismo tiene los valores:

$$\begin{cases} R = 88 \Omega \\ L = 2,3 \text{ mH} \\ C = 10 \mu\text{C} \end{cases}$$

El filtro para una fase es mostrado en la Fig. 6.

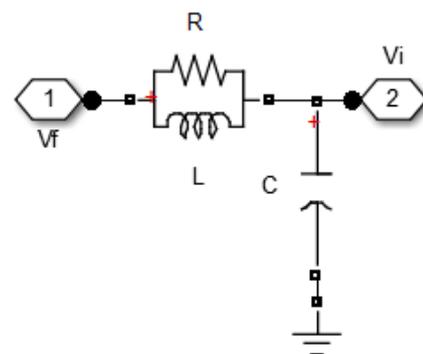


Figura 6: filtro de entrada para una fase

Finalmente, el modelo completo se ilustra en la Figura 17, al final del trabajo.

Datos de Red y carga

Se ha considerado un esquema típico de una instalación industrial, con un transformador de la línea de distribución a baja tensión, un alimentador desde el mismo a un Centro de Control de Motores en el que se ubicaría el CMD y un cable apantallado para alimentar el motor.

La impedancia de la red han sido calculados según los siguientes datos:

-Red: $S_{cc} = 500 \text{ MVA}$, $R/Z_{red} = 0,25$

-Transformador: 13,2/0,4 KV, 2 MVA
 $X_{cc} = 5 \%$
 $R_{cc} = 2 \%$

-Alimentador Tablero de Distribución desde el transformador a CCM: Cable 3 x 185 mm², longitud 50 m

-Cable del tablero del CCM donde se encuentra el CM hasta el motor: Cable Apantallado 3 x AWG 8, XLPE/PVC 600 V, longitud 30 m.

Con estos valores, la impedancia de la red es:

$Z_{red} = (0,0134 + j 0,0000259) \Omega$
aunque dado que se trabaja con armónicos, se emplean los siguientes parámetros:

$$R_{red} = 0,0134 \Omega$$
$$L_{red} = 0,0000249 \text{ Hy}$$

Finalmente, las características del alimentador del CCM al motor son:

$$R_{cable} = 0,0525 \Omega$$
$$L_{cable} = 0,00000795 \text{ Hy}$$

Como se explicitó previamente, los parámetros del motor se ajustaron para una tensión nominal de 190 Volts, y el para el ventilador se simuló con la relación par-

velocidad cuadrática y un par inicial de 5 Nm.

Los datos del motor y carga son:

- Motor:

Potencia: 15 KW
Velocidad: 1460 rpm
Tensión: 190 V
Frecuencia: 50 Hz
Resistencia estática: 0.04844 Ω
Inductancia estática: 0.0002236 Hy
Resistencia rotórica (referida al estator): 0.04975 Ω
Inductancia estática (referida al estator): 0.0002236 Hy
Inductancia mutua: 0.01448 Hy
Momento de inercia rotor: 0,112 Kgm²
Fricción viscosa: 0.009541Nms

- Ventilador:

Marca: OTAM
Modelo:TDA 18/13 T2SR
Potencia nominal: 11 KW @ 1200 rpm,
Momento de Inercia (rotor y acoplamiento): 0,92 Kgm²

RESULTADOS Y DISCUSIÓN

Se efectuaron simulaciones con un frecuencia de 30 Hz, lo que lleva al ventilador a girar a 900 rpm. A efectos de disminuir el tiempo de simulación antes de llegar al régimen permanente, Se partió siempre desde una velocidad del orden de las 620 rpm. La Figura 7 presenta la tensión sobre el motor, y la Figura 8 presenta una parte ampliada, en tiempo, de la misma, a efectos de apreciar el efecto de la conmutación. La distorsión armónica total es de 98% (datos obtenidos de la Powerguide del Simulink ©). Hay componentes en 5 KHz, la frecuencia de conmutación como es de esperar, del orden de 50%, y componentes subarmónicas alrededor de 10 Hz de un 12%.

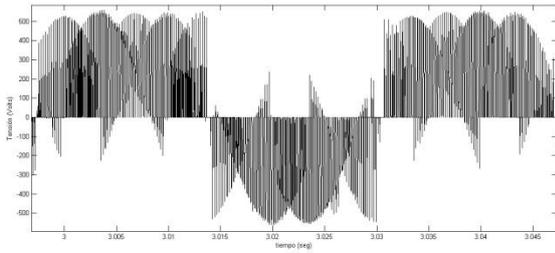


Figura 7: Tensión de línea sobre el motor

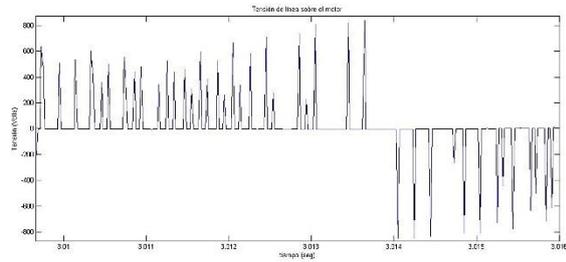


Figura 8: Tensión de línea sobre el motor (ampliada en tiempo)

La Figura 9 presenta la forma de onda de la componente fundamental de la tensión sobre el motor:

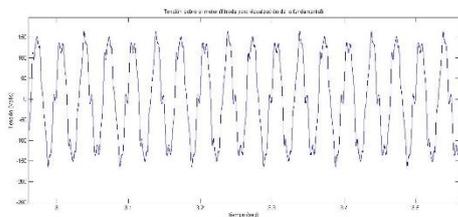


Figura 9: Tensión sobre el motor luego de filtrada para observación

Es evidente el alto contenido armónico de la tensión de alimentación al motor, pero se observa que la tensión de la componente fundamental del motor tiene la tensión y frecuencia buscada.

La Figura 10 presenta la forma de onda de la corriente de línea:

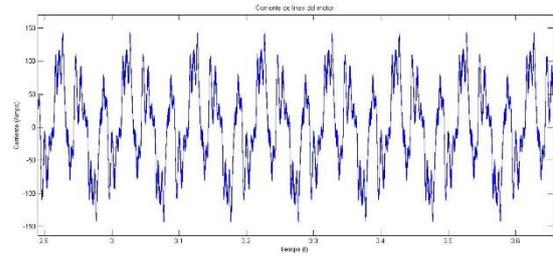


Figura 10: Corriente de línea del motor

La misma muestra un contenido armónico importante, dando una distorsión armónica total de 23 %, siendo muy baja a 5 KHz. Estos armónicos, junto con los correspondientes de igual frecuencia de la tensión, producen una potencia activa que se refleja en variaciones de par electromagnético las que se ilustran en la Figura 11.

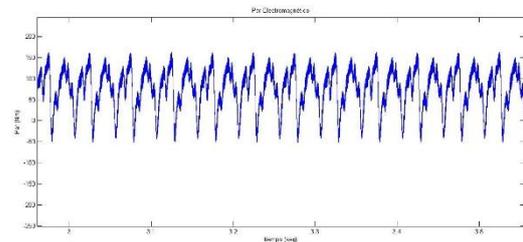


Figura 11: Par electromagnético

A pesar de la oscilación del par electromagnético, el valor medio del mismo se mantiene en los 55 Nm que es lo que corresponde al par del ventilador (más algo de fricción viscosa propia del motor), valor que es reflejado en la figura previa.

Este par variable se refleja en la velocidad, aunque con un efecto atenuado por el efecto pasabajos de la carga mecánica, lo que se aprecia en la Figura 12, que ilustra la

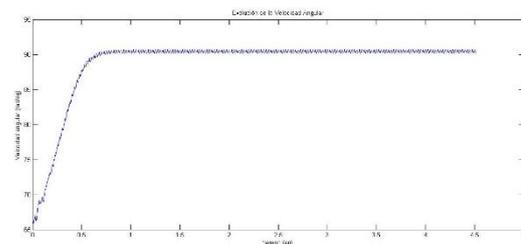


Figura 12: Velocidad del ventilador

evolución completa de la velocidad durante toda la simulación.

La Figura 13 presenta la corriente de línea de entrada al CMD, y la Figura 14, una parte ampliada en tiempo.

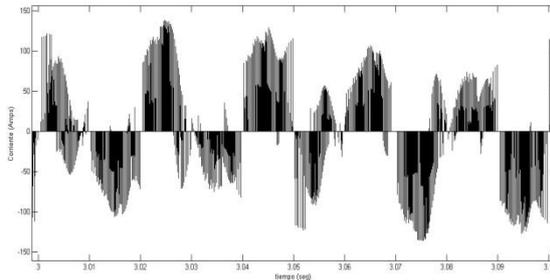


Figura 13: Corriente de línea a la entrada del CMD

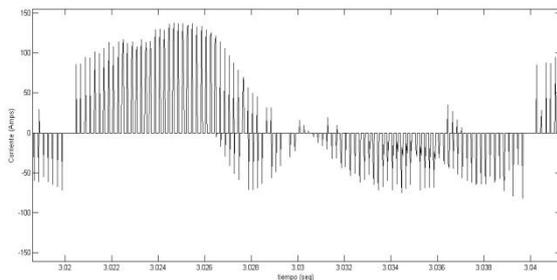


Figura 14: Corriente de línea a la entrada del CMD ampliada en tiempo

Esta corriente está altamente distorsionada por el contenido armónico, llegando la THD al 141% referida a la componente fundamental de 50 Hz, siendo su principal componente en 5 KHz, y la presencia de subarmónicos en 10 Hz con un valor de 30% de la fundamental, en 30 Hz, con un valor de un 13 % y una componente armónica de esta última, en 90 Hz, de un 33%.

La Figura 15 presenta la forma de onda de la corriente de línea de red, o sea, filtrada.

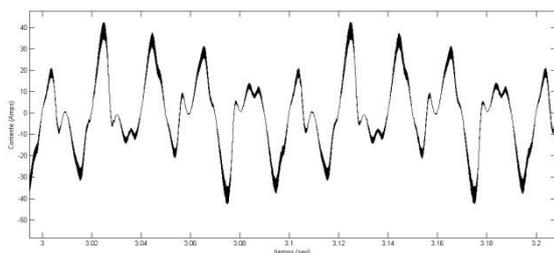


Figura 15: Corriente de línea antes del filtro

La figura 15 indica que el filtrado no ha sido muy bueno, lo que confirma lo antes expresado sobre la importancia del filtro de línea. La THD es aquí del orden del 21%, con muy poca componente en 5 KHz. Pero es sumamente interesante observar que persisten los subarmónicos, en 10 y 30 Hz con amplitudes del 30 y 15 % respecto de la fundamental de 50 Hz.

Finalmente, la Figura 16 presenta la relación entre corriente de línea y tensión de fase de red, mostrando el ángulo de desplazamiento 0° , tal como se preveía.

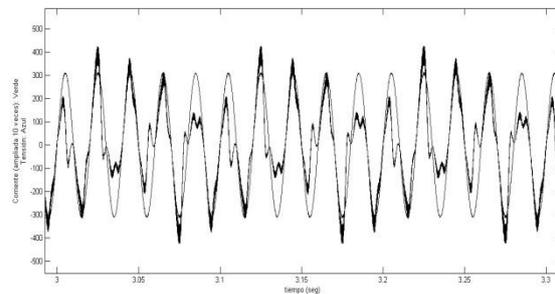


Figura 16: Relación entre corriente y tensiones de fase en la red

Obviamente, el factor de potencia no es unitario debido a la potencia de deformación presente.

CONCLUSIONES

Tal como se esperaba, el filtro ocupa un lugar central en el diseño de un CMD. Este es un tema sobre el que se continuará trabajando, teniendo presente que se trata de elementos de potencia y por lo tanto voluminosos. Han aparecido subarmónicos, lo cual es uno de los problemas que se presentan en circuitos alineales (Kahlil, 1992), como lo es un CMD, y aún en compensaciones con capacitores (Pérez, s/fecha). Este es otro tema para continuar trabajando, encontrar su origen y posible reducción.

En paralelo a ello, se trabajará en la simulación de un sistema con modulación

SVM, que es un método apropiado para su implementación en microcontroladores

AGRADECIMIENTOS.

Se agradece al Doctor Marco Rivera de la Universidad de Talca, Chile, por la ayuda e información brindada para la realización de este artículo.

REFERENCIAS.

Jussila M., “Comparisson of Space-Vector-Modulated Direct and Indirect Matrix Converters in Low Power Applications”, Thesis (Doctor of Technology), Tampere University of Technology, Tampere Finlandia, 148, (2007).

Khalil H.K. “Nonlinear Systems” Macmillan Publishing Company, New York, ISBN 0-02-363541-X (1992)

Perez J. “Understanding sub-harmonics” P.E., ERL Phase Power Technologies, Winnipeg, MB, Canada (s/fecha)
http://www.erlphase.com/downloads/application_notes/Understanding_Sub_Harmonics.pdf

Rodriguez, J., Silva E., Burgos E., Blaabjerk F., “Modelling, Analysis and Simulation of Matrix Converters”. Universidad Técnica Federico Santa María, Valparaiso, Chile.(2002)

Rodriguez J, Rivera M, Kolar J.W, Wheeler P.W. “A Review of Control and Modulation Methods for Matrix Converters”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, VOL. 59, (NO. 1), 58-70, (2012).

Venturini M. and Alesina A., “The generalized transformer: A newbidirectional sinusoidal waveform frequency converter with continuously adjustable input power factor”, Proc. IEEE PESC’80, pp. 242-252. (1980)

Yaskawa Electric Corporation. “Low Harmonic Regenerative Drive for Industrial Applications - U1000 Industrial Matrix Drive -Technical Manual Manual” Manual N°. SIEP C710636 04D (2014)

