

Implementación del Algoritmo Sünter-Clare en un Convertidor Matricial 3x3

Eliher A. Ortiz Colín ^a, Ilver H. Hernández González ^a, Jaime J. Rodríguez Rivas ^{a,*}, Oscar Carranza Castillo ^{a,b}, Ruben Ortega González ^{a,b}, Roberto Morales Caporal ^c

^a Instituto Politécnico Nacional, ESIME Zacatenco, UP. Adolfo López Mateo, Edificio Z4, 1^{er} piso, Col. Lindavista, CP. 07738, Ciudad de México, México

^b Instituto Politécnico Nacional, ESCOM, Av Juan de Dios Batiz, Col. Lindavista, ESIME Zacatenco, CP. 07738, Ciudad de México, México

^c Instituto Tecnológico de Apizaco, Tlaxcala, México

Resumen

En este trabajo se presenta la implementación digital del algoritmo de modulación de Sünter-Clare, para un convertidor matricial de tres hilos de 7.5 kVA. Este algoritmo es usado para calcular los ciclos de trabajo en un convertidor matricial 3x3, con lo que se generan tensiones de salida con amplitud y frecuencia constantes. El algoritmo de modulación de Sünter-Clare recalcula los tiempos y trayectorias de conmutación cada período de muestreo, con el objetivo de compensar las variaciones de amplitud y de frecuencia de las tensiones de entrada. Este algoritmo se ejecuta en cada muestreo y está en función de la tensión trifásica de entrada y de la tensión de referencia de salida, resultando adecuado para controles en lazo cerrado, cuando las señales de amplitud y de frecuencia de las tensiones de entrada son variables en el tiempo, como ocurre en los sistemas de generación de energía eléctrica a velocidad variable, que utilizan la energía del viento como fuente primaria de energía. El sistema de control para el trabajo experimental, además de la tarjeta del convertidor matricial, está compuesto por una tarjeta de arreglos de compuertas programable (FPGA) y por un procesador digital de señales (DSP) con una tarjeta de interfaz gráfica.

Palabras Clave:

Convertidor matricial, algoritmo de modulación Sünter-Clare, distorsión total armónica.

1. Introducción

Los convertidores matriciales (CM) permiten un flujo bidireccional de potencia entre la entrada y la salida, al realizar la conversión de corriente alterna (CA) en corriente alterna prácticamente sin restricciones en la frecuencia, no así en la amplitud de la tensión. La conversión CA/CA se realiza de forma inmediata en los CM directos, sin que sea necesario realizar un proceso de rectificación, por lo que no se tiene un bus de corriente directa (CD). En los CM indirectos si es necesaria la rectificación (Kolar et al., 2002). En ambos tipos de CM se eliminan los grandes capacitores electrolíticos, lográndose reducir el volumen del convertidor e incrementar la densidad de potencia (Wheeler et al., 1999; Lillo et al., 2006). La eliminación de los capacitores electrolíticos del bus de CD permite su operación en ambientes con altas o bajas presiones atmosféricas, lo que resulta atractivo en la industria aeronáutica (Lillo et al., 2006). Los CM tienen aplicación en los accionamientos de las máquinas de inducción (MI) utilizando control directo del par, conocido en la literatura como

DTC (Gupta et al., 2014) y control vectorial (Sun et al., 2007), y en los accionamientos de MI en paralelo (Yamasaki, et al. 2012). Los CM son utilizados en los sistemas de generación eólica al sustituir el método tradicional usando dos convertidores conectados a través del bus de CD por la conversión CA/CA mediante CM. En esta aplicación se han reportados trabajos con generadores síncronos de imanes permanentes (Jayasinghe et al., 2011; Cárden et al., 2014), en este último se considera un sistema con cargas aisladas o en modo isla; y con generadores de inducción con doble alimentación (Reyes et al., 2008). Se han publicado investigaciones en el uso de CM en fuentes de potencia para sistemas de telecomunicaciones (Ratanapanachote et al., 2006), en sistemas de propulsión para barcos (Bucknall et al., 2010), en el control de actuadores electromecánicos para aviones (Wheeler et al., 2004) y como fuentes de alimentación para aviones con frecuencia de salida de 400 Hz (Arevalo, et al., 2010). Los CM también tienen aplicaciones en tracción eléctrica al ser implementados como convertidores CD/CA (Prabhakar, et al., 2014); y en filtros activos donde es eliminada la componente reactiva usada para el almacenamiento temporal de energía, con lo que se logra reducir el tamaño del CM e incrementar su confiabilidad (Barater, et al., 2013).

Un problema en la operación de los CM es la ausencia de trayectorias libres para las corrientes por el interruptor, esto dificulta la conmutación segura de corriente de un interruptor a otro

* Autor en correspondencia.

Correos electrónicos: alejandro_ortizcolin@hotmail.com (Alejandro Ortiz), jjrodriguezr@ipn.com (Jaime Rodríguez), ocarranzac@ipn.mx (Oscar Carranza), rortegag@ipn.mx (Ruben Ortega), rmcaporal@ieee.org (Roberto Morales).

(Burany, 1989). Se han desarrollado varios métodos de conmutación en los CM (Empringham et al., 1998), siendo la conmutación de cuatro pasos la más utilizada. Otro de los problemas que se presenta durante la operación del CM, es debido a la ausencia de capacitores en el bus de CD, lo que provoca que los CM sean muy afectados por la aparición de sobretensiones transitorias y sea necesario el diseño de circuitos de fijación de tensión (Wheeler et al., 2002). El uso de filtros de entrada para reducir la inyección de armónicos de corriente a la red de alimentación y de filtros de salida para mitigar los armónicos de tensión en la carga, es un aspecto práctico importante en el diseño de los CM (Wheeler et al., 2002).

La modulación del ancho de los pulsos (PWM) es en esencia el cálculo del tiempo, en que un interruptor debe permanecer activo durante un período de conmutación. Se han desarrollado diferentes técnicas PWM para los CM, entre ellas están los métodos escalares como la modulación básica de Venturini (Venturini, 1980), donde la amplitud de la señal de salida solo puede alcanzar el 50% de la entrada; y la modulación óptima de Venturini, donde se alcanza hasta un 86.6% de la entrada, al añadir componentes en modo común (Oyama et al., 1989). El método de Roy es otra de las técnicas escalares y fue propuesta por Roy y April (Roy et al., 1989). Otras técnicas PWM están basadas en señales portadoras (Yoon et al., 2006; Nguyen et al., 2016; Sun et al., 2016); y en la modulación con vectores espaciales (SVM), muy utilizada en inversores fuente de voltaje de dos y más niveles, donde básicamente es la misma técnica pero su aplicación en CM es más compleja (Casadei et al., 2002; Lee et al., 2010; Chai et al., 2016). Los métodos predictivos de control de corriente (PCC) y de par (PTC) (Kouro et al., 2009; Vargas et al., 2010) en los CM resultan más sencillos de aplicar que las técnicas DTC y SVM. En (Rodríguez et al., 2012) se analizan comparativamente las diferentes técnicas de modulación, donde se establece que la principal diferencia entre los métodos de modulación, incluyendo el de Sünter-Clare, es que en algunos se utilizan frecuencia constante y en otros frecuencia de conmutación variable, como ocurre en el DTC y PTC. Los diferentes métodos de modulación y control también se distinguen por los valores de la frecuencia de muestreo y de conmutación, siendo en algunos de bajos valores y en otros de altos valores. En todos los métodos se logra un buen comportamiento dinámico, lo cual, es aceptable en la mayoría de las aplicaciones prácticas. Con los resultados reportados hasta la fecha, no es posible establecer definitivamente cual es el mejor método de modulación (Rodríguez et al., 2012).

El algoritmo de modulación utilizado en este trabajo fue propuesto por Sünter-Clare, y es una modificación de la modulación óptima de Venturini (Altun et al., 2003). En cada tiempo de muestreo (T_s) son medidas dos tensiones de línea, para formar un vector que contenga la amplitud y la frecuencia del sistema trifásico de entrada, una vez calculado este vector y conociendo la amplitud y el ángulo de las tensiones de salida (señales de referencia de entrada al algoritmo), es posible calcular los términos de los terceros armónicos que serán añadidos a las funciones de modulación, con lo que se logra alcanzar una máxima relación entre el valor pico de la tensión de salida y el valor pico de la tensión de entrada. Las funciones de modulación permiten calcular los ciclos de trabajo de los interruptores bidireccionales del CM. Con este algoritmo se logra un factor de desplazamiento de entrada igual a la unidad, sin importar el valor del factor de desplazamiento de la carga. Este método resulta muy útil en aplicaciones donde se presentan variaciones en la amplitud y en la frecuencia de las tensiones de entrada, debido a que el algoritmo

actualiza los valores en cada muestreo, como por ejemplo en los sistemas eólicos de velocidad variable, donde el CM puede sustituir al sistema tradicional con dos etapas de conversión CA/CD/CA. El algoritmo de Sünter-Clare ha sido muy poco utilizado, comparado con otros métodos de modulación y los resultados presentados en algunos trabajos son de simulación. Considerando la ventaja expresada anteriormente, en este trabajo se realiza su implementación en la plataforma de hardware que es presentada más adelante y que posteriormente será utilizada en un sistema de generación eólica con CM, que se está implementando en el laboratorio.

2. Convertidor matricial 3x3

En la Figura 1 se muestra el diagrama del CM 3x3, formado por un arreglo de 9 interruptores bidireccionales que conectan las fases a, b, y c de salida con las fases A, B, C de entrada. En esta figura también se encuentran los filtros de entrada y de salida del CM.

2.1. Filtros de entrada y de salida del CM

Los filtros de entrada y de salida son redes pasivas RLC, que permiten reducir las corrientes armónicas en la fuente de entrada y la distorsión armónica total de las tensiones de salida.

Filtro de entrada

Se diseñó un filtro pasa bajos como el mostrado en la Figura 2. Primero, se determinaron los parámetros del filtro y después se analizó su respuesta de frecuencia considerando el diagrama de Bode. El valor de la capacitancia del filtro según (Hongwu et al., 2009) debe ser:

$$C \leq \frac{P_n}{40\omega_i V_{in}^2} \quad (1)$$

Donde P_n es la potencia nominal del CM, ω_i es la frecuencia de entrada en rad/s y V_{in} es la tensión de fase de entrada. El CM es de 7.5 kVA y considerando que el ángulo máximo del factor de

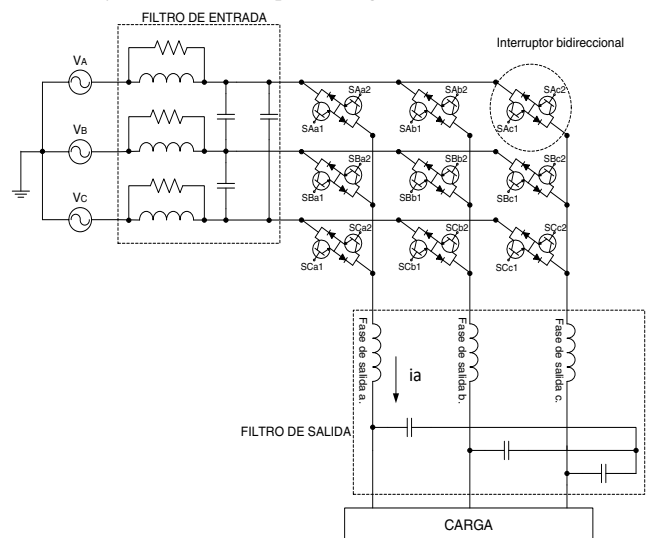


Figura 1: Convertidor Matricial 3x3.

desplazamiento de entrada es de $\pi/6$ (Pinto et al., 2001), se tiene: $P_n = 6 \text{ kW}$; $\omega_i f_i = 377 \text{ rad/s}$; $V_{in} = 120 \text{ V}$. De la ecuación (1) se obtiene: $C \leq 29 \text{ }\mu\text{F}$.

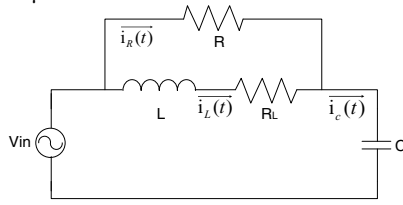


Figura 2: Diagrama del circuito equivalente del filtro de entrada por fase.

El valor del inductor del filtro de entrada se determina a partir de (Pinto et al., 2001):

$$f_n = 1 / (2\pi\sqrt{LC}) \tag{2}$$

donde f_n es la frecuencia natural, la cual es muy cercana a la frecuencia de resonancia (f_r) del filtro, que debe tener un valor (Hongwu et al., 2009) de:

$$20 f_i \leq f_r \leq \frac{1}{3} f_s \tag{3}$$

y f_s es la frecuencia de conmutación del CM.

Considerando $f_i = 60 \text{ Hz}$ y $f_s = 12.8 \text{ kHz}$, el valor de f_r de acuerdo con (3) debe estar en el intervalo: $1.2 \text{ kHz} \leq f_r \leq 4.26 \text{ kHz}$. Considerando una $f_r \approx f_n = 1.2 \text{ kHz}$ y $C \leq 29 \text{ }\mu\text{F}$, de (2) se obtiene: $L \geq 0.5 \text{ }\mu\text{H}$.

De los intervalos establecidos anteriormente para la capacitancia e inductancia del filtro de entrada, se seleccionaron los componentes en base a valores comerciales, $C = 26 \text{ }\mu\text{F}$, $L = 0.7 \text{ mH}$, $R_L = 50 \text{ m}\Omega$, donde R_L es la resistencia del inductor. R es la resistencia de amortiguamiento requerida para atenuar la ganancia a la frecuencia de resonancia.

En la Figura 3 se muestran los diagramas de Bode del filtro de entrada para los valores de la resistencia de amortiguamiento de $20 \text{ }\Omega$, $56 \text{ }\Omega$ y $200 \text{ }\Omega$. En la Figura 3 se observa que para la resistencia de amortiguamiento de $56 \text{ }\Omega$, se obtiene una ganancia de 20 dB a la frecuencia de resonancia de $f_r = 1.2 \text{ kHz}$; y a la frecuencia de conmutación del CM, se tiene una atenuación de -40 dB , lo que es aceptable, ya que se logra un balance entre la amplificación a frecuencias próximas a la resonancia y la atenuación a altas frecuencias. Considerando lo anterior se selecciona el valor de $R = 56 \text{ }\Omega$ para la resistencia de amortiguamiento.

Considerando los valores de los parámetros planteados anteriormente, la función de transferencia del filtro de entrada es:

$$G_{IF} = \frac{686.8S + 5.499 \times 10^7}{S^2 + 758.2S + 5.499 \times 10^7} \tag{4}$$

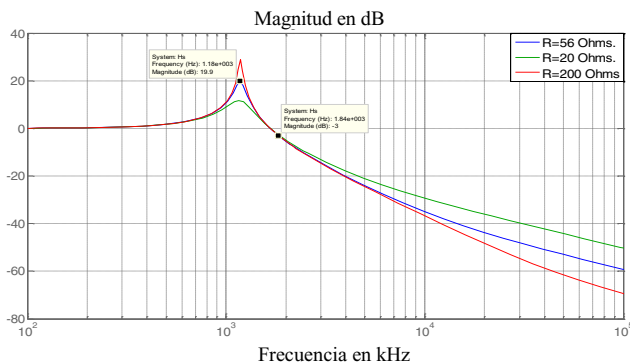


Figura 3. Diagramas de Bode del filtro de entrada para diferentes R.

Filtro de salida

El filtro de salida permite reducir la distorsión armónica total de la tensión de salida del CM. En la Figura 4 se muestra su diagrama equivalente por fase, donde L y R_L son la inductancia y la resistencia del inductor y C es la capacitancia del capacitor.

La frecuencia de resonancia del filtro de salida debe estar en el intervalo (Hyosung, et al., 2009):

$$f_o \leq f_r \leq \frac{1}{3} f_s \tag{5}$$

donde f_o es la frecuencia fundamental de salida, que es de 400 Hz . En este caso el valor de la frecuencia de resonancia se pudiera tomar en un entorno de 1.5 kHz .

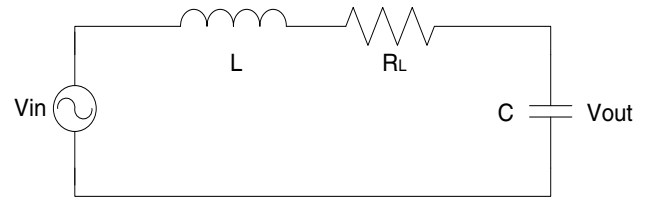


Figura 4: Diagrama del circuito equivalente del filtro de salida por fase.

Para la inductancia del filtro de salida se seleccionó un inductor con un valor de inductancia igual a $128 \text{ }\mu\text{H}$ y de una resistencia interna de $50 \text{ m}\Omega$. A partir de la expresión (2) y con los valores seleccionados de la frecuencia de resonancia e inductancia, se obtiene el valor para la capacitancia del filtro de salida, el cual puede tener valores entre $68 \text{ }\mu\text{F}$ y $100 \text{ }\mu\text{F}$ de acuerdo a lo anterior.

En la Figura 5 se muestra los diagramas de Bode para los dos valores de capacitancia mencionados anteriormente. Se seleccionó un valor de $68 \text{ }\mu\text{F}$, donde la frecuencia de corte es de 2.65 kHz y la frecuencia de resonancia es de 1.7 kHz , con una ganancia de 28.5 dB , debido a que si el valor del capacitor incrementa, el ancho de banda disminuye, por esta razón se optó por seleccionar el mínimo valor de la capacitancia establecida anteriormente. Los valores seleccionados de los parámetros son: $L = 128 \text{ }\mu\text{H}$, $C = 68 \text{ }\mu\text{F}$ y $R_L = 50 \text{ m}\Omega$.

En este caso no es necesario seleccionar una resistencia de amortiguamiento ya que es un filtro de salida. La función de transferencia es:

$$G_{OF}(S) = \frac{1.149 \times 10^8}{S^2 + 390.6S + 1.149 \times 10^8} \tag{6}$$

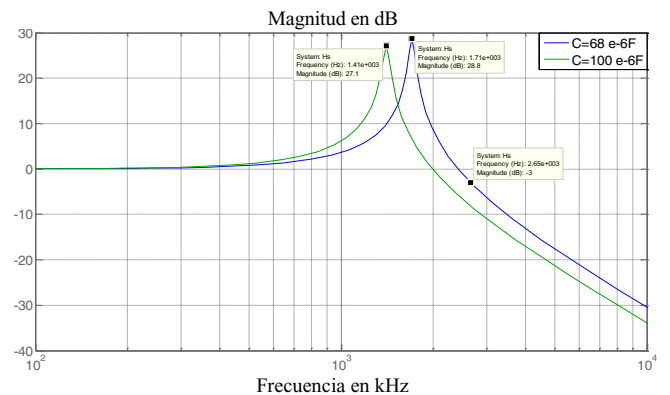


Figura 5: Diagramas de Bode del filtro de salida para diferentes C.

2.2. Conmutación de la corriente en el CM

La conmutación en los CM es más complicada, debido a que los interruptores bidireccionales no tienen trayectoria de libre paso, como ocurre en los convertidores CD/CA tradicionales, los cuales tienen interruptores formados por un transistor y un diodo en antiparalelo. La conmutación de los interruptores utilizados en los CM (ver Figura 1) tiene que cumplir con dos requerimientos: solamente un interruptor conectado a una de las fases de salida puede encontrarse en estado de conducción para evitar un corto circuito entre dos fases de entrada; y una fase de salida tiene que estar conectada a una de entrada en todo momento, para evitar que se generen transitorios de tensión que puedan destruir los interruptores. Estas dos consideraciones causan serios problemas durante la conmutación, debido a que los interruptores no pueden conmutar instantáneamente.

Existen diferentes métodos de conmutación de la corriente en los interruptores bidireccionales del CM. En (Empringham et al., 1998) se analizan los diferentes tipos de conmutaciones en los CM y se propone la conmutación de cuatro pasos, como la más efectiva para evitar los problemas planteados anteriormente. En (Guo, 2014) se presenta un análisis detallado, incluyendo un estudio experimental de la conmutación de 4 pasos, y se proponen algunas variantes en la conmutación para mejorar su comportamiento, también se resalta en este trabajo sus ventajas sobre otros tipos de conmutaciones en los CM. En (Robles et al., 2015; Rodríguez et al., 2016) se describe la forma de realizar la conmutación de cuatro pasos en el CM de este trabajo.

3. Algoritmo de modulación de Sünter-Clare

El algoritmo de modulación de Sünter-Clare se basa en el cálculo de los ciclos de trabajo de los interruptores bidireccionales. En la Figura 1 los ciclos de trabajos de cada interruptor son definidos por:

$$m_{Kj}(t) = \frac{t_{Kj}}{T_S}, \quad K = A, B, C \quad y, \quad j = a, b, c \quad (7)$$

Donde A, B, C son las fases de entrada, a, b, c son las fases de salida del CM, t_{Kj} es el tiempo de conducción de un interruptor en un periodo de conmutación y T_S es el periodo de conmutación, que es igual al periodo de muestreo en el control digital del CM.

Considerando (7), se define la matriz de conmutación como:

$$\mathbf{M}(t) = \begin{bmatrix} m_{Aa}(t) & m_{Ba}(t) & m_{Ca}(t) \\ m_{Ab}(t) & m_{Bb}(t) & m_{Cb}(t) \\ m_{Ac}(t) & m_{Bc}(t) & m_{Cc}(t) \end{bmatrix} \quad (8)$$

Las tensiones de salida y las corrientes de entrada son expresadas a partir de (8):

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_{Aa}(t) & m_{Ba}(t) & m_{Ca}(t) \\ m_{Ab}(t) & m_{Bb}(t) & m_{Cb}(t) \\ m_{Ac}(t) & m_{Bc}(t) & m_{Cc}(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_A \\ v_B \\ v_C \end{bmatrix} \quad (9)$$

$$\begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_{Aa}(t) & m_{Ba}(t) & m_{Ca}(t) \\ m_{Ab}(t) & m_{Bb}(t) & m_{Cb}(t) \\ m_{Ac}(t) & m_{Bc}(t) & m_{Cc}(t) \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (10)$$

Donde v_a, v_b, v_c son los voltajes instantáneos de fase de salida, v_A, v_B, v_C son los voltajes instantáneos de fase de entrada, i_a, i_b, i_c son las corrientes instantáneas de salida, i_A, i_B, i_C son las corrientes instantáneas de entrada del CM. El superíndice T indica que es la transpuesta de la matriz.

Las restricciones de este modelo se obtienen de la Figura 1, donde dos fases de entrada no pueden estar conectadas a una misma fase de salida, para evitar cortocircuitos entre fases; y cada fase de salida debe estar conectada siempre a una de las fases de entrada, para evitar un circuito abierto que provoque sobre tensiones en la carga inductiva, por lo tanto, la formulación matemática de estas restricciones esta definida por:

$$\sum_{K=A,B,C} m_{Ka}(t) = \sum_{K=A,B,C} m_{Kb}(t) = \sum_{K=A,B,C} m_{Kc}(t) = 1 \quad (11)$$

El algoritmo de modulación de Sünter-Clare (Altun et al., 2003) es una modificación de la modulación óptima de Venturini (Venturini, 1980; Oyama et al., 1989), el cual es ideal para aplicaciones donde la amplitud y la frecuencia de las tensiones de entrada al CM sean variables. En cada tiempo de muestreo T_S son medidas las tensiones de entrada, lográndose que la información de la amplitud y de la frecuencia de las señales de entrada y salida sean actualizadas en cada tiempo de muestreo.

Los ciclos de trabajo de cada interruptor conectado a una fase de salida del CM que están dentro de la matriz (8), se calculan mediante las ecuaciones (12) – (14) (Altun et al., 2003):

$$m_{Aa} = \frac{1}{3} + K_1 + \frac{2}{3V_{im}^2} (v_a + K_3) \left(\frac{2}{3} v_{AB} + \frac{1}{3} v_{BC} \right) \quad (12)$$

$$m_{Ba} = \frac{1}{3} + K_2 + \frac{2}{3V_{im}^2} (v_a + K_3) \left(\frac{1}{3} v_{BC} - \frac{1}{3} v_{AB} \right) \quad (13)$$

$$m_{Ca} = 1 - (m_{Aa} + m_{Ba}) \quad (14)$$

Donde v_{AB}, v_{BC} son las tensiones de línea instantáneas de entrada, v_a es la tensión instantánea de la fase a de salida.

$$K_1 = \frac{2q}{9q_m} \sin(\omega_i t) \sin(3\omega_i t) \quad (15)$$

$$K_2 = \frac{2q}{9q_m} \sin\left(\omega_i t - \frac{2\pi}{3}\right) \sin(3\omega_i t) \quad (16)$$

$$K_3 = -\sqrt{V_{om}^2} \left[\frac{1}{6} \cos(3\omega_o t) - \frac{1}{4q_m} \cos(3\omega_i t) \right] \quad (17)$$

Los valores de K_1, K_2, K_3 en (15) – (17) se calculan a partir de dos de las tensiones de línea de entrada v_{AB}, v_{BC} medidas en cada tiempo de muestreo, y de los valores de las tensiones de salida v_a, v_b, v_c deseadas o de referencia en el CM, los cuales son los valores de entrada al algoritmo de modulación:

$$V_{im}^2 = \frac{4}{9} (v_{AB}^2 + v_{BC}^2 + v_{AB}v_{BC}) \quad (18)$$

$$V_{om}^2 = \frac{2}{3} (v_a^2 + v_b^2 + v_c^2) \quad (19)$$

Donde V_{im}, V_{om} son los valores máximos de las tensiones de fase de entrada y de salida, respectivamente. La relación entre las tensiones de entrada y salida (q) que aparecen en (15) – (17) es:

$$q = \sqrt{\frac{V_{om}^2}{V_{im}^2}} \tag{20}$$

Donde $q_m = 0.866$ es el valor máximo de q obtenido en la modulación óptima de Venturini al añadir las componentes en modo común (Oyama et al., 1989). Estas componentes aparecen como términos el triple de la frecuencia, en las ecuaciones (15) – (17). En estas ecuaciones, las frecuencias angulares de entrada y de salida del CM se representan como ω_i y ω_o respectivamente, y son calculadas por las expresiones (Altun et al., 2003):

$$\omega_i t = \arctan\left(\frac{v_{BC}}{\sqrt{3}\left(\frac{2}{3}v_{AB} + \frac{1}{3}v_{BC}\right)}\right) \tag{21}$$

$$\omega_o t = \arctan\left(\frac{v_b - v_c}{\sqrt{3}v_a}\right) \tag{22}$$

Los ciclos de trabajo de las otras dos fases de salida (b, c) y que están incluidos en la matriz (8), son obtenidos de forma semejante a la fase a . Al tener calculado los ciclos de trabajo de cada interruptor del CM, a partir de las mediciones de las dos tensiones de línea y teniendo como entradas las tensiones de salida deseadas, se calculan los tiempos de conducción de cada interruptor (t_{kj}), a partir de (7) y se generan los pulsos de control de los interruptores del CM, como se describe en (Rodríguez et al., 2016).

4. Desarrollo del hardware

En la Figura 6 se muestra el diagrama del sistema, utilizado para la implementación del algoritmo de modulación de Sünter-Clare. Además se observan los filtros de entrada y salida, la carga y el bloque de control donde se implementa el algoritmo. Se realimentan dos señales de tensiones de línea de entrada, las cuales son necesarias en las ecuaciones (12) – (14). Las corrientes de salida se miden para la implementación de la conmutación de cuatro pasos. La carga utilizada fue RL, conectada en estrella con los siguientes valores por fase: $R = 4 \Omega$, $L = 1.2 \text{ mH}$.

En la Figura 7 se observa una fotografía de la instalación experimental del laboratorio, donde aparecen los filtros de entrada y de salida, las tarjetas del CM y las tarjetas de control, estas últimas están formadas por un kit de desarrollo DSP TMS320C6713, una tarjeta programable de computas lógicas (FPGA por sus siglas en inglés) y una tarjeta de comunicación HPI (Host Port Interface). Las tarjetas del CM y de la FPGA fueron diseñadas en la Universidad de Nottingham, en el Reino Unido (Huber et al., 1992) y fue adquirida para la realización de este proyecto. La tarjeta de comunicación HPI permite la transmisión de datos entre la PC y el DSP utilizando un puerto USB, con lo que es posible monitorear las diferentes variables, por medio de una interface desarrollada en Matlab.

La potencia nominal de CM es de 7.5 kVA y está conformado por 9 interruptores bidireccionales. La distribución de los interruptores se implementó en arreglos de tres filas y tres columnas (3x3) (ver Figura 1). Cada interruptor bidireccional está compuesto por dos IGBTs, con sus respectivos drivers para el control de las compuertas. En las salidas de cada fase se colocaron circuitos de detección del sentido de la corriente, para implementar la conmutación de cuatro pasos, descrita en (Robles et al., 2015; Rodríguez et al., 2016).

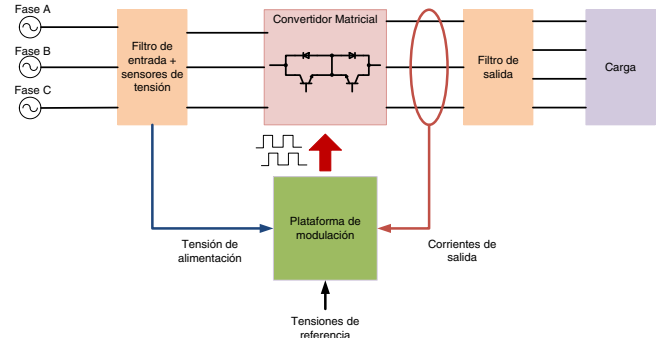


Figura 6: Diagrama general del sistema para la implementación del algoritmo de modulación en el CM 3x3.

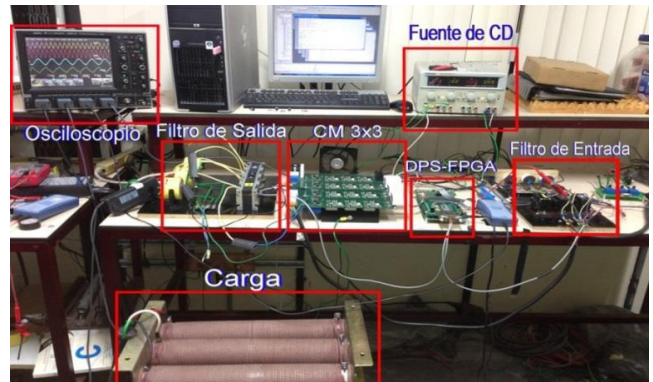


Figura 7: Instalación experimental utilizada en las pruebas de laboratorio.

En la Figura 8 se muestra una fotografía de la tarjeta del CM y en la Figura 9 aparece un diagrama de CM, donde se observan los circuitos de manejo de compuertas de los IGBT, los sensores de medición de las tensiones de línea de entrada, los circuitos de detección del signo de la corriente, así como, las entradas y salidas. En ambas figuras aparece una cuarta columna que corresponde al hilo neutro que quedó deshabilitada en este trabajo.

En las Figuras 10, 11, 12 se muestran las fotografías del kit de desarrollo DSP TMS320C6713, de la FPGA y de la tarjeta de comunicación HPI, respectivamente.

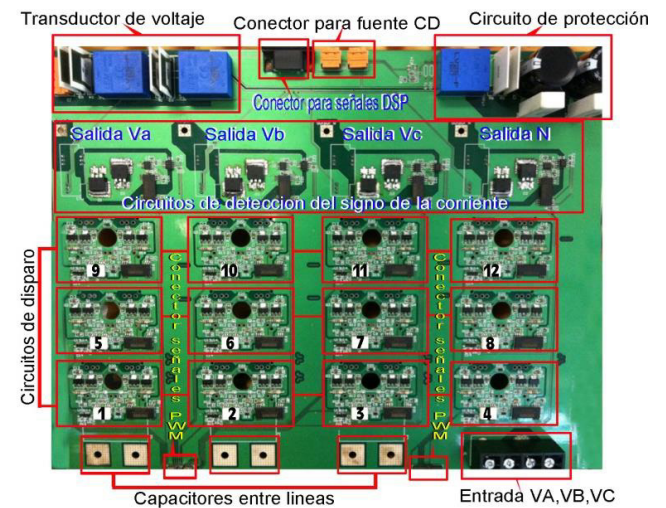


Figura 8: Fotografía del CM.

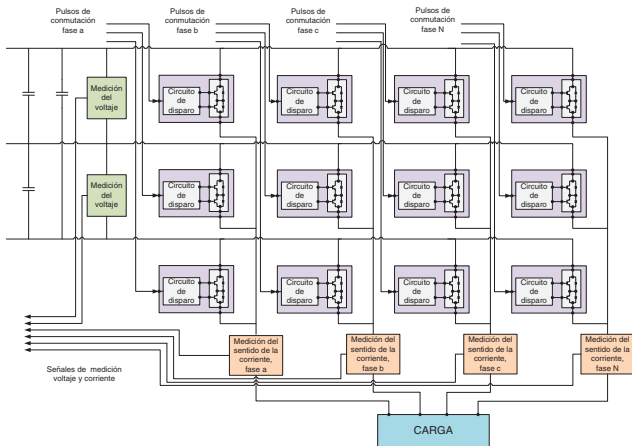


Figura 9: Diagrama a bloques del CM.



Figura 10: DSP TMS320C6713 de Texas Instruments.

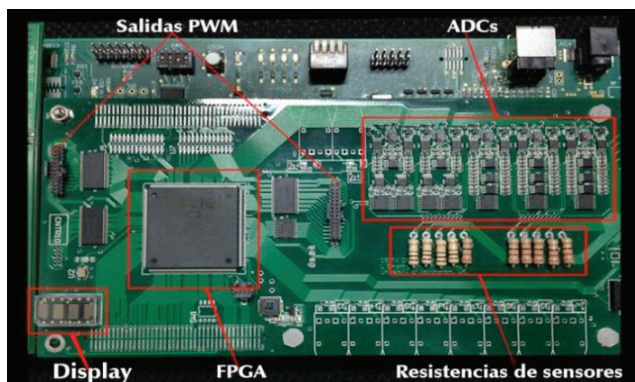


Figura 11: Tarjeta de desarrollo de la FPGA.

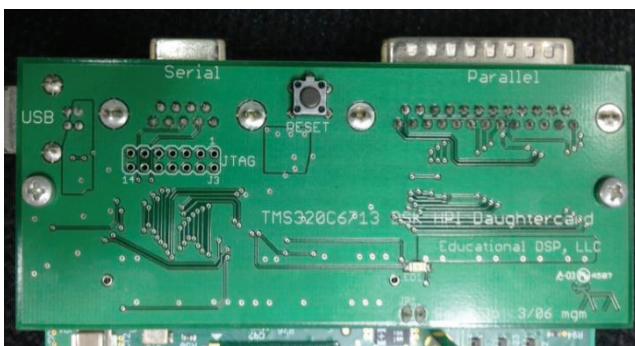


Figura 12: Tarjeta de comunicaciones HPI.

5. Resultados obtenidos

Para implementar la estrategia de modulación es necesario conocer las tensiones de alimentación, las cuales son obtenidas por los transductores de tensión en la tarjeta impresa del CM. Las mediciones de las tensiones de entrada son enviadas a los canales analógico/digital del FPGA y la conversión es transferida al DSP mediante una 'external memory interface' (EMIF). El DSP realiza los cálculos y genera los tiempos de encendido y apagado para cada uno de los nueve interruptores bidireccionales. Los pulsos de salida PWM para el control de la conducción de los IGBT son generados en el FPGA, el cual tiene programado el algoritmo de conmutación de cuatro pasos, estos pulsos son enviados a los circuitos de control de compuertas de los IGBT que se encuentran en la tarjeta del CM.

En la Figura 13(a) se muestran los resultados de simulación obtenidos utilizando Matlab/Simulink y en la Figura 13(b) los experimentales, cuando se desconectan los filtros de entrada y de salida del CM. Las mediciones experimentales de las señales de corrientes y tensiones se realizaron con un osciloscopio LeCroy wave surfer 44MXs-B de 400 MHz y 5 Gs/s, con 4 canales aislados, se utilizaron puntas de corriente CP150 de 150 A y 10 MHz de ancho de banda, y puntas diferenciales de tensión ADP300 de 1000 Vrms y frecuencias desde CD hasta 20 MHz. En las Figura 13(a) y Figura 13(b) se observa el retraso de la corriente de fase, con respecto a la tensión de fase en la carga, debido a su naturaleza inductiva. Los armónicos en las corrientes de entrada son por la ausencia del filtro, estos armónicos provocan distorsión en el voltaje de entrada. La distorsión armónica total de la corriente de salida no es muy alta (3.13 % en la simulación y 3.66 % en lo experimental), debido al inductor de carga. Se observa un factor de desplazamiento unitario a la entrada del CM, a pesar de tener carga inductiva conectada (Altun et al., 2003). Se observan algunas diferencias entre los resultados de simulación y experimentales, las cuales fundamentalmente son debidas al modelo de Simulink utilizado para simular el sistema; en primer lugar el modelo de la fuente en el Simulink es un modelo ideal, las señales de tensión de fase son puramente sinusoidales y su defasaje es de 120 grados, no existiendo desbalance. En la implementación experimental (ver Figura 7), la fuente del laboratorio no es ideal, existe una impedancia interna de la fuente, que está establecida por la longitud de los cables y el autotransformador que se conecta entre la alimentación y la entrada del CM. Al circular las corrientes armónicas por la impedancia de la fuente del laboratorio, se producen caídas de tensiones armónicas, que distorsionan las señales de tensión de alimentación del CM. En la simulación se emplearon los IGBT que tiene el Simulink en su librería, los cuales son transistores ideales, por lo que, a pesar que se programó la conmutación de 4 pasos, los resultados obtenidos en simulación no corresponden exactamente con los resultados obtenidos de forma experimental, estas diferencias son debido al modelo del transistor ideal que no corresponde con el transistor real empleado. Teniendo en cuenta lo anterior, las señales que se obtuvieron de forma experimental presentan mayor distorsión que las obtenidas en simulación, como se observa en los valores de THD que se muestran en las Figuras 13(a) y 13(b), los cuales fueron obtenidos considerando hasta el armónico de orden 25. En la Figura 13(a) y 13(b), a pesar de la diferencia THD, se observa que las amplitudes de las señales de tensión de salida obtenidas en simulación y de forma experimental, son aproximadamente iguales y de un valor de 166 V, valor que se observa en la parte inferior de la Figura 13(b), donde aparecen las escalas y los valores máximos de las señales obtenidas con el osciloscopio, también se pueden observar el valor

máximo de la corriente de salida de la fase, la cual tiene un valor de medición de 18.8 A; y el valor máximo de la tensión de fase de entrada al CM, que tienen un valor de medición de 175 V. Por último, en la Figura 13(a) y 13(b) se observa la corriente de entrada en una fase, donde se aprecia diferencia en la distorsión armónica total, y unos picos en la corriente obtenida en simulación (Figura 13(a)), debido a la fuente trifásica ideal utilizada, sin la presencia de inductancias, lo que provoca que se observen mayores variaciones de la corriente (mayores di/dt); estos valores picos que se observan, no deben considerarse en la comparación entre los resultados de simulación y experimentales, ya que son resultado de los armónicos de alto orden en la corriente de entrada. Si no se tienen en cuenta estos picos, las corrientes alcanzan valores máximo de aproximadamente 19 A en simulación y en el resultado experimental, existiendo una buena correlación entre ambos resultados.

En la Figura 14(a) se muestran los resultados de simulación y

en la Figura 14(b) se muestran los resultados experimentales, obtenidos con las mismas consideraciones expresadas anteriormente para la Figura 13, pero con los filtros conectados a la entrada y a la salida del CM. Se observa una reducción en la distorsión armónica total (THD) en todas las señales en el CM, siendo la reducción del THD del voltaje de salida de un 9.7% a un 2.86 %, y la reducción del THD de la corriente de salida de un 3.66 % a un 2.61 %, siendo menos apreciable en esta última, debido a la presencia del inductor en la carga, que actúa como filtro de corriente, por lo tanto, el contenido armónico es mucho menor en las corrientes que en las tensiones. La diferencia entre los resultados experimentales y de simulación, además de los planteados anteriormente cuando no se emplean los filtros, se añade que los filtros que se modelaron en Simulink contienen elementos ideales, sin embargo, los filtros reales tienen elementos parásitos que no son considerados en la simulación, como por ejemplo las inductancias parásitas de los capacitores y de los cables que interconectan todos los componentes.

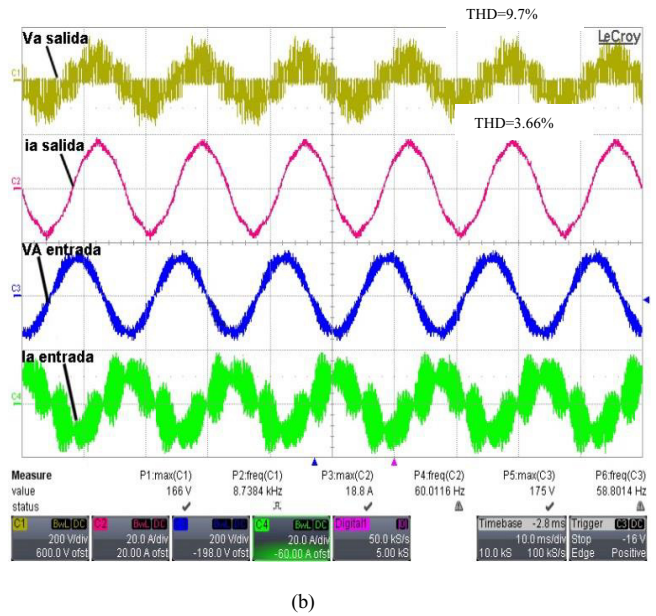
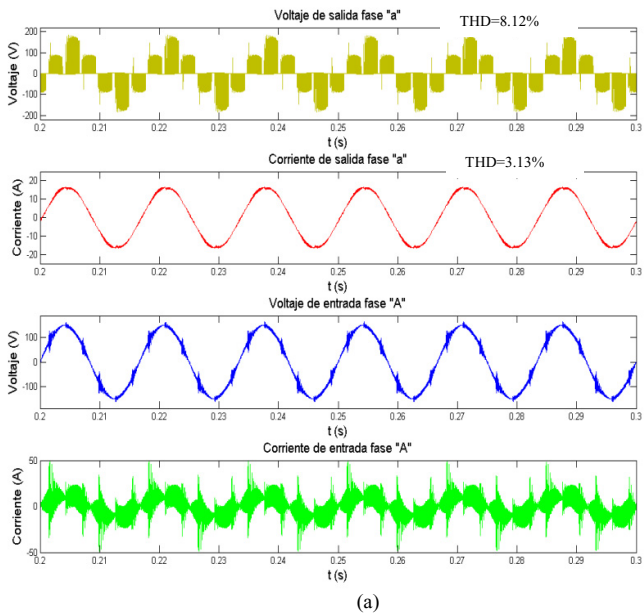


Figura 13: Formas de ondas obtenidas en simulación (a) y experimentalmente (b) con una señal de tensión de referencia de 70 V valor máximo, 60 Hz, con los filtros de entrada y salida desconectados y carga RL.

Las señales obtenidas con la simulación y mostradas en la Figura 14(a), contienen un bajo THD y pudieran ser consideradas como las componentes fundamentales de las señales de la Figura 13(a). En la Figura 14(b), los valores máximo de las tensiones de salida obtenidas con la simulación y de forma experimental, alcanzan el valor de 71 V, como se observa en la medición mostrada en la parte inferior de la Figura 14(b); este valor es aproximado con el valor de referencia de entrada en la implementación del algoritmo Sünter-Clare (de 70 V). La corriente de salida tiene un valor máximo de 19.9 A en el resultado experimental y de 18 A en los resultados simulados, esto es debido a los componentes armónicos y a los elementos parásitos de la implementación experimental. La tensión de entrada tiene una amplitud de 152 V en los resultados

experimentales y aproximadamente de 150 V en los resultados simulados, y la corriente de entrada tiene un valor máximo en simulación de unos 8 A, el cual es un valor aproximado con el resultado experimental sin considerar el pico de la señal, ocasionado por la distorsión armónica total. La diferencia que se puede observar entre los valores máximo de las señales de las Figuras 13(b) y 14(b) son debido fundamentalmente al rizado que aparece en la Figura 13, por la ausencia de los filtros de entrada y salida. La corriente de entrada que aparecen en las Figuras 13(b) y 14(b) tienen un defasaje de 180 grados eléctricos, debido a que se invirtió la posición de la punta de corriente, estando realmente en fase con el voltaje de fase de entrada (factor de desplazamiento unitario).

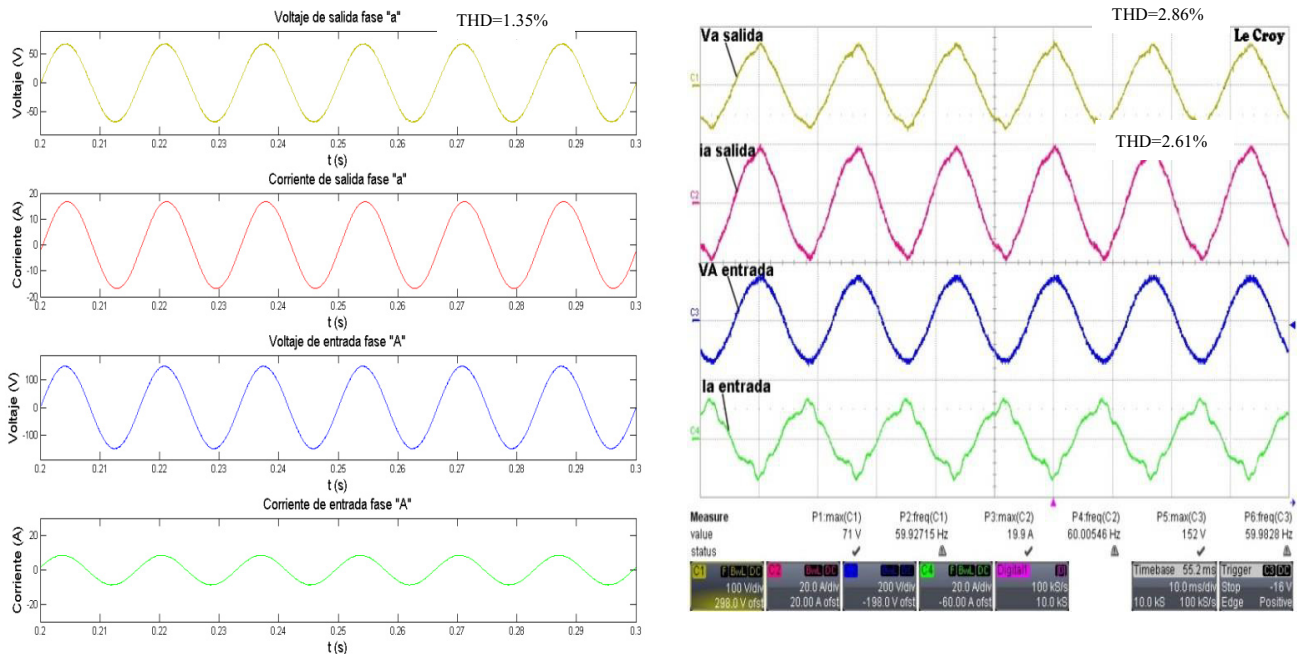


Figura 14: Formas de ondas obtenidas en simulación (a) y experimentalmente (b) con una señal de tensión de referencia de 70 V valor máximo, 60 Hz, con los filtros de entrada y salida conectados y carga RL.

6. Conclusión

En este trabajo se describe la implementación del algoritmo de modulación de Sünter-Clare, que es utilizado en un CM. Existen diferentes técnicas de modulación del ancho de los pulsos para CM, que han sido reportadas en la literatura, sin embargo, no hay estudios hasta la fecha donde se demuestre que una técnica es mejor que otra (Rodríguez et al., 2012), debido a que se tendrían que considerar en la comparación, no solo aspectos como la generación de armónicos, la resonancia del filtro de entrada, la complejidad y el tiempo de ejecución, sino también, aspectos como una valoración detallada de las pérdidas, la integración de la modulación en el sistema, la compatibilidad electromagnética, entre otros. La técnica de modulación Sünter-Clare implementada en este trabajo, ejecuta el algoritmo de cálculo de los ciclos de trabajo de los interruptores en cada muestreo, de esta forma se ejecuta el algoritmo durante cada muestreo, lo cual es adecuado cuando las señales de las tensiones de entrada en el CM varían en amplitud y fase, como ocurre en un generador síncrono de imanes permanentes utilizado como aerogenerador de velocidad variable, o en el rotor de una máquina de inducción de doble alimentación.

Los resultados experimentales son comparados con resultados de simulación utilizando Matlab/Simulink. En el análisis de los resultados, se observan algunas diferencias relacionadas con la distorsión armónica total de las señales de tensión y de corriente. En el caso de la simulación, se utilizó una fuente ideal de alimentación para el CM, los interruptores (IGBT) no tienen las características de los semiconductores reales utilizados, y no se consideraron los elementos parásitos de las componentes de los filtros y del resto de los elementos del sistema, además el cableado genera inductancias parásitas, que tampoco son consideradas. Todo esto genera que las señales obtenidas experimentalmente presentan un mayor grado de distorsión armónica total, en comparación con las señales obtenidas con la simulación. Los datos obtenidos en el CM sin los filtros de entrada y de salida, tienen una

amplitud de la tensión de salida aproximadamente de 166 V en ambos casos; y un THD_v de 8.12 % en la simulación y de 9.7 % en lo experimental. En el caso de corriente, la amplitud aproximada es de 18.8 A, en ambos casos, con un THD_i de 3.13 % en la simulación y de 3.66 % en lo experimental. Cuando se conectan los filtros de entrada y de salida en el CM, se reduce considerablemente la distorsión, el caso de la simulación se reduce el THD_v en la tensión de salida de 8.12 % a 1.35 % y en lo experimental de 9.7 % a 2.86 %, obteniéndose valores inferiores al 5 %, cumpliendo con la norma IEEE Std 519TM-2014.

Con los resultados obtenidos se concluye que el algoritmo de modulación de Sünter-Clare puede ser implementado adecuadamente en CM. Se debe de considerar con mucho detalle el diseño de los filtros de entrada y de salida para reducir considerablemente el THD en las señales de tensión y de corriente para cumplir con la normatividad y se permita la implementación de CM en sistemas de generación eólica.

English Summary

Sünter-Clare Algorithm Implementation in a 3x3 Matrix Converter.

Abstract

This paper presents the direct and easy way to implement digitally a Sünter-Clare modulation algorithm for a 7.5 KVA, three-wires, matrix converter. This modulation algorithm is used to calculate 3x3 matrix converter duty cycles to produce constant output voltage and frequency signals. The Sünter-Clare modulation algorithm recalculates switching patterns and switching times every sampling period in order to compensate the input voltage and frequency variations. This algorithm is defined in terms of the three-phase input and the output reference voltages at each sampling instant and is convenient for closed loop operations when

the input voltage and frequency are variable in time as in the variable speed wind generation system. The experimental control setup is comprised of a field programmable gate array board, a digital signal processor and a graphics interface board.

Keywords:

Matrix converter, Sünter-Clare modulation algorithm, Total Harmonic Distortion.

Agradecimientos

Los autores agradecen al Instituto Politécnico Nacional por el apoyo y en la financiación del proyecto que permitió la adquisición del equipamiento necesario para el laboratorio de Electrónica de Potencia y de Control de Máquinas Eléctricas.

Referencias

- Altun, H., Sünter, S., 2003. Matrix converter induction motor drives: modeling, simulation and control. *Journal of Electrical Eng.*, Vol. 86, No. 1, pp 25–33.
- Arevalo, S., Zanchetta, P., Wheeler, P.W., Trentin, A., Empringham, L., 2010. Control and implementation of a matrix-converter-based AC ground power-supply unit for aircraft servicing. *IEEE Trans. on Ind. Elect.*, Vol. 57, No. 6, pp. 2076–2084.
- Barater, D., Buticchi, G., Concari, C., Concari, L., Franceschini, G., 2013. Single-phase matrix converter for active power filter applications. 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON 2013).
- Burany, N., 1989. Safe control of four-quadrant switches. *Industry Applications Society Annual Meeting*, Vol. 1, pp. 1190–1194.
- Bucknall, R.W.G., Ciaramella, K.M., 2010. On the conceptual design and performance of a matrix converter for marine electric propulsion. *IEEE Trans. on Power Elect.*, Vol. 25, No. 6, pp. 1497–1508.
- Chai, M., Xiao, D., Dutta, R., Fletcher, J.E., 2016. Space vector PWM techniques for three-to-five-phase indirect matrix converter in the overmodulation region. *IEEE Trans. on Ind. Elect.*, Vol. 63, No. 1, pp. 550–561.
- Cardenas, R., Peña, R., Wheeler, P., Clare, J., Juri, C., 2014. Control of a matrix converter for the operation of autonomous systems. *Renewable Energy, ELSEVIER*, Vol. 43, pp. 343–353.
- Casadei, D., Serra, G., Tani, A., Zarri, L., 2002. Matrix Converter Modulation Strategies: A new general approach based on space-vector representation of the switch state. *IEEE Trans. on Ind. Elect.*, Vol. 49, No. 2, pp. 370–381.
- Empringham, L., Wheeler, P.W., Clare, J.C., 1998. Intelligent commutation of matrix converter bi-directional switch cells using novel gate drive techniques. 29th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC). Vol.1, pp. 707–713.
- Guo, Y., Deng, W., Zhu, J., Blaabjerg, F., 2014. An Improved 4-step Commutation Method Application for Matrix Converter. 17th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS 2014).
- Gupta, R.A., Kumar, R., Sangtani, V., 2014. Direct torque controlled matrix converter fed induction motor drive. 2014 International Conference on Circuit, Power and Computing Technologies (ICCPCT), pp. 698–703.
- Hongwu, S., Hua L., Xingwei W., Limin Y., 2009. Damped input filter design of matrix converter. *International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS 2009)*, pp.672,677.
- Huber, L., Borojevic, D., Burany, N., 1992. Analysis, design and implementation of the space-vector modulator for forced-commutated cycloconverters. *IEE Proceeding B: Electric Power Applications*, Vol. 139, No. 2, pp.103–113.
- Hyoosung, K., Seung-Ki, S., 2009. Analysis on output LC filters for PWM inverters. *IEEE 6th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC 2009)*, pp. 384–389.
- Jayasinghe, S.D.G., Vilathgamuwa, D.M., 2011. A modular matrix converter for transformer-less PMSG wind generation system. 2011 IEEE Ninth International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS), pp. 474–479.
- Kolar, J.W., Baumann, M., Schafmeister, F., Ertl, H., 2002. Novel three-phase AC-DC-AC sparse matrix converter. *The IEEE Seventeenth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition, (APEC)*, Vol. 2, pp. 777–791.
- Kouro, S., Cortes, P., Vargas, R., Ammann, U., Rodriguez, 2009. Model predictive control, a simple and powerful method to control power converters. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 56, No. 6, pp. 1826–1838.
- Lee, M. Y., Wheeler, P., Klumpner, C., 2010. Space-vector modulated multilevel matrix converter. *IEEE Trans. on Ind. Elect.*, Vol. 57, No. 10, pp. 3385–3394.
- Lillo, de L., 2006. A matrix converter drive system for aircraft rudder electro-mechanical actuator. Ph. D. Thesis, University of Nottingham, England.
- Nguyen, T. D., Lee, H.H., 2016. Development of a three-to-five-phase indirect matrix converter with carrier-based PWM based on space-vector modulation analysis. *IEEE Trans. on Ind. Elect.*, Vol. 63, No. 1, pp. 13–24.
- Oyama, J., Higuchi, T., Yamada, E., Koga, T. Lipo, T., 1989. New control strategy for matrix converter. 20th. Annual IEEE Power Elect. Specialist Conference, Vol. 1, pp. 360–367.
- Pinto, S.F., Silva, J.F., 2001. Input filter design for sliding mode controlled matrix converters. 32 Annual Power Electronics Specialists Conference (PESC 2001), Vol. 2, pp. 648–653.
- Prabhakar, K.K., Singh, A.K., Reddy, C.U., Kumar, P., 2014. Drive system for electric vehicle power train application using DC to AC matrix converter. *IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES' 2014)*.
- Ratanapanachote, S., Cha, H.J. Enjeti, P.N., 2006. A digitally controlled switch mode power supply based on matrix converter. *IEEE Trans. on Power Elect.*, Vol. 21, No. 1, pp. 124–130.
- Reyes, E., Peña, R., Cárdenas, R., Clare, J., Wheeler, P., Gimenez, R.B., 2008. A topology for multiple generation system with doubly fed induction machines and indirect matrix converter. *IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, pp. 2463–2468.
- Robles, E.L., Rodríguez, J.J., Peralta, E., Carranza, O., 2015. Voltage regulation of a matrix converter with balanced and unbalanced three-phase loads. *Journal of Applied Research and Technology*, Vol. 13, pp.510–522.
- Rodríguez, J.J., Caporal, R.M., Peralta, E., Carranza, O., Ortega R., 2016. Optimal Venturini modulation for a three-phase four-wire matrix converter. *IEEE Latin America Transactions*, Vol. 14, No. 2.
- Rodríguez, J., Rivera, M., Kolar, J.W., Wheeler, P.W., 2012. A review of control and modulation methods for Matrix Converters. *IEEE Trans. on Ind. Elect.*, Vol. 59, No. 1, pp. 58–70.
- Roy, G., April, G.E., 1989. Cycloconverter operation under a new scalar control algorithm. 20th Annual IEEE Power Electron. Spec. Conf., Vol. 1, pp.
- Sun, K., Huang, L., Matsuse, K., 2007. An improved matrix converter fed induction motor vector control drive with output voltage error cancellation. *Twenty-Second Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, pp. 250–255.
- Sun, Y., Xiong, W., Su, M., Li, X., Dan, H., Yang, J., 2016. Carrier-based modulation strategies for multimodular matrix converters. *IEEE Trans. on Ind. Elect.*, Vol. 63, No. 3, pp. 1350–1361.
- Vargas, R., Ammann, U., Hudoffsky, B., Rodríguez, J., Wheeler, P., 2010. Predictive torque control of an induction machine fed by a matrix converter with reactive input power control. *IEEE Trans. on Power Electron.*, Vol. 25, No. 6, pp. 1426–1438.
- Venturini, M., 1980. A new sine wave in sine wave out conversion technique which eliminate reactive elements. *Seventh National Solid-State Power Conversion Conference (POWERCON 7)*, pp. E3_1-E3_5.
- Wheeler, P.W., 1999. Matrix converters study final report. Chapter 1, University of Nottingham, School of Electrical and Electronic Engineering, England.
- Wheeler, P.W., Rodríguez, J., Clare, J.C., Empringham, L., Weinstein, A., 2002. Matrix converters: a technology review. *IEEE Trans. on Ind. Elect.*, Vol. 49, No. 2.
- Wheeler, P.W., Clare, J.C., Apap, M., Empringham, L., Lilo, L. de Bradley, K., Whitley, C., Towers, G., 2004. An electro-hydrostatic aircraft actuator using a matrix converter permanent magnet motor drive. 2nd International Conference on Power Electronics, Machines and Drives, (PEMD), Vol. 2, pp. 464–468.
- Yamasaki, M., Sakaki, K., Matsuse, K., 2012. Characteristics of vector control two induction motor drives fed by matrix converter. 15th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), pp. 1–5.
- Yoon, Y.D., Sul, S.K., 2006. Carrier-based modulation technique for matrix converter,” *IEEE Trans. on Power Elect.*, Vol. 21, No. 6, pp. 1691–1703.