

Modulación Indirecta para el Convertidor Matricial Directo

Nimrod Vázquez^{a*}, Raúl Diosdado^a, Héctor Huerta^b, René Osorio^b, Esli Vázquez^c, Claudia Hernández^a

^aDepartamento de Electrónica, Tecnológico Nacional de México - Instituto Tecnológico de Celaya, Antonio García Cubas Street, S/N, C.P. 38010, Celaya, Guanajuato, México.

^bUniversidad de Guadalajara, Centro Universitario de los Valles, Carretera Guadalajara - Ameca Km. 45.5, C.P. 46600, Ameca, Jalisco, México

^cUniversidad Veracruzana, Facultad de Ingeniería, Ruiz Cortínez 455, C.P. 94294 Boca del Río, Ver., México

Resumen

Los convertidores matriciales han sido estudiados y propuestos para diferentes aplicaciones. Hay dos tipos de convertidores matriciales: los llamados indirectos y los directos, cada uno con sus ventajas y desventajas. Para el convertidor matricial indirecto se utilizan dos moduladores ya que está compuesto de dos etapas claramente definidas: un rectificador y un convertidor cd/ca; esto permite el uso de técnicas de modulación y control tradicionales. Por el contrario, el convertidor matricial directo se compone de una sola etapa, por lo que se considera un solo modulador o controlador; es decir que se usa un modulador directo. En este artículo se propone un modulador indirecto, pero para el convertidor matricial directo; esto es, se utilizan dos moduladores virtuales: uno para la etapa de entrada o rectificadora y otro para la etapa de salida o inversora; ambos son unidos de forma que se generan las señales de control para el convertidor matricial de una sola etapa. Se presenta el análisis, operación y discusión de la propuesta, pero también resultados de simulación y experimentales que confirman la operación del sistema.

Palabras Clave:

Conversión, Convertidores, Electrónica de potencia, Modulación, Sistemas de control no lineal.

Indirect Modulation for Direct Matrix Converter

Abstract

Matrix converters have been studied and proposed in many different applications. There exist two kinds of matrix converters, which are called indirect and direct converters, each one with their advantages and drawbacks. For the indirect matrix converter two modulators are considered, since, it is composed by two stages: the rectifier and the inverter stage, which allow the usage of modulation techniques and traditional controller implementation. On the other side, the direct matrix converter is composed by a single stage, so that, it is considered a single modulator or controller, because a direct modulator is usually employed. An indirect modulation is addressed for the direct matrix converter in this paper; this means that two virtual modulators are employed: the input stage or rectifier stage uses a modulator while the second stage or inverter stage uses another one, certainly both modulators are joined in order to establish the final control signals for the single stage matrix converter. Not only a comprehensive analysis, operation, and discussion is given, but also, simulation and some experimental results are shown in order to confirm the operation of the system.

Keywords:

Conversion, Converters, Power Electronics, Modulation, Non-linear control systems.

1. Introducción

Los convertidores matriciales se han utilizado en diversas aplicaciones, como controladores de motores y aerogeneradores. Se pueden clasificar en dos grandes esquemas, los convertidores matriciales directos y los indirectos (Wheeler et al, 2002), (Rodríguez et al, 2012). Los

directos son los que realizan la conversión de ca/ca en una sola etapa, no tienen un bus de CD y por lo tanto tampoco un capacitor de almacenamiento; por su parte los conocidos como indirectos realizan la conversión ca/ca en dos etapas, se puede distinguir un bus de CD, pero no utilizan capacitor de almacenamiento. Cada uno de ellos tiene ventajas y desventajas. La principal ventaja de los convertidores

*Autor para correspondencia: n.vazquez@ieee.org

matriciales en general es la eliminación del capacitor de almacenamiento, que usualmente es grande y voluminoso. Sin embargo esta ventaja trae consigo un incremento en la distorsión armónica de la tensión de salida y corriente de entrada.

En la literatura se han reportado diferentes esquemas de convertidores matriciales (Wheeler et al, 2002), (Ziogas et al, 1985 y 1986), (Idris et al, 2005), (Ellabban et al, 2016), (Nguyen et al, 2016).

El convertidor matricial directo tradicional se muestra en la Fig. 1(a), donde se puede apreciar la fuente de alimentación trifásica, los interruptores y la salida. Cada interruptor es de cuatro cuadrantes para permitir la operación adecuada del convertidor matricial. Las técnicas de modulación utilizadas tradicionalmente son Alesina-Venturini (Alesina et al, 1989 y 1981), (Rodríguez et al, 2016), (Venturini et al, 1980); el método escalar de Roy (Roy et al, 1989), método de portadoras (Yoon et al, 2006), (Sayed et al, 2016) y la modulación vectorial (Huber et al, 1995), (Casadei et al, 2002), (Hojabri et al, 2011), (Chai et al, 2016), (Blaabjerg et al, 2002), (Rivera et al, 2013). Todos estos métodos consideran al convertidor matricial como una sola etapa para establecer las señales de control que permitan una correcta operación del sistema. En (Ratanapanachote et al, 2006) se consideró un convertidor matricial monofásico como un sistema de dos etapas, es decir consideran un rectificador y un inversor.

El convertidor matricial indirecto se muestra en la Fig. 1(b), se puede apreciar claramente una etapa rectificadora y otra inversora, pero no incluye un elemento de almacenamiento en el bus de CD. Las técnicas de modulación utilizadas son similares a las de los convertidores tradicionales “back-to-back”, es decir un modulador para el rectificador y otro para el inversor. Estas técnicas han sido estudiadas y usadas extensivamente en (Wheeler et al, 2002), (Rodríguez et al, 2012), (Riedemann et al, 2014).

En este artículo se aborda la modulación de un convertidor matricial directo trifásico, pero usando una modulación indirecta; es decir, a pesar de que el convertidor es de una sola etapa, el modulador completo se divide en dos etapas virtuales: una para un rectificador y la otra para un inversor, para después unir su operación. Con esta forma de trabajar, se posibilita que haya diferentes alternativas de operación, cada una de ellas con características distintas.

El artículo se organiza de la siguiente manera: en la sección dos se describe la operación y funcionamiento tradicional de un convertidor matricial directo, en la sección tres se detalla la modulación indirecta propuesta para el convertidor matricial directo, los resultados de simulación y experimentales se abordan en la sección cuatro y finalmente se detallan las conclusiones.

2. Convertidor matricial directo

El convertidor matricial, de manera tradicional está compuesto de 6 interruptores de cuatro cuadrantes (Fig. 1.a), normalmente conformados por un arreglo de dos semiconductores en anti serie, es decir su conducción es opuesta entre ellos, pero manteniéndose la conexión en serie.

Este convertidor es capaz de producir una señal alterna trifásica de frecuencia igual, menor o mayor que la frecuencia de la red eléctrica de entrada. Además, si la carga es pasiva,

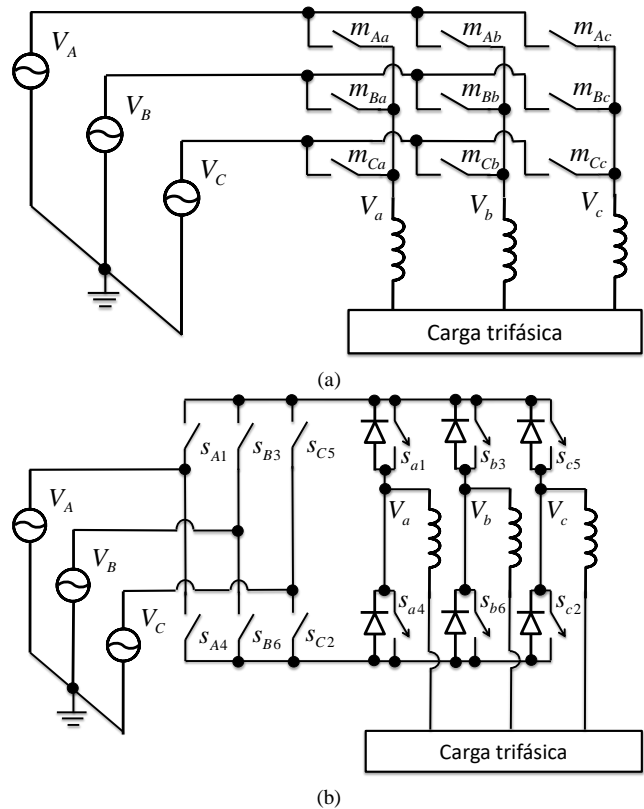


Figura 1: Convertidor matricial. (a) directo, (b) indirecto

resistiva o inductiva, se puede demandar una corriente casi sinusoidal y en fase con el voltaje presente en la red eléctrica, es decir con un factor de potencia casi unitario.

Para la correcta operación debe considerarse una conmutación adecuada de los semiconductores, además de una modulación adecuada. Debido a esto se presenta a continuación la forma tradicional de conmutación, así como un resumen de las técnicas de modulación más importantes.

2.1. Técnica de los 4 pasos

Este tipo de convertidores son normalmente alimentados en tensión y la carga, al ser de alterna, puede ser de diferente naturaleza, incluyendo las del tipo inductivo. Dicha característica hace que estos convertidores sean más difíciles de operar y propensos a fallas. Por ejemplo, los semiconductores m_{Aa} , m_{Ba} y m_{Ca} no pueden estar encendidos dos de ellos al mismo tiempo, ya que se produciría un corto circuito entre las fases de entrada, por lo que parecería que debe insertarse un tiempo muerto entre los semiconductores. Por otro lado, si la carga de la fase ‘a’ fuese del tipo inductivo entonces debe asegurarse un camino para su corriente, por lo que se podría pensar que se debe insertar un tiempo de traslape entre los semiconductores m_{Aa} , m_{Ba} y m_{Ca} . Con base en lo anteriormente mencionado se puede decir que hay un conflicto de operación en dichos semiconductores; debido a esto es necesario utilizar una técnica de conmutación adecuada, como por ejemplo la “de los cuatro pasos” (Enjeti et al, 1993), la cual se puede utilizar cuando los interruptores de cuatro cuadrantes son semiconductores en anti serie.

2.2 Modulación Venturini-Alesina

Esta técnica de modulación fue propuesta por Venturini y

Alesina (Venturni et al, 1980), (Alesina et al, 1981). Su objetivo principal es obtener los pulsos para activar los semiconductores, considerando que se desea una tensión sinusoidal de salida a partir de una tensión sinusoidal a la entrada, pero además se desea que las corrientes de entrada y salida sean también sinusoidales. Es decir, se considera que las tensiones y corrientes de entrada son:

$$\begin{bmatrix} v_A \\ v_B \\ v_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{pk} \cos(\omega_i t) \\ V_{pk} \cos(\omega_i t - 2\pi/3) \\ V_{pk} \cos(\omega_i t + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$\begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{pk} \cos(\omega_i t + \phi_i) \\ I_{pk} \cos(\omega_i t + \phi_i - 2\pi/3) \\ I_{pk} \cos(\omega_i t + \phi_i + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (2)$$

Las tensiones y corrientes de salida son:

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} qV_{pk} \cos(\omega_o t) \\ qV_{pk} \cos(\omega_o t - 2\pi/3) \\ qV_{pk} \cos(\omega_o t + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{pko} \cos(\omega_o t + \phi_o) \\ I_{pko} \cos(\omega_o t + \phi_o - 2\pi/3) \\ I_{pko} \cos(\omega_o t + \phi_o + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (4)$$

Donde: q es la ganancia deseada

En esta técnica se deben obtener los términos que relacionan las corrientes y voltajes de entrada con los de salida, es decir:

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_{Aa} & m_{Ba} & m_{Ca} \\ m_{Ab} & m_{Bb} & m_{Cb} \\ m_{Ac} & m_{Bc} & m_{Cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_A \\ v_B \\ v_C \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$\begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_{Aa} & m_{Ba} & m_{Ca} \\ m_{Ab} & m_{Bb} & m_{Cb} \\ m_{Ac} & m_{Bc} & m_{Cc} \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (6)$$

Donde: m_{ij} son las señales de control de los nueve interruptores

Las señales de control resultantes son (Rodríguez et al, 2012), (Alesina et al, 1981):

$$m_{ij} = \frac{1}{3} \left(1 + \frac{2v_i v_j}{V_{pk}^2} \right) \quad (7)$$

Donde: $i = A, B, o C, j = a, b, o c$

Para la ecuación (7) debe notarse que la ganancia no puede ser mayor a 0.5, es decir $q \leq 0.5$. Si se desea una mayor ganancia entonces se puede utilizar la inyección del tercer armónico, lo cual permite un incremento de q hasta 0.866 (Alesina et al, 1989).

2.3 Otras técnicas de modulación

Existen otras técnicas de modulación para un convertidor matricial; por ejemplo, la escalar de Roy, la cual divide la tensión de la red en intervalos claramente definidos (Rodríguez et al, 2012). En cada uno de ellos se deciden las señales de control de los interruptores. Los índices de modulación son:

$$\begin{aligned} m_{Lj} &= \frac{2(v_j - v_M)v_L}{3V_{pk}^2} \\ m_{Kj} &= \frac{2(v_j - v_M)v_K}{3V_{pk}^2} \\ m_{Mj} &= 1 - m_{Lj} - m_{Kj} \end{aligned} \quad (8)$$

Donde: M= se refiere a la tensión de fase de entrada con polaridad distinta a las otras dos,
L= se refiere a la tensión fase más pequeña de las tensiones de entrada restantes,
K= se refiere a la tercera tensión de entrada
 $j = a, b, o c$.

Existen modulaciones sinusoidales y vectoriales para este tipo de convertidores, éstas de igual manera pueden realizar divisiones por intervalos y/o modificaciones de las portadoras, se pueden encontrar más detalles en (Sayed et al, 2016), (Blaabjerg et al, 2002).

3. Modulación indirecta para el convertidor matricial directo

Tradicionalmente el convertidor matricial directo es controlado como uno de una sola etapa que opera directamente de ca/ca, es decir, no es tratado como dos convertidores virtuales con un bus de cd virtual.

En este artículo se propone considerar al sistema como si fuera de dos etapas virtuales (Fig. 2), es decir un rectificador en cascada con un inversor; lo anterior sólo con propósitos de control, porque el convertidor real aún consiste de una sola etapa.

La relación entre la entrada y salida de un convertidor matricial está dada por:

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

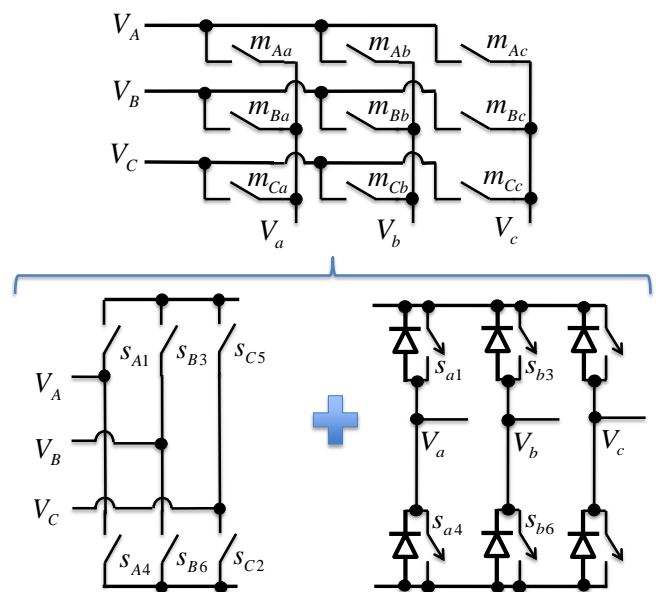


Figura 2: Convertidor virtual

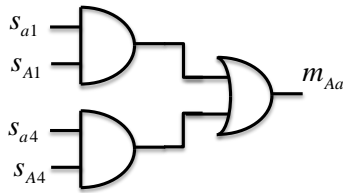


Figura 3: Compuertas lógicas para combinar los moduladores virtuales

Para hacer la separación virtual en dos etapas, la ecuación anterior se divide en dos, por lo que el sistema queda:

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_{a1} & s_{a4} \\ s_{b3} & s_{b6} \\ s_{c5} & s_{c2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_{A1} & s_{B3} & s_{C5} \\ s_{A4} & s_{B6} & s_{C2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_A \\ v_B \\ v_C \end{bmatrix} \quad (10)$$

Donde las matrices corresponden al rectificador e inversor de forma virtual; el hacer esta división permite identificar un bus virtual de cd, que se puede encontrar multiplicando la matriz correspondiente al rectificador con el vector de entrada. En la Fig. 2, se muestra el sistema considerado, que prácticamente es el mismo que el convertidor matricial

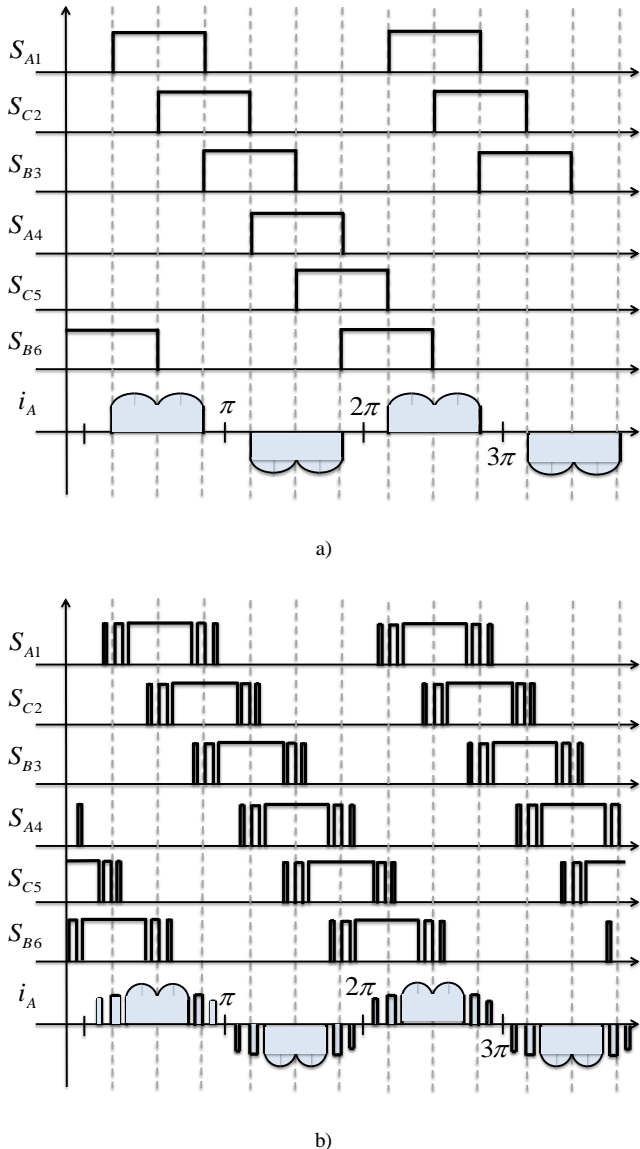


Figura 4: Formas de onda del rectificador virtual: a) no controlado, b) modulación sinusoidal.

indirecto.

Por igualación de (9) y (10), las señales de control reales del convertidor matricial son:

$$\begin{bmatrix} m_{Aa} & m_{Ba} & m_{Ca} \\ m_{Ab} & m_{Bb} & m_{Cb} \\ m_{Ac} & m_{Bc} & m_{Cc} \end{bmatrix} = \quad (11)$$

$$\begin{bmatrix} s_{a1}s_{A1} + s_{a4}s_{A4} & s_{a1}s_{B3} + s_{a4}s_{B6} & s_{a1}s_{C5} + s_{a4}s_{C2} \\ s_{b3}s_{A1} + s_{b6}s_{A4} & s_{b3}s_{B3} + s_{b6}s_{B6} & s_{b3}s_{C5} + s_{b6}s_{C2} \\ s_{c5}s_{A1} + s_{c2}s_{A4} & s_{c5}s_{B3} + s_{c2}s_{B6} & s_{c5}s_{C5} + s_{c2}s_{C2} \end{bmatrix}$$

A partir de (11) se encuentran las señales de control de los interruptores del convertidor matricial directo, simplemente con un arreglo de compuertas lógicas (Fig. 3), usando las señales de control de los interruptores del rectificador y el inversor.

De esta forma las señales de control del convertidor matricial directo se pueden encontrar como si fuera uno indirecto. El rectificador, por ejemplo, puede ser operado como si fuese un simple arreglo de diodos de forma tal que el bus de cd se maximice y el inversor puede ser operado mediante una modulación PWM, ya sea sinusoidal, vectorial o con inyección de armónicos.

Esta forma de operación permite utilizar los conceptos que previamente se conocen de los rectificadores e inversores. En los siguientes apartados se describen diferentes formas propuestas para operar las etapas virtuales.

3.1 Rectificador virtual

La etapa de rectificación puede ser controlada considerándola como si fuese un típico rectificador de diodos

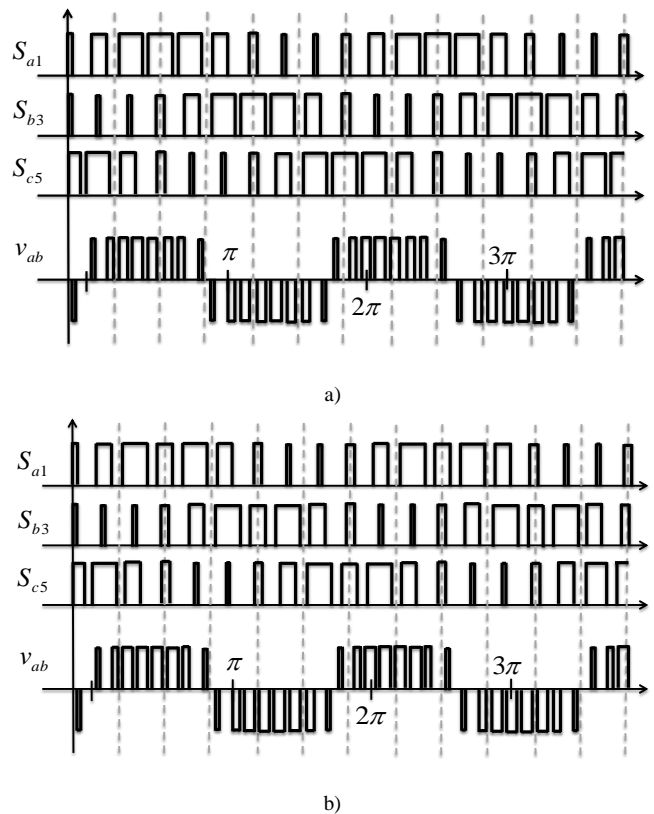


Figura 5: Formas de onda del inversor virtual: a) PWM senoidal controlado, b) Inyección del tercer armónico.

o bien utilizando una modulación sinusoidal para convertidores alimentados en corriente.

Rectificador no controlado

Se utilizan señales de control que corresponden en tiempo a las de un rectificador trifásico tradicional. Similar a la conducción a 120 grados en inversores, sincronizados con la tensión de entrada.

En la Fig. 4(a) se muestran las formas de onda teóricas de esta etapa virtual. Este esquema no permite controlar el bus virtual de cd, pero ofrece la mayor tensión en éste. Un rectificador de este tipo tiene un factor de potencia superior a 0.9 de manera natural.

Rectificador controlado

Se podría utilizar esta opción para hacer un control de la amplitud de la tensión de salida. Sin embargo, este esquema distorsiona considerablemente la corriente de entrada y a su vez la salida; como el control de la amplitud de la tensión de salida se puede realizar en la etapa inversora no se recomienda usar este tipo de operación de rectificador controlado.

Modulación sinusoidal

Se utiliza una modulación sinusoidal, similar a la de un inversor alimentado en corriente, pero aplicado al rectificador. Es importante señalar que para una correcta operación debe estar siempre encendido solo un dispositivo superior y otro dispositivo inferior del rectificador (Fig. 4(b)). Cada señal sinusoidal está sincronizada con cada fase de entrada respectivamente.

Este esquema permite controlar el bus virtual de cd y, por lo tanto, la tensión de salida, además de que la corriente de entrada puede ser más cercana a una función seno.

3.2 Inversor virtual

La etapa inversora puede controlarse también con diferentes métodos, como modulación sinusoidal tradicional, modulación con inyección del tercer armónico o modulación vectorial.

Modulación sinusoidal

En una modulación sinusoidal tradicional, se compara una

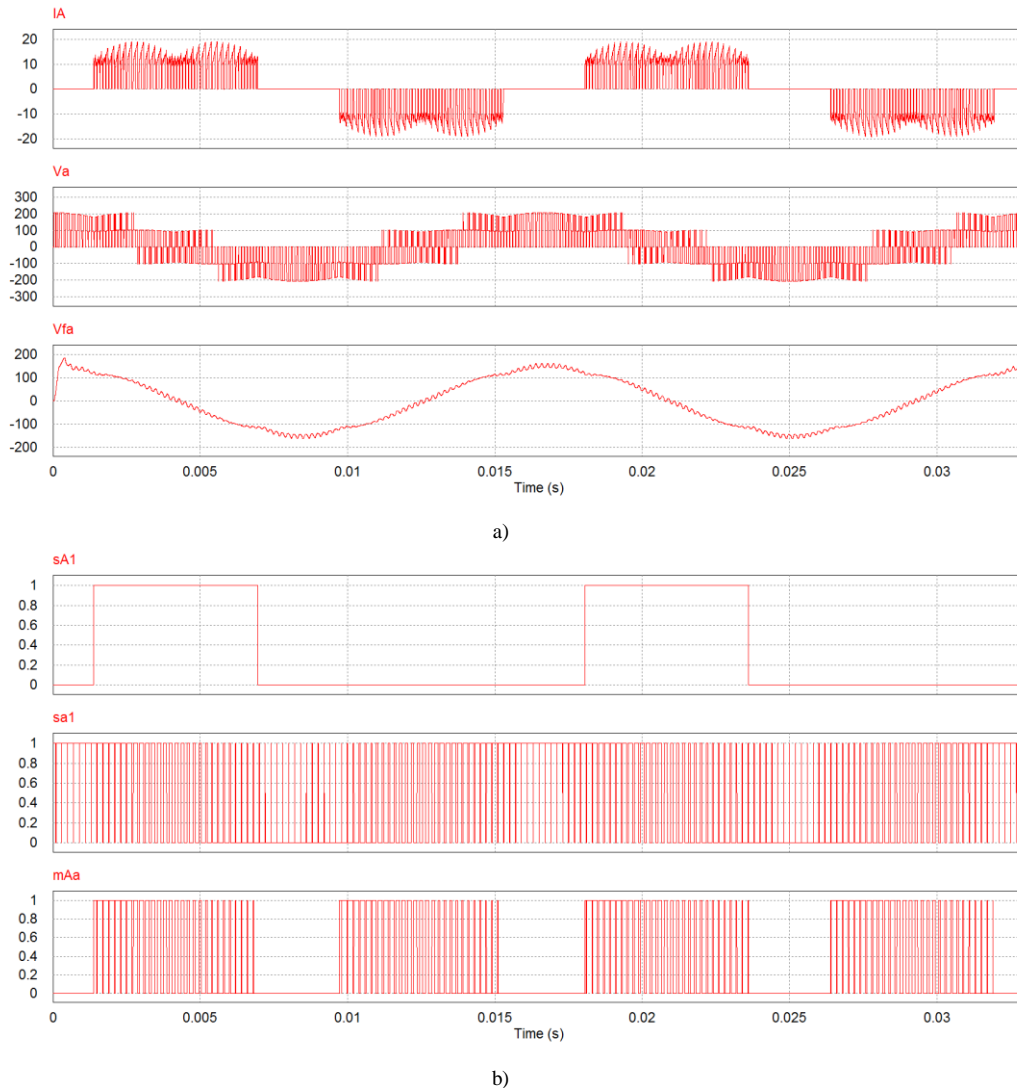


Figura 6: Simulación en modo rectificador no controlado e inversor con modulación sinusoidal. a) De arriba para abajo: Corriente de fase y tensión filtrada de salida. b) De arriba para abajo: Señal de control de diodo de rectificador virtual, señal de control de rama de inversor virtual, señal de control de dispositivo del convertidor matricial directo.

señal sinusoidal con una triangular, cada fase tiene una señal sinusoidal desfasada 120° con respecto a las otras dos. Estas señales están sincronizadas con cada fase correspondiente, pero pueden ser de distinta frecuencia a la de la entrada.

En la Fig. 5(a) se muestran las formas de onda. Este esquema permite controlar la tensión de salida fácilmente.

Modulación sinusoidal con inyección del 3er armónico

En una modulación con inyección del tercer armónico, se compara una señal sinusoidal más su tercer armónico con una señal triangular, al igual que en el esquema anterior existe un desfase de 120° entre fases. La señal moduladora es mostrada a continuación (Boost et al, 1988):

$$y = 1.15 \sin(\omega t) + 0.19 \sin(3\omega t) \quad (12)$$

En la Fig. 5(b) se muestran las formas de onda teóricas. Este esquema permite controlar la tensión de salida y maximizar el valor de la señal fundamental.

Modulación vectorial

En una modulación sinusoidal típica para sistemas trifásicos, esta técnica considera una transformación y cálculos para determinar qué estado de conmutación o vector

se utilizará en la modulación. Para más detalles se puede consultar (Rashid, 2004).

3.3 Integración de etapas virtuales

Para el correcto funcionamiento del sistema propuesto, las señales de control del rectificador e inversor virtuales son introducidas en el circuito de la Fig. 3, generándose las señales reales para el convertidor matricial directo. Estas señales deben considerar la técnica de conmutación “de los cuatro pasos” (Enjeti et al, 1993), la cual se puede utilizar cuando los interruptores de cuatro cuadrantes son semiconductores en anti-serie, esto es necesario para evitar una conmutación errónea debido a la naturaleza de las cargas, como se explicó en la sección 2.1.

4. Resultados de simulación y experimentales

Las diferentes modulaciones indirectas para el convertidor matricial directo, descritas en la sección anterior, fueron simuladas con la finalidad de comprobar y verificar el

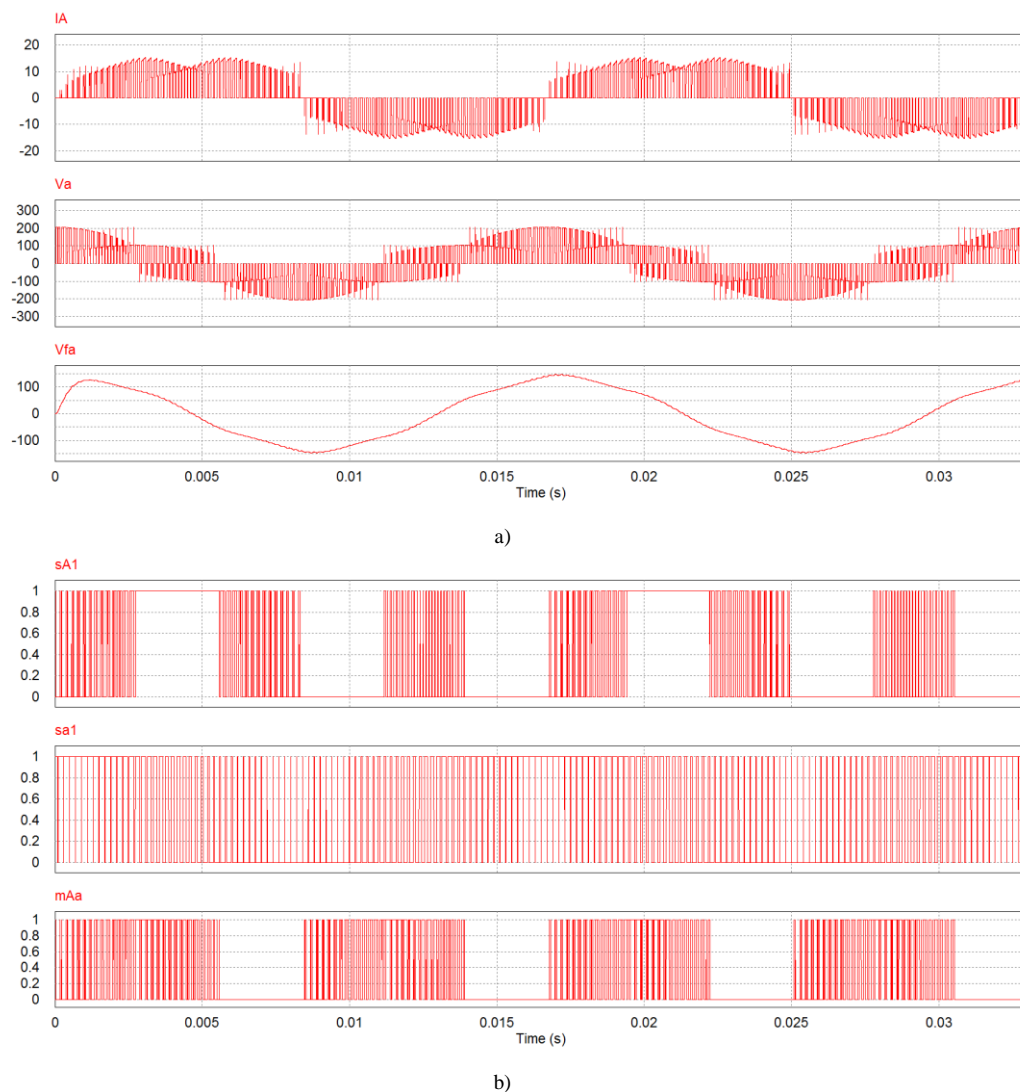


Figura 7: Simulación en modo rectificador con modulación sinusoidal e inversor con modulación sinusoidal. a) De arriba para abajo: Corriente de entrada, tensión de fase y tensión filtrada de salida. b) De arriba para abajo: Señal de control de diodo de rectificador virtual, señal de control de rama de inversor virtual, señal de control de dispositivo del convertidor matricial directo.

desempeño del sistema. También se realiza un breve análisis comparativo entre ellas. Finalmente se presentan resultados experimentales de una de estas técnicas.

4.1 Resultados de simulación

Los diferentes casos se simularon utilizando los siguientes parámetros: $v_{in} = 120V$, $f_{in} = 60Hz$, $f_{sw} = 5kHz$ cuando aplique, $f_o = 60Hz$.

Rectificador no controlado e inversor con modulación sinusoidal

En la Fig. 6 se muestra el desempeño del sistema operando con estas técnicas, el índice de modulación sinusoidal es de uno. Como se puede apreciar la corriente que se demanda a la entrada del convertidor matricial (I_A) tiene una forma muy similar a la corriente que demanda el rectificador no controlado, pero pulsante debido a la operación natural del inversor virtual. La tensión de salida de cada fase corresponde a la tensión de un inversor con modulación sinusoidal. También se aprecia la tensión de salida filtrada.

En la Fig. 6 se puede apreciar que el factor de potencia de

la corriente de entrada debe ser similar al de un rectificador no controlado. La tensión de salida es cercana a una función seno y se puede controlar mediante el índice de modulación del inversor.

Rectificador modulación sinusoidal e inversor con modulación sinusoidal

En la Fig. 7 se muestra el desempeño del sistema operando en ambas etapas virtuales con una modulación sinusoidal. Es importante resaltar que la etapa de rectificación debe ser modulada en forma similar a un convertidor con salida en corriente.

Como se puede apreciar, la corriente que se demanda a la entrada del convertidor matricial (I_A) tiene ahora una forma más sinusoidal pulsante, debido a las dos etapas virtuales. La tensión de salida de cada fase corresponde a la tensión de un inversor con modulación sinusoidal.

En este esquema la distorsión armónica de la corriente de entrada es menor que con la modulación del rectificador tradicional, sin embargo, la máxima amplitud de la tensión de salida es menor.

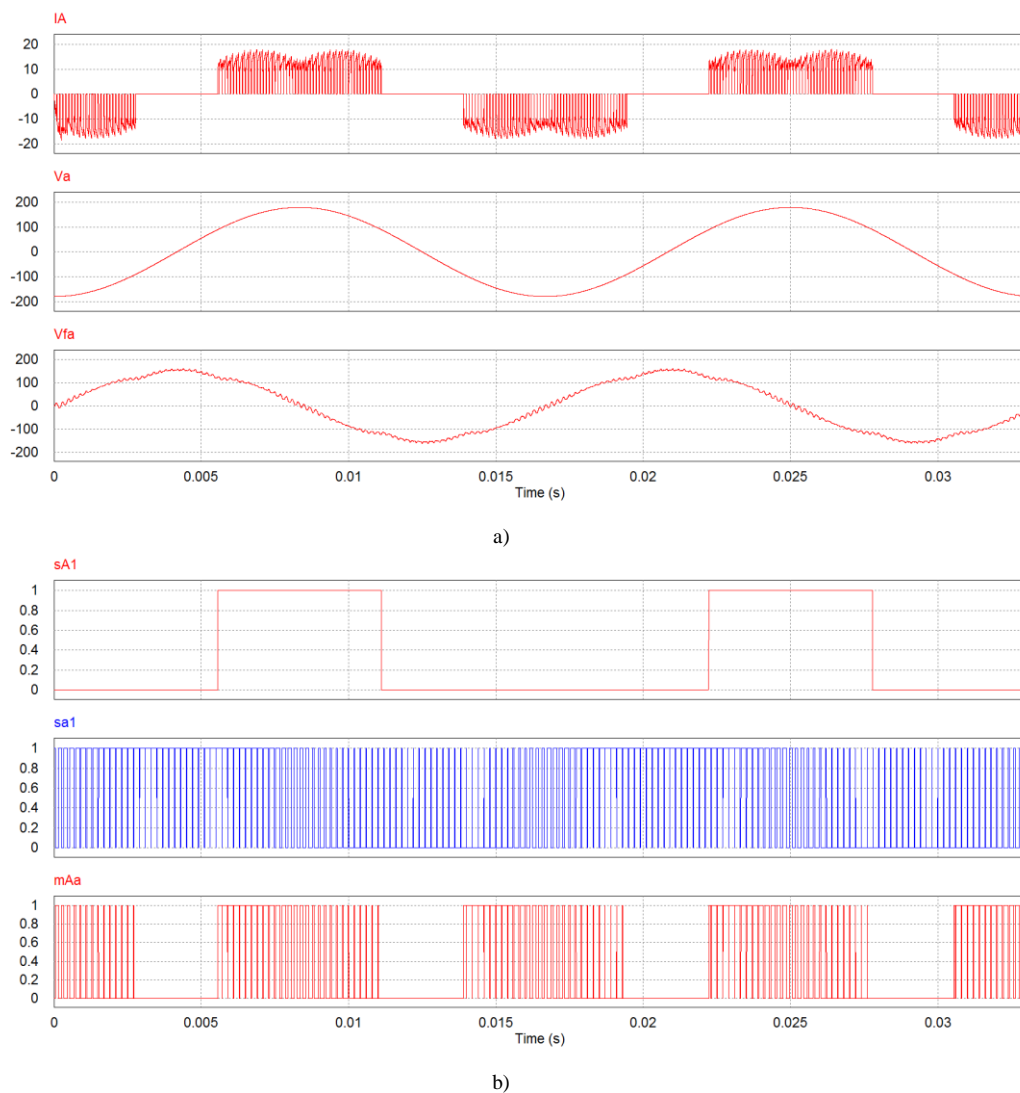


Figura 8: Simulación en modo rectificador no controlado e inversor con modulación sinusoidal con inyección de armónicos. a) De arriba para abajo: Corriente de entrada, tensión de fase y tensión filtrada de salida. b) De arriba para abajo: Señal de control de diodo de rectificador virtual, señal de control de rama de inversor virtual, señal de control de dispositivo del convertidor matricial directo.

Otro aspecto a considerar en este tipo de modulación es la conveniencia de que la frecuencia de la portadora sea múltiplo de la señal moduladora para que la distorsión armónica sea minimizada, de lo contrario se incrementa. Lo anterior puede ser complejo ya que la moduladora puede cambiar de frecuencia dependiendo de la aplicación, como por ejemplo en el control de motores.

Rectificador no controlado e inversor con modulación sinusoidal con inyección del tercer armónico

En la Fig. 8 se muestra el desempeño del sistema operando con modulación sinusoidal con inyección del tercer armónico en la etapa inversora y como rectificador no controlado en la etapa rectificadora.

Como se puede apreciar, la corriente que se demanda a la entrada del convertidor matricial (I_A) tiene una forma similar a la de la corriente de entrada en un rectificador controlado. La tensión de salida de cada fase corresponde a la tensión de un inversor con modulación sinusoidal con inyección del tercer armónico.

En este esquema la distorsión armónica de la corriente de entrada es similar a la del rectificador, la tensión de salida es la típica asociada a la modulación sinusoidal con inyección del 3er armónico. Este es el caso en el que se obtiene la

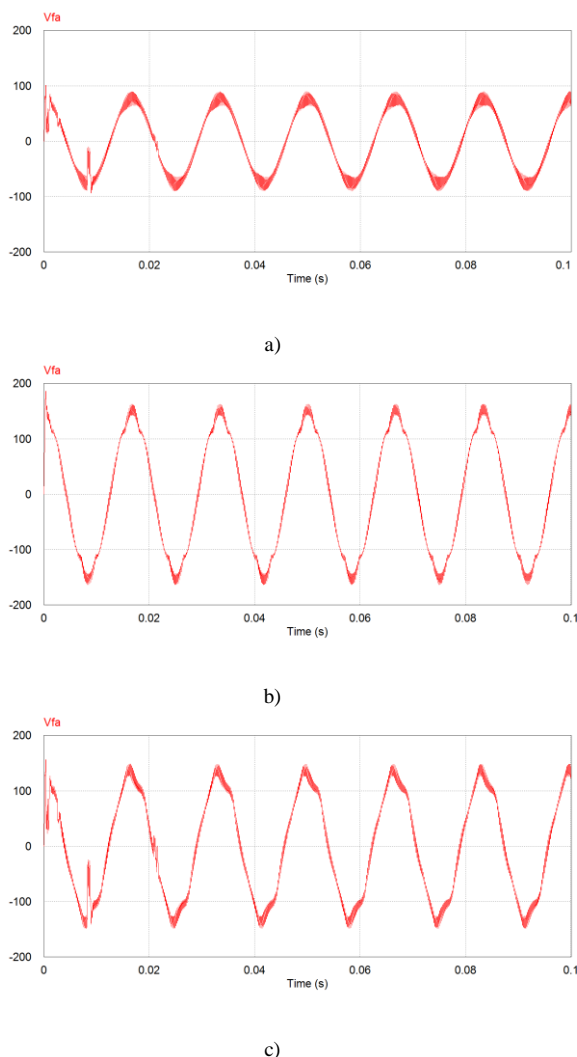


Figura 9: Comparación entre técnicas: a) Venturini-Alesina, $q=0.5$, b) Rectificador NC – Inversor PWMS, $m=1$, c) Venturini-Alesina, $q=1$.

Tabla 1: Comparación entre técnicas de modulación del convertidor matricial directo.

Técnica de modulación	Característica			
	I-THD	FP	V-THD	Ganancia
Venturini – Alesina, con inyección	< 5%	≈ 1	< 5%	0.8660
Rectificador NC – Inversor PWMS	< 20%	≈ 0.96	< 5%	≈ 1
Rectificador C – Inversor PWMS	< 5%	≈ 1	< 5%	≈ 0.9
Rectificador NC – Inversor PWMS+IA	< 20%	≈ 0.96	< 5%	≈ 1
Rectificador C – Inversor PWMS+IA	< 5%	≈ 1	< 5%	≈ 0.95

máxima amplitud de la tensión de salida.

4.2 Análisis comparativo

En esta sección se comparan las diferentes modulaciones propuestas, pero también se analiza la modulación directa por el método de Venturini – Alesina; los resultados se muestran en la Tabla 1. Los parámetros a comparar son: distorsión armónica (THD, por sus siglas en inglés) de la corriente de entrada, factor de potencia en la entrada, THD de la tensión de salida y la ganancia de voltaje.

Se puede apreciar que la técnica de modulación tradicional de Venturini y Alesina tiene la menor ganancia de tensión, y que la modulación virtual usando un rectificador controlado y modulación sinusoidal con inyección del tercer armónico presenta la mayor ganancia. Sin embargo, estos dos métodos son opuestos en relación a la corriente de entrada, es decir el método Venturini-Alesina presenta una corriente de entrada mejor que el método de inyección del tercer armónico. La selección del método dependerá de las necesidades de la aplicación donde se use el convertidor matricial directo.

En la Fig. 9 se aprecia la tensión de salida (V_{L-N}) del método de Venturini-Alesina (Fig. 9.a) comparado con el método de Rectificador no controlado-Inversor PWMS (Fig. 9.b); ambos con la máxima tensión que las técnicas producen, la tensión de entrada utilizada es de $120 V_{L-N}$. Se aprecia que efectivamente hay una mayor ganancia con la modulación indirecta. En la Fig 9.c se aprecia la tensión de salida obtenida con el método de Venturini-Alesina, pero con un índice $q=1$, donde se ve claramente que el método ya no funciona adecuadamente como fue mencionado en la sección 2.2, ya que se deforma significativamente la tensión.

4.3 Resultados experimentales

Con el propósito de comprobar la operación de la técnica de modulación indirecta, se realizaron pruebas experimentales al convertidor matricial directo. Éste se operó como rectificador no controlado y con una modulación sinusoidal en el inversor, el prototipo implementado es de baja potencia y tensión, pero permite verificar la operación del sistema.

Las especificaciones del prototipo son tensión de entrada

de $60V_{L-N}$ a 60Hz, la carga conectada es de 100Ω .

En la Fig. 10, se aprecian los resultados del convertidor con un índice de modulación de 0.1, se muestra la tensión de salida entre fases, la tensión de la fase de la entrada, el espectro en frecuencia de la tensión de salida, la cual se muestra en la Fig. 10(a); también se muestra la corriente de entrada, la tensión de fase de entrada y el espectro en frecuencia de corriente de entrada, en la Fig. 10(b).

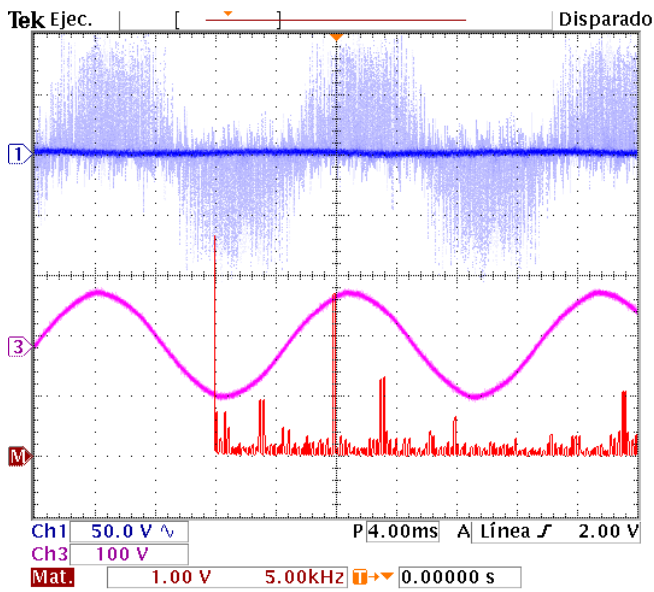
En la Fig. 11 se muestran los resultados con un índice de modulación de 0.8; las formas de onda mostradas son las mismas que en la Fig. 10, pero con el cambio realizado. Se puede apreciar claramente que con este índice de modulación la corriente de entrada corresponde a un rectificador trifásico no controlado, pero conmutado, en este caso el factor de

potencia es bueno, pero la distorsión armónica no tanto. La tensión de salida mostrada de igual manera corresponde a la tensión de salida con una modulación sinusoidal, por lo que la distorsión armónica es aceptable.

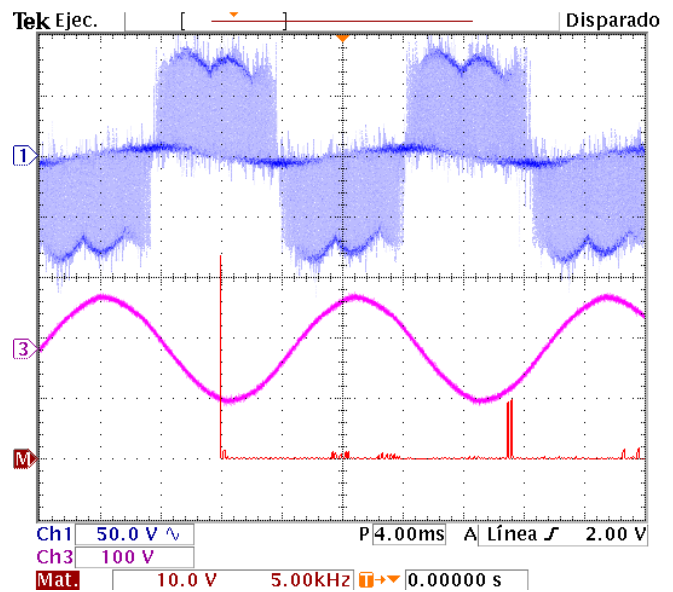
5. Conclusiones

Los convertidores matriciales directos tradicionalmente se controlan mediante técnicas que consideran al sistema como de una sola etapa. En este artículo se utiliza una modulación indirecta, es decir se considera que el sistema está, de forma ficticia o virtual, compuesto por dos etapas: un rectificador y un inversor, existiendo un bus virtual de CD, esto sólo es con el propósito de diseñar la técnica de modulación del sistema.

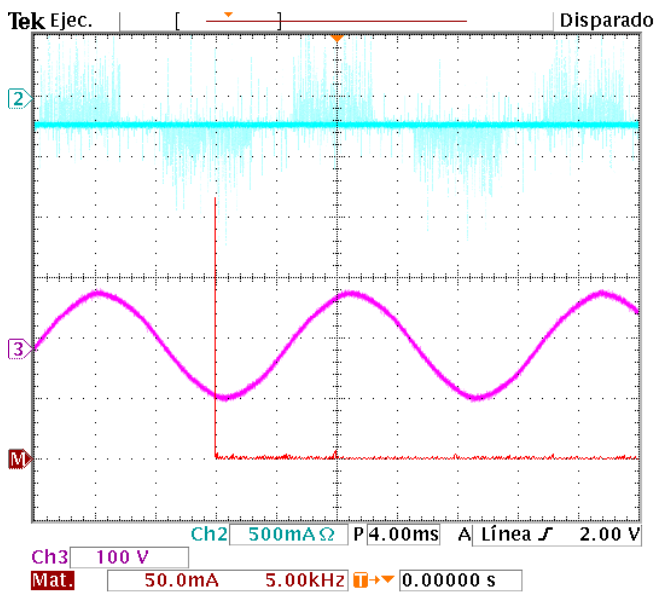
Con este enfoque se requieren dos moduladores, por lo que



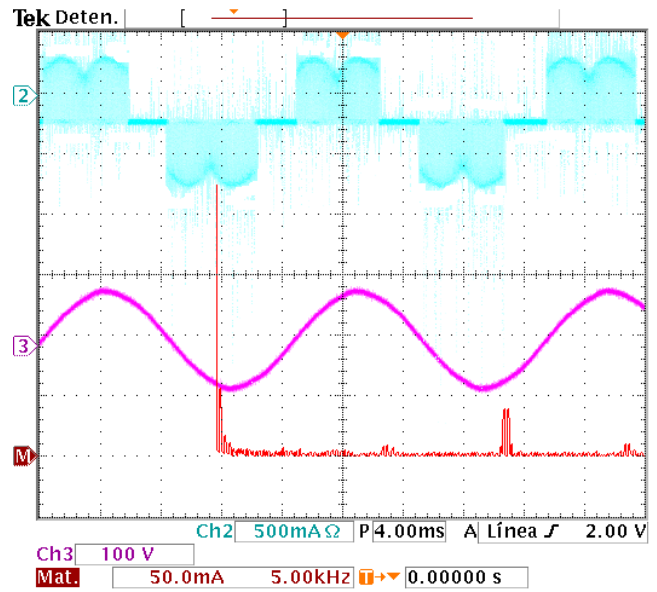
a)



a)



b)



b)

Figura 10: Resultados experimentales con índice de modulación 0.1: a) De arriba para abajo: V_{ab} , V_A y espectro de V_{ab} , b) De arriba para abajo: I_A , V_A , y espectro de I_A .

Figura 11: Resultados experimentales con índice de modulación 0.8: a) De arriba para abajo: V_{ab} , V_A y espectro de V_{ab} , b) De arriba para abajo: I_A , V_A , y espectro de I_A .

se pueden utilizar técnicas conocidas para el rectificador y el inversor.

En este artículo se detallan las diferentes posibilidades del modulador, se simulan y comparan sus características entre ellas, además de incluir resultados experimentales.

Agradecimientos

Este trabajo ha sido realizado gracias al apoyo del Tecnológico Nacional de México y del CONACyT (proyecto No. 293557).

Referencias

- Alesina A., Venturini M., 1981, "Solid-state power conversion: A Fourier analysis approach to generalized transformer synthesis," *IEEE Trans. On Circuits Syst.*, CAS-28, pp. 319–330.
- Alesina A., Venturini M.G., 1989, Analysis and design of optimum-amplitude nine-switch direct AC-AC converters. *IEEE Trans. on Power Electron.*, 4 (1), pp. 101-112.
- Blaabjerg F., Casadei D., Klumpner C., Matteini M., 2002, "Comparison of Two Current Modulation Strategies for Matrix Converters Under Unbalanced Input Voltage Conditions," *IEEE Trans. Ind. Elect.*, 49(2), pp. 289-296.
- Boost M.A., Ziogas P.D., 1988, "State of the Art Carrier PWM Techniques: A critical evaluation," *IEEE transactions on industry applications*, 24 (2), pp. 271-280.
- 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. Ind. Elect.*, 49(2), pp. 370-381.
- 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. Ind. Elect.*, 63(1), pp. 550-561.
- Ellabban O., Abu-Rub H., Bayhan S., 2016, "Z-Source Matrix Converter: An Overview," *IEEE Trans. Power Electron.*, 31(11), pp. 7436-7450.
- Enjeti P.N., Choi S., 1993, "An approach to realize higher power PWM AC controller," In *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, 1993, pp. 323-327.
- Hojabri H., Mokhtari H., Chang L., 2011, "A Generalized Technique of Modeling, Analysis, and Control of a Matrix Converter Using SVD," *IEEE Trans. Ind. Elect.*, 58(3), pp. 949-959.
- Huber L., Borojevic D., 1995, "Space Vector Modulated Three-phase to Three-phase Matrix Converter with Input Power Factor Correction," *IEEE Trans. on Ind. App.*, 31(6), pp. 1234-1246.
- Idris Z., Hamzah M.K., Omar A.M., 2005, "Implementation of Single-Phase Matrix Converter as a Direct AC-AC Converter Synthesized Using Sinusoidal Pulse Width Modulation with Passive Load Condition," *IEEE PEDS*.
- 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. Ind. Elect.*, 63(1), pp. 13-24.
- Rashid M. H., 2004, "Power Electronics: Circuits, devices, and applications". Ed. Pearson-Prentice Hall. 3rd Edition
- Ratanapanachote S., Cha H.J., Enjeti P.N., 2006, "A Digitally Controlled Switch Mode Power Supply Based on Matrix Converter," *IEEE Trans. Power Electron.*, 21(1), pp. 1818-1829, pp. 124-130.
- Riedemann J., Peña R., Cárdenas R., Blasco R., Clare J., 2014, "Indirect Matrix Converter Modulation Strategies for Open-end Winding Induction Machine," *IEEE Latin America Trans.*, 12(3), pp. 395-401.
- Rivera M., Wilson A., Rojas C.A., Rodriguez J., Espinoza J.R., Wheeler P.W., Empringham L., 2013, "A Comparative Assessment of Model Predictive Current Control and Space Vector Modulation in a Direct Matrix Converter," *IEEE Trans. Ind. Elect.*, 60 (2), pp. 578-588.
- Rodriguez 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 Trans.*, 14(2), pp. 617-623
- Rodriguez J., Rivera M., Kolar J.W., Wheeler P.W., 2012, "A Review of Control and Modulation Methods for Matrix Converters," *IEEE Trans. Ind. Elect.*, 59 (1), pp. 58-69.
- Roy G., April G.E., 1989, "Cycloconverter operation under a new scalar control algorithm," in *Proc. 20th Annu. IEEE Power Electron. Spec. Conf.*, vol. 1, pp. 368–375.
- Sayed M.A., Iqbal A., 2016, "Pulse width modulation technique for a three to-five phase matrix converter with reduced commutations," *IET Power electronics*, 9(3), pp. 466-475
- Wheeler P.W., Rodríguez J., Clare J.C., Empringham L., Weinstein A., 2002, "Matrix Converters: A Technology Review," *IEEE Trans. Ind. Elect.*, 49 (2), pp. 276-288.
- Venturini M., Alesina A., 1980, "The generalized transformer: A new bidirectional sinusoidal waveform frequency converter with continuously adjustable input power factor," in *Proc. of IEEE PESC'80*, pp. 242–252.
- Yoon Y.D., Sul S.K., 2006, "Carrier-Based Modulation Technique for Matrix Converter," *IEEE Trans. Power Electron.*, 21(6), pp. 1691-1703.
- Ziogas P.D., Khan S.I., Rashid M.H., 1985, "Some Improved Forced Commutated Cycloconverter Structures," *IEEE Trans. on Ind. App.*, IA-21(5), pp. 1242-1253.
- Ziogas P.D., Khan S.I., Rashid M.H., 1986, "Analysis and Design of Forced Commutated Cycloconverter Structures with Improved Transfer Characteristics," *IEEE Trans. on Ind. Elect.*, IE-33(3), pp.271-280.