



# ANÁLISIS FUNCIONAL Y SIMULACIÓN DEL CONVERTIDOR MATRICIAL CA/CA EN MATRIZ DE CONVERSIÓN DIRECTA

Yerson Fabian Sánchez Parra

Universidad Antonio Nariño  
Facultad de Ingeniería Mecánica, Electrónica y Biomédica  
Ibagué, Colombia

2021



# ANÁLISIS FUNCIONAL Y SIMULACIÓN DEL CONVERTIDOR MATRICIAL CA/CA EN MATRIZ DE CONVERSIÓN DIRECTA

**Yerson Fabian Sánchez Parra**

Proyecto de grado presentado como requisito parcial para optar al título en ingeniería  
electrónica

Asesor :

M. Sergio Orjuela

Línea de Investigación:

Electrónica de potencia

Universidad Antonio Nariño

Facultad de Ingeniería Mecánica, Electrónica y Biomédica

Ibagué, Colombia

2021



# Dedicatoria

Primero darle las gracias a Dios por permitirme culminar mi carrera de la mejor manera.

A mis padres YACKELINE PARRA SILVA y ORLANDO SANCHEZ RIBERO por apoyarme y guiarme de la mejor forma en cada uno de mis proyectos, son el motor de todos mis logros.

A mi hermano ORLANDO A. SANCHEZ por brindarme su apoyo incondicional y motivación para no dejarme rendir ante el proceso.

# Agradecimientos

A mi querida Universidad Antonio Nariño y a todas las autoridades por permitirme concluir esta etapa de mi vida, gracias por la paciencia, orientación y haberme guiado en el desarrollo de esta investigación.

A mi asesor el M. Sergio Orjuela por su apoyo para la realización de este documento.

# Resumen

Los convertidores electrónicos juegan un papel muy importante hoy en día, estos pueden encontrarse en las fuentes de alimentación de equipos de cómputo, smartphones, vehículos eléctricos, televisores, equipos de sonido, así como otros electrodomésticos. Estos convertidores deben garantizar la calidad de energía al momento del suministro de potencia de corriente alterna (CA) o corriente directa (CD), de manera de que las señales emitidas contengan un contenido armónico bajo o nulo, y que permitan una alimentación constante para prolongar la vida útil de los componentes en los equipos electrónicos. El Convertidor Matricial (CM), ofrece características como: control de voltaje, control de frecuencia, compensación de contenido armónico para corregir el factor de potencia. Estas características hacen que el CM pueda ser utilizado en gran cantidad de aplicaciones tanto en CA como en CD y es por ello que en esta tesis de investigación pretende describir la configuración física electrónica de un CM trifásico, y la estrategia de conmutación directa DSVPWM (Direct Vector Space Pulse Width Modulation) utilizada para operar los semiconductores bidireccionales a fin de conseguir una fuente de alimentación confiable. Las pruebas de funcionamiento del convertidor han sido desarrolladas en Simulink de Matlab.

# Abstract

Electronic converters play a significant role today, they can be found in the power supplies of computer equipment, smartphones, electric vehicles, TVs, stereos, as well as other household electronics. These converters must guarantee the quality of power when supplying alternating current (AC) or direct current (DC) power, so that the signals generated must contain a low or zero harmonic content, and that they allow a constant power supply to prolong the lifespan of components in electronic equipment. The Matrix Converter (MC) offers features such as: voltage control, frequency control, harmonic content compensation to correct the power factor. These characteristics mean that the MC can be used in a large number of applications both in AC and DC and that is why in this research thesis aims to describe the electronic physical configuration of a three-phase MC, and the direct switching strategy DSVPM (Direct Vector Space Pulse Width Modulation) used to operate bidirectional semiconductors for a reliable power supply. The performance tests have been developed using Simulink of Matlab.



# Índice general

<b>Dedicatoria</b>	<b>I</b>
<b>Agradecimientos</b>	<b>II</b>
<b>Resumen</b>	<b>III</b>
<b>Abstract</b>	<b>IV</b>
<b>1. Introducción</b>	<b>1</b>
1.1. Justificación . . . . .	1
1.2. Distribución del trabajo . . . . .	2
1.3. Objetivos . . . . .	3
1.3.1. Objetivos Generales . . . . .	3
1.3.2. Objetivos Específicos . . . . .	3
<b>2. Configuración electrónica del convertidor matricial</b>	<b>4</b>
2.1. Filtros del CM (input/output) . . . . .	5
2.2. Switch bidireccional . . . . .	5
2.3. Aplicativos del CM . . . . .	6
2.4. Configuración del convertidor matricial . . . . .	7
2.4.1. Convertidor directo CA/CA (CMC) . . . . .	7
2.4.2. Convertidor indirecto CA/CA (IMC) . . . . .	7
<b>3. Estrategia de conmutación DSVPWM para un CM 3x3</b>	<b>10</b>
3.1. Diagrama de modulación directo 3x3 simulado . . . . .	10
3.2. Vectores de Conmutación para el convertidor matricial . . . . .	13
3.2.1. Monitoreo de la tensión . . . . .	15
3.2.2. Monitoreo de la corriente . . . . .	17
3.2.3. Cálculo de ciclos de servicio . . . . .	18
3.2.4. Vectores móviles . . . . .	21
3.2.5. Vectores fijos . . . . .	24
3.2.6. Vectores cero . . . . .	25
3.2.7. Estrategia de control DSVPWM . . . . .	27
<b>4. Resultados de simulaciones</b>	<b>31</b>
4.1. Aplicación #1: Convertidor Matricial Con Carga de 100 ohmnios . . . . .	33
4.2. Aplicación #2: Convertidor Matricial Sin Carga . . . . .	35

4.3. Aplicación #3: Análisis de THD y tercer armónico para CM con carga de 1000 ohms . . . . .	37
4.4. Aplicación #4: Análisis de THD y tercer armónico para CM con carga de 10000 ohms . . . . .	39
<b>5. Conclusiones</b>	<b>42</b>
5.1. Conclusiones Generales . . . . .	42
5.2. Conclusiones Específicas . . . . .	42
5.3. Recomendaciones para futuras investigaciones . . . . .	43
<b>Referencias</b>	<b>44</b>

# Índice de cuadros

3.1.1. Parámetro de simulación del algoritmo DSVPWM. . . . .	11
3.2.1. Cuadro 1 de conmutación DSVPWM. . . . .	20
3.2.2. Cuadro 2 de conmutación DSVPWM. . . . .	20
3.2.3. Tensiones para los ciclos de servicio. . . . .	21
3.2.4. Vectores Cero . . . . .	23
3.2.5. Vectores Móviles . . . . .	23
3.2.6. Vectores Fijos . . . . .	24
4.0.1. Límites de distorsión de voltaje. . . . .	31
4.0.2. Parámetros de operación del sistema. . . . .	32

# Índice de figuras

2.1.1.Filtro paso bajo RLC. . . . .	5
2.2.1.Interruptor IGBT en emisor común. . . . .	6
2.4.1.Configuración electrónica del convertidor matricial (CA/CA). . . . .	8
2.4.2.Configuración del convertidor matricial indirecto (IMC). . . . .	9
3.1.1.Tensiones de salida para $q = 1/2$ y frecuencia de salida de 60 Hz. . . . .	12
3.1.2.Tensión de salida $V_{AB}$ y FFT para $q=0.1$ . . . . .	12
3.1.3.Tensión de salida $V_{AB}$ y FFT para $q=0.7$ . . . . .	13
3.2.1.Configuración del convertidor matricial directo (CMC) 3x3. . . . .	14
3.2.2.Monitorio del vector de tensión de salida. . . . .	16
3.2.3.Monitorio del vector de corriente de entrada. . . . .	17
3.2.4.Definición de ángulos $\alpha$ y $\beta$ . . . . .	21
3.2.5.Vectores móviles. . . . .	22
3.2.6.Vectores fijos. . . . .	26
3.2.7.Vectores cero. . . . .	27
3.2.8.Convertidor matricial directo trifásico. . . . .	28
3.2.9.Representación de sectores $K_V$ y $K_I$ . . . . .	29
3.2.10Representación de vectores fijos en el espacio complejo y sectores de voltaje KV. . . . .	30
3.2.11Representación de vectores fijos en el espacio complejo y sectores de voltaje KI. . . . .	30
4.0.1.Diagrama de convertidor matricial convencional con carga CA. . . . .	32
4.0.2.Tensiones de línea de referencia para la estrategia DSVPWM. . . . .	33
4.1.1.Medición tercer armónico con carga lineal de $100\Omega$ y filtro RLC (THD=3.99%). . . . .	34
4.1.2.Sin filtro RLC en las tensiones de salida del CM. . . . .	34
4.1.3.Voltaje de salida con carga lineal de $100\Omega$ , 5 ciclos con filtro RLC. . . . .	35
4.1.4.Medicion de tercer armónico sin filtro RLC y con carga lineal de $100\Omega$ (THD=115.91 %). . . . .	35
4.2.1.Voltage de salida sin carga con filtro RLC, 5 ciclos. . . . .	36
4.2.2.Medicion tercer armónico sin carga con filtro RLC (THD=4%). . . . .	36
4.3.1.Voltajes de salida con carga de $1000\Omega$ y filtro RLC. . . . .	37
4.3.2.Medicion tercer armónico con carga de $1000\Omega$ y filtro RLC (THD=4.38%). . . . .	38
4.3.3.TH D (6.90 %) con carga de $1000\Omega$ y filtro RLC . . . . .	38
4.4.1.Voltajes de salida con carga de $10000\Omega$ y filtro RLC. . . . .	39
4.4.2.Medicion tercer armónico con carga de $10000\Omega$ y filtro RLC (THD=3.26 %). . . . .	40
4.4.3.(THD=8.09 %) con carga de $10000\Omega$ y filtro RLC. . . . .	41

# Capítulo 1

## Introducción

El uso de dispositivos electrónicos y eléctricos en la cotidianidad ha aumentado notablemente a partir del último siglo aplicaciones como, equipos de telefonía y computo, vehículos eléctricos, iluminación con diodos LED o lámparas fluorescentes, sistemas domóticos y demás variedad de electrodomésticos, aumentando el consumo de suministro eléctrico. Este aumento en el consumo de corriente eléctrica genera incertidumbre para las compañías que generan y distribuyen posteriormente la energía, ya que el consumo sin control genera una inyección de ruido a la red debido a que los convertidores convencionales no ofrecen un control de factor de potencia. Además, todos estos equipos electrónicos requieren señal de alimentación con estándares de alta calidad para que operen correctamente y así poder prolongar su vida útil. El control del factor de potencia es muy importante, porque este disminuye y limita la generación de potencia reactiva que es fuente de contaminación en la red de distribución lo cual es fuertemente penalizado.

### 1.1. Justificación

Las redes de distribución eléctricas modernas, o redes inteligentes, dependen en gran medida de la operación de convertidores basados en electrónica de potencia. En esta investigación se busca desarrollar un dispositivo de enlace que realice las funciones de acondicionador bidireccional de energía, compensador de calidad de energía y corrector de factor de potencia. El dispositivo propuesto, se basará en el principio de operación del convertidor matricial, para

aprovechar las características operativas de este dispositivo como son: funcionamiento en condiciones adversas y regulación de voltaje de salida. Mediante el desarrollo de estrategias de modulación, calidad de energía superior y control del factor de potencia en sus terminales de entrada, y mayor densidad de potencia.

## 1.2. Distribución del trabajo

El contenido del trabajo de tesis está organizado en cinco capítulos, los cuales se describen a continuación de forma muy general:

**Capítulo 1:** Este capítulo introduce y describe los antecedentes y la justificación del proyecto. Además, el alcance del proyecto que está dado por los objetivos ubicados en este capítulo.

**Capítulo 2:** En este apartado se define el concepto de convertidor matricial y el diseño de los interruptores bidireccionales. Los filtros de alta frecuencia de tipo (RLC) utilizados para este tipo de cicloconvertidor y demás aplicaciones del convertidor matricial.

**Capítulo 3:** El tercer capítulo está dedicado a la estrategia de modulación vectorial en matriz de conversión directa o DSVPWM. En este apartado se describe la teoría a implementar en el software de simulación computarizado, de esta manera se podrá reproducir la estrategia de conmutación DSVPWM.

**Capítulo 4:** Este capítulo muestra y describe las señales conseguidas para cada caso de estudio.

**Capítulo 5:** Finalmente, el capítulo 5 analiza los resultados obtenidos del capítulo anterior y sugiere recomendaciones a tener en cuenta al momento de reproducir la técnica de modulación DSVPWM. Este análisis está basado en conceptos básicos de calidad de energía y sugiere la aplicación de este convertidor en futuros proyectos de investigación.

## **1.3. Objetivos**

### **1.3.1. Objetivos Generales**

El presente trabajo de grado se orienta en realizar el análisis funcional del convertidor matricial, estrategia de modulación y simulación del convertidor al suministrar energía en CA a una carga lineal. Asimismo, el convertidor debe garantizar la corrección del factor de potencia y la calidad de la energía en el punto de acoplamiento común

### **1.3.2. Objetivos Específicos**

- Modelar un convertidor matricial de conversión directa.
- Desarrollar la técnica de conmutación vectorial DSVPWM.
- Diseñar un filtro pasivo que permita mitigar el ruido generado por la alta frecuencia de conmutación.
- Simular la operación del convertidor matricial y suministrar energía CA a una carga lineal.

## Capítulo 2

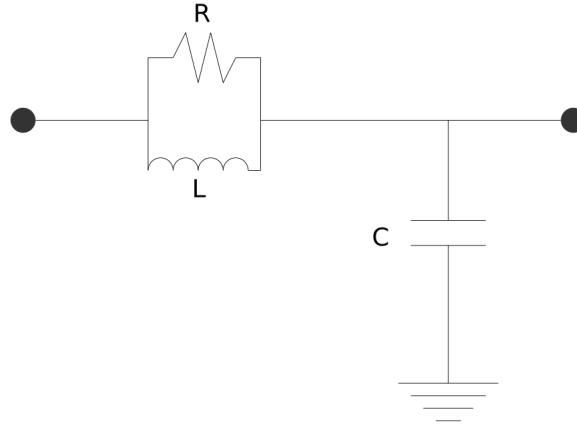
# Configuración electrónica del convertidor matricial

El Convertidor Matricial es un dispositivo electrónico para controlar la velocidad de un motor síncrono suministrándolo con corriente alterna de frecuencia controlada por la red y consta de un arreglo de semiconductores bidireccionales controlados, también cuenta con elementos de potencia para crear un sistema con frecuencia y voltaje de salida variable. El interruptor bidireccional de 4 cuadrantes controlado es el factor clave en un convertidor matricial lo cual posibilita el manejo en altas frecuencias [Herrero de Lucas \(2005\)](#).

El desarrollo del convertidor matricial comienza con el trabajo de Venturini y Alesina publicado en 1980, en el cual descubrieron que la relación de potencia y la frecuencia de conmutación son proporcionales, si aumenta la frecuencia de conmutación, aumentan las pérdidas de potencia. Al complementar el convertidor matricial con transistores de potencia e interruptores bidireccionales obtuvieron que se volvía más fuerte su topología.

Las características operativas más relevantes del convertidor matricial podrían ser: Circuito de potencia simple lo cual genera ahorro al momento de implementarlo y compacto, corrientes de entrada y salida con menor contenido armónico, generación de voltaje de carga con amplitud y frecuencia controlables, operación con factor de potencia controlable para cualquier carga y capacidad operativa de flujo de energía bidireccional.





**Figura 2.1.1:** Filtro paso bajo RLC.

## 2.1. Filtros del CM (input/output)

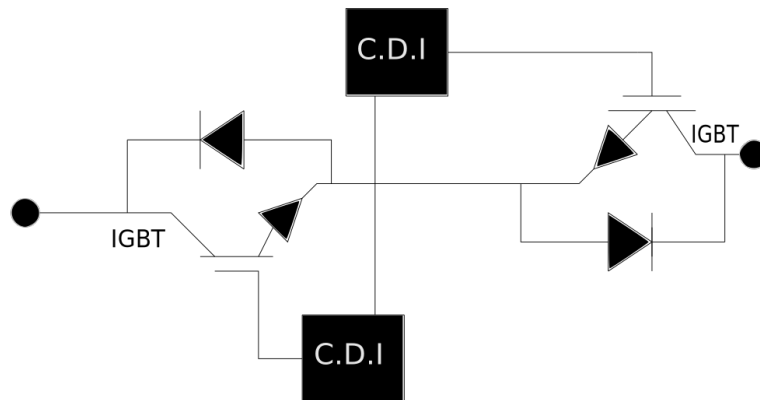
Se implementara la tecnica de modulacion DSVPWM a nuestro cicloconversor, por lo cual se tendra una cantidad bastante elevada de conmutacion lo que genera un alto movimiento vibratorio armonico para lo cual se implementaron dos filtros, tanto en la entrada como en la salida del CM para poder reducir asi los armonicos indeseados.

En la figura 2.1.1 podemos observar la estructura del filtro pasa bajas de segundo orden (RLC) para una sola fase, el cual tiene un componente resistivo para disminuir asi la ganancia a la frecuencia de resonancia.

## 2.2. Switch bidireccional

Este trabajo implementa transistores de tipo IGBT por la necesidad de transportar corrientes en ambas direcciones. una de las ventajas mas representativas de estos transistores es su capacidad de alta corriente y bajo voltaje de saturacion. La conexion implementada para este trabajo es en emisor comun, sin olvidar la conexion con puente de diodos y en colector comun.

En la grafica 2.2.1 observamos la estructura de conexion entre dos transistores IGBT'S en



**Figura 2.2.1:** Interruptor IGBT en emisor común.

emisor comun, de esta forma las perdidas con respecto a las otras dos conexiones es mucho menor por conducir la corriente entre dos dispositivos.

### 2.3. Aplicativos del CM

Este dispositivo se vuelve muy atractivo gracias a sus características operativas las cuales permiten aplicaciones en diversas lineas de la industria, a continuacion encontraremos distintas funciones como UPFC (Unified Power Flow Controller) [A. R. Marami Iranag and Babaei \(2010\)](#), STATCOM (Compensador estático síncrono) [Shadmand et al. \(2017\)](#), restaurador dinámico de voltaje (DVR) [Merchan et al. \(2015\)](#), dispositivo de enlace para DGs, controlador de motores de inducción, convertidor rectificador (CA/CD) [Singh et al. \(2017\)](#). El convertidor matricial puede usarse, entre otras aplicaciones, en la interconexión eléctrica de subsistemas eléctricos, en vehículos eléctricos basados en alternadores CA o híbridos, en vehículos de combate de tracción eléctrica, donde las baterías y/o condensadores sean un factor crítico, en sistemas de regulación hidroeléctricos, termoelectricos, y sobre todo en generadores eólicos, en los cuales es imprescindible entregar a la línea una señal de tensión, frecuencia y fase perfectamente estables, aunque se produzcan variaciones importantes en la salida entregada por el aero-generador [Nikkhajoee and Iravani \(2005\)](#).

## 2.4. Configuración del convertidor matricial

Este dispositivo convertidor se ha propuesto en dos topologías generales, según sea la matriz de conmutación, si esta es directa se le conoce como CMC “conventional matrixconverter”, pero si es la topología indirecta se le llama IMC “Indirect matrix converter”. Las configuraciones están compuestas por celdas de flujo bidireccional implementadas mediante arreglos de semiconductores, y tienen como propósito realizar la conversión (CA/CA) directamente.

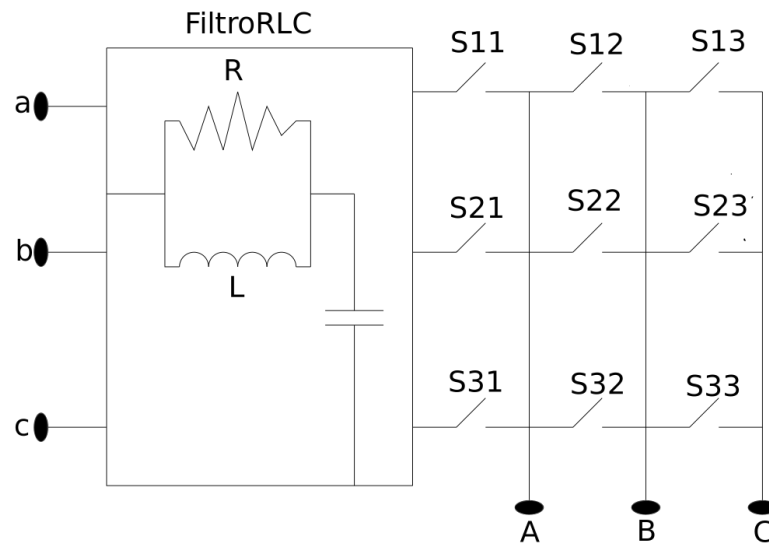
### 2.4.1. Convertidor directo CA/CA (CMC)

Este dispositivo se diseño para realizar la conversión CA/CA mediante una matriz de conversión directa, está compuesto por un arreglo de nueve polos de potencia de flujo bidireccional y basado en el principio de conmutación forzada así como se muestra en la figura 2.4.1, permitiendo así la conexión de cualquier fase de entrada (a,b,c), con cualquier fase de salida (A,B,C), la conmutación de los polos de potencia se considera forzada y se realiza a altas frecuencias.

El CMC permite una mayor densidad de potencia con respecto a la topología IMC, en lo que se refiere a la tensión, existe una limitante del 86.6% entre la relación de amplitud de la tensión de salida con respecto a la entrada. A pesar de las ventajas operativas que exhibe este convertidor, es un dispositivo poco atractivo para utilizarlo en aplicaciones industriales por requerimiento de elementos de protección y los esquemas complejos de conmutación para funcionar de forma adecuada. El factor de potencia es de las características operativas más importantes a la entrada del convertidor matricial, ya que su valor está cercano a la unidad que es lo que se requiere, este convertidor permite un reducido nivel de contenido armónico a bajas frecuencias en la corriente de entrada, así como un factor de potencia controlado de entrada, independiente de la salida.

### 2.4.2. Convertidor indirecto CA/CA (IMC)

Podemos encontrar la estructura electrónica del convertidor matricial en la figura 2.4.2, en la cual podemos observar que dicho dispositivo consta de dos etapas, la primera etapa funciona

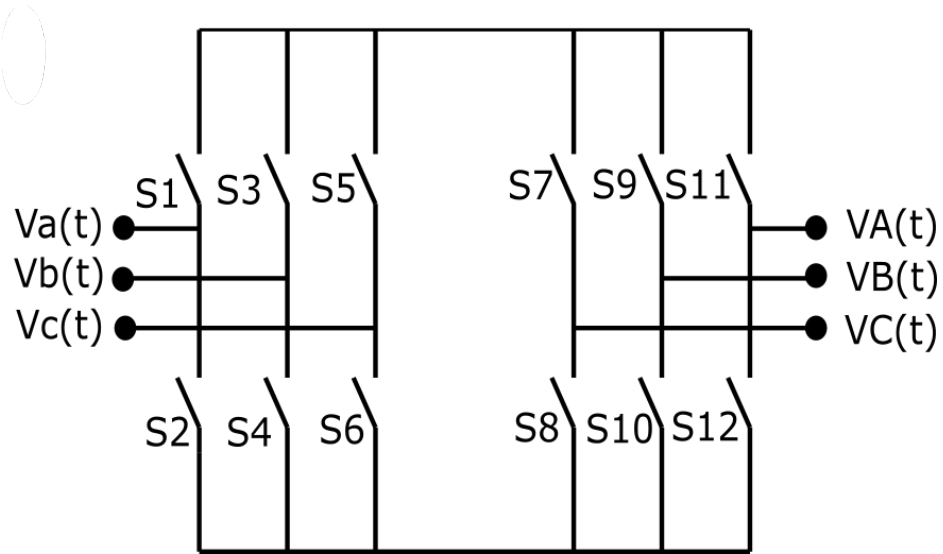


**Figura 2.4.1:** Configuración electrónica del convertidor matricial (CA/CA).

como un rectificador controlado. En la segunda etapa encontramos un inversor que nos permite aplicar estrategias convencionales de control; la ventaja del convertidor matricial indirecto es de no requerir un elemento almacenador de energía tanto en la entrada como en la salida.

Para su correcto funcionamiento se tienen que cumplir dos importantes condiciones operativas, en cada momento solo puede estar un interruptor encendido para las fases de salida cuidando así de cualquier cortocircuito, siempre tener activo una línea de salida para la corriente inductiva.

Se puede implementar un control de conmutación adecuado a la etapa de rectificación, para obtener corrientes de entrada con factor de potencia unitario. Este convertidor permite un reducido nivel de contenido armónico a bajas frecuencias en la corriente de entrada, así como un factor de potencia controlado de entrada, independiente de la salida. Una desventaja sería la simple conmutación de esta topología debido a sus dos etapas que se logra a expensas de más dispositivos de potencia, lo que resulta en un mayor esfuerzo de semiconductores y una eficiencia menor en comparación con el CMC.



**Figura 2.4.2:** Configuración del convertidor matricial indirecto (IMC).

## Capítulo 3

# Estrategia de conmutación DSVPWM para un CM 3x3

Las estrategias de modulación que se desarrollan en el espacio vectorial son más adecuadas y fáciles de implementar, si se tienen en cuenta condiciones desfavorables que puedan ocurrir con la fuente de alimentación, para esto escogeremos la estrategia de modulación DSVPWM (Direct Space Vector Pulse Width Modulation) la cual se basa en la teoría PWM para simplificar las corrientes de entrada y los voltajes de salida requeridos; sin olvidar la estrategia de modulación ISVPWM (Indirect Space Vector Pulse Width Modulation) la cual se basa también en la teoría PWM.

### 3.1. Diagrama de modulación directo 3x3 simulado

Para poder determinar las tensiones de fase a partir de las tensiones de línea aplicaremos las siguientes formulas 3.1.1

$$\begin{aligned}v_a(t) &= \frac{v_{ab}(t) - v_{ca}(t)}{3} \\v_b(t) &= \frac{v_{bc}(t) - v_{ab}(t)}{3} \\v_c(t) &= \frac{v_{ca}(t) - v_{bc}(t)}{3}\end{aligned}\tag{3.1.1}$$

Los resultados arrojados por dichas formulas se llaman "tensiones simples de entrada", con lo cual se procede a encontrar en que sector KI se ubica el vector  $\vec{I}_{in}(ref)$  mediante la

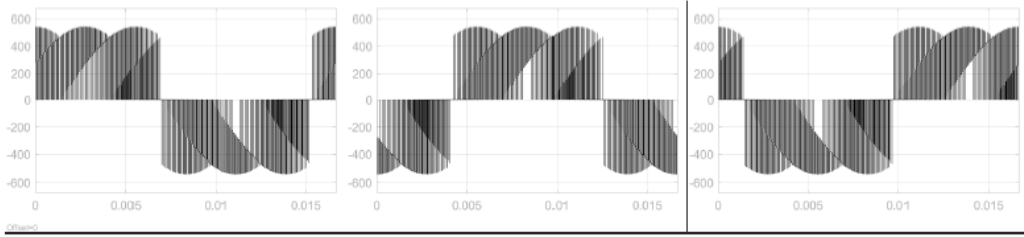
estrategia de comparación sencilla así como lo muestra la Ecuación 3.1.2. Aplicamos también los parámetros para poder simular el algoritmo DSVPM en matlab los cuales encontramos en la tabla 3.1.1.

$$\begin{aligned}
 & \text{if}(v_a(t) \geq 0 \ \&\& \ v_b(t) < 0 \ \&\& \ v_c(t) < 0) \ K_I = 1 \\
 & \text{if}(v_a(t) \geq 0 \ \&\& \ v_b(t) \geq 0 \ \&\& \ v_c(t) < 0) \ K_I = 2 \\
 & \text{if}(v_a(t) < 0 \ \&\& \ v_b(t) \geq 0 \ \&\& \ v_c(t) < 0) \ K_I = 3 \\
 & \text{if}(v_a(t) < 0 \ \&\& \ v_b(t) \geq 0 \ \&\& \ v_c(t) \geq 0) \ K_I = 4 \\
 & \text{if}(v_a(t) < 0 \ \&\& \ v_b(t) < 0 \ \&\& \ v_c(t) \geq 0) \ K_I = 5 \\
 & \text{if}(v_a(t) \geq 0 \ \&\& \ v_b(t) < 0 \ \&\& \ v_c(t) \geq 0) \ K_I = 6
 \end{aligned} \tag{3.1.2}$$

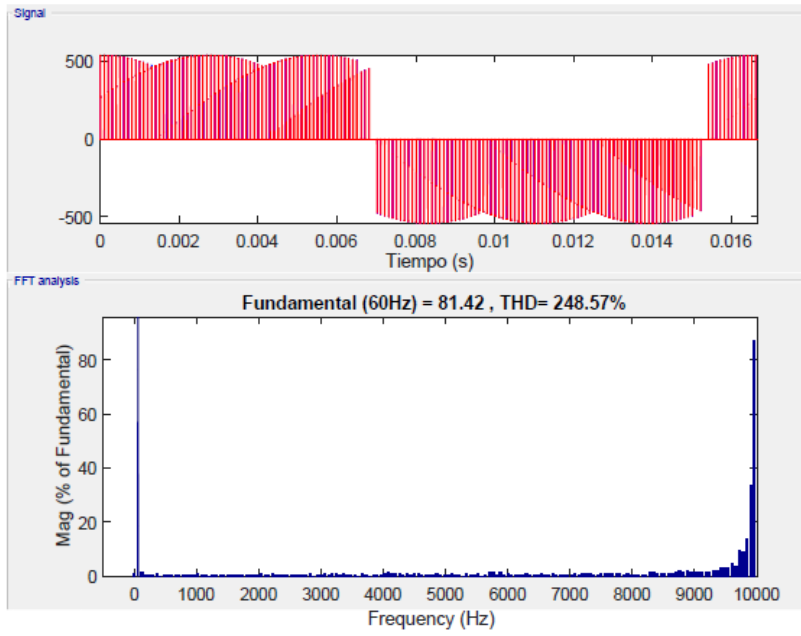
**Cuadro 3.1.1:** Parámetro de simulación del algoritmo DSVPM.

Parámetro	Valor	Descripción
$T_s$	$100\mu s$	Frecuencia de conmutación de (10KHz).
$V_{in}$	$\sqrt{2} \cdot 220$	Valor máximo de las tensiones de fase de entrada.
$f_{in}$	60Hz	Frecuencia de la señal de entrada.
$L$	5 mH	Carga inductiva conectada a los terminales del CM.
$R$	$10\Omega$	Componente resistivo conectado a los terminales del CM.

Véase los parámetros a continuación:  $\theta_{in} = 0$ ,  $q = 0.1$  y  $0.7$ , además la frecuencia de salida  $F_{out} = 60\text{Hz}$ . Se aplica la Transformada Rápida de Fourier (FFT) con el fin de analizar el contenido armónico total (THD). De esta manera podemos observar el contenido armónico siendo la amplitud de la tensión identificada con la variable "q" y operando el CM utilizando el algoritmo DSVPM, ver figuras 3.1.2 y 3.1.3.

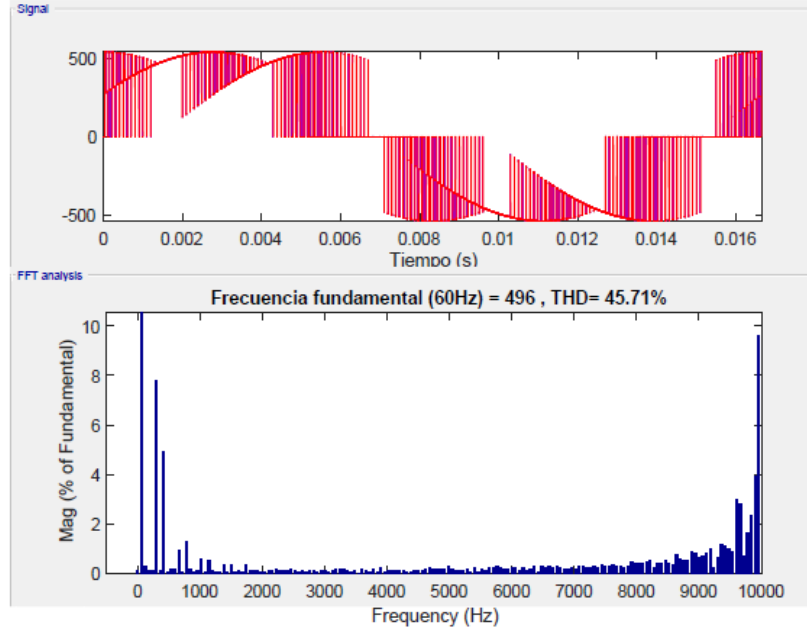


**Figura 3.1.1:** Tensiones de salida para  $q = 1/2$  y frecuencia de salida de 60 Hz.



**Figura 3.1.2:** Tensión de salida  $V_{AB}$  y FFT para  $q=0.1$ .





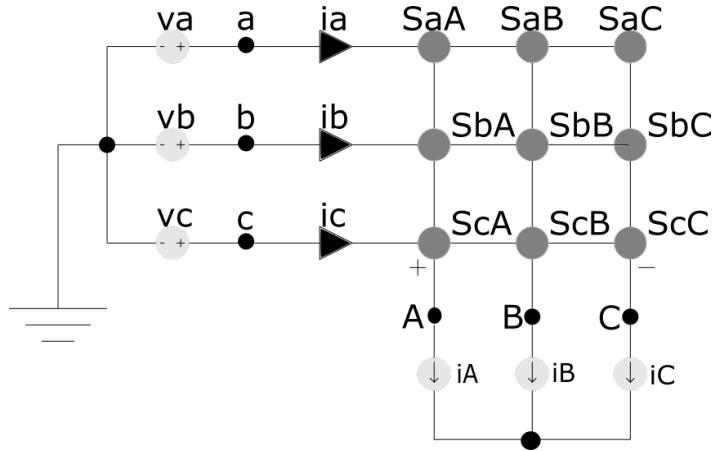
**Figura 3.1.3:** Tensión de salida  $V_{AB}$  y FFT para  $q=0.7$ .

### 3.2. Vectores de Conmutación para el convertidor matricial

Mediante la acción de los interruptores  $S_{ij}$  el convertidor matricial realiza la interconexión entre las señales de tensión de entrada  $v_a, v_b, v_c$  y las señales de tensión de salida  $v_A, v_B, v_C$ , sin olvidar la condición de  $S_{aj} + S_{bj} + S_{cj} = 1$ , para el correcto funcionamiento del convertidor matricial trifásico que aparece en la figura 3.2.1. Dicha condición significa que siempre debe estar cerrado solo un interruptor de cada columna para no desconectar ninguna de las tres fases de salida, así se evita cualquier aparición de sobrevoltaje en dichas salidas o corto circuito en alguna de las terminales de entrada del convertidor matricial.

Teniendo en cuenta condiciones ideales para la transformación vectorial, en la siguiente ecuación se supondrá tensiones de fase en las terminales de fase dadas :

$$\begin{aligned}
 v_a(t) &= V_{in} \sin(\omega t) \\
 v_b(t) &= V_{in} \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\
 v_c(t) &= V_{in} \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right)
 \end{aligned} \tag{3.2.1}$$



**Figura 3.2.1:** Configuración del convertidor matricial directo (CMC) 3x3.

Entonces se tiene que las tensiones entre líneas se describen así:

$$\begin{aligned}
 v_{ab}(t) &= \sqrt{3}V_{in} \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) \\
 v_{bc}(t) &= \sqrt{3}V_{in} \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) \\
 v_{ca}(t) &= \sqrt{3}V_{in} \sin\left(\omega t + \frac{5\pi}{6}\right)
 \end{aligned}
 \tag{3.2.2}$$

Si se aplica la transformación de Clarke (3.2.3), se obtendrá la representación en el espacio vectorial por fase de las señales de tensión.

$$\vec{v}_{ic}^* = T_c \begin{bmatrix} v_a(t) \\ v_b(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix}
 \tag{3.2.3}$$

Teniendo la magnitud de  $\vec{v}_{ic}^* = V_{in}$  con ángulo de fase  $\vec{v}_{ic}^* = \omega t - \frac{\pi}{2}$ , se obtendrá el ángulo de fase del vector  $\vec{v}_{ic}^*$ . Al implementar esto en cada señal de tensión entre línea del espacio vectorial resultará:

$$\vec{v}_{ic} = T_c \begin{bmatrix} v_{ab}(t) \\ v_{bc}(t) \\ v_{ca}(t) \end{bmatrix} \quad (3.2.4)$$

Siendo el ángulo de fase y la magnitud del vector  $\vec{v}_{ic}$  serán  $v_{ic} = \omega t - \frac{\pi}{3}$  y  $v_{ic} = \sqrt{3}V_{in}$  respectivamente, de esta manera las señales de entrada representan vectores con magnitudes constantes pero con ángulo de fase variable el cual depende de la frecuencia angular  $\omega$ . aplicando la ecuación (3.2.5) en las terminales de salida, se obtendrá el vector equivalente para las tensiones trifásicas entre líneas.

$$\vec{v}_{oc} = T_c \begin{bmatrix} v_{AB}(t) \\ v_{BC}(t) \\ v_{CA}(t) \end{bmatrix} \quad (3.2.5)$$

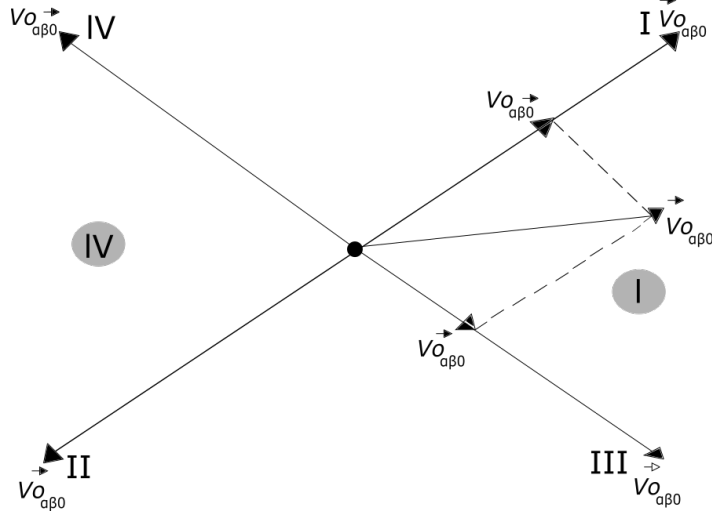
Con la siguiente ecuación se encuentra la magnitud del vector de corriente en los terminales de entrada:

$$\vec{i}_{ic} = T_c \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix} \quad (3.2.6)$$

Para cualquier caso se debe de seguir el procedimiento mostrado anteriormente; sin olvidar que los parámetros de los vectores de tensión y corriente dependerán de la configuración que se aplique a los interruptores que conforman al convertidor matricial.

### 3.2.1. Monitoreo de la tensión

Primero se tiene que descomponer el vector de referencia como se muestra en la figura 3.2.2, para poder generar la tensión de salida; obteniendo:



**Figura 3.2.2:** Monitoreo del vector de tensión de salida.

$$\begin{aligned}
 v_{oc}^{\vec{}} &= v_{oc}^{\vec{}} I m_I + v_{oc}^{\vec{}} II m_{II}, \\
 v_{oc}^{\vec{}} &= v_{oc}^{\vec{}} III m_{III} + v_{oc}^{\vec{}} IV m_{IV},
 \end{aligned}
 \tag{3.2.7}$$

donde las componentes del vector de referencia, que se proyecta sobre los vectores fijos adyacentes son:

$$\begin{aligned}
 v_{oc}^{\vec{}} &= \frac{2}{\sqrt{3}} |v_{oc}^{\vec{}}| \cos(v_{oc}^{\vec{}} - \frac{\pi}{3}) e^{i\frac{\pi}{6}}, \\
 v_{oc}^{\vec{}} &= \frac{2}{\sqrt{3}} |v_{oc}^{\vec{}}| \cos(v_{oc}^{\vec{}} + \frac{\pi}{3}) e^{-i\frac{\pi}{6}}.
 \end{aligned}
 \tag{3.2.8}$$

Los vectores fijos presentan una variación con el tiempo, la cual depende de la magnitud de fase utilizada como tensión de entrada, para obtener correctamente las tensiones de salida requeridas, se seleccionan como vectores fijos aquellos que posean la mayor magnitud. Así, se establece la selección de los vectores que generarán las componentes  $v_{oc}^{\vec{}} I$ ,  $v_{oc}^{\vec{}} II$ ,  $v_{oc}^{\vec{}} III$  y  $v_{oc}^{\vec{}} IV$  que dependerán del sector  $K_V$  donde se encuentre la señal  $v_{ic}^{\vec{*}}$ .

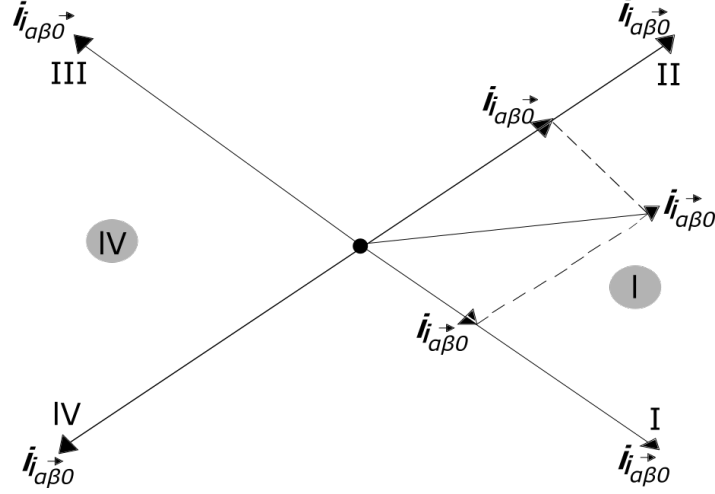


Figura 3.2.3: Monitoreo del vector de corriente de entrada.

### 3.2.2. Monitoreo de la corriente

El vector de la corriente de entrada también se proyecta sobre los vectores fijos adyacentes como se observa en la figura 3.2.3, de lo cual resulta las siguientes componentes del vector  $i_{ic}^{\vec{}}$ :

$$\begin{aligned} i_{ic}^{\vec{}} &= i_{ic}^{\vec{}} m_{II} + i_{ic}^{\vec{}} m_{IV}, \\ i_{ic}^{\vec{}} &= i_{ic}^{\vec{}} m_{I} + i_{ic}^{\vec{}} m_{III}, \end{aligned} \quad (3.2.9)$$

Al reescribir los componentes de los vectores de corriente se tiene:

$$\begin{aligned} i_{ic}^{\vec{}} &= \frac{2}{\sqrt{3}} |i_{ic}^{\vec{}}| \sin(i_{ic}^{\vec{}} + \frac{\pi}{3}) e^{i\frac{\pi}{6}}, \\ i_{ic}^{\vec{}} &= \frac{2}{\sqrt{3}} |i_{ic}^{\vec{}}| \sin(i_{ic}^{\vec{}} - \frac{\pi}{3}) e^{-i\frac{\pi}{6}}. \end{aligned} \quad (3.2.10)$$

Los vectores de corriente  $i_{ic}^{\vec{}} I$ ,  $i_{ic}^{\vec{}} II$ ,  $i_{ic}^{\vec{}} III$  y  $i_{ic}^{\vec{}} IV$  dependerán del sector  $K_I$  donde se encuentre el vector  $i_{ic}^{\vec{}}$ , tal como pasa en los vectores de tensión.

### 3.2.3. Cálculo de ciclos de servicio

Implementando el caso que se registra en la figura que define los ángulos  $\alpha$  y  $\beta$  3.2.4, en la cual el vector  $v_{ic}^*$  está ubicado en el primer sector generando un  $K_V = 1$ . Utilizando los estados  $E5$  y  $E9$  se genera  $v_{oc}^*$  y de igual forma se utilizará  $E4$  y  $E7$  para que generen  $v_{oc}^*$ . Para esto se aplican las siguientes formulas en un sistema trifásico equilibrado:

$$\begin{aligned} v_{ab} &= \frac{2}{3} |v_{ic}^*| \cos(v_{ic}^*), \\ v_{bc} &= \frac{2}{3} |v_{ic}^*| \cos(v_{ic}^* - \frac{2\pi}{3}), \\ v_{ca} &= \frac{2}{3} |v_{ic}^*| \cos(v_{ic}^* + \frac{2\pi}{3}), \end{aligned} \quad (3.2.11)$$

La cual es obtenido de (3.2.7) y (3.2.8):

$$\begin{aligned} |v_{ic}^*| \cos(v_{ic}^*) m_I - |v_{ic}^*| \cos(v_{ic}^* - \frac{4\pi}{3}) m_{II} &= |v_{oc}^*| \cos(v_{oc}^* - \frac{\pi}{3}), \\ |v_{ic}^*| \cos(v_{ic}^*) m_{III} - |v_{ic}^*| \cos(v_{ic}^* - \frac{4\pi}{3}) m_{IV} &= |v_{oc}^*| \cos(v_{oc}^* + \frac{\pi}{3}). \end{aligned} \quad (3.2.12)$$

De igual forma, aplicandolo para el caso  $K_I = 1$ , se obtiene:

$$\begin{aligned} \sqrt{3} i_a m_{II} - \sqrt{3} i_b m_{IV} &= \frac{2}{\sqrt{3}} |i_{ic}^*| \sin(\frac{\pi}{3} + i_{ic}^*), \\ \sqrt{3} i_a m_I - \sqrt{3} i_b m_{III} &= \frac{2}{\sqrt{3}} |i_{ic}^*| \sin(\frac{\pi}{3} - i_{ic}^*), \end{aligned} \quad (3.2.13)$$

De manera que al reescribir dichas ecuaciones resultará las siguientes formulas

$$\begin{aligned} m_{II} \sin(\frac{\pi}{3} - i_{ic}^*) - m_I \sin(\frac{\pi}{3} + i_{ic}^*) &= 0, \\ m_{IV} \sin(\frac{\pi}{3} - i_{ic}^*) - m_{III} \sin(\frac{\pi}{3} + i_{ic}^*) &= 0. \end{aligned} \quad (3.2.14)$$

Observando las ecuaciones (3.2.12) y (3.2.14) tenemos que los factores de servicio son la unica incognita por resolver, generando las siguientes ecuaciones al momento de despejar:

$$\begin{aligned}
m_I &= \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{|\vec{u}_{oc}|}{|\vec{u}_{ic}|} \frac{\cos(v_{oc} - \frac{\pi}{3}) \cos(\frac{\pi}{3} + i_{ic})}{\cos(\Theta)}, \\
m_{II} &= \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{|\vec{u}_{oc}|}{|\vec{u}_{ic}|} \frac{\cos(v_{oc} - \frac{\pi}{3}) \cos(\frac{\pi}{3} - i_{ic})}{\cos(\Theta)}, \\
m_{III} &= \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{|\vec{u}_{oc}|}{|\vec{u}_{ic}|} \frac{\cos(v_{oc} + \frac{\pi}{3}) \cos(\frac{\pi}{3} + i_{ic})}{\cos(\Theta)}, \\
m_{IV} &= \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{|\vec{u}_{oc}|}{|\vec{u}_{ic}|} \frac{\cos(v_{oc} + \frac{\pi}{3}) \cos(\frac{\pi}{3} - i_{ic})}{\cos(\Theta)},
\end{aligned} \tag{3.2.15}$$

Unicamente valido para los siguientes intervalos

$$\begin{aligned}
-\frac{\pi}{6} &\leq v_{oc} < \frac{\pi}{6}, \\
-\frac{\pi}{6} &\leq i_{ic} < \frac{\pi}{6}.
\end{aligned}$$

Sin olvidar que para asegurar la viabilidad de la estrategia de modulación, se tiene que cumplir:

$$m_I + m_{II} + m_{III} + m_{IV} \leq 1, \tag{3.2.16}$$

Reemplazando las ecuaciones definidas como (3.2.15), en (3.2.16) se obtiene la siguiente relación:

$$u_{oc} \leq \frac{\sqrt{3}}{2} u_{ic} \frac{\cos(\Theta)}{\cos(v_{oc}) \cos(i_{ic})}. \tag{3.2.17}$$

Para concluir lo anterior, los ciclos de servicio se pueden expresar con las siguientes ecuaciones

$$\begin{aligned}
m_I &= (-1)^{K_I+K_V} \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{v_{oc}^{\vec{}}}{v_{ic}^{\vec{}}} \cos(\alpha_{out} + \frac{\pi}{3}) \cos(\beta_{in} + \frac{\pi}{3}), \\
m_{II} &= (-1)^{K_I+K_V+1} \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{v_{oc}^{\vec{}}}{v_{ic}^{\vec{}}} \cos(\alpha_{out} - \frac{\pi}{3}) \cos(\beta_{in} + \frac{\pi}{3}), \\
m_{III} &= (-1)^{K_I+K_V+1} \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{v_{oc}^{\vec{}}}{v_{ic}^{\vec{}}} \cos(\alpha_{out} - \frac{\pi}{3}) \cos(\beta_{in} - \frac{\pi}{3}), \\
m_{IV} &= (-1)^{K_I+K_V+1} \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{v_{oc}^{\vec{}}}{v_{ic}^{\vec{}}} \cos(\alpha_{out} + \frac{\pi}{3}) \cos(\beta_{in} - \frac{\pi}{3}),
\end{aligned} \tag{3.2.18}$$

Operando dichas ecuaciones, se obtienen los cuadros 3.2.1 y 3.2.2 , los cuales sirven para determinar la secuencia de conmutación y los estados de la matriz de conversión.

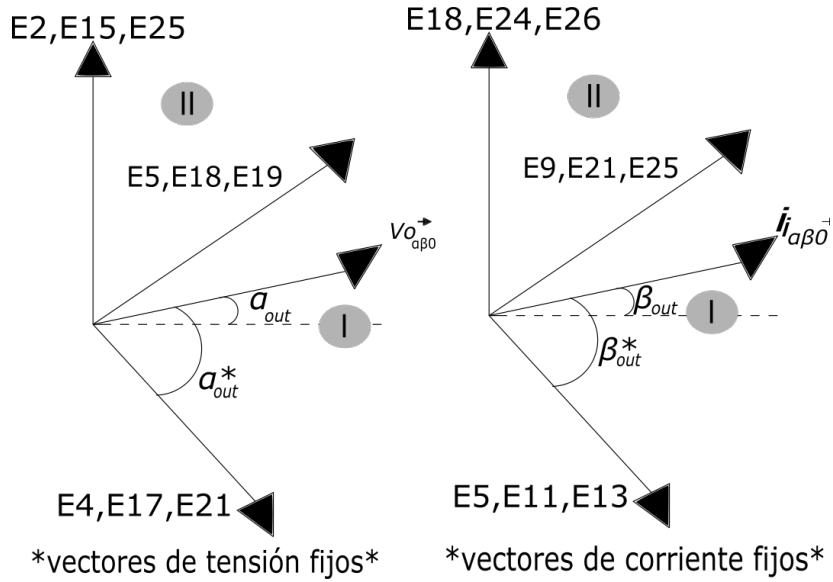
**Cuadro 3.2.1:** Cuadro 1 de conmutación DSVPWM.

		SECTOR V														
		I					II					III				
		$m_1$	$m_2$	$m_3$	$m_4$	$m_5$	$m_1$	$m_2$	$m_3$	$m_4$	$m_5$	$m_1$	$m_2$	$m_3$	$m_4$	$m_5$
SECTOR I	I	aba	abb	acc	aca	aaa	abb	aab	aac	acc	ccc	aab	bab	cac	aac	aaa
	II	aca	acc	bcc	bc	bbb	acc	aac	bbc	bcc	ccc	aac	cac	cbc	bbc	bbb
	III	bc	bcc	baa	bab	bbb	bcc	bbc	bba	baa	aaa	bbc	cbc	aba	bba	bbb
	IV	bab	baa	caa	cac	ccc	baa	bba	cca	caa	aaa	bba	aba	aca	cca	ccc
	V	cac	caa	cbb	cbc	ccc	caa	cca	ccb	cbb	bbb	cca	aca	bc	ccb	ccc
	VI	bc	cbb	abb	aba	aaa	cbb	ccb	aab	abb	bbb	ccb	bc	bab	aab	aaa

**Cuadro 3.2.2:** Cuadro 2 de conmutación DSVPWM.

		SECTOR V														
		IV					V					VI				
		$m_1$	$m_2$	$m_3$	$m_4$	$m_5$	$m_1$	$m_2$	$m_3$	$m_4$	$m_5$	$m_1$	$m_2$	$m_3$	$m_4$	$m_5$
SECTOR I	I	bab	baa	caa	cac	ccc	baa	bba	cca	caa	aaa	bba	aba	aca	cca	ccc
	II	cac	caa	cbb	cbc	ccc	caa	cca	ccb	cbb	bbb	cca	aca	cbc	ccb	ccc
	III	bc	cbb	abb	aba	aaa	cbb	ccb	aab	abb	bbb	ccb	bc	bab	aab	aaa
	IV	aba	abb	acc	aca	aaa	abb	aab	aac	acc	ccc	aab	bab	cac	aac	aaa
	V	aca	acc	bcc	bc	bbb	acc	aac	bbc	bcc	ccc	aac	cac	cbc	bbc	bbb
	VI	bc	bcc	baa	bab	bbb	bcc	bbc	bba	baa	aaa	bbc	cbc	aba	bba	bbb





**Figura 3.2.4:** Definición de ángulos  $\alpha$  y  $\beta$ .

Teniendo en cuenta que las tensiones de entrada en el convertidor matricial son de los valores mas importantes y sobresalientes, se tiene que, las tensiones  $v_1$  y  $v_2$  están dadas por el sector  $K_I$ , de acuerdo a lo indicado en la tabla 3.2.3.

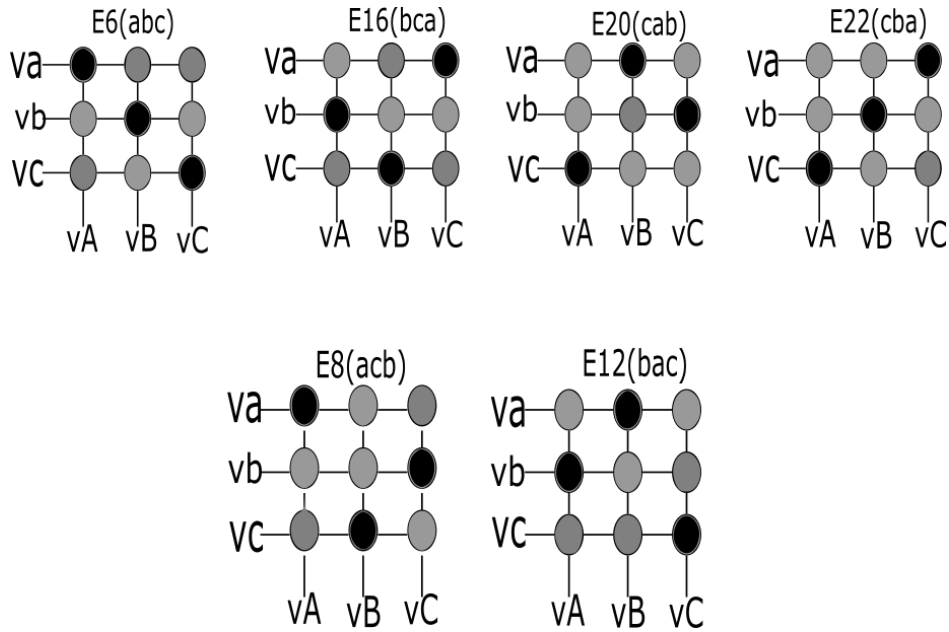
**Cuadro 3.2.3:** Tensiones para los ciclos de servicio.

Sector de Corriente $KI$	$v_1$	$v_2$
I o IV	$v_b$	$v_c$
II o V	$v_a$	$v_b$
III o VI	$v_c$	$v_a$

Apartir de lo anterior, podemos afirmar que, para tener un control de las tensiones de salida y las corrientes de entrada en el convertidor matricial debemos conocer el vector de referencia para las tensiones de salida requeridos, los valores instantaneos de las tensiones de fase en sus entradas, la magnitud y ángulo del vector de las tensiones de entrada; Se lograra solo si se implementa la estrategia de modulación DSVPMW tal como se describe en este texto.

### 3.2.4. Vectores móviles

En la gráfica 3.2.5, se muestra que la configuración de la matriz de conversión tiene solamente un interruptor cerrado por fila por lo cual seran los que se estudiará; Para este analisis se



**Figura 3.2.5:** Vectores móviles.

implementará el CM perteneciente a la figura 3.2.1 de donde se extraerá las señales de tensión entre líneas de las fases de entrada, resultando:

$$v_{AB}(t) = v_{ab}(t),$$

$$v_{BC}(t) = v_{bc}(t),$$

$$v_{CA}(t) = v_{ca}(t)$$

Junto con sus respectivas señales de corriente en la entrada del CM

$$i_a(t) = i_A(t),$$

$$i_b(t) = i_B(t),$$

$$i_c(t) = i_C(t).$$

Implementando dichas señales en el espacio vectorial, se obtiene el vector de corriente  $\vec{i}_{ic}$  y el vector de voltaje  $\vec{v}_{\delta c}$  de la siguiente manera

$$\vec{v}_{oc} = T_c \begin{bmatrix} v_{ab}(t) \\ v_{bc}(t) \\ v_{ca}(t) \end{bmatrix}$$

$$\vec{i}_{ic} = T_c \begin{bmatrix} i_A(t) \\ i_B(t) \\ i_C(t) \end{bmatrix}$$

Donde  $\vec{v}_{oc} = \sqrt{3}v_{ab}(t)$  con ángulo de fase  $\vec{v}_{oc} = \omega t - \frac{\pi}{3}$  por lo que no es posible para este tipo de configuración precisar los parámetros para los vectores de corriente porque dependerán únicamente de factores externos a la transformación. Estas seis configuraciones generan señales de tensión a la salida del CM representadas por vectores con ángulo de fase variable y magnitud constante proporcional una a la otra tal como se muestra en el cuadro 3.2.5; sin olvidar que solo se tiene en cuenta  $\omega t$  para determinar el sentido en el que girará el vector con respecto a las manecillas del reloj

**Cuadro 3.2.4:** Vectores Cero

Estado	$\vec{v}_{oc}$	$\vec{v}_{oc}$	$\vec{i}_{ic}$	$\vec{i}_{ic}$
aaa	0	0	0	0
bbb	0	0	0	0
ccc	0	0	0	0

**Cuadro 3.2.5:** Vectores Móviles

Estado	$\vec{v}_{oc}$	$\vec{v}_{oc}$
abc	$\sqrt{3}V_{in}$	$\omega t - \frac{\pi}{3}$
bca	$\sqrt{3}V_{in}$	$\omega t - \pi$
cab	$\sqrt{3}V_{in}$	$\omega t + \frac{\pi}{3}$
cba	$\sqrt{3}V_{in}$	$-\omega t$
acb	$\sqrt{3}V_{in}$	$\frac{2\pi}{3} - \omega t$
bac	$\sqrt{3}V_{in}$	$\frac{-2\pi}{3} - \omega t$

**Cuadro 3.2.6:** Vectores Fijos

Estado	$v_{oc}^{\rightarrow}$	$v_{oc}^{\rightarrow}$	$i_{ic}^{\rightarrow}$	$i_{ic}^{\rightarrow}$
aab	$\sqrt{3}v_{ab}(t)$	$\frac{\pi}{2}$	$\sqrt{3}i_C(t)$	$\frac{5\pi}{2}$
bbc	$\sqrt{3}v_{bc}(t)$	$\frac{\pi}{2}$	$\sqrt{3}i_C(t)$	$-\frac{\pi}{2}$
cca	$\sqrt{3}v_{ca}(t)$	$\frac{\pi}{2}$	$\sqrt{3}i_C(t)$	$\frac{\pi}{6}$
aac	$\sqrt{3}v_{ca}(t)$	$-\frac{\pi}{2}$	$\sqrt{3}i_C(t)$	$-\frac{5\pi}{6}$
bba	$\sqrt{3}v_{ab}(t)$	$-\frac{\pi}{2}$	$\sqrt{3}i_C(t)$	$-\frac{\pi}{6}$
ccb	$\sqrt{3}v_{bc}(t)$	$-\frac{\pi}{2}$	$\sqrt{3}i_C(t)$	$\frac{\pi}{2}$
aba	$\sqrt{3}v_{ab}(t)$	$-\frac{\pi}{6}$	$\sqrt{3}i_B(t)$	$\frac{5\pi}{6}$
bcb	$\sqrt{3}v_{bc}(t)$	$-\frac{\pi}{6}$	$\sqrt{3}i_B(t)$	$-\frac{\pi}{2}$
cac	$\sqrt{3}v_{ca}(t)$	$-\frac{\pi}{6}$	$\sqrt{3}i_B(t)$	$\frac{\pi}{6}$
aca	$\sqrt{3}v_{ca}(t)$	$\frac{5\pi}{6}$	$\sqrt{3}i_B(t)$	$-\frac{5\pi}{6}$
bab	$\sqrt{3}v_{ab}(t)$	$\frac{5\pi}{6}$	$\sqrt{3}i_B(t)$	$-\frac{\pi}{6}$
cbc	$\sqrt{3}v_{bc}(t)$	$\frac{5\pi}{6}$	$\sqrt{3}i_B(t)$	$\frac{\pi}{2}$
baa	$\sqrt{3}v_{ab}(t)$	$-\frac{5\pi}{6}$	$\sqrt{3}i_A(t)$	$\frac{5\pi}{6}$
cbb	$\sqrt{3}v_{bc}(t)$	$-\frac{5\pi}{6}$	$\sqrt{3}i_A(t)$	$-\frac{\pi}{2}$
acc	$\sqrt{3}v_{ca}(t)$	$-\frac{5\pi}{6}$	$\sqrt{3}i_A(t)$	$\frac{\pi}{6}$
caa	$\sqrt{3}v_{ca}(t)$	$\frac{5\pi}{6}$	$\sqrt{3}i_A(t)$	$-\frac{5\pi}{6}$
abb	$\sqrt{3}v_{ab}(t)$	$\frac{5\pi}{6}$	$\sqrt{3}i_A(t)$	$-\frac{\pi}{2}$
bcc	$\sqrt{3}v_{bc}(t)$	$\frac{5\pi}{6}$	$\sqrt{3}i_A(t)$	$\frac{\pi}{6}$

### 3.2.5. Vectores fijos

Para esta configuración de los interruptores, se implementará con dos interruptores activos por fila como se observa en la figura 3.2.6, dichas configuraciones suelen llamarse "seguras." vectores fijos. Para el estudio de este caso se tiene que en las entradas del convertidor matricial hay tensiones tales como:

$$\begin{aligned}
 v_{AB}(t) &= 0, \\
 v_{BC}(t) &= v_{ab}(t), \\
 v_{CA}(t) &= -v_{ab}(t),
 \end{aligned}$$

Igual que las corrientes de entrada

$$i_a(t) = i_A(t) + i_B(t) = -i_C(t)$$

$$i_b(t) = i_C(t)$$

$$i_c(t) = 0$$

Siendo representadas en el espacio vectorial, se obtienen las siguientes ecuaciones

$$\vec{v}_{oc} = T_c \begin{bmatrix} 0 \\ v_{ab}(t) \\ -v_{ab}(t) \end{bmatrix}$$

$$\vec{i}_{ic} = T_c \begin{bmatrix} -i_C(t) \\ i_C(t) \\ 0 \end{bmatrix}$$

Donde la magnitud y ángulo del vector de voltaje es  $v_{oc}^{\vec{}} = \sqrt{3}v_{ab}(t)$  y  $v_{oc}^{\vec{}} = \frac{\pi}{2}$ , mientras que la magnitud y ángulo del vector de corriente es  $i_{ic}^{\vec{}} = \sqrt{3}i_c(t)$  y  $i_{ic}^{\vec{}} = \frac{5\pi}{2}$ . Se les llama vectores fijos puesto que para las 18 configuraciones presentes en la figura 3.2.6 , se tienen magnitudes variables y ángulos de fase fijos en los voltajes de salida y corrientes de entrada del Convertidor matricial.

### 3.2.6. Vectores cero

Para este caso se analizará las configuraciones en la cual los tres interruptores de una misma fila se encuentren cerrados tal como se observa en la figura 3.2.7, tomando las magnitudes de las señales de tensión entre líneas en sus fases de salida del CM descrito por la figura 3.2.8 se tiene que:

$$v_{AB}(t) = 0,$$

$$v_{BC}(t) = 0,$$

$$v_{CA}(t) = 0,$$

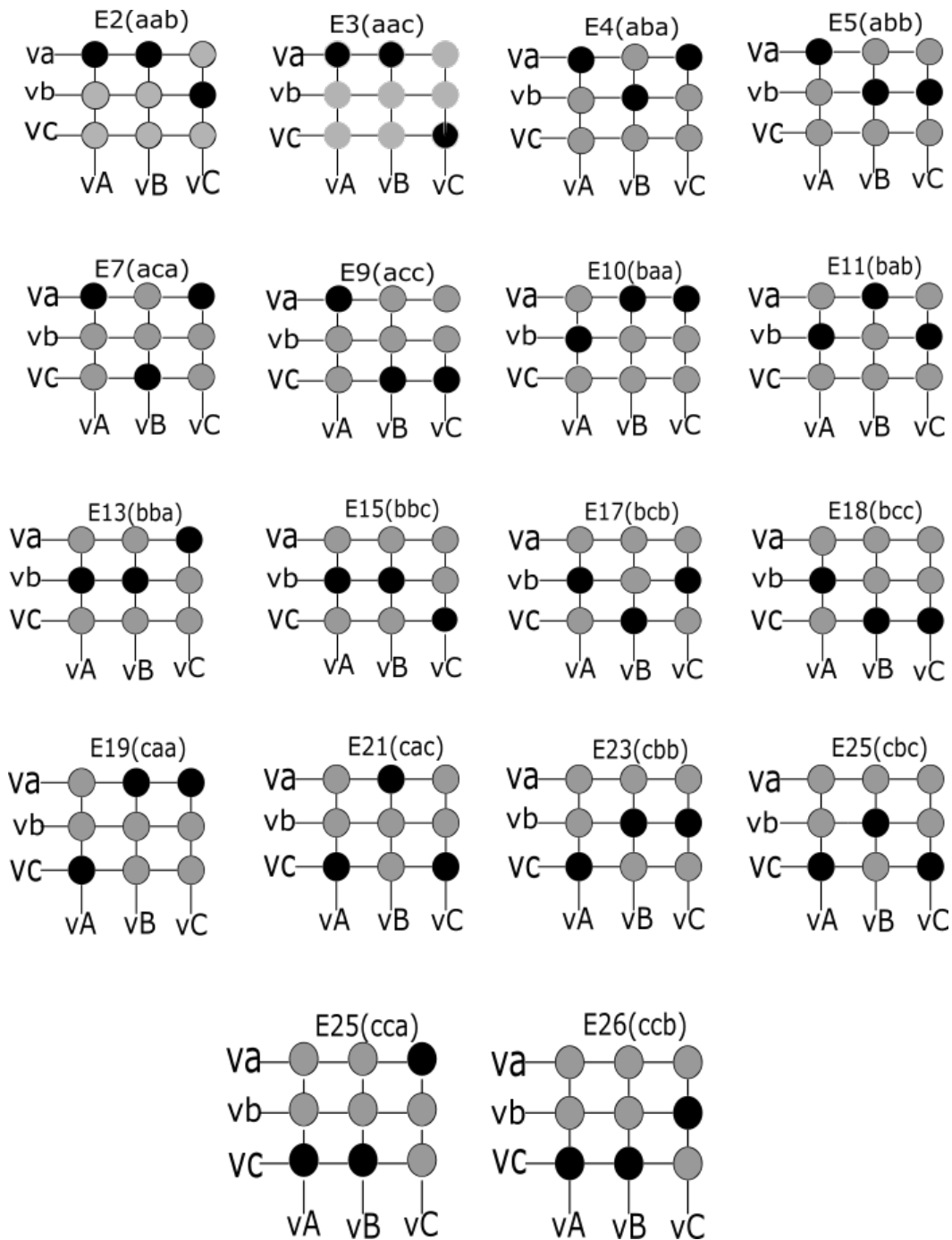
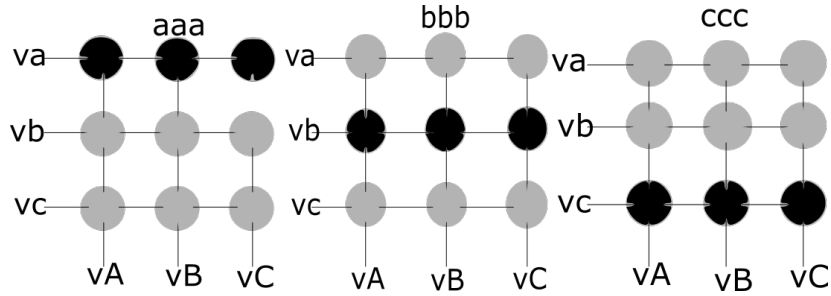


Figura 3.2.6: Vectores fijos.



**Figura 3.2.7:** Vectores cero.

Al igual que las señales de tensión de corriente

$$\begin{aligned}
 i_a(t) &= i_A(t) + i_B(t) + i_C(t) = 0, \\
 i_b(t) &= 0, \\
 i_c(t) &= 0,
 \end{aligned}$$

Tal como se hizo para los demás vectores en este punto, se representan en el espacio vectorial estas señales trifásicas para obtener el vector de voltaje y el vector de corriente, los cuales son:

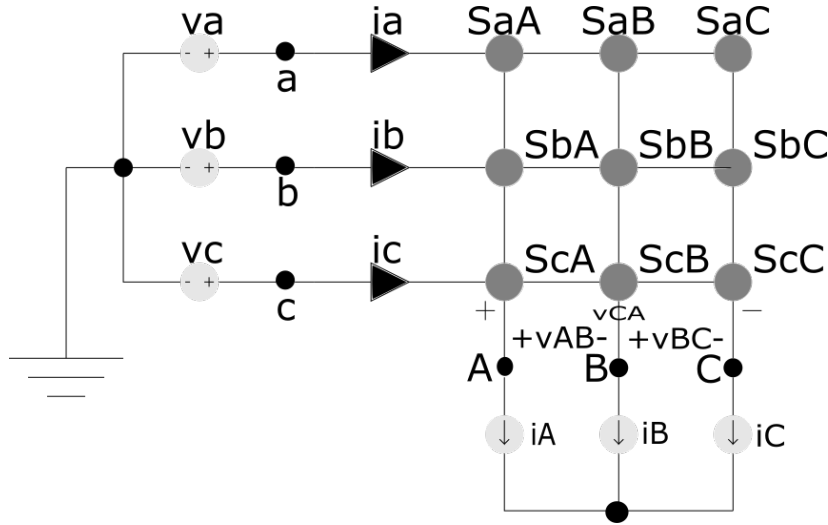
$$\vec{v}_{oc} = T_c \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$\vec{i}_{ic} = T_c \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

Donde el voltaje es  $\vec{v}_{oc} = 0$  con ángulo de fase  $\vec{v}_{oc} = 0$  y la corriente es  $\vec{i}_{ic} = 0$  con ángulo de fase  $\vec{i}_{ic} = 0$  tal como el ángulo de voltaje; Para culminar se puede decir que para este tipo de configuración resultaran vectores tanto de corriente como de voltaje iguales a cero.

### 3.2.7. Estrategia de control DSVPWM

Esta estrategia opera con señales en el marco de referencia  $\alpha\beta$  que se obtienen mediante la transformación de clarke, operando las señales de entrada y salida obtenidas del CM en el



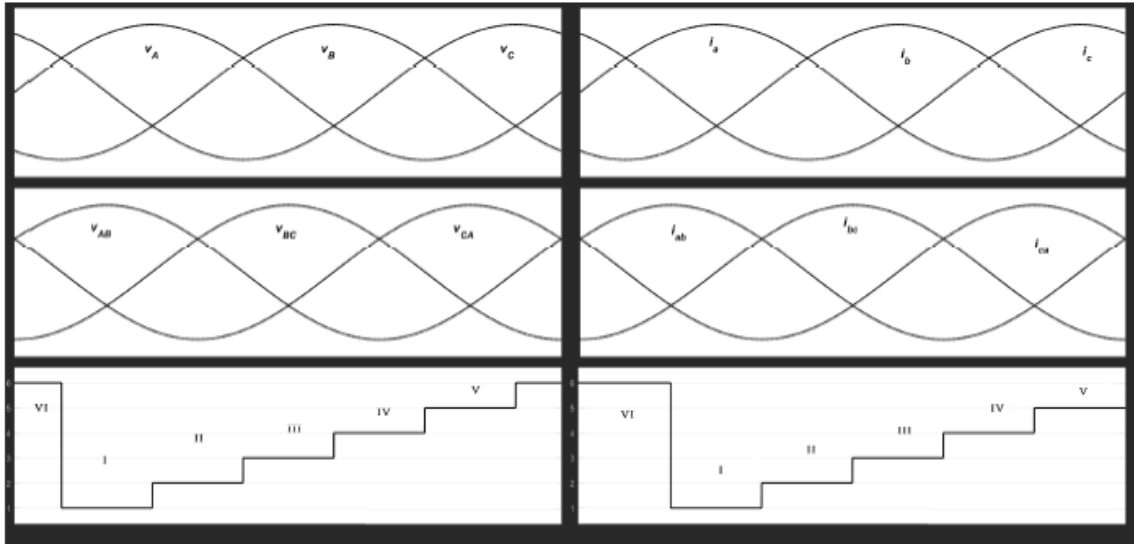
**Figura 3.2.8:** Convertidor matricial directo trifásico.

dominio del tiempo, se mapean al dominio complejo mediante dicha transformación. Con los vectores resultantes procedemos a determinar los valores de los ciclos de servicio para sintetizar las tensiones de salida requerida. En la figura 3.2.8 encontramos las señales involucradas en el desarrollo de la estrategia de modulación DSVPWM representadas mediante la transformación de clarke, resultando:

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} v_{ic}^* \end{bmatrix} &= T_c \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix}, \quad \begin{bmatrix} v_{ic} \end{bmatrix} = T_c \begin{bmatrix} v_{ab} \\ v_{bc} \\ v_{ca} \end{bmatrix}, \quad \begin{bmatrix} i_{ic} \end{bmatrix} = T_c \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}, \\
 \begin{bmatrix} v_{oc} \end{bmatrix} &= T_c \begin{bmatrix} v_{AB} \\ v_{BC} \\ v_{CA} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{oc} \end{bmatrix}, \quad = T_c \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{3.2.19}$$

El vector de las tensiones de salida o vector de referencia es sintetizado a partir de dos componentes resultantes de proyectar el vector de referencia sobre los vectores fijos adyacentes, estos se obtienen al aplicar uno de los 18 estados de conmutación a la matriz de conversión. Los 18 estados generados por los vectores fijos dividen el plano complejo en seis sectores tanto en las corrientes de entrada como en las tensiones de salida como se ilustra en las figuras 3.2.10 y 3.2.11. El sector en el que se encuentre el vector de las tensiones de referencia se nombra como  $KV$  y el sector en el que se encuentre el vector de las corrientes de entrada se llama

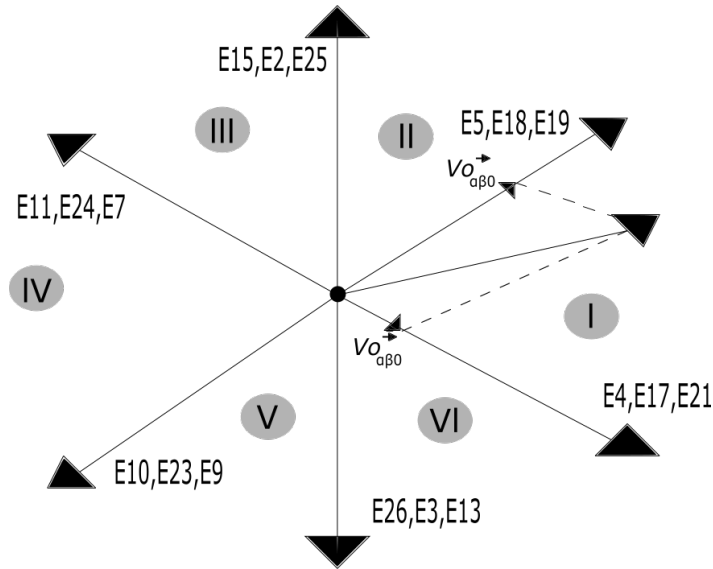




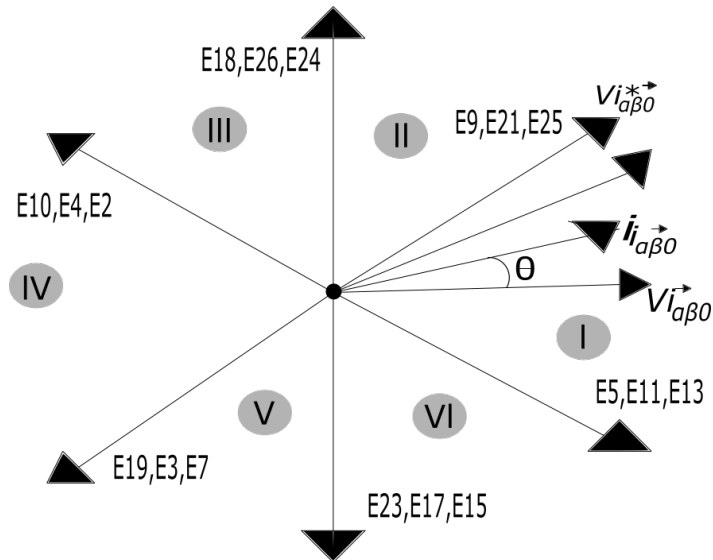
**Figura 3.2.9:** Representación de sectores  $K_V$  y  $K_I$ .

$K_I$ ; En la figura 3.2.9 se observa la representación en el dominio temporal de las tensiones  $K_V$  y  $K_I$ .

Para finalizar, teniendo la magnitud de ciclos de servicio adecuados podemos lograr tener un factor de potencia unitario sin importar las características de la carga conectada a las salidas del convertidor matricial, aparte de eso se obtienen otras características bastante atractivas como son el control de la amplitud y fase de la tensión de salida, generación de corrientes de entrada y tensiones de salida con bajo contenido armónico, Control del factor de potencia de entrada.



**Figura 3.2.10:** Representación de vectores fijos en el espacio complejo y sectores de voltaje KV.



**Figura 3.2.11:** Representación de vectores fijos en el espacio complejo y sectores de voltaje KI.

## Capítulo 4

# Resultados de simulaciones

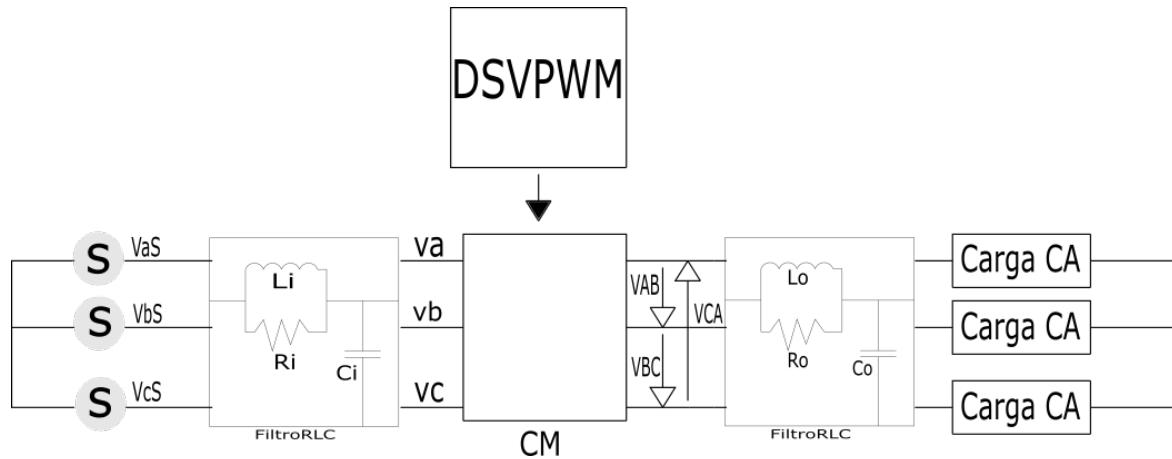
El objetivo de esta sección es realizar un análisis del convertidor matricial bajo diferentes condiciones operativas a las que se les denominará casos de estudio. Se realiza con el fin de establecer las ventajas operativas que se obtienen con la estrategia de control considerada. En la Figura 4.0.1 se observa un diagrama de bloques del sistema completo, que, junto con la cuadro 4.0.2 donde se muestran los parámetros del sistema bajo análisis, establecen las condiciones base utilizadas para la simulación. Para validar el comportamiento de las tensiones en las terminales de salida del CM, y aplicadas en la carga, se utilizará la norma IEEE STD 519 - 2014 [Institute of Electrical and Electronics Engineers \(1992\)](#) contenida en el cuadro 4.0.1.

**Cuadro 4.0.1:** Límites de distorsión de voltaje.

---

<b>Bus de voltaje V en PCC</b>	<b>Armónico Individual (%)</b>	<b>Distorsión total armónica THD (%)</b>
$V \leq 1,0\text{kV}$	5.0	8.0
$1,0\text{kV} < V \leq 69\text{kV}$	3.0	5.0
$69\text{kV} < V \leq 161\text{kV}$	1.5	2.5
$161\text{kV} < V$	1.0	1.5

---

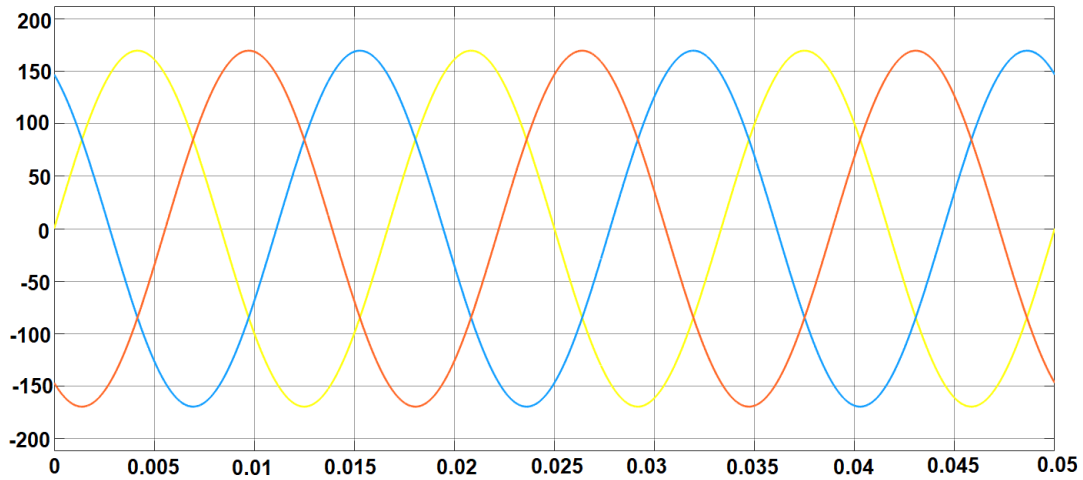


**Figura 4.0.1:** Diagrama de convertidor matricial convencional con carga CA.

**Cuadro 4.0.2:** Parámetros de operación del sistema.

Parámetros	Valor	Descripción
$T_s$	$100\mu s$	Frecuencia de conmutación de (10 KHz).
$V_{in}$	$\sqrt{2} \cdot 220$	Valor máximo de las tensiones de fase de entrada.
$f_{in}$	$60Hz$	Frecuencia de la señal de entrada.
$v_{out}$	$\sqrt{2} \cdot 220 \cdot q$	Tensión máxima de línea de referencia para cargas CA.
q	0.5	Relacion de la amplitud de la tensión
$R_i$	$3\Omega$	Resistencia para filtro pasabajos de entrada
$L_i$	$3mH$	Componente inductivo para filtro pasabajos de entrada.
$C_i$	$140\mu f$	Capacitancia para filtro pasabajos de entrada.
$R_o$	$3\Omega$	Resistencia para filtro pasabajos de salida.
$L_o$	$5mH$	Componente inductivo para filtro pasabajos de salida.
$C_o$	$170\mu f$	Resistencia para filtro pasabajos de salida.

Las formas de onda de las tensiones de línea que se consideran para todos los casos, se pueden observar en la Figura 4.0.2.



**Figura 4.0.2:** Tensiones de línea de referencia para la estrategia DSVPWM.

#### 4.1. Aplicación #1: Convertidor Matricial Con Carga de 100 ohmios

En el primer caso se analiza el sistema descrito por la figura 4.0.1, en donde las cargas conectadas están dadas por resistencias de 100 ohmios para cada uno de sus terminales. Los parámetros de simulación están contenidos en la tabla 4.0.2, además la figura 4.0.2 muestra las tensiones de referencia ingresados a la estrategia de modulación DSVPWM. Las figuras 4.2.1-4.1.2, nos describen la operación del convertidor matricial durante 5 ciclos. Además, la figura 4.1.2 describe las tensiones de salida en el caso que no se opera con el filtro RLC a la salida. Las figuras 4.1.1 y 4.1.4 describen el análisis de contenido armónico al utilizar y luego quitar el filtro RLC.

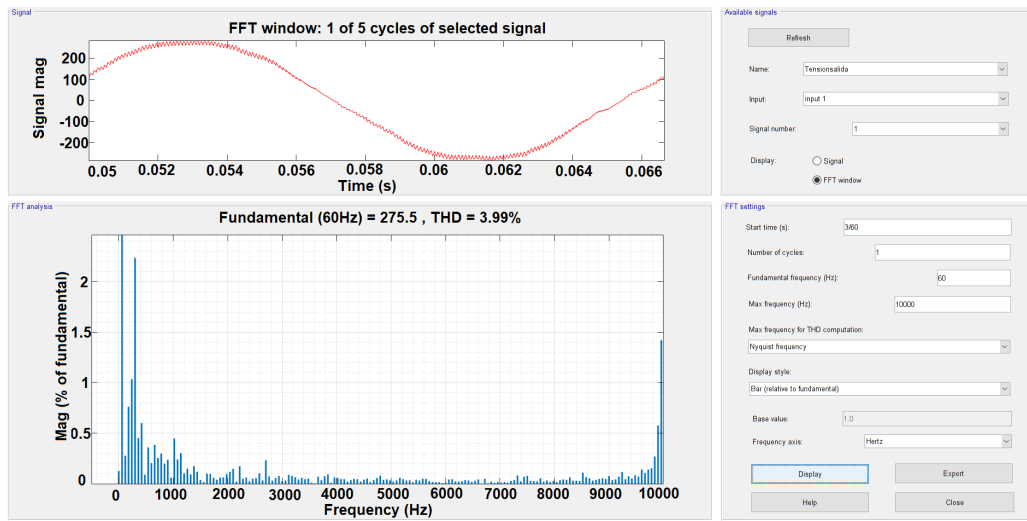


Figura 4.1.1: Medición tercer armónico con carga lineal de  $100\Omega$  y filtro RLC (THD=3.99%).

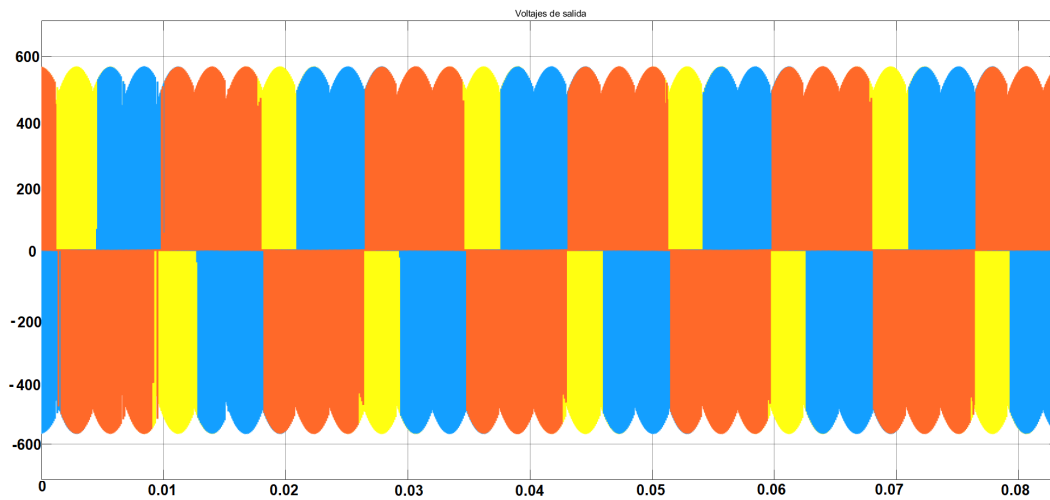
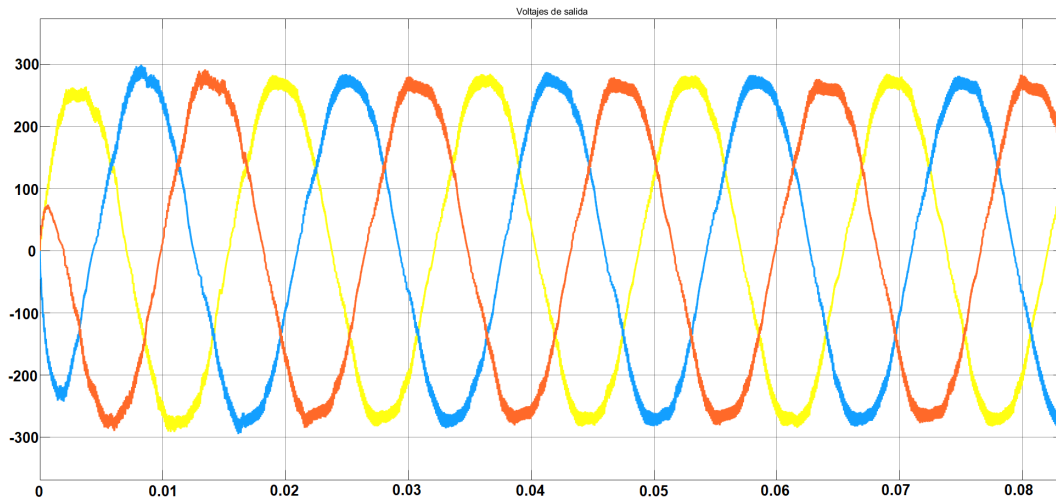
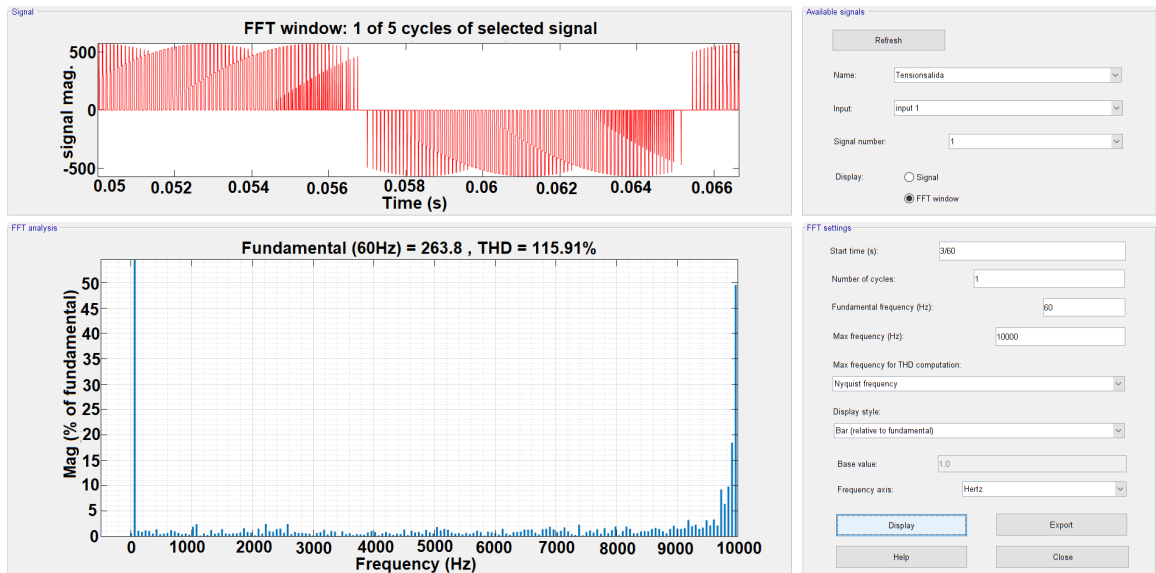


Figura 4.1.2: Sin filtro RLC en las tensiones de salida del CM.



**Figura 4.1.3:** Voltaje de salida con carga lineal de  $100\Omega$ , 5 ciclos con filtro RLC.



**Figura 4.1.4:** Medicion de tercer armónico sin filtro RLC y con carga lineal de  $100\Omega$  (THD=115.91 %).

## 4.2. Aplicación #2: Convertidor Matricial Sin Carga

Para este caso se analiza el sistema descrito por la figura 4.0.1, pero para este caso el convertidor no tiene conectada ninguna carga en sus terminales. Los parámetros de simulación están contenidos en la tabla 4.0.2, además la figura 4.0.2 muestra las tensiones de referencia

ingresados a la estrategia de modulación DSVPM. Se considera la operación del sistema sin la presencia de cargas en los terminales de salida del convertidor matricial. Para esto, se realiza la simulación del sistema sin control durante 5 ciclos de operación, generando la siguiente grafica 4.2.1. Mostrando el muestra el comportamiento de las tensiones entre líneas  $v_{AB}$ ,  $v_{BC}$  y  $v_{CA}$ . En la figura 4.2.2 se evalúa la distorsión armónica individual del armónico número 3 utilizando la herramienta "FFT Analysis" de Simulink.

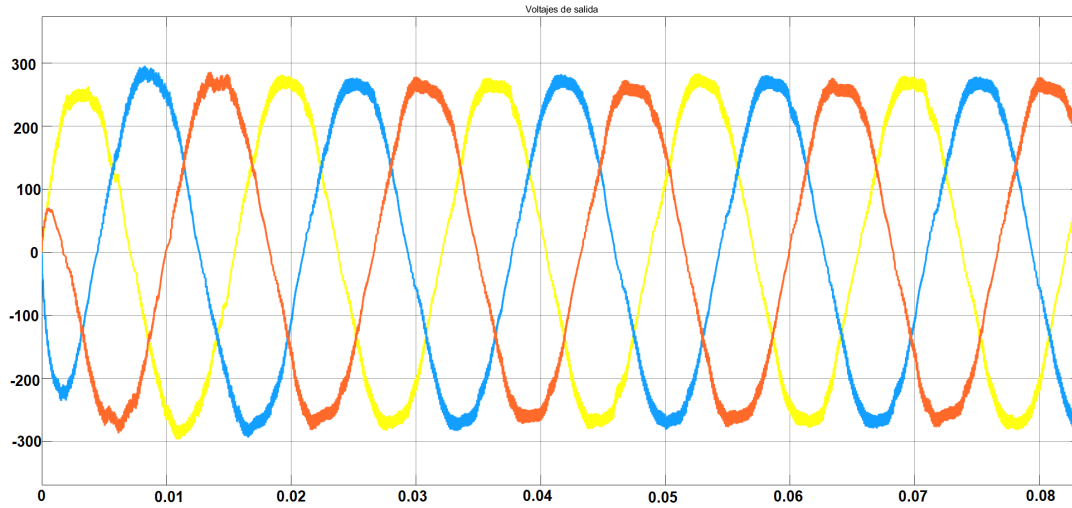


Figura 4.2.1: Voltage de salida sin carga con filtro RLC, 5 ciclos.

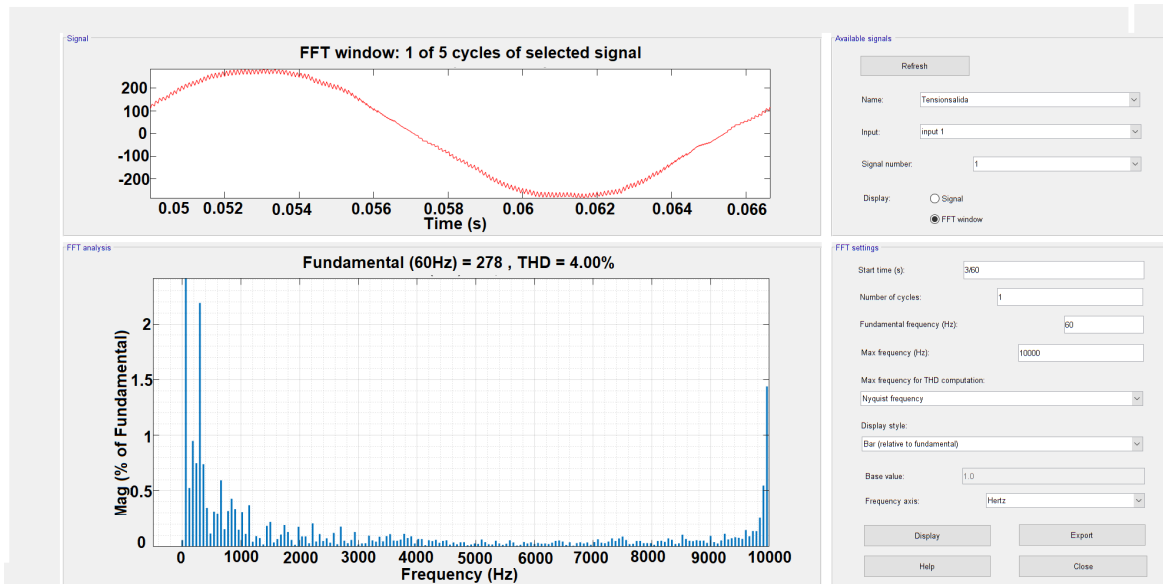
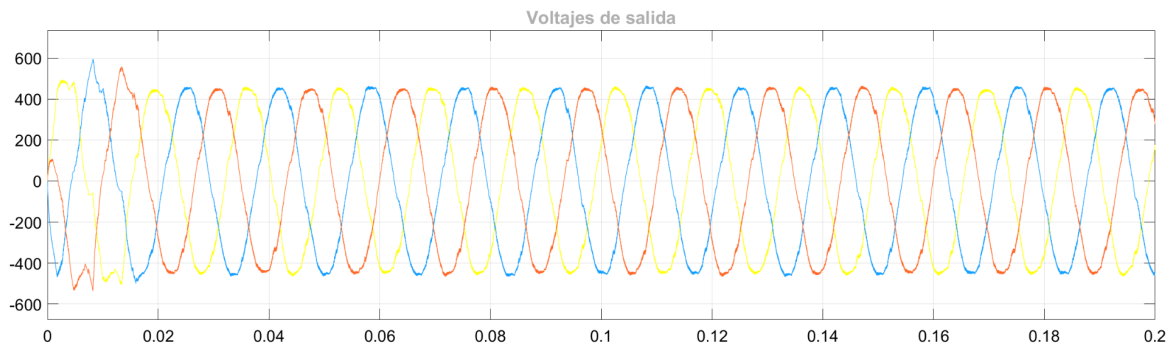


Figura 4.2.2: Medicion tercer armónico sin carga con filtro RLC (THD=4%).



### 4.3. Aplicación #3: Análisis de THD y tercer armónico para CM con carga de 1000 ohms

Al igual que en las aplicaciones anteriores, es utilizada la configuración descrita por por la figura 4.0.1. Los parámetros de simulación están contenidos en la tabla 4.0.2, además la figura 4.0.2 muestra las tensiones de referencia ingresados a la estrategia de modulación DSVPWM. Cada terminal tiene conectada una carga de 1000 ohms. La simulación del sistema tiene una duración de 12 ciclos de operación, generando la siguiente gráfica 4.3.1. Mostrando el muestra el comportamiento de las tensiones entre líneas  $v_{AB}$ ,  $v_{BC}$  y  $v_{CA}$ . En la figura 4.3.2 se evalúa la distorsión armónica individual del armónico número 3 y la distorsión armónica total (THD) en 4.3.3 utilizando la herramienta "FFT Analysis" de Simulink.



**Figura 4.3.1:** Voltajes de salida con carga de  $1000\Omega$  y filtro RLC.

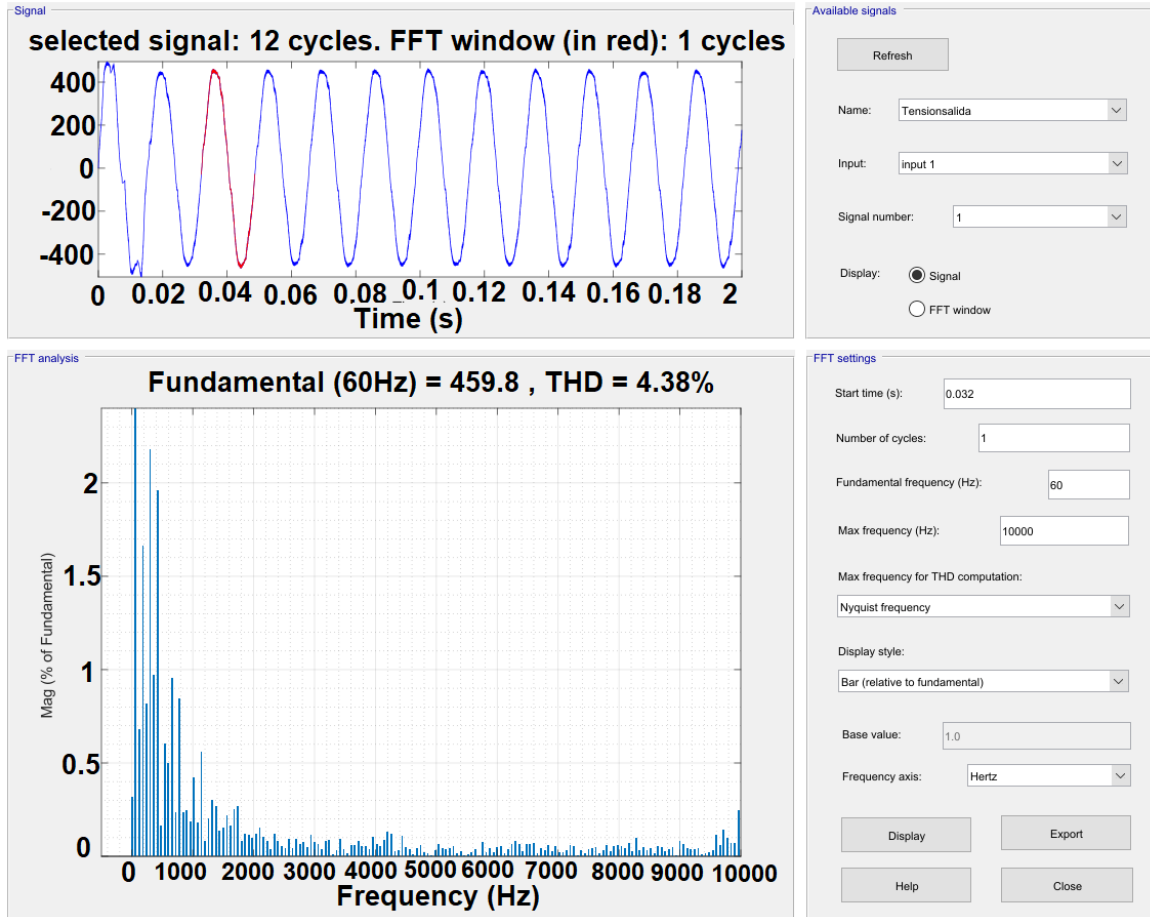


Figura 4.3.2: Medicion tercer armónico con carga de  $1000\Omega$  y filtro RLC (THD=4.38 %).

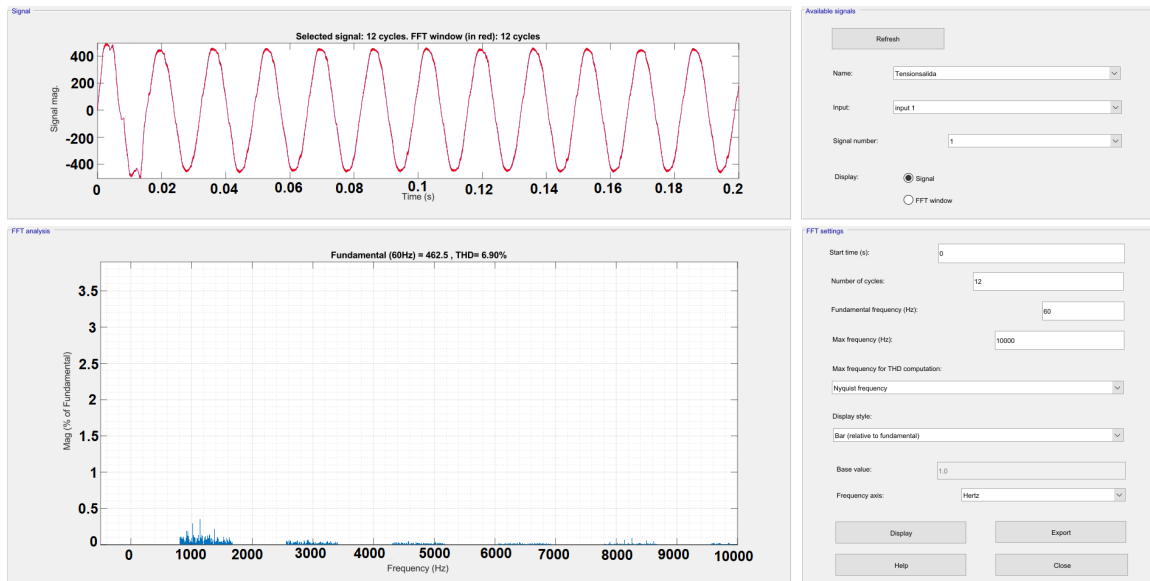
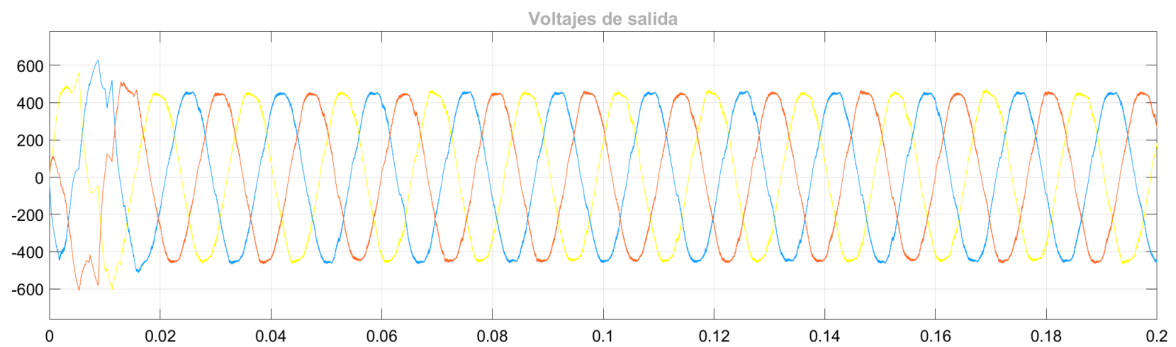


Figura 4.3.3: THD (6.90 %) con carga de  $1000\Omega$  y filtro RLC .

#### 4.4. Aplicación #4: Análisis de THD y tercer armónico para CM con carga de 10000 ohms

Finalmente, en la aplicación número 4, el valor de la carga es aumentada diez veces y con base en la figura 4.0.1 es realizada la simulación correspondiente. Los parámetros de simulación no cambian, ver cuadro 4.0.2, además la figura 4.0.2 muestra las tensiones de referencia ingresados a la estrategia de modulación DSVPM. Cada terminal tiene conectada una carga de 10000 ohms. La simulación del sistema tiene una duración de 12 ciclos de operación, la gráfica resultante puede verse en 4.4.1. Aquí se evidencia comportamiento de las tensiones entre líneas  $v_{AB}$ ,  $v_{BC}$  y  $v_{CA}$ . En la figura 4.4.2 se evalúa la distorsión armónica individual del armónico número 3, mientras que la distorsión armónica total (THD) es evaluada en la figura 4.4.3 utilizando la herramienta "FFT Analysis" de Simulink.



**Figura 4.4.1:** Voltajes de salida con carga de  $10000\Omega$  y filtro RLC.

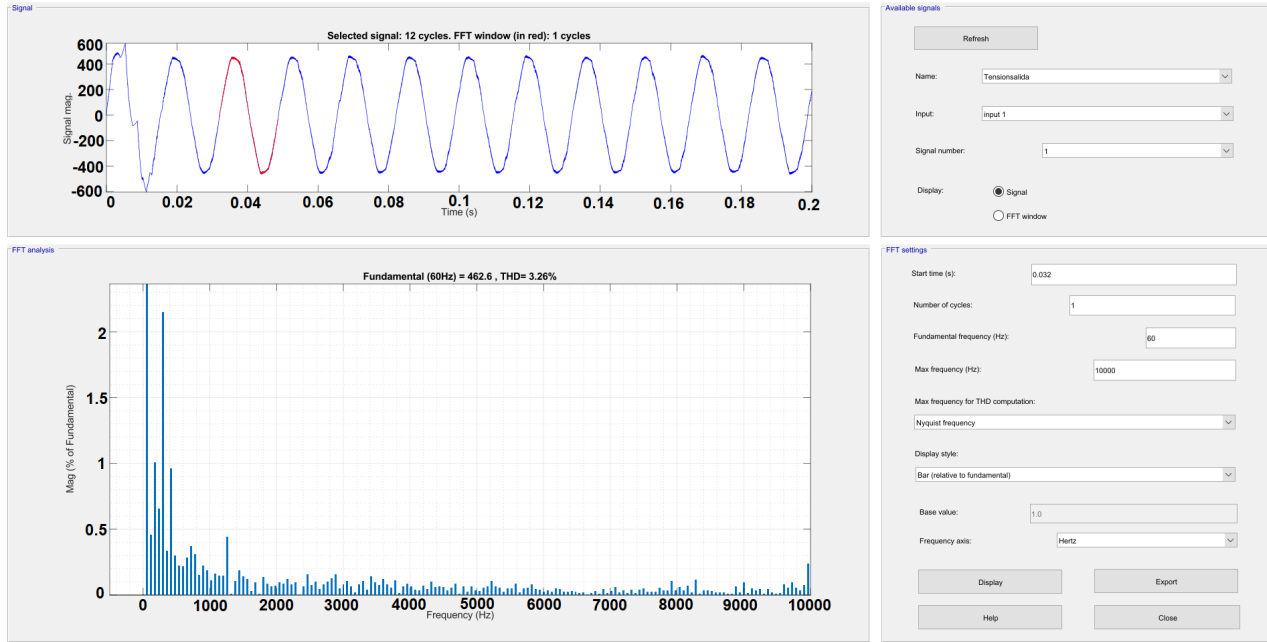


Figura 4.4.2: Medicion tercer armónico con carga de  $10000\Omega$  y filtro RLC (THD=3.26%) .

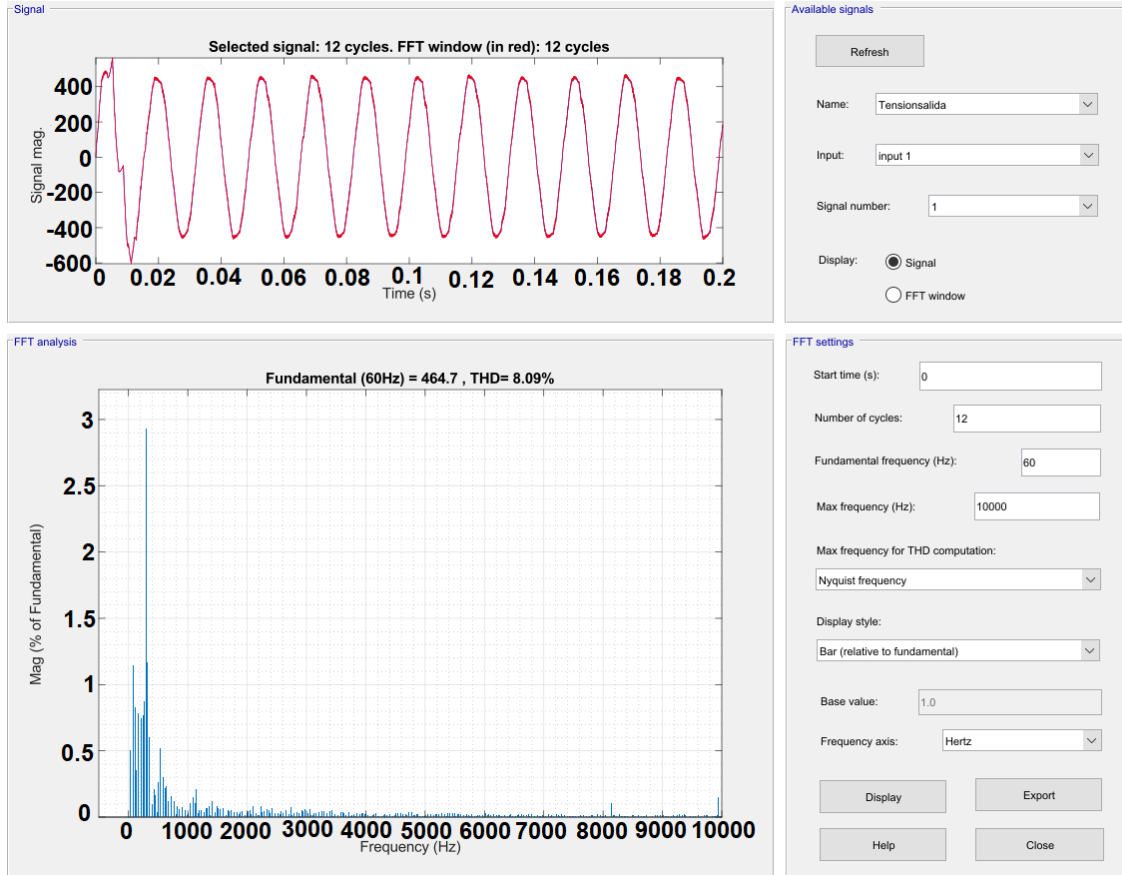


Figura 4.4.3: (THD=8.09 %) con carga de 10000Ω y filtro RLC.

# Capítulo 5

## Conclusiones

### 5.1. Conclusiones Generales

El convertidor matricial ofrece una gestión de calidad en el suministro de energía que resulta muy útil dado el aumento en el consumo de energía eléctrica que se ha presentado en la última década. Los dispositivos inteligentes tales como laptops, smartphones y dispositivos de domótica requieren una calidad de energía en el suministro para operar correctamente y así poder prolongar su vida útil. La principal ventaja que representa el convertidor matricial como dispositivo de enlace es que, gracias a la técnica DSVPWM es posible controlar el factor de potencia limitando la generación de contaminación hacia la red. En otras palabras, esta capacidad le permite operar como un filtro activo que limita la generación de potencia reactiva, por lo tanto la contaminación de la red es menor y su calidad no se ve afectada incluso en el caso de que las redes eléctricas sigan creciendo al adicionar más dispositivos como vehículos eléctricos u otras cargas de alto consumo.

### 5.2. Conclusiones Especificas

- La utilización de filtros analógicos de alta frecuencia es un factor clave para la calidad en el suministro de energía eléctrica con el convertidor matricial. Dado que la frecuencia de conmutación del convertidor para este proyecto estuvo dada por la frecuencia de 10Khz, la generación de ruido cercano a la frecuencia de conmutación es muy evidente y se hace necesario aplicar técnicas que mitiguen este ruido a través de filtros como los

de tipo RLC.

- La generación de componentes armónicos está relacionada por la frecuencia de conmutación de 10Khz, es decir que este ruido no afecta directamente a la componente fundamental que es 60 hz y podría filtrarse a través de un filtro paso bajo.
- El convertidor matricial es capaz de compensar los problemas de la red, solo si la amplitud de la tensión de salida no excede el 86.6 % de la tensión suministrada por la red.

### **5.3. Recomendaciones para futuras investigaciones**

- El contenido de armónicos individuales así como la medición de THD tomado en el suministro de tensiones de salida del convertidor matricial cumple en la mayoría de casos con los estandares dados por la norma (IEEE STD 519 - 2014), sin embargo es recomendado para futuros trabajos el implementar controladores basados en el controlador proporcional integral (PI) o equivalentes para optimizar los resultados en materia de calidad de energía.
- Es recomendado realizar una implementación física de este convertidor dado que sus cualidades se alinean el aprovechamiento de energía eléctrica generada basado en sistema de energías renovables.
- Dada la creciente demanda de vehículos impulsados por motores eléctricos, es recomendado realizar una investigación de viabilidad en la que el Convertidor Matricial pueda controlar el torque y la velocidad del sistema de propulsión de un vehículo eléctrico (reemplazando las transmisiones mecánicas convencionales).

# Bibliografía

- A. R. Marami Iranaq, M. T. H. and Babaei, E. (2010). Fig. 2. Matrix converter placed as UPFC in the system. In *Power Electronic & Drive Systems & Technologies Conference*.
- Herrero de Lucas, L. C. (2005). *14 Estudio y Simulación de Convertidores CA-CA directos 30 30 en Matriz de Conversión Controlados Mediante Sliding En Fuente de Corriente-Lucas Herrero de Lucas*. PhD thesis, Universidad de Valladolid.
- Institute of Electrical and Electronics Engineers, I. (1992). 6 IEEE-519-1992.
- Merchan, L. R., Lozano, J. M., Gallegos, J. A., Estrada, H. J., and Aviña, J. G. (2015). Diseño de Controlador para un Restaurador Dinámico de Voltaje basado en el Convertidor Matricial. *Congreso Nacional de Control Automático, AMCA 2015, Cuernavaca, Morelos, México*.
- Nikkhajoie, H. and Iravani, M. R. (2005). A Matrix Converter Based Micro-Turbine Distributed Generation System. *IEEE TRANSACTIONS ON POWER DELIVERY*, 20(3).
- Shadmand, M. B., Mosa, M., Balog, R. S., and Abu-Rub, H. (2017). Model predictive control of a capacitorless matrix converter-based STATCOM. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*.
- Singh, A. K., Jeyasankar, E., Das, P., and Kumar Panda, S. (2017). A Single-Stage Matrix-Based Isolated Three-Phase AC-DC Converter With Novel Current Commutation. *IEEE TRANSACTIONS ON TRANSPORTATION ELECTRIFICATION*, 3(4).