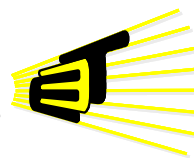


**CONTROL DE CONVERTIDORES MULTINIVEL CON CONDENSADORES
FLOTANTES: ANÁLISIS COMPARATIVO ENTRE DIFERENTES ESTRATEGIAS DE
MODULACIÓN.**

**Jose Luis López Prieto
Carlos Julio Cordero Moreno**



**ESCUELA DE INGENIERÍAS
ELÉCTRICA, ELECTRONICA
Y DE TELECOMUNICACIONES**



Universidad Industrial de Santander
Facultad de Ingenierías Físico- Mecánicas
Escuela de Ingenierías Eléctrica, Electrónica y Telecomunicaciones
Bucaramanga
2013

**CONTROL DE CONVERTIDORES MULTINIVEL CON CONDENSADORES
FLOTANTES: ANÁLISIS COMPARATIVO ENTRE DIFERENTES ESTRATEGIAS
DE MODULACIÓN.**

**Jose Luis López Prieto
Carlos Julio Cordero Moreno**

Trabajo de Grado para optar al título de Ingeniero Electricista

**Director
PhD. Johann Farith Petit Suárez**

**Codirector
MsC. María Alejandra Mantilla Villalobos**

Universidad Industrial de Santander
Facultad de Ingenierías Físico -Mecánicas
Escuela de Ingenierías Eléctrica, Electrónica y Telecomunicaciones
Bucaramanga
2013

AGRADECIMIENTOS

A nuestro director Johann Farith Petit Suárez y a la codirectora María Alejandra Mantilla Villalobos, por la confianza, interés, tiempo y dedicación otorgados para llevar a la exitosa culminación de este proyecto.

A mis compañeros y amigos de carrera quienes siempre estuvieron ahí brindándome su apoyo y colaboración.

A María Fernanda cuya compañía, cariño y apoyo incondicional han sido de gran valor durante esta última etapa de mi carrera.

A mi compañero de proyecto Carlos Julio, por su comprensión y apoyo para la realización de ésta tesis de grado. Así como a su mamá la señora Margarita, por acogerme en su hogar durante los días de trabajo.

A mi papá y su esposa por su colaboración y apoyo durante estos últimos años.

En especial a mi mamá y mis hermanas quienes han sido mi fuerza e inspiración durante toda mi vida.

Jose Luis López Prieto

AGRADECIMIENTOS

Agradezco a Dios por permitirme culminar este proyecto.

A nuestro director Johann Farith Petit Suárez y a la codirectora María Alejandra Mantilla Villalobos, por la confianza, interés, tiempo y dedicación otorgados para llevar a la exitosa culminación de este proyecto.

A mi compañero de trabajo Jose Luis López Prieto por su paciencia, comprensión y ayuda en el desarrollo de esta tesis.

En especial a mi familia por su cariño, comprensión, preocupación y apoyo incondicional durante esta etapa de mi vida.

Carlos Julio Cordero Moreno.

TABLA DE CONTENIDO

INTRODUCCIÓN	18
1. GENERALIDADES	19
1.1. Planteamiento del problema	19
1.2. Justificación	21
1.3. Objetivos.....	22
1.3.1. Objetivo general	22
1.3.2. Objetivos específicos	22
1.4. Alcance	22
1.5. Estado del arte de inversores multinivel	23
2. CONVERTIDORES Y ESTRATEGIAS DE CONTROL CONVENCIONALES	29
2.1. Inversor en medio puente monofásico	29
2.1.1. Modulación sinusoidal por ancho de pulso.....	30
2.1.2. Sobremodulación	35
2.2. Convertidor monofásico en puente completo.....	37
2.2.1. Funcionamiento bipolar	38
2.2.2. Funcionamiento unipolar	40
2.2.3. Sobremodulación	43
2.3. Inversor trifásico	43
2.3.1. Modulación PWM	44
2.3.2. PWM con muestreo regular.....	48
2.3.3. Sobremodulación	50
2.3.4. Inyección de tercer armónico a la referencia.....	51
2.3.5. Modulación SVM.	53
3. INVERSOR MULTINIVEL CON CONDENSADORES FLOTANTES (FC, Flying Capacitor)	61
3.1. Características generales	63
3.2. Principio de operación	65
4. ESTRATEGIAS DE MODULACIÓN MULTINIVEL	69
4.1. Modulación SPWM en convertidores multinivel	69
4.1.1. Técnica desplazamiento de fase (<i>Phase-Shifted PWM</i>)	70
4.1.2. Técnica Desplazamiento de Nivel (<i>Level-Shifted PWM</i>)	73

4.2. Modulación SVM.....	79
5. SIMULACIÓN Y RESULTADOS.....	88
5.1. Parámetros y criterios de simulación	88
5.2. Criterios de comparación	88
5.3. Esquemas de simulación	89
5.4. Simulación y análisis de resultados	91
6. OBSERVACIONES Y CONCLUSIONES.....	98
7. TRABAJOS FUTUROS	100
8. REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	101
ANEXO	104

LISTA DE FIGURAS.

Figura 1. Convertidor de cinco niveles.....	24
Figura 2 - Topologías de Convertidores Multinivel.	25
Figura 3. Convertidor trifásico FC de tres niveles.....	26
Figura 4. Clasificación básica de los métodos de modulación multinivel.	28
Figura 5. Inversor en medio puente.....	29
Figura 6. Señales de referencia y portadora junto con el tren de impulsos de uno de los interruptores	31
Figura 7. Tensión de salida del inversor.	33
Figura 8. Espectro armónico de v_{aN} con $m_a=0,8$ para distintos valores de m_f	34
Figura 9. Salida v_{aN} junto con su espectro para $m_a=1,4$ y $m_f=15$	36
Figura 10 - Zonas de operación de la modulación PWM.....	36
Figura 11. Señal de salida con modulación de onda cuadrada.....	37
Figura 12 - Convertidor monofásico en puente completo.....	38
Figura 13. Tensión de salida con Control Bipolar para $m_a= 0,8$ y $m_f=11$	39
Figura 14. Señales de referencia y señal portadora funcionamiento unipolar.	40
Figura 15. Tensión de salida y espectro armónico del Control Unipolar.	42
Figura 16 - Inversor trifásico en puente completo de dos niveles.	44
Figura 17. Señales referencia y portadora para la obtención de los pulsos de control de los interruptores.....	45
Figura 18. Tensiones de salida del inversor trifásico para $m_a=0,9$ y $m_f=21$	46
Figura 19. Espectro armónico de la tensión de salida de un inversor trifásico para $m_a=0,9$ y $m_f=21$	47
Figura 20. Muestreo regular para una portadora triangular.....	49
Figura 21. Espectro en frecuencia de v_{ab} para $m_a=0,9$ y $m_f=21$ con las referencias.	50
Figura 22 - Variación de V_{ab1} respecto de V_{CD} en función de m_a	51
Figura 23. Señales portador, referencia sin modificar, con la adición del tercer armónico y el tercer armónico inyectado $m_a=1,155$, $m_f=21$	52
Figura 24. Señal de salida y espectro armónico de la tensión v_{ab}	53
Figura 25 - Estados de conmutación.	55
Figura 26 - Diagrama vectores de conmutación.	57
Figura 27 - Secuencia de Conmutación para el primer sector.	58
Figura 28 - Tiempos de conmutación.	59
Figura 29. Señales de salida del convertidor trifásico para modulación SVPWM, $m_a=0,9$, 21 vectores por ciclo ($m_f=21$).....	60
Figura 30 - FC de tres niveles.....	61
Figura 31 - Celda imbricada de cuatro niveles.	62
Figura 32. Señales de salida del inversor de 3 niveles.	63
Figura 33. Estados de conmutación del inversor FC trinivel.	66
Figura 34. Referencia y portadoras par un inversor FC multinivel.	72
Figura 35. Generación y asignación de pulsos para los interruptores modulación PS-PWM.....	73
Figura 36. Posibilidades del método LS para una fase de un inversor de cinco niveles.	75
Figura 37. Espectro en frecuencia de la tensión de fase y Línea bajo el esquema PD, $m_a=1,0$ y $m_f=50$	76
Figura 38. Espectro en frecuencia de la tensión de fase y Línea bajo el esquema POD, $m_a=1,0$ y $m_f=50$	77
Figura 39. Generación y asignación de pulsos para los interruptores modulación LS-PWM	78
Figura 40. Vectores de conmutación	82
Figura 41. Proyección del vector referencia	83

Figura 42 - Secuencia de vectores	86
Figura 43 - Esquemas de simulación.....	90
Figura 44. Modulación PS-PWM ($m_a=1$).....	91
Figura 45. Modulación LS_PD-PWM ($m_a=1$).....	92
Figura 46. Modulación SVM ($m_a=1$).....	92
Figura 47. PS_3er ($m_a=1, 15$).....	95
Figura 48. PD_3er ($m_a=1, 15$).....	95
Figura 49. Modulación SVM ($m_a=1, 15$).....	96
Figura 50. Circuito de control y potencia para los métodos SPWM	105
Figura 51. Circuito de control y potencia para el método SVM	106

LISTA DE TABLAS.

Tabla 1. Combinaciones de los interruptores y su respectivo valor de tensión.....	41
Tabla 2. Magnitud y Posición de los Vectores de conmutación.	56
Tabla 3. Estados de conmutación del FC y variación de la carga.....	67
Tabla 4. Estados de conmutación.....	80
Tabla 5. Ciclo de trabajo sector 1	85
Tabla 6. Secuencia tipo P o N sector 1.....	87
Tabla 7. Parámetros de la simulación.....	88
Tabla 8. THD y Erms; $m_{\theta}=1$	93
Tabla 9. THD y Erms; $m_{\theta}=1,15$	96

RESUMEN

TÍTULO: CONTROL DE CONVERTIDORES MULTINIVEL CON CONDENSADORES FLOTANTES: ANÁLISIS COMPARATIVO ENTRE DIFERENTES ESTRATEGIAS DE MODULACIÓN*.

AUTORES: Jose Luis López Prieto**
Carlos Julio Cordero Moreno**

PALABRAS CLAVE: Convertidor multinivel, modulación, modulación por desplazamiento de fase, modulación por desplazamiento de nivel, modulación vectorial.

Los convertidores multinivel se presentan como una buena alternativa para aplicaciones de media y alta potencia, debido a su bajo contenido armónico en la salida junto a las mínimas pérdidas por conmutación que se pueden lograr. El control de estos convertidores se hace partiendo de las técnicas de modulación propuestas para las topologías convencionales, pues la extensión de dichas estrategias sumada a modificaciones adecuadas, permiten el funcionamiento óptimo del convertidor. A lo anterior es importante agregar el análisis de la topología a utilizar, sus principales características y problemas asociados a su estructura, logrando así una relación Control-Topología dirigida al buen desempeño bajo cualquier condición de trabajo.

En este proyecto se presenta un análisis comparativo entre las estrategias de modulación PWM (*Pulse Width Modulation*) con desplazamiento de nivel (LS-PWM), PWM con desplazamiento de fase (PS-PWM), y otra basada en modulación vectorial (SVM), para un convertidor con condensadores flotantes de tres niveles, con el fin de observar el funcionamiento del convertidor respecto a cada técnica. Además se realizan simulaciones en PSIM donde se muestran la tensión de línea de salida, su espectro armónico, corriente de fase y balance en la tensión de los condensadores flotantes con cada estrategia de modulación mencionada. Estas simulaciones permiten comparar las técnicas de control a partir de dos criterios, distorsión armónica total y error medio cuadrático.

* Trabajo de Grado

** Facultad de Ingenierías Fisicomecánicas. Escuela de Ingenierías Eléctrica, Electrónica y de Telecomunicaciones. Dir. Johann Farith Petit Suárez. Codir. María Alejandra Mantilla Villalobos.

ABSTRACT

TITLE: CONTROL OF FLYING CAPACITORS MULTILEVEL CONVERTERS: COMPARATIVE ANALYSIS BETWEEN DIFFERENT MODULATION STRATEGIES*.

AUTHORS: Jose Luis López Prieto**
Carlos Julio Cordero Moreno**

KEY WORDS: Multilevel converter, modulation, phase-shifted modulation, level-shifted modulation, space vector modulation.

Multilevel Converters are a good choice to medium and high power applications due to both the low harmonic distortion in its output signals and the minimum commutation losses. The multilevel converter control is performed by the extension of modulation techniques used for conventional topologies since this extension and the appropriate modifications allow the optimum performance of the converter. In addition it's very important to consider the analysis of the topology, its main characteristics and issues associated to its structure, in order to find a suitable relation between Control –Topology that appropriately operates under any work condition.

This project presents a comparative analysis between three techniques: Level- shifted PWM (LS-PWM), Phase-shifted PWM (PS-PWM) and space vector modulation (SVM) for a three level flying-capacitor converter in order to analyze the operation of the converter for each technique. Likewise, simulations were carried out in PSIM and results of output line voltages, voltage harmonic spectrum, phase currents and floating capacitors voltages are shown for each modulation strategy. The performance of the control techniques is compared based on the total voltage harmonic distortion and the mean square error.

* Degree Project.

** Physicmechanics engineering faculty. Electric, Electronic and Telecommunications Engineering School. Dir. Johann Farith Petit Suárez. Codir. María Alejandra Mantilla Villalobos.

INTRODUCCIÓN

Durante los últimos años, los convertidores multinivel se han convertido en una opción para la conversión de energía en el rango de media-alta potencia, desde el punto de vista técnico y económico. En este sentido, dos factores se muestran claves en el desarrollo de los mismos, por un lado el progreso de la tecnología de materiales y dispositivos semiconductores y por el otro la evolución en los procesadores digitales de señal [1]. Esto sumado a las diversas ventajas que presentan, ha llevado a que las aplicaciones sean cada vez más variadas, desde la generación, el control de motores y su uso en redes eléctricas inteligentes.

Junto con la evolución de las topologías de convertidores multinivel, se han desarrollado una gran cantidad de algoritmos de modulación cada uno con sus ventajas y desventajas correspondientes. La aplicación de uno u otro algoritmo depende tanto de la aplicación, así como de la topología para la cual será utilizado [2]. En este trabajo se realizará la simulación y respectivo análisis de algunos métodos de modulación aplicados a la topología de convertidores multinivel con condensadores flotantes, con el fin de determinar cuál de ellos presenta mejores características de funcionamiento en esa topología.

1. GENERALIDADES

1.1. Planteamiento del problema

Los convertidores tradicionales han sido una herramienta de gran utilidad en las diferentes aplicaciones que requieren la conversión de corriente directa a corriente alterna. Sin embargo, su uso se ve restringido en aplicaciones de media/alta tensión y potencia, debido no solo al máximo nivel de tensión y la máxima potencia que soportan los dispositivos semiconductores existentes actualmente en el mercado, sino también a que poseen tan solo dos niveles de tensión, por lo cual son necesarias altas frecuencias de conmutación para conseguir una forma de onda cercana a la sinusoidal. Como consecuencia, las ondas de salida de tensión y de corriente presentan un gran contenido armónico y se presentan unas relativamente altas pérdidas por conmutación en los dispositivos semiconductores de potencia [3]. Además al ser utilizados en aplicaciones como el control de motores mediante convertidores estáticos, se producen fallas en los aislamientos de los motores así como deterioro de los mismos causado por corrientes circulantes, sobretensiones y descargas por efecto corona producidos por los cambios bruscos de tensión (dv/dt) [4].

Ante esta problemática y tomando en cuenta la actual tecnología de semiconductores, los convertidores multinivel se presentan como una solución viable para altos niveles de tensión, pues entre algunas de sus ventajas se encuentran: la capacidad de incrementar la tensión de salida aumentando el rendimiento del convertidor [5], la reducción del contenido armónico de la onda de tensión y corriente, esto utilizando una frecuencia de conmutación inferior a la de los convertidores convencionales, lo cual da la posibilidad de poder trabajar con semiconductores de menor velocidad, generando menos pérdidas por conmutación y haciendo más eficiente el convertidor [4]. Además, la tensión soportada por los dispositivos semiconductores de potencia es baja, reduciendo

así posibles daños en los mismos [6]. Ésto se da no solo gracias a su configuración, sino también a los métodos de modulación aplicados para su control [2]. Así pues, una parte de vital importancia en los convertidores multinivel (MC, *Multilevel Converter*) es el control de la secuencia de conmutación para seguir una referencia, y el control en el balance de tensiones en los condensadores del lado de continua [6]. En las últimas décadas las estrategias de control han atraído especial atención por parte de los investigadores, pues la aparente complejidad de extender las técnicas convencionales de modulación al caso multinivel y la posibilidad de tomar ventaja de los grados extra de libertad que brindan los estados de conmutación adicionales presentes en las topologías multinivel, representan todo un reto [7]. Como consecuencia, un largo número de diferentes algoritmos de modulación han sido desarrollados dependiendo de la aplicación y la topología del convertidor [2].

Las estrategias de modulación son utilizadas para optimizar alguna característica en especial que sea de interés para la aplicación en curso. Generalmente, aparte de la regulación de la amplitud y frecuencia de salida, poseen como objetivo principal la minimización de los contenidos armónicos de la tensión de salida del inversor, el balance de las tensiones instantáneas de los condensadores del convertidor [3], o la cancelación de la tensión de modo común entregada por el convertidor [1].

Partiendo de lo anterior, es de interés no solo el estudio de las diferentes topologías de convertidores multinivel y sus aplicaciones, sino también, de los diferentes métodos de modulación que se han ido desarrollando y su efectividad en la posible aplicación a una u otra topología.

En este trabajo se presentarán las simulaciones de las estrategias de modulación PWM con desplazamiento de nivel, PWM con desplazamiento de fase, y otra basada en la modulación vectorial, para la topología de condensadores de tres

niveles, efectuando un análisis comparativo de las mismas, con el fin de determinar cuál de ellas presenta mejor funcionamiento para la topología de convertidores multinivel con condensadores flotantes (FC, *Flying Capacitor Converter*).

1.2. Justificación

Actualmente los inversores de potencia son usados en diversas aplicaciones, entre las que se encuentran, los filtros activos de potencia (los cuales poseen como base de su estructura inversores de potencia), cuyo uso aumentó debido a la necesidad de reducir la gran polución armónica producida por dispositivos electrónicos conectados a la red eléctrica, ya que ésta afecta de manera directa e indirecta a todas las otras cargas conectadas [7]. También son de gran importancia los problemas denunciados en las industrias a causa de daños y fallas en los motores por las altas frecuencias de conmutación de los inversores [4]. Otro campo es la generación de energía utilizando energías renovables, el cual es un tema que toma cada vez más fuerza por la preocupación mundial respecto a los problemas medioambientales, así pues es de interés la utilización de inversores para la conexión efectiva de éstas al sistema eléctrico [1],[6].

Consecuentemente con lo anterior, y gracias a sus características, los convertidores multinivel se presentan como una opción viable para la solución de estas problemáticas. En este orden de ideas, el estudio de distintos métodos de modulación utilizados en los MC con la finalidad de poder determinar cuál de ellos presenta un mejor funcionamiento para su uso en una topología determinada se da como una herramienta que podría ser de gran utilidad para los posibles interesados en esta temática, como lo son las empresas distribuidoras de energía, las industrias o los empresas generadoras interesadas en incursionar en el campo de las energías renovables.

1.3. Objetivos

1.3.1. Objetivo general

- Analizar el funcionamiento de diferentes estrategias de modulación utilizadas para el control de convertidores multinivel considerando la topología de tres niveles con condensadores flotantes.

1.3.2. Objetivos específicos

- Simular el convertidor multinivel considerando la topología de tres niveles con condensadores flotantes, para tres técnicas de modulación.
- Analizar el funcionamiento de la topología multinivel considerando cada una de las técnicas de modulación.
- Comparar el funcionamiento de las estrategias de modulación simuladas.

1.4. Alcance

El presente proyecto aborda la simulación de estrategias de control utilizadas en un convertidor multinivel tipo condensador flotante. Se consideran estrategias basadas en el algoritmo PWM, como lo son PWM con desplazamiento de fase (*Phase-shifted PWM*), PWM con desplazamiento de nivel (*Level-shifted PWM*), y otra estrategia basada en la modulación vectorial. Para este fin se utiliza el programa PSIM (*Power Simulation*). A partir de los resultados obtenidos, se realiza un análisis comparativo del funcionamiento de las estrategias consideradas, para el control de la tensión de la salida del convertidor.

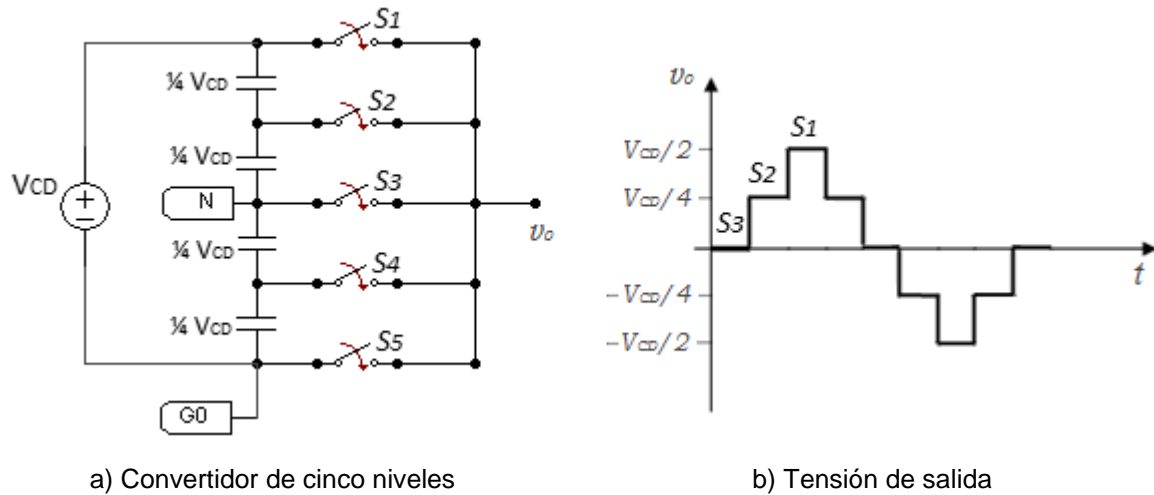
1.5. Estado del arte de inversores multinivel

Hasta hace relativamente pocos años la implementación física de convertidores multinivel se encontraba limitada, debido a los altos costos de fabricación de dispositivos de potencia y a la complejidad del control de los mismos. Sin embargo la electrónica de potencia se ha venido convirtiendo en una de las áreas más activas y de evolución más rápida de la electrónica [2]. Como consecuencia, ha habido un gran progreso en la tecnología de materiales y dispositivos semiconductores (IGBT, MOSFET), así como, una gran evolución en los procesadores digitales de señal como DSP y FPGA. Gracias a esto y a un incremento significativo de aplicaciones donde la conversión de la energía se realiza con convertidores multinivel, éstos se han ido consolidando como una buena opción desde el punto de vista técnico y económico [1].

Podría decirse que el punto de partida de los MC (por sus siglas en inglés) actuales fue el trabajo presentado en 1981 por Nabae, Takahashi y Akagi [8]. Desde ese momento se han mostrado las ventajas que éstos presentan frente a los convertidores convencionales de dos niveles, tanto en la calidad de la energía, así como en el comportamiento de equipos alimentados por éstos como lo son los motores, especialmente para aplicaciones de media y gran potencia [8].

Los MC son básicamente arreglos de semiconductores de potencia y fuentes de DC [3]. La forma más general de entender los convertidores CC/CA multinivel consiste en considerarlos como sintetizadores de tensión. La tensión alterna de salida se sintetiza a partir de diferentes niveles de tensión continua de entrada accionando apropiadamente los interruptores del convertidor [1]. Un convertidor se considera multinivel si la onda de tensión de salida posee tres o más niveles. En la figura 1, se muestra un ejemplo del esquema circuital de un convertidor ideal de cinco niveles junto con la tensión de salida.

Figura 1. Convertidor de cinco niveles.



Entre algunas de las ventajas que presentan los MC se encuentra la capacidad de incrementar la tensión de salida aumentando el rendimiento del convertidor [5], además reducen el contenido armónico de la onda de tensión de salida y corriente inyectada pudiendo llegar teóricamente con un infinito número de niveles a un contenido armónico cero, esto utilizando una frecuencia de conmutación inferior a la de los convertidores convencionales, lo cual da la posibilidad de poder trabajar con semiconductores de menor velocidad, generando menos pérdidas por conmutación y haciendo más eficiente el convertidor [4]. Además, gracias a su configuración, la tensión soportada por los dispositivos semiconductores de potencia es baja, reduciendo así el “estrés” en los mismos [6].

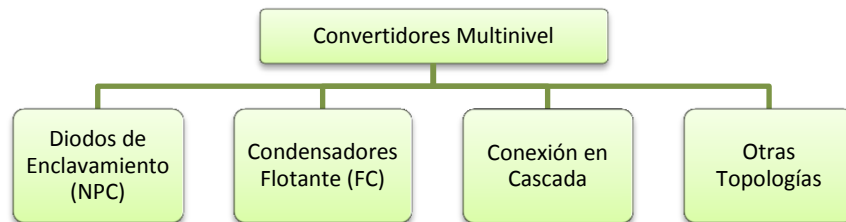
Existen actualmente diversas topologías de convertidores multinivel, sin embargo la investigación y desarrollo se ha centrado en tres topologías básicas [9]:

- Convertidores con diodos de enclavamiento (también conocido como *Neutral Point Clamped Converters NPC*)
- Convertidor de condensador flotantes (*Flying Capacitor Converters FC*)

- Convertidor con conexión en cascada de puentes monofásicos (*Cascaded H-Bridge Converters*)

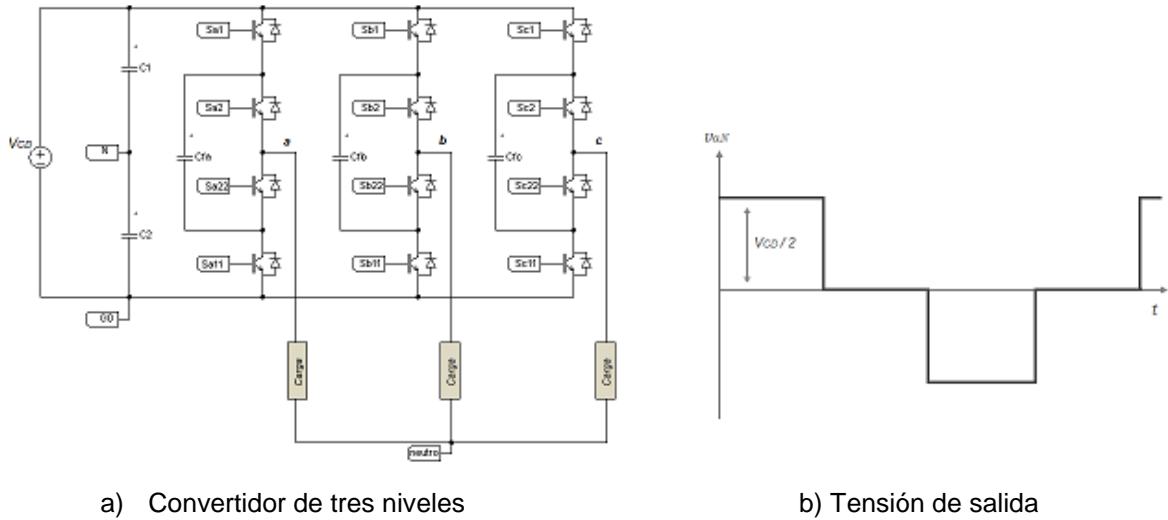
En la figura 2, se puede observar una clasificación básica de las diferentes topologías de convertidores multinivel.

Figura 2 - Topologías de Convertidores Multinivel.



Para este proyecto, interesa la topología de condensadores flotantes (FC) la cual es una de las más estudiadas hasta el momento. El convertidor FC utiliza condensadores como elementos de fijación de tensión de bloqueo para los dispositivos de conmutación. Posee, al igual que la topología NPC, en el lado de entrada de directa condensadores en serie que actúan como fuentes de tensión, dividiendo la tensión común en partes iguales. La topología FC posee estados redundantes de tensión, los cuales pueden ser utilizados para fines de control u optimización [2]. En la figura 3a) y b), se observa el circuito de potencia de un convertidor FC de tres niveles y un ejemplo de la forma de onda de la tensión de salida respectivamente.

Figura 3. Convertidor trifásico FC de tres niveles



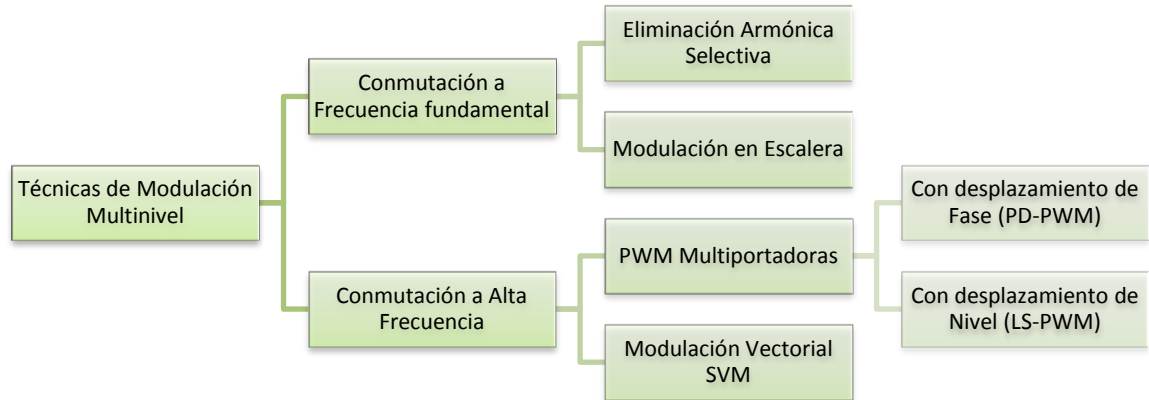
Una parte de vital importancia en los MC es el control de la secuencia de conmutación para seguir una referencia, y el control en el balance de tensiones en los condensadores del lado de continua [6]. En las últimas décadas las estrategias de control han atraído especial atención por parte de los investigadores, pues la aparente complejidad de extender las técnicas convencionales de modulación al caso multinivel y la posibilidad de tomar ventaja de los grados extra de libertad que brindan los estados de conmutación adicionales presentes en las topologías multinivel, representan todo un reto [7]. Como consecuencia, un largo número de diferentes algoritmos de modulación han sido desarrollados dependiendo de la aplicación y la topología del convertidor [2].

Las estrategias de modulación son utilizadas para optimizar alguna característica en especial que sea de interés para la aplicación en curso. Generalmente, a parte de la regulación de la amplitud y frecuencia de salida, poseen como objetivo principal la minimización de los contenidos armónicos de la tensión de salida del inversor, el balance de las tensiones instantáneas de los condensadores del convertidor [3], o la cancelación de la tensión de modo común entregada por el convertidor [1].

Los algoritmos de modulación se han dividido en dos grupos principales dependiendo del dominio en el cual operan: el dominio del espacio de estados o el dominio del tiempo. El principio de la modulación en el dominio del espacio de estados está basado en la generación del vector de tensiones, mientras que en el dominio del tiempo la idea es generar el nivel de tensión sobre el marco de referencia del tiempo [7].

También es posible clasificar las estrategias empleadas en los convertidores multinivel atendiendo a la frecuencia de conmutación. Para sistemas que trabajan con baja frecuencia de conmutación las técnicas de modulación más usualmente empleadas son la eliminación armónica selectiva y modulación en escalera [1]. En la mayoría de las aplicaciones en que se utilizan altas frecuencias de conmutación, con los dispositivos de potencia conmutando un número elevado de veces en un periodo de la tensión de salida fundamental, se suelen utilizar las técnicas de modulación por ancho de pulso (PWM, pulse width modulation), como los son la técnica PWM con desplazamiento de fase, método que básicamente emplea una señal portadora la cual es retrasada un determinado ángulo respecto a la referencia [7] y la técnica PWM con desplazamiento de nivel, en donde la onda de referencia es muestreada a través de un número determinado de portadoras, desplazadas en incrementos continuos de la amplitud de la onda de referencia [3]. A altas frecuencias son también utilizadas las técnicas de modulación vectorial SVM (*Space Vector Modulation*), en la cual, cada uno de los posibles estados del convertidor se representa mediante un vector de tensión, y el conjunto de estos vectores configura el diagrama vectorial de tensiones del convertidor [1]. En la figura 4, se muestra una clasificación de las diferentes técnicas de modulación. En general la elección del método de modulación, los dispositivos electrónicos de potencia y la topología del convertidor dependerá de la aplicación para la cual se implementen.

Figura 4. Clasificación básica de los métodos de modulación multinivel.



Las aplicaciones de los inversores multinivel son muy variadas, sin embargo cabe ratificar que su uso es más atractivo para aplicaciones de media/alta tensión y potencia. Entre las aplicaciones más comunes están la compensación de potencia reactiva, convertidor dual (*Back-to-Back Intertie*), aplicación que se puede considerar como un cambiador de frecuencia, un desplazador de frecuencia o un controlador de flujo de potencia [10], convertidores DC/DC, accionamiento de motores de alterna, rectificadores multinivel, en sistemas de transmisión flexible de corriente alterna (*Flexible AC Transmission System FACTS*), conexión a la red de fuentes de energía renovable entre otras [1]-[11].

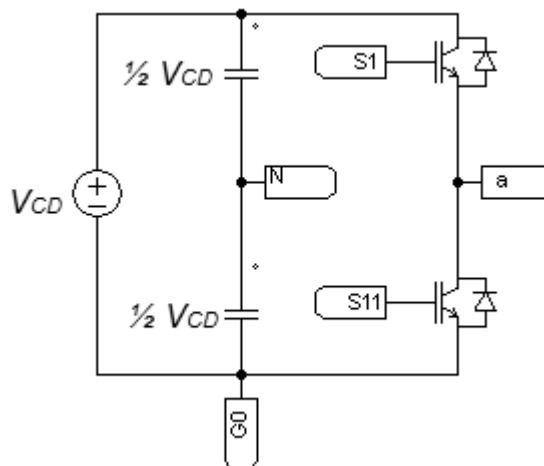
Como ya se ha dicho dentro del área de investigación de inversores multinivel, así como en las estrategias de modulación utilizadas para los mismos, existe una gran cantidad de trabajos. En la Universidad Industrial de Santander UIS se realiza un proyecto afín al propuesto llamado “Filtros Activos de Potencia: Análisis comparativo entre técnicas de control utilizadas en el convertidor de potencia”, en el cual se analizan diferentes técnicas de control para un convertidor tipo fuente de tensión de un filtro activo de conexión en paralelo, analizando comparativamente las técnicas de control [12].

2. CONVERTIDORES Y ESTRATEGIAS DE CONTROL CONVENCIONALES

2.1. Inversor en medio puente monofásico

Esta es la topología más sencilla entre las existentes presentes en los convertidores fuente de tensión convencionales de dos niveles, a partir de la cual es posible obtener las demás. La figura 5, muestra un esquema de esta topología. Como se observa está formada por dos interruptores de potencia S_1 y S_{11} , los cuales permiten o impiden el flujo de la corriente dependiendo de su estado (en conducción o apertura); así como también por diodos de potencia conectados en antiparalelo, cuyo objetivo es el de permitir la circulación de la corriente en sentido inverso, ya que, debido a la presencia de cargas con comportamiento inductivo, la corriente de salida del inversor i_N se atrasa respecto de la tensión de salida v_{aN} de manera que en un determinado instante la tensión puede ser positiva y la corriente negativa [13].

Figura 5. Inversor en medio puente.



La carga es conectada entre la terminal a y el punto medio de las fuentes de alimentación N . Para lograr obtener acceso a este punto se suelen utilizar dos

condensadores de las mismas características conectados en serie. Cada condensador está cargado a una tensión $V_{CD}/2$, y posee una capacitancia lo suficientemente grande de tal forma que es razonable asumir que el potencial en el punto N permanece esencialmente constante respecto del negativo del lado de CD ($G0$) [13]. A partir del esquema es fácil observar que si el interruptor S_1 se cierra, la carga estará conectada a tensión positiva $V_{CD}/2$. Ahora bien, si el interruptor S_{11} es el que se encuentra cerrado la carga estará a tensión negativa $-V_{CD}/2$. Para el correcto funcionamiento del convertidor, se debe cumplir con la restricción de no cortocircuitar la fuente de alimentación. Por lo tanto se debe garantizar que los interruptores no se encuentren simultáneamente cerrados, ya que permitirían el paso de una corriente muy elevada que podría dañar los dispositivos que atravesase [6].

2.1.1. Modulación sinusoidal por ancho de pulso

Esta es una de las técnicas más utilizadas para generar diferentes señales a la salida de un convertidor. Con este método se controla la tensión de salida del inversor mediante la variación de la duración de los pulsos de disparo de los interruptores de potencia.

Para producir una señal de tensión de salida sinusoidal a una determinada frecuencia, se suele utilizar una señal sinusoidal normalmente llamada de control o referencia que posee una frecuencia f_1 y una amplitud V_{ref} que son las de la señal deseada, la cual es comparada con una señal llamada portadora generalmente triangular con una frecuencia f_{tri} que establece la frecuencia de conmutación del convertidor, y una amplitud V_{tri} por lo general mantenida constante.

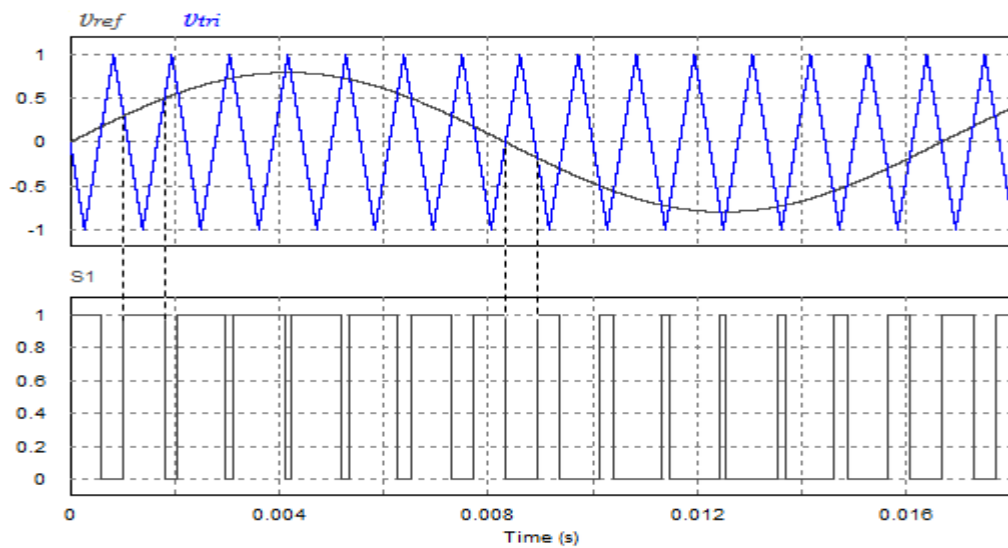
En el inversor de la figura 5, los interruptores son controlados con base en la comparación de V_{ref} y V_{tri} . Entrando en conducción S_1 cuando V_{ref} sea mayor que

U_{tri} y en estado de no conducción en caso contrario, como se ve en la figura 6, por lo cual resulta:

$$U_{ref} > U_{tri}, \quad S_1 \text{ se cierra, } u_{aN} = \frac{1}{2} * V_{CD} \quad (2.1)$$

$$U_{ref} < U_{tri}, \quad S_{11} \text{ se cierra, } u_{aN} = -\frac{1}{2} * V_{CD}$$

Figura 6. Señales de referencia y portadora junto con el tren de impulsos de uno de los interruptores



Debido a que los interruptores no pueden estar simultáneamente cerrados, la tensión de salida u_{aN} varía idealmente solo entre dos valores $V_{CD}/2$ y $-V_{CD}/2$.

Un parámetro característico de la técnica PWM es el índice de modulación en amplitud definido como sigue

$$m_a = \frac{V_{ref}}{V_{tri}} \quad (2.2)$$

Este es un parámetro de gran importancia ya que la magnitud de la componente fundamental de la señal de salida depende directamente de su valor como se ve en la siguiente ecuación:

$$V_{aN_1} = m_a * \frac{V_{CD}}{2} \quad \therefore m_a \leq 1.0 \quad (2.3)$$

La ecuación 2.3 muestra que la amplitud de la componente fundamental de la tensión de salida (V_{aN_1}) varía linealmente con m_a siempre que este sea menor o igual a 1. Por esta razón el rango de m_a de 0 a 1 es denominado como el rango lineal [13].

Otro parámetro de importancia en el análisis de la modulación PWM es el índice de modulación en frecuencia m_f definido como:

$$m_f = \frac{f_{tri}}{f_1} \quad (2.4)$$

Donde f_1 es la frecuencia fundamental de salida del convertidor o sea la frecuencia de la señal referencia.

En el rango lineal de m_a los armónicos en la tensión de salida de los inversores aparecen como bandas laterales centradas alrededor de la frecuencia de conmutación y sus múltiplos, es decir alrededor de m_f , $2m_f$, $3m_f$, y así sucesivamente. Además ya que para $m_f \geq 9$, las amplitudes armónicas son casi independientes de m_f , teóricamente se tiene

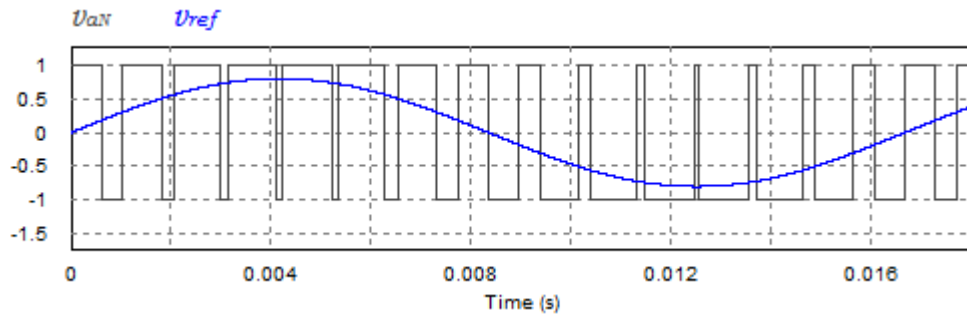
$$f_h = j(m_f \pm k)f_1 \quad (2.5)$$

$$h = jm_f \pm k \quad (2.6)$$

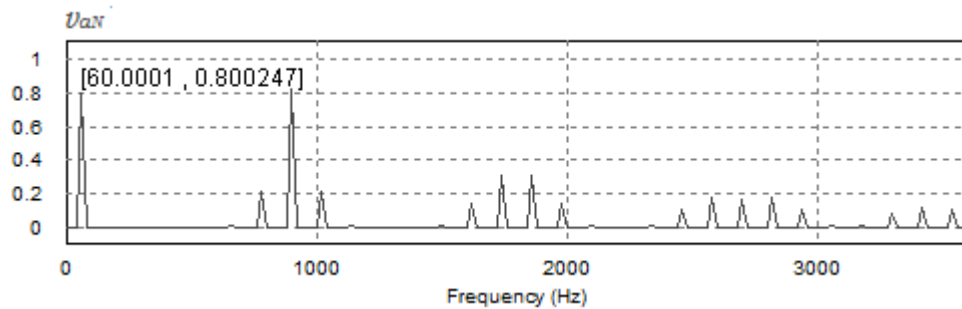
Es decir el armónico de orden h corresponde a la k -ésima banda lateral de j veces el índice de modulación en frecuencia. Para valores impares de j , los armónicos existen solo para valores pares de k y para valores pares de j , los armónicos solo existen para valores impares de k [13].

En la figura 7, se muestra la tensión de salida v_{aN} (normalizada con respecto a $V_{CD}/2$) junto con su espectro armónico, para un $m_a=0.8$ y $m_f=15$. En ella fácilmente se puede observar la relación directa existente entre la componente fundamental y m_a , así como los armónicos en las bandas laterales.

Figura 7. Tensión de salida del inversor.



a) Señal de salida v_{aN}

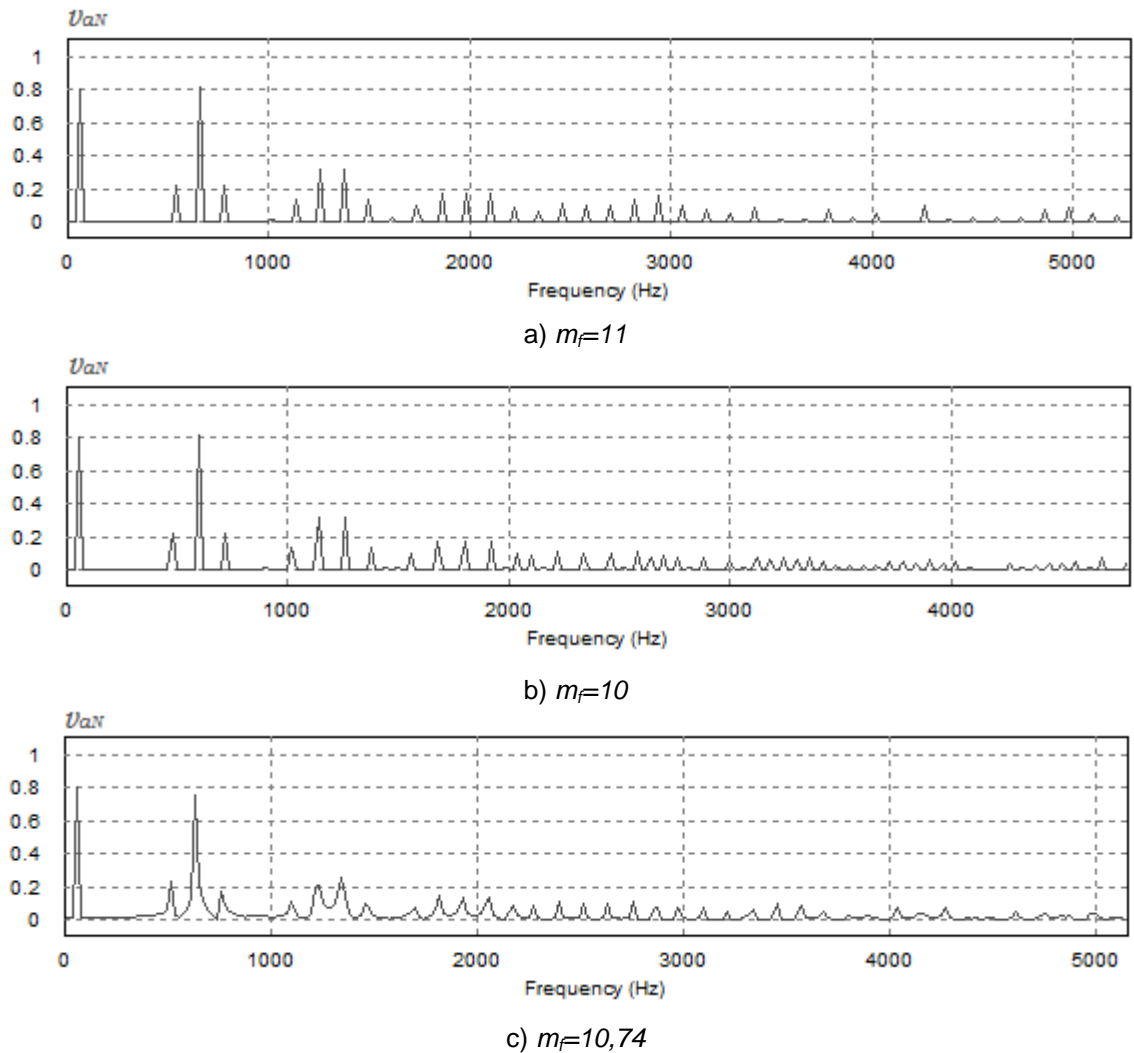


b) Espectro armónico de v_{aN}

Otras consideraciones respecto de m_f es que debe ser un entero impar (excepto para PWM unipolar temática que se tocará en el siguiente apartado), ya que por un lado se consigue una simetría impar, así como una simetría de media onda.

Por tanto, los armónicos pares desaparecen del espectro de la forma de onda v_{aN} y tan solo quedan los impares. Además en caso de no ser entero aparecen subarmónicos de la frecuencia fundamental que aun cuando sus amplitudes son pequeñas para grandes valores de m_f ($m_f > 21$), podrían ser indeseables dependiendo de la aplicación [13]. En la figura 8, se muestran los espectros armónicos de v_{aN} para diferentes valores de m_f , en donde se puede observar lo anteriormente dicho.

Figura 8. Espectro armónico de v_{aN} con $m_a=0,8$ para distintos valores de m_f .

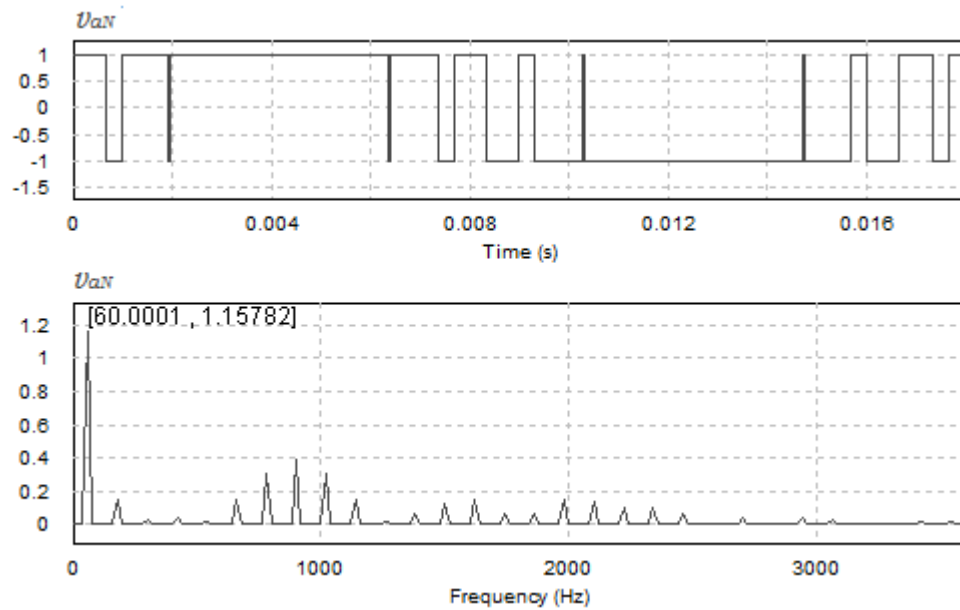


2.1.2. Sobremodulación

Según el valor del índice de modulación se puede distinguir dos regiones de trabajo. La primera tratada anteriormente es la región lineal también conocida como de suboscilación ($m_a < 1$) [14], la cual posee la ventaja que la amplitud de la componente fundamental de la tensión varía linealmente con m_a , y los armónicos resultantes de alta frecuencia alrededor de las frecuencias de conmutación y sus múltiplos. Sin embargo presenta el inconveniente de no aprovecharse toda la tensión disponible en el lado de continua [13].

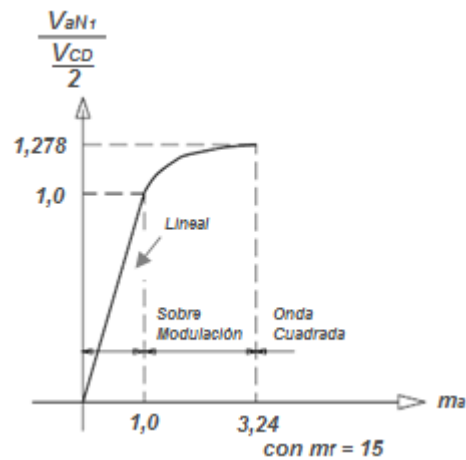
La otra región de operación es la que se conoce como la región de sobremodulación ($m_a > 1$), la cual suele ser utilizada para incrementar la tensión de la componente fundamental, a costa de la aparición de armónicos de más baja frecuencia lo que dificulta su filtrado. En este rango de operación la amplitud de la componente fundamental no varía linealmente con la amplitud del índice de modulación [6]. Este hecho es fácilmente observable en la figura 9, donde se muestra la señal v_{aN} (normalizada respecto de $V_{CD}/2$) junto con su espectro armónico para un $m_a=1,4$ y $m_f=15$, en donde se muestra la magnitud del armónico fundamental, la cual es diferente de $m_a * V_{CD}/2$. Además se puede ver la aparición de armónicos de baja frecuencia.

Figura 9. Salida v_{aN} junto con su espectro para $m_a=1,4$ y $m_f=15$.



En la figura 10, se muestra la variación de la componente fundamental de V_{aN} normalizada respecto de $V_{CD}/2$ en función del índice de modulación m_a para un valor de m_f determinado.

Figura 10 - Zonas de operación de la modulación PWM.



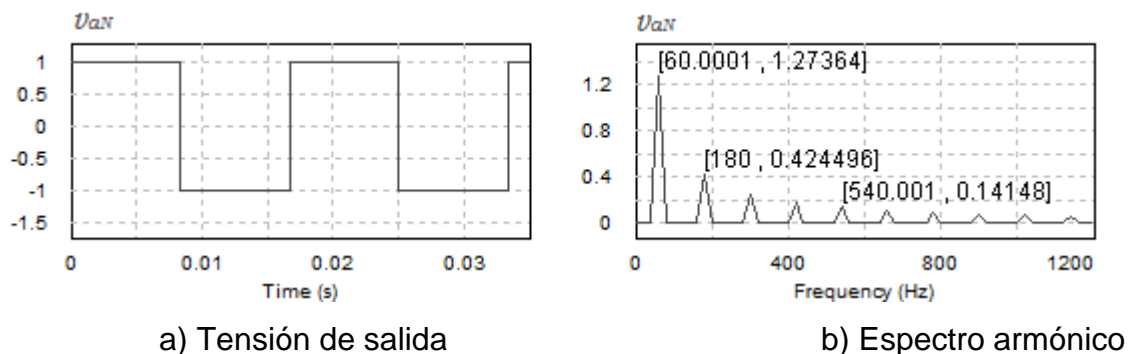
Como se puede observar en la figura anterior, la tensión obtenible del inversor posee un límite máximo en 1,278 que está determinado por el tipo de modulación llamada de onda cuadrada, el cual es un caso especial de la modulación PWM sinusoidal. En este tipo de modulación los interruptores son conmutados una vez por cada medio periodo de la onda de referencia. La forma de onda de salida es mostrada en la figura 11, junto con su espectro armónico. A partir de un análisis de Fourier es posible obtener lo siguiente [13]:

$$V_{aN_1} = \frac{4}{\pi} \frac{V_{CD}}{2} = 1,273 \left(\frac{V_{CD}}{2} \right) \quad (2.7)$$

$$V_{aN_h} = \frac{V_{aN_1}}{h} \quad (2.8)$$

Donde h toma solo valores impares, como se muestra en la figura 11.

Figura 11. Señal de salida con modulación de onda cuadrada.

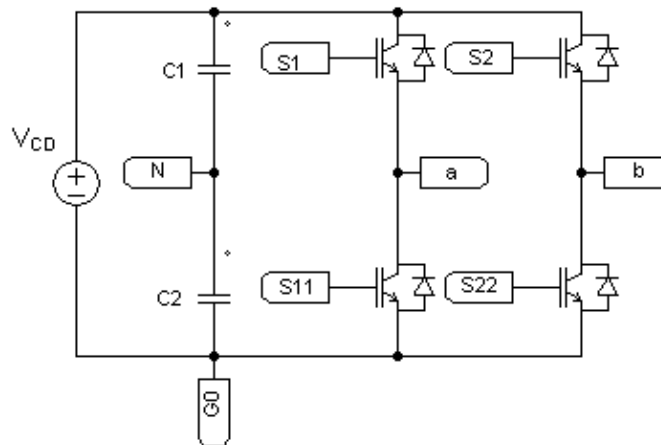


2.2. Convertidor monofásico en puente completo.

Un convertidor en puente completo está conformado por dos convertidores de medio puente y se utiliza para niveles de potencia mayores (figura 12). Con la misma tensión de entrada, la máxima tensión de salida será el doble que la de un medio puente; por tanto, la corriente que circula en cada interruptor es la mitad

para una potencia idéntica. En esta topología según el método de control escogido existen dos esquemas básicos de funcionamiento, inversor con conmutación bipolar o unipolar [13].

Figura 12 - Convertidor monofásico en puente completo.



2.2.1. Funcionamiento bipolar

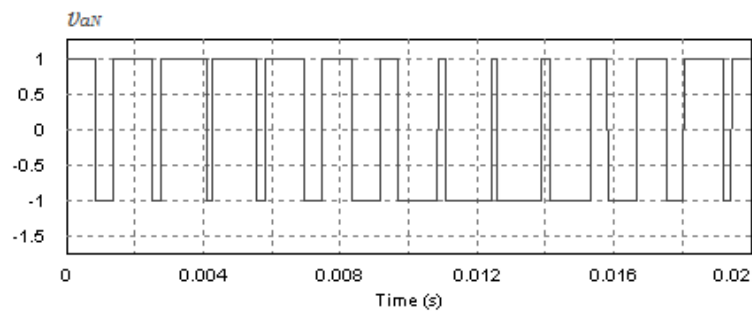
En este funcionamiento la tensión v_{ab} cambiará entre $+V_{CD}$, $-V_{CD}$. Además solo hay dos combinaciones entre los interruptores para lograr que la onda varíe entre $+V_{CD}$ y $-V_{CD}$. Estas son:

- S_1 y S_{22} cerrados, S_{11} y S_2 abiertos, la tensión v_{ab} es $+V_{CD}$
- S_{11} y S_2 cerrados, S_1 y S_{22} abiertos, la tensión v_{ab} es $-V_{CD}$

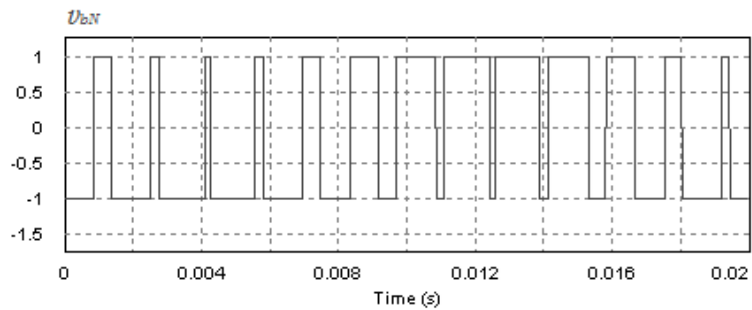
Las otras posibles combinaciones no se deben usar ya que la fuente de tensión V_{CD} quedaría en corto o la tensión de salida sería cero, similar a lo que sucede en la topología en medio puente. De esta manera el control se realiza de forma cruzada, buscando que S_1 y S_{22} o S_{11} y S_2 , estén activos al mismo tiempo. Al igual que en la topología de medio puente, para obtener los pulsos de control de

los interruptores, se debe comparar una señal sinusoidal con otra triangular, sin embargo el tren de pulsos obtenido se asigna a los interruptores S_1 y S_{22} , mientras que su negado controla los interruptores S_{11} y S_2 . La tensión v_{aN} y v_{bN} es la misma, pero de signo contrario (figura 13), por lo tanto al restarse para obtener v_{ab} , encontramos una tensión igual a $2 v_{aN}$.

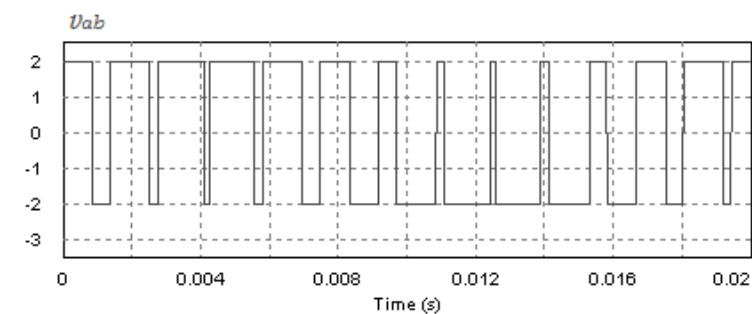
Figura 13. Tensión de salida con Control Bipolar para $m_a=0,8$ y $m_f=11$.



a) Tensión v_{aN}



b) Tensión v_{bN}



c) Tensión v_{ab}

Como la forma de onda en la tensión v_{ab} obtenida en el inversor de medio puente es igual a la del inversor de puente completo, excepto por su amplitud. Las

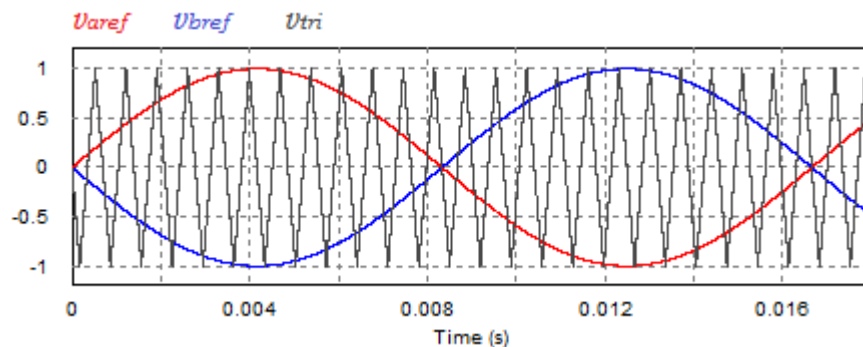
expresiones deducidas para la topología medio puente podrán ser utilizadas para la topología puente completo, modificando $V_{CD}/2$ por V_{CD} . El análisis armónico y de sobremodulación es idéntico al convertidor de medio puente, pero haciendo la modificación anterior.

2.2.2. Funcionamiento unipolar

El funcionamiento unipolar necesita de dos señales de referencia, U_{aref} y U_{bref} desfasadas 180° para cada una de las ramas. Estas deben tener valores pico iguales logrando con esto que las ramas del inversor trabajen de forma equilibrada, ya que con cada referencia se controla una rama; además, si se quiere una señal de salida a una frecuencia específica U_{aref} y U_{bref} deben tener la misma frecuencia de salida. Para cumplir todo lo anterior y obtener la amplitud de tensión V_{ab} igual a la conseguida en el funcionamiento bipolar, las señales referencia deben ser de la forma mostrada en la ecuación 2.9. En la figura 14 se observan las señales referencia y portadora.

$$U_{aref} = V \sin \omega t \quad y \quad U_{bref} = -U_{aref} = -V \sin \omega t \quad (2.9)$$

Figura 14. Señales de referencia y señal portadora funcionamiento unipolar.



De la comparación de v_{aref} con v_{tri} se obtiene la señal de control del interruptor S_1 y su negado será la señal de control del interruptor S_{11} , por su parte la comparación de v_{bref} con v_{tri} permite obtener la señal de control del interruptor S_2 y el negado de esta señal se utiliza para controlar el interruptor S_{22} .

Las combinaciones de los interruptores en el control unipolar y sus respectivos valores de tensión de salida son:

Tabla 1. Combinaciones de los interruptores y su respectivo valor de tensión.

Interruptores en conducción	v_{aN}	v_{bN}	v_{ab}
S_1, S_{22}	$V_{CD}/2$	$-V_{CD}/2$	V_{CD}
S_{11}, S_2	$-V_{CD}/2$	$V_{CD}/2$	$-V_{CD}$
S_1, S_2	$V_{CD}/2$	$V_{CD}/2$	0
S_{11}, S_{22}	$-V_{CD}/2$	$-V_{CD}/2$	0

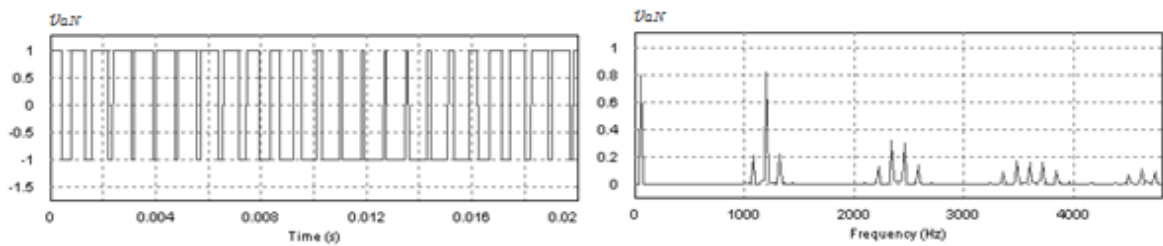
En la figura 15 podemos observar las tensiones v_{aN} , v_{bN} , v_{ab} , con su respectivo espectro armónico, para $m_f=20$, $m_a=0.8$ y frecuencia de conmutación 1.2 kHz.

La onda conseguida para v_{ab} se debe a la manera de conmutación de los interruptores, por tanto, dicha tensión ahora varía entre V_{CD} , 0 y $-V_{CD}$. Como se podrá apreciar a diferencia del control bipolar, la tensión de salida ya no tomará la forma de la tensión v_{aN} . Los resultados obtenidos en el espectro de la tensión de línea (v_{ab}), se explican ya que las tensiones v_{aN} y v_{bN} están desfasadas 180° una respecto a la otra. Por lo tanto, los armónicos de las tensiones a la frecuencia de conmutación tienen el mismo valor y como la tensión v_{ab} es la diferencia entre las tensiones v_{aN} y v_{bN} los armónicos se cancelan. Ésto mismo ocurre para todos los armónicos múltiplos impares de la frecuencia de conmutación. Además, solo se

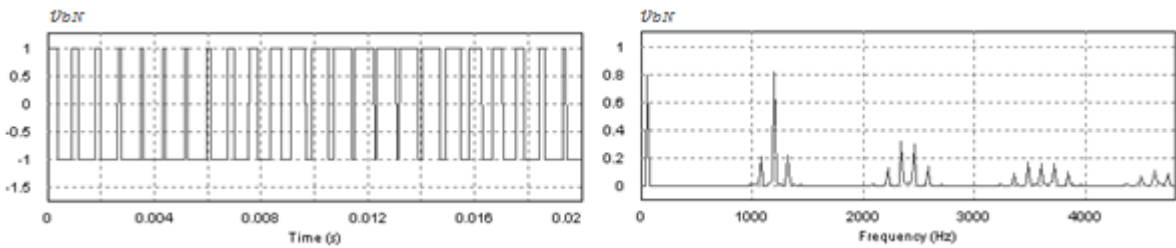
encontrarán las bandas laterales de los armónicos múltiples pares de la frecuencia de conmutación, de lo anterior el armónico de orden h puede escribirse, así [13]:

$$h = j(2 * mf) \pm k \quad (2.10)$$

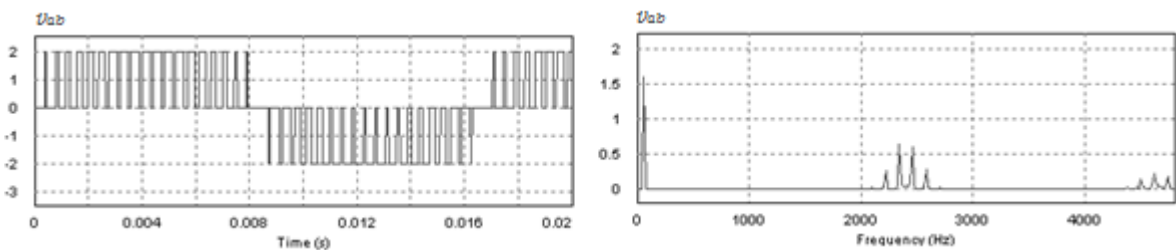
Figura 15. Tensión de salida y espectro armónico del Control Unipolar.



a) Tensión y espectro en frecuencia de U_{aN}



b) Tensión y espectro en frecuencia de U_{bN}



c) Tensión y espectro en frecuencia de U_{ab}

2.2.3. Sobremodulación

En la zona de sobremodulación del convertidor de puente completo varía el rango de valores que puede tomar la amplitud del armónico fundamental (V_{aN_1}) respecto a la topología de medio puente, así:

$$V_{CD} < V_{aN_1} < 4/\pi * V_{CD} \quad (2.11)$$

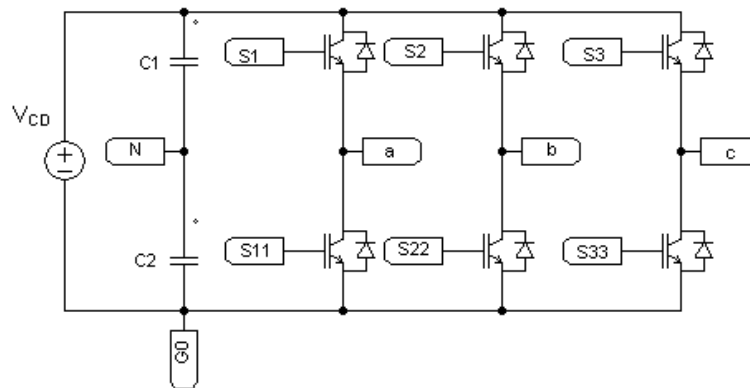
De forma similar al convertidor de medio puente la máxima tensión obtenible para este tipo de modulación se consigue en la zona de trabajo de la modulación por onda cuadrada. El análisis de *Fourier* para obtener los valores de las componentes armónicas en la salida del inversor de medio puente, puede usarse para esta topología teniendo presente el cambio de $V_{CD}/2$ por V_{CD} , las expresiones son [13]:

$$V_{aN_1} = 4/\pi * V_{DC} \quad (2.12) \quad ; \quad V_{aN_h} = V_{aN_1} / h \quad (2.13)$$

2.3. Inversor trifásico

El circuito inversor trifásico más frecuentemente usado está formado por tres ramas, una por cada fase, cada una de las cuales es similar a la usada en el inversor de medio puente. La salida de cada rama respecto al nodo N del lado de CD depende únicamente de la tensión V_{CD} y el estado del interruptor. En la figura 16 se muestra el inversor denominado inversor de dos niveles trifásico puente completo. En este inversor la carga trifásica se conecta entre los nodos a, b y c. Al igual que en la topología de medio puente, dependiendo del estado de los interruptores de potencia, las terminales de salida de cada rama toman los valores de tensión $V_{CD}/2$ ó $-V_{CD}/2$, con respecto al nodo N.

Figura 16 - Inversor trifásico en puente completo de dos niveles.



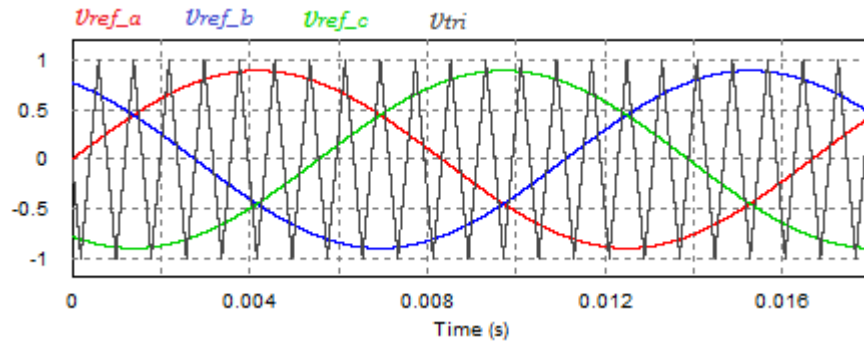
2.3.1. Modulación PWM

La modulación PWM para inversores trifásicos, al igual que para los monofásicos, tiene por objetivo la obtención de señales AC a partir de una fuente de tensión CD, mediante el seguimiento de la señal referencia deseada.

Para el caso, tres señales de referencia sinusoidales de la misma frecuencia (ecuación 2.14) son usadas para el control de los interruptores de las fases del inversor (una por cada fase), desfasadas entre sí $2\pi/3 \text{ rad}$ con el fin de obtener tensiones trifásicas balanceadas. De forma similar a la modulación unipolar, usada para el control de la topología puente completo monofásico, estas tres señales se comparan con una misma señal triangular como se muestra en la figura 17.

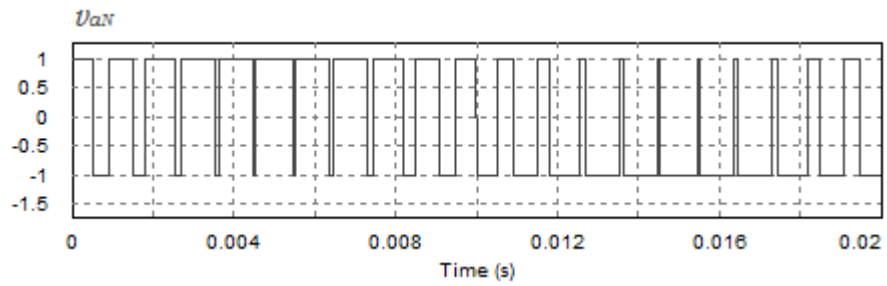
$$v_{aref} = V \sin(\omega t), v_{bref} = V \sin(\omega t - 2\pi/3), v_{cref} = V \sin(\omega t + 2\pi/3) \quad (2.14)$$

Figura 17. Señales referencia y portadora para la obtención de los pulsos de control de los interruptores.

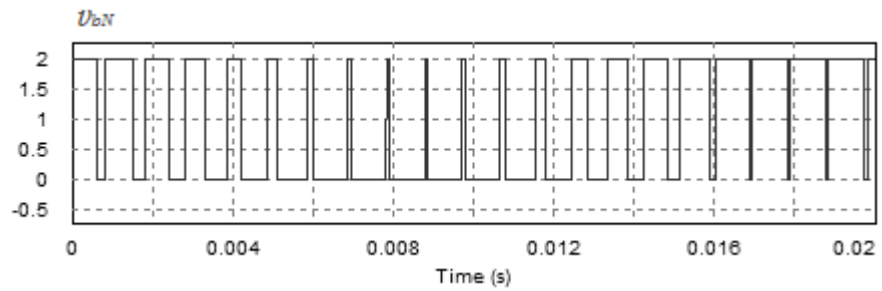


En los inversores trifásicos es de interés el contenido armónico de las tensiones de línea a línea, ya que las tensiones de fase, como se pueden ver en la figura 18, son similares a las de la configuración de puente completo monofásico con modulación bipolar (figura 13), además, el contenido armónico es equivalente al de v_{aN} (figura 7) del inversor monofásico de medio puente e igualmente son pertinentes las consideraciones hechas para esa topología. En la figura 19 se presenta el espectro armónico para las tensiones v_{aN} , v_{bN} y v_{ab} respectivamente (con $m_f=15$ y $m_a=0.8$). Al examinar el espectro de v_{ab} es posible observar como los armónicos múltiplos de m_f desaparecen, a diferencia de lo que se observa en v_{aN} y v_{bN} , donde tan solo se han suprimido los armónicos pares gracias a escoger m_f impar, ésta es una consecuencia natural ya que los armónicos en m_f y sus múltiplos impares existentes para v_{aN} y v_{bN} poseen una diferencia de fase de $2\pi/3 * m_f$, la cual puede llevarse a cero al escoger m_f impar y múltiplo de 3 (que es el caso). Gracias a este hecho algunos armónicos dominantes son eliminados del espectro de v_{ab} [13].

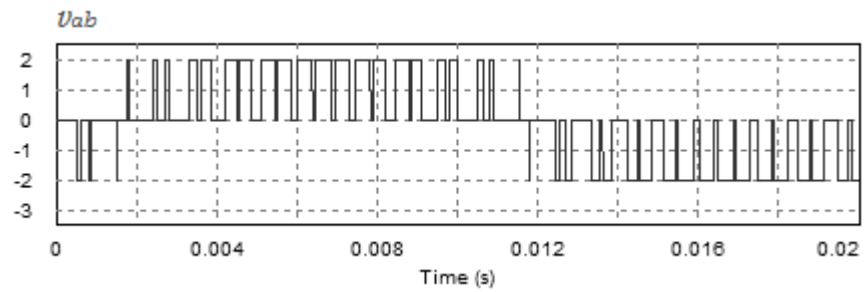
Figura 18. Tensiones de salida del inversor trifásico para $m_a=0,9$ y $m_f=21$.



a) Tensión U_{aN}

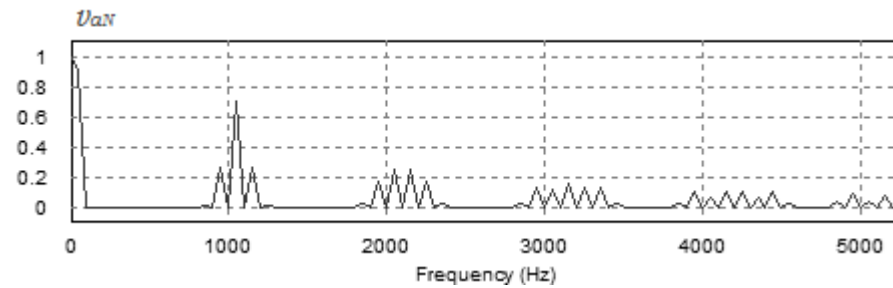


b) Tensión U_{bN}

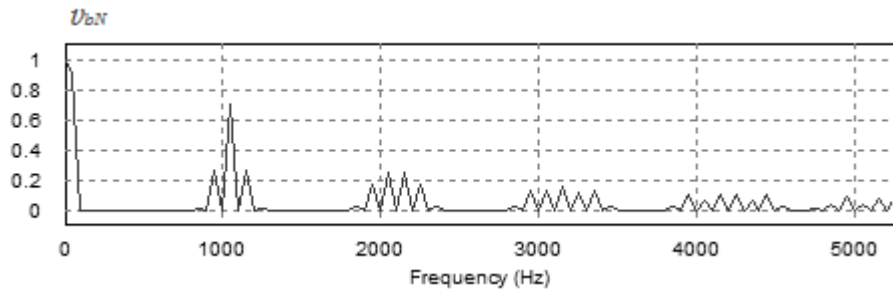


c) Tensión U_{ab}

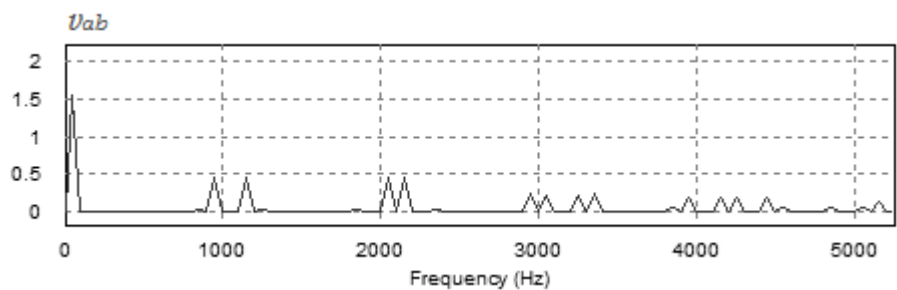
Figura 19. Espectro armónico de la tensión de salida de un inversor trifásico para $m_a=0,9$ y $m_f=21$.



a) Espectro armónico tensión U_{a_GO}



b) Espectro armónico tensión U_{b_GO}



c) Espectro armónico tensión U_{ab}

En la zona lineal de modulación ($m_a \leq 1$), la amplitud de la componente fundamental de la tensión de línea (V_{ab_1}) varía en forma lineal con el índice m_a y su valor se puede hallar a partir de la ecuación 2.3. Entonces se tiene:

$$V_{aN_1} = m_a * \frac{V_{CD}}{2} \quad \text{luego}$$

$$V_{ab_1} = \sqrt{3}(V_{aN})_1 \cong 0,866 * m_a V_{CD} \quad (2.15)$$

Por tanto es posible calcular los armónicos de la tensión de línea mediante las ecuaciones 2.5 y 2.6, recordando que algunos armónicos son cancelados respecto de los de fase.

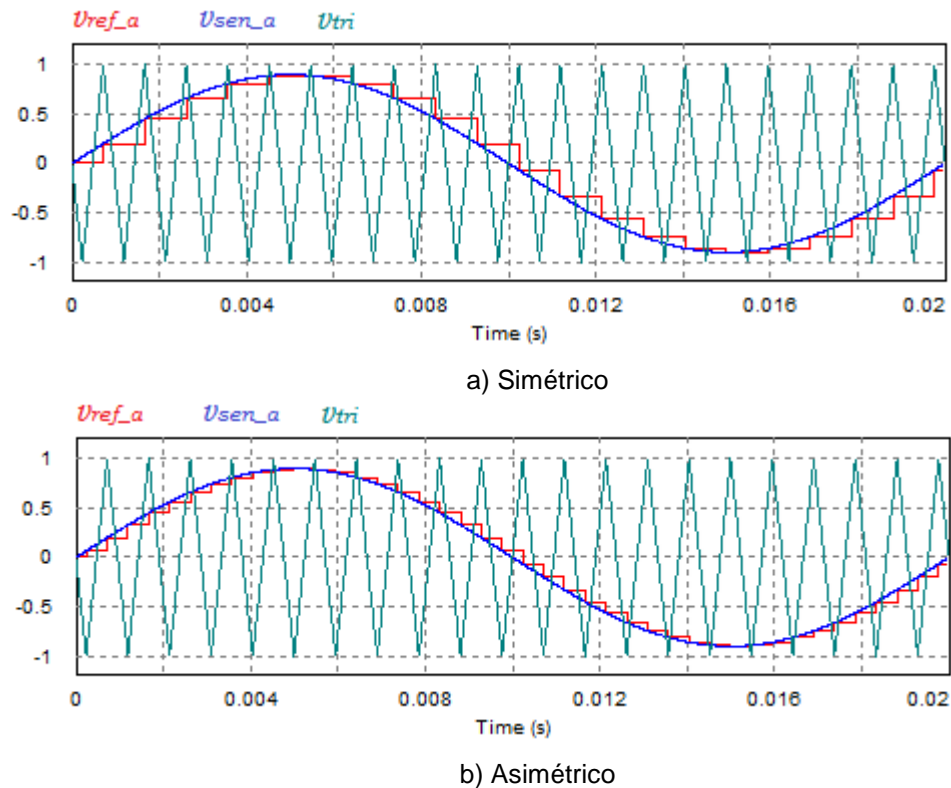
2.3.2. PWM con muestreo regular

Ésta es una de las más populares alternativas para implementar en los sistemas digitales de modulación. Consiste en muestrear la señal referencia y por medio de estos valores de muestreo, mantener constante esta señal durante cada intervalo de la señal portadora. Estos valores de muestreo son comparados con la portadora triangular para controlar el proceso de conmutación de cada fase [15].

En la figura 20 podemos distinguir dos procesos de muestreo con la portadora triangular, el simétrico donde la referencia muestreada se toma cada pico positivo o negativo (según la estrategia escogida) de la onda triangular y se mantiene constante para un intervalo completo de la portadora, y el asimétrico donde la referencia es muestreada cada medio intervalo de la portadora, tanto en el pico positivo como en el negativo. Como se observa en ambos métodos se evitan cambios instantáneos de la referencia durante el periodo de rampa de la portadora, ya que esto podría provocar múltiples conmutaciones. [15]

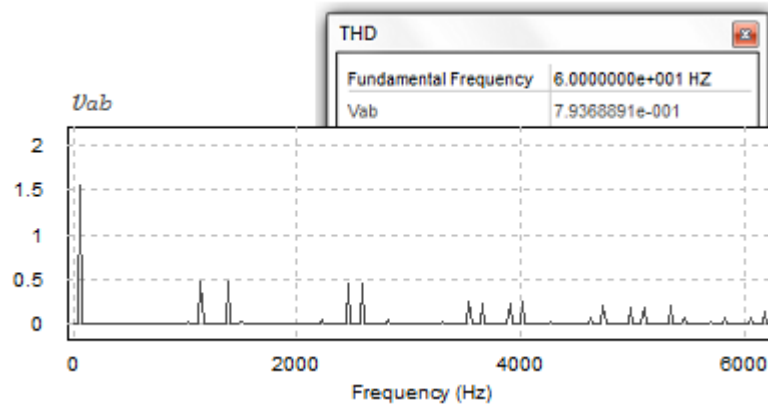
En [15] se hace un estudio detallado sobre este proceso de muestreo de la señal referencia y se analizan las ventajas que presenta el proceso asimétrico sobre el simétrico. Para este trabajo sin embargo, tan solo se tendrá en cuenta el muestreo simétrico el cual será usado para realizar las simulaciones de aquí en adelante.

Figura 20. Muestreo regular para una portadora triangular.

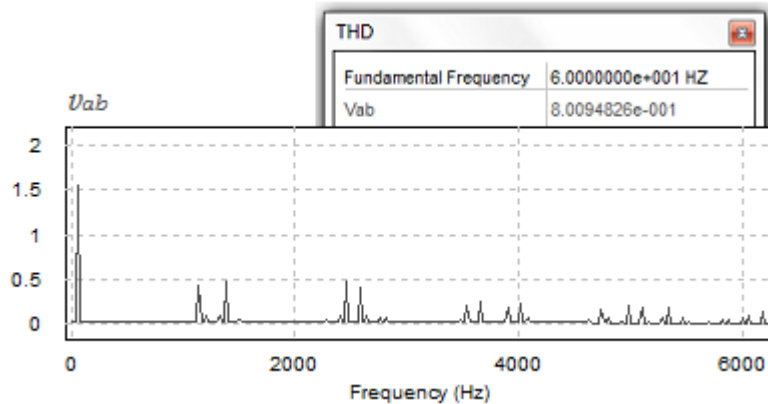


En las figuras 21 a) y b) se muestra el espectro en frecuencia de la tensión de línea del inversor trifásico con la señal de referencia sin muestrear y con muestreo simétrico respectivamente para un mismo índice de modulación y frecuencia. Como se observa en la figura y en el valor del contenido armónico total (THD, *Total Harmonic Distortion*) obtenido a partir de la herramienta THD de PSIM, el contenido armónico es esencialmente el mismo, con la diferencia de la existencia de pequeños armónicos y la no simetría entre los armónicos de las bandas laterales, para el caso de muestreo regular. Por tanto este método de muestreo será de gran utilidad para futuros análisis y comparaciones de los métodos de modulación.

Figura 21. Espectro en frecuencia de v_{ab} para $m_a=0,9$ y $m_f=21$ con las referencias.



a) Sin muestreo

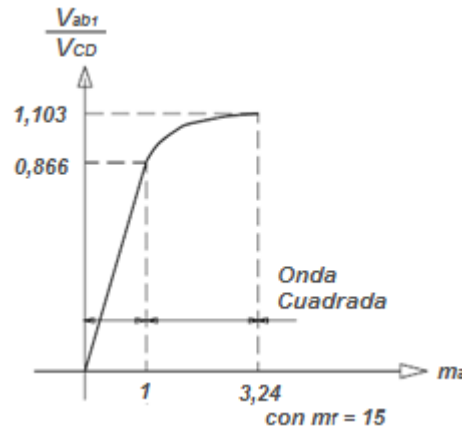


b) Con muestreo simétrico

2.3.3. Sobremodulación

Como se dijo en apartados anteriores, para inversores trifásicos interesa lo que sucede con la tensión de línea (v_{ab}). En la figura 22 se muestra la variación del valor pico del armónico principal de v_{ab} respecto de V_{CD} en función de m_a ; como se observa el valor máximo de la zona lineal es $0,866V_{CD}$ como se verifica en la ecuación 2.14. Se observa además como en la zona de sobremodulación el máximo valor obtenible es de $1,103V_{CD}$ que corresponde con la modulación de onda cuadrada [13].

Figura 22 - Variación de V_{ab1} respecto de V_{CD} en función de m_a .



En esta zona, aparecen más armónicos en las bandas laterales de m_f y sus múltiplos. Sin embargo las pérdidas por conmutación no son tan altas como se creería, esto debido a que los armónicos dominantes poseen menor amplitud comparado con la zona lineal. Más aún, dependiendo de la carga y la frecuencia de conmutación, las pérdidas podrían ser incluso menores que en la región lineal [13].

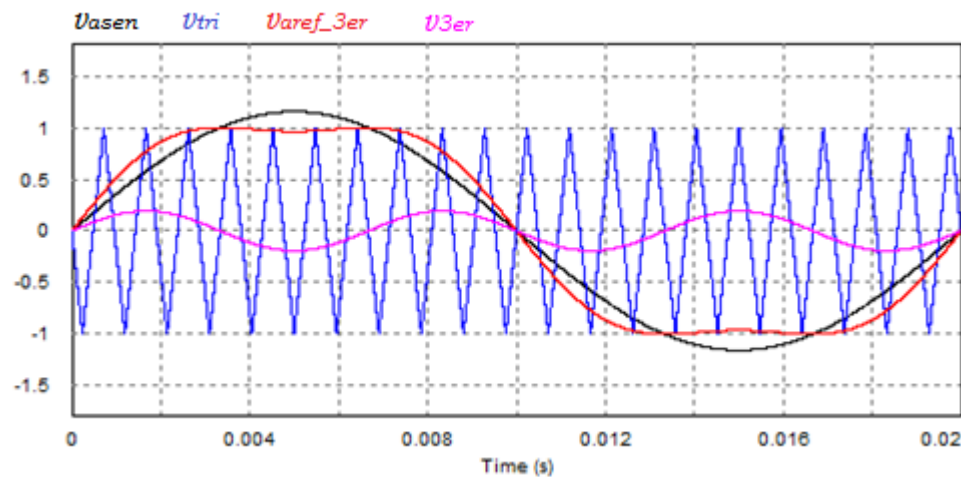
2.3.4. Inyección de tercer armónico a la referencia

Ésta es una variante de la modulación PWM, la cual consiste en inyectar un tercer armónico de determinado valor a la señal de referencia, de tal forma que no se sobrepase el valor de la amplitud de la señal portadora. Su efecto en las formas de onda de las fases es el de decrecer el pico de la tensión. Sin embargo se aprovecha el hecho que en las tensiones de línea este armónico se cancela por lo cual no introduce distorsión y en cambio sí se incrementa la magnitud del armónico fundamental.

En [15] y [16] se demuestra que el máximo valor del índice de modulación en amplitud es 1,155 o sea que es posible incrementar la tensión de línea de salida

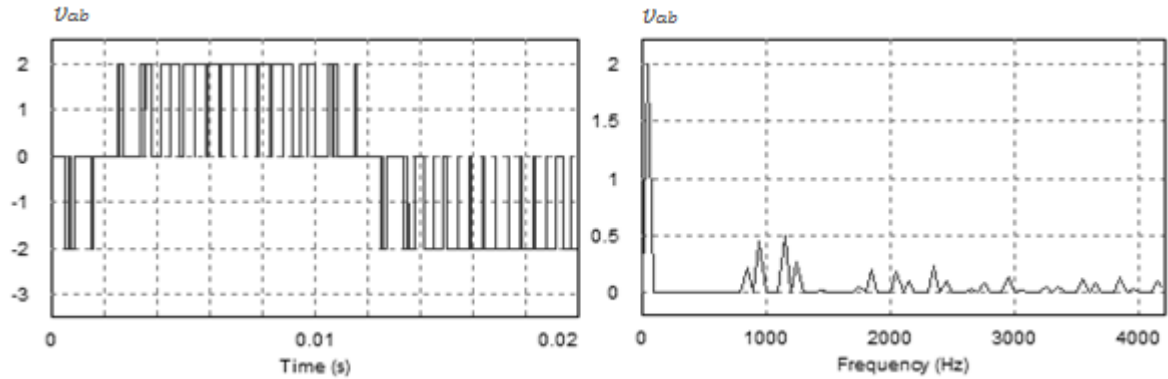
en un 15% sin sobrepasar la región lineal, con la inclusión de un tercer armónico con un nivel óptimo de magnitud de 1/6 de la magnitud de la señal referencia previamente modificada. En la figura 23 podemos ver la señal referencia con un incremento del 15% (v_{asen}), la señal portadora (v_{tri}), la señal referencia con la adición del tercer armónico (v_{aref_3er}) y el tercer armónico inyectado (v_{3er}) para una de las fases del inversor. Allí podemos notar como al incrementar la referencia y restarle al mismo tiempo el tercer armónico con los valores recomendados, no se sobrepasa la zona lineal de modulación.

Figura 23. Señales portador, referencia sin modificar, con la adición del tercer armónico y el tercer armónico inyectado $m_a=1,155$, $m_f=21$.



En la figura 24 se muestra la tensión v_{ab} junto con su espectro armónico, se observa como gracias al aumento de la magnitud del armónico fundamental en la fase, en la tensión de línea se logra obtener una tensión igual a la del lado de CD, y por lo tanto e idealmente, un total aprovechamiento del mismo. Esto representa una ventaja al poder aprovechar toda le tensión de CD.

Figura 24. Señal de salida y espectro armónico de la tensión v_{ab} .



2.3.5. Modulación SVM.

La modulación por ancho de pulso del vector espacio también llamada control vectorial (SV-PWM, *Space Vector- Pulse width modulation*), se caracteriza por la sustitución de las tensiones del sistema trifásico a un solo vector, donde la frecuencia se ve reflejada en la velocidad de giro.

Representación del vector espacial.

Considere las siguientes tensiones trifásicas para las fases a, b y c [17].

$$v_a(t) = V_m \cos \omega t ; \quad v_b(t) = V_m \cos(\omega t - 2\pi/3) ; \quad v_c(t) = \cos(\omega t - 4\pi/3) \quad (2.16)$$

El vector espacial para representar el anterior sistema trifásico se obtiene a partir de la *transformada de Clark*.

$$\vec{V} = \frac{1}{C} * \left(v_a(t) * e^{j0} + v_b(t) * e^{\frac{j2\pi}{3}} + v_c(t) * e^{\frac{j4\pi}{3}} \right) \quad (2.17)$$

El coeficiente C es una constante de ajuste o proporcionalidad de valor 3/2, con lo cual el vector resultante mantiene su módulo igual al de los vectores de cada fase.

Escribiendo la ecuación 2.16 de forma exponencial, basados en la identidad de Euler, y reemplazando en la ecuación 2.17, se obtiene:

$$\vec{V} = \frac{2}{3} * V_m * \left(\frac{e^{j\omega t} + e^{-j\omega t}}{2} + \frac{e^{j\omega t} + e^{-j(\omega t - 4\pi/3)}}{2} + \frac{e^{j\omega t} + e^{-j(\omega t + 8\pi/3)}}{2} \right)$$

Entonces

$$\vec{V} = V_m e^{j\omega t} \quad (2.18)$$

Con la ecuación 2.18 se encuentra el vector espacial que gira en el plano complejo, con módulo V_m constante, a una velocidad de ω y representa el sistema trifásico simétrico.

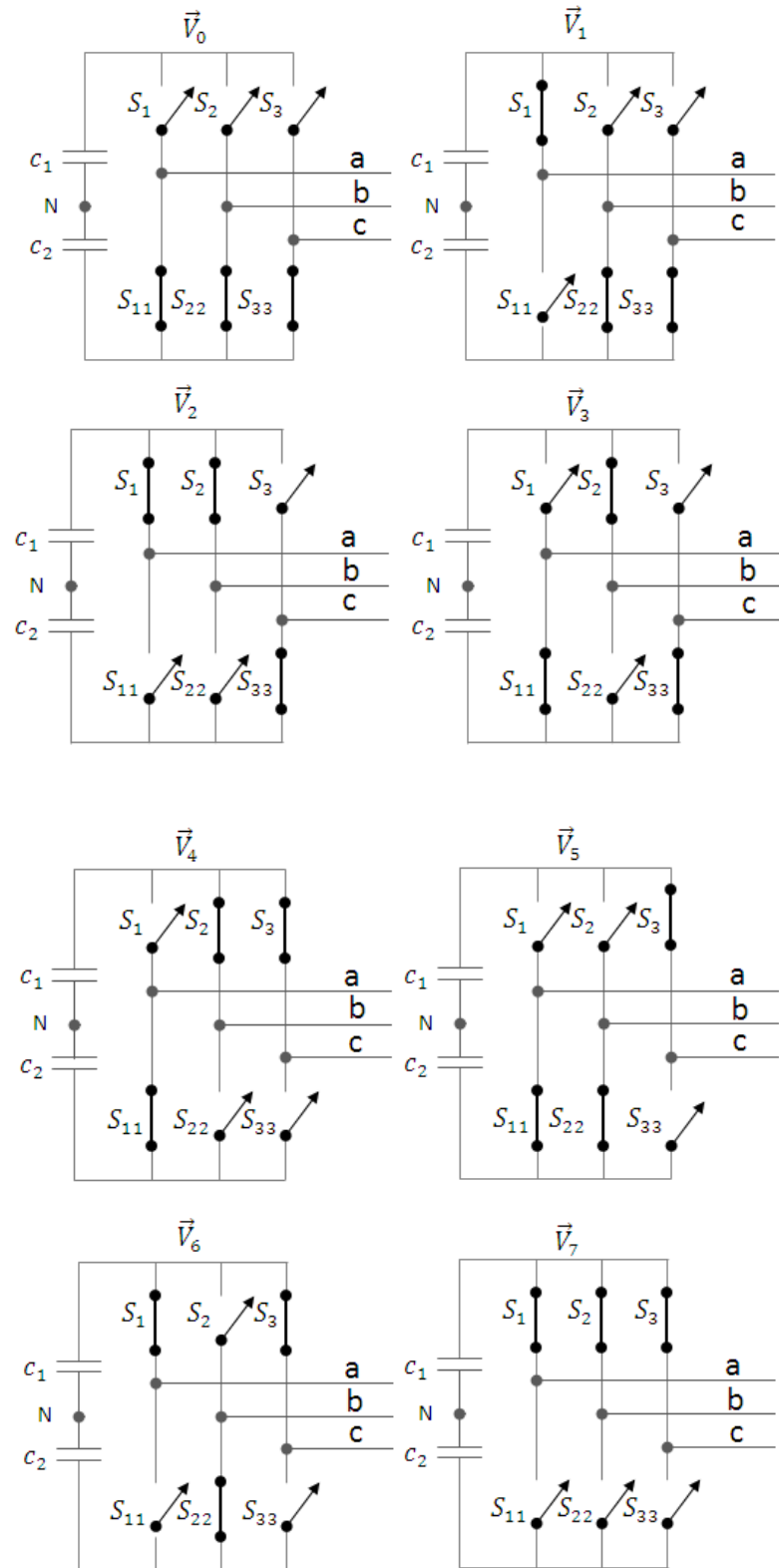
Estados de conmutación

El número de combinaciones posibles para una topología se determina con n^3 , donde n son los niveles de tensión de la salida del inversor. De manera que un convertidor trifásico de dos niveles ofrece $2^3 = 8$ combinaciones posibles de los dispositivos de conmutación.

El estado de conducción se determina identificando a los tres elementos superiores del puente. Se indica con un 1 cuando está cerrado el interruptor y con un 0 cuando está abierto. Los vectores de tensión a la salida del inversor obtenidos de estas conmutaciones están separados 60° entre sí. Considerando el vector de conmutación V_1 , cuya combinación es 100, se deduce de la figura 25, las tensiones v_{aN} , v_{bN} y v_{cN} :

$$v_{aN} = \frac{V_{CD}}{2}; v_{bN} = -\frac{V_{CD}}{2}; v_{cN} = -\frac{V_{CD}}{2}$$

Figura 25 - Estados de conmutación.



Reemplazando en la transformada de Clark, se obtiene:

$$\vec{V}_1 = \frac{2}{3} \left(\frac{V_{CD}}{2} - \frac{V_{CD}}{2} * e^{j2\pi/3} - \frac{V_{CD}}{2} * e^{j4\pi/3} \right) = \frac{2}{3} V_{CD}$$

Este es el valor y posición del vector espacial en el plano complejo para la conmutación 100.

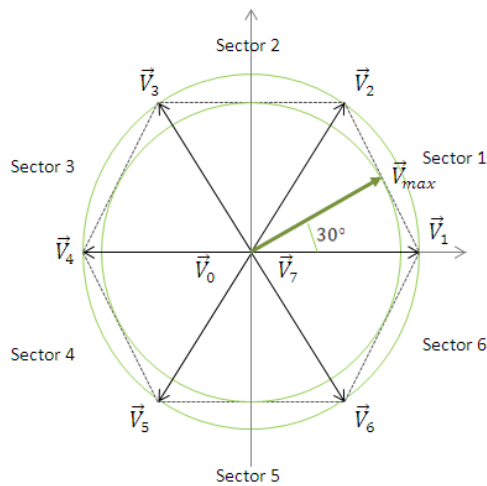
El mismo análisis anterior se debe realizar para las restantes combinaciones del inversor. De las 8 combinaciones, solo 6 generan un vector activo, donde tiene lugar una transferencia de energía entre la fuente y la carga, más 2 combinaciones nulas, como se muestra en la tabla 2:

Tabla 2. Magnitud y Posición de los Vectores de conmutación.

Combinación	Vector	Magnitud y Posición
000,111	\vec{V}_0, \vec{V}_7	0
100	\vec{V}_1	$\frac{2}{3} V_{CD}$
110	\vec{V}_2	$\frac{2}{3} V_{CD} e^{j\pi/3}$
010	\vec{V}_3	$\frac{2}{3} V_{CD} e^{j2\pi/3}$
011	\vec{V}_4	$\frac{2}{3} V_{CD} e^{j\pi}$
001	\vec{V}_5	$\frac{2}{3} V_{CD} e^{j4\pi/3}$
101	\vec{V}_6	$\frac{2}{3} V_{CD} e^{j5\pi/3}$

Los 6 vectores activos forman un hexágono equilátero (figura 26). El área encerrada entre dos vectores adyacentes define un sector; en el centro del plano se representan \vec{V}_0 y \vec{V}_7 , ya que son los vectores nulos. La circunferencia dentro del hexágono corresponde a una operación sinusoidal lineal, luego la tensión en la carga será sinusoidal. El máximo valor de tensión se tiene cuando el ángulo del vector referencia es 30° , esto corresponde a una tensión del 15.5% mayor a la conseguida con la técnica PWM [15].

Figura 26 - Diagrama vectores de conmutación.



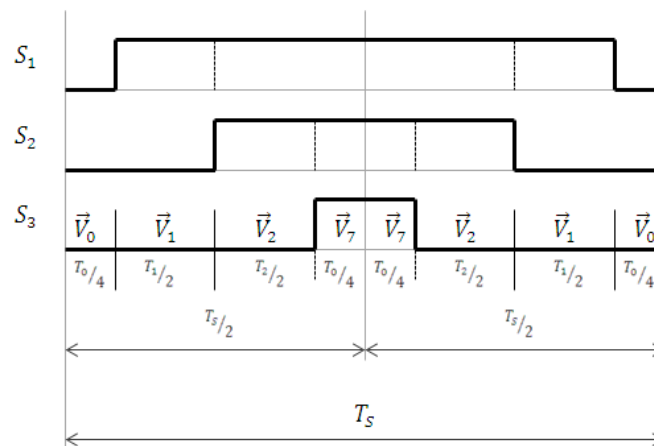
La zona descrita por la circunferencia de radio V_{max} es la franja de modulación, mientras el espacio encerrado por los dos círculos, corresponde a la franja de sobremodulación.

Funcionamiento

La modulación SVPWM tiene variaciones basadas en el orden de conmutación de los vectores activos y nulos, por tanto posee diferentes secuencias de conmutación [15]. Una forma es la secuencia de conmutación continua, basada en el hecho de que cada vector dentro del hexágono, puede ser representado como

una combinación de los dos vectores activos adyacentes y los vectores nulos (0 y 7). Su finalidad es obtener mejor desempeño armónico y menor frecuencia de conmutación para los componentes de potencia, por esto la transición de un sector al siguiente, debe hacerse solo conmutando una de las ramas del inversor. Tal condición se cumple, si la secuencia comienza con un vector nulo y los interruptores del inversor son conmutados hasta que el otro estado nulo se alcance. Para completar el ciclo la secuencia es reversada terminando con la primera condición nula (figura 27).

Figura 27 - Secuencia de Conmutación para el primer sector.



En las restantes regiones se podría tomar una secuencia similar a la de la primera región, pero esto induce una mayor cantidad de conmutaciones. Una operación de mínimas conmutaciones y bajo contenido armónico se logra si en cada sector impar la secuencia de vectores aplicados es (k es la región donde está ubicado el vector espacial):

$$\vec{V}_0 \rightarrow \vec{V}_k \rightarrow \vec{V}_{k+1} \rightarrow \vec{V}_7 \rightarrow \vec{V}_7 \rightarrow \vec{V}_{k+1} \rightarrow \vec{V}_k \rightarrow \vec{V}_0$$

Mientras que en las regiones pares los vectores son aplicados de forma inversa:

$$\vec{V}_0 \rightarrow \vec{V}_{k+1} \rightarrow \vec{V}_k \rightarrow \vec{V}_7 \rightarrow \vec{V}_7 \rightarrow \vec{V}_k \rightarrow \vec{V}_{k+1} \rightarrow \vec{V}_0$$

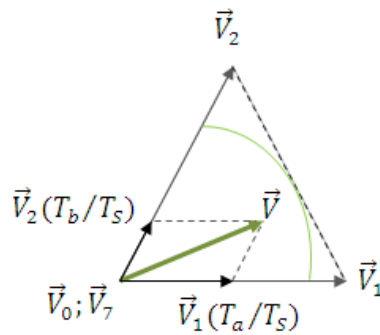
El vector espacial $\vec{V}(t)$ se representa como:

$$\vec{V}(t) = \frac{T_a}{T_s} \vec{V}_k + \frac{T_b}{T_s} \vec{V}_{k+1} + \frac{T_0}{T_s} \vec{V}_0 + \frac{T_7}{T_s} \vec{V}_7 \quad (2.19)$$

$$T_0 = T_7 = \frac{(T_s - T_a - T_b)}{2} \quad (2.20)$$

Donde T_s es el periodo de conmutación; T_a , T_b , T_0 , y T_7 son los tiempos de encendido de los vectores. Considere que el vector de referencia a seguir está dado por $\vec{V} = V_{ref} e^{j\varphi}$. Los tiempos de duración de cada vector se obtienen de la figura 28, además el ángulo φ es el que corresponde a la ubicación del vector en cada sextante y siempre varía en el intervalo (0-60°) [15], [17].

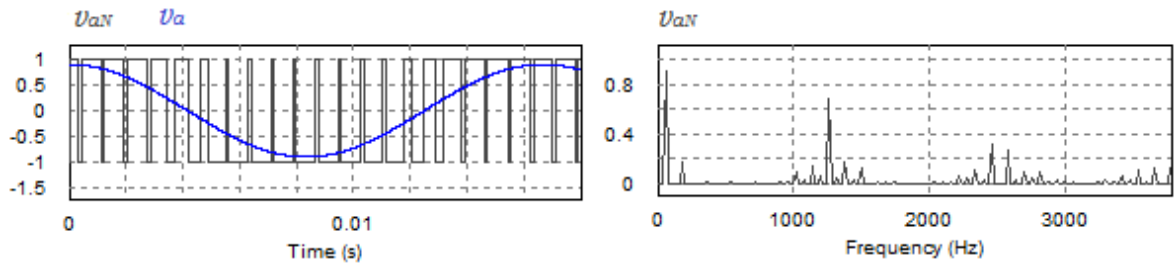
Figura 28 - Tiempos de conmutación.



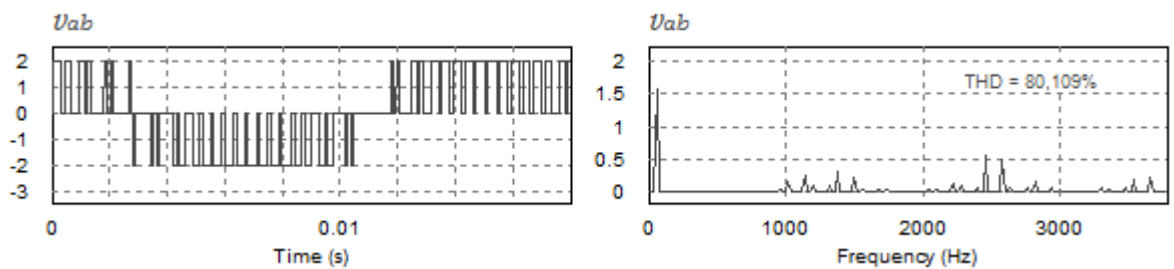
$$T_a = T_k = \sqrt{3} \frac{V_{ref}}{V_{DC}} T_s \sin\left(\frac{\pi}{3} - \varphi\right); \quad T_b = T_{k+1} = \sqrt{3} \frac{V_{ref}}{V_{DC}} T_s \sin(\varphi) \quad (2.21)$$

En la siguiente figura se observa la tensión de salida de fase y de línea junto con su espectro armónico, cuando es utilizada la modulación vectorial, para unas condiciones específicas.

Figura 29. Señales de salida del convertidor trifásico para modulación SVPWM, $m_a=0,9$, 21 vectores por ciclo ($m_f=21$).



a) Tensión de fase u_{aN}



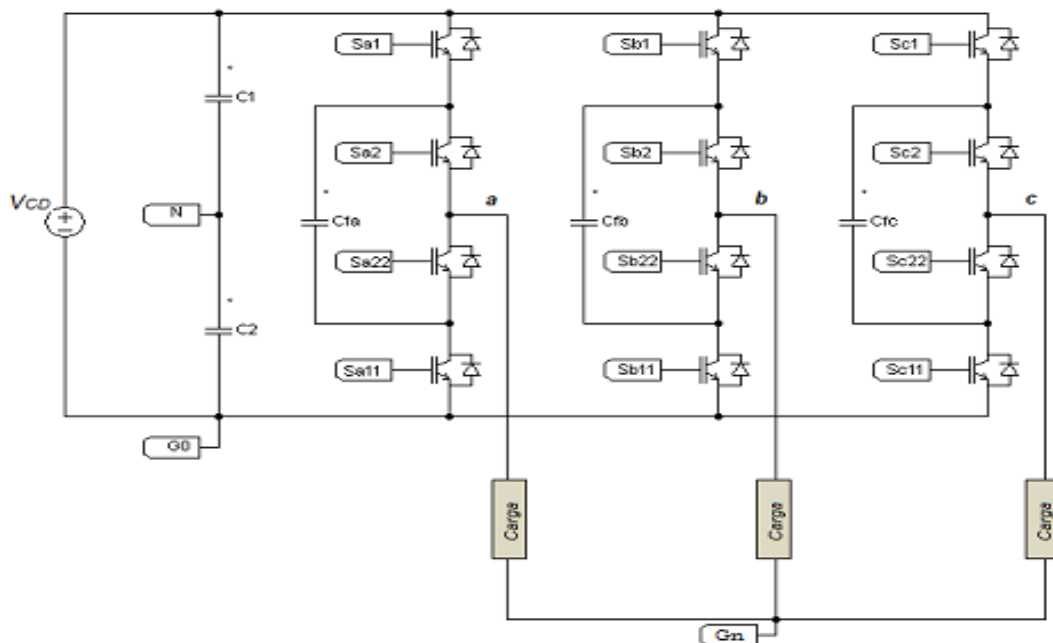
b) Tensión de línea u_{ab}

Se puede observar dos y tres niveles de tensión en u_{aN} y u_{ab} respectivamente, además de un espectro armónico y una distorsión armónica total similar a los obtenidos en las anteriores estrategias de modulación (figuras 19 y 21).

3. INVERSOR MULTINIVEL CON CONDENSADORES FLOTANTES (FC, *Flying Capacitor*).

Esta topología fue presentada en 1992 por Meynard y Foch [18]. Ha sido conocida también como celda imbricada o topología multicelda, pero ahora es más popularmente conocida como inversor multinivel de condensadores flotantes FC (*Flying Capacitor*) [19]. En la figura 30 se muestra la topología de un inversor FC trinivel.

Figura 30 - FC de tres niveles.

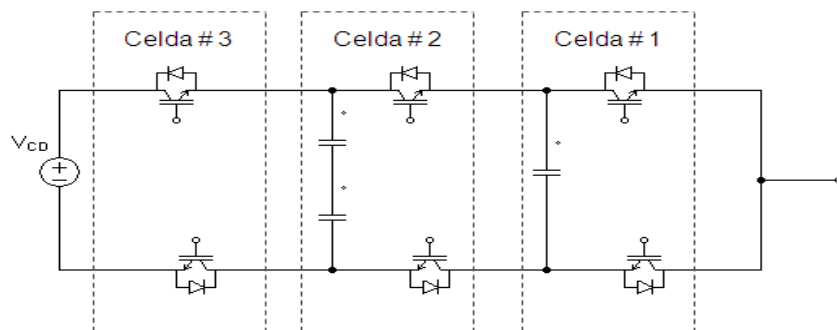


El inversor FC utiliza una estructura escalonada de condensadores en modo “flotante”, los cuales conectan diferentes puntos en el inversor de manera que permiten obtener los diferentes niveles de tensión en la salida mediante las secuencias de conmutaciones adecuadas en los interruptores [20]. La función de los condensadores flotantes consiste en fijar la tensión de bloqueo de los interruptores al nivel de tensión propio [1]. Tiene en el lado de entrada de directa

condensadores en serie que actúan como fuentes de tensión, dividiendo la tensión común en partes iguales. Los condensadores de cada fase son independientes de los de las demás fases; y a su vez todas las fases comparten los mismos condensadores de enlace de CD.

En general, cada fase del inversor FC puede ser analizada como un conjunto de celdas de conmutación apiladas, donde la tensión de salida se sintetiza conectando un número definido de condensadores en serie [21]. En la figura 31 se muestra el esquema de dicha celda, la cual es base de esta topología; la estructura de cada fase es idéntica a las otras fases. Como se puede observar, los inversores FC presentan una estructura modular y puede ser fácilmente extendida para conseguir más niveles de tensión y tasas más altas de potencia mediante la adición de un par de interruptores y un condensador. Este conjunto de elementos forman lo que se conoce como una celda o módulo de potencia. Cada par de conmutadores que forman parte de una celda deben estar en el estado tal que permitan una conexión adecuada entre la tensión del lado de continua y la salida a través de los condensadores. Además, ambos conmutadores deben cumplir la restricción de no estar simultáneamente conduciendo, pues producirían un corto circuito en los condensadores [19].

Figura 31 - Celda imbricada de cuatro niveles.

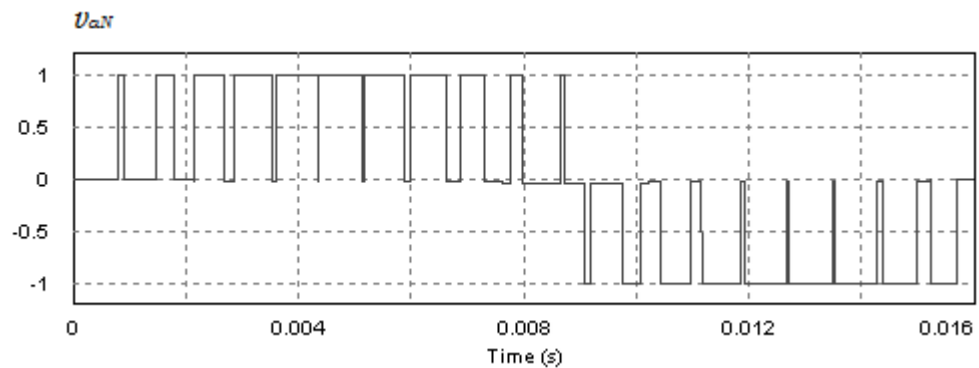


3.1. Características generales

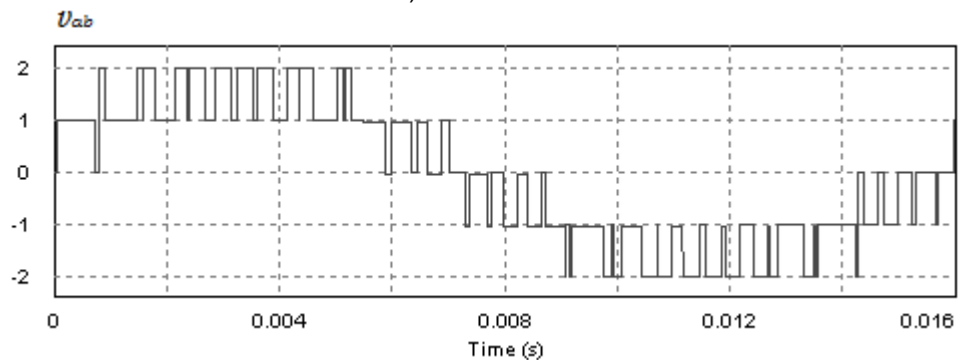
Como ya se dijo anteriormente los inversores FC presentan una estructura modular y están formados por un conjunto de celdas de potencia. En el FC (*Flying Capacitor*) el número de niveles es función del número de celdas complementarias que posee. Un inversor de n niveles, en la señal de salida de cada fase, tiene n niveles de tensión incluyendo el nivel de tensión cero, y las tensiones de línea tienen $(2n-1)$ niveles; así mismo posee $(n-1)$ celdas de potencia y $2(n-1)$ dispositivos de conmutación por fase como se puede comprobar en la figura 31.

Un ejemplo de la tensión de salida del convertidor de la figura 30 se presenta en la figura 32 donde es posible observar los tres niveles de tensión correspondientes a la fase a, junto con los 5 niveles de la tensión de línea v_{ab} .

Figura 32. Señales de salida del inversor de 3 niveles.



a) Tensión U_{aN}



a) Tensión U_{ab}

Debido a su estructura, esta topología necesita cargar previamente los condensadores antes de empezar a operar como inversor, esto conduce a una posible secuencia de arranque o monitoreo de la carga de los condensadores para mantenerlos a la tensión deseada [3]. El funcionamiento normal del inversor se presenta cuando todos los condensadores están cargados a una tensión $V_{CD}/(n-1)$, lo que significa que los condensadores ubicados paralelos a la fuente V_{CD} junto con los flotantes están cargados a un mismo nivel de tensión.

Algunas de las ventajas y desventajas de los inversores multinivel con condensadores flotantes son:

Ventajas:

- Debido a la presencia de condensadores flotantes, la tensión de bloqueo de los interruptores es $V_{CD}/(n-1)$.
- Cuando el número de niveles es muy alto, el contenido armónico será muy bajo, facilitando el uso de filtros muy pequeños a la salida [6].
- Puede emplearse como convertidor CC/CC, sin que el balance de las tensiones de los condensadores sea un problema gracias a los estados redundantes, aun con corriente unidireccional [1].
- Proporciona diferentes combinaciones de conmutación en los dispositivos para una tensión de salida, permitiendo tener flexibilidad para mantener la carga de los condensadores.
- El flujo de potencia activa y reactiva puede ser controlado, haciendo posible que este convertidor sea factible para el uso en transmisión de CD a alta tensión [9].

Desventajas:

- Se emplea un número elevado de condensadores cuando el número de niveles del convertidor es alto [9].

- Los condensadores flotantes deben soportar la corriente de carga, por tanto deben ser seleccionadas de forma adecuada, con objeto de no generar excesivas pérdidas y no condicionar la corriente máxima del convertidor [1]
- Existe un peligro de potencial resonancia a causa de los condensadores del sistema [1]
- Si la tensión del lado de continua aumenta rápidamente, los condensadores flotantes tardan un tiempo en alcanzar las tensiones normales de funcionamiento y los interruptores superior e inferior de cada rama bloquean una tensión mayor que la prevista durante este tiempo, unido a una distorsión significativa de la tensión de salida [1].

3.2. Principio de operación

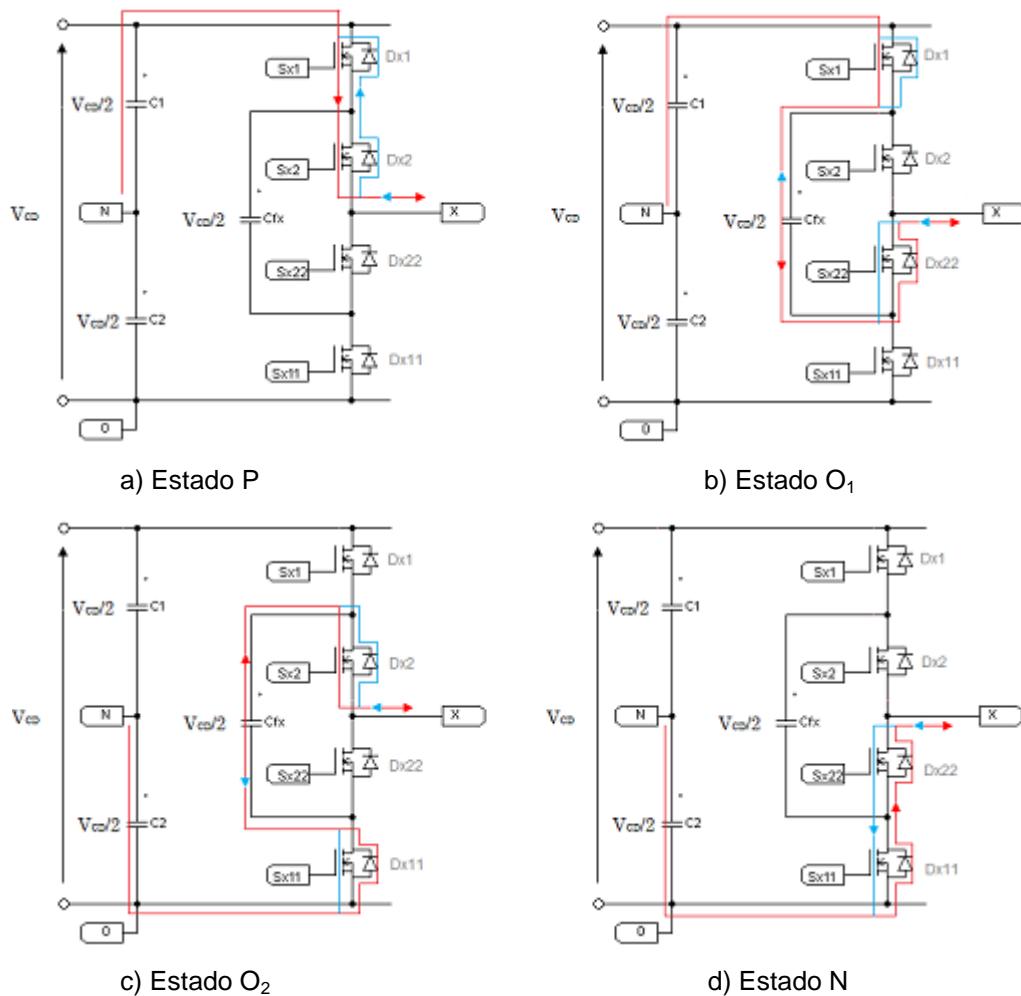
Para el control de los interruptores de cada fase del inversor de tres niveles de la figura 30, cada interruptor es asociado con su par de la celda de potencia, de manera que las parejas de interruptores son operados en forma complementaria, por lo que solo uno de los transistores de cada celda puede ser encendido al mismo tiempo. Gracias a este hecho tan solo son necesarias dos señales de compuerta por fase para eludir el cortocircuito de los condensadores de CD y los flotantes, además de evitar dejar en circuito abierto la carga.

Debido a la posible presencia de cargas inductivas se genera un desfase entre tensión y corriente, produciendo en cierto momento una tensión positiva y una corriente negativa, la cual necesita un camino para circular. Esta es la función de los diodos antiparalelos, ya que proporcionan un flujo bidireccional para la corriente. De lo anterior, la carga en los condensadores flotantes puede afectarse dependiendo del sentido del flujo de corriente

Para el caso de un inversor FC trinivel existen 4 posibles estados de conmutación los cuales son mostrados en la figura 33, donde también se muestran los caminos

para la corriente bidireccional. Estos estados son los mismos para cualquier fase del inversor.

Figura 33. Estados de conmutación del inversor FC trinivel.



A continuación se presenta un análisis de los estados de conmutación presentados en la figura 33.

❖ **Estado P:** En este estado los interruptores S_{X1} y S_{X22} están en conducción, permitiendo el paso de la corriente de carga. En los terminales de salida (u_{xN})

se tiene una tensión $V_{CD}/2$. En este caso el flujo de corriente por los interruptores o diodos de potencia, no aumenta o disminuye la carga de C_{fX} .

- ❖ **Estado O1:** Se retira el comando a S_{X2} . El interruptor S_{X22} entra en conducción y S_{X1} se mantiene. El flujo de corriente puede ser saliendo ($S_{X1}-C_{fX}-D_{X22}$) donde el condensador se carga o entrando ($S_{X22}-C_{fX}-D_{X1}$) donde C_{fX} se descarga. La tensión de salida es nula.
- ❖ **Estado O2:** Esta etapa tiene la misma tensión de salida de la anterior y se puede utilizar para mantener la carga de los condensadores flotantes. A diferencia del estado O1 los interruptores S_{X11} y S_{X2} deben conducir, generando un camino para la salida de corriente ($D_{X11}-C_{fX}-S_{X2}$) donde se produce la descarga de C_{fX} y una de entrada ($D_{X2}-C_{fX}-S_{X11}$) donde se carga el condensador flotante.
- ❖ **Estado N:** En el estado N los interruptores S_{X11} y S_{X22} deben estar en conducción. La tensión de salida es $-V_{CD}/2$ y el flujo de corriente no afecta la carga del condensador flotante.

En la tabla 3 se resumen los estados del inversor junto con el efecto que tienen sobre la tensión de los condensadores flotantes.

Tabla 3. Estados de conmutación del FC y variación de la carga.

Estados	S_{x1}	S_{x11}	S_{x2}	S_{x22}	V_{aN}	Carga del condensador flotante (C_{fX})
P	1	0	1	0	$V_{CD}/2$	No varía la carga
O₁	0	1	1	0	0	Según el flujo de la corriente se carga o descarga
O₂	1	0	0	1	0	Según el flujo de la corriente se carga o descarga
N	0	1	0	1	$-V_{CD}/2$	No varia la carga

Como se explicó en el análisis anterior y se puede observar en la tabla 2 existen dos combinaciones posibles para obtener el nivel de salida cero. Esta propiedad es conocida como *redundancia de nivel de tensión* y puede ser usada para propósitos de control u optimización. Al adicionar celdas de potencia para conseguir mayor número de niveles incrementa a su vez el número de estados redundantes del inversor.

4. ESTRATEGIAS DE MODULACIÓN MULTINIVEL

Las estrategias de conmutación para inversores multinivel han atraído especial atención a los investigadores en la última década, debido a la posibilidad de utilizar los estados de conmutación adicionales en cada topología multinivel para obtener mejor calidad a la salida del inversor, además del reto que representa modificar las técnicas convencionales para extenderlas a multinivel. De acuerdo a lo anterior se han desarrollado varios tipos de modulación, con características diferentes entre ellas dependiendo de la aplicación [7].

En este capítulo se presenta el análisis de las estrategias de conmutación a alta frecuencia para la topología FC, con las ventajas e inconvenientes que ofrecen.

4.1. Modulación SPWM en convertidores multinivel

La modulación por ancho de pulso sinusoidal (SPWM), es una de las técnicas de modulación más ampliamente estudiada y empleada en aplicaciones industriales, debido a su simplicidad y a los buenos resultados que garantiza en todas las condiciones de trabajo, incluida la sobremodulación [23]. Al igual que en los convertidores de dos niveles, esta técnica consiste en comparar una señal moduladora de tipo sinusoidal, con una señal portadora de forma triangular. La comparación de estas dos señales da como resultado las ordenes de conmutación de los interruptores del convertidor. Este método de modulación es flexible, ya que permite emplear diferentes moduladoras y portadoras, que se pueden dividir en dos grandes bloques:

- a) Estrategia de conmutación basada en portadoras modificadas.
- b) Estrategia de conmutación basada en múltiples moduladoras.

En este proyecto solo se trabaja con la estrategia de portadoras modificadas, la cual tiene como objetivo sintetizar salidas sinusoidales con mejor espectro armónico. Este tipo de modulación se puede dividir en dos subtipos:

- ✓ Desplazamiento de fase (*Phase-Shifted PWM*), donde las múltiples portadoras están desfasadas
- ✓ Desplazamiento de nivel (*Level-Shifted PWM*), donde la señal de referencia es muestreada a través de un número determinado de portadoras, desplazadas en incrementos contiguos de la amplitud de la onda de referencia.

4.1.1. Técnica desplazamiento de fase (*Phase-Shifted PWM*)

La característica principal de esta técnica es la de realizar corrimientos de fase entre portadoras, con la finalidad de proporcionar el rizo a una frecuencia mayor a la de conmutación, lo que reduce el contenido armónico de la tensión de salida [24].

Es una extensión natural de las técnicas PWM tradicionales. Debido a que cada celda es un convertidor de 2 niveles, la técnica tradicional PWM bipolar puede ser usada. Gracias a la modularidad de esta topología, cada celda de una rama, puede ser modulada de forma independiente utilizando una señal portadora junto con la señal de referencia común a todas las celdas de esa fase [25].

Un convertidor de n niveles, utiliza $n-1$ portadoras de la misma amplitud V_{tri} y frecuencia f_c . Un desplazamiento de fase es introducido entre las señales portadoras de celdas contiguas, produciendo un patrón de conmutación desplazado en fase entre ellas. De este modo, cuando se conectan juntas una forma de onda multinivel escalonada es originada. El desfase entre portadoras está dado por un ángulo θ , que depende del número de niveles del inversor así:

$$\theta = \frac{360^\circ}{n - 1} \quad (4.1)$$

Asumiendo que la señal moduladora posee una amplitud V_{ref} y una frecuencia f_1 , los índices de modulación en frecuencia y amplitud quedarían respectivamente como sigue:

$$m_f = \frac{f_c}{f_1} \quad (4.2)$$

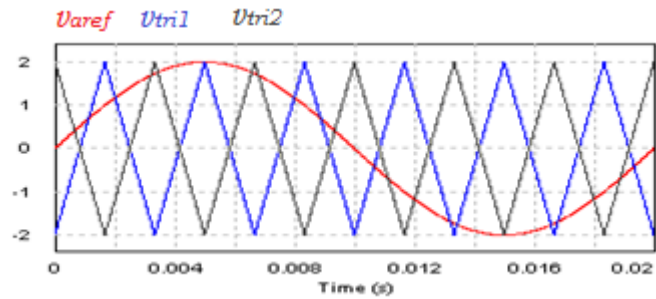
$$m_a = \frac{V_{ref}}{V_{tri}} \quad (4.3)$$

Este tipo de modulación es aplicada en las topologías multinivel con condensador flotante e inversores en cascada. Para la topología FC es necesario una portadora por cada pareja de interruptores de rama. Entonces el número de portadoras (n_p) es igual a:

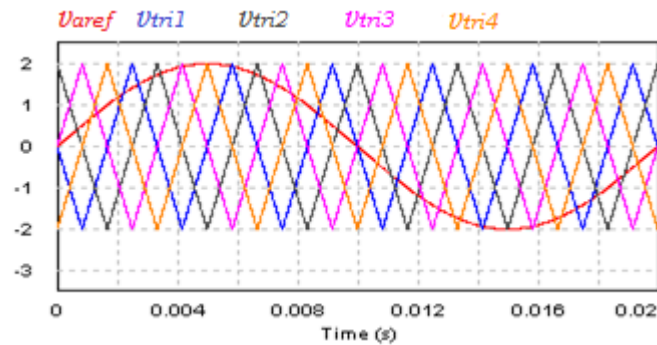
$$n_p = n - 1 \quad (4.4)$$

A manera de ejemplo para un inversor de 3 niveles son necesarias 2 portadoras, para uno de 5 se requieren 4 portadoras como se observa en la figura 34 a), b) respectivamente.

Figura 34. Referencia y portadoras par un inversor FC multinivel.



a) Inversor FC de tres niveles



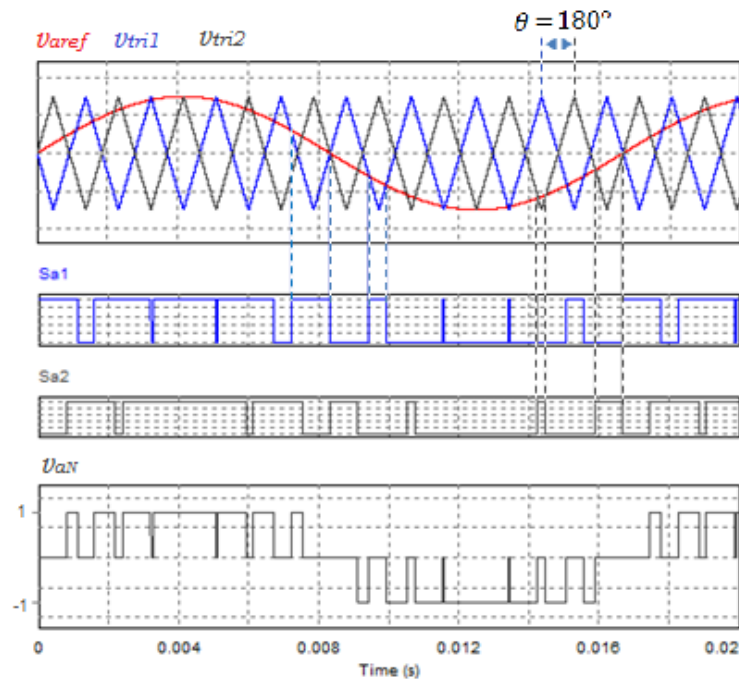
b) Inversor FC de cinco niveles

Debido a que todas las celdas son controladas con la misma referencia y la misma frecuencia portadora, el uso de los dispositivos de conmutación y la potencia promedio manejada por cada celda es uniformemente distribuida. Esta ventaja provoca que una vez los condensadores flotantes sean apropiadamente cargados, no se produce desbalance en los condensadores de continua, debido a la propiedad de balance natural de esta topología [2].

En la figura 35 se puede observar un ejemplo de los pulsos de los interruptores de las diferentes celdas junto con la tensión de salida. La adjudicación de la señal portadora a las celdas de potencia presenta cierto grado de libertad pues sin importar a cual sea asignada, el espectro armónico será el mismo. Otra característica interesante es el hecho que la tensión total de salida presenta un patrón de conmutación de aproximadamente k veces el patrón de conmutación de

cada celda (donde k es el número celdas de potencia). Esto se puede observar en la figura 35, donde la tensión de salida contiene casi el doble de conmutaciones que los pulsos de control de los interruptores S_{a1} y S_{a2} . Este multiplicativo efecto es producido por el desplazamiento de fase de las portadoras [2].

Figura 35. Generación y asignación de pulsos para los interruptores modulación PS-PWM.



4.1.2. Técnica Desplazamiento de Nivel (*Level-Shifted PWM*)

La idea de esta técnica es usar varias señales portadoras triangulares, manteniendo solo una señal moduladora. Al igual que con la modulación con desplazamiento de fase, si se emplea un inversor de n niveles, $n-1$ portadoras son necesarias. Las portadoras poseen la misma frecuencia f_c y la misma amplitud pico a pico A_c . Estas son desplazadas en un arreglo vertical (en lugar del desplazamiento de fase utilizado en el método PS-PWM) de forma tal que las bandas que ocupan son contiguas [22]. Cada portadora es colocada entre dos

niveles de tensión (de aquí el nombre desplazamiento de nivel LS) y el espacio ocupado por las portadoras es el rango de amplitud total que puede ser generado por el inversor o sea la tensión total del bus de CD. La señal moduladora utilizada es una senoide de frecuencia f_{ref} y amplitud V_{ref} . Los parámetros del proceso de modulación son:

- Índice de modulación de frecuencia m_f .

$$m_f = \frac{f_c}{f_1} \quad (4.5)$$

- Índice de modulación de amplitud.

$$m_a = \frac{V_{ref}}{(n-1)A_c} \quad (4.6)$$

Esta técnica presenta distintas variantes, las cuales se presentan a continuación:

1. Disposición de fases PD-PWM.

Para su implementación, las señales portadoras deben coincidir en fase, pero desplazadas por un nivel positivo y negativo de CD.

2. Oposición disposición de fases POD-PWM.

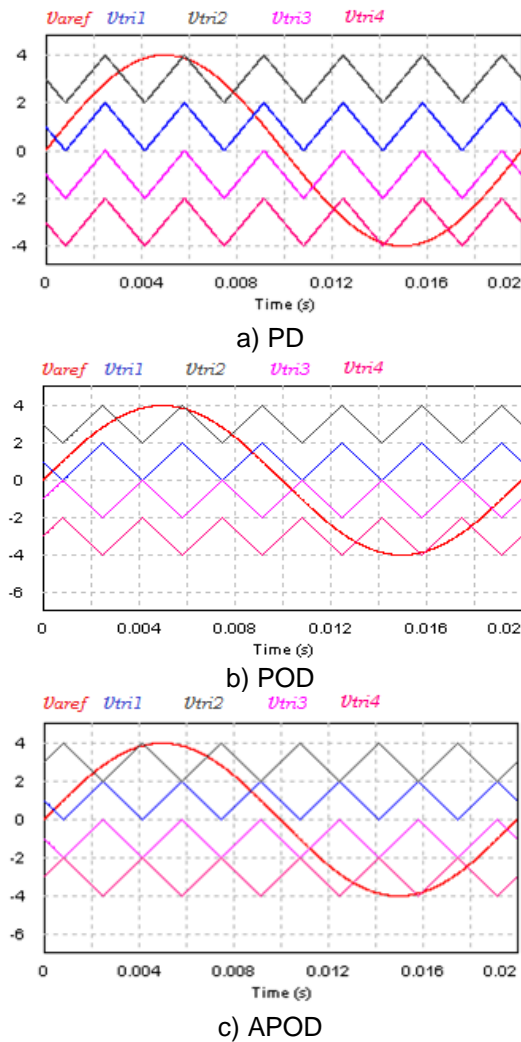
En esta técnica las señales portadoras están desplazadas por incrementos de CD, pero las ondas portadoras que están por encima de cero están en fase y las señales portadoras que se encuentran por debajo de cero están desfasadas 180° respecto a las de arriba.

3. Oposición disposición alternada de fases APOD-PWM.

La fase entre dos portadoras adyacentes es alternada o desplazada 180° .

En la figura 36 se observa un ejemplo de las distintas posibilidades del método LS para una fase de un inversor de cinco niveles. Para el inversor trinivel, que es el caso de interés, se puede fácilmente identificar que los métodos POD y APOD resultan ser idénticos. Esto debido a que tan solo son necesarias dos portadoras para la modulación.

Figura 36. Posibilidades del método LS para una fase de un inversor de cinco niveles.



La principal diferencia entre el esquema PD y el POD se puede ver en el espectro armónico de la tensión de fase, figura 37, en el cual se observa que el esquema PD presenta su armónico más significativo a la frecuencia de conmutación, y se apoya en el modo común de cancelación para eliminar este armónico de la tensión final de línea [19], [23]. A diferencia de esto, el esquema POD tan solo genera armónicos en las bandas laterales de la portadora para la tensión de fase (figura 38). Esto significa que este esquema tiene un THD inherentemente más alto que para PD en la tensión de línea, ya que estas bandas no son canceladas en dicha tensión y el contenido armónico en las restantes bandas es mayor que para PD [19], [23].

Figura 37. Espectro en frecuencia de la tensión de fase y Línea bajo el esquema PD, $m_a=1,0$ y $m_f=50$.

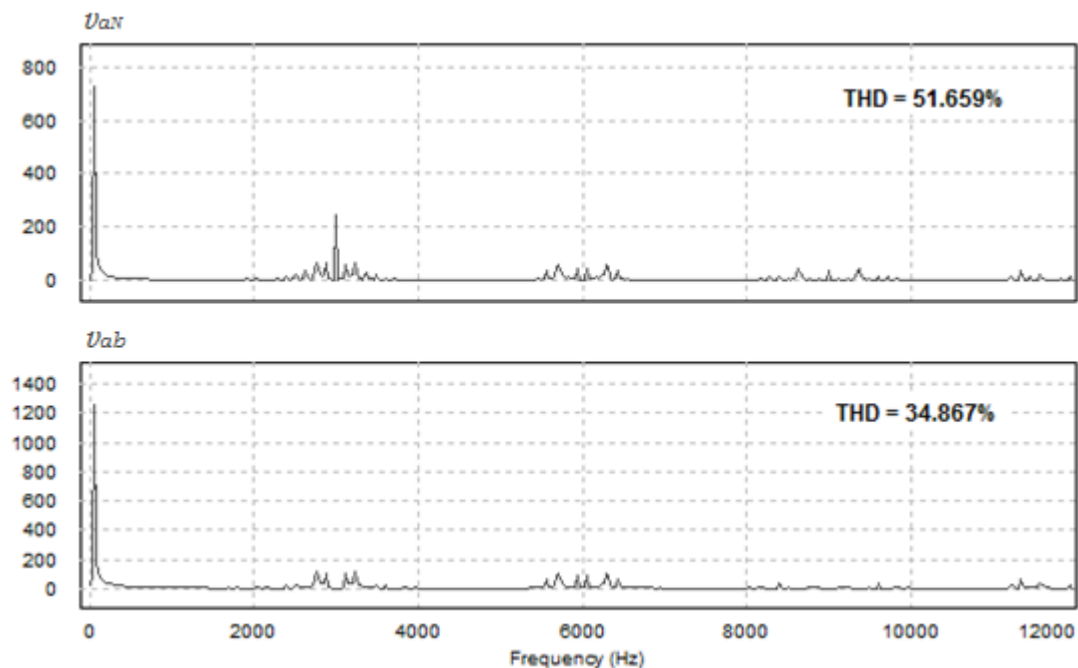
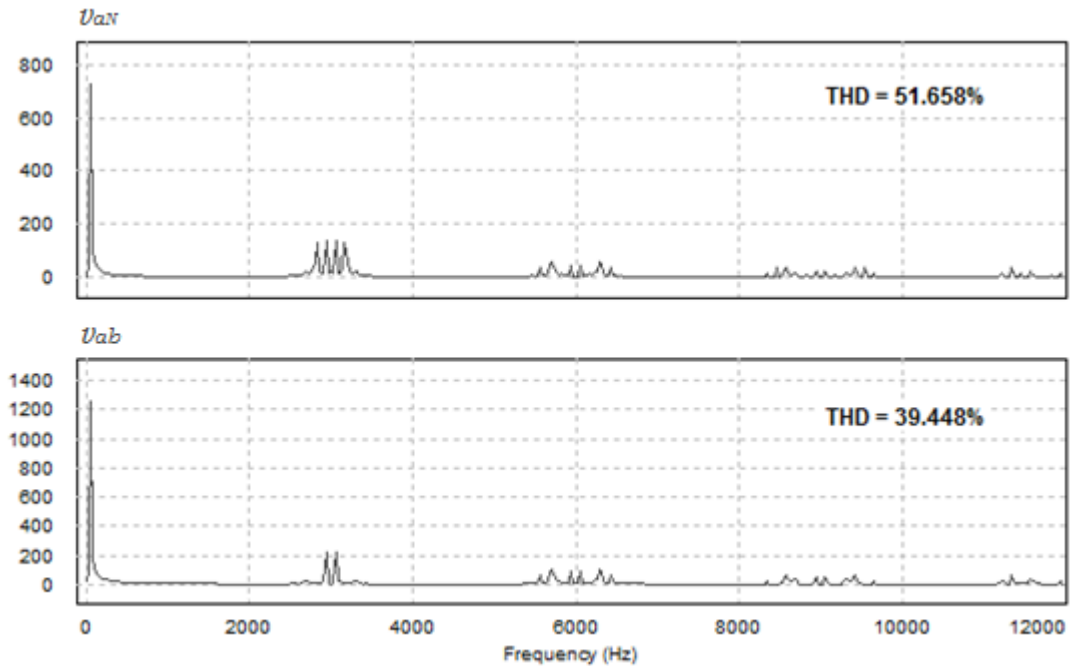
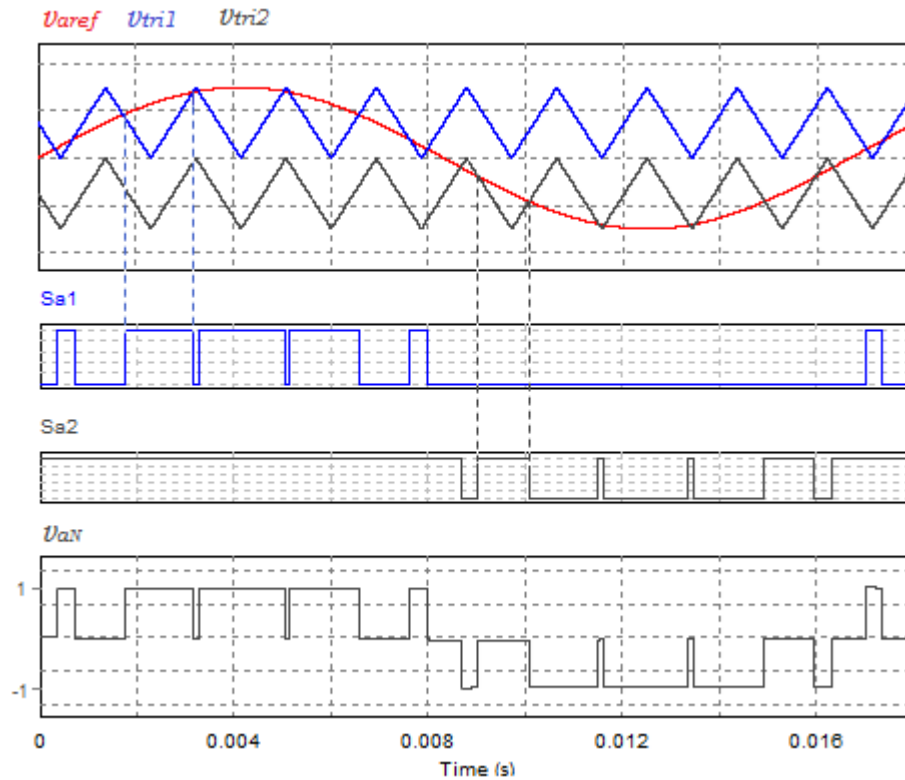


Figura 38. Espectro en frecuencia de la tensión de fase y Línea bajo el esquema POD, $m_a=1,0$ y $m_f=50$.



Para la asignación de las señales de control, se debe tener en cuenta que estas deben ser dirigidas a los semiconductores apropiados a fin de generar los niveles correspondientes. En la figura 39 se muestra el método PD-PWM para un inversor de tres niveles. Se observa que el tiempo durante el cual el valor de la referencia es mayor que el valor de ambas portadoras, los interruptores superiores son puestos en conducción conectando la carga al lado positivo del barraje de CD. Durante el tiempo en que la referencia posee un valor entre el valor de las dos portadoras ($v_{tri1} \leq v_{aref} \leq v_{tri2}$), la señal de salida es conectada al punto neutro N. Finalmente, los tiempos en los cuales la referencia posee un valor menor que ambas portadoras, los interruptores inferiores son cerrados, conectando la carga al punto negativo del barraje de CD [2].

Figura 39. Generación y asignación de pulsos para los interruptores modulación LS-PWM



Las principales características de la modulación LS-PWM son [3]:

- ❖ Concentra la mayor parte de la energía del contenido armónico alrededor de la frecuencia de conmutación.
- ❖ La frecuencia de rizo en la salida del inversor es la frecuencia de la portadora.

Si se quiere conocer de manera aproximada el valor de los armónicos más significativos de un sistema trifásico o monofásico en la tensión línea a neutro se puede recurrir a la siguiente ecuación:

$$A_{ms} = \frac{f_c}{f_{ref}} \pm 2n \quad (4.7)$$

Donde:

A_{ms}	Armónicos más significativos.
f_c	Frecuencia de la portadora.
f_{ref}	Frecuencia fundamental.
n	Número de niveles. $n=0, 1, 3, 5, \dots, n$ (menos los impares).

4.2. Modulación SVM

La técnica SVM es muy flexible y en la actualidad muy utilizada para el control de inversores, pues posee ventajas significativas frente a la modulación SPWM, tales como, un mayor grado de libertad en el uso de los estados redundantes y un mejor desempeño del inversor [26].

A continuación se desarrollara el análisis para utilizar la modulación SVM en un convertidor FC de tres niveles.

Par empezar se debe tener claro que es un estado de conmutación y un vector de conmutación, pues el vector de conmutación puede ser generado por varios estados de conmutación. Es posible conocer el número de estados de conmutación en función de los niveles del inversor así:

$$N_{Estados} = n^3 \quad (4.8)$$

Como también los vectores de conmutación:

$$N_{Vectores} = 1 + 6 \sum_{i=1}^{n-1} i \quad (4.9)$$

Los estados de conmutación se definen a partir de P, O y N como se muestra en la tabla 4. El estado P indica que los interruptores superiores están en conducción, luego la tensión de salida es $V_{CD}/2$. En el estado O la tensión de salida es nula y posee dos posibles estados de conmutación, por último, la conducción de los dos interruptores inferiores del inversor es conocida como estado N, donde se obtiene una tensión de salida $-V_{CD}/2$.

Tabla 4. Estados de conmutación

Estados	S_{x1}	S_{x2}	V_{aN}	C_i
P	1	1	$V_{CD}/2$	1
O₁	0	1	0	0
O₂	1	0	0	0
N	0	0	$-V_{CD}/2$	-1

Para obtener los vectores de conmutación se seguirá el análisis propuesto en [26] para un inversor trifásico de tres niveles. Las tensiones entre el punto neutro del inversor y las fases pueden ser halladas a partir de:

$$v_{xN}(t) = C_i * \frac{V_{CD}}{2} \quad (4.10)$$

Donde: C_i se presenta en la tabla 4 y según el estado de conmutación puede tomar valores de 1, 0 y -1, y el sufijo x representa la fase.

Asumiendo un sistema trifásico balanceado se cumple:

$$v_{an}(t) + v_{bn}(t) + v_{cn}(t) = 0 \quad (4.11)$$

Y se sabe que la tensión instantánea de fase al punto neutro de la carga Gn (figura 30) está dado por:

$$v_{xn}(t) = v_{xN}(t) - v_{nN}(t) \quad (4.12)$$

Trabajando con 4.11 y 4.12 se llega a:

$$v_{nN}(t) = \frac{1}{3} * (v_{aN}(t) + v_{bN}(t) + v_{cN}(t)) \quad (4.13)$$

Sustituyendo la anterior ecuación en 4.12 se obtiene la tensión de fase instantánea en la carga:

$$\begin{bmatrix} v_{an}(t) \\ v_{bn}(t) \\ v_{cn}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2/3 & -1/3 & -1/3 \\ -1/3 & 2/3 & -1/3 \\ -1/3 & -1/3 & 2/3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{aN}(t) \\ v_{bN}(t) \\ v_{cN}(t) \end{bmatrix} \quad (4.14)$$

Utilizando la transformada de Park se tiene una representación del vector espacial en el plano α - β :

$$\vec{V}(t) = \frac{2}{3} * \left(v_{an}(t) * e^{j0} + v_{bn}(t) * e^{\frac{j2\pi}{3}} + v_{cn}(t) * e^{\frac{j4\pi}{3}} \right) \quad (4.15)$$

Con las dos últimas ecuaciones se puede obtener la magnitud y posición de cualquier vector espacial a partir del correspondiente estado de conmutación. Por ejemplo, si se tiene el estado (PON), de la ecuación 4.14 se obtienen las tensiones de fase:

$$v_{an}(t) = \frac{1}{2} V_{CD} ; v_{bn}(t) = 0 ; v_{cn}(t) = -\frac{1}{2} V_{CD}$$

Ahora reemplazando las tensiones de fase en 4.15 se obtiene el vector espacial PON:

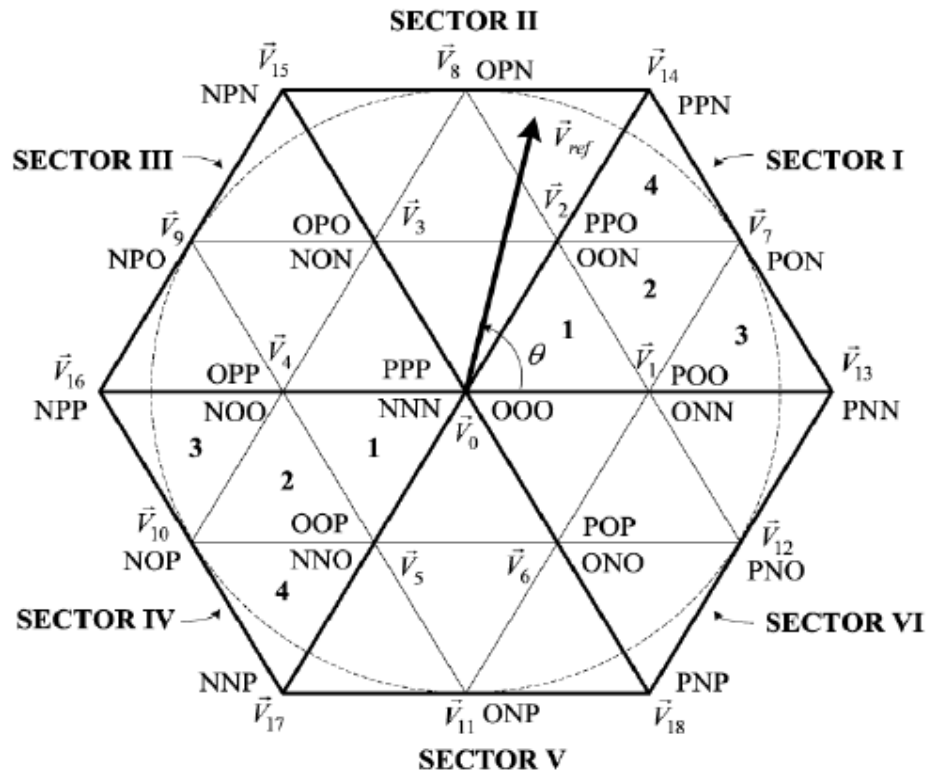
$$\vec{V}_{PON} = \frac{2}{3} \left[\frac{1}{2} V_{CD} + \left(-\frac{1}{2} V_{CD} \right) \left(-\frac{1}{2} - j \frac{\sqrt{3}}{2} \right) \right]$$

$$\vec{V}_{PON} = \frac{1}{2} V_{CD} + j \frac{1}{\sqrt{12}} V_{CD}$$

$$\vec{V}_{PON} = \frac{1}{\sqrt{3}} V_{CD} e^{j\frac{\pi}{6}}$$

Este mismo procedimiento debe aplicarse para el cálculo de los vectores de conmutación restantes (figura 40).

Figura 40. Vectores de conmutación

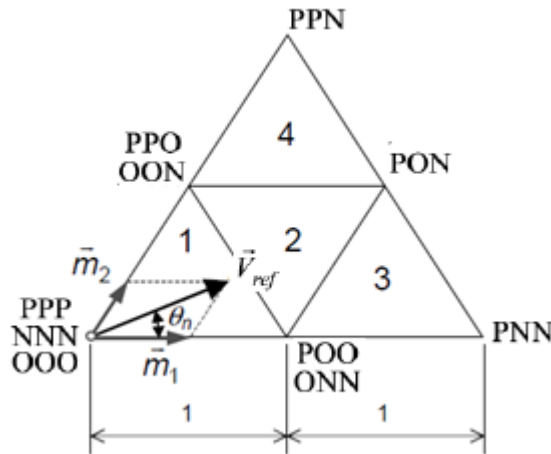


Fuente: [26]

Calculo del tiempo de conducción de los interruptores.

La figura 40 se divide en 6 sectores, que a su vez se subdividen en 4 regiones, de esta manera se facilita el cálculo de los tiempos de aplicación. El vector referencia puede ser representado como la proyección de los tres vectores estacionarios más cercanos. Por medio de esta representación se puede encontrar una expresión para los tiempos de conducción de los interruptores. Este análisis se hace en [21]. La figura 41 muestra las proyecciones del vector referencia para el primer sector, región 1.

Figura 41. Proyección del vector referencia



Del anterior grafico se tiene que:

$$m_1 = \frac{3}{2} m_a \left(\cos \theta_n - \frac{\sin \theta_n}{\sqrt{3}} \right) \quad (4.16)$$

$$m_2 = 3 m_a \frac{\sin \theta_n}{\sqrt{3}} \quad (4.17)$$

Donde:

$$m_a = \frac{V_{ref}}{V_{CD}/2} \quad (4.18)$$

Además θ_n indica la posición del vector referencia, y esta medido desde el eje positivo α .

De acuerdo a la ecuación normalizada:

$$\vec{V}_{ref} = d_1\vec{V}_1 + d_2\vec{V}_2 + d_3\vec{V}_3 \quad (4.19)$$

Sabiendo que:

$$d_1 + d_2 + d_3 = 1 \quad (4.20)$$

Entonces:

$$d_1 = m_1; \quad d_2 = m_2; \quad d_3 = 1 - m_1 - m_2 \quad (4.21)$$

Obteniendo como resultado los ciclos de trabajo para los interruptores en el sector 1 región 1, a partir de los cuales es posible obtener los tiempos de trabajo tan solo multiplicando por el periodo de conmutación T_s . El mismo análisis se hace para las otras tres regiones y sus resultados se muestran en la tabla 5. Las ecuaciones mostradas pueden ser utilizadas para los sectores restantes, siempre y cuando un múltiplo de $\pi/3$ le sea sustraído a θ_n .

En la tabla 5 se suministra la información necesaria para identificar la región donde se encuentra el vector referencia y el ciclo de trabajo de cada estado de conmutación.

Tabla 5. Ciclo de trabajo sector 1

Identificación de Región	Región	Ciclo de Trabajo
$m_1 \leq 1$ $m_2 \leq 1$ $m_1 + m_2 \leq 1$	1	$d_{ONN/POO} = m_1$ $d_{OON/PPO} = m_2$ $d_{OOO} = 1 - m_1 - m_2$
$m_1 \leq 1$ $m_2 \leq 1$ $m_1 + m_2 > 1$	2	$d_{ONN/POO} = 1 - m_2$ $d_{OON/PPO} = 1 - m_1$ $d_{PON} = m_1 + m_2 - 1$
$m_1 > 1$	3	$d_{PNN} = m_1 - 1$ $d_{PON} = m_2$ $d_{ONN/POO} = 2 - m_1 - m_2$
$m_2 > 1$	4	$d_{PON} = m_1$ $d_{PPN} = m_2 - 1$ $d_{OON/PPO} = 2 - m_1 - m_2$

Secuencia de conmutación

Existen diferentes formas de asignar los vectores espaciales para generar el vector referencia. La selección de la secuencia de conmutación debe, en general, darse de acuerdo a ciertos objetivos. Para esta tesis los requerimientos tenidos en cuenta para la elección de la secuencia de conmutación fueron el reducir las pérdidas por conmutación así como optimizar el perfil armónico en la señal de salida. Para conseguir cumplir con estos objetivos, se tuvo en cuenta que la secuencia cumpliera respectivamente con los siguientes incisos.

1. La transición entre cada uno de los estados de conmutación debe involucrar únicamente dos interruptores en la misma rama.
2. Debe existir simetría en la secuencia de conmutación.

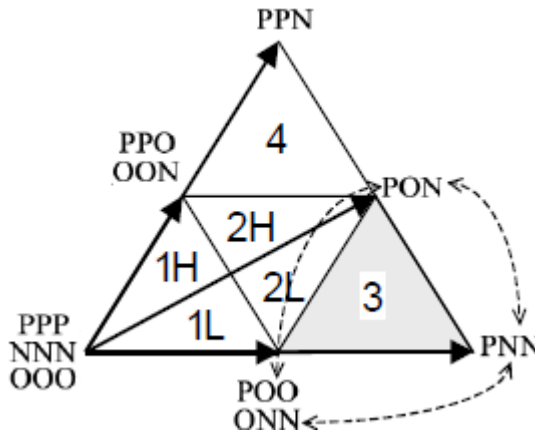
Después de una revisión de gran cantidad de la bibliografía existente, se decide escoger el método de secuencia de modulación simétrica propuesto y trabajado en

[21] y [27] ya que se encuentra que cumple con los requerimientos antes expuestos.

Modulación simétrica

Éste método se caracteriza por usar solo cuatro vectores de estado para la secuencia de modulación. Para esta modulación las regiones 1 y 2 se dividieron en 1L, 1H, 2L y 2H (figura 42). Las nuevas regiones tienen la misma área y la línea que las divide coincide con el vector PON.

Figura 42 - Secuencia de vectores



La secuencia de vectores escogida puede ser de tipo P o N y deberá mantenerse en todos los sectores. Para las simulaciones se utilizó la secuencia tipo P. Como se observa en la tabla 6 la secuencia es concebida de forma tal que en el paso del vector referencia de un sector o una región a otra se garantiza que no exista conmutaciones extra, o sea que tan solo exista un cambio de estado y por tanto la conmutación de un solo par de interruptores. La secuencia es de tipo P cuando comienza con un estado P (POO) y se denomina N cuando el primer estado de la secuencia es de tipo N (ONN).

Tabla 6. Secuencia tipo P o N sector 1

Región	Secuencia	
	TIPO N	TIPO P
1L	ONN-OON-OOO-POO	POO-OOO-OON-ONN
1H	OON-OOO-POO-PPO	PPO-POO-OOO-OON
2L	ONN-OON-PON-POO	POO-PON-OON-ONN
2H	OON-PON-POO-PPO	PPO-POO-PON-OON
3	ONN-PNN-PON-POO	POO-PON-PNN-ONN
4	OON-PON-POO-PPO	PPO-PPN-PON-OON

Como se ve en la tabla 6, las secuencias usadas empiezan y terminan con un estado de vector espacial con redundancia par, la cual es una de las características principales de esta modulación. De la teoría SVM de dos niveles es conocido que las secuencias deben ser reversadas en el siguiente medio ciclo para así minimizar el impacto armónico de la salida. Los ciclos de trabajo que se deben adjudicar a los vectores redundantes tipo P y N que aparecen en la secuencia deben ser los mismos para un rendimiento armónico óptimo [27].

5. SIMULACIÓN Y RESULTADOS

5.1. Parámetros y criterios de simulación

Los parámetros de simulación para las tres estrategias se presentan en la siguiente tabla.

Tabla 7. Parámetros de la simulación

Parámetros del sistema	Valores
f_o	60 Hz
f_c	9 kHz
V_{CD}	1500 V
R_{carga}	12 Ω
L_{carga}	10 mH
$C_{f, CD}$	2.2 mF

Cabe notar que para el fin de la simulación y respectiva comparación de los esquemas de modulación, se realizara un muestreo simétrico en las señales referencia de los esquemas LS y PS ya que dentro del método SVM es necesario igualmente realizar un muestreo a la señal referencia.

5.2. Criterios de comparación

Para medir el desempeño de las técnicas de modulación utilizadas, se decide verificar el rendimiento del inversor cuantificando la calidad de las señales de salida de tensión de línea y corriente de fase mediante el índice de contenido armónico total (THD) dado por la siguiente ecuación:

$$THD = \frac{\sqrt{V_{rms}^2 - V_1^2}}{V_1} \quad (5.1)$$

Donde V_1 es la componente fundamental en RMS y V_{rms} es el valor RMS total de la forma de onda [10].

Además, se verifica el comportamiento de la tensión de los condensadores “flotantes”, el cual es una de las principales desventajas de la topología FC, esto mediante el criterio del error cuadrático medio (E_{rms}) calculado de la siguiente expresión [12]:

$$E_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T (v_{Cx}(t) - v_{Cxini})^2 dt} \quad (5.2)$$

Donde $V_{Cx}(t)$ corresponde a la señal de tensión existente en los condensadores flotantes durante la simulación y V_{Cxini} es la tensión inicial de los condensadores.

5.3. Esquemas de simulación

La figura 43 muestra el diagrama de bloques empleado para la simulación del inversor FC de tres niveles trifásico utilizando los diferentes tipos de modulación. En la modulación SPWM (figura 43.a) son necesarias cuatro etapas para conseguir la tensión de salida, en la primera se generan las señales referencia de fase, luego pasa por el bloque de muestreo, que en esta tesis es simétrico, después la señal muestreada ingresa en un comparador, donde como su nombre lo indica se compara una onda triangular con otra sinusoidal, obteniendo en la salida el tren de pulsos para cada interruptor. La técnica SPWM con inyección del tercer armónico (figura 43.b) requiere un paso adicional que el anterior esquema, pues se debe sumar el tercer armónico a la referencia y de esta manera conseguir

la señal modificada esperada. La modulación SVM (figura 43.c) tiene una manera diferente a las SPWM de conseguir los pulsos de conmutación de los interruptores, por esto la señal referencia muestreada se transforma al plano α - β , generando un vector referencia el cual se ingresa en el algoritmo para hallar la secuencia de pulsos de los interruptores.

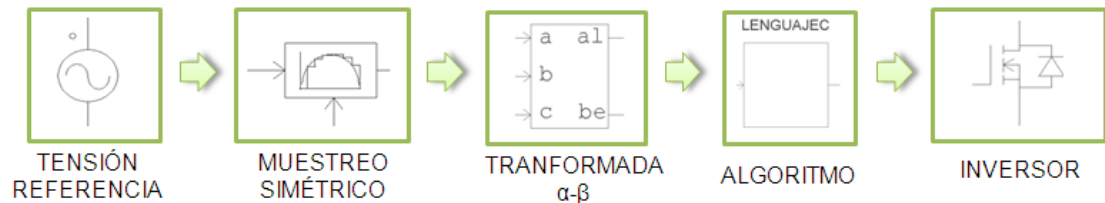
Figura 43 - Esquemas de simulación.



a) Esquema de simulación modulación SPWM



b) Esquema de simulación con inyección de tercer armónico



c) Esquema de simulación modulación SVM

5.4. Simulación y análisis de resultados

En las figuras 44 a 46, se muestran la tensión de línea v_{ab} junto con su espectro en frecuencia, la corriente de fase I_a y la tensión en el condensador flotante de la fase a. El primer parámetro de comparación entre las técnicas de modulación es el THD, como se aprecia en las figuras y en la tabla 8 la modulación LS_PD-PWM es la de menor índice de distorsión armónica total, le sigue la SVM y por último la PS-PWM, este resultado se debe a que el espectro en frecuencia de la tensión de todas las fases en LS_PD-PWM presenta las amplitudes más significativas en el armónico y los armónicos impares a la frecuencia de conmutación, luego al hacer la diferencia entre las tensiones de fase para encontrar la tensión de línea, se cancelan estos armónicos logrando una reducción significativa en el THD.

Figura 44. Modulación PS-PWM ($m_a=1$).

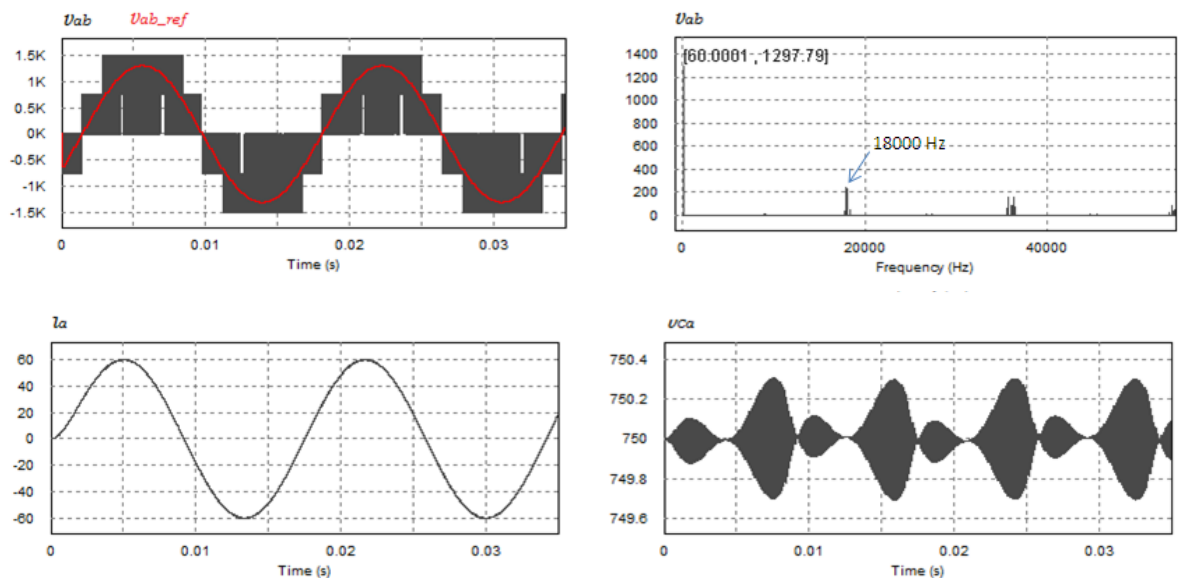


Figura 45. Modulación LS_PD-PWM ($m_a=1$).

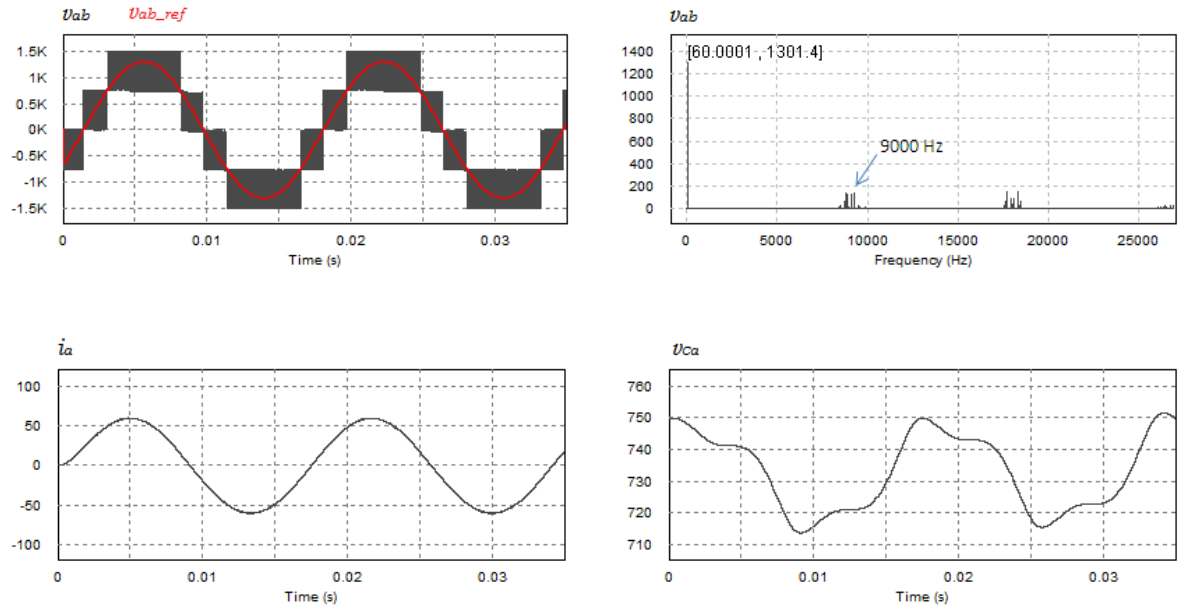


Figura 46. Modulación SVM ($m_a=1$).

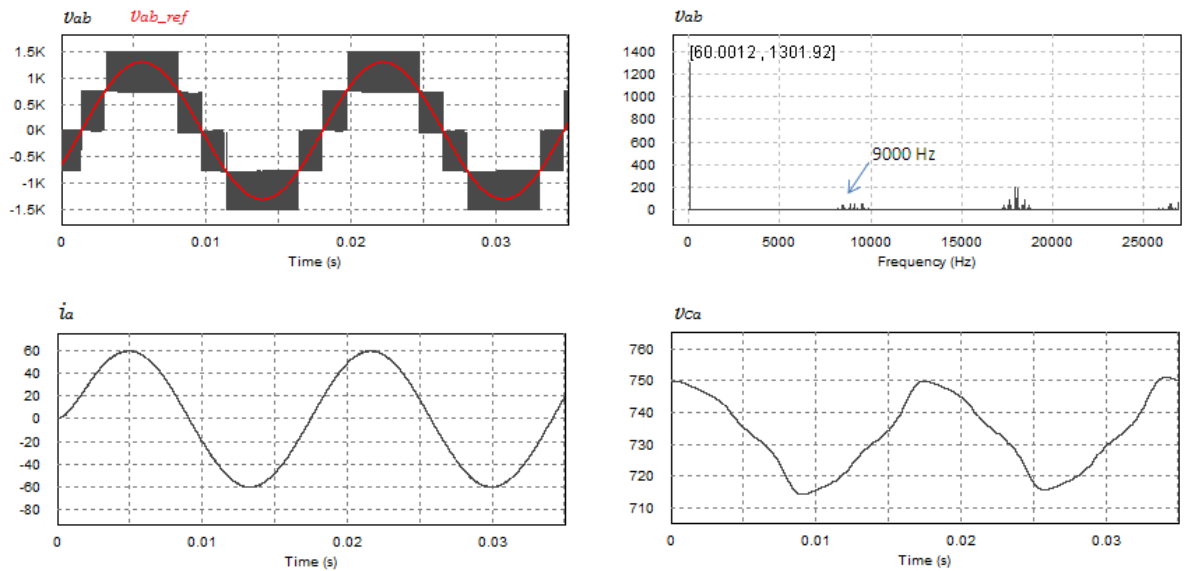


Tabla 8. THD y Erms; $m_a=1$.

MODULACIÓN	THD %		E_{RMS}
	v_{ab}	i_a	v_{Ca}
PS	39,96	0,317	0,119
LS_PD	34,888	1,159	20,611
SVM	35,002	1,11	20,451

En la estrategia SVM sucede algo similar a lo que ocurre para la modulación LS_PD, sin embargo no presenta la misma reducción de los armónicos en las bandas laterales para la tensión de línea, y aunque su rendimiento armónico no es tan bueno como el de LS_PD si es un poco superior al de PS.

En contraste con las anteriores técnicas, en la modulación PS los grupos de armónicos de bandas laterales aparecen centrados alrededor del doble de la frecuencia de la señal portadora ($2f_c$) como se ve en la figura 44; este efecto es debido al desfase existente entre las portadoras, ya que sin importar la región en que se encuentre la señal moduladora, estarán presentes las dos señales triangulares, en consecuencia, se estarán operando ambas celdas de cada fase. Por tanto, este esquema solo genera armónicos en las bandas laterales del doble de la frecuencia de conmutación para la tensión de fase y aunque los múltiplos triples de estos armónicos se cancelan en la tensión de línea, los armónicos restantes son más grandes que los mismos para la estrategia LS_PD lo cual conlleva a un mayor THD.

Continuando el análisis, pasamos a la tensión de los condensadores flotantes de las fases. En las figuras 44, 45 y 46 tan solo se presenta la tensión del condensador de la fase que presento mayor error cuadrático medio (E_{rms}) en la simulación (fase a), la cual tiene una forma irregular con tendencia periódica para las tres modulaciones, su forma se debe a la carga y descarga de los condensadores flotantes cuando en cada periodo de conmutación se utiliza el estado de conmutación O_1 o O_2 o ambos.

El menor error E_{rms} lo presenta la técnica PS-PWM. Esto gracias a que el desfase en las portadoras permite la aplicación de los estados O_1 y O_2 en tiempos iguales durante cada periodo de conmutación. Estados durante los cuales y dependiendo del flujo de la corriente de carga, los condensadores se descargaran o se cargaran. De esta forma se mantiene la tensión en cierto rango con una muy pequeña variación comparada con las otras estrategias como se puede observar en la figura 44.

Las otras estrategias poseen grandes fluctuaciones y desviaciones en la tensión de los condensadores flotantes, a causa de no mantener por periodos iguales los estados de conmutación O , donde el flujo de la corriente de carga hace crecer o decrecer la tensión. Por tal motivo su E_{rms} es significativamente más alto en comparación a PS-PWM.

Figura 47. PS_3er ($m_a=1,15$).

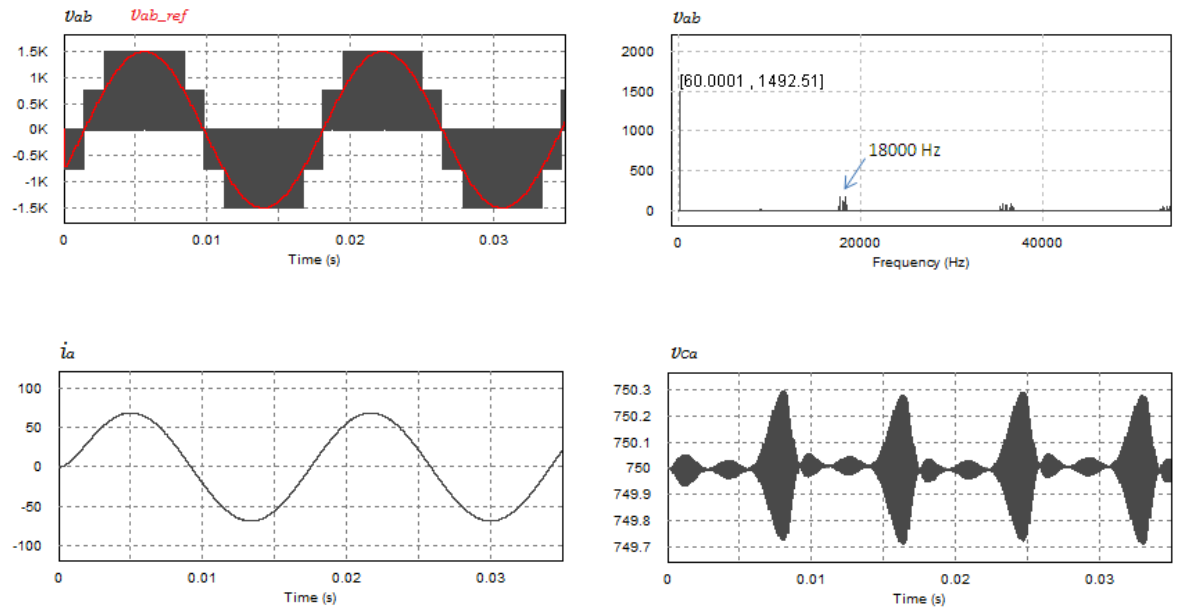


Figura 48. PD_3er ($m_a=1,15$).

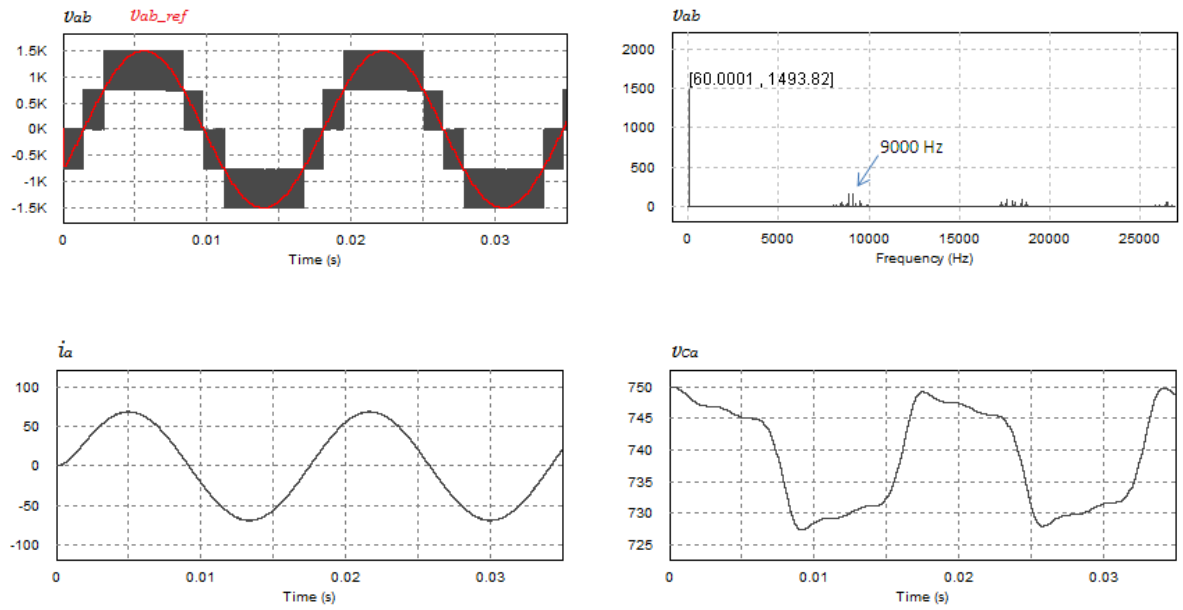


Figura 49. Modulación SVM ($m_a=1,15$).

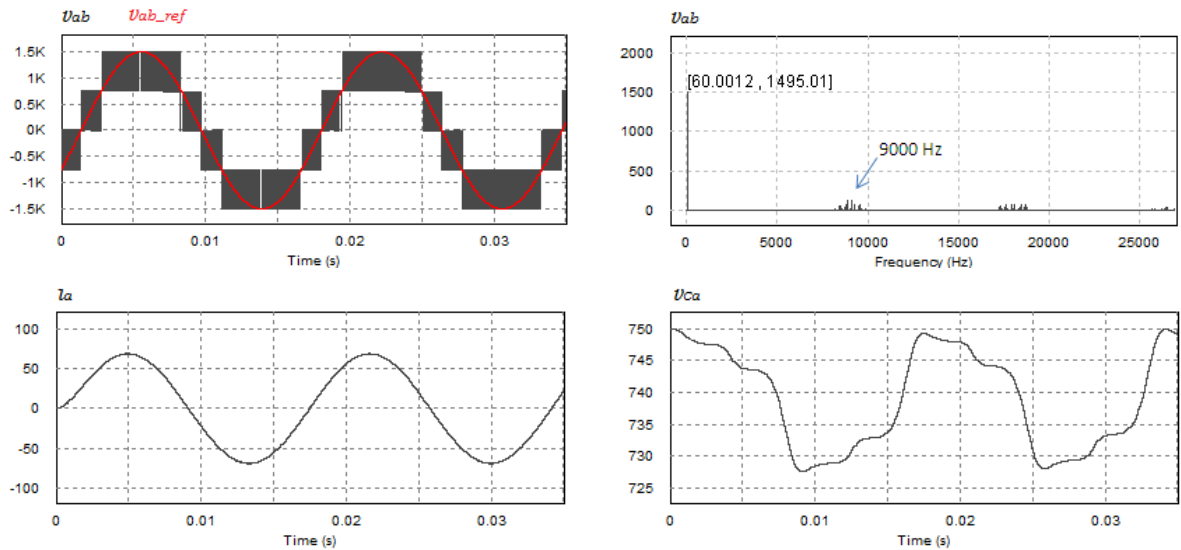


Tabla 9. THD y Erms; $m_a=1,15$.

MODULACIÓN	THD %		E_{RMS}
	v_{ab}	i_a	v_{Ca}
PS	30,08	0,242	0,0862
LS_PD	27,066	0,614	13,79
SVM	27,08	0,611	13,58

La inyección del tercer armónico a la señal referencia en las técnicas LS_PD y PS permite disminuir la distorsión armónica total de la tensión de línea y corriente de

fase, así como el E_{rms} en las tensiones de los condensadores flotantes (tabla 9). Las figuras 47 y 48 muestran el incremento de la componente fundamental en la zona lineal frente a la modulación sin inyección de tercer armónico. Los resultados obtenidos en las figuras se deben al comportamiento específico de cada modulación antes analizado. El efecto producido por el uso de este esquema es similar al de SVM, obteniéndose el total de la amplitud de la tensión del bus de CD en el armónico fundamental de la señal de salida. En la tabla 9 se muestran los resultados obtenidos para un $m_a=1,15$. Como se observa hay una gran disminución en la distorsión armónica tanto en tensión como en corriente para todos los métodos, además de una menor variación en la tensión de los condensadores flotantes. Se puede ver además como el menor THD en la tensión de línea lo sigue presentado el método LS_PD, sin embargo la modulación PS continua siendo la que posee la menor distorsión en corriente al igual que el menor desbalance en los condensadores. El esquema SVM nuevamente presenta resultados similares a los del método LS_PD con un THD un poco mayor en tensión aunque menor en corriente al igual que una menor variación de la tensión de los condensadores (menor E_{rms}).

6. OBSERVACIONES Y CONCLUSIONES

- El principal requerimiento de funcionamiento del FC es mantener balanceadas las tensiones de los condensadores flotantes a sus valores de referencia. Ya que lo anterior dicta la operación segura y eficiente del inversor bajo todas las condiciones de operación.
- El uso adecuado de los estados de conmutación redundantes en FC, permite mantener balanceada la tensión en los condensadores flotantes.
- Para un sistema trifásico, considerando los métodos de modulación LS_PD Y SVM, se obtiene una mejor calidad de las señales de tensión de salida (bajo THD) comparado al PS. Sin embargo, es posible conseguir un bajo desbalance de las tensiones de los condensadores flotantes de una forma natural y sencilla, mediante el esquema PS con una simple y directa estructura de modulación.
- La inyección del tercer armónico es una variante interesante para las modulaciones PS y LS_PD siempre y cuando se trabaje en el rango de 1 a 1,15 para el índice m_a , ya que para menores valores de m_a el rendimiento armónico y el balance de los condensadores es casi igual o incluso inferior al presentado por las mismas.
- Aunque la implementación del esquema de modulación SVM es algo más complejo que los métodos SPWM, presenta un buen rendimiento en el espectro armónico para todos los rangos de modulación ($0 < m_a \leq 1.15$) comparado con la técnica PS sin la necesidad de modificar la señal de referencia.
- Sin importar que tan bueno sea el balance conseguido de forma natural por el método de modulación, bajo condiciones reales de trabajo, es necesario utilizar algún método de control o amortiguamiento extra en la tensión de los condensadores para mantener el balance, debido a las variaciones (en

tensiones, corrientes y cargas) y perturbaciones (caídas de tensión, fallas etc.) existentes en los sistemas.

- A partir de los resultados obtenidos es posible identificar la modulación con desplazamiento de fase, como mejor opción para el control de la topología de convertidor multinivel con condensadores flotante, ya que aunque no presenta el mejor comportamiento en distorsión armónica total, permite un mejor balance de tensión en los condensadores flotantes, lo cual conlleva a un funcionamiento más seguro.

7. TRABAJOS FUTUROS

A continuación se mencionan algunas propuestas de posibles trabajos futuros:

- Estudiar el funcionamiento de la topología FC cuando se plantean variantes en su estructura básica, como el uso de fuentes de tensión controlada en lugar de los condensadores flotantes.
- Estudiar y analizar modificaciones en las estrategias de control ya existentes, que permitan obtener mejor balance en los condensadores flotantes, además de una baja distorsión armónica en la señal de salida.
- Estudiar el funcionamiento de la topología FC en aplicaciones como transmisión de corriente continua (HVDC), filtros activos, STATCOM y generación de energía renovable.

8. REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] Alepuz M.S. Aportación al Control del Convertidor CC/CA de Tres Niveles. Catalunya España, p. 7–49. Tesis de Doctorado (Doctor Ingeniero Industrial). Universidad Politécnica de Catalunya. Departamento de Ingeniería Electrónica, 2004.
- [2] Rodriguez J, Franquelo L.G, Kouro S, Leon J.I, Portillo R.C, Prats M.A, Perez M.A. “Multilevel Converters: An Enabling Technology for High-Power Applications”. *Proceedings of the IEEE*, vol. 97, p. 1786-1817, 2009.
- [3] Bárcenas B.E. Análisis y Desarrollo de un Inversor Multinivel. Cuernavaca México, p. 11-62. Tesis de Maestría (Maestro en Ciencias en Ingeniería Electrónica). Centro Nacional de Investigación y Desarrollo, 2002.
- [4] Ríos D.F. Diseño y Construcción de un Inversor Trifásico Multinivel. Santiago de Chile, p. 1-22. Trabajo de Grado (Ingeniero Civil Industrial, con Diplomado en Ingeniería Eléctrica). Pontificia Universidad Católica de Chile. Escuela de Ingeniería. Departamento de Ingeniería Eléctrica, 2003.
- [5] Suh B.S, Sinha G, Manjrekar M.D, Lipo T.A. “Multilevel Power Conversion-An Overview of Topologies and Modulation Strategies”. *Optimization of Electrical and Electronic Equipments, 1998. OPTIM '98. Proceedings of the 6th International Conference on*, vol. 2, p. AD11-AD24, 1998.
- [6] Prats M.A. Nuevas Técnicas de Modulación Vectorial Para Convertidores Electrónicos de Potencia Multinivel. Sevilla España, p. 7-63. Tesis de Doctorado (Doctor por la Universidad de Sevilla). Universidad de Sevilla. Escuela Superior de Ingenieros. Departamento de Ingeniería Electrónica, 2003.
- [7] Trejos G.L. Diseño e Implementación de un Inversor Trifásico Multinivel con Fijación por Diodos. Pereira Colombia, p. 6-30. Tesis de Maestría (Magister en Ingeniería Eléctrica). Universidad Tecnológica de Pereira, 2010.
- [8] Nabae A, Takahashi I, Akagi H. “A New Neutral-Point-Clamped PWM Inverter”. *Industry Applications. IEEE Transactions on*, vol. IA-17, p. 518-523, 1981.
- [9] Lai J.S, Peng F.Z. “Multilevel Converters-A New Breed of Power Converters”. *Industry Applications, IEEE Transaction on*, vol. 32, p. 509-517, 1996.

- [10] Muhammad H. Rashid. *Electrónica de Potencia: Circuitos, Dispositivos y Aplicaciones*. 3ra Ed. México: Prentice Hall Hispanoamérica, S.A. p. 406–429, 2004.
- [11] Rodriguez J, Lai J.S, Peng F.Z. “Multilevel Inverters: A Survey of Topologies, Controls, and Applications”. *Industrial Electronics. IEEE Transactions on*, vol. 49, p. 724-738, 2002.
- [12] Vargas C.G, Gélvez L.J. *Filtros Activos de Potencia: Análisis Comparativo entre Técnicas de Control Utilizadas en el Convertidor de Potencia*. Bucaramanga Colombia. Trabajo de Grado (Ingeniero Electricista). Universidad Industrial de Santander. Facultad de Ingenierías Físico Mecánicas. Escuela de Ingenierías Eléctrica Electrónica y Telecomunicaciones, 2010.
- [13] Mohan, Undrland T, Robbins W. *Power Electronic: Converters, Application and Design*. 2da Ed. John Wiley and Sons. 1995.
- [14] Holtz J. “Pulsewidth Modulation – A Survey”. *Industry Applications. IEEE Transactions on*, vol 39, p. 410-420, 1992.
- [15] Holmes D. G, Lipo T. A. *Pulse Width Modulation for Power Converters: Principles and Practice*. *IEEE Press Editorial Board*, 2003.
- [16] Houldsworth J. A, Grant D. A. “The Use of Harmonic Distortion to Increase the Output Voltage of a Three-Phase PWM Inverter”. *Industry Applications. IEEE Transactions on*, vol IA-20, p. 1224-1228, 1984.
- [17] Vernavá A, Gibbons R, Nachez A, Arias M, Novello A. “Control PWM Trifásico segunda parte, Control Vectorial del Motor Asíncrono (SVM-FOC)”. Universidad Nacional del Rosario. Facultad de Ciencias Exactas Ingeniería y Agrimensura, 2008.
- [18] Meynard T.A, Foch H. “Multi-Level Conversion: High Voltage Choppers and Voltage-Source Inverters”. In Proc. IEEE-PESC, vol. 1, p. 397-403, 1992.
- [19] Watkins S. J. *Optimal Control of Multilevel Flying-Capacitor Converters*. p. 1-70, 124-172, PhD thesis (Tesis Doctoral). La Universidad de Leeds. Escuela de Ingeniería Eléctrica y Electrónica, 2005.
- [20] León J. I. *Multilevel Converters: Topologies, Modelling, Space Vector Modulation Techniques and Optimisations*. Sevilla España, p. 10-43, Doctoral thesis (Tesis Doctoral). Universidad de Sevilla. Departamento de Ingeniería Electrónica.
- [21] Pou J. F. *Modulation and Control of Three-Phase PWM Multilevel Converters*. Catalunya España, p. 45-94. PhD thesis (Doctor de Filosofía en Ingeniería

- Industrial). Universidad Politécnica de Catalunya. Departamento de Ingeniería Electrónica, 2002.
- [22] Carrara G, Gardella S, Marchesoni M. "A New Multilevel PWM Method: A Theoretical Analysis". *IEEE Transactions on*, vol 7, p. 497-505, 1992.
- [23] MacGrath B. P, Holmes D. H. "Multicarrier PWM Strategies for Multilevel Inverters". *IEEE Transactions on*, vol 49, p. 858-867, 2002.
- [24] Jimenez O. L. Estudio de técnicas de Modulación para el Inversor Multinivel en Cascada Híbrido (Simétrico-Asimétrico). Cuernavaca Morelos México, p. 8-21. Tesis de Maestría en Ciencias (Maestría en Ciencias en Ingeniería Electrónica). Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico (CENIDET). Departamento de Ingeniería Electrónica, 2012.
- [25] Rodríguez J, Bernet S, Wu B, Pontt J. O, Kouro S. "Multilevel Voltage-Source Converter Topologies for Industrial Medium-Voltage Drives". *Industry Applications. IEEE Transactions on*, vol 54, p. 2930-2945, 2007.
- [26] Betanzos J. D. Implementación de un Inversor de Tres Niveles Utilizando la Modulación por Vectores Espaciales. México, D.F, p. 10-33. Tesis de Maestría (Maestro en Ciencias con Especialidad en Ingeniería Eléctrica). Instituto Politécnico Nacional. Escuela Superior de Ingeniería Mecánica y Eléctrica., 2010.
- [27] MacGath B. P, Holmes D. G, Lipo T. "Optimized Space Vector Switching Sequences for Multilevel Inverters". *Industry Applications. IEEE Transactions on*, vol 18, p. 1293-1301, 2003.

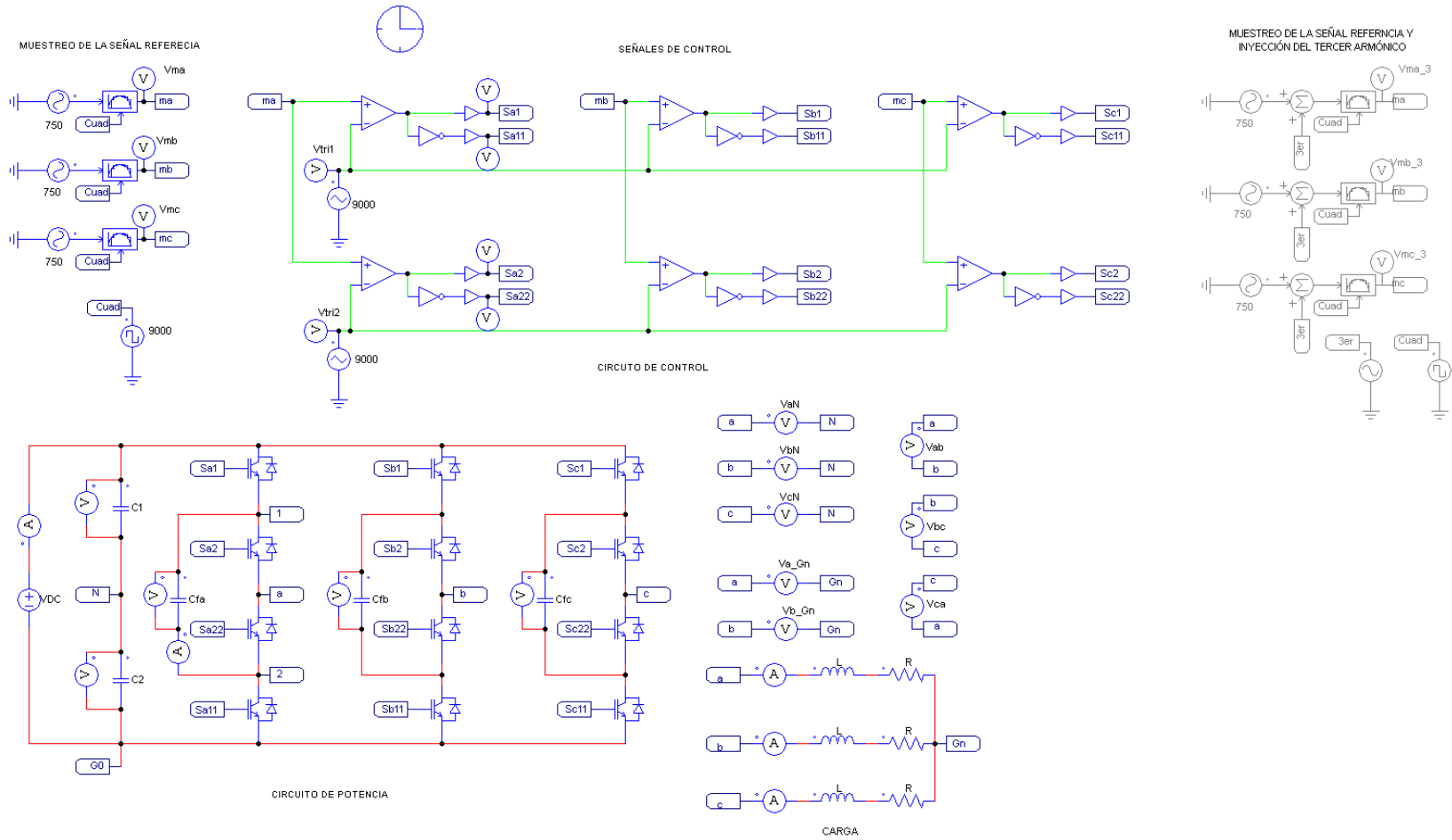
ANEXO

En el presente anexo se muestran los circuitos utilizados para las respectivas simulaciones en PSIM para la topología de convertidor multinivel con condensadores flotantes.

Cabe resaltar que el primer esquema presentado es el mismo circuito utilizado para los métodos PS-PWM y LS-PWM. Tan solo que para la simulación se procedieron a realizar de los desplazamientos de fase y de nivel respectivos para las señales triangulares portadoras.

Circuito de simulación en PSIM de los esquemas de modulación SPWM para la topología FC trinivel.

Figura 50. Circuito de control y potencia para los métodos SPWM



Circuito de simulación en PSIM del esquema de modulación SVM para la topología FC trinivel.

Figura 51. Circuito de control y potencia para el método SVM

