

---

---

# **CONTROL DE VELOCIDAD DEL MOTOR DE INDUCCIÓN MEDIANTE CONVERTIDOR DE POTENCIA MULTINIVEL CON OPTIMIZACIÓN DE ARMÓNICOS**

---

---



**LUIS DAVID PABÓN FERNÁNDEZ**

**Ingeniero Eléctrico**

*Maestría en Controles Industriales*

*Facultad de Ingenierías y Arquitectura*

*Universidad de Pamplona*

*2016*

---

# **CONTROL DE VELOCIDAD DEL MOTOR DE INDUCCIÓN MEDIANTE CONVERTIDOR DE POTENCIA MULTINIVEL CON OPTIMIZACIÓN DE ARMÓNICOS**

---

---



**Autor: Ing. LUIS DAVID PABÓN FERNÁNDEZ**

**Director: Msc. JORGE LUIS DÍAZ RODRÍGUEZ**

**Codirector: PhD. ALDO PARDO GARCÍA**

**Trabajo de Grado de Maestría para optar por el Título de:  
Magister en Controles Industriales**

*Maestría en Controles Industriales  
Facultad de Ingenierías y Arquitectura  
Universidad de Pamplona*

*2016*

*A Dios*  
*A mi familia*  
*A mi Novia*  
*Y amigos*

## *Agradecimientos*

*Agradezco en primer lugar a Dios, a mi familia y novia por su constante apoyo y amor incondicional en las diferentes etapas de mi vida.*

*Agradezco de forma especial a mi director Jorge Luis Díaz Rodríguez y codirector Aldo Pardo García, por su tiempo, enseñanzas, oportunidades y sobre todo por la confianza depositada en mí.*

*Un especial agradecimiento a los ingenieros Edison Caicedo y Libardo Gamboa por su amistad incondicional, por el apoyo y colaboración en los retos de este y otros proyectos.*

*A mis colegas, amigos y compañeros de maestría, Carlos Eduardo, Oscar Javier y Diego Armando.*

*Agradezco también a mis profesores Ivaldo Torres Chávez, Oscar Gualdrón y Cristian Durán, por sus enseñanzas y constante acompañamiento fraterno en este proceso de formación.*

*A mis amigos, amigas y a todas las personas que de una u otra manera han colaborado en mi crecimiento personal y profesional*

## RESUMEN

Este proyecto presenta el diseño e implementación de un control del motor de inducción, mediante un convertidor de potencia multinivel trifásico, de nueve escalones por fase, con optimización de armónicos. El proyecto contempla el diseño e implementación de un convertidor de potencia multinivel trifásico de fuente común de nueve escalones por fase, como variador de frecuencia, se modela matemáticamente la modulación multinivel en términos del valor RMS y el THD de línea, con el fin de optimizar a través de un algoritmo genético multi-objetivo los ángulos de accionamiento para alcanzar un óptimo THD de voltaje a una frecuencia y nivel de tensión requeridos por el control del motor.

Este algoritmo diseñado en Matlab de forma off-line, establece una ley de control escalar con contenido armónico optimizado; con un nivel de boost, frecuencia nominal y frecuencia mínima definidos por el usuario. Las modulaciones obtenidas en la ley de control son cargadas a la FPGA VIRTEX5 XUPV5-LX110T que controla el convertidor en términos de los requerimientos del lazo de velocidad.

El control de la velocidad del motor de inducción se realiza mediante un lazo que comprende el motor, el convertidor diseñado, el sensor de velocidad y el controlador PID que se implementa en Labview, las señales de control van a la FPGA, del convertidor, mediante comunicación serial y las señales del sensor de velocidad van al algoritmo de Labview mediante un tarjeta de adquisición NI6211.

En el informe se presenta la simulación en Matlab del sistema completo y se valida la optimización del contenido armónico en diferentes frecuencias, verificando la precisión del algoritmo para obtener un valor de tensión RMS y frecuencia deseados, con un mínimo de THD. Esta validación también se muestra de manera experimental en donde se verifica el buen funcionamiento del control de velocidad.

Este proyecto deja abierta la posibilidad de que en futuros trabajos se puedan aplicar técnicas de control más avanzadas como DTC o sensorless, a través de la plataforma desarrollada con el convertidor multinivel que optimiza la calidad de la energía suministrada al motor.

Dentro de las novedades del proyecto están como primera medida la optimización del contenido armónico de todas las modulaciones utilizadas en el control, permitiendo que todas las tensiones en las frecuencias comprendidas entre 0,5 Hz y 100 Hz estén libres de armónicos de orden menor al 50 (como lo exige la norma IEEE 519), liberando al motor de problemas, asociados a los armónicos, como pares opuestos y sobrecalentamiento.

Como segunda medida el haber utilizado la topología de fuente común con transformadores a la salida, para el diseño e implementación del variador de frecuencia es una gran novedad, ya que la literatura reporta que este tipo de topología sufre problemas de saturación al variar la frecuencia, problemas que se superan debido al cálculo preciso y novedoso de los transformadores y a la exactitud en la optimización de las modulaciones.

La tercera novedad es la forma como se establece el control del convertidor, ya que este es de carácter netamente numérico y no se cuenta en ningún momento con ondas moduladas ni portadoras, los ángulos de accionamiento son calculados por un algoritmo genético multi-objetivo que se encarga de optimizar el contenido armónico, asignar la frecuencia y el valor de tensión requerido. LO cual le da una solución netamente numérica al problema de optimización.

**Palabras claves:** *Motor de inducción, control de velocidad, algoritmo genético multi-objetivo, convertidor multinivel trifásico de fuente común, optimización del contenido armónico.*

## ÍNDICE GENERAL

<b>INTRODUCCIÓN</b> .....	<b>8</b>
<b>OBJETIVOS</b> .....	<b>9</b>
<i>Objetivo General</i> .....	9
<i>Objetivos Específicos</i> .....	9
<b>ESTRUCTURA DE LA TESIS</b> .....	<b>10</b>
<b>CAPÍTULO I</b> .....	<b>11</b>
1.1. <i>Convertidores de potencia multinivel</i> .....	11
1.2 <i>Estado del arte</i> .....	33
<b>CAPÍTULO II</b> .....	<b>37</b>
2.1. <i>Selección de la topología del convertidor</i> .....	37
2.2. <i>Modelado matemático de la modulación</i> .....	38
<b>CAPÍTULO III</b> .....	<b>49</b>
3.1. <i>Selección de la técnica de optimización evolutiva</i> .....	49
3.2. <i>Algoritmo De Optimización</i> .....	50
3.3. <i>Resultados del algoritmo de optimización</i> .....	52
<b>CAPÍTULO IV</b> .....	<b>54</b>
4.1. <i>Características del convertidor a diseñar</i> .....	54
4.2. <i>Etapa de control</i> .....	55
4.3. <i>Etapa de acople</i> .....	60
4.4. <i>Reguladores de 5 y 12 v</i> .....	66
4.5. <i>Etapa de potencia</i> .....	67
4.6. <i>Etapa de transformación</i> .....	73
<b>CAPÍTULO V</b> .....	<b>75</b>
5.1 <i>Aspectos generales de la simulación</i> .....	76
5.2. <i>Resultados de optimización y ley de mando V vs F</i> .....	77
5.3. <i>Alimentación del motor de inducción con el convertidor</i> .....	85
<b>CAPÍTULO VI</b> .....	<b>92</b>

<i>6.1 Implementación del convertidor.....</i>	<i>92</i>
<i>6.2 Pruebas de funcionamiento: validación de la ley de mando V vs f y optimización del THD.....</i>	<i>94</i>
<i>6.3. Pruebas de funcionamiento: validación de calidad de la energía con el motor conectado.....</i>	<i>103</i>
<b><i>CAPÍTULO VII .....</i></b>	<b><i>111</i></b>
<i>7.1 Motor seleccionado y hardware del control .....</i>	<i>111</i>
<i>7.2 Caracterización del sensor de velocidad y escalamiento .....</i>	<i>113</i>
<i>7.3 Identificación del modelo de la planta.....</i>	<i>116</i>
<i>7.4. Diseño y simulación del controlador .....</i>	<i>117</i>
<i>7.5 Implementación del controlador .....</i>	<i>123</i>
<i>7.6 Interfaz gráfica.....</i>	<i>124</i>
<i>7.7 Pruebas de funcionamiento.....</i>	<i>125</i>
<b><i>CONCLUSIONES .....</i></b>	<b><i>130</i></b>
<b><i>INVESTIGACIONES FUTURAS .....</i></b>	<b><i>132</i></b>
<b><i>REFERENCIAS .....</i></b>	<b><i>133</i></b>

# ***INTRODUCCIÓN***

El control de velocidad de motores de inducción, por lo general, utiliza como elemento final de control un convertidor de potencia que permite variar la frecuencia de la tensión de alimentación de la máquina, con el fin de variar la velocidad síncrona y por ende la velocidad de la máquina (Mora, 2005). Los variadores utilizados en estas aplicaciones, por lo general son inversores convencionales que utilizan técnicas de modulación de ancho de pulso (PWM) y son controlados en dependencia de los requerimientos la técnica control aplicada, como el control vectorial por campo orientado, o el control escalar, etc. (Vas, 1998) Sin embargo, estos convertidores tienen un problema en cuanto a la calidad de la energía se refiere (Sanchez, 2009), ya que por sus formas de onda cuadrada, generan gran cantidad de contenido armónico que provoca problemas como calentamiento de los devanados y generación de pares parásitos opuestos (Mehmet, Seydi, & Seci, 2008).

En los controles de velocidad de máquinas de inducción los convertidores deben además de variar la frecuencia, controlar el valor de la magnitud de la tensión eficaz, con el fin de que en bajas velocidades la maquina no se sature y provoque corrientes excesivas (Mora, 2005), este control el variador lo realiza mediante el aumento o disminución de la duración de los pulsos (Fitzgerald, Kingsley, & Umans, 2003). Esto hace que la forma de onda de la tensión a la salida del convertidor dependa de la frecuencia y el valor de la tensión que se desea, de esta manera el THD estará en dependencia de la tensión y frecuencia de la salida del variador de frecuencia, es decir el THD será una función  $THD(V, f)$  (Barbera, Mayer, & Issouribehere, 2009).

En la actualidad la implementación de convertidores multinivel de potencia es una alternativa para la reducción del contenido armónico a la salida de las etapas de inversión DC/AC en aplicaciones eléctricas, como las energías alternativas ó en el control de velocidad de motores; esto debido a que el THD que presentan es mucho menor que el de los convertidores convencionales (Malinowski, Gopakumar, Rodriguez, & Pérez, 2010), sin embargo a la hora de ser aplicados en el control de velocidad, las técnicas de modulación presentan el THD como función de la frecuencia deseada y la tensión (Manasa, 2012), no llegándose a presentar un óptimo nivel de armónicos para todas las frecuencias. Es por esto que esta tesis busca la implementación de un control del motor de inducción con convertidor de frecuencia variable de tipo multinivel de 9 escalones por fase, que permita tener una calidad de energía constante e independiente de la tensión y la frecuencia a la salida del convertidor, presentando así un espectro puro en la banda de los primeros 50 armónicos, independientemente de la tensión y la frecuencia que el control de velocidad requiera.

De igual forma al implementar un convertidor multinivel de fuente común con transformadores a la salida, se busca demostrar que esta topología también es aplicable en la variación de frecuencia si se tiene en cuenta el rigor del cálculo de las modulaciones de tal forma que no saturen los núcleos de los transformadores.



# ***OBJETIVOS***

## **OBJETIVO GENERAL**

Diseñar e implementar un control de velocidad para un motor de inducción, mediante convertidor de potencia multinivel trifásico con optimización de armónicos.

## **OBJETIVOS ESPECÍFICOS**

- Diseñar y simular las etapas de potencia, control y acople del convertidor multinivel.
- Desarrollar los algoritmos correspondientes al control del Inversor y optimización de armónicos.
- Implementar el prototipo del convertidor.
- Seleccionar la técnica de control de velocidad para el motor de inducción
- Diseñar y simular el sistema de control para el motor.
- Implementar el control.

## ***ESTRUCTURA DE LA TESIS***

El primer capítulo presenta un marco conceptual relacionado con las generalidades de los convertidores multinivel, al final de este capítulo se muestra la revisión del estado del arte, en las áreas de la aplicación de los convertidores multinivel en las maquinas eléctricas y la optimización del THD de los mismos.

En el segundo capítulo se selecciona la topología del convertidor a utilizar y se modela matemáticamente la modulación a utilizar, con el fin de obtener una ecuación que calcule el total de distorsión armónica de la tensión de línea en términos de los ángulos de accionamiento de fase, de igual forma se obtiene una ecuación para cuantificar el valor RMS de la tensión de línea en términos de los mismos ángulos. De esta manera el problema de obtener un control con óptima calidad de la energía se vuelve netamente numérico.

En el tercer capítulo se muestra el desarrollo de un algoritmo genético multi-objetivo diseñado para establecer una ley de control escalar 'V vs F' con contenido armónico optimizado en todas las frecuencias, este algoritmo se basa en las dos ecuaciones deducidas en el segundo capítulo y en los parámetros que el usuario defina para la forma de la ley de mando escalar.

En el capítulo cuatro se muestra el diseño del convertidor en todas sus etapas, control, acople y potencia, se explican los algoritmos de control necesarios para implementar las modulaciones en el convertidor y por último se explica el diseño de los transformadores, que son los elementos críticos para poder utilizar la topología de fuente común en este tipo de aplicaciones.

En el capítulo cinco se simula el convertidor junto con el motor, se verifica la optimización del contenido armónico en el rango de frecuencias utilizado y se valida el buen funcionamiento del sistema, dentro de los resultados se muestran algunas variables del motor y se realiza un análisis espectral de las corrientes y tensiones, de igual forma se prueban de los algoritmos a implementar.

En el sexto capítulo se muestra la implementación y las pruebas de funcionamiento del convertidor, se validan los resultados de optimización de calidad de la energía en diferentes frecuencias y se alimenta el motor para verificar el buen funcionamiento del sistema, en este capítulo se demuestra que la topología seleccionada si se puede aplicar como variador de frecuencia.

En el último capítulo se realiza el diseño y la implementación del control de velocidad a lazo cerrado, se presenta la simulación del controlador y las respectivas pruebas experimentales de funcionamiento.

Para finalizar este informe de trabajo de grado, se presentan las conclusiones más relevantes de la investigación, las posibles futuras investigaciones y las referencias bibliográficas.

# *CAPÍTULO I*

## *CONVERTIDORES MULTINIVEL*

El suministro de energía eléctrica es uno de los principales servicios industriales y domiciliarios en la sociedad actual, por lo que se ha tomado conciencia de la importancia de contar con un abastecimiento de alto nivel en términos de calidad de la energía. La sociedad y la industria actualmente poseen una penetración de alto grado en cuanto a equipamiento electrónico de diversas generaciones, vinculados al control de procesos, accionamiento, procesamiento de datos, comunicaciones y transmisión de información entre otros (Saucedo, Taxis, & Flores, 2008). Esta penetración de equipo electrónico es fuente de contaminantes en las redes eléctricas y causa de diferentes problemas en cuanto a calidad de la energía se refiere (Sanchez, 2009). Un ejemplo de esto son los convertidores de potencia que controlan los motores de inducción, por lo general del tipo jaula de ardilla debido a su versatilidad y poca necesidad de mantenimiento (Fitzgerald, Kingsley, & Umans, 2003), estos variadores de velocidad industriales realizan conversiones de AC en DC y DC en AC por medio de componentes de electrónica de potencia que producen distorsión armónica (Mohan, Undeland, & Robbins, 2009) (Pardo García & Diaz Rodriguez, 2004) provocando efectos indeseados tanto en el motor como en la red en donde se conectan (Barbera, Mayer, & Issouribehere, 2009). Los convertidores multinivel han sido utilizados para mitigar los problemas asociados a la distorsión armónica en las diferentes aplicaciones de la conversión dc/ac. En el siguiente marco conceptual se definen conceptos básicos referentes a los convertidores de potencia multinivel, fundamentos teóricos para la comprensión de la optimización y el control que en esta tesis se realiza.

### **1.1. CONVERTIDORES DE POTENCIA MULTINIVEL**

#### **1.1.1. GENERALIDADES**

La conversión dc-ac, busca a partir de fuentes de corriente directa obtener ondas de corriente alterna para alimentar máquinas de AC (corriente alterna), la mayoría de convertidores desarrollan esta conversión a partir de estrategias llamadas PWM, estas técnicas conllevan problemas de distorsión armónica y de conmutación. La aparición de la conexión de interruptores de potencia junto con varias fuentes de directa aparece como una posible solución. Sin embargo, conseguir una distribución estática y dinámica de tensión entre los interruptores se convierte en un problema que llevó al desarrollo de la nueva familia de convertidores, llamados convertidores multinivel. A pesar de que la idea de la utilización de múltiples niveles de tensión para realizar la conversión eléctrica fue propuesta en el año de 1975 por Baker y Lawrence en su patente en Estados Unidos (Baker & Lawrence, 1975), el primer convertidor multinivel se implementa con el inversor de tres escalones introducida por Nabae, Takahashi y Akagi en 1981 (Nabae, Takahashi, & Akagi, 1981). Posteriormente, varias topologías de convertidores multinivel han sido desarrollados (Naveen kumar, Kiran kumar, & Vardan, 2012), que tienen en común el concepto elemental de alcanzar ondas de tensión escalonadas que estén más cercanas a una onda sinusoidal.

Las tecnologías de inversores de potencia multinivel han alcanzado un alto nivel de desarrollo durante las últimas décadas y se han propuesto gran cantidad de topologías de convertidores. Hoy en día, los inversores multinivel cada vez son más populares en la industria, gracias a la creciente demanda de potencia y calidad de la energía, el convertidor multinivel se convierte en una alternativa debido sus ventajas en reducción de distorsión armónica y baja emisión electromagnética.

#### **1.1.2. CONCEPTUALIZACIÓN DE CONVERTIDOR MULTINIVEL**

El Inversor de potencia multinivel es aquel que produce un voltaje alterno a partir de diferentes niveles de voltaje continuo. Estos inversores pueden provenir de una conexión en serie (con fuentes DC flotantes galvánicamente aisladas) o en paralelo (con fuente DC común y galvánicamente aislados con transformadores de potencia en la

carga). Un inversor multinivel individual se caracteriza por generar cierto número de niveles de tensión en la salida. Un inversor de dos niveles genera dos niveles voltaje de salida, uno de tres niveles generará tres niveles de tensión y así sucesivamente. En la figura 1.1 se muestra un esquema básico de inversores con (a) dos (b) tres y (c) m niveles, donde los semiconductores de potencia están representados por interruptores ideales de varias posiciones(Elgueta, 2005).

Generalizando, para este tipo de configuración, el número de niveles de la onda de voltaje de salida m de un inversor con n fuentes de voltaje queda determinado por la siguiente fórmula (Elgueta, 2005):

$$m = n + 1 \quad (1.1)$$

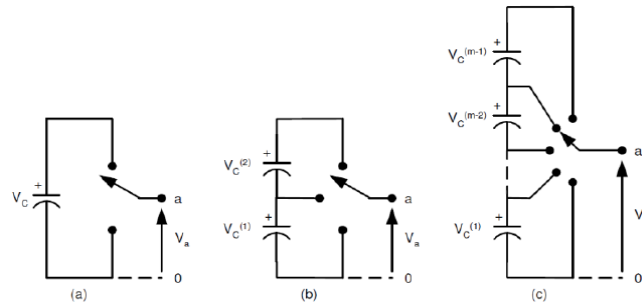


Figura 1.1 Inversor de (a) 2 niveles, (b) 3 niveles, (c) m niveles (Elgueta, 2005).

A medida que el número de niveles de un inversor es mayor, el número de componentes aumenta y más complicado resulta el control para éste, pero por otro lado, el voltaje de salida tendrá mayor cantidad de pasos, formando una sinusoide escalonada con menor distorsión armónica. Para aumentar el número de niveles es necesario incorporar mayor número de componentes, tanto en la electrónica de potencia como en la de control, lo que influye en la confiabilidad del equipo.

Entre las principales ventajas de los Inversores Multinivel se pueden destacar:

- a) Pueden generar voltajes de salida con distorsión extremadamente pequeña.
- b) Las corrientes de salida son de muy baja distorsión.
- c) Pueden operar con baja frecuencia de conmutación.

Además de lo anterior, los inversores multinivel son adecuados en los problemas presentados de los variadores de velocidad para motores con inversores de 2 escalones, controlados por modulación de ancho de pulso (PWM), ya que la alta frecuencia de conmutación y los grandes  $dv/dt$  generada en la PWM, causa afectaciones en los motores. Además, las altas frecuencias de conmutación (10 kHz a 100 kHz) producen interferencia en los sistemas de comunicaciones y equipos electrónicos.

Otro problema que presentan los variadores de velocidad convencionales es la eficiencia. Debido a que el inversor debe conmutar a altas frecuencias (supersónicas), las pérdidas asociadas a la conmutación son normalmente más altas que las pérdidas por conducción. Además, un mayor contenido armónico de corriente genera mayores pérdidas en el motor, ya que aumenta su temperatura de trabajo. Esto se traduce en una pérdida de eficiencia en la transformación de continua en alterna. (Bretón Schuwirth, 2003).

En conclusión un inversor multinivel no tiene sólo dos niveles de tensión para crear una onda de corriente alterna, en lugar de esto, varios niveles de voltaje se agregan entre sí para crear una forma de onda suave escalonada, como las que se muestran en la figura 1.2, con menor  $dv/dt$  y distorsiones armónicas inferiores (Nordvall, 2011).

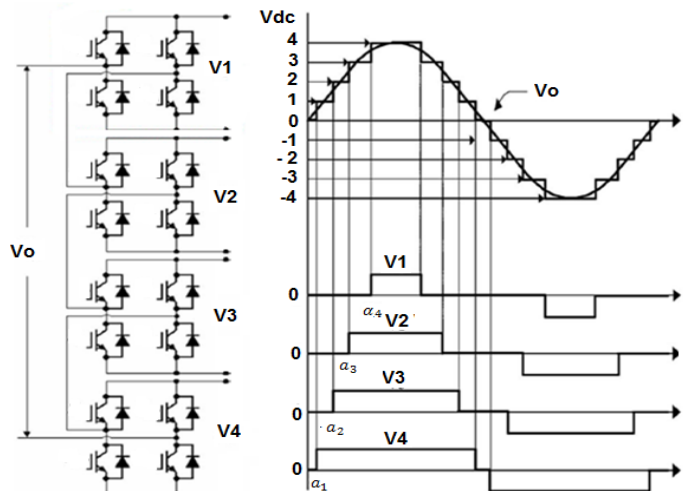


Figura. 1.2 Formas de onda para inversores multinivel de 7 escalones.

### 1.1.3. VENTAJAS DE LOS INVERSORES MULTINIVEL

Las ventajas más atractivas de los inversores multinivel son las siguientes (Nordvall, 2011).

- Los inversores multinivel generan una tensión de salida con muy baja distorsión, al igual que pueden reducir los esfuerzos  $dv/dt$  de los semiconductores, por lo tanto el problema de compatibilidad electromagnética (EMC) puede ser resuelto.
- Los convertidores multinivel producen tensiones de modo común más pequeñas, luego el esfuerzo sobre los cojinetes de un motor conectado al inversor se puede reducir.
- La capacidad de manejo de potencia de los convertidores multinivel no está limitada por la capacidad de tensión de los dispositivos de potencia. En el caso del convertidor convencional el semiconductor impone un límite al voltaje nominal lo que conduce a la limitación de la potencia y aumento de las pérdidas.
- Los convertidores multinivel reducen significativamente los armónicos en las ondas de tensión y de corriente. Se han propuesto métodos PWM y modulaciones step multinivel para sintetizar voltajes con alta calidad espectral incluso a baja frecuencia de conmutación. Este es un criterio importante si se utilizan los GTO u otros dispositivos de alta potencia, así como una alta eficiencia en los convertidores.
- La capacidad de manejo de alta tensión y un mejor rendimiento espectral reducen la necesidad de transformadores especiales que se utilizan en convertidores de dos niveles y aplicaciones multi-pulso de alta tensión, generándose una reducción sustancial en el costo, tamaño, peso y pérdidas de los transformadores.

Por desgracia, los convertidores multinivel tienen algunas desventajas. Una desventaja particular es el mayor número de semiconductores de potencia necesarios. Aunque los dispositivos utilizados pueden ser de menor capacidad, cada uno de ellos requiere un circuito de control, esto puede hacer que el sistema en general sea más complejo y costoso.

### 1.1.4. TOPOLOGÍAS CLÁSICAS DE LOS CONVERTIDORES MULTINIVEL

Se han propuesto abundantes topologías de convertidores multinivel en las tres últimas décadas. Tres estructuras diferentes han sido reportadas en la literatura como principales para los convertidores multinivel (Rodríguez, Lai, & ZhengPeng, 2002): los inversores de diodos de enclavamiento, los inversores de condensadores flotantes (condensador fijado) y los inversores de puentes H en cascada (Nupur, Bindeshwar, Singh, & Rahul, 2012). A continuación se describe a detalle cada una de ellas

### ***Inversor multinivel de fijación por diodos***

- *Topología monofásica*

El convertidor de punto neutral (NPC) propuesto por Nabae, Takahashi y Akagi en 1981 fue esencialmente un inversor de diodos de enclavamiento de tres niveles (Nabae, Takahashi, & Akagi, 1981). En la década de 1990 varios investigadores publicaron artículos que han reportado resultados experimentales para convertidores de fijación de diodos de cuatro, cinco, y seis niveles, para usos tales como la compensación estática VAR, variadores de velocidad y las interconexiones del sistema de alta tensión (Cheng & Crow, 2002), (Venus & Ramani, 2013).

En esta topología es esencial el uso de diodos limitadores de tensión. Un bus de corriente directa común se divide por un número par de condensadores. El número de niveles de voltaje en el inversor depende de los condensadores en serie conectados con el punto neutro en medio de la línea, esta topología se muestra en la Figura 1.3, en donde se observan además del bus de cd y los condensadores, los diodos fijadores o de enclavamiento que se conectan a un número  $m - 1$  de pares de dispositivos controlados de potencia, donde  $m$  es el número de niveles de voltaje en el inversor (niveles de tensión que pueden generar) (Nordvall, 2011).

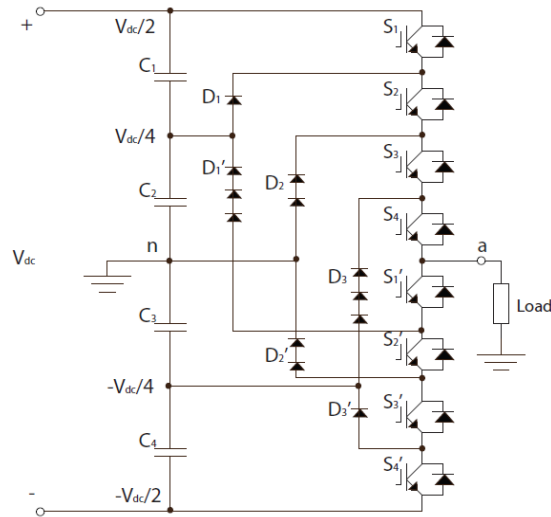


Figura. 1.3 Topología por fase del convertidor de 5 niveles por diodos de enclavamiento.

En la figura 1.3 se muestra una de las fases de un inversor por fijación de diodos de cinco niveles, si se adicionan tres circuitos idénticos se pueden generar tres fases, por lo cual es posible con un bus de CD, obtener un sistema trifásico de tensiones. Hay que tener en cuenta que el número requerido de diodos de fijación es bastante alto y para un mayor número de niveles de tensión la topología será poco práctica (Rodríguez, Lai, & ZhengPeng, 2002).

La razón por la cual el inversor posee diodos de fijación conectados en serie, es que todos los diodos son de iguales características, capaces de bloquear el número adecuado de niveles de tensión. Por ejemplo, en la Figura 1.3 todos los diodos están tasados para  $V_{dc4}$ , en general el requerimiento de cada diodo es:

$$V_{diodo} = \frac{V_{dc}}{m - 1} \quad (1.2)$$

Los diodos D1 'deben bloquear 3/4 de Vdc por lo tanto hay tres diodos en serie. Sin embargo, para la aplicación de bajo voltaje no hay necesidad de conectar componentes en serie, para soportar la tensión, ya que los componentes con especificaciones para soportar estas tensiones son fáciles encontrar. Con esta configuración de cinco niveles mostrada en la figura 1.3 los niveles de tensión que se puede generar entre el punto  $a$  y el punto neutro  $n$  son;  $V_{dc}/2$ ,  $V_{dc}/4$ ,  $0$ ,  $-V_{dc}/4$  y  $-V_{dc}/2$ .

Una forma de onda de la tensión de fase para el convertidor de 5 niveles se puede ver en la figura 1.4 en la que los escalones son claramente visibles. Para convertidores con un mayor número de niveles de voltaje los pasos serán más pequeños y la forma de onda más similar a una forma sinusoidal, sin embargo con un mayor número de niveles de tensión la complejidad del inversor aumenta y también el número de componentes necesarios.

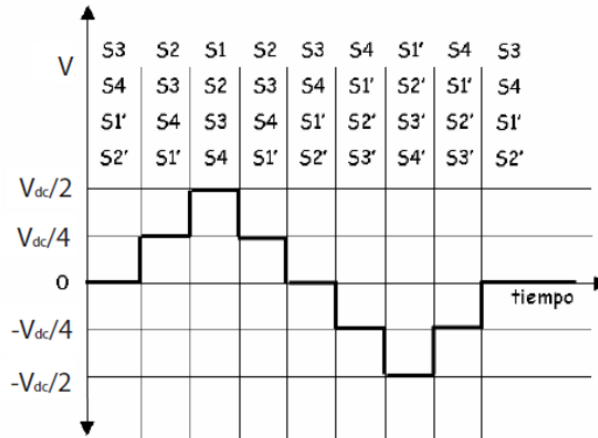


Figura. 1.4. Forma de onda de la salida de tensión del inversor con fijación de diodos de 5 niveles (Trejos, 2010)

Para alcanzar los diferentes niveles de tensión se utilizan diferentes combinaciones en la activación de los dispositivos de potencia. En la Tabla 1.1 se muestra la secuencia de activación para el convertidor de 5 niveles. Se debe tener en cuenta que existe la posibilidad de sólo encender (o apagar) cada interruptor una vez por ciclo, lo que significa que el inversor puede generar una forma de onda sinusoidal escalonada con una frecuencia fundamental de conmutación. De la Tabla 1.1 se deduce que para el voltaje  $V_{dc}/2$  todos los interruptores superiores deben estar activados, lo que conecta el punto  $a$  al potencial  $V_{dc}/2$  y el punto  $n$  al neutro.

La tensión total del bus de DC será el mismo, pero la tensión de los condensadores se desviará del uno al otro, mientras que la transferencia de corriente eléctrica real se extrae de, por ejemplo, el condensador  $C1$  y  $C2$  durante diferente cantidad de tiempo, se da el caso que si  $C2$  se descarga más tiempo que  $C1$ , las tensiones en los condensadores serán desiguales. Otro ejemplo es que durante el estado  $V_{dc}/2$ ,  $C1$  y  $C2$  se descargan, pero en el estado  $V_{dc}/4$  la corriente se extrae desde el punto entre  $C1$  y  $C2$ , descargando  $C2$  pero cargando  $C1$ . Esto hace que los voltajes de los condensadores se desvíen de una manera especial. Cuando sólo hay transferencia de potencia reactiva el inversor no tiene este problema de desequilibrio de tensión (Lai, J, & ZhengPeng, 1996). Esto se debe a que los intervalos de tiempo durante los cuales los condensadores se cargan y descargan son iguales durante la transferencia de potencia reactiva.

Tabla 1.1. Secuencia de encendido

Nivel	S1	S2	S3	S4	S1'	S2'	S3'	S4'
$V_{dc}/2$	1	1	1	1	0	0	0	0
$V_{dc}/4$	0	1	1	1	1	0	0	0
0	0	0	1	1	1	1	0	0
$V_{dc}/2$	0	0	0	1	1	1	1	0
$V_{dc}/3$	0	0	0	0	1	1	1	1

Para resolver el problema de desequilibrio de voltaje entre los condensadores se puede adicionar un circuito de equilibrado ó métodos de control más complejos. Debido a las complicaciones del desequilibrio de tensión de los condensadores, un inversor con un mayor número de niveles de tensión es inusual.

Cuando se trata de cantidades de dispositivos, tales como el número de componentes necesarios y sus especificaciones, algunas cosas se tienen que tener en cuenta:

Los interruptores internos se activan con mayor frecuencia que los interruptores exteriores ya que se usan en varios de los estados de conmutación, debido a esto aparece una diferencia entre las cantidades de corriente RMS en función de su posición, necesitándose mayor capacidad de corriente para los conmutadores internos (Nabae, Takahashi, & Akagi, 1981).

La posición de los diodos limitadores también es importante para sus especificaciones, ya que deben bloquear diferentes niveles de voltaje inverso en función de donde se conectan. Si especificaciones iguales se suponen para cada diodo individual, en cada nivel adicional de tensión que deba ser bloqueado se requiere de un diodo adicional. Esto a su vez explica por qué esta topología es poco práctica con niveles de tensión más altos, ya que, debido a los diodos de bloqueo adicionales, el número de diodos crece cuadráticamente con el nivel  $m$ , según la ecuación 1.3:

$$\#Diodos = (m - 1) * (m - 2) \quad (1.3)$$

Donde  $m$  es el número de escalones de la tensión de salida. Sin embargo, esto no es válido para convertidores de baja tensión, donde se encuentran componentes que soportan estos niveles de voltaje y no se hace necesario conectar diodos en serie. En cuanto a los otros componentes se tienen los siguientes cálculos:

$$\#Condensadores = (m - 1) \quad (1.4)$$

$$\#Switches = 2(m - 1) \quad (1.5)$$

$$\#Diodos \text{ de circulación inversa} = 2(m - 1) \quad (1.6)$$

- *Topología trifásica*

Un inversor de fijación de diodos de seis niveles trifásico se muestra en la Figura 1.5. Cada una de las tres fases del inversor está unida a un bus común de CD, que ha sido subdividido con cinco condensadores para generar seis niveles. El voltaje a través de cada condensador es  $V_{dc}$ , y el esfuerzo de tensión a través de cada dispositivo de conmutación está limitado a  $V_{dc}$  a través de los diodos de fijación.

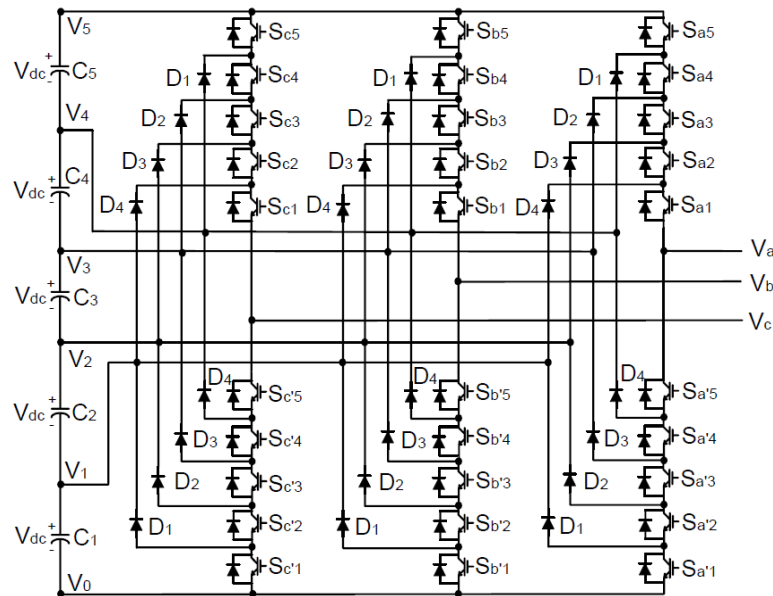


Figura. 1.5. Topología trifásica para convertidor de 6 niveles por fijación de diodos.(Nordvall, 2011).

Por tanto, el bus de CD puede ser compartido entre las fases, al igual que los condensadores, sin embargo los requerimientos para todos los demás componentes se multiplican por tres a la hora de comparar un convertidor



trifásico con uno monofásico. Las señales de control serán iguales a las mostradas para el convertidor monofásico pero desfasadas  $120^\circ$  eléctricos entre cada una de las ramas del convertidor trifásico.

- . *Ventajas y desventajas*

Las ventajas y desventajas de esta topología son las siguientes.

Ventajas:

- Cuando el número de niveles es suficientemente grande, el contenido armónico será lo suficientemente bajo como para evitar el uso de filtros en la salida del inversor.
- Es posible conseguir una eficiencia alta ya que todos los dispositivos pueden ser conmutados a la frecuencia de la fundamental (Bárceñas & Echavarría, 2002).
- El flujo de potencia reactiva puede ser controlado y utilizar la energía reactiva para cargar y descargar los condensadores del bus de cd permitiendo controlar su tensión.
- El método de control es simple para un sistema multinivel rectificador-inversor. El objetivo es utilizar un convertidor CA/CD multinivel para proporcionar las tensiones en los condensadores del bus de cd, sin embargo, el número de dispositivos semiconductores se incrementan (Bárceñas & Echavarría, 2002).
- La tensión a la que está sometido cada interruptor es igual a  $V_{dc}/(n-1)$ , donde n es la cantidad de niveles del inversor, así se evita someter a los interruptores a altas tensiones y deteriorar su funcionamiento. (Trejos, 2010 ).
- Utiliza pocos condensadores en comparación a otras topologías existente y se puede conectar directamente al bus de continua sin necesidad de crear otros buses adicionales.
- Se puede cambiar de estado accionando solo un interruptor (Trejos, 2010 ).
- Para las topologías trifásicas todas las fases comparten un bus de corriente continua común, lo que minimiza los requisitos de capacitancia del convertidor. Por esta razón, una topología de back-to-back no sólo es posible sino también práctica para usos tales como interconexión de alta tensión o de un variador de velocidad (Bárceñas & Echavarría, 2002)
- Los condensadores pueden ser pre-cargados como grupo y evitar las desigualdades de tensiones entre los condensadores.
- La eficiencia es alta debido a las conmutaciones de los dispositivos a la frecuencia fundamental (Bárceñas & Echavarría, 2002).

Desventajas:

- Se requiere un número excesivo de diodos de enclavamiento cuando el número de niveles es alto. Lo anterior se produce debido a que los diodos de enclavamiento manejan tensiones iguales o mayores a un nivel, y cuando son mayores a un nivel se tienen que conectar en serie para dividir la caída de tensión de manera equitativa. Cuando el número de niveles es suficientemente alto, el número de diodos requeridos hará al sistema costoso, e impráctico para implementar (Bárceñas & Echavarría, 2002).
- El número de diodos de fijación requerido esta cuadráticamente relacionado con el número de niveles, lo que puede ser incómodo para las unidades con un alto número de niveles (Bárceñas & Echavarría, 2002).
- Es difícil obtener el control del flujo de potencia real para inversores individuales. Debido a que al manejar energía activa sólo se obtiene energía de los condensadores, estos tienden a descargarse, provocando un desbalance de tensión en el bus de cd (Bárceñas & Echavarría, 2002).
- Se requiere que los diodos sean de recuperación rápida y que soporten la corriente nominal del inversor.
- Tienden a haber tensiones desequilibradas en los condensadores, lo que perturba la forma de onda a la salida del convertidor

- A medida que se aumentan los niveles, aumenta en forma considerable la cantidad de elementos necesarios para el montaje del inversor y por ende la complejidad del control (Trejos, 2010).

- *Aplicaciones*

Algunas de las aplicaciones del inversor por fijación de diodos multinivel son: como interfaz entre una línea de transmisión de corriente continua de alta tensión y una línea de transmisión de corriente alterna. Otra aplicación se da como variador de velocidad para motores de alta potencia, como también se propone en media tensión (2,4 kV a 13,8 kV) para compensación estática de VAR.

. *Convertidor multinivel de condensadores flotantes o enclavamiento por condensadores*

- *Topología monofásica*

Esta topología se propuso en el año de 1992 por Meynard y Foch (Meynard & Foch, 1992), y se considera la alternativa más cercana a la topología de diodos de enclavamiento. Para este tipo de inversor multinivel, la salida puede expresarse como las posibles combinaciones de conexión de los condensadores de los que se compone, su estructura es parecida a la de fijación de diodos pero utiliza condensadores en lugar de diodos para establecer los niveles de tensión (Bárceñas & Echavarría, 2002)

La estructura de este inversor es similar a la del convertidor de fijación por diodos, excepto que en lugar de utilizar diodos de enclavamiento utiliza condensadores de fijación. El condensador flotante implica la conexión en serie del condensador con interruptores de conmutación. Esta topología se puede ver en la figura 1.6, que es igual a la topología anterior, en donde en lugar de utilizar diodos de fijación se utilizan condensadores para mantener los voltajes a los valores deseados (Nupur, Bindeshwar, Singh, & Rahul, 2012).

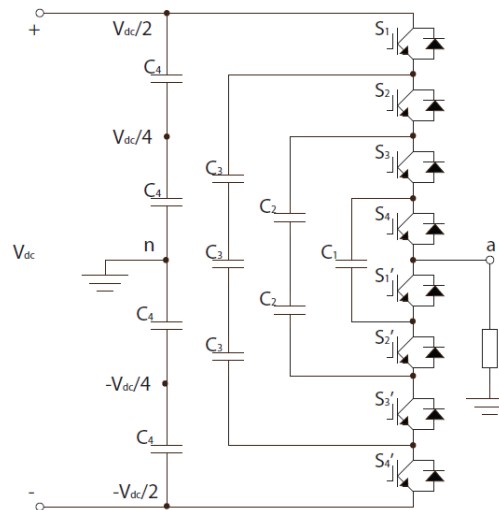


Figura. 1.6. Topología de condensadores flotantes para cinco niveles (Nordvall, 2011).

En cuanto a la topología de fijación de diodos  $m-1$  era el número de condensadores en el bus de DC, donde  $m$  era el número de niveles del inversor, y  $2(m-1)$  el número de interruptores y diodos que se utilizan como válvulas de conmutación. Para la topología de condensadores flotantes, en lugar de diodos de fijación, se utilizan uno o más condensadores (dependiendo de la posición y el nivel del inversor) para crear los voltajes de salida. Los condensadores están conectados a los puntos medios de dos pares de válvulas de la misma posición a cada lado del punto medio  $a$  (Lai, J, & ZhengPeng, 1996), en la figura 1.6 se puede ver la topología del convertidor en donde los condensadores  $C_1$ ,  $C_2$  y  $C_3$  se encuentra conectados en el punto medio de cada par de válvulas.

Como se puede observar el mismo número de interruptores principales, diodos de circulación inversa y condensadores en el bus de DC se utilizan para la topología de fijación de diodos como para la de condensadores flotantes. La gran diferencia es el uso de condensadores de fijación en lugar de diodos de sujeción, y puesto que los condensadores no bloquean voltajes inversos el número de combinaciones en las conmutaciones aumentan (Nordvall, 2011). Varios estados de conmutación son capaces de generar el mismo nivel de tensión, dando a la topología estados de conmutación redundantes.

La suma de ciertos voltajes permite que la tensión de salida sea generada, esto se debe a la tensión del bus de CD  $\pm V_{dc}/2$  y la adición de uno o más de los voltajes de los condensadores de fijación, cada condensador soporta una tensión de  $V_{dc}/4$  para el caso de la figura 1.6, en el que el inversor es de 5 niveles; en general el voltaje que debe soportar cada condensador en términos del número de niveles y el voltaje del bus de cd será:

$$V_{condensador} = \frac{V_{dc}}{m-1} \quad (1.7)$$

Puesto que cada condensador en la figura 1.6 está especificado para el voltaje  $V_{dc}/4$  (tanto el condensador del bus de cd como el condensador de fijación), la tensión de salida será la adición del bus  $V_{dc}/2$  y un condensador de fijación, por ejemplo el nivel  $V_{dc}/4$  en la salida se genera al sumar el valor superior positivo del bus de CD ( $V_{dc}/2$ ) y la tensión inversa del condensador de fijación C1. Los otros estados de tensión se generan de manera similar, pero con la ayuda de otros condensadores de fijación.

La síntesis de la tensión en un convertidor de enclavamiento por condensadores tiene más flexibilidad que uno por fijación de diodos, debido a que un mismo nivel se puede alcanzar con varias combinaciones; en la figura 1.7 se muestra una opción de síntesis de la onda de cinco niveles (Nupur, Bindeshwar, Singh, & Rahul, 2012).

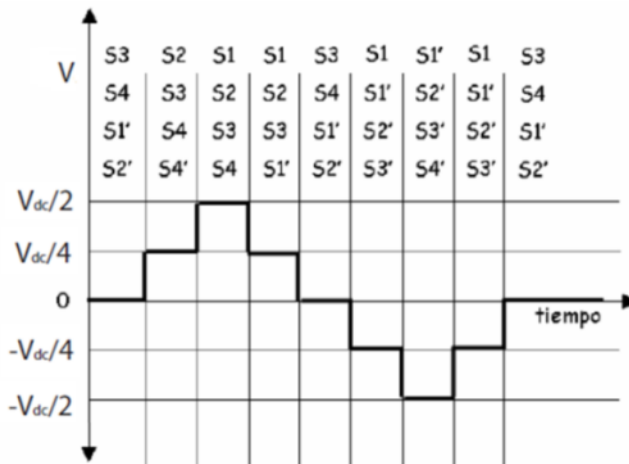


Figura. 1.7. Forma de onda y estados de conmutación.

La tabla 1.2 muestra algunos estados de conmutación para un convertidor de condensadores flotantes de 5 Niveles y la Figura 1.8 muestra una alternativa de conmutación para el estado cero de la tabla 1.2. En la figura 1.8 la línea discontinua representa el camino del flujo de corriente desde el punto neutro a la carga. Este flujo pasa a través de dos condensadores C4, dando un potencial  $V_{dc}/2$ , luego a través del interruptor S1 y bajando por los condensadores C3. Puesto que cada condensador se carga con la tensión  $V_{dc}/4$ , el potencial de  $V_{dc}/2$  se resta con  $3/4V_{dc}$ . La corriente pasa a través de los diodos en paralelo con los interruptores S3' y S2' a través del condensador C1 adicionando  $V_{dc}/4$  para potencial resultante de 0 voltios.

Tabla 1.2 Alternativa de conmutación para Convertidor de 5 niveles.

Nivel	S1	S2	S3	S4	S1'	S2'	S3'	S4'
-------	----	----	----	----	-----	-----	-----	-----

$V_{dc}/2$	1	1	1	1	0	0	0	0
$V_{dc}/4$	1	1	1	0	1	0	0	0
0	1	1	0	0	1	1	0	0
$V_{dc}/2$	1	0	0	0	1	1	1	0
$V_{dc}/3$	0	0	0	0	1	1	1	1

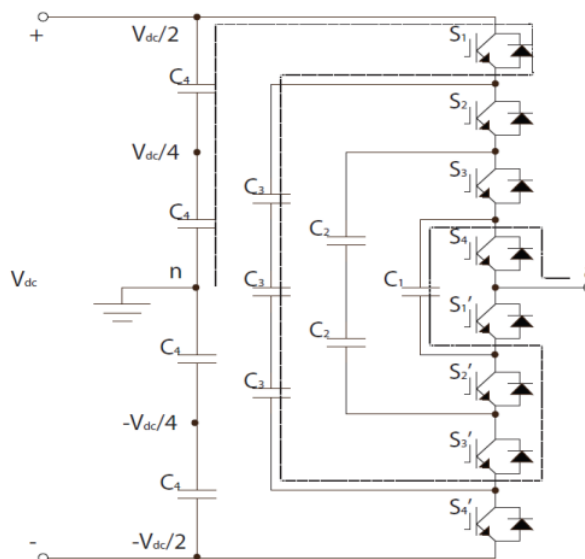


Figura. 1.8. Ejemplo de un estado de conmutación alternativa para el estado de voltaje 0.

En general el voltaje de una fase de cinco niveles de salida con respecto al punto neutro puede ser sintetizado por las siguientes combinaciones de interruptores (Nordvall, 2011).

- Para  $V_{dc}/2$ , se deben encender los interruptores  $S_1, S_2, S_3$  y  $S_4$ .
- Para  $V_{dc}/4$  existen tres combinaciones:
  - Encender  $S_1, S_2, S_3$  y  $S_1'$  (Se resta de  $V_{dc}/2$  de los condensadores de arriba  $C_4$  el valor de tensión  $V_{dc}/4$  del condensador  $C_1$ ).
  - Encender  $S_2, S_3, S_4$  y  $S_4'$  (Se resta de  $3V_{dc}/4$  de los condensadores de  $C_3$  el valor  $V_{dc}/2$  de los condensadores  $C_4$  del lado de abajo).
  - Encender  $S_1, S_3, S_4$  y  $S_3'$  (Se resta de  $3V_{dc}/4$  de los condensadores de  $C_3$  el valor  $V_{dc}/2$  de los condensadores  $C_2$ ).
- Para un valor de 0V una de varias opciones dadas es activar  $S_3, S_4, S_1'$  y  $S_2'$ .
- Para  $-V_{dc}/4$ , una opción es encender los interruptores  $S_1, S_1', S_2'$  y  $S_3'$ .
- Para  $-V_{dc}/2$  se deben encender los interruptores  $S_1', S_2', S_3'$  y  $S_4'$ .

Al igual que en el convertidor de fijación de diodos, solo un interruptor debe ser cerrado para cambiar de un estado a otro. Esto conduce a que el convertidor puede ser modulado con una baja frecuencia de conmutación (a frecuencia fundamental), una forma de onda sinusoidal escalonada puede ser creada encendiendo o apagando un interruptor una sola vez por ciclo de la frecuencia de salida.

Además, como se mencionó, los estados mostrados en la Tabla 1.2 no son los únicos estados que dan estas tensiones, hay varios estados de conmutación para cada nivel de la tensión de salida, exceptuando a los estados  $\pm V_{dc}/2$ .

Según el estado en que se eligen los condensadores se pueden cargar o descargar uno al otro, por lo que es posible equilibrar la carga en los capacitores con métodos de control adecuados (Rodríguez, Lai, & ZhengPeng, 2002).

Desde los flujos actuales de los condensadores activos en un estado, la energía puede ser transferida de uno con más carga a otros con menos carga, equilibrando las tensiones de los condensadores entre los que están llevando a cabo una acción. Si no se aplica un método de uso de estados de conmutación redundantes para equilibrar el voltaje, habrá un problema de desequilibrio tensión del condensador al transferir potencia activa. Sin embargo, si se utiliza un método de este tipo, se puede necesitar una frecuencia de conmutación elevada para que el equilibrio pueda ser alcanzado adecuadamente (Lai, J, & ZhengPeng, 1996).

La razón por la cual las tensiones de los condensadores se desequilibran, es que durante la transferencia de potencia activa algunos estados duran un tiempo más prolongado que otros y los condensadores activos se cargan o se descargan más que otros. La carga de trabajo desigual causa un desequilibrio de tensión, pero mediante el uso de los estados de conmutación redundantes los desequilibrios se puede controlar. Para la transferencia de potencia reactiva pura del convertidor de condensadores flotantes no se tiene ningún problema de desequilibrio de tensión, los condensadores se cargan y descargan por igual durante un ciclo de la transferencia de potencia reactiva, al igual que con el convertidor de fijación de diodos.

La cantidad de componentes para la topología de condensadores flotantes es como se ha dicho muy similar a la de fijación de diodos, presentándose las siguientes ecuaciones:

$$\#Condensadores\ bus\ cd = (m - 1) \quad (1.8)$$

$$\#Switches = 2(m - 1) \quad (1.9)$$

$$\#Diodos\ de\ circulacion\ inversa = 2(m - 1) \quad (1.10)$$

Los condensadores de fijación, al igual que los diodos de enclavamiento de la anterior topología, crecen de forma cuadrática con respecto al nivel de tensión  $m$  alcanzado, según esto:

$$\#Condensadores\ de\ fijación = \frac{(m - 1) * (m - 2)}{2} \quad (1.11)$$

Una vez más la necesidad de varios componentes de la misma especificación se hace necesaria para soportar mayores nivel de tensión, al igual que en la topología por fijación de diodos.

- *Topología trifásica*

La estructura de este inversor es similar a la del convertidor de enclavamiento por diodos excepto que en lugar de utilizar diodos de fijación, el inversor utiliza condensadores en su lugar. La topología del circuito se muestra en la figura 1.9. Cuando se utiliza el inversor de condensadores flotantes en una configuración trifásica, así como en el inversor de fijación de diodos, se puede compartir el bus de  $cd$ ; los demás componentes restantes se multiplican por tres al compararlos con los establecidos para una fase. Las señales de control necesarias son las mismas para una fase pero desfasadas  $120^\circ$  eléctricos entre sí.

- *Ventajas y Desventajas*

Las principales ventajas y desventajas de los convertidores multinivel de condensadores flotantes son las siguientes (Tolbert, Peng, & Habetler, Multilevel Converters for Large Electric drives, 1999).

Ventajas

- Una de las ventajas es las redundancias dentro de la fase, debido a varias posibilidades de conmutación que están disponibles para equilibrar los niveles de tensión de los condensadores.
- El flujo de potencia real y reactiva puede ser controlados.
- El gran número de condensadores permite al inversor soportar depresiones de corta duración y huecos de tensión también de corta duración.

- Una gran cantidad de condensadores de almacenamiento proporcionan capacidad extra de energía (Nordvall, 2011).
- Cuando el número de niveles es alto, el contenido armónico será suficientemente bajo como para no utilizar filtros de salida (Nordvall, 2011).
- La eficiencia es alta debido a que es posible conseguir conmutaciones en los dispositivos a la frecuencia fundamental.
- Ambas potencias, real y reactiva, pueden ser controladas, haciendo al inversor un posible candidato para transmisión en alta tensión en directa (HVDC) (Nupur, Bindeshwar, Singh, & Rahul, 2012).
- No se utilizan diodos de potencia lo cual reduce la problemática asociadas a estos dispositivos (Trejos, 2010).
- El control del equilibrio de las tensiones de los condensadores flotantes puede hacerse de forma independiente en cada rama y a través de las secuencias de conmutación (Lai, J, & ZhengPeng, 1996)

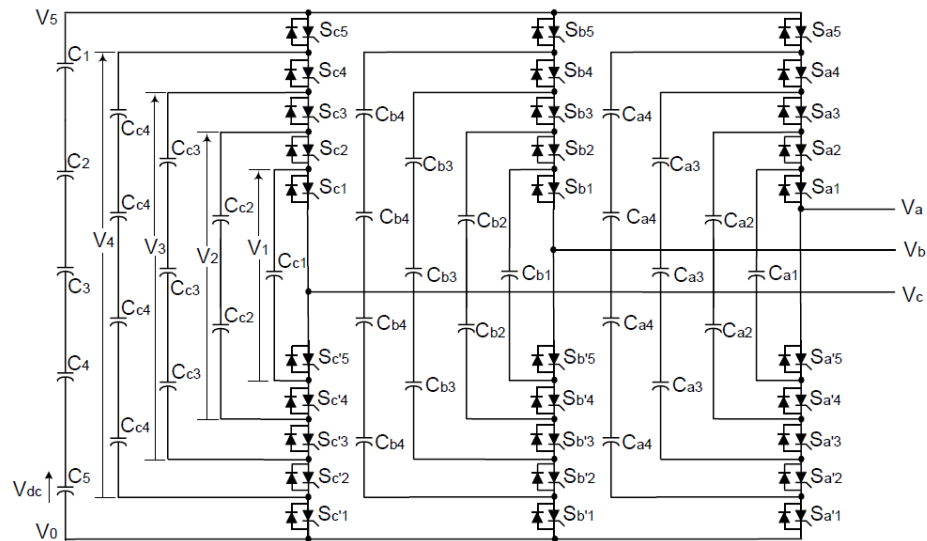


Figura. 1.9. Estructura trifásica de seis niveles de un inversor de condensador flotante.

#### Desventajas

- El número de condensadores utilizados es alto, y se deben tomar del mismo valor debido a que por ellos circula la misma corriente y de esta forma se pueden obtener valores similares en la tensión de rizado (Trejos, 2010)
- Se debe definir un método de carga inicial de los condensadores flotantes, existe el peligro de obtener efectos de resonancia debido a la cantidad de condensadores.
- Puede ser poco sensible a cambios de tensión rápidos en el bus de continua, esto debido a la constante de tiempo de los condensadores flotantes; lo que produce perturbaciones en la forma de onda de la salida.
- Son difíciles de implementar y más caros ya que requieren condensadores voluminosos.
- El control del inversor es complicado, ya que se necesita controlar la tensión de los condensadores y además realizar la función de inversor como tal (Nordvall, 2011).
- El pre cargar todos los condensadores en el mismo nivel de tensión y ponerlos en marcha es complejo.
- La utilización y la eficiencia de conmutación son pobres para la transmisión de potencia real.

- Debido a su misma estructura, esta topología presenta el inconveniente de necesitar cargar los condensadores antes de empezar a operar como inversor, lo anterior implica una posible secuencia de arranque (Liang & Nwankpa, 2000).
- *Aplicaciones*

Una de las aplicaciones propuestas en la literatura para esta topología es la generación estática de voltamperios reactivos (Tolbert, Peng, & Habetler, Multilevel Converters for Large Electric drives, 1999), otra aplicación reportada es el control de velocidad de motores, es decir aplicaciones en variadores de frecuencia (Jigar, Mistry, & Pratik, 2013), también se ha usado como compensador en serie en líneas de transmisión y aplicaciones de alto voltaje (Lai, J, & ZhengPeng, 1996). Además de estas aplicaciones también se pueden encontrar otras. (Tolbert, Peng, & Habetler, Multilevel Inverters for Electric Vehicle Applications, 1998).

### ***Inversor Multinivel En Cascada***

Este se basa en la conexión en serie de inversores monofásicos con fuentes de corriente directa separadas. Una inversor multinivel en cascada se diferencia de las topologías de fijación de diodos y de condensadores flotantes, en cómo consigue la forma de onda de tensión escalonada.

En este caso se utilizan inversores de puente completo en cascada con fuentes separadas de DC, en una configuración modular, para crear la forma de onda multinivel (Nordvall, 2011). Cada fuente independiente de dc está conectada a un puente completo ó puente H del inversor, como se muestra en la figura 1.10. (Surin & Tolbert, 2009)]. Cada puente puede generar tres salidas de tensión diferentes, +Vdc, 0, y -Vdc mediante las combinaciones de los cuatro interruptores, S1, S2, S1', y S2'.

Para obtener +Vdc, los interruptores S1 y S2' se activan, mientras que -Vdc se puede obtener mediante la activación de los interruptores S2 y S1'. Al activar en S1 y S2 ó S1' y S2', la tensión de salida es 0. La tabla 1.3 resume estos estados de conmutación. Cualquier otra combinación no es permitida pues provocará un corto circuito en la fuente DC del módulo.

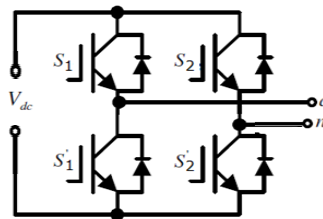


Figura. 1.10. Puente H o Puente completo.

Tabla 1.3 Secuencia de encendido para puente H de la figura 2.12 (Surin & Tolbert, 2009)].

V <sub>an</sub>	S1	S2	S3	S4
V <sub>dc</sub>	1	0	0	1
0	1	1	0	0
0	0	0	1	1
-V <sub>dc</sub>	0	1	1	0

La figura 1.11. muestra la estructura de un convertidor multinivel en cascada monofásico de  $m$  niveles a la salida de corriente alterna, cada uno de los diferentes puentes H del inversor se conectan en serie, de tal manera que la forma de onda de tensión sintetizada es la suma de las salidas de cada uno de los puentes.

$$V_{an} = V_{a1} + V_{a2} + \dots + V_{a\left(\frac{m-1}{2}\right)} \quad (1.12)$$

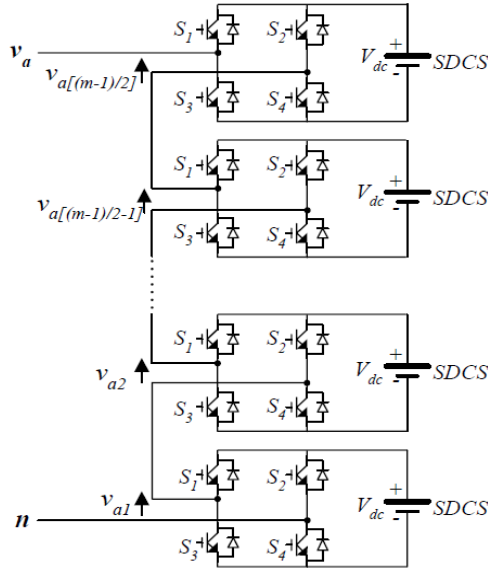


Figura. 1.11. Estructura de un convertidor multinivel en cascada de m niveles (Surin & Tolbert, 2009).

El número de niveles  $m$  en el voltaje de salida de fase de un convertidor en cascada se define por

$$m = 2n + 1 \quad (1.13)$$

Donde  $n$  es el número de fuentes separadas de DC presentes (Surin & Tolbert, 2009). En la figura 1.12. se muestra el esquema general de un inversor multinivel de puentes H con 9 escalones en la tensión de salida, se puede observar el funcionamiento básico, en el cual la forma de onda de salida se construye con la suma de las salidas de cada puente (Díaz Rodríguez, Pabon Fernandez, & Pardo Gracia, 2015). Al conectarse los puentes H en cascada (serie), y dependiendo del número de puentes (etapas) que se conecten, se podrá obtener un número diferente de niveles de tensión y una forma de onda como la mostrada en la figura 1.12. (Díaz Rodríguez, Pabon Fernandez, & Pardo Gracia, 2015).

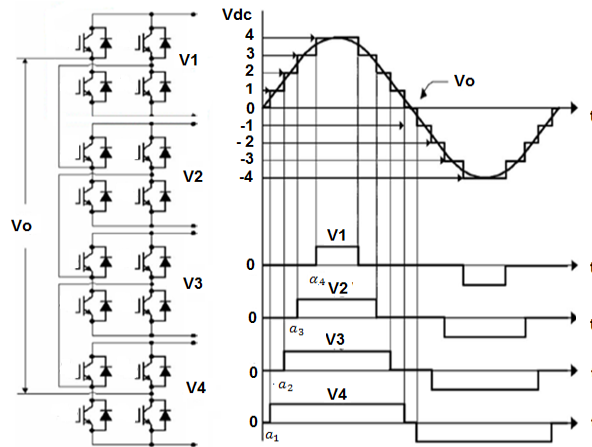


Figura. 1.12. Inversor multinivel de 9 niveles, formas de onda en cada puente y a la salida del convertidor.

- *Inversor multinivel de fuentes independientes con Puentes H en Cascada*

En esta topología cada puente se alimenta de una fuente de directa aislada galvánicamente de las demás. Las fuentes en cada una de los puentes necesitan ser aisladas y si el inversor se va a implementar en una aplicación



de transferencia de potencia activa, por razones de equilibrio de tensión no debe existir ningún bus de DC común. Esta configuración es utilizada para las energías renovables o las aplicaciones de células de energía de combustible donde cada fuente de tensión es separada y aislada entre sí (Bretón Schuwirth, 2003). La topología de un convertidor de este tipo para cinco escalones se muestra en la figura 1.13.

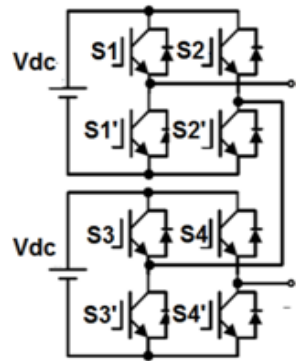


Figura. 1.13. Convertidor de cinco escalones de puentes H en cascada con fuentes independientes.

Este tipo de inversores se puede separar en simétricos y asimétricos dependiendo de las relaciones entre los valores de tensión de las fuentes de alimentación.

- *Simétricos*

Los simétricos tienen todas las fuentes independientes con el mismo valor de tensión, el número de niveles  $m$  que se puede alcanzar con esta configuración es de:

$$m = 2n + 1 \quad (1.14)$$

Donde  $n$  es el número de fuentes. En la figura 1.14. Se muestra el diagrama de conexión para un Inversor en cascada simétrico de dos etapas. Este inversor puede generar voltajes de salida que van desde  $-2V_{dc}$  a  $+2V_{dc}$  con cinco escalones diferentes (dos en el semiciclo positivo, dos en el semiciclo negativo y el cero).

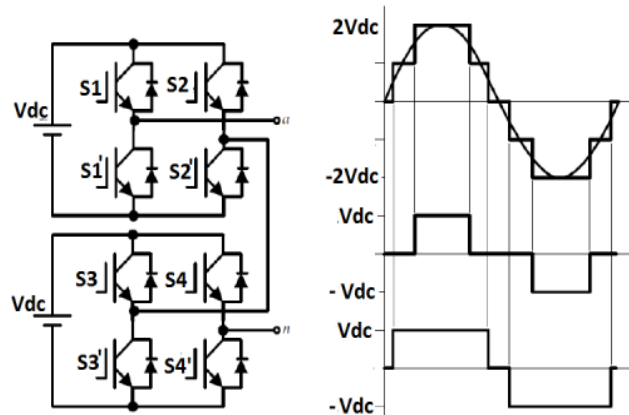


Figura. 1.14. Inversor en Cascada Simétrico de dos Etapas.

Para conseguir los diferentes niveles de tensión se debe utilizar la secuencia de conmutación que se muestra en la tabla 1.5, esta sigue secuencia de la forma de onda de la figura 1.14., además se puede apreciar que para generar los diferentes niveles de tensión hay más de una combinación posible, es decir estados redundantes (Surin & Tolbert, 2009).

Tabla 1.5 Secuencia de encendido para el inversor de la figura 1.14.

Nivel	S1	S2	S1'	S2'	S3	S4	S3'	S4'
0	1	1	0	0	1	1	0	0
Vdc	1	0	0	1	1	1	0	0
2Vdc	1	0	0	1	1	0	0	1
Vdc	1	0	0	1	0	0	1	1
0	0	0	1	1	0	0	1	1
-Vdc	0	1	1	0	0	0	1	1
-2Vdc	0	1	1	0	0	1	1	0
-Vdc	0	1	1	0	1	1	0	0

- *Asimétricos*

Los convertidores asimétricos son aquellos en los cuales las fuentes de alimentación de directa de cada puente, no son iguales entre sí. Lo común es encontrar voltajes en las fuentes con relaciones entre si de 1:2 ó 1:3. En la figura 1.15.(a) se muestra el diagrama de conexión para un Inversor en Cascada Asimétrico de dos etapas. Este inversor puede operar de la misma forma que el Inversor de 5 escalones, según se muestra en la figura 1.15 (b), pero también puede generar voltajes de salida que van desde  $3V_{dc}$  a  $-3V_{dc}$  con siete niveles diferentes ( tres en el semiciclo positivo, tres en el semiciclo negativo y el cero) como se muestra en la figura 1.15 (b).

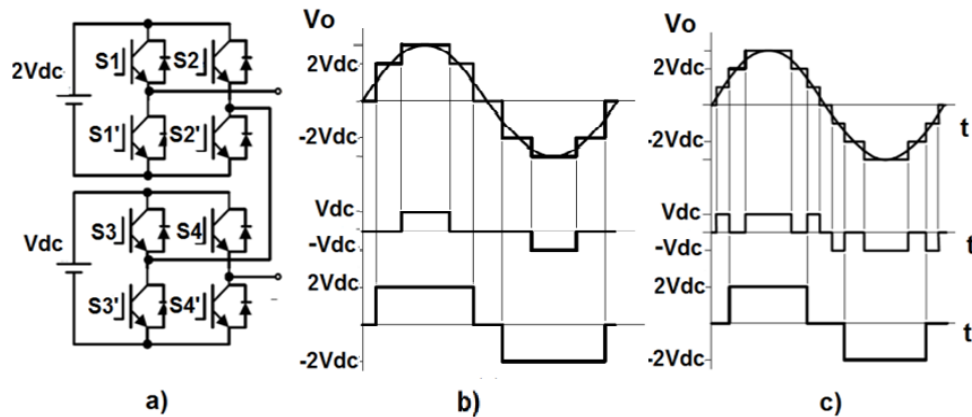


Figura. 1.15. Inversor en Cascada Asimétrico de dos Etapas (a) operando con cinco niveles (b) operando con siete niveles.

Para conseguir la onda de tensión de cinco escalones se debe utilizar la misma secuencia de conmutación que la mostrada en la tabla 1.5, pero con una diferencia en los niveles de tensión ya que un escalón tendrá el doble de tensión del otro (Bretón Schuwirth, 2003).

- **Relación asimétrica 1:2**

En esta configuración las fuentes tiene una relación de dos, es decir cada fuente tiene un valor de tensión igual a dos veces el valor de la tensión de la fuente del puente anterior. Si se define como  $V_{dc}$ , el valor de la fuente del puente de menor tensión, se tiene que el valor de la fuente del puente  $n$  será:

$$V_{dcn} = 2^{n-1} * V_{dc} \quad n = 1,2,3 \dots \quad (1.15)$$

Donde  $n$  es el número del puente.

Analizando el caso del Inversor Asimétrico mostrado en la figura 1.15, es posible generar mayor número de niveles de tensión de salida con esta misma configuración. Para ello es necesario agregar más combinaciones a las que se mostró anteriormente. Como se muestra en la figura 1.15. (c), con este inversor se pueden generar siete niveles de tensión diferentes. En la tabla 1.6 se agregan los niveles adicionales y sus respectivas combinaciones de conmutación (Bretón Schuwirth, 2003).

Tabla 1.6 Secuencia de encendido para el inversor de la figura 1.15 (b)

Nivel	S1	S2	S1'	S2'	S3	S4	S3'	S4'
0	1	1	0	0	1	1	0	0
Vdc	1	1	0	0	1	0	0	1
2Vdc	1	0	0	1	1	1	0	0
3Vdc	1	0	0	1	1	0	0	1
2Vdc	1	0	1	1	0	0	1	1
Vdc	0	0	1	1	1	0	0	1
0	0	0	1	1	0	0	1	1
-Vdc	0	0	1	1	0	1	1	0
-2Vdc	0	1	1	0	0	0	1	1
-3Vdc	0	1	1	0	0	1	1	0
-2Vdc	0	1	1	0	1	1	0	0
-Vdc	1	1	0	0	0	1	1	0

La cantidad de niveles de tensión alcanzables para esta configuración en términos del número de etapas  $n$  de puente H será:

$$m = 2^{n+1} - 1 \quad (1.16)$$

- **Relación asimétrica 1:3**

Si se utilizan valores escalonados en potencia de tres, es decir donde la relación entre fuentes es de 1:3, se maximiza la cantidad de niveles de salida del inversor y se minimizan las fuentes DC necesarias (Diaz Rodríguez, Pabon Fernandez, & Pardo Gracia, 2015). No obstante, esta solución maximizada implica, que para generar ciertos niveles de tensión las fuentes DC de algunos puentes auxiliares absorban potencia. Esta absorción de requiere que las fuentes DC de los puentes auxiliares sean bidireccionales, ya que en esta configuración no existen combinaciones redundantes (Bretón Schuwirth, 2003).

En la figura 1.16 se muestra la topología, las formas de ondas de los puentes y la onda de salida del convertidor, en ella se ve que los puentes deben conmutar más de una vez por ciclo lo que aumenta las pérdidas por conmutación.

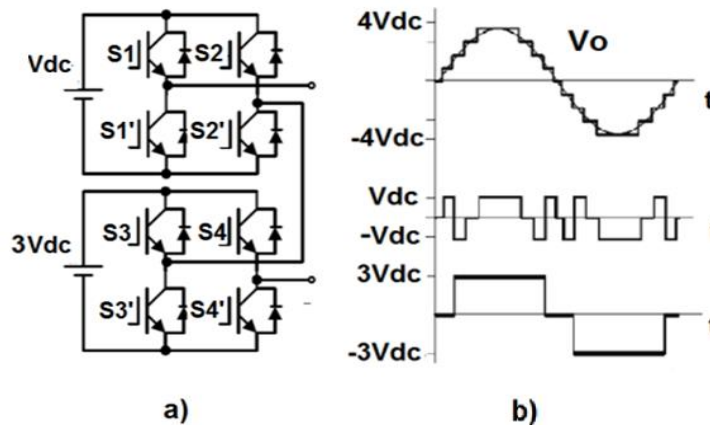


Figura. 1.16. Inversor en Cascada Asimétrico de dos Etapas con relación de fuentes de 1:3.

En la tabla 1.7 se muestran las conmutaciones y los niveles de tensión asociados a la salida del convertidor, solo para medio ciclo. Claramente se ve que existen estados redundantes pero son solo aquellos en los cuales se obtiene el cero de un puente, ya sea equipotencializando al positivo de la fuente de alimentación o equipotencializando al lado negativo de la alimentación. Realmente los interruptores que manejan la corriente y establecen el estado de tensión serán los mismos, por eso se dice que no existen combinaciones redundantes.

Tabla 1.7 Secuencia de encendido para el inversor de la figura 2.22.

Nivel	S1	S2	S1'	S2'	S3	S4	S3'	S4'
0	1	1	0	0	1	1	0	0
Vdc	1	0	0	1	1	1	0	0
2vdc	0	1	1	0	1	0	0	1
3Vdc	0	0	1	1	1	0	0	1
4vdc	1	0	0	1	1	0	0	1
3Vdc	1	1	0	0	1	0	0	1
Vdc	1	0	0	1	0	0	1	1
0	0	0	1	1	0	0	1	1

Si se define como Vdc, el valor de la fuente del puente de menor tensión, se tiene que el valor de la fuente del puente  $n$  será:

$$V_{dc n} = 3^{n-1} * Vdc \quad n = 1,2,3 \dots \quad (1.17)$$

Donde  $n$  es el número del puente. La cantidad de niveles de tensión alcanzables para esta configuración en términos del número de etapas  $n$  de puentes H será:

$$m = 3^n \quad (1.18)$$

- *Número de componentes*

En la siguiente tabla se resume el número de componentes necesario para alcanzar determinada cantidad de niveles  $m$  en términos de si es simétrico o asimétrico.

Tabla 1.8 Relación de número de componentes necesarios.

Componente	Simétrico	Asimétrico	
		Múltiplo 2	Múltiplo 3
Fuentes de dc	$\frac{(m-1)}{2}$	$\lceil \sqrt[m]{m} \rceil$	$\lceil \sqrt[m]{m-1} \rceil + 1$
Interruptores	$2(m-1)$	$4\lceil \sqrt[m]{m} \rceil$	$4(\lceil \sqrt[m]{m-1} \rceil + 1)$
Diodos de circulación inversa	$2(m-1)$	$4\lceil \sqrt[m]{m} \rceil$	$4(\lceil \sqrt[m]{m-1} \rceil + 1)$

Donde  $\lceil x \rceil$  denota la función parte entera de  $x$  y  $m$  el número de niveles. Se debe tener en cuenta que  $m=5$  representa el mínimo de niveles para un convertidor multinivel.

- *Comparación: simétrico y asimétrico*

Como se evidencia en las secciones anteriores el Inversor Asimétrico permite generar una forma de onda escalonada que se asemeja más a una senoide real. Esto porque un inversor Asimétrico, puede generar un número mayor de escalones que uno Simétrico. En la tabla 1.9 se muestra una comparación de los niveles generados por un convertidor simétrico y uno asimétrico para el mismo número de etapas; se puede observar que en el inversor asimétrico el aumento del número de niveles es considerablemente importante.

Tabla 1.9 Número de niveles de tensión para inversores Simétricos y Asimétricos de diferente número de etapas.

N° Etapas	Simétrico	Asimétrico	
		Múltiplo 2	Múltiplo 3
2	5	7	9
3	7	15	27
4	9	31	81
5	11	63	243

### *Inversor Multinivel en Cascada con Fuente Común*

Utilizando un esquema similar al del inversor con fuentes independientes, pero colocando transformadores en la salida, se puede construir un inversor multietapa de fuente común. Como se puede observar en la figura 1.17, a diferencia del inversor con fuentes independientes, ambos puentes están alimentados desde una misma fuente DC, el aislamiento galvánico entre las etapas se realiza en las salidas de los puentes, colocando transformadores y conectándolos en serie por sus devanados secundarios, de esta manera se pueden sumar las tensiones de las etapas para obtener la onda en AC escalonada; en la figura 1.17, los transformadores utilizados poseen la misma razón de transformación lo cual lo hace simétrico. Este inversor sería equivalente al Inversor Multietapa en Cascada con Fuentes Independientes y Simétrico, por lo tanto, es capaz de generar cinco niveles de tensión (dos positivos, dos negativos y el cero) (Bretón Schuwirth, 2003).

La ventaja de esta configuración frente a la que no utiliza transformadores, es que con una sola fuente DC se pueden alimentar todos los puentes del inversor. Esta ventaja es más evidente al aumentar el número de etapas del inversor. Por ejemplo, en un inversor trifásico de cuatro etapas con fuentes independientes, se necesitan doce fuentes para construir un inversor de las mismas características que uno de fuente común, que sólo utiliza una alimentación.

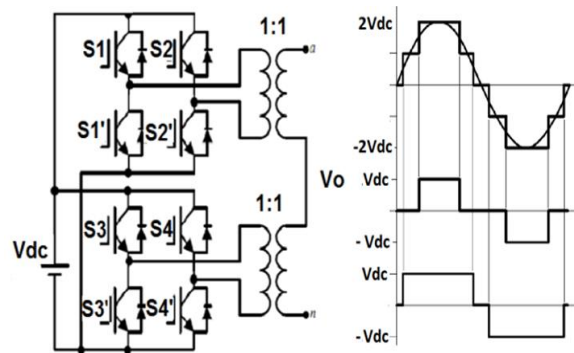


Figura. 1.17. Inversor en Cascada de dos Etapas con fuente común.

No obstante hay que mencionar que la topología de fuente común no es muy práctica en aplicaciones en frecuencia variable. Por esta razón ella está pensada para la implementación de rectificadores, filtros activos de potencia, compensadores estáticos de reactivos o inversores conectados a la red trifásica (Bretón Schuwirth, 2003).

- *Simétricos*

En los inversores simétricos de esta topología todos los transformadores tienen la misma relación de transformación, es decir la relación de transformación  $a_n$  del puente  $n$  será:

$$a_n \rightarrow 1:1 \quad (1.19.)$$

El número de niveles  $m$  que se puede alcanzar con esta configuración es de:

$$m = 2n + 1 \quad (1.20.)$$

Donde  $n$  es el número de etapas del convertidor.

En la figura 1.17 se muestra el diagrama de conexión para un Inversor en Cascada Simétrico de fuente común de dos etapas. Este inversor puede generar voltajes de salida que van desde  $-2Vdc$  a  $+2Vdc$  con cinco escalones diferentes (dos en el semiciclo positivo, dos en el semiciclo negativo y el cero, con escalones iguales a  $Vdc$ ), con las mismas secuencias de encendido de la tabla 1.6.

- *Asimétricos*

Utilizando transformadores de distinta razón de transformación se puede construir un inversor Asimétrico de Fuente común, como el de dos etapas mostrado en la figura 1.17. (a) Dependiendo del número de niveles de tensión de salida utilizados, se obtienen las formas mostradas en las figuras 1.25 (b) y 1.25 (c), con 5 o 7 niveles respectivamente (Díaz Rodríguez, Pabon Fernandez, & Pardo Gracia, 2015).

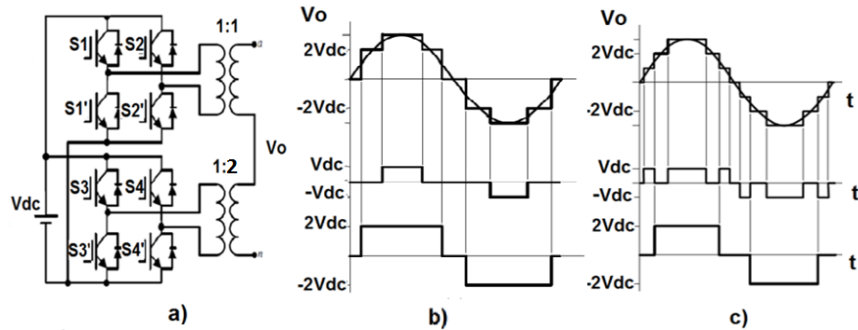


Figura. 1.17 Inversor en Cascada Asimétrico de dos Etapa.

- **Relación asimétrica 1:2**

En esta configuración los transformadores tienen una relación de transformación múltiplo de dos, es decir cada transformador tiene un valor de tensión en el secundario igual a dos veces el valor del secundario del transformador del puente anterior, cabe decir que todos los transformadores tendrán el mismo voltaje primario  $V_{dc}$ . La relación de transformación  $a_n$  del transformador del puente  $n$  será:

$$a_n \rightarrow 1:2^{n-1} \quad (1.21)$$

En términos del voltaje de alimentación  $V_{dc}$

$$a_n \rightarrow V_{dc} : 2^{n-1}V_{dc} \quad (1.22)$$

Donde  $n$  es el número del puente. La cantidad de niveles de tensión alcanzables para esta configuración en términos del número de etapas  $n$  de puente H será:

$$m = 2^{n+1} - 1 \quad (1.23)$$

En la figura 1.17 se muestra esta configuración para 5 y 7 niveles, los estados de conmutación se obtienen mediante las conmutaciones presentadas en la tabla 1.6

- **Relación asimétrica 1:3**

Si se seleccionan relaciones de transformación múltiplos de tres, es decir cada transformador tiene un valor de tensión en el secundario igual a tres veces el valor del secundario del transformador del puente anterior, se maximiza la cantidad de niveles de salida del inversor, un ejemplo de esto es el convertidor de dos etapas que llega a alcanzar nueve niveles en la tensión de salida. La relación de transformación del transformador del puente  $n$  será:

$$a_n \rightarrow 1:3^{n-1} \quad (1.24)$$

En términos del voltaje

$$a_n \rightarrow V_{dc} : 3^{n-1}V_{dc} \quad (1.25)$$

Donde  $n$  es el número del puente. La cantidad de niveles de tensión alcanzables para esta configuración en términos del número de etapas  $n$  de puente H será:

$$m = 3^n \quad (1.26)$$

En la figura 1.18, se muestra esta configuración para un inversor de dos etapas fuente común con nueve niveles, los estados de conmutación se obtienen mediante las conmutaciones presentadas en la tabla 1.7.

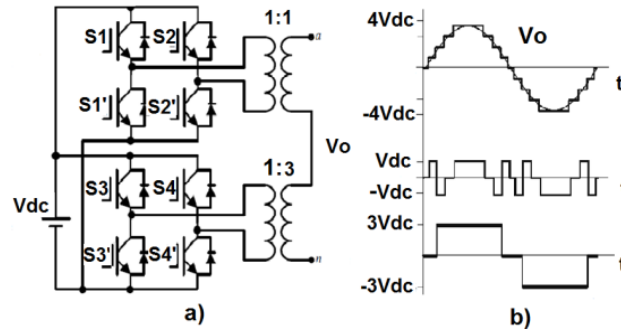


Figura. 1.18. Inversor en Cascada Asimétrico de dos Etapa con nueve niveles a la salida, asimetría 1:3.

- *Componentes*

En la siguiente tabla se resume la cantidad de componentes necesaria para alcanzar determinado número de niveles  $m$  en términos de si es simétrico o asimétrico.

Tabla 1.10 Relación de número de componentes necesarios.

Componente	Simétrico	Asimétrico	
		Múltiplo 2	Múltiplo 3
Fuentes de CD	1	1	1
transformadores	$\frac{(m-1)}{2}$	$\lceil \sqrt{m} \rceil$	$\lceil \sqrt[3]{m-1} \rceil + 1$
interruptores	$2(m-1)$	$4\lceil \sqrt{m} \rceil$	$4(\lceil \sqrt[3]{m-1} \rceil + 1)$
diodos de circulación inversa	$2(m-1)$	$4\lceil \sqrt{m} \rceil$	$4(\lceil \sqrt[3]{m-1} \rceil + 1)$

Donde  $\lceil x \rceil$  denota la función parte entera y  $m$  el número de niveles, teniendo en cuenta que  $m=5$  representa el mínimo de niveles para un convertidor multinivel.

### Topología trifásica

Para obtener el inversor multinivel trifásico es necesario replicar dos veces el diseño del circuito del inversor de una fase. De esta manera se obtienen las fases B y C. El esquema de conexiones, para el caso de la topología de fuente común de nueve niveles por fase, se observa en la figura 1.19. En donde se muestra el convertidor resultado de la adición de 3 convertidores monofásicos (Pabon Fernandez, Diaz Rodríguez, & Pardo García, 2015).

. Las señales de control del convertidor trifásico dependerá de la configuración que se utilice, las señales de control de cada fase corresponderá con la respectiva tabla de accionamiento de los interruptores según la configuración, el desfase entre las señales de cada rama es de  $120^\circ$  eléctricos.

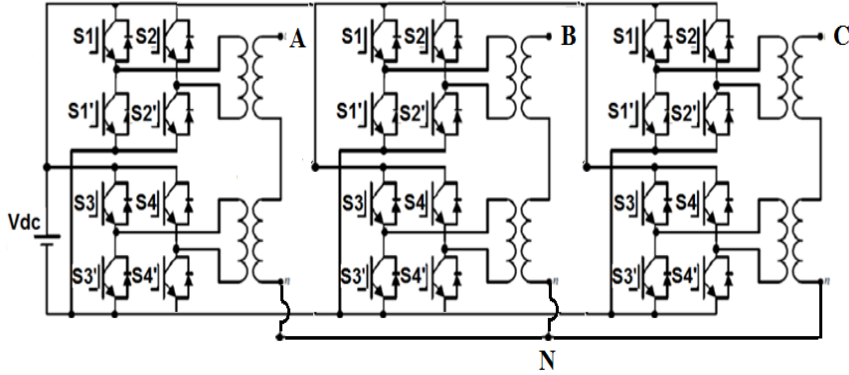


Figura. 1.19. Topología del convertidor trifásico de puente H en cascada de dos etapas de fuente común.

- *Ventajas y Desventajas*

Las principales ventajas y desventajas de convertidores multinivel en cascada son los siguientes:

**Ventajas**

- Estas topologías pueden utilizar una combinación de conmutación de frecuencia fundamental, para algunos de los niveles, y de conmutación PWM en otros de los niveles, con el fin de lograr una forma de onda de tensión a la salida con mínima distorsión armónica. Este enfoque permite una mayor diversidad de magnitudes de voltaje de salida y de optimización (Lai, J, & ZhengPeng, 1996).
- Su forma de construcción modular reduce la complejidad del montaje, ya que requieren menor número de componentes que otras topologías (Trejos, 2010)
- Es la topología que permite alcanzar mayor número de niveles a la salida del convertidor. Siendo la topología fuente común con asimetría de tres la que maximiza el número de escalones con respecto a las fuentes de entrada.
- No requieren diodos de recuperación rápidos.
- El sistema de control es menos complejo ya que no hay condensadores que requieran mantener tensiones equilibradas.
- Los dispositivos semiconductores manejan solo la tensión presente en una fuente CD (Bárcenas & Echavarría, 2002)
- Si se utiliza la configuración de fuente común el sistema solo tendrá una fuente de alimentación.

**Desventajas**

- En la topología de fuentes independientes, el requerimiento de una fuente independiente para cada etapa es una limitante (Surin & Tolbert, 2009).
- La topología de fuente común no es recomendable para aplicaciones de variación de frecuencia ya que usa transformadores y estos tienen una respuesta a la frecuencia que puede perturbar el comportamiento (Elgueta, 2005)
- Los costos se pueden elevar por la inclusión de uno o más transformadores en la topología de fuente común (Elgueta, 2005).

- *Aplicaciones*

Se han propuesto los convertidores multinivel en cascada para aplicaciones como la generación estática de VAR (Bretón Schuwirth, 2003), fuentes de energía renovables (Díaz, Pabon, & Pardo, 2013), así como para aplicaciones basadas en baterías. Peng (Peng, Lai, McKeever, & VanCoevering, 1996) ha demostrado que un



prototipo de convertidor multinivel como generador estático de VAR conectado en paralelo con el sistema eléctrico podría suministrar o extraer la corriente reactiva de un sistema eléctrico. El inversor puede ser controlado ya sea para regular el factor de potencia de la corriente extraída de la fuente o la tensión del sistema eléctrico al que estaba conectado.

Los Inversores en cascada son ideales para la conexión de fuentes de energía renovables con una red de CA, debido a la necesidad de fuentes de corriente continua independientes, el cual es el caso de aplicaciones tales como la energía fotovoltaica o pilas de combustible (Surin & Tolbert, 2009). Este tipo de convertidores también se han utilizado en control de motores y variación de frecuencia (Elgueta, 2005) y en unidades principales de tracción en vehículos eléctricos, donde varias baterías o súper condensadores son muy adecuadas para servir como fuentes (Tolbert, Peng, & Habetler, Multilevel Inverters for Electric Vehicle Applications, 1998).

## 1.2 ESTADO DEL ARTE

A continuación se presentan algunos trabajos actuales en el área de los convertidores trifásicos multinivel, el análisis de los artículos se realizó en dos categorías: en el área de la aplicación de convertidores de potencia multinivel en control de máquinas eléctricas y en el área de optimización del contenido armónico en inversores multinivel.

### 1.2.1. CONVERTIDORES MULTINIVEL APLICADOS A MAQUINAS ELÉCTRICAS

- (*Taleba, Benyoucefa, Helaimia, & Boudje, 2015*)

En este artículo se utiliza un convertidor multinivel de siete escalones, de puentes H en cascada asimétrico, para alimentar un motor de inducción de alta potencia, la forma de modular el convertidor es utilizando la técnica inyección del tercer armónico con múltiples portadoras. En los resultados de la aplicación al motor de inducción, se observa que el rizado en el torque es bajo al igual que en la corriente, el menor THD mostrado en este artículo es 11.21%, el artículo también presenta la comparación con la modulación sinusoidal normal y muestra que la técnica de la inyección del tercer armónico es superior.

- (*Shimi Sudha, Tilak, & Jagdish, 2016*)

En este artículo se propone un novedoso método para la eliminación de armónicos en un convertidor de puentes H en cascada, para un sistema fotovoltaico, se utiliza la técnica de PSO y Newton Raphson para resolver las ecuaciones trascendentales de la eliminación selectiva de armónicos, los resultados se validan con la simulación y experimentación de un convertidor multinivel de 11 escalones y se utiliza como accionamiento de un motor de inducción, el THD mínimo estimado es de aproximadamente 4.8% en las tensiones de línea de la simulación y en la experimentación de 3,8 %. Los beneficios para el motor son resaltados.

- (*Antonopoulos, Mörée, Soulard, Ängquist, & Nee, 2014*)

En este artículo se evalúa el incremento de las pérdidas ocurridas en el motor de inducción alimentado por un convertidor multinivel, y se compara con la operación con respecto a la red sinusoidal, con el ánimo de evaluar el impacto que tienen los armónicos sobre la máquina. Este trabajo confirma que el impacto que las pérdidas creadas por los armónicos en este tipo de convertidor son muy bajas y casi equivalentes a las de la red, la investigación contempla el análisis de la distorsión armónica de formas de onda experimentales de un inversor multinivel de 11 kW, se midió la temperatura de los devanados estáticos, y se concluye que el inversor multinivel tiene las condiciones para alimentar motores de alta potencia sin deteriorar las máquinas. La distorsión registrada es del 2.9% en las corrientes que entran al motor, sin embargo no se muestran datos de la distorsión armónica de las tensiones.

- (*Chitra & Himavathi, 2015*)

En este artículo se presenta un convertidor multinivel aplicado a un control de campo orientado con un estimador inteligente de la resistencia del rotor, se realiza una comparación entre la utilización de un inversor convencional y el multinivel, los resultados en cuanto al control son muy buenos y a la estimación de la resistencia del rotor excelentes, sin embargo, en cuanto a la calidad del total de distorsión armónica aunque presenta un mejor comportamiento que el convencional el resultado no es muy bueno ya que el THD de la tensión de línea es de 21.5% y el THD de la corriente es de 6.5%.

- (*Pradeep & Jaseerali, 2015*)

En el artículo se presenta un inversor de siete niveles, en el cual se anulan los armónicos 5 y 7 usando eliminación selectiva de armónicos. Esto hace que el total de distorsión se reduzca. el inversor es utilizado para alimentar un motor de inducción, la validación se realiza en simulación en Simulink de Matlab, el resultado en cuanto al total de distorsión armónica no es muy bueno ya que presenta un 13% de THD en la tensión, en cuanto a la variación de frecuencia o control del motor no se muestran resultados.

- (*Ilhami & Ersan, 2011*)

Este artículo presenta un Convertidor Multinivel de tres niveles por fase, que utiliza un DSP como dispositivo central de procesamiento, se utiliza una modulación PWM sinusoidal que alcanza un bajo nivel de contenido armónico, con este convertidor se alimenta un motor de inducción, el THD más bajo registrado es para una frecuencia de 50 Hz en la corriente con un valor de 0.69% y para la tensión de línea se registra para esta misma frecuencia un valor de 1.9%. El artículo presenta los beneficios de la reducción del contenido armónico para el motor.

- (*Shriwastava, Daigavaneb, & Daigavanec, 2016*)

Este artículo propone la implementación de un convertidor multinivel de enclavamiento de diodos que usa IGBT como accionamiento de un motor síncrono de imanes permanentes, la técnica para modular el convertidor es la modulación por vector espacial basada en portadoras, se compara esta técnica con la modulación de vector espacial normal y se concluye que es más eficiente la técnica de modulación espacial por portadoras en el manejo del bus de CD y en la disminución de armónicos. El menor THD que se muestra en el papel como resultado en las tensiones de línea es de 10.04%.

- (*Merabet Boulouiha, Allali, Laouer, Tahri, Denai, & Draou, 2015*)

Este artículo presenta la aplicación de control directo del par con modulación de vector espacial a un inversor de dos y tres niveles, tres topologías son propuestas para controlar el par y el flujo de un generador de inducción de jaula de ardilla, acoplado a un sistema de conversión de energía eólico. El objetivo de este estudio es reducir el rizado en el par, optimizando la calidad de la energía, los resultados se validan en la simulación realizada en Simulink de Matlab. El menor THD presentado es en las corrientes con un valor de 1.51%.

### **1.2.2. OPTIMIZACIÓN DE CONTENIDO ARMÓNICO EN CONVERTIDORES MULTINIVEL**

- (*Moeed Amjad, Salam, & Majed Ahmed, 2015*)

En este artículo se utiliza la técnica de evolución diferencial para disminuir el contenido armónico en un inversor multinivel monofásico; los inversores tratados son de cinco y siete escalones; en la simulación los Totales de Distorsión Armónica mostrados son de 24,25% y de 13,21% respectivamente, estos valores son altos, sin embargo se presenta una reducción notable en los armónicos 5, 7, 11 y 13. El convertidor tratado en este trabajo es de fuentes independientes de puentes H en cascada.

- (*Vivek Kumar & Mahanty, 2015*)

Este artículo presenta una optimización por PSO para determinar los ángulos de conmutación de un convertidor de puentes H en cascada de fuentes independientes con el fin de reducir el contenido armónico, el convertidor es de cinco niveles por fase y de siete niveles en línea ya que la topología es trifásica. En el artículo se soluciona el sistema de ecuaciones trascendentales y se compara con el uso de SPWM, llegando a la conclusión que los mejores resultados se presentan cuando se utiliza el sistema de ecuaciones trascendentales, el menor contenido armónico es de 7,21% en la tensión de línea.

- (Gnana Sundari, Rajaram, & Balaraman, 2016)

En este artículo se presenta una técnica llamada algoritmo firefly para optimizar el contenido armónico de un convertidor multinivel de 11 escalones de fuentes independientes; elimina los armónicos 5, 7, 11 y el 13 y compara los resultados con otras técnicas, demostrando que el algoritmo propuesto llega a buenos resultados, sin embargo el THD más bajo presentado es de 6,21% y de 3,61 para diferentes índices de modulación, este resultado aunque es bajo no se aproxima al 0% deseado. Algo novedoso del artículo es que contempla el uso de fuentes de diferentes valores de tensión en las fuentes, lo cual se plantea como un aporte a la disminución del contenido armónico.

- (SudhakarBabu, Priya, Maheswaran, SathishKumar, & Rajasekar, 2015)

En este artículo un algoritmo de *bacterial foraging* (BFA) es propuesto para encontrar los ángulos de disparo de una modulación PWM convencional, los resultados de la implementación del algoritmo se comparan con las técnicas de algoritmos genéticos GA y Particle swarm optimization PSO, la conclusión es que los algoritmos genéticos y BFA son las mejores técnicas, sin embargo los resultados no son muy prometedores, ya que el mínimo THD mostrado es de 36.4%.

- (Kavali & Mittal, 2016)

En este artículo se muestra un convertidor monofásico de cinco niveles de puentes H en cascada con diferentes esquemas de control, se realiza la comparación de las técnicas: tres esquemas de switch por parejas, modulación sinusoidal por ancho de pulso (SPWM), modulación sinusoidal PWM por disposición de fase con amplitud fija y con amplitud variable, SPWM con oposición de fase, SPWM-alterna con oposición de fase, SPWM con desplazamiento de fase, la técnica que muestra los mejores resultados es la de modulación sinusoidal PWM por disposición de fase con amplitud variable que tiene un THD de 5.63%.

- (Nageswara, Rao, Sangameswara, & Chandra, 2014)

En este artículo se presenta un sistema Fuzzy adaptativo para eliminar el contenido armónico en convertidores multinivel. La topología seleccionada es la de puentes H en cascada de fuentes independientes, de siete escalones; en los resultados obtenidos se ve que el menor THD alcanzado en la onda de tensión es del 9,16% lo cual es muy alto, se muestra que el THD varía en función de la carga y que las conmutaciones son altas, de igual forma los espectros mostrados no dan una buena perspectiva en cuanto a la optimización realizada.

- (Moeed Amjad, Salam, & Majed Ahmed, 2015)

En este artículo se utiliza la técnica de evolución diferencial para disminuir el contenido armónico en un inversor multinivel monofásico; los inversores tratados son de cinco y siete escalones; en la simulación los Totales de Distorsión Armónica mostrados son de 24,25% y de 13,21% respectivamente, estos valores son altos, sin embargo se presenta una reducción notable en los armónicos 5, 7, 11 y 13. El convertidor tratado en este trabajo es de fuentes independientes de puentes H en cascada.

- (Ajami, Farakhor, & Ardi, 2014)

Se presenta una técnica de minimización de armónicos en convertidores multinivel en cascada con transformadores, la técnica propuesta optimiza los ángulos de accionamiento de cada escalón, pero también

optimiza la amplitud de los escalones variando la relación de transformación de los transformadores utilizados. La técnica empleada de minimización es la de algoritmos genéticos, estos implementan un convertidor de nueve niveles para verificar los resultados. El total de distorsión armónica alcanzado es de 8,95% que es bastante alto en el problema de optimización.

- (*Vaniyambadi Sathyanarayanan & Mani, 2015*)

En este artículo se plantea un Nuevo algoritmo para resolver el problema de la minimización de armónicos en los convertidores multinivel esta técnica se compara con GA y PSO; ya que estos son los que presentan mejores resultados. La nueva técnica planteada busca realizar un algoritmo híbrido entre los algoritmos genéticos y la búsqueda de partículas PSO. Dentro de los resultados obtenidos, los autores dan un THD cercano al uno por ciento para una modulación con siete escalones.

## ***CAPÍTULO II***

# ***SELECCIÓN DE LA TOPOLOGÍA DEL CONVERTIDOR Y MODELO MATEMÁTICO DE LA MODULACIÓN***

En este capítulo selecciona la topología más conveniente para el convertidor de este proyecto, cuyas características fundamentales son:

- Debe ser de nueve escalones por fase, para tener el máximo de niveles con el mínimo de etapas (Díaz Rodríguez, Pabon Fernandez, & Pardo Gracia, 2015).
- Debe permitir adoptar modulaciones PWM optimizadas, es decir debe permitir formas de onda PWM-multinivel y cuyas frecuencias son variables.
- Ser aplicado como variador de frecuencia y como adición se diseñará para aplicaciones en sistemas solares fotovoltaicos, es decir se contará con un bloque acumulador de una batería o como máximo dos baterías como bus de entrada.

De igual forma, se presenta la deducción de una ecuación matemática que cuantifica el total de distorsión armónica (THD) de las tensiones de línea de un sistema trifásico equilibrado, en términos los ángulos de disparo en cada escalón de la tensión de fase, esto se especifica para una onda de nueve niveles por fase, con un indeterminado número de ángulos de disparo en cada nivel. De esta manera se obtiene una función matemática a optimizar con una técnica evolutiva seleccionada y descrita posteriormente.

Para determinar el modelo matemático del THD de la tensión de línea, se colocan las dos tensiones de fase de un sistema equilibrado trifásico en términos de la serie de Fourier, como la tensión de línea es la diferencia de potencial entre las dos tensiones, se realiza la diferencia con las expresiones de Fourier de cada fase, de esta manera se determina la serie de Fourier de la tensión de línea y por posteriormente también el THDv.

De igual forma, se calcula el valor RMS de la tensión de línea como la raíz de la sumatoria de los cuadrados del valor RMS de cada uno de los armónicos, de esta manera se determina el valor eficaz verdadero de la onda de tensión; según el estándar IEEE 519 acotando el problema hasta el armónico 50

### **2.1. SELECCIÓN DE LA TOPOLOGÍA DEL CONVERTIDOR**

Analizando lo expuesto en el capítulo anterior y evaluando las desventajas de cada topología, se determinó que la topología más conveniente es la del inversor multinivel, en cascada, en la configuración de fuente común asimétrico con relación uno a tres, trifásico (**CMLI-FCA3**). La topología fue seleccionada debido a que presenta las siguientes características:

- Esta topología es la que necesita menos componentes y la que mayor número de niveles obtiene
- Ya que el convertidor del proyecto debe contar con el mayor número de niveles en la tensión de salida; esta topología permite obtener el máximo número de niveles de tensión solo utilizando dos etapas de puentes de H.
- Esta topología permite adoptar modulaciones PWM optimizadas.
- Esta topología presenta la ventaja, que solo necesita una fuente de alimentación y puede ser fácilmente aplicada en sistemas solares fotovoltaicos de bajo costo, los cuales cuentan por lo general con un solo bloque acumulador.
- No presenta problemas de balanceo de tensión.
- El control es sencillo, lo cual facilita la labor de implementar una modulación optimizada.

- Aunque incluir transformadores aumenta el costo, al ser de relación 1:3 solo un transformador va a ser de gran volumen.
- La inclusión de los transformadores perturba la forma de onda de salida, sin embargo en este informe se propone un cálculo para evitar esta perturbación.
- La inclusión de los transformadores añade regulación de tensión, en secciones posteriores se propondrá una solución a este inconveniente.

La topología mostrada en la figura 2.1 describe el convertidor que se implementará en este proyecto. Al ser un convertidor de fuente común con relación de asimetría de 1:3 el número de niveles por fase será de nueve y de línea 15.

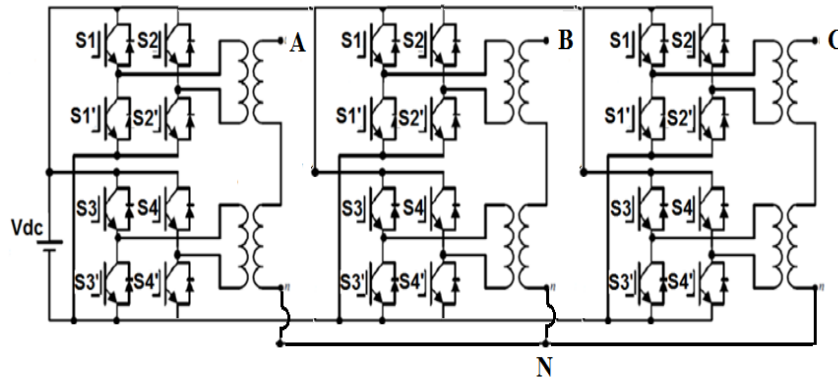


Figura 2.1. Topología del convertidor.

Considerando que el convertidor aparte de funcionar como variador de frecuencia se podrá utilizar en aplicaciones fotovoltaicas, la literatura presenta las siguientes ventajas para la aplicación en estos sistemas de generación (Abdelaziz, Rachid, & Abdelaziz, 2013).

- Esta topología es modular y alcanza altos niveles de voltaje.
- El número de sus componentes es menor que en las demás topologías multinivel para los mismos niveles de tensión.
- Esta topología no tiene diodos de bloqueo ni condensadores flotantes, lo cual evita problemas de balanceo de tensiones y de crecimiento exponencial de elementos.
- Sus dispositivos semiconductores soportan el mismo nivel de voltaje del bloque de DC que alimenta el puente.
- Es posible alimentar cargas a alta o media tensión a partir de fuentes de bajos niveles de tensión como en el caso de paneles solares.
- Tiene la habilidad para operar a pesar de que una celda o puente H este cortocircuitado.

## 2.2. MODELADO MATEMÁTICO DE LA MODULACIÓN

A continuación, se describe paso a paso el cálculo del THD y el valor eficaz verdadero de la tensión de línea de la modulación multinivel PWM de nueve escalones por fase. Los cálculos se realizan con una cota 50 armónicos, según lo establece la IEEE 519 de 1992, en cuanto al límite para la evaluación del contenido armónico (IEEE, 1992).

### 2.2.1 SERIE DE FOURIER DE LA FASE A PWM DE NUEVE ESCALONES

Para generalizar el cálculo, primero se muestra la deducción de la ecuación utilizando un caso particular, que muestra una modulación multinivel PWM de nueve escalones, la cual en el primer escalón tiene cinco ángulos

de disparo, como el último ángulo coincide con el primer ángulo de activación del segundo escalón esto hace que el escalón presente dos pulsos de activación, existiendo cinco ángulos de disparo; el segundo escalón tiene 3 ángulos de disparo, de los cuales el primero coincide con el último del primer nivel, este escalón tendrá un pulso y medio, el tercer nivel tendrá los mismos pulsos que el tercero, por último el cuarto escalón tendrá un pulso y medio en el primer cuarto de onda es decir, tres ángulos de disparo. La figura 2.2. Muestra la forma de onda completa de la modulación.

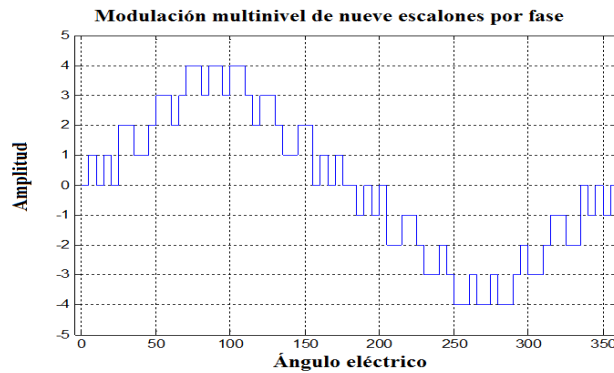


Figura. 2.2. Forma de onda de la modulación.

Como la forma de la modulación tiene simetría de ¼ de onda, el cálculo del contenido armónico se puede reducir al cálculo de la mitad de la modulación y multiplicar este resultado por dos. La figura 2.3 muestra la forma de onda de medio ciclo de la modulación. En los cálculos siempre se presentará un dos precediendo, debido a que solo se evalúa medio ciclo.

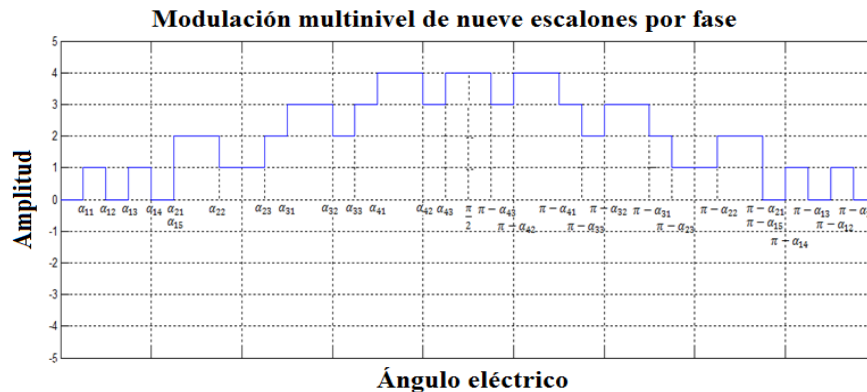


Figura.2.3. Medio ciclo de la modulación multinivel PWM de siete escalones.

Los ángulos de disparo tiene la notación  $\alpha_{ij}$  en donde la letra **i** denota el número del escalón al que pertenece y **j** indica el número del ángulo de disparo dentro del escalón. La serie de Fourier para ondas periódicas presenta la siguiente forma (Edminister & Nahvi, 1999):

$$v(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\alpha} (a_n \cos n\omega_0 t + b_n \sin n\omega_0 t) \quad (2.1)$$

Donde, n es el número del armónico,  $\omega_0$  es la frecuencia fundamental de la onda, t es el tiempo,  $a_0/2$  es la componente en CD.

Los coeficientes de a ecuación 2.1, se calculan mediante las expresiones:

$$a_0 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v(wt) d(wt) \quad (2.2)$$

$a_n$  coeficiente de la serie de Fourier, se calcula según la expresión:

$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} v(wt) \cos n(wt) d(wt) \quad (2.3)$$

$b_n$  coeficiente de la serie de Fourier, calculada mediante la ecuación:

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} v_0(wt) \text{senn}(wt) d(wt) \quad (2.4)$$

### 2.2.1.1. Simetrías

Aplicando las simetrías según la teoría de las series de Fourier se tiene lo siguiente:

$a_0 = 0$  Debido a que es completamente simétrica al eje  $wt$ , es decir al eje de los ángulos.

$a_n = 0$  Para cualquier  $n$  debido a que la simetría de la onda es impar, por tanto la serie de Fourier solo estará en términos del coeficiente relacionado con el seno, es decir solo existirá  $b_n$ , por tanto la forma de onda en términos de la serie de Fourier será expresada de la siguiente manera:

$$v(t) = \sum_{n=1}^{\alpha} b_n \text{sen}(nwt) \quad (2.5)$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} v_0(wt) \text{senn}(wt) d(wt) \quad (2.6)$$

### 2.2.1.2 Cálculo del coeficiente $a_n$

Según lo establecido en el apartado anterior, para este caso que la forma de onda es completamente simétrica al eje  $wt$ , es decir al eje de los ángulos, el coeficiente  $a_n$  es nulo.

$$a_n = 0$$

### 2.2.1.3. Cálculo del coeficiente $b_n$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \left[ \int_{\alpha_{11}}^{\alpha_{12}} vdc \text{senn}(wt) d(wt) + \int_{\alpha_{13}}^{\alpha_{14}} vdc \text{senn}(wt) d(wt) + \int_{\alpha_{21}}^{\alpha_{22}} 2vdc \text{senn}(wt) d(wt) + \int_{\alpha_{22}}^{\alpha_{23}} vdc \text{senn}(wt) d(wt) \right. \\ \left. + \int_{\alpha_{23}}^{\alpha_{24}} 2vdc \text{senn}(wt) d(wt) + \int_{\alpha_{31}}^{\alpha_{32}} 3vdc \text{senn}(wt) d(wt) + \int_{\alpha_{32}}^{\alpha_{33}} 2vdc \text{senn}(wt) d(wt) \right]$$



$$\begin{aligned}
& + \int_{\alpha_{33}}^{\alpha_{41}} 3vdcseenn(wt)d(wt) + \int_{\alpha_{41}}^{\alpha_{42}} 4vdcseenn(wt)d(wt) + \int_{\alpha_{42}}^{\alpha_{43}} 3vdcseenn(wt)d(wt) \\
& + \int_{\alpha_{43}}^{\pi-\alpha_{43}} 4vdcseenn(wt)d(wt) + \int_{\pi-\alpha_{43}}^{\pi-\alpha_{42}} 3vdcseenn(wt)d(wt) + \int_{\pi-\alpha_{42}}^{\pi-\alpha_{41}} 4vdcseenn(wt)d(wt) \\
& + \int_{\pi-\alpha_{41}}^{\pi-\alpha_{33}} 3vdcseenn(wt)d(wt) + \int_{\pi-\alpha_{33}}^{\pi-\alpha_{32}} 2vdcseenn(wt)d(wt) + \int_{\pi-\alpha_{32}}^{\pi-\alpha_{31}} 3vdcseenn(wt)d(wt) \\
& + \int_{\pi-\alpha_{31}}^{\pi-\alpha_{23}} 2vdcseenn(wt)d(wt) + \int_{\pi-\alpha_{23}}^{\pi-\alpha_{22}} vdcseenn(wt)d(wt) + \int_{\pi-\alpha_{22}}^{\pi-\alpha_{21}} 2vdcseenn(wt)d(wt) \\
& + \int_{\pi-\alpha_{21}}^{\pi-\alpha_{13}} vdcseenn(wt)d(wt) + \int_{\pi-\alpha_{13}}^{\pi-\alpha_{11}} vdcseenn(wt)d(wt) + \int_{\pi+\alpha_{11}}^{\pi+\alpha_{12}} vdcseenn(wt)d(wt) \\
& + \int_{\pi+\alpha_{12}}^{\pi+\alpha_{14}} vdcseenn(wt)d(wt) + \int_{\pi+\alpha_{14}}^{\pi+\alpha_{22}} 2vdcseenn(wt)d(wt) + \int_{\pi+\alpha_{22}}^{\pi+\alpha_{23}} vdcseenn(wt)d(wt) \\
& + \int_{\pi+\alpha_{23}}^{\pi+\alpha_{31}} 2vdcseenn(wt)d(wt) + \int_{\pi+\alpha_{31}}^{\pi+\alpha_{32}} 3vdcseenn(wt)d(wt) + \int_{\pi+\alpha_{32}}^{\pi+\alpha_{33}} 2vdcseenn(wt)d(wt) \\
& + \int_{\pi+\alpha_{33}}^{\pi+\alpha_{41}} 3vdcseenn(wt)d(wt) + \int_{\pi+\alpha_{41}}^{\pi+\alpha_{42}} 4vdcseenn(wt)d(wt) + \int_{\pi+\alpha_{42}}^{\pi+\alpha_{43}} 3vdcseenn(wt)d(wt) \\
& + \int_{\pi+\alpha_{43}}^{2\pi-\alpha_{43}} 4vdcseenn(wt)d(wt) + \int_{2\pi-\alpha_{43}}^{2\pi-\alpha_{42}} 3vdcseenn(wt)d(wt) + \int_{2\pi-\alpha_{42}}^{2\pi-\alpha_{41}} 4vdcseenn(wt)d(wt) \\
& + \int_{2\pi-\alpha_{41}}^{2\pi-\alpha_{33}} 3vdcseenn(wt)d(wt) + \int_{2\pi-\alpha_{33}}^{2\pi-\alpha_{32}} 2vdcseenn(wt)d(wt) + \int_{2\pi-\alpha_{32}}^{2\pi-\alpha_{31}} 3vdcseenn(wt)d(wt) \\
& + \int_{2\pi-\alpha_{31}}^{2\pi-\alpha_{23}} 2vdcseenn(wt)d(wt) + \int_{2\pi-\alpha_{23}}^{2\pi-\alpha_{22}} vdcseenn(wt)d(wt) + \int_{2\pi-\alpha_{22}}^{2\pi-\alpha_{21}} 2vdcseenn(wt)d(wt) \\
& + \int_{2\pi-\alpha_{21}}^{2\pi-\alpha_{13}} vdcseenn(wt)d(wt) + \int_{2\pi-\alpha_{13}}^{2\pi-\alpha_{11}} vdcseenn(wt)d(wt) + \left. \right] \quad (2.7)
\end{aligned}$$

El resultado es:

$$b_n = \frac{2vdc}{\pi n} [1 - (-1)^n] [\cos\alpha_{11} - \cos\alpha_{12} + \cos\alpha_{13} - \cos\alpha_{14} + \cos\alpha_{15} + \cos\alpha_{21} - \cos\alpha_{22} \\
+ \cos\alpha_{23} + \cos\alpha_{31} - \cos\alpha_{32} + \cos\alpha_{33} + \cos\alpha_{41} - \cos\alpha_{42} + \cos\alpha_{43}]$$

Para n par  $1 - (-1)^n = 1 - 1 = 0$

$$b_n = 0 \quad \text{para } n \text{ par}$$

Para n impar

$$b_n = \frac{4vdc}{\pi n} [\cos\alpha_{11} - \cos\alpha_{12} + \cos\alpha_{13} - \cos\alpha_{14} + \cos\alpha_{15} + \cos\alpha_{21} - \cos\alpha_{22} + \cos\alpha_{23} \\
+ \cos\alpha_{31} - \cos\alpha_{32} + \cos\alpha_{33} + \cos\alpha_{41} - \cos\alpha_{42} + \cos\alpha_{43}] \text{ para } n \text{ impar}$$

Expresando el coeficiente como sumatorias

$$b_n = \frac{4vdc}{\pi n} \left[ \sum_{j=1}^5 (-1)^{j-1} \cos\alpha_{1j} + \sum_{j=1}^3 (-1)^{j-1} \cos\alpha_{2j} + \sum_{j=1}^3 (-1)^{j-1} \cos\alpha_{3j} + \sum_{j=1}^3 (-1)^{j-1} \cos\alpha_{4j} \right]$$

Si se define el vector  $L = [5 \ 3 \ 3 \ 3]$  y  $L_i$  la componente  $i$  de este vector empezando desde 1, se obtiene

$$b_n = \frac{4vdc}{\pi n} \left[ \sum_{i=1}^4 \sum_{j=1}^{L_i} (-1)^{j-1} \cos\alpha_{ij} \right] \quad (2.8)$$

**Donde:**

**$b_n$**  Magnitud del armónico

**Vdc:** Valor de voltaje del escalón

**N:** Número de armónico

**i:** Indicador del escalón

**N:** Indicador del número de ángulo de disparo en el escalón

$\alpha_{ij}$ : Ángulo de encendido o apagado en cada escalón i y ángulo j

**L:** será un vector que contiene la información de cuantos ángulos hay en cada escalón.

**Li:** número de ángulos de disparo para escalón i en el primer cuarto de onda

#### 2.2.1.4. Serie de Fourier FASE A

La forma de onda en series de Fourier para este caso será definida como:

$$v(t) = \sum_{n=1}^{\alpha} b_n \text{sen}(nwt) \quad (2.9)$$

$$v_A(t) = \sum_{n=1}^{\alpha} \frac{4vdc}{\pi n} [\cos\alpha_{11} - \cos\alpha_{12} + \cos\alpha_{13} - \cos\alpha_{14} + \cos\alpha_{15} + \cos\alpha_{21} - \cos\alpha_{22} + \cos\alpha_{23} \\ + \cos\alpha_{31} - \cos\alpha_{32} + \cos\alpha_{33} + \cos\alpha_{41} - \cos\alpha_{42} + \cos\alpha_{43}] \text{sen}(nwt)$$

La expresión expandida de la serie de Fourier de una forma de onda en términos de las componentes fundamentales y los armónicos, haciendo la salvedad que no tiene componente en directa, es la siguiente:

$$v(t) = c_1 \text{sen}(wt + \varphi_1) + c_2 \text{sen}(2wt + \varphi_2) + c_3 \text{sen}(3wt + \varphi_3) + \dots + c_n \text{sen}(nwt + \varphi_n)$$

En donde,  $c_n$  es la magnitud pico del armónico n y  $\varphi_n$  su respectivo desfase.

Si se compara con la expresión deducida, claramente se observa que la magnitud pico de cada armónico será definida por el coeficiente  $b_n$  del componente y los armónicos estarán en fase con la fundamental es decir:

$$c_n = b_n = \frac{4vdc}{\pi n} [\cos\alpha_{11} - \cos\alpha_{12} + \cos\alpha_{13} - \cos\alpha_{14} + \cos\alpha_{15} + \cos\alpha_{21} - \cos\alpha_{22} + \cos\alpha_{23} \\ + \cos\alpha_{31} - \cos\alpha_{32} + \cos\alpha_{33} + \cos\alpha_{41} - \cos\alpha_{42} + \cos\alpha_{43}] \quad \text{para } n \text{ impares}$$

$$c_n = b_n = 0 \quad \text{para } n \text{ pares}$$

$$\varphi_n = \tan^{-1} \frac{a_n}{b_n} = \tan^{-1} 0 = 0$$

Por tanto

$$v_A(t) = \sum_{n=1}^{\alpha} c_n \text{sen}(nwt) \quad (2.10)$$

$$\text{con } c_n = \begin{cases} 0 & \text{para } n \text{ par} \\ \frac{4vdc}{\pi n} \begin{bmatrix} \cos\alpha_{11} - \cos\alpha_{12} + \cos\alpha_{13} - \cos\alpha_{14} + \cos\alpha_{15} \\ + \cos\alpha_{21} - \cos\alpha_{22} + \cos\alpha_{23} \\ + \cos\alpha_{31} - \cos\alpha_{32} + \cos\alpha_{33} \\ + \cos\alpha_{41} - \cos\alpha_{42} + \cos\alpha_{43} \end{bmatrix} & \text{para } n \text{ impar} \end{cases}$$

$$c_n = \begin{cases} 0 & \text{para } n \text{ par} \\ \frac{4vdc}{\pi n} \left[ \sum_{j=1}^5 (-1)^{j-1} \cos n\alpha_{1j} + \sum_{j=1}^3 (-1)^{j-1} \cos n\alpha_{2j} \right. \\ \left. + \sum_{j=1}^3 (-1)^{j-1} \cos n\alpha_{3j} + \sum_{j=1}^3 (-1)^{j-1} \cos n\alpha_{4j} \right] & \text{para } n \text{ impar} \end{cases} \quad (2.11)$$

Si se define el vector  $L = [5 \ 3 \ 3 \ 3]$  y  $L_i$  la componente  $i$  de este vector empezando desde 1, se obtiene:

$$c_n = \begin{cases} 0 & \text{para } n \text{ par} \\ \frac{4vdc}{\pi n} \sum_{i=1}^4 \sum_{j=1}^{L_i} (-1)^{j-1} \cos n\alpha_{ij} & \text{para } n \text{ impar} \end{cases} \quad (2.12)$$

$$\varphi_n = 0$$

### 2.2.2. SERIE DE FOURIER DE LA FASE B PWM DE NUEVE ESCALONES

La modulación desfasada  $120^\circ$  en secuencia positiva se muestra en la siguiente figura.

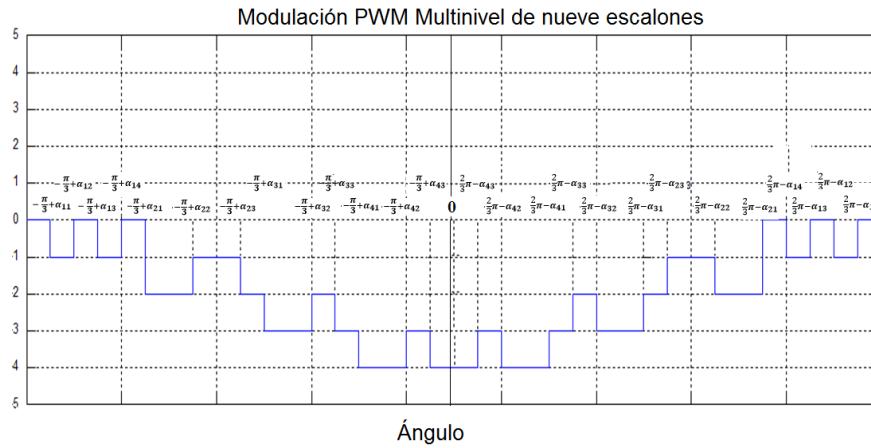


Figura 2.4. Forma de onda de una modulación step de 9 niveles desfasada  $120^\circ$  eléctricos

Utilizando las ecuaciones (2.1) a (2.4) se tienen los siguientes resultados:

#### 2.2.2.1. Simetrías

Aplicando las simetrías según la teoría de las series de Fourier se tiene que  $a_0 = 0$  Debido a que es completamente simétrica al eje  $\omega t$ , es decir al eje de los ángulos (Edminister & Nahvi, 1999)

#### 2.2.2.2. Cálculo del coeficiente $a_n$

El resultado es

$$a_n = \frac{vdc}{\pi n} \left( -\operatorname{sen} \frac{\pi}{3} - 2\operatorname{sen} \frac{2\pi}{3} + \operatorname{sen} \frac{5\pi}{3} \right) \begin{bmatrix} \cos n\alpha_{11} - \cos n\alpha_{12} + \cos n\alpha_{13} - \cos n\alpha_{14} + \cos n\alpha_{15} \\ + \cos n\alpha_{21} - \cos n\alpha_{22} + \cos n\alpha_{23} \\ + \cos n\alpha_{31} - \cos n\alpha_{32} + \cos n\alpha_{33} \\ + \cos n\alpha_{41} - \cos n\alpha_{42} + \cos n\alpha_{43} \end{bmatrix}$$

Evaluando los casos en los que  $n$  es par e impar y teniendo en cuenta que los armónicos múltiplos de tres se llaman triplens

$$= \begin{cases} 0 & \text{para } n \text{ par} \\ 0 & \text{para } n \text{ impar triplens} \\ (-1)^k (2\sqrt{3}) \frac{vdc}{\pi n} \begin{pmatrix} \cos\alpha_{11} - \cos\alpha_{12} + \cos\alpha_{13} - \cos\alpha_{14} + \cos\alpha_{15} \\ + \cos\alpha_{21} - \cos\alpha_{22} + \cos\alpha_{23} \\ + \cos\alpha_{31} - \cos\alpha_{32} + \cos\alpha_{33} \\ + \cos\alpha_{41} - \cos\alpha_{42} + \cos\alpha_{43} \end{pmatrix} & \text{para } n \text{ impar no triplen} \end{cases}$$

k es la aparición del armónico impar no triplen, es decir k=1, para el armónico 5, k=2, para el armónico 7, k=3, para el armónico 11,... así sucesivamente.

Para los armónicos impares no triplens

$$a_n = (-1)^k (2\sqrt{3}) \frac{vdc}{\pi n} \left[ \begin{array}{l} \sum_{j=1}^5 (-1)^{j-1} \cos\alpha_{1j} + \sum_{j=1}^3 (-1)^{j-1} \cos\alpha_{2j} \\ + \sum_{j=1}^3 (-1)^{j-1} \cos\alpha_{3j} + \sum_{j=1}^3 (-1)^{j-1} \cos\alpha_{4j} \end{array} \right]$$

Si se define el vector L= [5 3 3 3] y Li la componente i de este vector empezando desde 1, se obtiene:

$$a_n = \frac{4vdc}{\pi n} \left[ \sum_{i=1}^4 \sum_{j=1}^{L_i} (-1)^{j-1} \cos\alpha_{ij} \right] \text{ para } n \text{ impares no triplens} \quad (2.13)$$

### 2.2.2.3. Calculo del coeficiente $b_n$

Resolviendo la expresión en términos de los ángulos de disparo planteados:

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_{-\frac{\pi}{3}}^{\frac{5\pi}{3}} v_0(wt) \text{senn}(wt) d(wt)$$

El resultado es

$$b_n = \frac{vdc}{\pi n} \left( -\cos \frac{\pi}{3} + 2\cos \frac{2\pi}{3} + \cos \frac{5\pi}{3} \right) \begin{bmatrix} \cos\alpha_{11} - \cos\alpha_{12} + \cos\alpha_{13} - \cos\alpha_{14} + \cos\alpha_{15} \\ + \cos\alpha_{21} - \cos\alpha_{22} + \cos\alpha_{23} \\ + \cos\alpha_{31} - \cos\alpha_{32} + \cos\alpha_{33} \\ + \cos\alpha_{41} - \cos\alpha_{42} + \cos\alpha_{43} \end{bmatrix}$$

Evaluando los casos en los que n es par e impar y teniendo en cuenta que los armónicos múltiplos de tres se llaman triplens

$$b_n = \begin{cases} 0 & \text{para } n \text{ par} \\ \frac{4vdc}{\pi n} \begin{pmatrix} \cos\alpha_{11} - \cos\alpha_{12} + \cos\alpha_{13} - \cos\alpha_{14} + \cos\alpha_{15} \\ + \cos\alpha_{21} - \cos\alpha_{22} + \cos\alpha_{23} \\ + \cos\alpha_{31} - \cos\alpha_{32} + \cos\alpha_{33} \\ + \cos\alpha_{41} - \cos\alpha_{42} + \cos\alpha_{43} \end{pmatrix} & \text{para } n \text{ impar triplen} \\ \frac{-2vdc}{\pi n} \begin{pmatrix} \cos\alpha_{11} - \cos\alpha_{12} + \cos\alpha_{13} - \cos\alpha_{14} + \cos\alpha_{15} \\ + \cos\alpha_{21} - \cos\alpha_{22} + \cos\alpha_{23} \\ + \cos\alpha_{31} - \cos\alpha_{32} + \cos\alpha_{33} \\ + \cos\alpha_{41} - \cos\alpha_{42} + \cos\alpha_{43} \end{pmatrix} & \text{para } n \text{ impar no triplen} \end{cases}$$

Para los armónicos impares triplens

$$b_n = \frac{4vdc}{\pi n} \left[ \sum_{j=1}^5 (-1)^{j-1} \cos n \alpha_{1j} + \sum_{j=1}^3 (-1)^{j-1} \cos n \alpha_{2j} \right. \\ \left. + \sum_{j=1}^3 (-1)^{j-1} \cos n \alpha_{3j} + \sum_{j=1}^3 (-1)^{j-1} \cos n \alpha_{4j} \right]$$

Para los armónicos impares no triplens

$$b_n = \frac{-2vdc}{\pi n} \left[ \sum_{j=1}^5 (-1)^{j-1} \cos n \alpha_{1j} + \sum_{j=1}^3 (-1)^{j-1} \cos n \alpha_{2j} \right. \\ \left. + \sum_{j=1}^3 (-1)^{j-1} \cos n \alpha_{3j} + \sum_{j=1}^3 (-1)^{j-1} \cos n \alpha_{4j} \right]$$

Si se define el vector  $L = [5 \ 3 \ 3 \ 3]$  y  $L_i$  la componente  $i$  de este vector empezando desde 1, se obtiene:

$$b_n = \begin{cases} 0 & \text{para } n \text{ par} \\ \frac{4vdc}{\pi n} \left[ \sum_{i=1}^4 \sum_{j=1}^{L_i} (-1)^{j-1} \cos n \alpha_{ij} \right] & \text{para } n \text{ impar triplen} \\ \frac{-2vdc}{\pi n} \left[ \sum_{i=1}^4 \sum_{j=1}^{L_i} (-1)^{j-1} \cos n \alpha_{ij} \right] & \text{para } n \text{ impar no triplen} \end{cases} \quad (2.14)$$

#### 2.2.2.4. Serie de Fourier FASE B

La forma de onda en series de Fourier será definida como: la ecuación 2.1. La expresión expandida de la serie de Fourier de una forma de onda en términos de la componente fundamental y los armónicos, haciendo la salvedad que no tiene componente en directa, es la siguiente:

$$v_B(t) = c_1 \text{sen}(wt + \varphi_1) + c_2 \text{sen}(2wt + \varphi_2) + c_3 \text{sen}(3wt + \varphi_3) + \dots + c_n \text{sen}(nwt + \varphi_n)$$

En donde,  $c_n$  es la magnitud pico del armónico  $n$  y  $\varphi_n$  su respectivo desfase. Para calcular

$$c_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2} \quad (2.15)$$

$$\varphi_n = \tan^{-1} \frac{a_n}{b_n} \quad (2.16)$$

Calculando las expresiones de  $C_n$  y  $\varphi_n$

$$C_n = \begin{cases} 0 & \text{para } n \text{ par} \\ \frac{4vdc}{\pi n} \left( \begin{array}{l} \cos n \alpha_{11} - \cos n \alpha_{12} + \cos n \alpha_{13} - \cos n \alpha_{14} + \cos n \alpha_{15} \\ + \cos n \alpha_{21} - \cos n \alpha_{22} + \cos n \alpha_{23} \\ + \cos n \alpha_{31} - \cos n \alpha_{32} + \cos n \alpha_{33} \\ + \cos n \alpha_{41} - \cos n \alpha_{42} + \cos n \alpha_{43} \end{array} \right) & \text{para } n \text{ impar triplens} \\ \frac{4vdc}{\pi n} \left( \begin{array}{l} \cos n \alpha_{11} - \cos n \alpha_{12} + \cos n \alpha_{13} - \cos n \alpha_{14} + \cos n \alpha_{15} \\ + \cos n \alpha_{21} - \cos n \alpha_{22} + \cos n \alpha_{23} \\ + \cos n \alpha_{31} - \cos n \alpha_{32} + \cos n \alpha_{33} \\ + \cos n \alpha_{41} - \cos n \alpha_{42} + \cos n \alpha_{43} \end{array} \right) & \text{para } n \text{ impar no triplen} \end{cases}$$

$$C_n = \begin{cases} 0 & \text{para } n \text{ par} \\ \frac{4vdc}{\pi n} \left( \sum_{i=1}^4 \sum_{j=1}^{Li} (-1)^{j-1} \cos n \alpha_{ij} \right) & \text{n impar triplens} \\ \frac{4vdc}{\pi n} \left( \sum_{i=1}^4 \sum_{j=1}^{Li} (-1)^{j-1} \cos n \alpha_{ij} \right) & \text{n impar no triplen} \end{cases} \quad (2.16)$$

$$\varphi = \begin{cases} 0 & \text{para } n \text{ par} \\ 0 & \text{para } n \text{ impar triplen} \\ \frac{2\pi}{3} (-1)^{k+1} & \text{para } n \text{ impar no triplen} \end{cases} \quad (2.17)$$

k es la aparición del armónico impar no triplen, es decir k=1, para el armónico 5, k=2, para el armónico 7, k=3, para el armónico 11,... así sucesivamente.

### 2.2.3. SERIE DE FOURIER DE LA TENSION DE LÍNEA

Para calcular la serie de Fourier en las tensiones de línea se parte de la diferencia de las series de Fourier de las tensiones de fase:

$$v_{AB}(t) = v_B(t) - v_A(t) \quad (2.18)$$

Las expresiones de  $V_A$  y  $V_B$  son:

$$v_A(t) = \sum_{n=1}^{\alpha} c_n \text{sen}(n\omega t)$$

Donde

$$\text{con } c_n = \begin{cases} 0 & \text{para } n \text{ par} \\ \frac{4vdc}{\pi n} \sum_{i=1}^4 \sum_{j=1}^{Li} (-1)^{j-1} \cos n \alpha_{ij} & \text{para } n \text{ impar} \end{cases}$$

$$v_B(t) = \sum_{n=1}^{\alpha} c_n \text{sen}(n\omega t + \varphi_n)$$

Donde

$$C_n = \begin{cases} 0 & \text{para } n \text{ par} \\ \frac{4vdc}{\pi n} \left( \sum_{i=1}^4 \sum_{j=1}^{Li} (-1)^{j-1} \cos n \alpha_{ij} \right) & \text{n impar triplens} \\ \frac{4vdc}{\pi n} \left( \sum_{i=1}^4 \sum_{j=1}^{Li} (-1)^{j-1} \cos n \alpha_{ij} \right) & \text{n impar no triplen} \end{cases}$$

$$\varphi = \begin{cases} 0 & \text{para } n \text{ par} \\ 0 & \text{para } n \text{ impar triplen} \\ \frac{2\pi}{3} (-1)^{k+1} & \text{para } n \text{ impar no triplen} \end{cases}$$

Donde k es la aparición del armónico impar no triplen, es decir k=1, para el armónico 5, k=2, para el armónico 7, k=3, para el armónico 11,... así sucesivamente.

Haciendo la sustracción fasorial en cada uno de los casos se obtiene:

**Para n par:**

$$c_n = 0 \quad y \quad \varphi_n = 0 \quad (2.19)$$

**Para n impar triplen:**

Los fasores de los armónicos para las tensiones de la fase A se presentan de la forma:

$$V_A = \frac{4vdc}{\pi n} \left[ \sum_{i=1}^4 \sum_{j=1}^{Li} (-1)^{j-1} \cos n \alpha_{ij} \right] \text{ Ang } (0^\circ)$$

Los fasores de los armónicos para las tensiones de la fase B se presentan de la forma:

$$V_B = \frac{4vdc}{\pi n} \left[ \sum_{i=1}^4 \sum_{j=1}^{Li} (-1)^{j-1} \cos n \alpha_{ij} \right] \text{ Ang } (0^\circ) \quad (2.20)$$

Por tanto las armónicas triplens en las tensiones de línea serán:

$$v_{ABtriplens} = v_A - v_B = 0 \quad (2.20)$$

**Para n impar no triplen:**

Los fasores de los armónicos para las tensiones de la fase A se presentan de la forma:

$$V_A = \frac{4vdc}{\pi n} \left[ \sum_{i=1}^4 \sum_{j=1}^{Li} (-1)^{j-1} \cos n \alpha_{ij} \right] \text{ Ang } (0)$$

Los fasores de los armónicos para las tensiones de la fase B se presentan de la forma:

$$V_B = \frac{4vdc}{\pi n} \left[ \sum_{i=1}^4 \sum_{j=1}^{Li} (-1)^{j-1} \cos n \alpha_{ij} \right] \text{ Ang } \left( \frac{2\pi}{3} (-1)^{k+1} \right)$$

k es la aparición del armónico impar no triplen, es decir k=1, para el armónico 5, k=2, para el armónico 7, k=3, para el armónico 11,... así sucesivamente.

Por tanto las armónicas no triplens en las tensiones de línea serán:

$$\begin{aligned} v_{AB}(t) &= v_B(t) - v_A(t) \\ &= \frac{4vdc}{\pi n} \left[ \sum_{i=1}^4 \sum_{j=1}^{Li} (-1)^{j-1} \cos n \alpha_{ij} \right] \text{ Ang } (0^\circ) - \frac{4vdc}{\pi n} \left[ \sum_{i=1}^4 \sum_{j=1}^{Li} (-1)^{j-1} \cos n \alpha_{ij} \right] \text{ Ang } \left( \frac{2\pi}{3} (-1)^{k+1} \right) \\ v_{AB} &= \frac{4vdc}{\pi n} \left[ \sum_{i=1}^4 \sum_{j=1}^{Li} (-1)^{j-1} \cos n \alpha_{ij} \right] \left( 1 - \text{Ang } \left( \frac{2\pi}{3} (-1)^{k+1} \right) \right) \end{aligned}$$

Sacando la magnitud del fasor anterior:

$$v_{AB} = \frac{4\sqrt{3} Vdc}{\pi n} \left[ \sum_{i=1}^4 \sum_{j=1}^{L_i} (-1)^{j-1} \cos n \alpha_{ij} \right] \quad (2.21)$$

En conclusión

$$|V_{AB}| = \begin{cases} 0 & \text{para } n \text{ par} \\ 0 & \text{para } n \text{ impar triplens} \\ \frac{4\sqrt{3} Vdc}{\pi n} \left[ \sum_{i=1}^4 \sum_{j=1}^{L_i} (-1)^{j-1} \cos n \alpha_{ij} \right] & \text{para } n \text{ impar no triplen} \end{cases} \quad (2.22)$$

Si se observa la ecuación 2.22, al remplazar el vector L por un vector generalizado Li, se obtendrá la expresión matemática de la serie de Fourier generalizada para la tensión de línea generada por una onda de fase de nueve niveles y con un número indefinido de pulsos por escalón. Esta expresión cuantifica la serie de Fourier de la tensión de línea, en términos de los ángulos de encendido y apagado en cada escalón de la modulación de fase.

#### 2.2.4. THD DE LA TENSIÓN DE LÍNEA

La IEEE 519 del año 1992 define el Total de distorsión armónica (THD) como:

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{50} c_n^2}}{c_1} * 100 \quad (2.23)$$

Expresando en términos de un número de ángulos de disparo indefinidos y cuantificados por el vector Li= [a b c d] donde a es el número de ángulos en el primer escalón, b el del segundo escalón, c el del tercer y d el del cuarto y una cota superior hmax=50 el THD queda definido por la expresión 2.24:

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{50} \left( \frac{1}{n} \left[ \sum_{i=1}^4 \sum_{j=1}^{L_i} (-1)^{j-1} \cos n \alpha_{ij} \right] \right)^2}}{\left[ \sum_{i=1}^4 \sum_{j=1}^{L_i} (-1)^{j-1} \cos \alpha_{ij} \right]} * 100 \quad \text{para } n = 5, 7, \dots \text{ impares no triplens} \quad (2.24)$$

#### 2.2.5. VRMS DE LA TENSIÓN DE LÍNEA

El total del valor eficaz de una onda de tensión que contiene armónicos y siguiendo el estándar IEEE 519 se puede calcular como:

$$V_{linea_{RMS}} = \sqrt{\sum_{n=1}^{50} V_{rms_n}^2} \quad (2.25)$$

Expresando en términos de un número de ángulos de disparo indefinidos y cuantificados por el vector Li= [a b c d] donde a es el número de ángulos en el primer escalón, b el del segundo escalón, c el del tercer y d el del cuarto y una cota superior hmax=50 el Vrms queda determinado por la ecuación 2.26

$$V_{linea_{RMS}} = \sqrt{\sum_{n=1}^{50} \left( \frac{4\sqrt{3} Vdc}{\pi n} \left[ \sum_{i=1}^4 \sum_{j=1}^{L_i} (-1)^{j-1} \cos n \alpha_{ij} \right] \right)^2} \quad \text{para } n = 5, 7, \dots \text{ impares no triplens} \quad (2.26)$$



# ***CAPÍTULO III***

## ***ALGORITMO DE OPTIMIZACIÓN DEL THD DE LÍNEA Y LEY DE MANDO $V_{vsf}$***

En el control de velocidad de máquinas como los motores de inducción, se utilizan convertidores que permiten variar la frecuencia de las ondas de tensión de alimentación de la máquina, con el fin de que la velocidad sincrónica varíe y por ende la velocidad de la máquina cambie (Mora, 2005). Los variadores utilizados en estas aplicaciones por lo general son inversores convencionales que utilizan técnicas de modulación de ancho de pulso (PWM) y son controlados en dependencia de los requerimientos la técnica (Vas, 1998). Además de variar la frecuencia también deben controlar el valor de la magnitud de la tensión eficaz, con el fin de que en bajas velocidades la máquina no se sature y provoque corrientes excesivas (Chapman, 2012), este control el variador lo realiza mediante el aumento o disminución de la duración de los pulsos (Fitzgerald, Kingsley, & Umans, 2003). Esto hace que la forma de onda de la tensión a la salida del convertidor dependa de la frecuencia y el valor de la tensión que se desea, de esta manera el THD estará en dependencia de la tensión y frecuencia de la salida del variador de frecuencia, es decir, THD (V, f).

En este capítulo se muestra un algoritmo que permite encontrar una ley de control escalar (Chapman, 2012)(Mora, 2005), con óptimo contenido armónico en todas las frecuencias del control, esto hace que sea posible encontrar una modulación con un determinado nivel de  $V_{rms}$  de línea y frecuencia requeridos por el control, y con óptimo contenido armónico acercando el THD a cero por ciento.

Las ecuaciones 2.25 y 2.26 deducidas en el modelado matemático de este proyecto, reduce el problema de encontrar una modulación con determinado  $V_{rms}$  y contenido armónico óptimo, a un problema netamente numérico. Si se desea un contenido armónico nulo, se debe igualar la ecuación deducida 2.25 a cero, y si se desea un determinado  $V_{rms}$  se debe igualar la ecuación 2.26 a este valor, formándose así un sistema de ecuaciones trascendentales, de esta manera se le deben dar los suficientes ángulos de disparo en los escalones adecuados para generar un sistema solucionable a partir de las ecuaciones.

La optimización que se propone en este proyecto, se aleja de las técnicas convencionales de modulación, en las cuales se comparan ondas moduladas con ondas portadoras. A consideración del autor esto limita la optimización. La modulación será obtenida de la solución de la ecuación que modela el contenido armónico, junto con la ecuación del valor RMS deseado en línea. De esta manera el algoritmo de optimización deberá hallar ángulos óptimos en los escalones adecuados de tal forma que al evaluar la ecuación 2.25 el resultado sea lo más cercano a cero y para la ecuación 2.26 lo más cerca al valor de la tensión de línea deseada.

### **3.1. SELECCIÓN DE LA TÉCNICA DE OPTIMIZACIÓN EVOLUTIVA**

Acorde a la revisión del estado del arte y el problema matemático que implica las ecuaciones deducidas, se consideró conveniente por parte del autor utilizar la técnica de optimización conocida como algoritmos genéticos multiobjetivo. Como se evidencia en la revisión literaria, esta técnica tiene una amplia aplicación en el campo de la optimización del contenido armónico en convertidores de potencia, además esta técnica tiene la ventaja de considerar a cada ángulo como un gen independiente de los demás, dentro de un individuo, lo que potencializa la optimización, y adicionalmente al ser multiobjetivo permite solucionar dos ecuaciones fitness, que es lo deseado en los objetivos de este proyecto.

En la figura 3.1 se muestra el consolidado de trabajos revisados que han utilizado diferentes técnicas de optimización en convertidores de potencia. Los artículos revisados parten desde el año 2000 e incluyen inversores

convencionales y multinivel, monofásicos y trifásicos. En el informe no se incluyen las referencias de esta parte para no hacer extenso el documento.

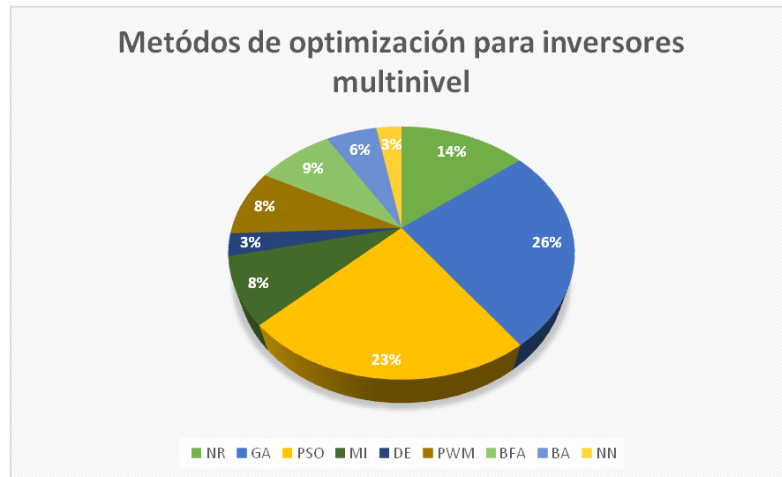


Figura.3.1. Consolidado de técnicas utilizadas en la optimización de contenido armónico multinivel

En la gráfica las siglas representan:

GA: Genetic Algorithm

BA: Bee Algorithm

PSO: Particle Swarm Optimization

NR: Newton Raphson

DE: Differential Evolution

NN: Otros e híbridos

BFA: bacterial foraging algorithm

Se ve que las técnicas más utilizadas son algoritmos genéticos y el algoritmo PSO, donde los algoritmos genéticos tienen muy buenos resultados en este tipo de aplicaciones, de allí que para este proyecto se seleccionen los algoritmos genéticos como la técnica más apropiada.

Seleccionada la técnica de algoritmos genéticos (AGs) como la herramienta para solucionar el problema de optimización, se procede a mostrar el proceso de optimización de la modulación utilizando algoritmos genéticos en Matlab®.

### 3.2. ALGORITMO DE OPTIMIZACIÓN

Según lo expuesto en las secciones anteriores se utilizaron los algoritmos genéticos como técnica de optimización, con el fin de hacer que la ecuación 2.25 se acerque en la mayor medida posible a cero y que la ecuación 2.26 se acerque en la mayor medida a un valor de tensión dado por una ley escalar; de esta manera el autor propone el algoritmo mostrado en la figura 3.2 para resolver el problema de optimización.

En el algoritmo como primera medida se asignan los valores nominales de la máquina, estos son voltaje de línea ( $V_n$ ) y frecuencia nominal ( $f_n$ ), se ingresa el rango de frecuencias sobre el que se va a realizar la ley de mando ( $[f_i, f_f]$ ) y se asigna el paso de frecuencia con el que se va a calcular la relación voltaje-frecuencia ( $\Delta f$ ). Luego se da por el usuario el número de generaciones máximo con el que debe operar el algoritmo genético multi objetivo ( $N_{max}$ ).

Con estos datos el algoritmo calcula un vector de frecuencias y un vector de tensiones RMS según una ley que se designe como una ecuación matemática  $V(f)$ , para el caso de este informe la ley seleccionada es la mostrada en la ecuación 3.1.

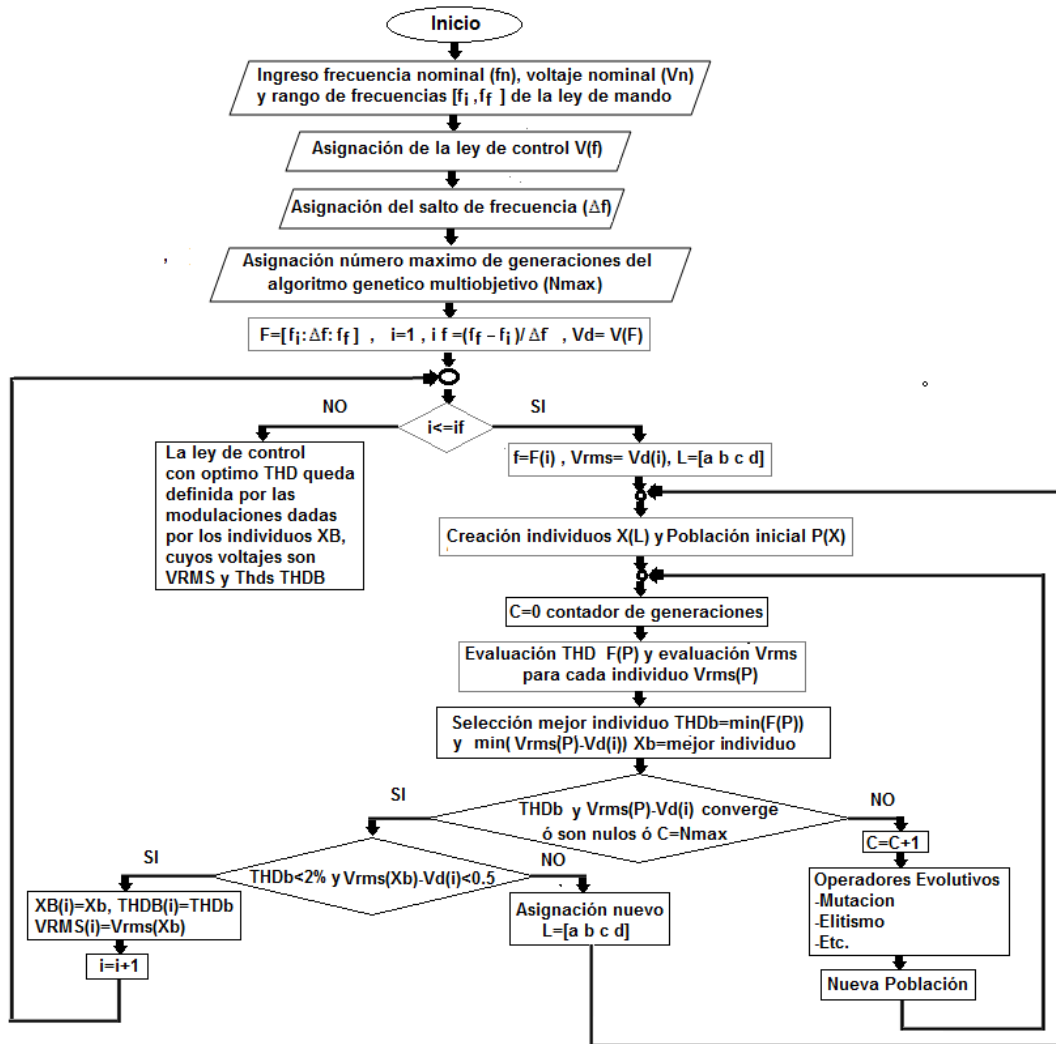


Figura. 3.2. Algoritmo genético multi objetivo de optimización sobre la ley de mando V vs f

$$V(f) = \begin{cases} \left(\frac{V_n}{f_n - f_i}\right)(f - f_i) + V_{boost} & \text{Para } f < f_{nom} \\ V_n & \text{Para } f \geq f_{nom} \end{cases} \quad (3.1)$$

Con esta ley, el algoritmo se encarga para cada una de las frecuencias calcular su respectivo valor RMS de línea y asigna un vector de ángulos de disparo  $L = [a \ b \ c \ d]$ ,  $L$  contiene la información de cuantos ángulos de disparo se desean generar en cada uno de los cuatro escalones del primer cuarto de onda de la tensión de fase del convertidor, luego con esta información se crea una población inicial  $P(X)$  de 20 individuos  $X$  que son vectores de la forma:

$$X = [\alpha_{11} \alpha_{12} \dots \alpha_{1a} \alpha_{21} \alpha_{22} \dots \alpha_{2b} \alpha_{31} \alpha_{32} \dots \alpha_{3c} \alpha_{41} \alpha_{42} \dots \alpha_{4d}] \quad (3.2)$$

El algoritmo con estos datos crea una población inicial que evoluciona en términos del desempeño que tienen las dos funciones fitness dadas por las ecuaciones 2.25 y 2.26, en cada generación de evolución, el algoritmo selecciona los individuos con THD más bajos y cuyo valor de tensión RMS se acerque más al valor dado por

la ley de mando, de esta manera si el THD y el valor RMS convergen ó si el THD es nulo y el valor RMS es el deseado ó se cumple el máximo número de generaciones, la parte evolutiva del algoritmo finaliza; si estas condiciones no se dan el algoritmo aplica los operadores evolutivos a la población y empieza con otra generación.

Si finaliza esta etapa, el algoritmo verifica que el THD sea menor al 2% y que el valor de la tensión de línea RMS se acerque al valor deseado con un margen  $\pm 0.5V$ , si esto no ocurre el algoritmo asigna un nuevo vector  $L = [a \ b \ c \ d]$  y vuelve a iterar la parte evolutiva, hasta que se logren las condiciones. Al lograrse las condiciones el algoritmo guarda en una matriz el vector de ángulos de disparo, su voltaje RMS y su THD para la frecuencia dada, de esta manera aumenta el índice  $i$ , y hace el mismo proceso para la siguiente frecuencia. Este proceso se repite hasta que se finalice con el vector de frecuencias. De esta manera queda establecida la ley de  $V$  vs  $f$  con modulaciones optimizadas.

Con la ayuda del Matlab® y el comando *gamultiobj* se programaron los algoritmos correspondientes al modelo matemático de las funciones *fitness* (Ecuaciones 2.25 y 2.26) y su respectiva optimización mediante algoritmos genéticos multiobjetivo (Goldberg, 1989). El tamaño de la población para el algoritmo se toma de 20 individuos, cada individuo ( $X$ ) conformado por el total de ángulos de disparo en el primer cuarto de onda de la tensión de fase, acompañado del vector  $L$ , que indica al programa encargado de evaluar la función *fitness* los ángulos corresponden a cada escalón.

A continuación se muestra solo un pequeño fragmento del código (con el fin de no hacer muy extenso el libro) en el cual se utiliza el algoritmo multi objetivo.

```

fun=@(x)funcionfundamental(x,k,l,Vdc,Vrms); %calcula la diferencia entre el valor pico de la onda
calculada y el valor pico deseado de la tensión de línea
Thd=@(x)functionthd(x,k,hmax);
Escalar=@(x)[fun(x)thd(x)];
M=poblacioninicial(nvar,20);
options=gaoptimset('PopulationSize',20,'generations',10000,'plotfens',
@gaplotpareto,'tolfun',0.001,'initialpopulation',M,'hybridFcn',@fgoalattain);
[A,B]=creacionAB(nvar);
[lb,lu]=creacionlblu(nvar);
[x,fval,exitflag,output]=gamultiobj(escalar,nvar,A,B,[],[],lb,lu,options);

```

### 3.3. RESULTADOS DEL ALGORITMO DE OPTIMIZACIÓN

Se asignó el voltaje nominal de la maquina en 220 Vrms, la frecuencia nominal 50 Hz, El rango de frecuencias será de [1 Hz, 100 Hz] con pasos de  $\Delta f=0,5$  Hz, el nivel  $V_{boost}$  se establece en 30 Vrms de línea. Con estos datos se corrió el algoritmo en Matlab y se obtuvieron como resultado los ángulos de activación de 200 modulaciones con contenido armónico óptimo y con valores RMS que siguen al ley  $V$  vs  $f$  dada por la ecuación 3.1 con los datos anteriores. La tabla 3.1 muestra un fragmento de esta información.

En la primera columna de la tabla se muestra la frecuencia de cada modulación, en la segunda columna el Vrms deseado o calculado por la ley,  $k$  es el número de escalones que la modulación utilizada para por fase,  $a$ ,  $b$ ,  $c$  y  $d$  definen el vector  $L$ , en la tabla solo se utiliza  $a$  debido al bajo nivel de tensión requerido para estas frecuencias, TC es el número total de ángulos de conmutación, RMS es el nivel eficaz obtenido y THD es el total de distorsión armónica. Los ángulos solo se muestran cinco, existen tantos ángulos como el número que se indique en TC.

En la figura 3.3 se muestra la gráfica de la ley del control ‘Vvsf’ establecida con los valores RMS hallados por el algoritmo.

Tabla 3.1 Fragmento de los resultados del algoritmo genético multiobjetivo

f	Vrms	k	a	b	c	d	TC	VRMS	THD	Angulos				
1	33,8	1	121	0	0	0	121	33,801	0,2742	0,077599	0,16753	2,9178	2,9312	4,5227
1,5	35,7	1	121	0	0	0	121	35,701	0,0754	1,021853	1,030207	2,9183	2,93709	4,2783
2	37,6	1	85	0	0	0	85	37,6	0,0394	2,527396	2,552597	4,3227	4,34316	6,0972
2,5	39,5	1	89	0	0	0	89	39,5	0,0686	1,644162	1,658711	3,9459	3,98738	6,3562
3	41,4	1	85	0	0	0	85	41,401	0,1286	1,138069	1,161123	4,4966	4,558	6,5532
3,5	43,3	1	41	0	0	0	41	43,303	0,07	3,886325	3,957511	7,8372	7,9827	11,887
4	45,2	1	41	0	0	0	41	45,2	0,0887	3,934786	4,011005	7,9194	8,07442	11,983
4,5	47,1	1	45	0	0	0	45	47,11	0,0287	3,407577	3,469052	7,1465	7,28689	11,111
5	49	1	39	0	0	0	39	49,022	0,0087	3,763838	3,853138	8,6204	8,85084	13,633
5,5	50,9	1	39	0	0	0	39	50,901	0,0103	4,251908	4,350251	8,4528	8,65048	12,87

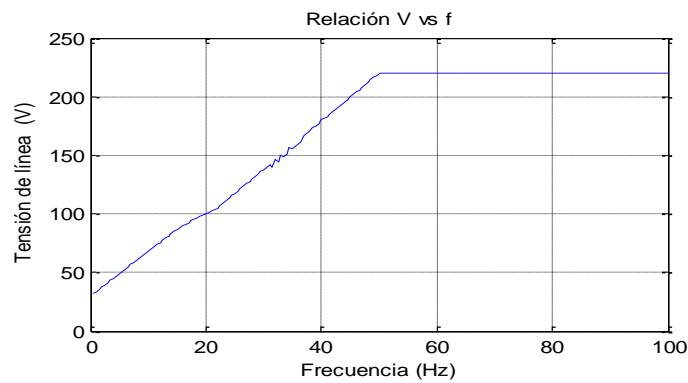


Figura. 3.3 Relación escalar V vs f con los valores obtenidos por el algoritmo multiobjetivo.

De igual forma en la figura 3.4 se muestra el comportamiento del Total de distorsión armónica con respecto a la frecuencia, los resultados muestran que en la mayoría de las frecuencias está muy cerca al 0%, sin embargo en el rango de [40.5 42Hz] el THD supera el 1% presenta un pico máximo del 1,8%. De igual forma estos picos cumplen a cabalidad con el requerimiento del 5% como máximo.

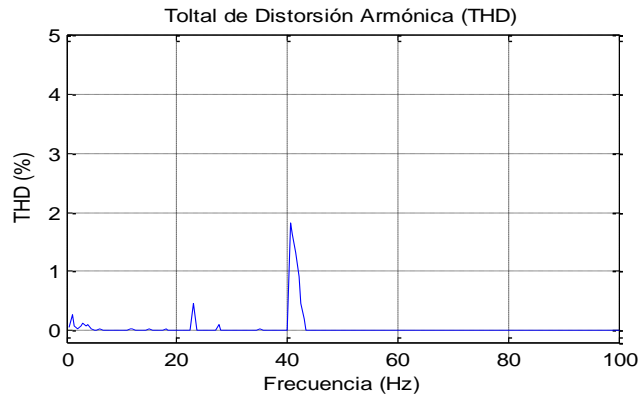


Figura. 3.4. Total de distorsión armónica con respecto a la frecuencia

De esta manera se verifica que el algoritmo de optimización es capaz de generar una ley de mando Vvsf, determinada bajo una ecuación matemática y garantizando la calidad de la energía en todas las frecuencias de la ley.

# ***CAPÍTULO IV***

## ***DISEÑO DEL CONVERTIDOR DE FRECUENCIA MULTINIVEL***

En esta sección del informe se muestran las características nominales del convertidor a diseñar y simular, de esta manera se definen las particularidades del proyecto. De igual forma, se muestra el diseño de la etapa de control, requerido para adoptar la ley de mando establecida en el capítulo anterior; se describe las características y el diseño de los circuitos relacionados con las etapas de potencia y acople del convertidor. Como primera parte se aborda la etapa de acople ya que al final de la misma aparecen los Mosfets que son el eslabón fundamental de la etapa de potencia. Se muestra el diseño de los transformadores punto crítico en este proyecto ya que se pretende utilizar la topología de fuente común, que en la literatura ha presentado inconvenientes en este tipo de aplicaciones (Panda & Suresh, 2012), sin embargo, aplicando una nueva metodología establecida por los autores, se solventan los inconvenientes (Díaz-Rodríguez, Pabón-Fernández, & Caicedo-Peñaranda, 2015). Se muestra también el diseño de las fuentes de 5 y 15 Voltios necesarias para alimentar los circuitos de acople y por último se muestra los cálculos térmicos y protecciones eléctricas asociadas a las diferentes etapas.

### **4.1. CARACTERÍSTICAS DEL CONVERTIDOR A DISEÑAR**

A continuación, se definen y explican las características fundamentales del convertidor, a tener en cuenta en el diseño, implementación y simulación de las etapas del inversor, para que adopte de la mejor manera las modulaciones optimizadas de la ley de mando ‘V vs f’:

#### **4.1.1. TOPOLOGÍA**

La topología seleccionada es la de inversor fuente común trifásico con asimetría 1:3 de dos etapas. La topología básica se muestra en la figura 2.1. Esta topología permite tener el máximo número de niveles con el mínimo número de etapas de puentes H y de fuentes.

#### **4.1.2. VOLTAJE DE ENTRADA (VDC IN)**

Como el proyecto establece que el variador de frecuencia también se debe aplicar en sistemas fotovoltaicos con bloque acumulador; y debido a que los sistemas FV en la mayoría de casos utilizan baterías a 24V, el voltaje nominal de entrada al convertidor será de 48 Voltios lo que requiere la adición de dos baterías en serie. De esta manera se puede tener un bus de CD sencillo de un voltaje no tan bajo, con el fin de que la corriente de entrada no sea tan grande. Otra de las razones para escoger este nivel de voltaje en directa, es que en el laboratorio en donde se desarrolló este proyecto se dispone de un bloque acumulador de este nivel de tensión nominal. Además esto contribuye a que el convertidor sea utilizado en sistemas fotovoltaicos de bajo costo, en los cuales solo se cuenta con dos baterías.

$$V_{dcnom} = 48 V$$

#### **4.1.3. VOLTAJE DE SALIDA (V OUT)**

El voltaje de salida del convertidor deberá tener un valor RMS nominal cercano a 220 Voltios en Línea y un valor cercano a los 127 voltios de fase; debido a que en Colombia este valor es típico en instalaciones trifásicas de baja tensión, Por tanto:

$$V_{outfase} = 127 V$$

$$V_{outlinea} = 220 V$$

Las tres fases deben corresponder a un sistema trifásico de tensiones en secuencia positiva, es decir con desfase en grados eléctricos de 0,-120° y -240°.

#### **1.1.4. FRECUENCIA (F)**

La frecuencia de salida del convertidor deberá ser de 1 a 100 Hz, debido a que el motor de inducción con el cual se va a realizar el control tiene una frecuencia nominal de 50 Hz con una velocidad síncrona de 1500 Rpm, es por esta razón que se contempla un control de velocidad con un rango cercano a las 3000 rpm.

$$f = [1, 100] Hz$$

#### **1.4.5. POTENCIA NOMINAL (P OUT)**

El convertidor será de 2100 VA, debido a que se trata de un prototipo en el cual hay que construir transformadores artesanales bajo nuevas metodologías. La disposición de materiales limita la construcción de transformadores más grandes, por esta razón se determinó que la potencia nominal más conveniente para el primer prototipo de convertidor sería de 2100 VA. Por tanto:

$$P_{nom} = 2100 VA$$

#### **1.4.6. CORRIENTE DE SALIDA (I N)**

Debido a las características dadas de voltaje y potencia, la corriente nominal de salida del primer prototipo será de:

$$I_{nom} = 6,29 A \text{ de línea RMS}$$

#### **1.4.7. TIEMPO MUERTO POR HARDWARE Y 2 SEÑALES DE CONTROL POR PUENTE**

Es importante mencionar que dentro de los aportes de esta investigación, está la asignación del tiempo muerto por hardware, y el control de dos puentes H con solo 4 señales de control. En la mayoría de los trabajos cada puente H requiere de cuatro señales de control, una para cada Mosfet, y como dos Mosfet de la misma rama nunca pueden estar activados al tiempo, las señales de control deben tener un tiempo de desfase, llamado en la literatura como "tiempo muerto", tiempo en el cual se espera que un Mosfet se desactive para activar el otro (hablando de mosfets de la misma rama de un puente H). A consideración del autor esto genera complicaciones en el algoritmo de control. Por tanto, en este proyecto el tiempo muerto será asignado por hardware y cada puente será controlado con las señales de los mosfets principales.

#### **1.4.8. TEMPERATURA AMBIENTE**

En los diseños y en algunos cálculos se requerirá de una temperatura ambiente, aunque el lugar en donde se desarrolló el proyecto es un sitio que presenta temperaturas ambientes por debajo de 25°C, la temperatura ambiente seleccionada será de 40° con el fin de dar margen en los aspectos referentes a esta condición ambiental.

## **4.2. ETAPA DE CONTROL**

### **4.2.1. SELECCIÓN DEL DISPOSITIVO EJE DEL CONTROL**

La etapa de control debe adoptar modulaciones con conmutaciones muy precisas, por tanto se requiere de un dispositivo que permita generar señales con tiempos que estén en el orden de los nanosegundos. En este proyecto se tienen 200 modulaciones de tensiones de línea, de un convertidor trifásico, optimizadas directamente en línea; esto requiere de tres formas de onda de fase, donde las conmutaciones para las frecuencias superiores a los 50 Hz son altas, debido a esto, se considera conveniente que la etapa de control

se implemente en un **FPGA** (Field Program gate Array) con un reloj de alta frecuencia, para que las modulaciones se puedan replicar de una manera exacta. Por tanto, el dispositivo eje de esta etapa será una **FPGA** con una frecuencia de reloj de 100 MHz, esta etapa de control permitirá realizar pruebas experimentales en el laboratorio, con el fin de observar la calidad de la energía de las formas de onda generadas por el variador de frecuencia, en un ambiente controlado.

El dispositivo **FPGA** disponible en los laboratorios de máquinas eléctricas de la universidad de Pamplona, es la **VIRTEX5 XUPV5-LX110T**, este dispositivo cumple a cabalidad los requerimientos de tiempo, número de salidas y niveles de tensión requeridos en la investigación, a continuación se describe brevemente este dispositivo

#### **4.2.2 FPGA VIRTEX5 XUPV5-LX110T**

La **FPGA VIRTEX5 XUPV5-LX110T** brinda todas las cualidades y especificaciones requeridas para generar las señales de control de los dispositivos de potencia del convertidor; además de las buenas cualidades de la tarjeta, en el programa de ingeniería Eléctrica de la universidad de Pamplona se encontraba a disposición una **FPGA** de este tipo, lo cual motivo al investigador a basar el desarrollo de la etapa de control experimental en este dispositivo. A continuación se describen de manera general las características de esta **FPGA**:

##### ***Generalidades***

Es una plataforma potente y versátil con empaquetado y precio para la academia, El **XUPV505-LX110T** es una plataforma de desarrollo y evaluación de propósito general con excelentes características, con la memoria interna y las interfaces de conectividad estándares de la industria. Cuenta con el dispositivo **Virtex-5 XC5VLX110T**. La figura 4.1 muestra una fotografía de la plataforma

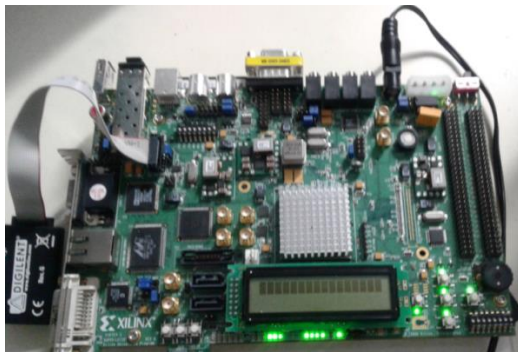


Figura 4.1. FPGA Xilinx XUPV5-LX110T

##### ***Características***

Las características del sistema de desarrollo **XUPV5-LX110T** son las siguientes:

- Dispone de la **FPGA** (Field Programmable Gate Array) Xilinx Virtex-5 **XC5VLX110T**.
- Dos plataformas **Flash PROM** (programmable read-only memory) Xilinx **XCF32P** (32 Mbytes cada una) para almacenar configuraciones de dispositivos.
- Controlador de Configuración Xilinx **SystemACE Compact Flash**.
- **DDR2 DIMM**, módulo 256MByte 64-bit (SODIMM) compatible con **EDK** soporte **IP** y software de manejo de puertos
- On-board 32 bits **ZBT SRAM** síncronica e Intel **P30 StrataFlash**.
- **Host USB** y controladores periféricos.



- Sistema generador de reloj programable.
- Stereo AC97 codec con línea de entrada, línea de salida, salida de auriculares, micrófono y tomas de audio digital SPDIF.
- Puerto RS-232, LCD de 16x2 caracteres y muchos otros dispositivos y puertos de I/O.
- El Sistema de Desarrollo Incluye:
  - Tarjeta XUPV5-LX110T.
  - Tarjeta Compacta Flash de 1GB.
  - Módulo 256 MB SODIMM.
  - Cable SATA
  - XUP USB-JTAG Cable de Programación.
  - Adaptador de DVI a VGA.
  - Fuente de alimentación de 6A.

### ***Programación***

Este dispositivo se programa a través de la interfaz de programación JTAG. La Plataforma de evaluación Virtex-5 OpenSPARC es un sistema de gran alcance para acoger la OpenSparc T1 microprocesador de código abierto. Equivalente a la tarjeta Xilinx ML509 y basada en la Xilinx XUPV5-LX110T FPGA, este kit trae el rendimiento del chip OpenSPARC multi-propósito para un FPGA.

Este dispositivo FPGA tiene varios puertos de entrada y salida en este caso solo se usarán 13 pines de un puerto, de los cuales 12 se toman como salidas de las señales de control necesarias, y uno será la tierra para el de acople. La velocidad con la que puede trabajar esta FPGA es de hasta 240 MHz Por facilidad de la programación se seleccionó un reloj de 100Mhz de esta forma es más fácil calcular el número de ciclos necesarias para que un pulso coincida con el tiempo calculado para él. A continuación se describen los algoritmos de implementación.

#### **4.2.3. ALGORITMOS PREVIOS A LA IMPLEMENTACIÓN DE LAS MODULACIONES EN EL FPGA**

Para desarrollar los algoritmos de implementación se parte de los ángulos hallados por el algoritmo de optimización. De cada una de las modulaciones se describe un arreglo matricial en el cual cada fila representa un escalón y cada columna un ángulo de disparo dentro del escalón. Los algoritmos de implementación de las señales se dividen en dos partes, la primera en Matlab® correspondiente a la generación de las tablas de disparo y la determinación de la duración de cada estado en términos de ciclos máquina de la FPGA que es un reloj con ciclos de  $1 \cdot 10^{-8}$  S y la segunda parte un código en VHDL del programa ISE DESIGN para cargar las modulaciones a la FPGA y controlar el convertidor a través del puerto serial del dispositivo.

A continuación se describen los algoritmos.

#### ***. Algoritmo en Matlab® de creación de Datos***

Este algoritmo como primera medida carga la matriz resultado del algoritmo de optimización en el cual se guarda la información de las modulaciones encontradas para la ley escalar establecida, el algoritmo desarrollado en Matlab® se encarga de convertir las modulaciones encontradas por el algoritmo de optimización, en cuatro señales por fase, necesarias para controlar los dos puentes de la misma fase, es decir solo dos señales por puente; como el inversor es trifásico sólo se requerirán 12 señales de control para manejar todo el inversor, de esta manera se da un aporte a la temática de convertidores en cascada disminuyendo el número de señales requeridas para controlar todo el sistema, en secciones posteriores se describirá como se obtiene esto mediante el hardware.

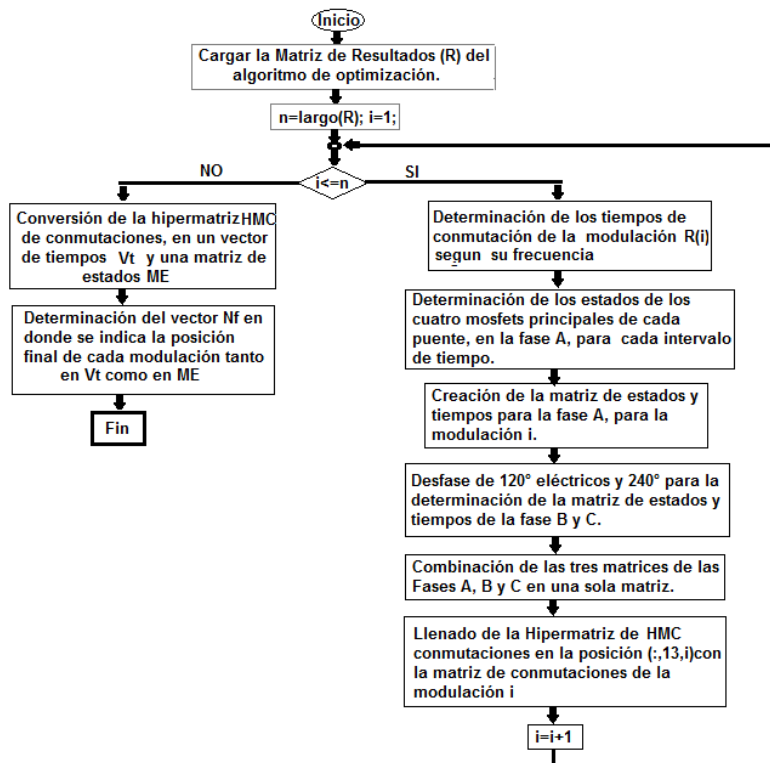


Figura. 4.2. Algoritmo de creación de datos de tiempos y de estados de las modulaciones de la ley de mando

El algoritmo describe cada señal de control de cada dispositivo del mosfet como un arreglo de dos columnas, en la primera columna se disponen los números de ciclos en un reloj de 100Mhz (frecuencia de reloj del FPGA) que debe durar cada Mosfet en un estado y en la segunda columna muestra el estado en el que debe permanecer el Mosfet durante ese intervalo de tiempo, ya sea activado “1” ó desactivado “0”, cada señal controla el primer Mosfet de una rama (S1 ó S2), el segundo Mosfet (S1’ ó S2’) se controlará mediante la negación por hardware de la señal de control del primero. Las únicas redundancias en este convertidor, como se explicó en el capítulo uno, son los estados de tensión cero; el algoritmo se diseñó para alternar estos estados, de esta manera se distribuye de manera equitativa las conmutaciones durante el ciclo completo entre todos los mosfets.

Para la implementación, el algoritmo dará como resultado para cada una de las modulaciones una matriz en la cual la primera columna representará los ciclos en un reloj de 100 MHz, en los cuales los estados deben permanecer, sin cambiar y las otras 4 columnas representan los estados de los primeros mosfets de cada rama (S1 y S2) de cada puente, de cada fase, es decir las primeras dos columnas controlarán los mosfets principales del puente de alta conmutación y las otras dos columnas los mosfets principales del puente de baja conmutación. Luego el algoritmo se encarga de desfazar esta tabla 120° eléctricos, permitiendo obtener las matrices de implementación de las demás fases. Combina las tres matrices en una sola, en donde solo hay una columna para los tiempos de los estados y 12 columnas que son los estados de los mosfets principales de todo el convertidor, posteriormente se guarda la información en la posición i de la hipermatriz que va a guardar las informaciones de todas las modulaciones, en cuanto a los tiempos y los estados, este proceso se hace iterativamente hasta que se convierten todas las modulaciones en información de estados y tiempos.

Luego de que se tiene la hipermatriz de la ley del control ‘V vs f’ se procede a convertir esta hipermatriz en una sola matriz de estados (Me) y un vector de tiempo (Vt), junto con un vector que guarda el direccionamiento

de cada una de las modulaciones ( $n_f$ ) para determinada frecuencia y tensión. Esta es la información que se comunicará al FPGA.

#### **Algoritmo en Matlab® de comunicación**

Luego de tener la matriz de estados ( $Me$ ), el vector de tiempos ( $Vt$ ) y el vector de finales ( $Vf$ ), estos son enviados a la FPGA a través del puerto serial, este algoritmo sencillo se muestra en la figura 4.3.

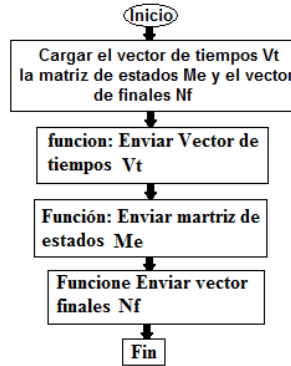


Figura. 4.3. Algoritmo de comunicación de datos de tiempos y de estados de las modulaciones de la ley de mando a la FPGA

Este algoritmo como primera medida carga al workspace de Matlab la información de la matriz de estados, el vector de tiempos y el vector de finales, La primera función utilizada por el algoritmo es la de enviar el vector de tiempos, esta función se encarga de recorrer el vector de tiempos y de enviar cada dígito que compone cada elemento del vector de tiempos; en la FPGA el código se encarga de reconstruir los números y el vector de tiempos. Para enviar la matriz se hace un proceso muy similar en el cual se envían los doce estados de cada intervalo de tiempo en tres buses de 4 bits, el programa en la FPGA se encarga de reconstruir la matriz. De igual forma la tercera función realiza un proceso idéntico a la primera, ya que envía la información del vector de direccionamiento dígito a dígito y el programa en la FPGA se encarga de reconstruir este vector para el direccionamiento.

#### **4.2.4. ALGORITMOS DE IMPLEMENTACIÓN DE LAS MODULACIONES EN EL FPGA**

En la FPGA en lenguaje VHDL se realizó el programa mostrado en la figura 4.4, este programa consta de dos partes: una parte de carga de datos en donde se lee la información del vector de tiempos, de la matriz de estados y del vector de finales, que definen la ley de mando establecida por el algoritmo de optimización, la segunda parte es la relacionada con el control del convertidor, estas dos secciones

Como primera medida, en el código se establece el estado del interruptor de control, si el interruptor de control está en 1, el algoritmo entra a la lectura de datos proveniente de Matlab, en esta parte del algoritmo el puerto serial estará abierto a recibir datos, se tienen tres subestructuras las cuales se encuentran coordinadas con las tres funciones en Matlab establecidas para enviar la información, la primera se encarga de recibir la información con respecto al vector de tiempos y de reconstruirlo, la segunda recibe la información con respecto a la matriz de estados y por último la tercera parte se encarga de recibir y reconstruir la información de los vectores de finales requeridos para el direccionamiento requerido en el control. A parte de recibir la información de la ley de mando, esta parte del código también recibe la información de la rampa de aceleración y desaceleración y la frecuencia mínima a la que se desea trabajar.

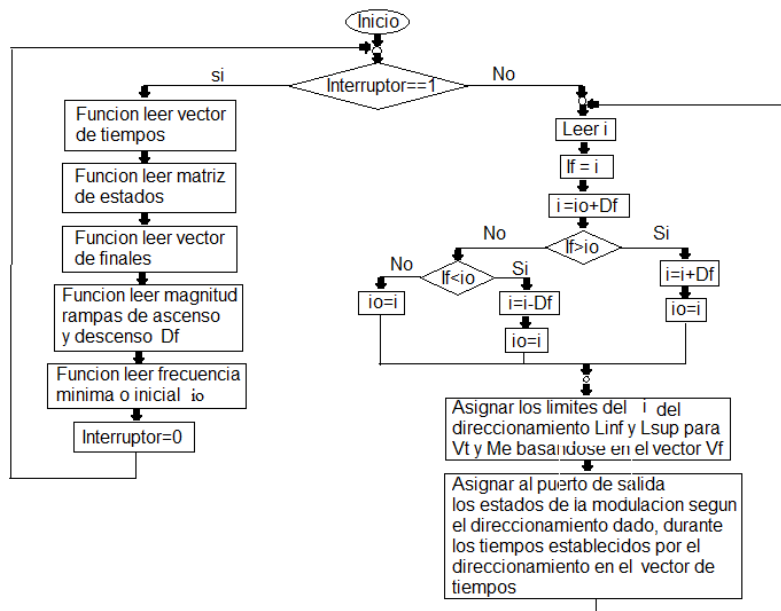


Figura. 4.4. Algoritmo de implementación en la FPGA.

Cuando el interruptor está en el estado 0, el algoritmo entra a la modalidad control, en esta parte el código recibe un  $i$  que proviene de Matlab a través del puerto serial, este  $i$  es la dirección de modulación que se requiere, en dependencia de la frecuencia y la tensión deseada, el algoritmo se encarga de sacar en el puerto de doce pines la tabla de estados con los tiempos dados por el direccionamiento correspondiente. Este proceso se hace indefinidamente, cuando se recibe un nuevo  $i$  requerido por el control, el algoritmo se encarga de ascender o descender paulatinamente las asignaciones de la  $i$  en dependencia de la rampa de aceleración o desaceleración asignada. De esta manera queda diseñada la etapa de control del convertidor de potencia.

### 4.3. ETAPA DE ACOUPLE

Esta etapa se encarga de generar las condiciones óptimas, para activar los Mosfets a la velocidad de las señales de control encontradas por el algoritmo de optimización e implementadas en la FPGA. Las características necesarias para obtener una etapa óptima para este proyecto son:

1. Lograr el tiempo muerto por Hardware; de esta manera las señales de control necesarias se reduce a la mitad, por tanto solo se necesitarán 12 señales para controlar todo el convertidor. De esta manera cada puente completo se controla solo con dos señales de, S1A y S2A para el primer puente,
2. Brindar un voltaje de 15 voltios entre puerta y surtidor en los mosfets IRF640N, con el fin de que se activen con condiciones óptimas.
3. Aislar el circuito de control del circuito de potencia de tal manera que no hallan perturbaciones en el sistema de control debido a las corrientes circulantes en la etapa de potencia.

El circuito esquemático de la etapa de acople que cumple con las condiciones anteriormente mencionadas se muestra en la figura 4.5; para cada puente H utilizado en el convertidor se requiere del mismo circuito, de esta manera en este informe solo se muestra un circuito, ya que los seis puentes requeridos por el convertidor son iguales.

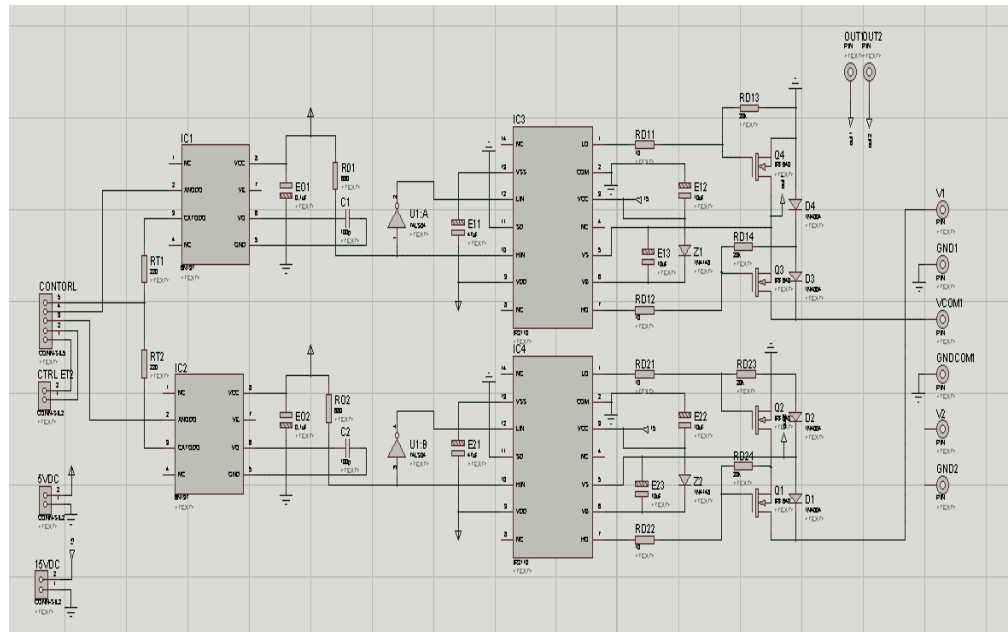


Figura 4.5. Circuito esquemático de la etapa de acople en Proteus 7.

En la figura se muestra la etapa de acople junto con el puente H de la etapa de potencia, que está conformado por cuatro mosfets IRF640N y cuatro diodos de circulación inversa 1N4004. Que se describirán posteriormente.

#### 4.3.1. AISLAMIENTO

Las entradas lógicas del circuito mostrado en la figura 4.5, son dos señales que provienen de la FPGA y que se muestran en el esquema como los pines 1 y 2 del bus de control, estas señales de niveles lógicos se conectan a la parte alta de los resistores R1 y R2 que alimentan los opto acopladores encargados de aislar el control de la etapa de potencia evitando la conexión eléctrica entre ellas.

El opto acoplador seleccionado es 6N137, acopla ópticamente dos puertas que combinan un diodo emisor de luz de GaAsP y un foto detector integrado de alta ganancia. Una entrada de habilitación permite que el detector sea estroboscópico.

La salida del detector IC es un colector abierto de un transistor Schottky-clamped. Cuyos tiempos de respuesta típicos en subida son de 48ns y en caída de 50ns, Este diseño el proporciona el aislamiento máximo, mientras se logra la compatibilidad TTL.

El opto acoplador está garantizado desde -40°C a +85°C lo que permite el rendimiento del sistema sin problemas. Las condiciones de operación recomendadas para conseguir estas características se muestran en la tabla 4.1:

Tabla. 4.1 Condiciones de activación óptimas.

Máxima corriente de entrada	El voltaje de alimentación
15 mA	4.5V < Vdc < 5.5V

El circuito del opto acoplador se muestra en la siguiente figura 4.6:

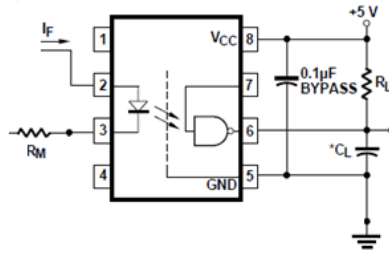


Figura.4.6. Circuito recomendado por el fabricante para el opto acoplador.

La hoja de características del opto acoplador 6N137 de *Hewlett Packard* sugiere que para conseguir un tiempo de propagación de 30ns los valores de los componentes del circuito son  $C_L=15\mu\text{F}$  y  $R_L=350\Omega$ . La disposición anterior asegura un tiempo de respuesta en el peor de los casos de 30 ns. El cálculo de las resistencias se presenta a continuación. Con la máxima corriente proveniente del control, se calcula  $R_m$

$$R_m = \frac{5V}{23mA} = 217\Omega \cong 220\Omega \text{ comercial}$$

Con la corriente óptima el opto acoplador se calcula  $R_L$

$$R_L = \frac{5V}{15mA} = 333\Omega \cong 350\Omega \text{ comercial}$$

Los valores calculados se resumen en la tabla 4.2:

Tabla 4.2. Elementos calculados

Elemento	Valor
C Bypass	0,1 $\mu\text{F}$
$C_L$	15 pF
$R_L$	350 Ohm
$R_M$	220 Ohm

En la figura 4.7 se observa la respuesta del opto acoplador que niega la señal de entrada, la señal de canal B es la entrada del opto acoplador que es un generador de señales y la señal del canal A es la salida, para este caso específico la frecuencia de las señales es de 494 KHz que supera con creces los requerimientos de este proyecto. Con respecto al tiempo de subida vemos que el opto acoplador responde en 303 nS y en bajada se acerca más al típico de 50 nS. EL delay se puede asumir de aproximadamente 100 nS.

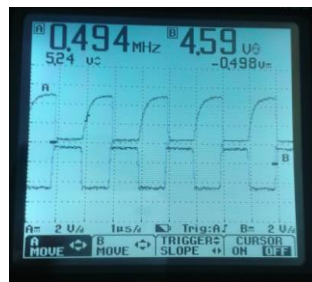


Figura. 4.7. Comparación entrada del opto acoplador y salida a alta frecuencia

### 4.3.2. ETAPA DE NEGACIÓN

Para poder asignar el tiempo muerto por Hardware se necesita que la activación de  $S1'$  y  $S2'$  sea la negación  $S1$  y  $S2$  respectivamente. Para realizar esto, en esta parte del circuito se toman las señales provenientes de los

opto acopladores, que son las señales principales S1 y S2 y se pasan por una compuerta negadora LS7004, esta compuerta tiene un tiempo de respuesta de 10 nSeg. De esta manera se generan las otras dos señales de control.

### *Tiempo muerto*

La asignación de tiempo muerto se hace utilizando el desfase que ofrece la compuerta de negación. Esto funciona de la siguiente forma: Cuando un pulso de activación llega al opto acoplador, la señal de salida va directamente al driver que se encarga de activar el Mosfet principal S1, de igual forma la señal pasa por la compuerta negadora (para obtener S1') que se demora 10 nS en responder, la diferencia de tiempo en la respuesta de la negadora permite que haya un tiempo de espera, este tiempo de espera es lo suficientemente grande como para que los pulsos de activación en los mosfets de una misma rama no se superpongan. En la siguiente figura se puede observar las formas de onda, estas corresponden a una prueba a 3.316 KHz.

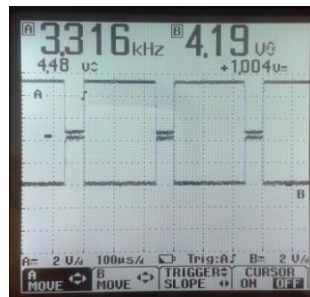


Figura.4.8. Formas de onda del control S1 y S2A en el osciloscopio.

### *Control con 2 señales por puente*

Además del tiempo muerto por hardware, la etapa de negación tiene otro beneficio y es precisamente tener la señal negada, como se visualizó anteriormente las señales de control de los mosfets secundarios S1' y S2' de un puente H; son la negación de S1 y S2, de esta manera al tener esta etapa se puede controlar todo el puente nada más con dos señales. En la figura se ven directamente las señales de activación de los mosfets, en donde se observa la negación en la activación de S1A (canal A del osciloscopio), para generar S1' (canal B del osciloscopio).

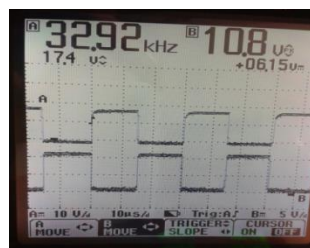


Figura. 4.9. Señal de control principal (Canal A) y secundaria (canal B).

### **4.3.3. ETAPA DE ACTIVACIÓN: DRIVERS**

Esta etapa se encarga de recibir las cuatro señales de control, las dos principales y las dos negadas y las convierte en condiciones de encendido o de apagado para los mosfets, dando las características necesarias para que los mosfets conmuten de una manera rápida y sin problemas, esta etapa está basada en el uso de dos drivers IR2110. Los IR2110 son drivers de MOSFET e IGBT de alto voltaje, velocidad y potencia con canales independientes de salida de referencia alta y baja. Las entradas lógicas son compatibles con el estándar de CMOS o salida

LSTTL, bajo 3.3V lógicos. Los controladores de salida cuentan con una etapa de pulsos con buffer diseñado para un mínimo cruce a conducción. Los retardos de propagación se emparejan para simplificar el uso en aplicaciones de alta frecuencia. El canal flotante se puede utilizar para activar un MOSFET de potencia de canal N o IGBT en la configuración de lado de alta operando hasta 500 o 600 voltios. La respuesta de este elemento se da típicamente a 120ns en subida y 94ns en caída.

El esquema de conexión típica para este dispositivo presentado en la hoja de características es la mostrada en la figura 4.10

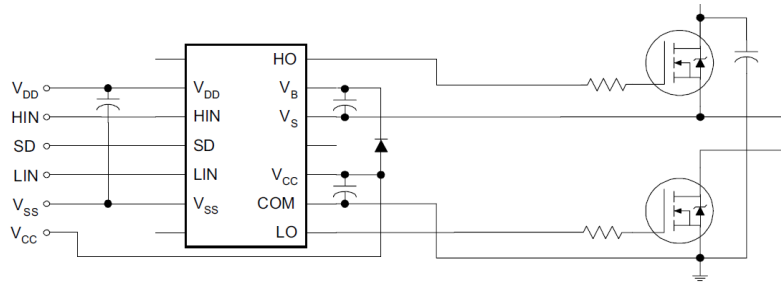


Figura. 4.10. Esquema de conexión del Driver IR2110

Donde la simbología se muestra en la tabla 4.3

Tabla 4.3. Simbología Driver.

Nombre	Descripción	Nombre	Descripción
VDD	Voltaje de Alimentación (Lógica)	VB	Voltaje de Salida Flotante (MOSFET <sub>1</sub> )
HIN	Voltaje de Entrada para la Compuerta <sub>1</sub> (MOSFET <sub>1</sub> )	VS	Voltaje de Salida Flotante Retorno (MOSFET <sub>1</sub> )
SD	Voltaje de Entrada para Apagado (Lógica)	VCC	Voltaje de Salida Flotante (MOSFET <sub>2</sub> )
LIN	Voltaje de Entrada para la Compuerta <sub>2</sub> (MOSFET <sub>2</sub> )	VCOM	Voltaje de Salida Flotante Retorno (MOSFET <sub>2</sub> )
VSS	Tierra de Voltaje de Alimentación (Lógica)	VLO	Voltaje de salida para la Compuerta <sub>2</sub> (MOSFET <sub>2</sub> )
VHO	Voltaje de Salida para la Compuerta <sub>1</sub> (MOSFET <sub>1</sub> )	NC	Pin no Conectado

Los únicos componentes externos necesarios para el funcionamiento del driver son el diodo entre Vdc y VB, el capacitor de arranque que comprenden la fuente de Bootstrap (C1) conectado a VB y Vs, y los condensadores (C2) conectados a Vcc, com y el condensador de Bypass (Cb) Vdd y Vss.

#### Cálculos de los condensadores

Para el cálculo de estos componentes se debe tener en cuenta las siguientes limitaciones.

- Voltaje de puerta requerido.
- IQBS: Corriente de reposo para la activación del lado alto del circuito.
- Corrientes internas de cambio de nivel.
- Corriente de fuga de puerta fuente.
- Corriente de fuga del condensador de Bootstrap.

Para reducir las inductancias parasitas y garantizar el óptimo funcionamiento del driver, el fabricante provee las siguientes consideraciones para las capacitancias, estas se pueden encontrar en el documento AN-978 de la International Rectifier.



$$c \geq \frac{2[2Qg + \frac{Iqbs(max)}{f} + Qls + \frac{Icbs}{f}]}{Vcc - Vf - Vls - Vmin} \quad (4.1)$$

Donde:

Qg: Carga en la puerta del MOSFET.

VCC: Voltaje de alimentación.

F: Frecuencia de operación.

Vf: Caída de voltaje en el diodo de Bootstrap.

ICbs: Corriente de fuga del capacitor de Bootstrap.

VLF: Caída de tensión en el lado bajo del driver.

Iqbs: Máxima corriente de reposo.

VMin: Tensión mínima entre VB y VS.

Teniendo en cuenta la hoja de característica del driver y del Mosfet a activar se tiene:

$$c \geq 0,629 \mu F$$

El capacitor C1 debe ser como mínimo 10 veces mayor al calculado para C, por tanto los dos capacitores que están conectados entre los terminales 2-3 y 5-6 serán de 10 $\mu$ F.

En la entrada del driver se debe colocar un capacitor entre los pines VDD y VSS, con el fin de hacer un filtrado de alimentación al nivel lógico y eliminar el rizado, el capacitor de conexión típica presentado en la AN-978 para conexión puente H es de Cb=47 $\mu$ F.

El diodo, encargado de proveer el voltaje de referencia de 15 voltios para el circuito de excitación del lado de alta, debe ser de alta velocidad de recuperación y soportar altas tensiones en polarización inversa, con el fin de que actúe como diodo de bloqueo. El diodo seleccionado es el 1N4148 diseñado para conmutaciones en extra alta frecuencia.

El resumen de los valores de los dispositivos utilizados se presenta en la tabla 4.4:

Tabla 4.4 Elementos calculados

Elemento	Valor
C1	10 $\mu$ F
C2	10 $\mu$ F
Cb	47 $\mu$ F
Diodo	1N4148
Rout	20,01 K $\Omega$

La resistencia de salida se divide en dos, en una resistencia de 20 k  $\Omega$  y una de 10  $\Omega$ , la resistencia de 10  $\Omega$ , se coloca en paralelo con la compuerta y el surtidor, de esta manera la activación del Mosfet se mantiene pese a tener elevados niveles de tensión en la etapa de potencia.

#### 4.3.4. CIRCUITO IMPRESO

En el software Proteus, ISIS profesional 7 se diseñaron los circuitos esquemáticos de los circuitos mostrados anteriormente; con estos circuitos se desarrollaron los circuitos impresos en el Software Ares. El cálculo del ancho de las pistas se realizó en un software gratuito disponible en la página web [http://www.microensamble.com/site/index.php?option=com\\_content&view=article&id=105:calculadora-de-ancho-de-pista&catid=62&Itemid=197](http://www.microensamble.com/site/index.php?option=com_content&view=article&id=105:calculadora-de-ancho-de-pista&catid=62&Itemid=197). El resultado del circuito impreso de acople, junto con los mosfets del puente H y los diodos de circulación inversa, se muestra en la figura 4.11.

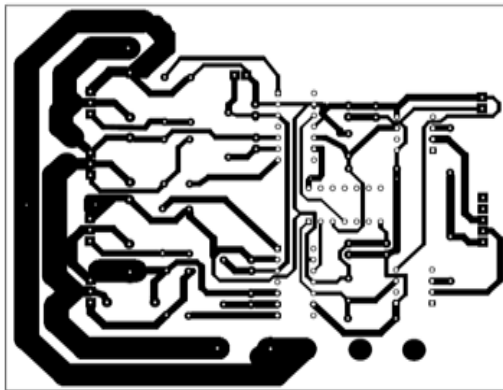


Figura. 4.11. Circuito impreso de la etapa de acople junto con los mosfets y diodos de circulación inversa.

Este circuito necesita una alimentación de 15 y 5 voltios en directa, de igual forma una entrada de potencia a 48 Vdc proveniente del bus de CD y una entrada lógica compuesta por dos señales de control. Como los puentes se diseñaron iguales y con los mismos dispositivos de potencia, por economía, los puentes se pueden utilizar para alta o baja conmutación indiscriminadamente.

#### 4.4. REGULADORES DE 5 Y 12 V

Los drivers, opto acopladores y circuitos de control necesarios para la activación de cada puente H, necesitan un alimentación de 15V o 5V dependiendo del caso. A continuación, se presenta el diseño y cálculo del circuito regulador que suministrará a los dispositivos las tensiones de 5 y 15V a partir de un voltaje de entrada de 24V proveniente de la mitad del bus de CD.

La topología a utilizar será la mostrada en la figura 4.12. Considerando que se debe alimentar el circuito de disparo de seis puentes, se diseñaron dos circuitos, donde cada uno asume la carga de tres puentes. Estos circuitos son de bajo consumo, para este caso el consumo de corriente es de 90 mA para los tres puentes. Los dispositivos seleccionados para este esquema son los reguladores monolíticos LM7815 y LM7805 para las tensiones de 15 y 5 voltios respectivamente,

El voltaje mínimo de entrada del regulador LM7815 es de 17,5V y considerando la descarga de la batería, se debe tomar un margen de voltaje mínimo de entrada igual al  $\Delta V$  de la descarga.

$$V_{min} = 17,5V + 2,5V = 20V$$

Para el regulador LM7805 se tiene:

$$V_{min} = 20V$$

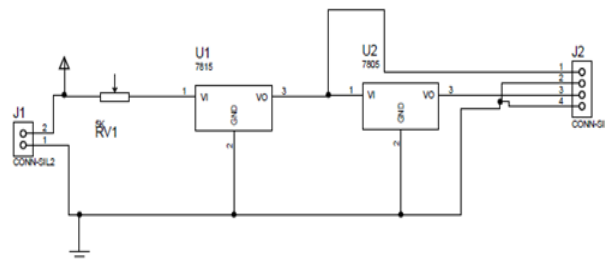


Figura. 4.12 Circuito de las fuentes de 5 y 15 voltios.

Con este voltaje se calcula la resistencia que asegura la entrada mínima y garantiza que los integrados no tendrán que disipar una potencia excesiva.

$$R1 = \frac{24V - 20V}{90mA} = 44,44\Omega$$

El regulador lm7805 puede ser conectado en cascada con el regulador lm7815, ya que este da en su salida un voltaje constante y confiable de 15V con el cual se puede alimentar el regulador de 5 voltios.

#### 4.4.1. CIRCUITO IMPRESO

Con los cálculos realizados se diseñaron en Proteus los circuitos esquemáticos y los circuitos impresos de las fuentes de 5 y 15 V. El circuito impreso se muestra en la figura 4.13, los dos circuitos mostrados son idénticos ya que cada circuito asume la alimentación de tres puentes.

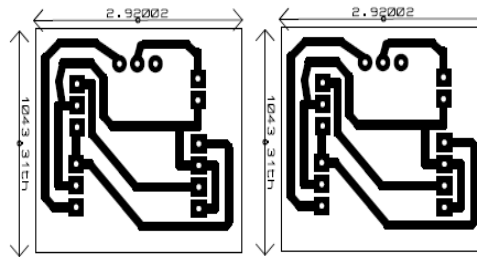


Figura 4.13 Circuitos impresos para las fuentes de 5 y 15V.

### 4.5. ETAPA DE POTENCIA

#### 4.5.1. PUENTES H

A continuación, se especifican las características de diseño de los dispositivos utilizados en la realización de los seis puentes H, como se indicó en secciones anteriores todos los puentes se diseñarán con las mismas características, con el fin de simplificar el proyecto

##### *Interruptores de potencia (Mosfets)*

Estos son los dispositivos críticos en el sistema, pues del buen funcionamiento y respuesta de los mismos depende la calidad de la forma de onda de tensión a la salida del convertidor, y por ende de ellos dependerá que se pueda alcanzar una modulación optimizada.

Se seleccionaron los dispositivos de potencia “Mosfet” pues son los semiconductores de potencia que alcanzan mayores velocidades de conmutación, esta característica es muy importante para este proyecto, ya que permitirá implementar modulaciones optimizadas de pulsos precisos. A continuación se definen las especificaciones necesarias para los *mosfets*

- *Corriente:*

La corriente de salida del convertidor en valor eficaz a potencia y tensión nominal será:

$$I_{nrm\acute{s}l\acute{i}n\acute{e}a} = \frac{2100 VA}{\sqrt{3} * 220} = 5.51 A$$

Esta corriente circulará a través de los dos devanados secundarios de los transformadores que compone cada fase, ya que están conectados en serie y la conexión del convertidor es estrella, sin embargo, las corrientes primarias de los transformadores serán diferentes, pues la etapa de mayor relación de transformación asumirá

la mayor corriente en el devanado primario. Esta corriente será la de la etapa de baja conmutación y se puede calcular de la siguiente manera:

$$I_1 = \frac{I_{nrmsout}}{m} \quad (4.2)$$

Donde  $m$  es la relación de transformación.

$$m = \frac{V_p}{V_s} \quad (4.3)$$

$$m = \frac{48V}{135V} = 0,355$$

$$I_1 = \frac{5.51A}{0.355} = 15,52A$$

Sin embargo, esta corriente no es la que va a pasar por el puente de baja conmutación, debido a que el transformador de alta conmutación también hace aportes, además de esto, el anterior cálculo es para ondas sinusoidales, hay que considerar que la corriente que entra al puente es de componente en directa y que pasa a través de dos mosfets a la vez, pues en cada instante de tiempo hay dos activados, lo que indica también que hay dos mosfets apagados. Por tanto la corriente se distribuye en el tiempo entre los que están encendidos que se apagarán y los que están apagados que se encenderán. Para clarificar lo que sucede con la corriente y otras variables se realizó una simulación del convertidor en carga.

En la simulación se observó la forma de onda de las corrientes que entran a los mosfets y sus diodos de recuperación inversa; de estas simulaciones se pudo establecer que para una potencia de 2100 VA la corriente de cada Mosfet del puente de baja conmutación debe ser como mínimo 18A y para el de alta conmutación 6A; debido a que todos los puentes se diseñarán iguales para simplificar el proyecto y tener precisión en las formas de onda, todos los mosfets deberán tasarse para una corriente nominal de 18 Amperios es decir:

$$I_{mosfet} = 18 \text{ Amp}$$

- *Voltaje*

En la característica de voltaje, como se menciona en el capítulo uno, los mosfets deben dimensionarse para que puedan soportar dos veces la tensión de la alimentación, en este caso corresponderá a noventa y seis voltios, tomando un margen de seguridad:

$$V_{especificaciónmínimo} = 100 \text{ V}$$

- *Tiempos de activación y apagado*

Los tiempos de encendido y apagado deben estar en el orden de los 50 nanosegundos como máximo o menos para que pueda ir acorde a los tiempos que el control requiere.

$$t_{on} < 50 \text{ nseg} \quad \text{y} \quad t_{off} < 50 \text{ nseg}$$

- *Voltaje de activación*

La tensión en el gate no podrá ser mayor a 48 V, sin embargo como los reguladores diseñados en la etapa de acople suministran 15 Voltios como máximo, esta tensión será la máxima tensión de activación. Por tanto,

$$V_{gs} < 15 \text{ V}$$

### ***Mosfet seleccionado IRF640N***

El Mosfet IRF 640N cumple con las especificaciones requeridas, las características relevantes se muestran a continuación:

$$I_{ds}=18 \text{ A}$$

$$V_{ds}=200\text{V}$$

$$T_d(\text{on})=10 \text{ ns}$$

$$T_d(\text{off})=23\text{nS}$$

$$V_{gs}=20\text{V}$$

Los dos puentes se construirán con estos *Mosfet*, como se dijo anteriormente tres puentes quedarán sobredimensionados, debido a que el diseño se hace de acuerdo a las características del puente con mayor carga, debido a la facilidad de conseguir los componentes con las mismas especificaciones.

### ***Diodo de circulación inversa***

El diodo de circulación inversa debe ser capaz de dejar circular una corriente a través de la válvula Mosfet-diodo en sentido contrario a la conducción normal, estas corrientes no son muy significativas pues son picos de muy corta duración, por esta razón, y evidenciando que estos picos están por debajo de los 5 amperios (como se observa en las simulaciones), se decide establecer cinco amperios como el valor eficaz de la corriente de circulación inversa. Por tanto:

$$I_{\text{especificación mínima}} = 5\text{Amp}$$

El diodo necesariamente debe de recuperación rápida y tener una buena característica de tensión inversa, pues su función solo es dar un camino a las corrientes inversas, pero en la mayoría de instantes en los cuales existirá conducción normal del mosfet, este diodo estará polarizado en inversa. Por tanto, el nivel de tensión que deberá soportar será el mismo que el del Mosfet, es decir:

$$V_{\text{especificación mínima}} = 96 \text{ V}$$

De esta manera el diodo seleccionado será el 1N5406 pues posee las especificaciones requeridas, estas especificaciones se pueden observar en la hoja de características del dispositivo.

### **4.5.2. REDES DE SNUBBER O REDES COMPENSADORAS**

Las redes compensadoras son necesarias para evitar sobreesfuerzos  $di/dt$  y  $dv/dt$ , estos circuitos amortiguadores se hacen necesarios en conmutaciones superiores a 10 kHz. Por tanto, para este trabajo no serán necesarias, sin embargo, para verificar la necesidad o no de las redes de Snubber, se implementó el circuito de potencia, junto con el de excitación o acople (que se describió en la sección anterior) en forma experimental, y se realizó una prueba con la modulación optimizada, para verificar que no existieran sobre impulsos a la salida de los puentes, que indicara la necesidad de una red compensadora. La frecuencia utilizada fue la más alta, es decir 100 Hz en la fundamental. Para este caso no existieron sobreimpulsos apreciables, por tanto no se requieren redes de Snubber.

### **4.5.3. CÁLCULOS TÉRMICOS DE LOS PUENTES H**

Los disipadores son fundamentales para el inversor, ya que son los que garantizarán la vida útil de los dispositivos de potencia, manteniendo las temperaturas en niveles adecuados. A continuación se muestra la metodología de los cálculos térmicos y el cálculo de las características requeridas para los disipadores.

#### ***Metodología de cálculo***

Las altas temperaturas pueden llegar a destruir los dispositivos semiconductores, por esta razón es necesario controlar la temperatura de operación a fin de no superar el límite establecido por el fabricante, en este caso la temperatura máxima especificada para los Mosfets **IRF640N** es de 175°C, esto se puede observar en la hoja

de características del dispositivo, por tanto el disipador se diseña para una temperatura máxima de 150°C con el fin de dar un margen de seguridad.

Por facilidad de construcción se contará con un disipador para cada puente, es decir los cuatro mosfets de un puente se colocarán sobre un mismo disipador. Como las señales de activación de los cuatro mosfets de un puente H son idénticas solo que desfasadas en el tiempo, el requerimiento térmico total será la multiplicación por cuatro del requerimiento de un Mosfet. El cálculo térmico se realizará en base a lo presentado en la teoría clásica de electrónica de potencia (Mohan, Undeland, & Robbins, 2009).

El modelo de temperaturas se construye con las temperaturas de junta máxima especificadas por el fabricante, la resistencia térmica del disipador y la temperatura ambiente. En la figura 4.14 se muestra el modelo para el disipador de cada puente, en él la fuente corresponde a 4 veces la potencia disipada de un Mosfet, como se explicó anteriormente.

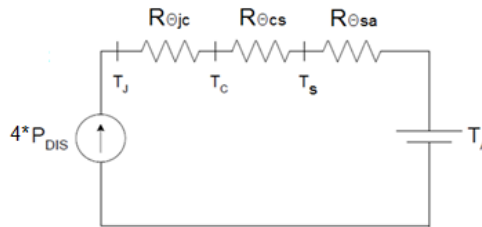


Figura. 4.14. Modelo térmico del disipador de un puente

En donde:

$R_{\theta_{jc}}$ : Resistencia térmica entre la junta y la caja del chip.

$R_{\theta_{cs}}$ : Resistencia entre la caja y el disipador.

$R_{\theta_{sa}}$ : Resistencia térmica entre el disipador y el ambiente.

La resistencia térmica entre el disipador y el ambiente es el parámetro de diseño, esta resistencia está dada por la expresión:

$$R_{\theta_{sa}} = \frac{T_j - T_a}{P_d} - (R_{\theta_{jc}} + R_{\theta_{cs}}) \quad (4.4)$$

Donde,

$T_j$ : Es la temperatura de junta máxima del dispositivo.

$T_a$ : Temperatura ambiente.

$P_d$ : Potencia disipada.

Para calcular la potencia disipada por los mosfets se deben tener en cuenta las siguientes pérdidas:

- Pérdidas por conmutación

Energía de encendido

$$E_{on} = \frac{V_s * I_d * T_{on}}{2} + V_s * Q_{rr} + V_s * T_{rr} * I_d \quad (4.5)$$

Energía de apagado

$$E_{off} = \frac{V_s * I_d * T_{off}}{2} \quad (4.6)$$

Potencia disipada por conmutación

$$P_{dconmutacion} = (E_{on} + E_{off}) * f \quad (4.7)$$

- *Pérdidas por conducción*

Las pérdidas por conducción se pueden calcular mediante la siguiente ecuación:

$$Pd_{conducción} = V_{ds} * I_d * Ciclodetrabajo \quad (4.8)$$

- *Pérdidas totales*

$$Pd = Pd_{conducción} + Pd_{conmutación} \quad (4.9)$$

Siguiendo este procedimiento de cálculo y asumiendo que los dispositivos semiconductores trabajarán a máxima carga en una temperatura ambiente de 40°C, además que los dispositivos van a operar a máxima corriente, es decir el *Mosfet* dará un corriente de 18 A y a una tensión de 48V. Se obtienen los siguientes disipadores para cada puente.

#### ***Cálculo térmico Puente de baja conmutación***

Tomando los datos apropiados de las hojas de características y los datos máximos de corriente para los mosfets se obtiene:

$$E_{on} = 2,60 * 10^{-5} J$$

$$E_{off} = 9.936 * 10^{-6} J$$

La frecuencia hace referencia al número de conmutaciones por segundo, para este puente como es de baja conmutación, cada mosfet conmuta 3 veces por ciclo de la onda de tensión a 100 Hz. Es decir que en un segundo hará 300 ciclos, por tanto se asume como si la frecuencia fueran 300 Hz

$$Pd_{conmutacion} = 0,0043 W$$

El ciclo de trabajo se asumirá como 0.5 ya que los mosfets, al tener conmutaciones equitativas entre ellos, la mitad del tiempo estarán encendidos y la otra mitad apagados, por tanto:

$$Pd_{conducción} = 2,7W$$

$$Pd = 2,7043W$$

$$4 * Pd = 10,817W$$

Esta potencia se disipará en el peor de los casos cuando el puente este trabajando a plena carga. Para el cálculo de la resistencia térmica del disipador se tiene:

$$R_{\theta sa} = 8,66 \frac{^{\circ}C}{W}$$

El disipador deberá tener esta resistencia térmica.

#### ***Cálculo térmico del Puente de altas conmutaciones***

Tomando los datos apropiados de las hojas de características y los datos máximos de corriente para los mosfets, aunque este puente maneja mucha menos corriente que el anterior, se realizará el cálculo térmico a plena carga con el fin de en trabajos futuros aprovechar la potencia máxima del puente en el diseño de un convertidor simétrico, de esta manera se tiene:

$$E_{on} 2,60 * 10^{-5} J$$

$$E_{off} 9.936 * 10^{-6} J$$

La frecuencia hace referencia al número de conmutaciones por segundo, para este puente como es de altas conmutaciones, cada mosfet conmuta 23 veces para la modulación optimizada, es decir que en un segundo hará 1380 ciclos, por tanto se asume como si la frecuencia tuviese 1380 Hz

$$Pd_{conmutacion} = (2,6 * 10^{-5} J + 9,936 * 10^{-6} J) * 1380 Hz = 0,0496 W$$

El ciclo de trabajo se asumirá como 0.5, ya que los mosfets, al tener conmutación equitativa entre ellos, la mitad del tiempo estará encendido y la otra mitad apagado.

$$Pd_{conduccion} = 2,7 W$$

$$Pd = 2,7496 W$$

$$4 * Pd = 10,99 W$$

$$R_{\theta sa} = 8,50 \frac{^{\circ}C}{W}$$

De esta manera quedan dimensionados los dos disipadores.

#### *Selección de los disipadores*

En el programa de ingeniería eléctrica de la universidad de Pamplona se contaba con los disipadores de un módulo **BY10B**, estos disipadores tienen una resistencia térmica por debajo de 8 W/°C, por tanto se decidió incluir unos ventiladores para que la resistencia térmica de estos disipadores se ajuste al cálculo realizado.

#### **4.5.4. CÁLCULOS TÉRMICOS DE LAS FUENTES DE 5 Y 15V**

- *Regulador 5V*

Debido a que el regulador de 5 voltios, va a estar alimentado por el de 15V, el deberá manejar un  $\Delta V=10V$ , la corriente que deberá manejar es muy baja, cerca de 90mA, por tanto la potencia disipada es como máximo de 0,9W, atendiendo a los datos presentados por el fabricante en el datasheet, se tiene:

$$R_{\theta sa} = 117 \frac{^{\circ}C}{W}$$

Por tanto no necesita disipador.

- *Regulador 15V*

Este regulador además de alimentar su propia carga debe suministrar la corriente del LM7805 y en el caso del control también el regulador de 12V, por tanto La corriente máxima será de 90 mA y su  $\Delta$  es 10V de donde se deduce.

$$R_{\theta sa} = 112,4 \frac{^{\circ}C}{W}$$

Por tanto no necesita disipador.

#### **4.5.5. PROTECCIONES DE LOS PUENTES H Y DE LA ETAPA DE POTENCIA**

La limitante del convertidor en cuanto a la corriente que manejarán cada una de las etapas del convertidor, no son los mosfets, sino los transformadores. En secciones posteriores se muestra el diseño de la etapa de transformación y en donde se establecen las corrientes nominales de los puentes H de altas conmutaciones y de bajas conmutaciones. La protecciones de cada puente se realizarán por el lado positivo de la alimentación y por el lado negativo mediante el uso de fusibles extra rápidos, para los puentes de Baja conmutación se utilizarán fusibles de 17,5 A y para los puentes de altas conmutaciones se utilizarán fusibles de 6 A. De igual forma se



colocará a la entrada del convertidor una protección termo magnética como totalizador, esta protección se seleccionará a 60 Amperios. En la sección de ensamble del prototipo se mostrará la etapa de protecciones.

## 4.6. ETAPA DE TRANSFORMACIÓN

### 4.6.1. DISEÑO DE LOS TRANSFORMADORES

Los transformadores deberán ser diseñados con una metodología no convencional, pues autores que ya han trabajado en esta topología indican que hay graves perturbaciones en la forma de onda debido a los transformadores (Panda & Suresh, 2012), (Banaei, Khounjahan, & Salary, 2012). A continuación se describen los requerimientos de los transformadores para posteriormente describir la metodología de diseño.

#### *Niveles De Tensión*

Se necesitan 6 transformadores para la realización del Inversor Trifásico Multinivel deseado. Para el diseño se calcularán solo dos transformadores, un transformador asignado al puente de baja conmutación y otro de menor potencia asignado al puente de alta conmutación por fase. Con estos dos transformadores se obtendrá la onda de tensión modulada de 9 escalones por fase del inversor, en la fase B y C se replican los transformadores ya calculados. Es de suma importancia que los transformadores sean de las mismas características en cuanto a: los niveles de tensión, potencia e impedancias. Con el fin de evitar desbalances a la salida del convertidor. En la tabla 4.5 se muestra las tensiones de diseño del primario y el secundario de los transformadores de Baja y de alta conmutación de cada fase

Tabla.4.5. Voltajes de diseño de los transformadores del convertidor

Fase	Tipo de puente	Vpico primario	Vpico secundario
A	Baja conmutación	48 V	135V
A	Alta conmutación	48 V	45V
B	Baja conmutación	48 V	135V
B	Alta conmutación	48 V	45V
C	Baja conmutación	48 V	135V
C	Alta conmutación	48 V	45V

#### *Potencia de los transformadores*

Debido a que la topología utilizada es asimétrica de relación 1:3, la potencia que asumen los transformadores es desequilibrada, como se evidencia en la simulación, de esta manera las potencias de diseño de los transformadores estarán en una proporción de 770VA y 230VA. Con el fin de alcanzar una potencia cercana a los 900VA por fase y a los 2700 VA trifásicos, conservando un margen de 600 VA de lo que será la potencia nominal del convertidor. La relación de potencias de los transformadores se resume en la tabla 4.6:

Tabla 4.6 Potencia de diseño de los transformadores del convertidor

Fase	Tipo de puente	Potencia Aparente
A	Baja conmutación	770 VA
B	Alta conmutación	230 VA
C	Baja conmutación	770 VA
A	Alta conmutación	230 VA
B	Baja conmutación	770 VA
C	Alta conmutación	230 VA

### 4.6.2. CÁLCULO DE TRANSFORMADORES

La metodología utilizada para el diseño de los transformadores no es convencional, se usó una metodología propuesta por los autores del proyecto en (Diaz-Rodríguez, Pabón-Fernández, & Caicedo-Peñaranda, 2015). La cual se resume a continuación:

Se calcula la sección transversal del núcleo como (Manzano, 2001)

$$A = a * \sqrt{S} \quad (4.10)$$

Donde A es la sección transversal del núcleo, y S la potencia Aparente del transformadores.

Definida la sección transversal del núcleo se calcula el número de vueltas de los devanados, para esto, la forma de onda de la figura 4.15 muestra la serie de pulsos suministrados por la conmutación del puente como un único pulso, esta forma de onda es tomada para la realización de los cálculos del número de espiras; el pulso es definido por dos ángulos de disparo.

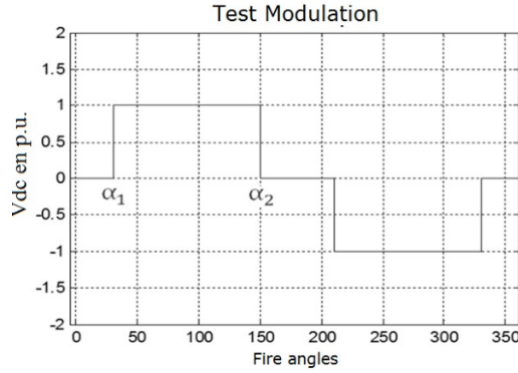


Figura.4.15 Forma de onda asumida para la realización de los cálculos (Díaz-Rodríguez, Pabón-Fernández, & Caicedo-Peñaranda, 2015).

Según la metodología utilizada la relación  $N/V_p$  para el cálculo de las vueltas de los devanados es:

$$\frac{N}{V_p} = \frac{(\alpha_2 - \alpha_1) \cdot 10^8}{2\pi \cdot f \cdot B_{\max} [\text{Gauss}] \cdot A [\text{cm}^2]} \quad (4.11)$$

Donde  $\alpha_1$  y  $\alpha_2$  son los ángulos de encendido y apagado (en radianes) del pulso,  $f$  la frecuencia,  $B$  el nivel máximo de densidad de flujo alcanzable (en Gauss) en el núcleo,  $A$  la sección transversal.

Para el cálculo de los calibres de los conductores primero se determina el valor RMS del pulso de tensión:

$$V_{\text{rms}} = \frac{V_p}{\sqrt{\pi}} * \sqrt{\alpha_2 - \alpha_1} \quad (4.12)$$

Luego con este valor RMS, se calcula la intensidad que circulara por cada devanado, de la siguiente manera:

$$I_p = \frac{S}{V_p}, I_s = \frac{S}{V_s} \quad (4.13)$$

Donde,  $I_p$ ,  $V_p$  y  $I_s$ ,  $V_s$  son las corrientes y tensiones eficaces del primario y secundario respectivamente. El cálculo del área transversal del conductor se puede establecer mediante las siguientes ecuaciones:

$$A_p = \frac{I_p}{D}, A_s = \frac{I_s}{D} \quad (4.14)$$

Donde,  $A_p$  y  $A_s$  son las áreas de las secciones transversales de los conductores (en  $\text{mm}^2$ ) del primario y secundario respectivamente y  $D$  es un factor que cuantifica la densidad de corriente máxima permisible para una potencia dada. La tabla 4.7 muestra los valores de  $D$  (Manzano, 2001)

Tabla 4.7. Densidades de corriente máximas

Potencia del transformador en VA	Densidad máxima de corriente en A/mm <sup>2</sup>
10-500	4
51-100	3,5
101-200	3
201-500	2,5
501-1000	2
1001-2000	1,5

Con las secciones transversales de los conductores se obtiene el diámetro utilizando.

$$D_p = \sqrt{\frac{4 * A_p}{\pi}}, \quad D_s = \sqrt{\frac{4 * A_p}{\pi}} \quad (4.15)$$

Con esta metodología se proceden a realizar los cálculos de los transformadores de baja y de alta conmutación. En la tabla 4.8 se resumen los datos de implementación de los transformadores del convertidor.

Tabla.4.8. Resumen de los datos de la implementación.

Fase	Tipo de Transformador	Devanado	Tensión (v)	Vueltas	Área transversal del conductor mm <sup>2</sup>
A	Baja conmutación	Primario	48	120.25	8.64
		Secundario	135	338.2	3.12
	Alta conmutación	Primario	48V	119.04	2.93
		Secundario	45	111.6	3.13
B	Baja conmutación	Primario	48	120.25	8.64
		Secundario	135	338.2	3.12
	Alta conmutación	Primario	48V	119.04	2.93
		Secundario	45	111.6	3.13
C	Baja conmutación	Primario	48	120.25	8.64
		Secundario	135	338.2	3.12
	Alta conmutación	Primario	48V	119.04	2.93
		Secundario	45	111.6	3.13

## CAPÍTULO V

# SIMULACIÓN

En esta sección del informe se presenta la simulación del convertidor junto con un motor de prueba, esta se realiza en Simulink de Matlab, en la primera parte se muestran los esquemas que componen la simulación: el esquema de control, el convertidor de frecuencia, el motor y los medidores de calidad de la energía. En la segunda parte del capítulo se muestra la validación del funcionamiento del convertidor y la optimización realizada al THD de la tensión de línea en diferentes frecuencias, de igual forma se valida la ley de mando  $V$  vs  $f$ . En la tercera sección del capítulo se simula la respuesta del motor frente al convertidor, con el fin de observar los beneficios de la alimentación con el convertidor multinivel.

## 5.1 ASPECTOS GENERALES DE LA SIMULACIÓN

### 5.1.1 CONTROL

Para la realización de la simulación se utilizó un algoritmo de control igual al implementado en la FPGA pero programado en Simulink de Matlab, la programación de este código se realizó a través de bloques “Matlab function” este código que se compila directamente en C; este algoritmo se encarga de recibir una dirección  $i$  que el control de velocidad establece en dependencia de la tensión y frecuencia deseados y obtiene la información de estados y el vector de tiempos de la modulación deseada, en la figura 5.1 se ve el esquema del algoritmo de control del convertidor.

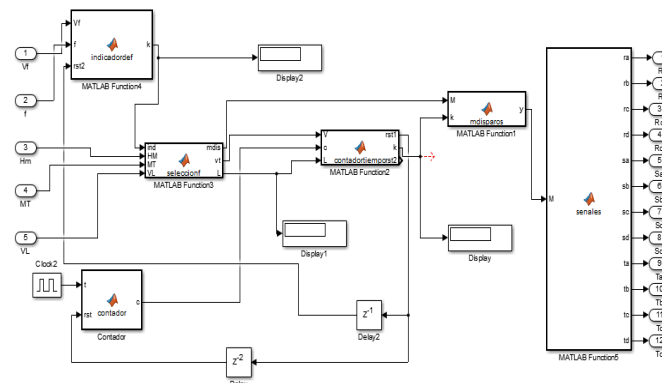


Figura. 5.1 Algoritmo de control del convertidor de potencia

Este bloque recibe como parámetros: una matriz en la cual se encuentra la información de los vectores de tiempo de cada modulación, una hipermatriz de conmutaciones en la cual se encuentra la información de los estados de conmutación de cada modulación, un vector de frecuencias el cual indica la posición de la frecuencia dentro de la matriz de tiempos y la hipermatriz de conmutaciones, un vector denominado vector de largos que indica cuantos tiempos y estados tiene cada una de las modulaciones y por ultimo recibe el valor de la frecuencia que se desea que el inversor genere a la salida.

### 5.1.2 ESQUEMA DE SIMULACIÓN

En la figura 5.2 se muestra el esquema de simulación, en el cual se observan cuatro etapas fundamentales, como primera fase el convertidor de potencia, demarcado en un cuadro azul, en donde se muestran los seis puentes  $H$  junto con los transformadores a la salida de cada puente; en un segundo recuadro de color verde se observa la etapa de generación de las señales de control; en el recuadro naranja se demarcan los medidores de calidad

de la energía y de valores RMS, por último en color morado se muestra el recuadro correspondiente al motor de inducción.

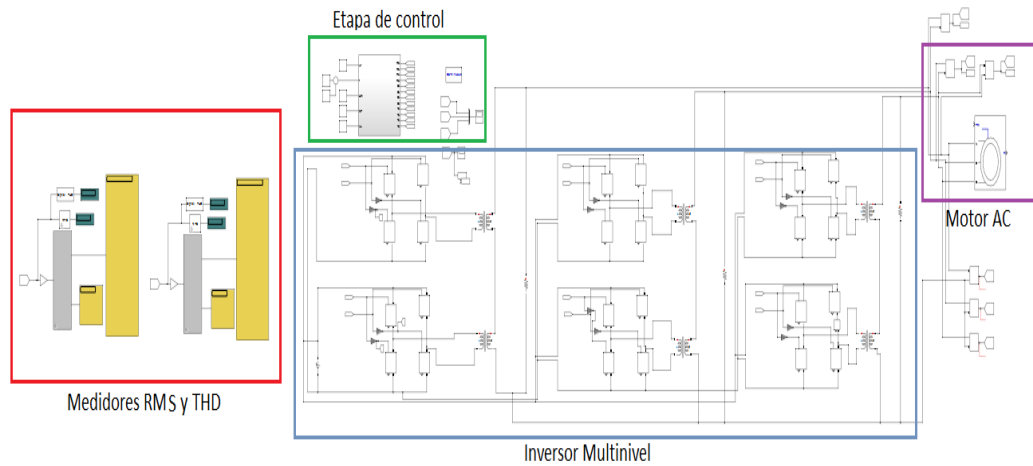


Figura. 5.2. Esquema de simulación

## 5.2. RESULTADOS DE OPTIMIZACIÓN Y LEY DE MANDO V vs F

Como validación de los resultados del algoritmo genético multi-objetivo utilizado, se muestran: la medición de los espectros armónicos, total de distorsión armónica y valores RMS de las tensiones de línea y de fase para varias frecuencias dentro del rango de operación establecido. Estos resultados validan el objetivo de la ley de mando V vs F con óptima calidad de la energía

### 5.2.1. FRECUENCIA DE 10 HZ

La primera frecuencia que se muestra es la de 10 Hz que está en la zona de bajas frecuencias. Las formas de onda de la tensión de fase y de línea se muestran en la figura 5.3.

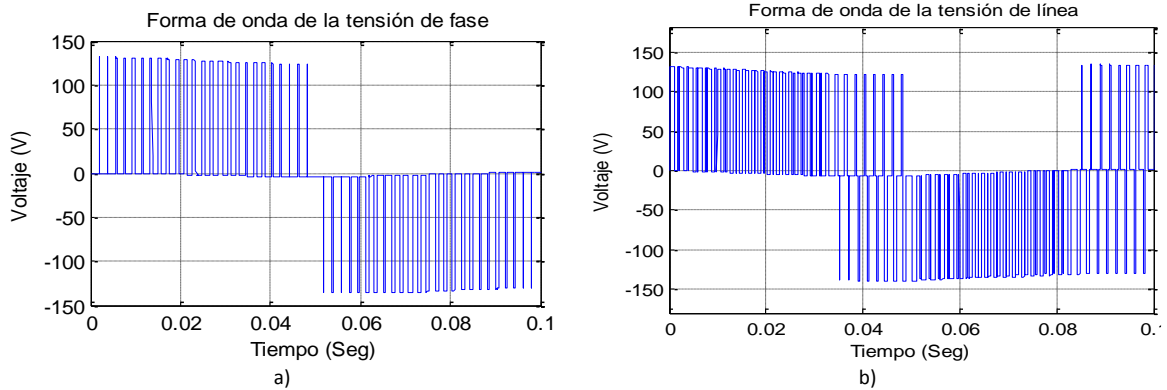


Figura. 5.3. a) Forma de onda de la tensión de fase b) forma de onda de la tensión de línea

La forma de onda de la tensión de fase se ve en la figura 5.3. a, en ella se ve que esta modulación posee tres escalones y es homopolar, es decir las conmutaciones siempre están entre los niveles de 0 y 135V o entre 0 y -135V; de igual número de niveles es la forma de onda de la tensión de línea que se muestra en la figura 5.3.b esta forma de onda, que se muestra para dos ciclos en figura la 5.4, esta solo tiene tres escalones al igual que la forma de onda de fase, sin embargo hay intervalos de tiempo en la cual la tensión es bipolar, es decir que

conmuta entre -135 y 135 V; se ve que en los pulsos hay cierta regulación de tensión, lo cual genera decaimiento en los pulsos, esto se debe a que los transformadores que utiliza el Simulink son transformadores convencionales.

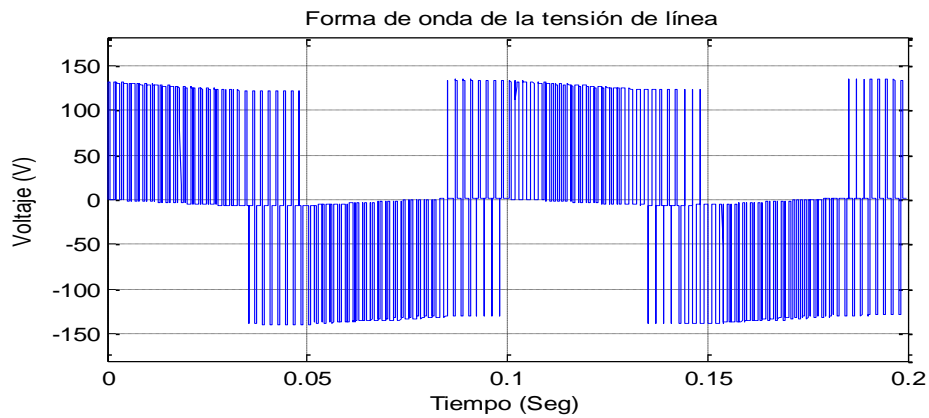


Figura. 5.4. Forma de onda de la tensión de línea para 2 ciclos

En cuanto a los espectros armónicos, la figura 5.5.a muestra el espectro evaluado por Simulink de la tensión de fase y la figura 5.5.b muestra el espectro de la tensión de línea.

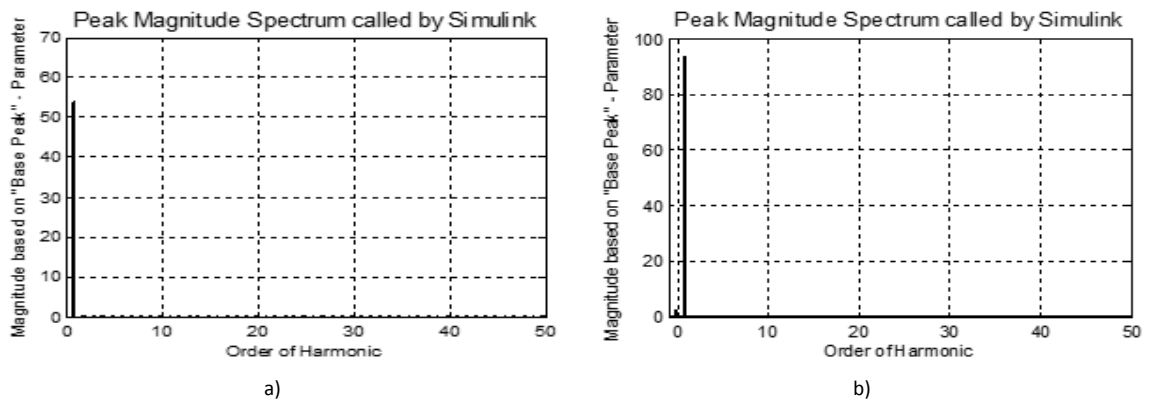
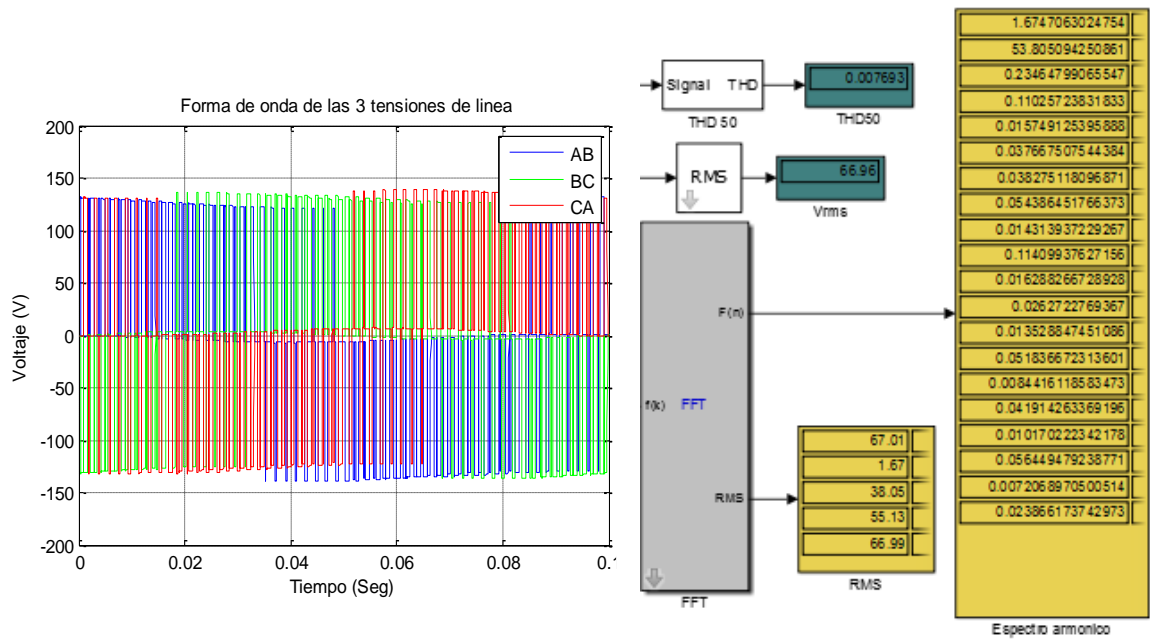


Figura. 5.5 a) Espectro de la tensión de fase b) espectro de la tensión de línea.

En el espectro de fase se observa claramente que no hay presencia representativa de armónicos en la banda de los primeros 50 componentes, en teoría debieron aparecer los terceros armónicos, sin embargo por casualidad la optimización realizada en línea anula los armónicos triplens en la tensión de fase. En la figura 5.5.b se observa el espectro armónico de la tensión de línea, en donde se ratifica que los armónicos triplens desaparecieron y que prácticamente el contenido es nulo.

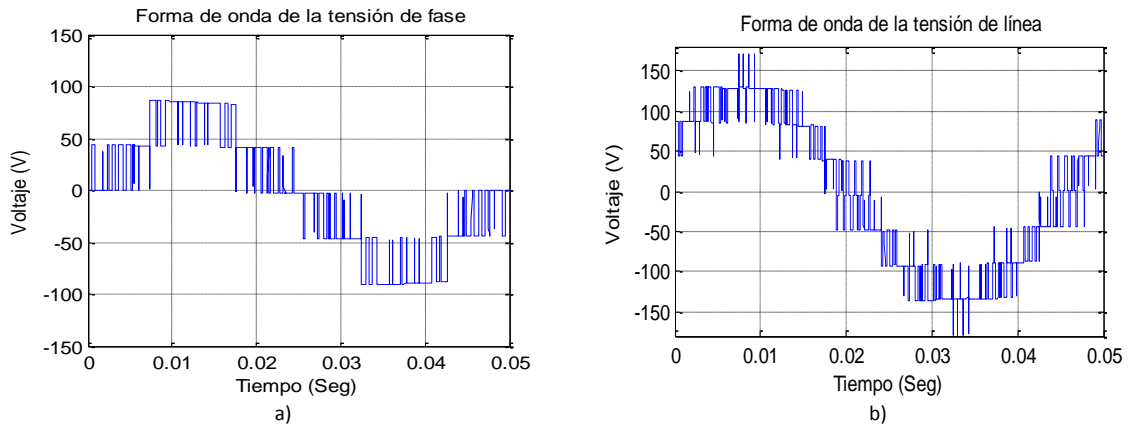
Las formas de onda de las tres tensiones de línea se muestran en la figura 5.6.a. En esta se observa claramente que es un sistema trifásico equilibrado y que las tres tensiones de línea poseen la misma forma de onda. Con respecto al Total de Distorsión Armónica la figura 5.7 muestra los contenidos de la tensión de línea, se observa que el valor RMS es de 66.96 voltios y que el THD es de tan solo 0,76%. Esto valida la optimización realizada y el buen comportamiento del convertidor en la simulación.



a) Forma de onda del sistema trifásico b) Valor RMS y THD de la tensión de línea para f=10 Hz

### 5.2.2. FRECUENCIA DE 20 HZ

Las formas de onda de la tensión de fase y de línea se muestran en la figura 5.7.



a) forma de onda de la tensión de fase b) forma de onda de la tensión de línea

La forma de onda de la tensión de fase se ve en la figura 5.7.a, esta modulación posee cinco niveles en cada fase y en la figura 5.7.b se muestra la forma de onda de la tensión de línea en donde se evidencia que el número de niveles aumenta a 9, también se incrementa el número de pulsos en cada nivel, esto se debe a la resta entre las tensiones de fase que genera la tensión de línea con más pulsos y más escalones.

En cuanto a los espectros armónicos, la figura 5.8.a. presenta el espectro evaluado por Simulink de la tensión de fase y la figura 5.8.b muestra el espectro de la tensión de línea.

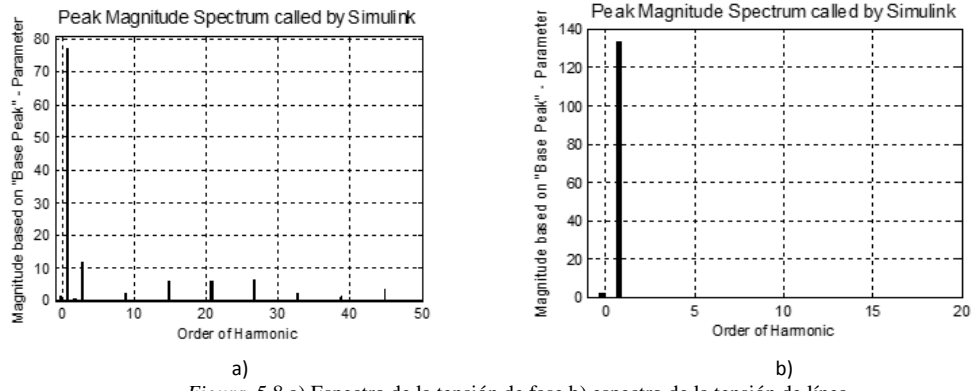


Figura. 5.8 a) Espectro de la tensión de fase b) espectro de la tensión de línea

En el espectro de fase se encuentran los terceros armónicos, esto no es de importancia ya que la optimización se realiza en la tensión de línea y según el algoritmo de optimización y el modelo matemático, en la tensión de línea esta presencia de armónicos triplens debe desaparecer. Hecho que se verifica en la figura 5.8.b. donde se observa el espectro armónico de la tensión de línea no tiene componentes armónicas apreciables. Las formas de onda de las tres tensiones de línea se muestran en la figura 5.10.a. donde se observa que el sistema es trifásico equilibrado y que las tres tensiones de línea poseen la misma forma de onda.

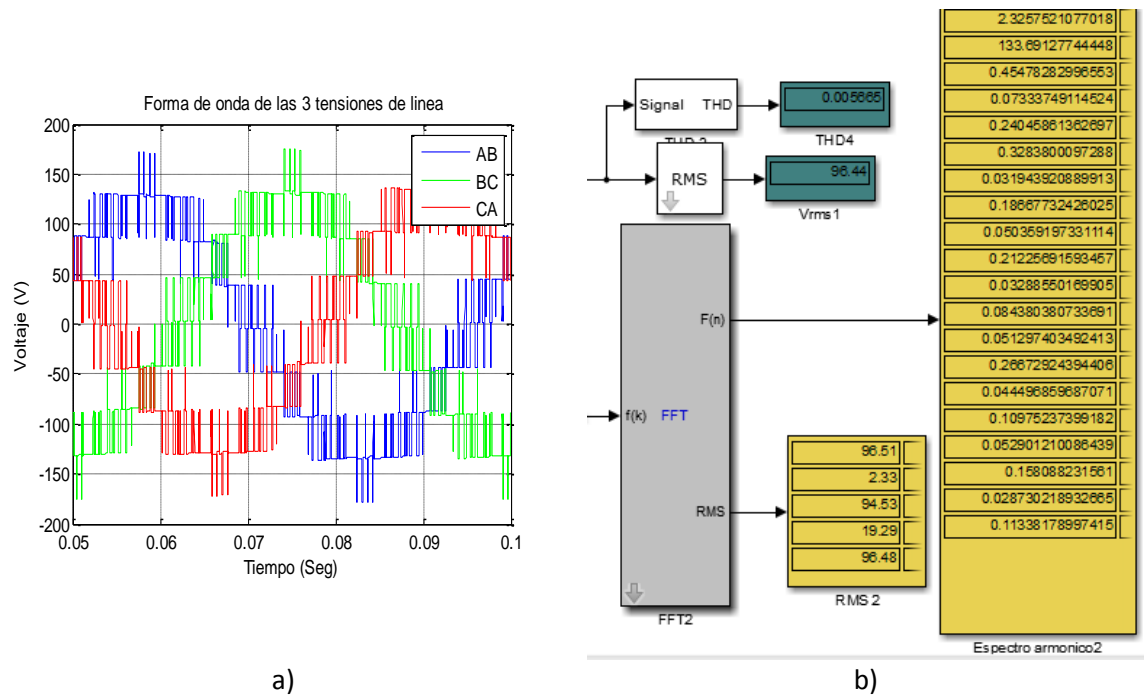


Figura.5.9.a) Forma de onda del sistema equilibrado trifásico b) Valor RMS y THD de la tensión de línea para f=20 Hz

En la Figura. 5.9.b. se observa el contenido armónico de la forma de onda de la tensión de línea, este muestra que el THD es 0,56% y el valor RMS es de 96,44 Voltios. Validando así la eficiencia del algoritmo de optimización para variar voltaje y frecuencia manteniendo el THD de línea en valores muy bajos, cercanos al cero por ciento y cumpliendo a cabalidad con la norma IEEE 519.



### 5.2.3. FRECUENCIA DE 50 HZ

Esta frecuencia es la nominal del motor a controlar. Las formas de onda de la tensión de fase y de línea se muestran en la figura 5.10.

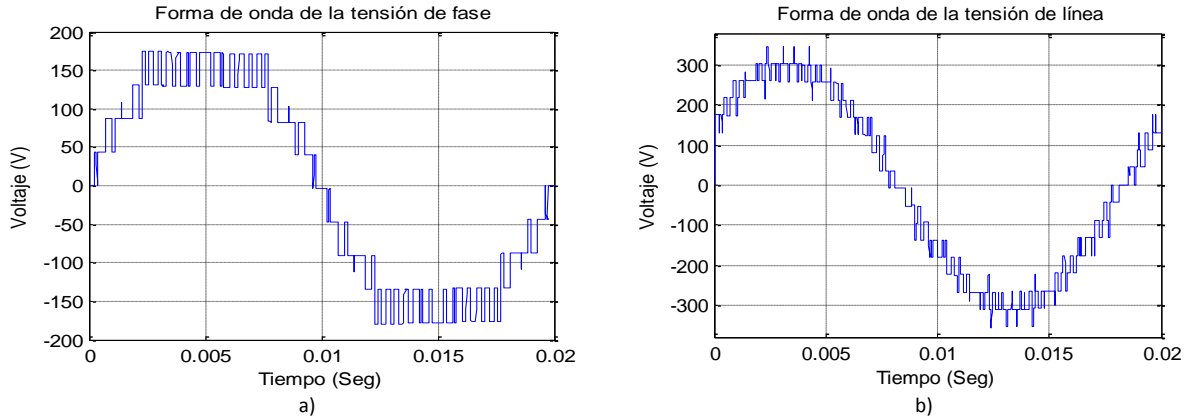


Figura 5.10 a) Forma de onda de la tensión de fase b) forma de onda de la tensión de línea

La forma de onda de la tensión de fase posee nueve niveles, en la figura 5.10.b se muestra la forma de onda de la tensión de línea en donde el número de niveles aumenta junto con el número de pulsos, esto se debe a la diferencia entre las tensiones de fase que genera la tensión de línea. La onda de voltaje de línea tiene 15 escalones. En cuanto a los espectros armónicos la figura 5.11.a. muestra el espectro evaluado por Simulink de la tensión de fase y la figura 5.11.b. muestra el espectro de la tensión de línea.

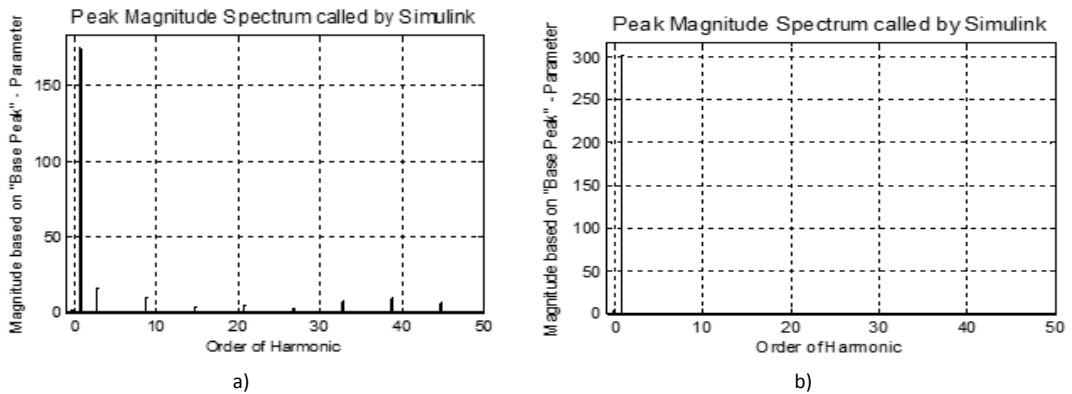


Figura. 5.11 a) Espectro de la tensión de fase b) espectro de la tensión de línea

En el espectro de fase se observa claramente que se encuentran los terceros armónicos, esto no es de importancia, ya que la optimización se realiza en la tensión de línea y según el algoritmo de optimización y el modelo matemático, en la tensión de línea esta presencia de armónicos triplens debe desaparecer. En la figura 5.12.b se observa el espectro de la tensión de línea en donde se ratifica que los armónicos triplens desaparecieron y el contenido armónico en el orden de los primeros cincuenta componentes es prácticamente nulo.

Las formas de onda de las tres tensiones de línea se muestran en la figura 5.12.a. en esta figura se observa que el sistema trifásico sigue siendo equilibrado y que las tres tensiones de línea poseen la misma forma de onda, además no se presenta la caída de los pulsos como se presentaba en las formas de onda a baja frecuencia.

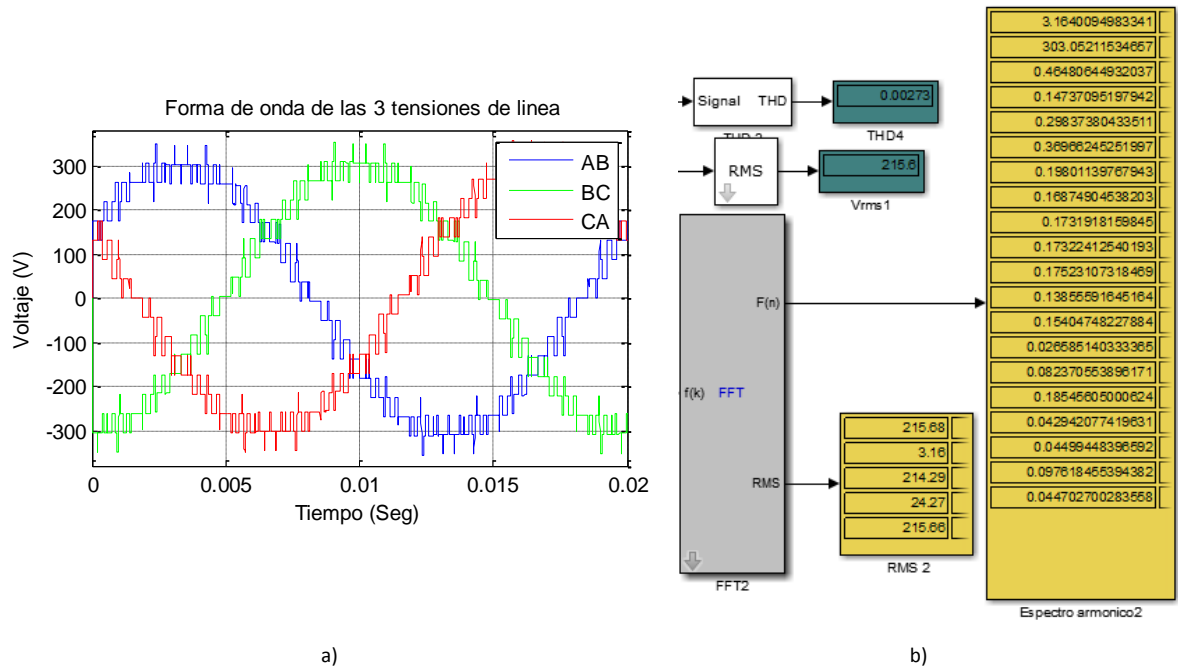


Figura. 5.12. a) Forma de onda del sistema equilibrado trifásico. b) Valor RMS y THD de la tensión de línea para  $f=50$  Hz

En la figura 5.12.b. se observa el contenido armónico de la forma de onda de la tensión de línea, este muestra que el THD es 0,273% y el valor RMS es de 215,6 Voltios. Validando así la eficiencia del algoritmo de optimización para variar voltaje y frecuencia manteniendo el THD de línea en valores muy bajos cercanos al cero por ciento, cumpliendo a cabalidad con la norma IEEE 519.

### 5.2.4. FRECUENCIA DE 60 HZ

Esta frecuencia es superior a la frecuencia nominal, por tanto el valor RMS de la tensión y la forma de onda serán iguales a las de la modulación de 50 Hz. Las formas de onda de la tensión de fase y de línea se muestran en la figura 5.13.

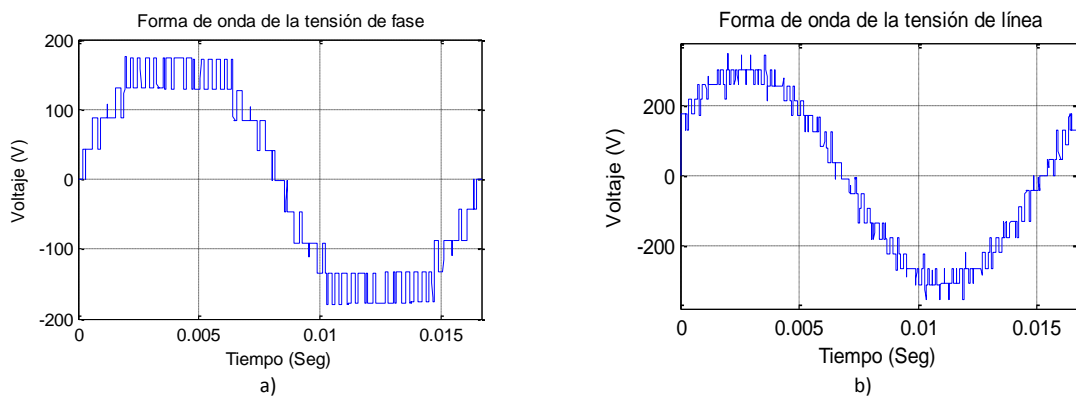


Figura 5.13 a) forma de onda de la tensión de fase b) forma de onda de la tensión de línea

La forma de onda de la tensión de fase se ve en la figura 5.13 a, donde se observa que la modulación posee los mismos nueve niveles que la modulación de 50 Hz, en la figura 5.13.b se muestra la forma de onda de la tensión de línea en donde el número de niveles es 15 y su forma de onda es igual a la de 50 Hz. En cuanto a

los espectros armónicos, la figura 5.14.a muestra el espectro evaluado por Simulink de la tensión de fase y la figura 5.14.b muestra el espectro de la tensión de línea.

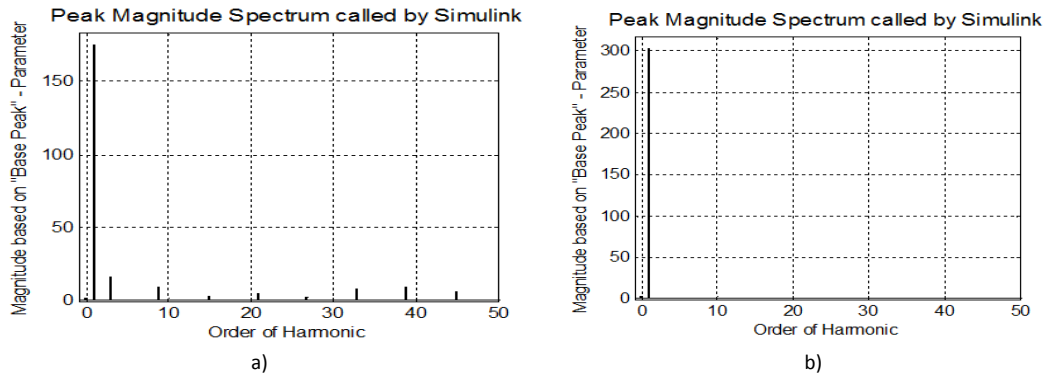


Figura. 5.14 a) Espectro de la tensión de fase b) espectro de la tensión de línea

En el espectro de fase se observa que se encuentran los terceros armónicos, esto no es de importancia, ya que la optimización se realiza en la tensión de línea. En la figura 5.14.b se observa el espectro armónico de la tensión de línea, en donde se ratifica que los armónicos triplens desaparecieron y el contenido armónico en el orden de los primeros cincuenta componentes es prácticamente nulo.

Las formas de onda de las tres tensiones de línea se muestran en la figura 5.15.a. se observa que el sistema trifásico sigue siendo equilibrado y que las tres tensiones de línea poseen la misma forma de onda, además no se presenta la caída de los pulsos como se presentaba en las formas de onda de baja frecuencia.

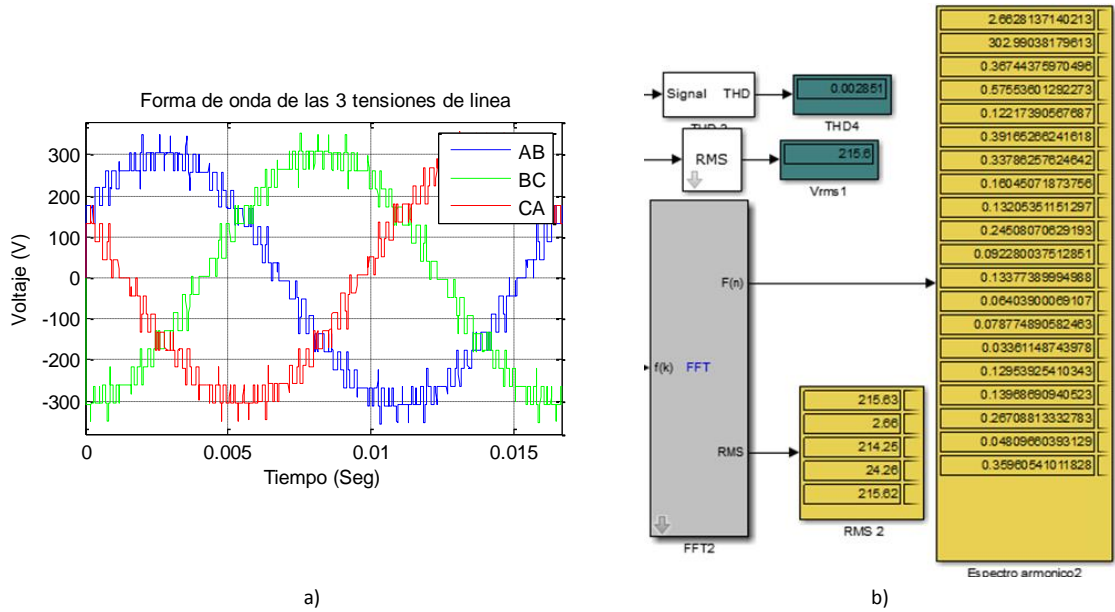


Figura. 5.15. a. Forma de onda del sistema equilibrado trifásico. b) Valor RMS y THD de la tensión de línea para  $f=50$  Hz

En la figura 5.15.b. se observa el contenido armónico de la tensión de línea, este muestra que el THD es 0,273% y el valor RMS es de 215,6 Voltios. Validando así la eficiencia del algoritmo de optimización para mantener el voltaje, por encima de la frecuencia nominal y variar la frecuencia, manteniendo el THD de línea en valores muy bajo, cercanos al cero por ciento y cumpliendo a cabalidad con la norma IEEE 519.

### 5.2.5. FRECUENCIA DE 90 HZ

Esta frecuencia es cercana a la frecuencia máxima de 100 Hz, por tanto el valor RMS de la tensión y la forma de onda serán iguales a las de la modulación de 50 Hz. Las formas de onda de la tensión de fase y de línea se muestran en la figura 5.16.

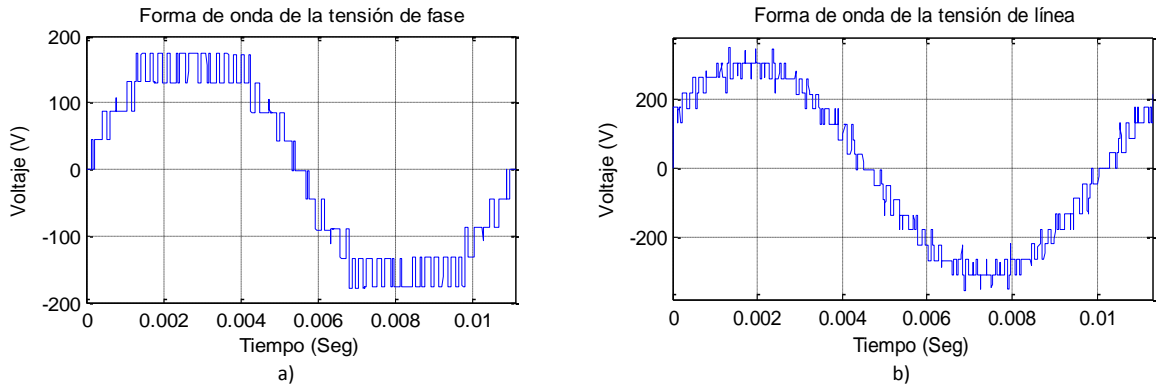


Figura 5.16 a) forma de onda de la tensión de fase b) forma de onda de la tensión de línea

La forma de onda de la tensión de fase se ve en la figura 5.16 a, esta modulación posee los mismos nueve niveles en fase que la modulación de 50 Hz, en la figura 5.16.b se muestra la forma de onda de la tensión de línea, en donde claramente se observa que el número de niveles es 15 y su forma de onda es igual a la de 50 Hz. En cuanto a los espectros armónicos la figura 5.17.a muestra el espectro evaluado por Simulink de la tensión de fase y la figura 5.17.b muestra el espectro de la tensión de línea.

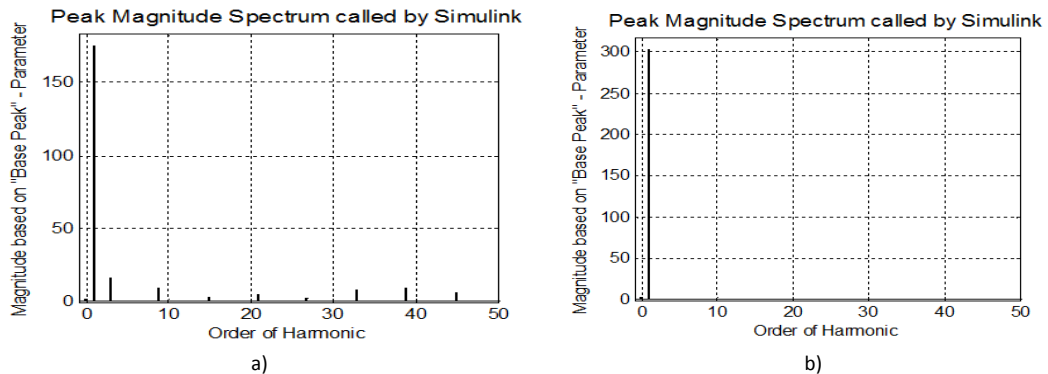


Figura. 5.17 a) Espectro de la tensión de fase b) espectro de la tensión de línea

En el espectro de fase se observa que se encuentran los terceros armónicos, esto no es de importancia, ya que la optimización se realiza en la tensión de línea. En la figura 5.17.b se observa el espectro armónico de la tensión de línea, en donde se ratifica que los armónicos triplens desaparecieron y el contenido armónico en el orden de los primeros cincuenta componentes es prácticamente nulo.

Las formas de onda de las tres tensiones de línea se muestran en la figura 5.18.a, se observa que el sistema trifásico sigue siendo equilibrado y que las tres tensiones de línea poseen la misma forma de onda, además no se presenta la caída de los pulsos como se presentaba en las formas de onda de baja frecuencia.

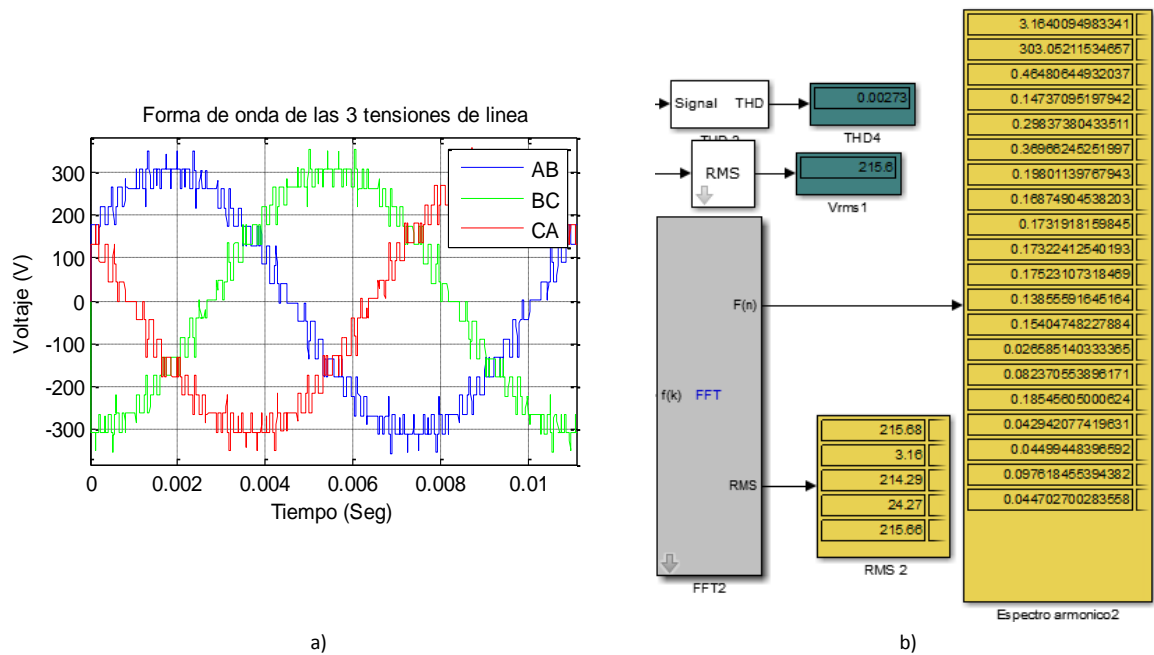


Figura. 5.18. a) Forma de onda del sistema equilibrado trifásico. b) Valor RMS y THD de la tensión de línea para f=50 Hz

En la figura 5.18.b. se observa el contenido armónico de la forma de onda de la tensión de línea, este muestra que el THD es 0,273% y el valor RMS es de 215,6 Voltios. Validando así la eficiencia del algoritmo de optimización para mantener el voltaje, variar la frecuencia y mantener el THD de línea en valores muy bajos cercanos al cero por ciento, cumpliendo a cabalidad con la norma IEEE 519.

### 5.3. ALIMENTACIÓN DEL MOTOR DE INDUCCIÓN CON EL CONVERTIDOR

Como primera medidas e asignaron los parámetros del motor como se muestran en la siguiente figura.

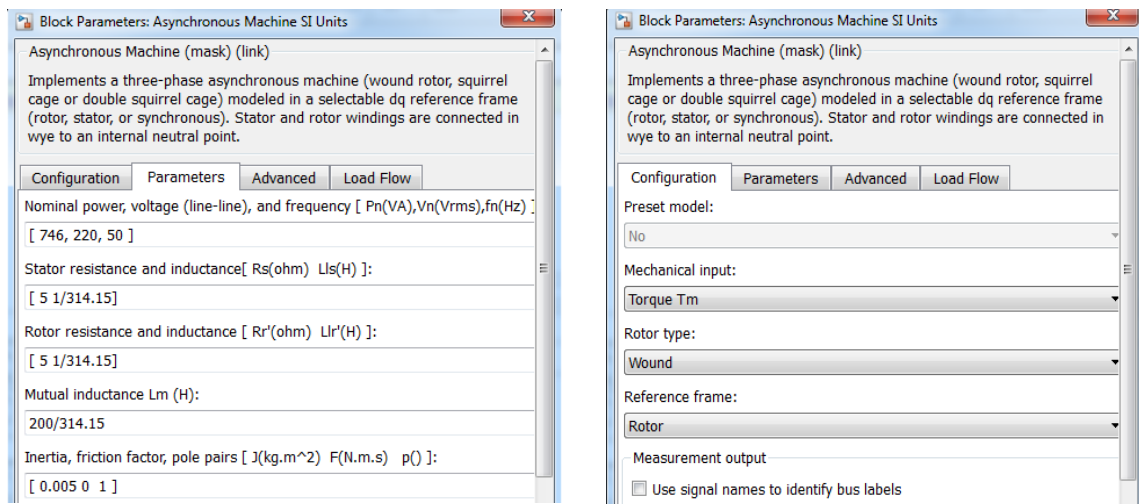


Figura. 5.19 Asignación de los parámetros del motor.

Estos parámetros se asignaron en concordancia con los parámetros nominales del motor de inducción de rotor bobinado, que se tiene disponible en el laboratorio de máquinas eléctricas de la universidad de Pamplona y que se va a utilizar en las pruebas experimentales.

### 5.3.1. TENSIONES DEL VARIADOR

Como una muestra de los que sucede cuando el variador de frecuencia cambia la frecuencia de alimentación del motor, se realizó una prueba en la cual la frecuencia cambió de 20 a 40 y a 60 Hz de una manera rápida, es decir en unos cuantos ciclos. Los resultados se muestran en la figura 5.17.

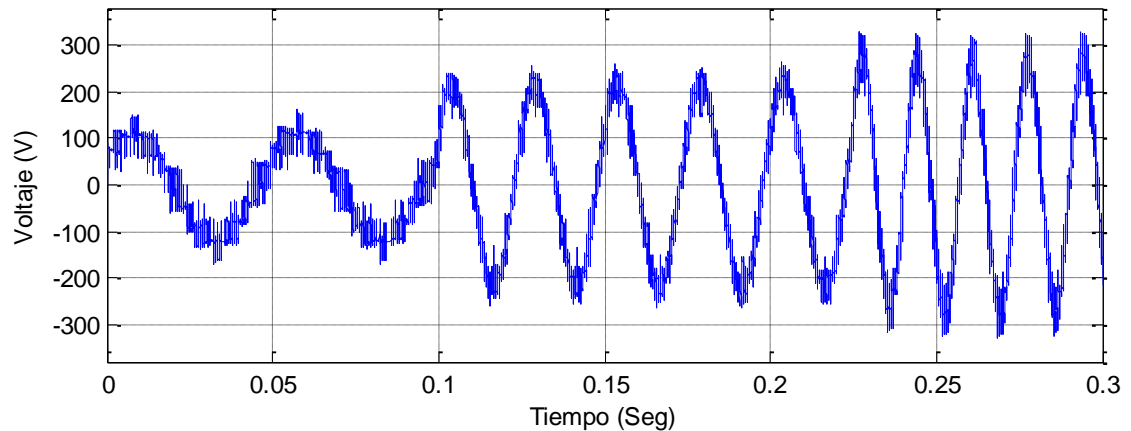


Figura. 5.20. Forma de onda de la tensión de línea frente a variaciones de frecuencia.

En esta figura se observa como el número de escalones que utiliza el convertidor va variando en términos de aumentar o disminuir la tensión, de igual forma se visualiza como la frecuencia va cambiando, esta prueba ratifica el buen funcionamiento del algoritmo de control del convertidor y ratifica el buen funcionamiento del variador.

### 5.3.2 CORRIENTES DE ENTRADA AL MOTOR

Para la prueba anterior se observaron las corrientes de entrada al motor en los transitorios de cambio de frecuencia; las corrientes tienen la forma mostrada en la figura 5.21, estas no son ondas sinusoidales constantes, sino que van cambiando la magnitud, sin embargo el comportamiento sinusoidal es innegable.

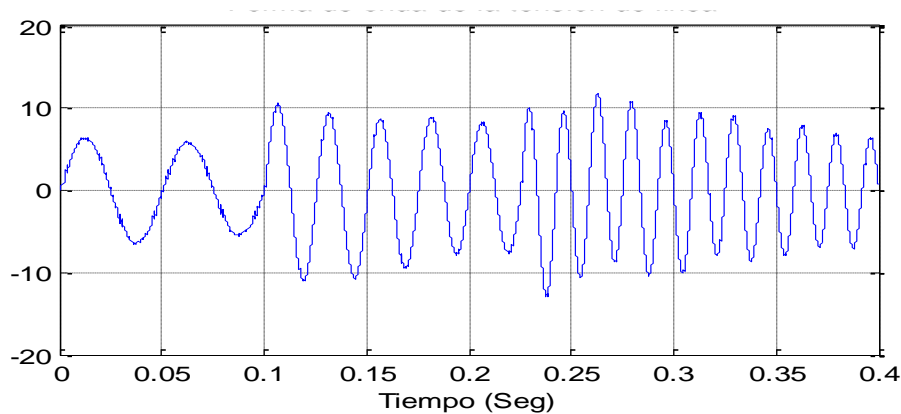


Figura. 5.21. Forma de onda de la corriente de línea frente a variaciones de frecuencia.

En la figura anterior se observa que la corriente sea cual sea la frecuencia tiene forma sinusoidal eso deja entrever que el espectro armónico y que el THD van a ser muy bajos. Para observar esto, se alimentó el motor con una frecuencia de 60 Hz, superior a la nominal y se midieron las variables del motor; dentro de ellas la corriente del estator, en la figura 5.22 se muestra la forma de la corriente durante el arranque y en estado estacionario.

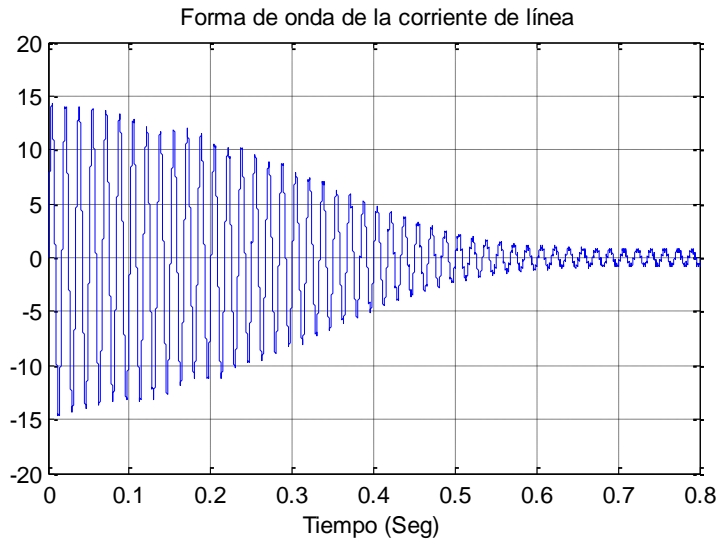


Figura.5.22 Forma de onda de la corriente de línea.

En la figura 5.23 se muestra la forma de onda de la corriente de estado estacionario, se observa que esta tiene una forma cercana a la sinusoidal, sin embargo, se observan algunas perturbaciones en la corriente.

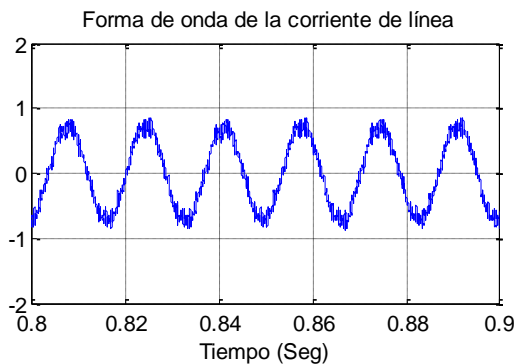


Figura.5.23 Forma de onda de la corriente de línea.

En la figura 5.24 se muestra el contenido espectral de la forma de onda de la corriente cuando tiene un valor cercano a los 10 amperios RMS, se observa que el espectro es prácticamente nulo, sin embargo se percibe una pequeña presencia de armónicos de bajo orden, esta presencia no es muy notoria. En la figura 5.25 se muestra el análisis del FFT realizado por *Simulink*, donde se evidencia que los armónicos de bajo orden existen pero son despreciables, el THD de la onda de corriente también se detalla en la figura 5.25, este tiene un valor de 1.4%

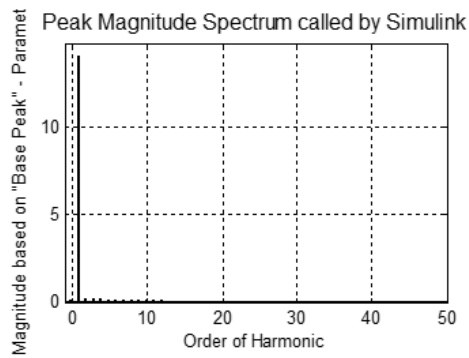


Figura. 5.24. Espectro armónico de la corriente cuando tiene un valor cercano a 10 A.

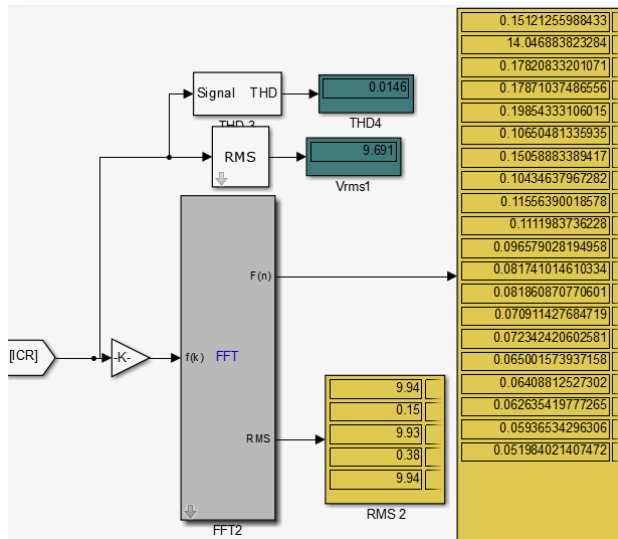


Figura. 5.25. Contenido armónico de la corriente cuando tiene un valor cercano a 10 A.

De igual forma, se muestra en la figura 5.26 el espectro armónico de la onda de corriente cuando tiene un valor de 0.5 Am que es el valor de estado estacionario.

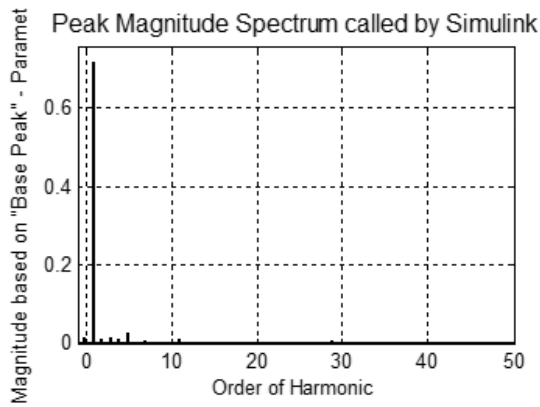


Figura. 5.26. Espectro armónico de la corriente cuando tiene un valor cercano a 0.5 A.



En la anterior figura se observa una presencia de armónicos de bajo orden, estas magnitudes son más apreciables que las de la corriente de 9.61 A, esto deduce que a mayor corriente el filtrado que se genera en los devanados de los transformadores y el motor sobre la onda de corriente es mayor. En la figura 5.27 se muestra el contenido armónico de la onda de corriente.

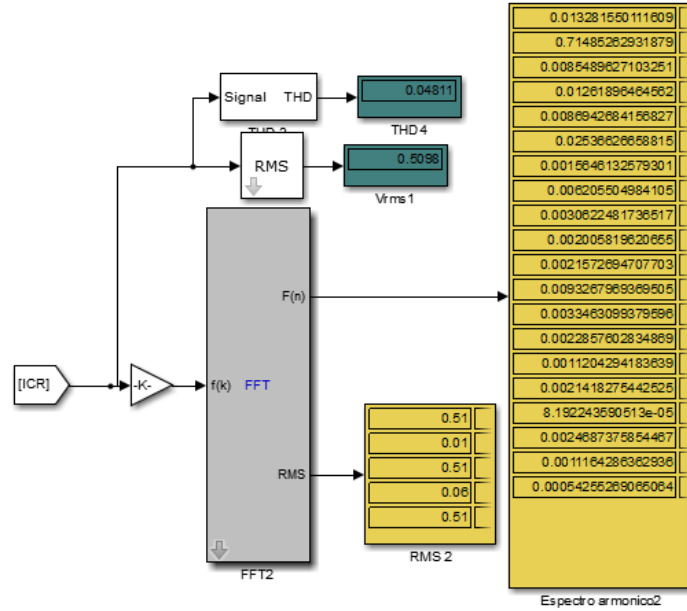


Figura. 5.27. Contenido armónico de la corriente cuando tiene un valor cercano a estado estacionario.

El THD de la forma de onda de la corriente es de 4.88% que es un valor bastante alto para lo que se quiere realizar en esta tesis, sin embargo se espera que en la etapa de implementación esto mejore, ya que los transformadores van a ser realizados bajo una nueva metodología de diseño.

### 5.3.3 CORRIENTES ROTÓRICAS

En la figura 5.28 se muestra la forma de onda de la corriente rotórica, se ve que en los momentos de gran inducción, la corriente tiene un valor alto, en esos intervalos de tiempo la forma de onda es prácticamente sinusoidal.

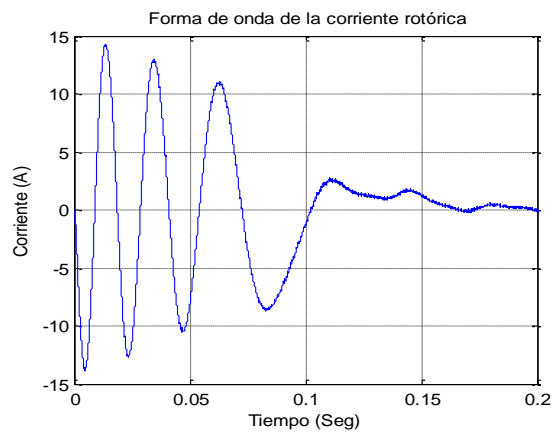


Figura. 5.28. Forma de onda de la corriente rotórica.

La corriente se ve que se asemeja mucho a una onda sinusoidal, debido al bajo contenido armónico de la alimentación. Sin embargo, el beneficio de la alimentación de bajo contenido armónico se verá reflejado en el par y en la velocidad.

### 5.3.4 VELOCIDAD MECÁNICA

En la figura 5.29 se muestra la gráfica de velocidad vs tiempo.

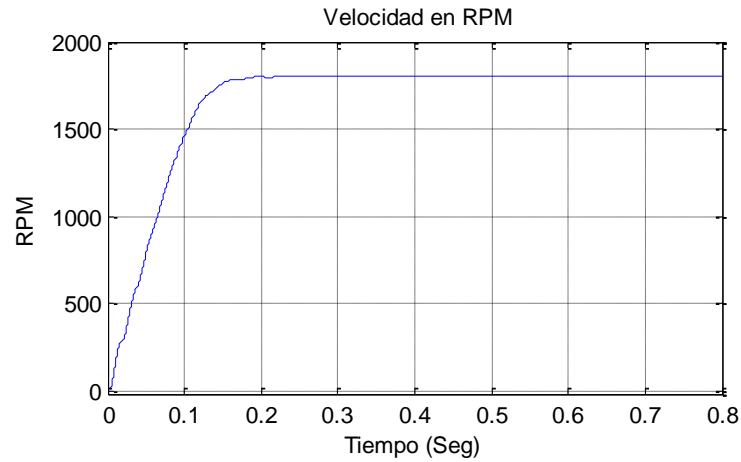


Figura. 5.29 Velocidad mecánica de la máquina en RPM

En la anterior figura se muestra que la velocidad tiene un comportamiento alisado, no existen perturbaciones ni grandes variaciones, tanto en el arranque como en el estado estable, esto evidencia la ventaja de alimentar el motor de inducción con el convertidor multinivel.

### 5.3.5 PAR ELECTROMAGNÉTICO

En la figura 5.30 se muestra la forma del par electromagnético

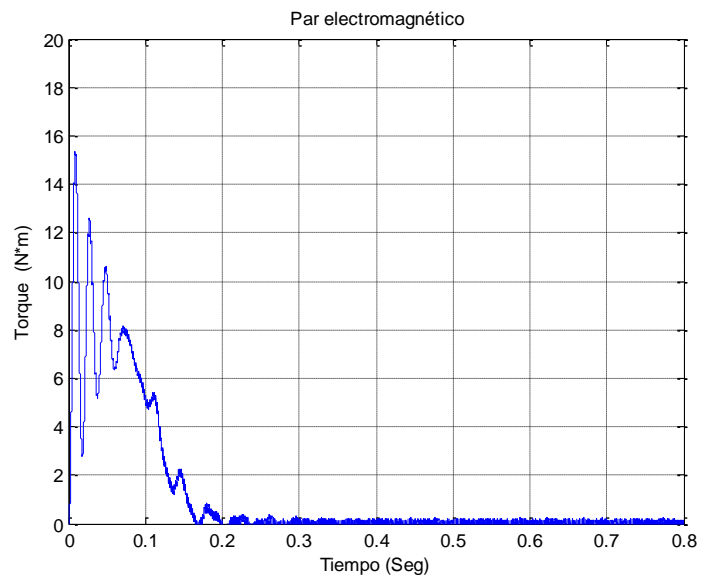


Figura. 5.30 Par electromagnético

En la figura se evidencia que el par tiene un comportamiento relativamente suave, debido a que el inversor multinivel al no inyectar armónicos considerables no genera pares opuestos lo cual disminuye el rizado en el torque, si se revisa el trabajo propuesto en (Diaz Rodriguez, Pabón Fernández, & Anaya, 2014) se observa que le comportamiento presentado es bueno.

# **CAPÍTULO VI**

## **IMPLEMENTACIÓN Y PRUEBAS DEL CONVERTIDOR**

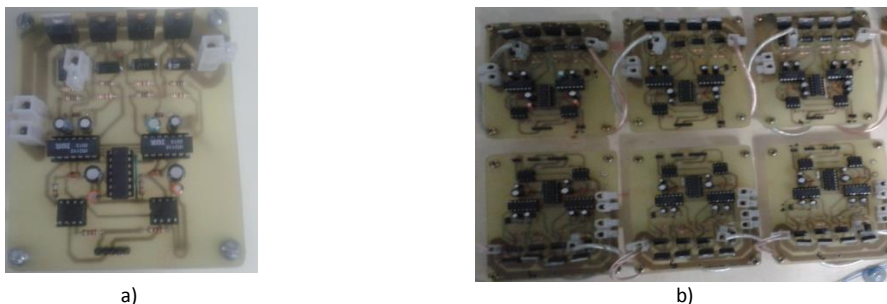
En este capítulo se muestra la implementación de las diferentes etapas del convertidor, dando como resultado el prototipo de un inversor multinivel de potencia de puentes H en cascada, de fuente común con relación asimétrica 1:3 y con la capacidad de variar su frecuencia desde 1 Hz hasta 100 Hz. En la primera parte del capítulo se muestra de manera general la implementación de cada etapa y el prototipo final; en la segunda sección del capítulo se muestran las pruebas de funcionamiento sin el motor, con el fin de validar la obtención de la ley  $V$  vs  $f$  y la optimización del contenido armónico, en la tercera sección se realizan pruebas con el motor, pero sin el control de velocidad, se realizan para validar la calidad de la energía tanto en THD como en otros aspectos como desbalances y regulación de tensión; estos ensayos ratifican que la topología se puede utilizar en variadores de frecuencia siempre y cuando el diseño de los transformadores se haga de manera adecuada, en este caso siguiendo la metodología propuesta por el autor de este trabajo (Díaz-Rodríguez, Pabón-Fernández, & Caicedo-Peñaranda, 2015). |

### **6.1 IMPLEMENTACIÓN DEL CONVERTIDOR**

A continuación, se muestran las etapas del convertidor de potencia y sus respectivas implementaciones.

#### **6.1.1 ETAPA DE ACOPLA Y PUENTES H**

El circuito impreso de la Figura. 4.11 fue implementado como se muestra en la figura 6.1.a:



*Figura. 6.1 a) Circuito implementado por puente. b) Puentes implementados en el proyecto.*

Este circuito necesita de una alimentación de 15 y 5 voltios en dc, de igual forma necesita una entrada de potencia a 48 Vdc proveniente del bus de CD y una entrada lógica compuesta por dos señales de control. En la figura 5.1.b se muestran los seis puentes construidos en esta etapa del proyecto. En donde se observan los seis puentes necesarios para el convertidor trifásico, tres para los escalones de baja conmutación de cada fase y tres para los escalones de alta conmutación de las mismas, como los puentes se diseñaron iguales y con los mismos dispositivos de potencia, por economía, los puentes se pueden utilizar para alta o baja conmutación indiscriminadamente.

#### **6.1.2 FUENTES DE 5 Y 15 VOLTIOS**

En la figura 6.2 se muestra la implementación de los circuitos impresos mostrados en la figura 4.13 la implementación es de dos circuitos iguales ya que cada uno de ellos alimentara 3 puentes, este circuito se

energiza de la mitad del bus de cd es decir de 24 Voltios provenientes, de una batería de las dos que componen el sistema fotovoltaico.



Figura.6.2 Circuitos implementados para las fuentes de 5V y 15V.

### 6.1.3 PROTECCIONES CONTRA CORTOCIRCUITOS

En la fotografía 6.3 se observa el bus de DC de 48 voltios y la derivación de cada uno de los puentes H a través de los fusibles de protección contra cortocircuito.



a)



b)

Figura.6.3.a. Conexión de los fusibles al bus de cd.b. Conexiones de los fusibles a los primeros dos puentes del convertidor

Estos fusibles se conectan a través de conductores a cada uno de los puentes H, como se muestra en la figura 6.3.b.

### 6.1.4 DISIPADORES

La figura 6.4 muestra la implementación de los puentes H con sus respectivos disipadores y la ventilación forzada adicional



Figura 6.4. Arreglo de ventiladores para aumentar la refrigeración de los mosfets

### 6.1.5 TRANSFORMADORES

Los seis transformadores implementados se muestran en la fotografía de la figura 6.5.a, en donde se observan las diferencias entre los transformadores de baja frecuencia, que son más grandes porque asumen más potencia y los de alta frecuencia que son más pequeños que asumen menor potencia.

En la figura 6.5.b se muestra la implementación de los bornes de conexión del banco de transformadores, en ella se ve las entradas de cada uno de ellos y las respectivas salidas.

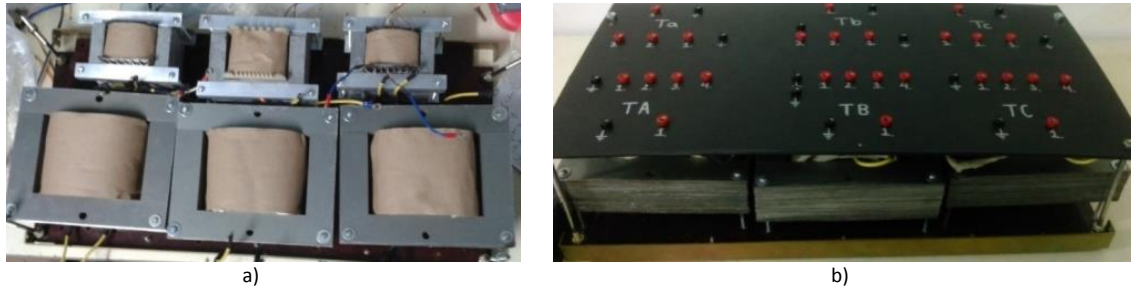


Figura. 6.5. a) Transformadores implementados en el proyecto. b. Fotografía del banco de transformadores con los bornes de conexión.

### 6.1.6. ETAPA DE CONTROL

La etapa de control se realizó con la FPGA VIRTEX5 XUPV5-LX110T, en la figura 6.6 se muestra la conexión de los puentes H a la FPGA mediante los conductores dispuestos para las 12 señales de control y la tierra.

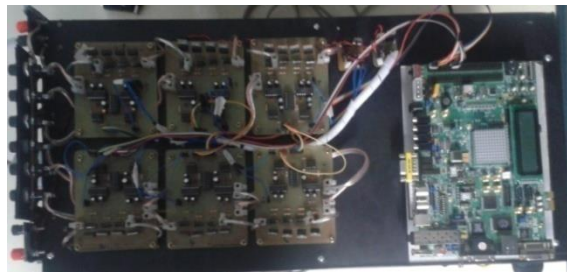


Figura.6.6. Conexión FPGA a los puentes H.

### 6.1.7 CARCASA Y BORNES DE CONEXIÓN

En la figura 6.7 se muestra el prototipo con la carcasa implementada al igual que los bornes de conexión, el bus de 48 voltios, la alimentación de control a 24, las salidas trifásicas, el interruptor de encendido y la protección termo magnética principal del bus de CD.



Figura.6.7. a. Prototipo con carcasa. b. Bornes de conexión

## 6.2 PRUEBAS DE FUNCIONAMIENTO: VALIDACIÓN DE LA LEY DE MANDO $V$ VS $F$ Y OPTIMIZACIÓN DEL THD

Para validar el funcionamiento del convertidor se realizaron pruebas de laboratorio, en las cuales se midió la calidad de la energía de las tensiones de línea suministradas por el inversor, se observaron también los valores RMS y la frecuencia de las tensiones, para validar también el funcionamiento del convertidor como variador de frecuencia. El montaje de las pruebas se muestra en la figura 6.8.

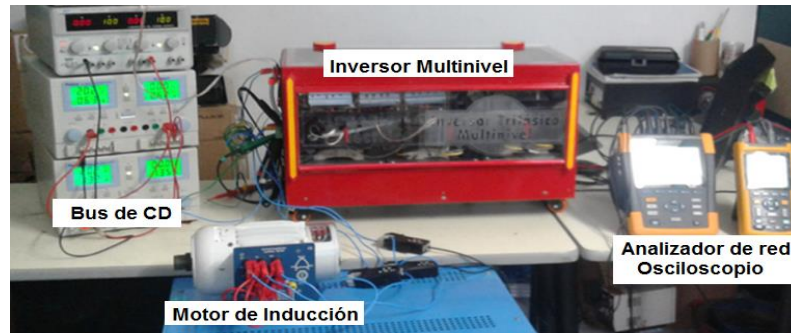


Figura.6.8. a. Prototipo con carcasa. b. Bornes de conexión.

Para medir el total de distorsión armónica en las tensiones de línea se utilizaron dos equipos: el osciloscopio Fluke 125 y el analizador de red Fluke 434. El analizador de red permite medir con alta precisión el contenido armónico de voltajes y corrientes en el rango de frecuencias cercanas a 50 ó 60 Hz, sin embargo, para esta aplicación no es de mucha utilidad, ya que se pretende la validación de las frecuencias entre 1 y 100 Hz. El osciloscopio si permite medir el contenido armónico de cualquier frecuencia, sin embargo no va a tener la misma precisión que el analizador.

A continuación se dan los resultados de la validación, en la primera parte se muestran las formas de onda y el espectro armónico utilizando el osciloscopio para varias frecuencias de muestra. El THD mostrado es bastante bajo, sin embargo no es cercano al cero por ciento, esto se debe a la presencia de los transformadores y a la falta de precisión del FFT del osciloscopio, por esta razón en la segunda parte se hace la validación con el analizador en frecuencias cercanas a los 50 y 60 Hz, de igual forma se realiza un estudio de calidad de la energía.

### 6.2.1 VALIDACIÓN LEY DE MANDO V vs F Y OPTIMIZACIÓN THD

El convertidor presentó un excelente comportamiento en cuanto a la variación del valor RMS de la tensión de línea, en la figura 6.9.a. se observa la forma de onda de la tensión a una frecuencia de 100 Hz (máxima frecuencia) y donde el nivel RMS es de 220 Voltios. En la figura 6.9 b se evidencia el espectro armónico optimizado de esta tensión.

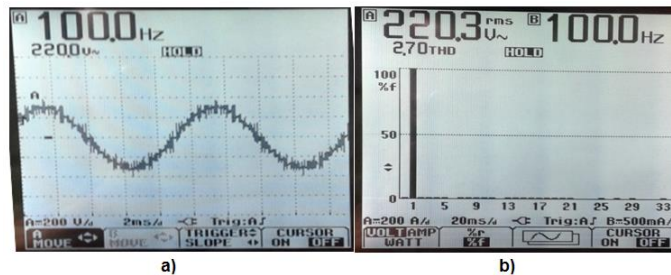


Figura.6.9 a) Forma de onda de la tensión de línea a 100 Hz b) espectro armónico

El THD de la tensión de línea es de 2.7% este THD cumple a cabalidad con el estándar IEEE 519 para sistemas de baja tensión.

En la figura 6.10.a. se observa la forma de onda de la tensión de línea a una frecuencia de 60 Hz que es una frecuencia por encima de la nominal y donde el nivel de tensión RMS es de 220 Voltios.

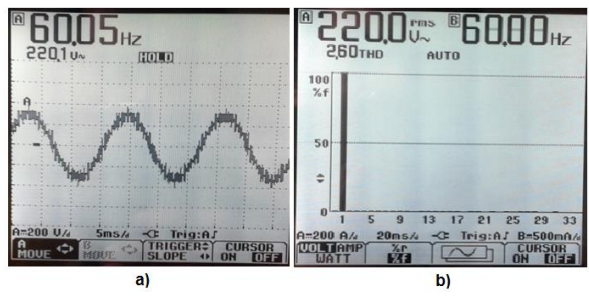


Figura. 6.10 a) Forma de onda de la tensión de línea a 60 Hz b) espectro armónico

La figura 6.10 b muestra el espectro armónico optimizado y que el THD de la tensión de línea es de 2.6%, este THD cumple a cabalidad con el estándar IEEE 519 para sistemas de baja tensión. La forma de onda es idéntica a la de la figura 6.9, esto se debe a que para modulaciones con frecuencias superiores a los 50 Hz son iguales pues tienen el mismo valor RMS, solo cambia la duración de los pulsos y por ende la frecuencia.

En la figura 6.11.a. se observa la forma de onda de la tensión de línea a una frecuencia de 40 Hz y donde el nivel de tensión RMS es de 156.9 Voltios. Como se puede observar la forma de onda es diferente a las anteriores, esto se debe a que el nivel de tensión es inferior, ya que la frecuencia está por debajo de la frecuencia nominal.

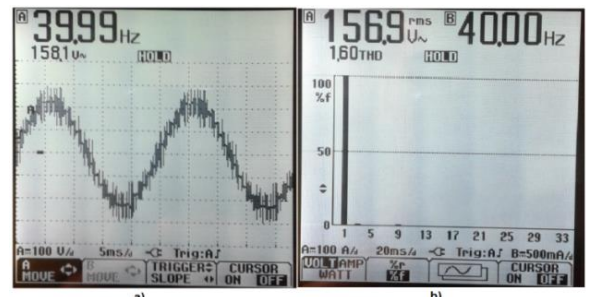


Figura. 6.11. a) Forma de onda de la tensión de línea a 40 Hz b) espectro armónico

El THD de la tensión de línea es de 1,6%, este THD cumple a cabalidad con el estándar IEEE 519 para sistemas de baja tensión, este THD es inferior al medido en las pruebas anteriores, esto se debe a que como la frecuencia baja, el instrumento de medición puede tomar más muestras y hacer un cálculo más preciso. El espectro armónico se puede ver en la figura 6.11.b

En la figura 6.12.a. se observa la forma de onda de la tensión de línea a una frecuencia de 20 Hz, el nivel de tensión RMS es de 93.4 Voltios. Como se puede observar la forma de onda tiene menor número de escalones que las anteriores, el número de niveles es de tan solo 7 mientras que en la tensión de línea mostrada en la figura 6.11 eran 13 y en las figuras 6.10 y 6.9 eran de 15 escalones.

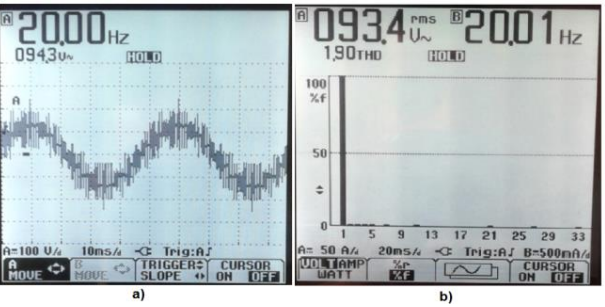


Figura.6.12 a) Forma de onda de la tensión de línea a 20 Hz b) espectro armónico



El THD de la tensión de línea es de 1,9%, este THD cumple a cabalidad con el estándar IEEE 519 para sistemas de baja tensión.

### 6.2.2. VALIDACIÓN CALIDAD DE LA ENERGÍA DEL CONVERTIDOR EN VACÍO

En la siguiente prueba se colocó el variador de frecuencia a operar a 60 Hz y se capturaron las formas de onda de las tensiones de línea y de fase para validar con más precisión el contenido armónico, la calidad de la energía y el funcionamiento del convertidor, para esto se utilizó al analizador fluke 434, se seleccionó la frecuencia de 60 Hz ya que es una frecuencia diferente a la nominal y se puede medir bien con el analizador.

#### Resultados de la tensión Fase

- *Forma de onda*

La forma de onda de la tensión de fase se muestra en la figura 6.13. La figura 6.13.a muestra la forma de onda en la simulación y la figura 6.13.b muestra la forma de onda capturada por el osciloscopio

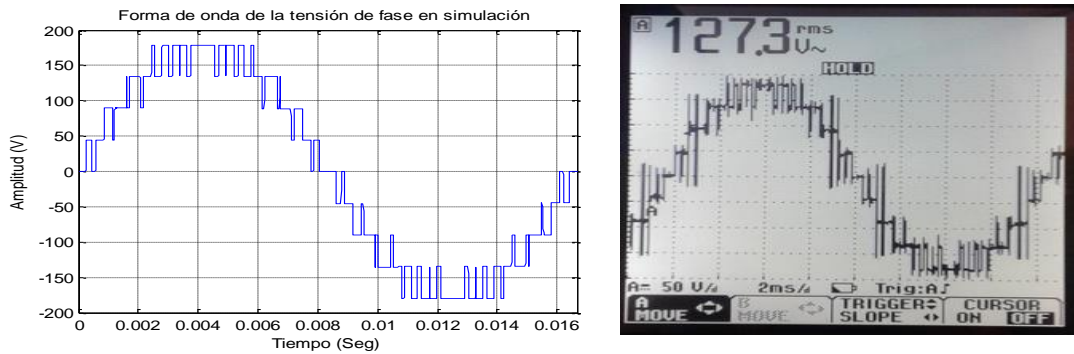


Figura. 6.13. Formas de onda de la tensión de fase.

Se puede ver claramente la correspondencia entre las dos formas de ondas de tensión, presentándose pequeñas deformidades en la forma de onda obtenida en la prueba, sin embargo como se verá más adelante esas deformaciones debido a sobre impulsos desaparecen con la conexión del motor.

La figura 6.14 muestra la comparación entre las tres formas de onda de fase dadas por la simulación (figura 6.14.a) y las formas de onda capturadas por el analizador Fluke 434 (figura 6.14b)

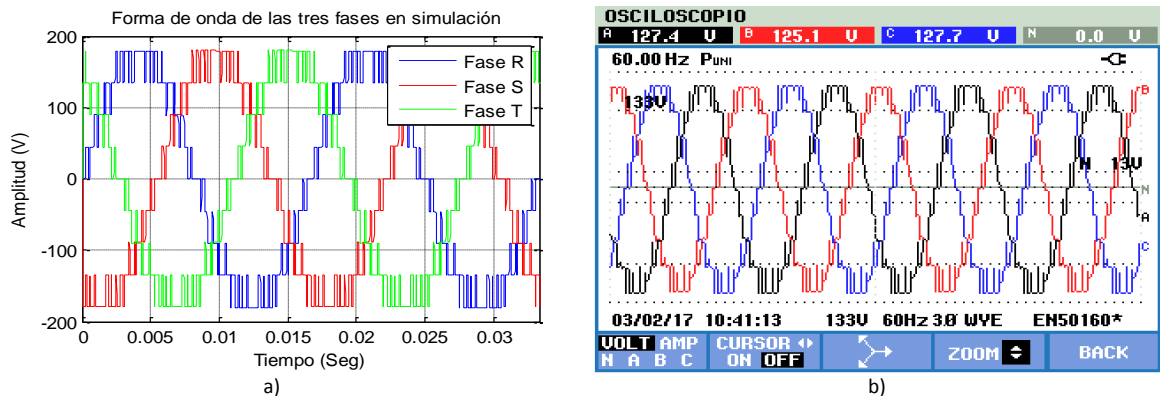


Figura 6.14. Formas de onda de las tres tensiones de fase. a) En simulación b) en la prueba

La correspondencia de las formas de onda de las tensiones de fase es notoria, sin embargo debido a la falta de resolución del analizador para mostrar las formas de onda, no se alcanza a percibir la presencia de todos los pulsos, como si se evidenciaban en el osciloscopio (figura 6.13.b).

- *Valores eficaces y desbalances*

Los valores eficaces de las tensiones de fase tomadas por el analizador, se muestran en la tabla.

Tabla 6.1. Valores RMS de las tensiones de fase

Vrms fase R	Vrms Fase S	Vrms Fase T
127.4 V	125.1 V	127.7 V

Los valores RMS de las fases están desequilibradas debido a las pequeñas imperfecciones en la construcción de los transformadores, ya que estos se desarrollaron de forma manual, es decir artesanalmente. Sin embargo el desequilibrio entre las fases es muy bajo, una forma de determinar el desbalance de tensión es aplicando la ecuación(Sanchez, 2009):

$$FDB = \frac{Max((\Delta V_{ab}, \Delta V_{bc}, \Delta V_{ca},))}{V_{prom}} \quad (6.1)$$

$$V_{prom} = 126.73 V$$

Las desviaciones al valor promedio son:

$$\Delta V_a = 127.4 V - 126.73V = 0.66 V$$

$$\Delta V_b = 1.63$$

$$\Delta V_c = 0.97$$

Por tanto,

$$FDB = \frac{1.63}{126.73} * 100\% = 1.28\%$$

Este desbalance es aceptable, ya que según el estándar EN50160(Markiewicz & Klajn, 2004), el máximo de desbalance permisible es del 2%; de igual forma este desbalance se puede eliminar fácilmente si lo transformadores se hace de manera técnica con las maquinas requeridas y no de forma artesanal.

- *Desfases y frecuencia*

Con respecto a los desfases, la siguiente figura muestra el diagrama fasorial de las tres tensiones de fase medidas por el analizador Fluke.

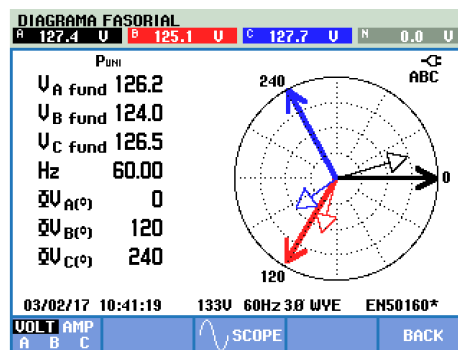


Figura 6.15. Diagrama fasorial de las tres tensiones de fase.

En la figura 6.15 se muestra que los desfases del sistema de secuencia positiva ABC, es de 0, 120 y 240 grados eléctricos, lo cual indica que los ángulos son exactamente los deseados y que el algoritmo de control es muy preciso. De igual forma, en esta figura es apreciable que la frecuencia de las ondas es exactamente 60Hz lo cual ratifica la precisión de los tiempos calculados e implementados.

- *Espectro armónico y THD*

En la figura 6.16 se muestra el comparativo entre el espectro armónico de la tensión de fase en la simulación (figura 6.16a) y en la prueba experimental de vacío (figura 6.16b).

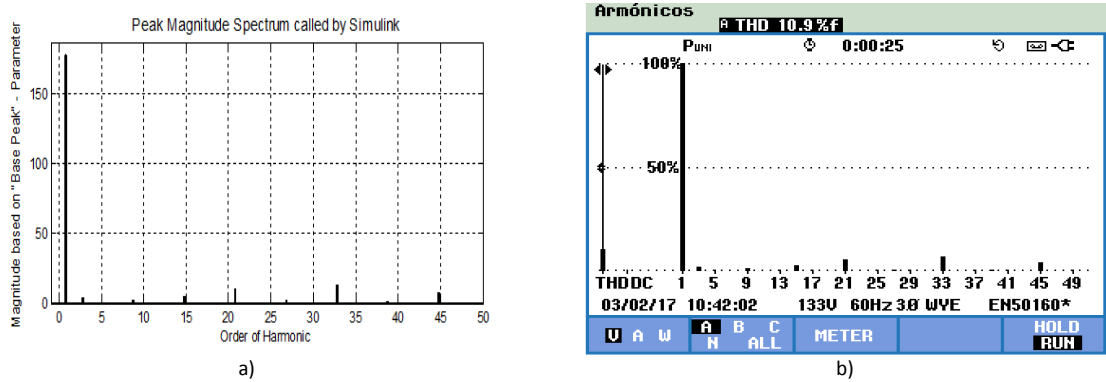


Figura 6.16. Espectro armónico de la tensión de fase: a) en simulación, b) calculado por el analizador Fluke 434.

En la figura 6.16 se muestra la clara correspondencia entre el espectro dado por la simulación y el espectro obtenido en la prueba. Se observa que los armónicos presentes son los triplens 3, 9, 15, 21, 33 y 45, donde el armónico 33 tiene la mayor magnitud. En cuanto al total de distorsión armónica en la figura 7.b. se observa que el contenido experimental es de 10.9%. En la tabla 6.2 se resume el THD hallado en simulación y en la prueba experimental. Estos contenidos superan el 5% establecido por la IEEE 519, sin embargo esto no importa debido a que la optimización se propone en línea

Tabla 6.2. THD de la onda de tensión teórico y experimental

THD teórico	THD experimental
10, 86%	10,90%

La figura 6.17 muestra una ampliación del espectro de la tensión de fase, tanto en la simulación (figura 6.17.a) como en la validación experimental (figura 6.17.b).

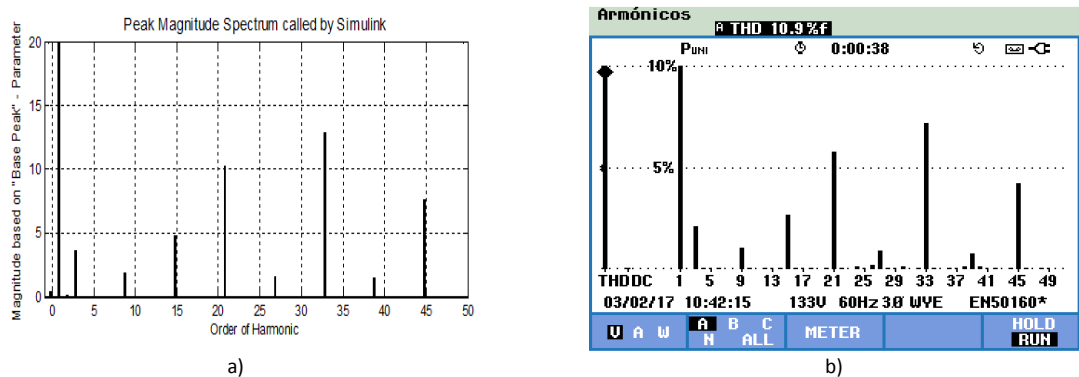


Figura 6.17. Ampliación del espectro armónico de la tensión de fase: a) en simulación, b) calculado por el analizador Fluke 434.

En la figura 6.17 se ve de una mejor manera la correspondencia entre los espectros. La presencia de los armónicos triplens es muy notoria, siendo el aporte más significativo el armónico 33. La figura 6.18 muestra el espectro armónico de las tres tensiones de fase, claramente se ve que hay una correspondencia entre las tres tensiones, siendo los espectros iguales.

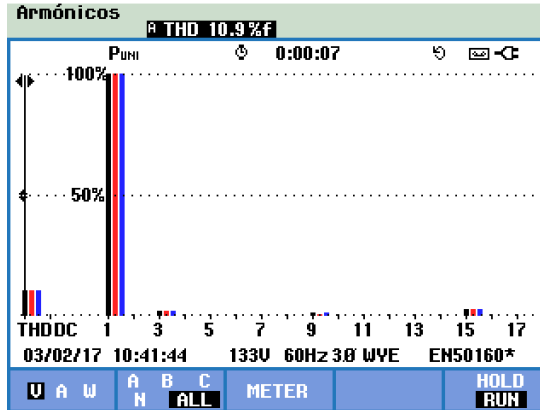


Figura 6.18. Espectro armónico de las tres tensiones de fase.

### Resultados de la tensión de línea.

- Forma de onda

La forma de onda de la tensión de línea se muestra en la figura 6.19 donde se muestra la forma de onda en la simulación y en el osciloscopio. Se puede ver claramente la correspondencia entre las dos formas de ondas de tensión.

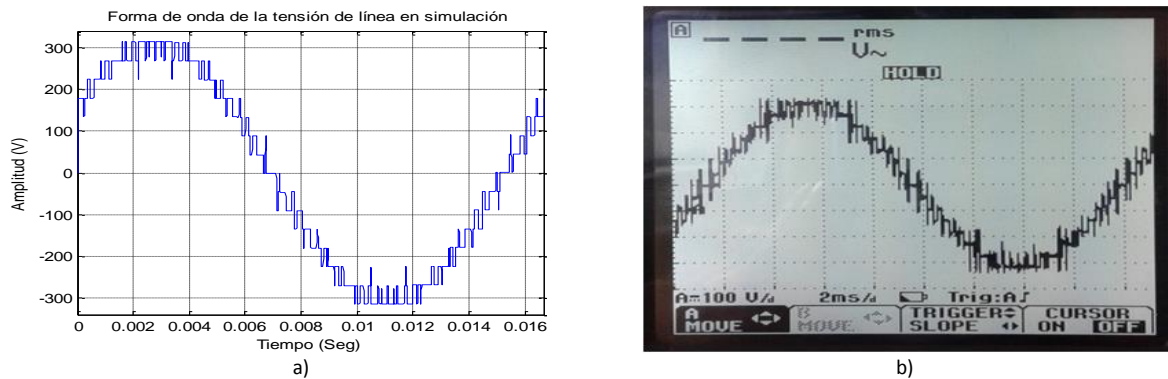


Figura 6.19. Forma de onda de la tensión de línea: a) en simulación. b) experimental.

La figura 6.20 muestra la comparación entre las tres formas de onda de línea, dadas por la simulación (figura 6.20.a.) y las formas de onda capturadas por el analizador Fluke en la prueba (figura 6.20.b). Las formas de onda dadas por el analizador de red no muestran todos los pulsos presentes debido a la baja resolución de visualización. Sin embargo el osciloscopio muestra una mejor resolución la figura 6.19.b.

En la figura 6.20 se observa que las tres formas de onda de tensión de línea presentan el mismo comportamiento tanto en la simulación como en la validación experimental, esto ratifica que el convertidor diseñado replica las formas de onda calculadas de buena manera.

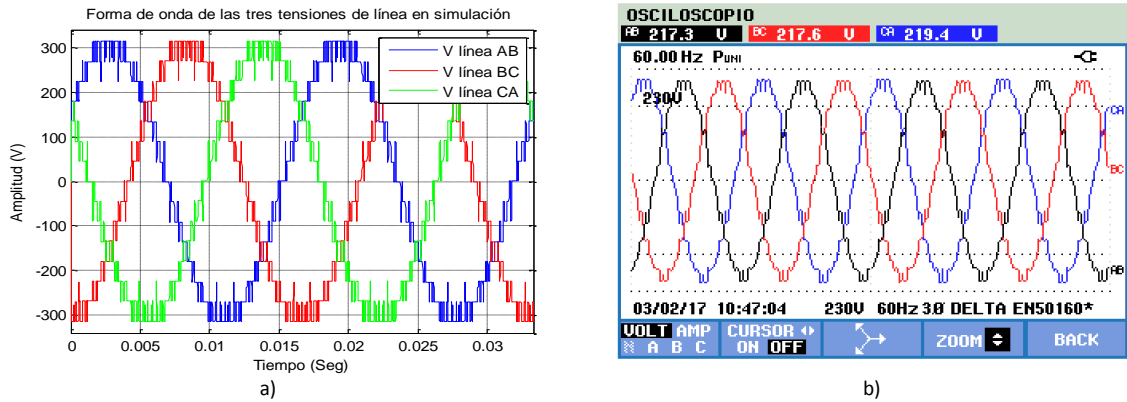


Figura 6.20. Formas de onda de las tres tensiones de línea: a) en simulación. b) experimental.

- *Valores eficaces y desbalance*

Los valores eficaces de las tensiones de línea tomadas por el analizador se muestran en la tabla 6.3.

Tabla 6.3. Valores RMS de las tensiones de línea

Vrms línea R	Vrms línea S	Vrms línea T
217.3 V	217.6 V	219.4V

Los valores RMS de las tensiones de línea están desequilibrados debido a las pequeñas imperfecciones en la construcción de los transformadores de fase, el desbalance entre las fases presentado anteriormente se ve reflejado en las tensiones de línea. Sin embargo, el desequilibrio entre las tensiones de línea es menor que el desequilibrio entre las tensiones de fase. El factor de desbalance para este caso es:

$$FDB = 0.59\%$$

Este desbalance es aceptable y es aproximadamente la mitad del desbalance presentado por las tensiones de fase, de igual forma se puede eliminar fácilmente si los transformadores se hacen de manera técnica con las máquinas requeridas y no de forma artesanal.

- *Desfases y frecuencia*

Con respecto a los desfases entre las tensiones de línea, la siguiente figura muestra el diagrama fasorial de las tres tensiones medidas en el analizador Fluke 434.

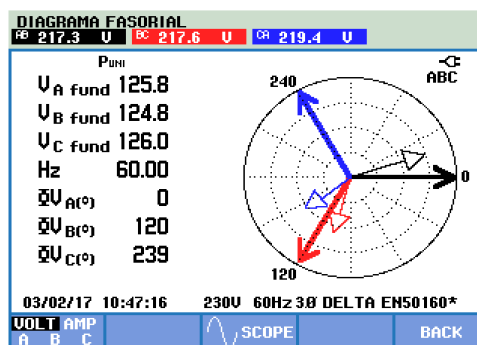


Figura 6.21. Diagrama fasorial de las tres tensiones de línea.

En la figura 6.21 se observa que las diferencias de fase del sistema, de secuencia positiva ABC, es de 0, 120 y 239 grados eléctricos, lo cual indica que los desfases son muy cercanos a los deseados, presentándose un

pequeño desequilibrio en la tensión de línea CA cuya fase es de  $239^\circ$  y no  $240^\circ$  eléctricos como debe ser. De igual forma en esta figura es apreciable que la frecuencia de las ondas es exactamente 60Hz, lo cual ratifica la precisión de los tiempos del algoritmo de control.

### ***Espectro armónico y THD***

La figura 6.22 muestra el comparativo entre el espectro armónico de la tensión de línea obtenido en la simulación (figura 6.22.a.) y el capturado en la prueba (figura 6.22 b).

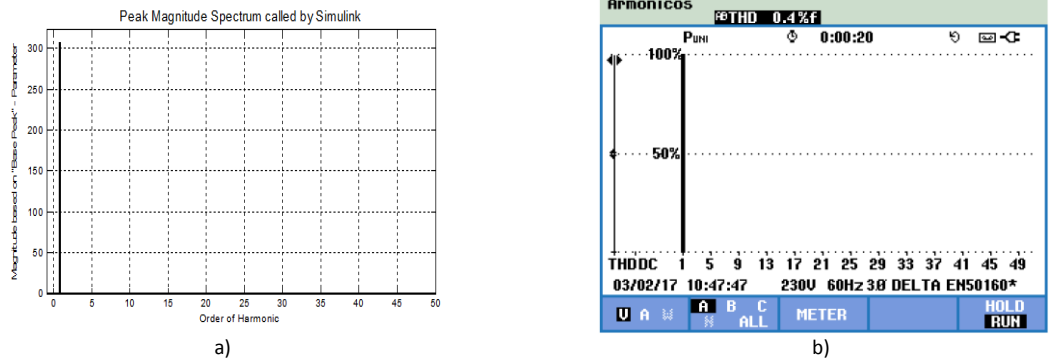


Figura 6.22. Espectro armónico de la tensión de línea: a) en simulación, b) calculado por el analizador Fluke 434.

En la figura 6.22 se muestra la clara correspondencia entre el espectro dado por la simulación y el espectro obtenido en la prueba. Se observa que los armónicos presentes son prácticamente insignificantes, no se ve ningún aporte relevante ni en la tensión de la simulación (figura 6.22.a) ni el espectro experimental (figura 6.22.b). En la tabla 6.4 se resume el contenido armónico en simulación y el experimental.

Tabla 6.4. THD de la onda de tensión teórico y experimental

THD teórico	THD experimental
0.038%	0.4%

Aunque el THDv de la prueba es mayor que el de la simulación, este contenido armónico es insignificante ya que cumple a cabalidad con lo establecido en el estándar IEEE 519, un máximo de THD para sistemas de baja tensión de 5%. La figura 6.23 muestra una ampliación del espectro de la tensión de línea, tanto en la simulación (figura 6.23.a) como en la validación experimental (figura 6.23.b)

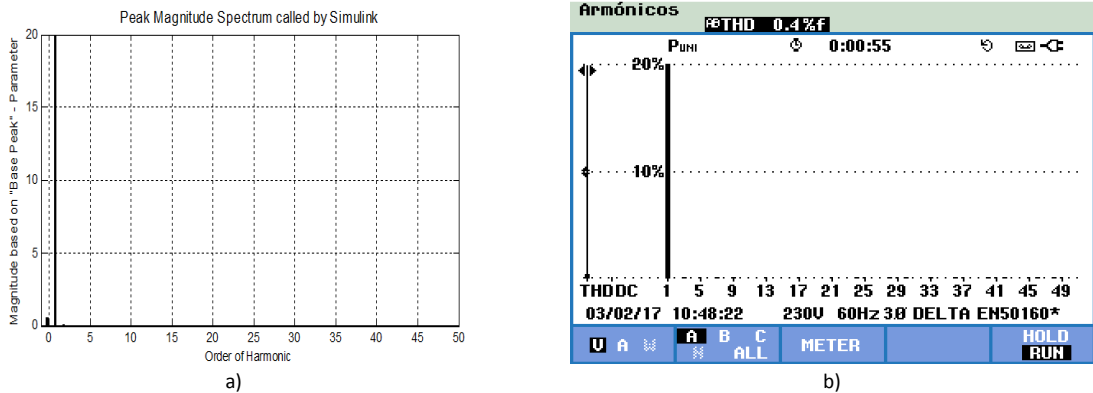


Figura 6.23 Ampliación del espectro armónico de la tensión de línea: a) en simulación, b) calculado por el analizador Fluke 434.

En la ampliación realizada en la simulación (figura 6.23.a) no se presenta ningún aporte significativo de armónicos, situación que se asemeja al espectro dado en la prueba (figura 6.23.b), ya que no existe ningún aporte apreciable de armónicos.

La figura número 6.24 muestra el espectro de las tres tensiones de línea, en ella se evidencia que el comportamiento es idéntico en los tres voltajes.

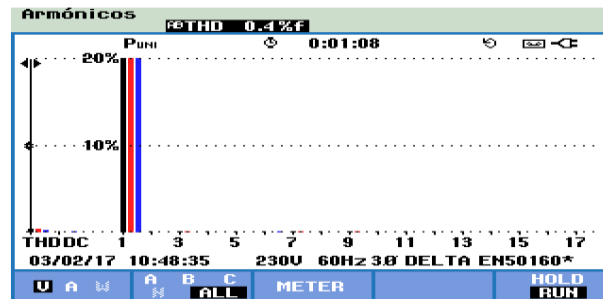


Figura 6.24. Espectro armónico de las tres tensiones de línea.

### 6.3. PRUEBAS DE FUNCIONAMIENTO: VALIDACIÓN DE CALIDAD DE LA ENERGÍA CON EL MOTOR CONECTADO

En esta prueba se conectó el convertidor a tensión nominal y se alimentó un motor de inducción de rotor bobinado de medio caballo de fuerza, en conexión  $\Delta$  de 220 V; se midieron las tensiones y corrientes de salida del convertidor con el osciloscopio y el analizador Fluke 434, con el fin de evaluar los parámetros de calidad de la energía relacionados con la forma de onda de tensión y de corriente

#### *Resultados de la tensión Fase*

- *Forma de onda*

La forma de onda de la tensión de fase se muestra en la figura 6.25.

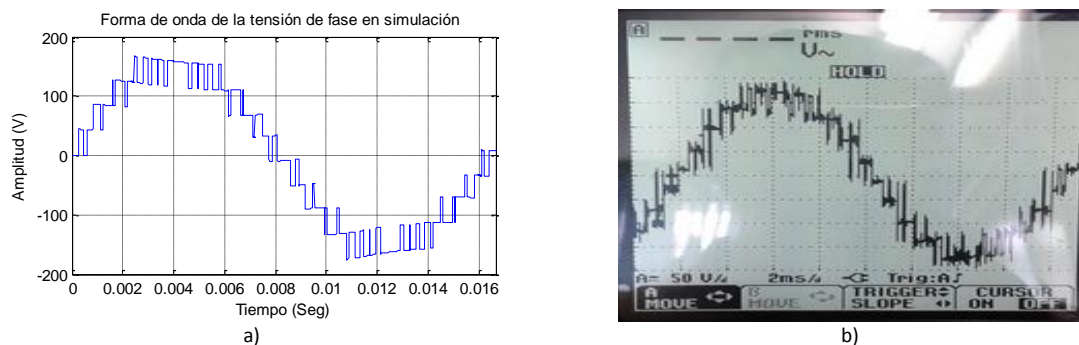


Figura 6.25. Forma de onda de la tensión de fase: a) en simulación. b) experimental

La figura 6.25.a muestra la forma de onda en la simulación y la figura 6.25.b. la forma de onda capturada por el osciloscopio. Se puede ver claramente la correspondencia entre las dos formas de ondas de tensión de fase. En la tensión experimental se presentan mayores deformaciones que en la tensión presentada en la simulación aunque prácticamente las ondas son iguales.

La Figura 6.26 muestra la comparación entre las tres formas de onda de fase dadas por la simulación y las formas de onda capturadas por el analizador Fluke.

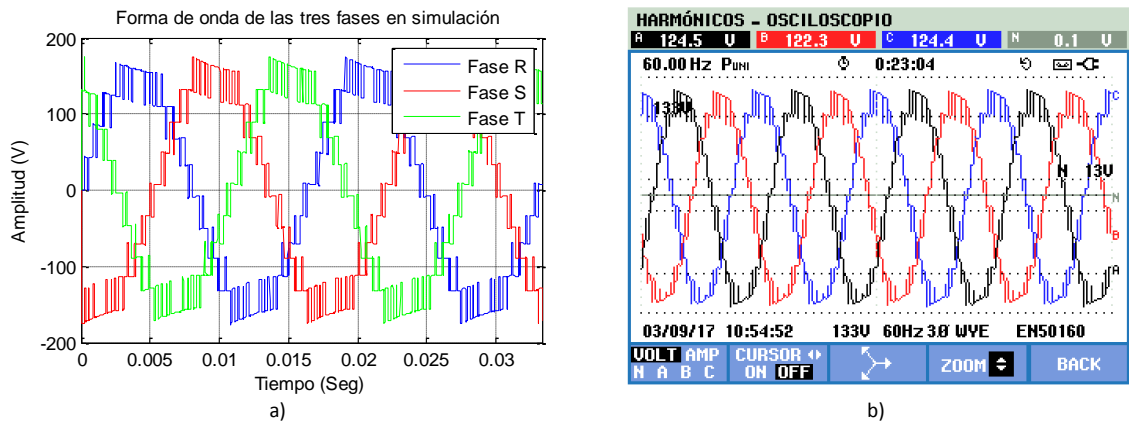


Figura 6. 26. Formas de onda de las tres tensiones de fase: a) en simulación. b) experimental.

Se observa la clara correspondencia entre las formas de onda de fase dadas por la simulación y las formas de onda capturadas en la validación experimental.

- *Valores eficaces y desbalances*

Los valores eficaces de las tensiones de fase tomadas por el analizador se muestran en la tabla 6.5.

Tabla 6.5. Valores RMS de las tensiones de fase

Vrms fase R	Vrms Fase S	Vrms Fase T
124.5 V	122.3 V	124.4 V

Los valores RMS de las fases están desequilibradas debido a las pequeñas imperfecciones en la construcción de los transformadores, ya que estos se desarrollaron de forma manual, es decir artesanalmente. Sin embargo, el desequilibrio entre las fases es muy bajo, para este caso el factor de desbalance es:

$$FDB = 1.15\%$$

Este desbalance es aceptable y cumple con el estándar EN50160 (Markiewicz & Klajn, 2004), que establece un límite de 2% en desbalances de tensión, de igual forma este se puede eliminar fácilmente si los transformadores se hacen de manera técnica con las máquinas requeridas y no de forma artesanal.

La regulación de tensión en fase con respecto a la prueba de vacío es (Sanchez, 2009):

$$VR = \frac{V_o - V_c}{V_c} * 100\% \quad (6.2)$$

Donde  $V_o$  es el promedio del voltaje de vacío y  $V_c$  es el promedio de voltaje en carga y %VR es el porcentaje de regulación de tensión. Según esto la regulación es:

$$\%VR = 1,97\%$$

Esta regulación de las tensiones de línea entra en el rango de la norma establecida por la IEEE 1159 (IEEE, 1995) que establece que la banda de operación normal de tensión debe estar dentro del 10% de fluctuación con respecto a la tensión nominal

- *Desfases y frecuencia*

Con respecto a los desfases, la siguiente figura muestra el diagrama fasorial de las tres tensiones medidas en el analizador Fluke.



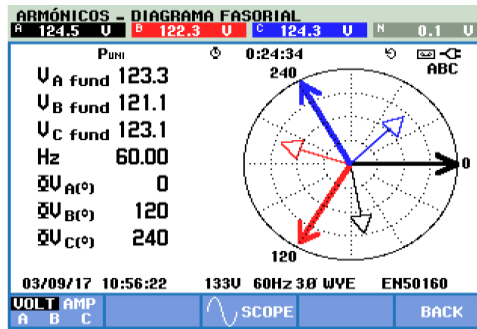


Figura 6.27. Diagrama fasorial de las tres tensiones de fase.

En la figura 6.27 se muestra que las diferencias de fase del sistema, de secuencia positiva ABC, es de 0, 120 y 240 grados eléctricos, de igual forma muestra los desfases de las corrientes que entran al motor, claramente se observa que el sistema es equilibrado.

- *Espectro armónico y THD*

En la figura 6.28. Se muestra el comparativo entre el espectro armónico de la tensión de fase en la simulación y en la prueba.

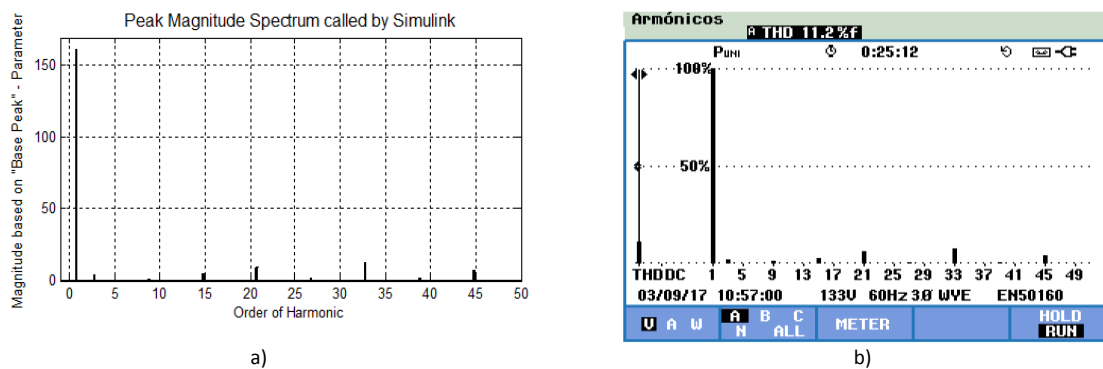


Figura 6.28. Espectro armónico de la tensión de fase: a) en simulación, b) calculado por el analizador Fluke 434.

En la figura 6.28 se nota la clara correspondencia entre el espectro dado por la simulación y el espectro obtenido en la prueba, se observa que los armónicos presentes son los triplens 3, 9, 15, 21, 33 y 45, donde el armónico 33 tiene la mayor magnitud y el armónico 9 prácticamente ha desaparecido. En cuanto al total de distorsión armónica en la figura 6.28.b. se observa que es de 11,2% un poco mayor al de la prueba de vacío, de igual forma se observa que es menor que el de la simulación, esto se debe al buen diseño de los transformadores; en la tabla 6.6 se resume el THD de la simulación y el experimental.

Tabla 6.6. THD de la onda de tensión teórico y experimental

THD teórico	THD experimental
11.65%	11,20%

En la simulación (figura 6.28.a) aparecen componentes aparte de los armónicos triplens, los armónicos 5,7, 11, 23,29, 31 y 41 están en el espectro, aunque esta presencia es muy pequeña hacen que el THD se eleve; en la validación experimental solo aparecen con una presencia muy mínima el armónico 5,17 y 19, aparte de los triplens, esta es la razón para que el THD de la prueba sea menor que el de la simulación.

### Resultados de la tensión de línea.

- *Forma de onda*

La forma de onda de la tensión de línea se muestra en la figura 6.29. En la parte a de la figura se muestra la forma de onda en la simulación y en la parte b. la forma de onda capturada en el osciloscopio. Se puede ver claramente la correspondencia entre las dos formas de onda para la tensión de línea. Sin embargo, la simulación presenta una regulación en la onda de tensión, ya que se observa un decaimiento en los pulsos de mayor proporción que en la validación experimental, tanto el semiciclo positivo como en el semiciclo negativo, esto se debe al buen diseño de los transformadores en la implementación.



Figura 6.29. Forma de onda de la tensión de línea: a) en simulación. b) experimental

La figura 6.30 muestra la comparación entre las tres formas de onda de línea, dadas por la simulación (figura 6.30.a) y las formas de onda capturadas por el analizador Fluke (figura 6.30.b). Se observa que las formas de onda presentan el mismo comportamiento, aunque la resolución de visualización del Fluke no es la mejor, lo cual no permite percibir de una buena manera la presencia de todos los pulsos en las tensiones de línea.

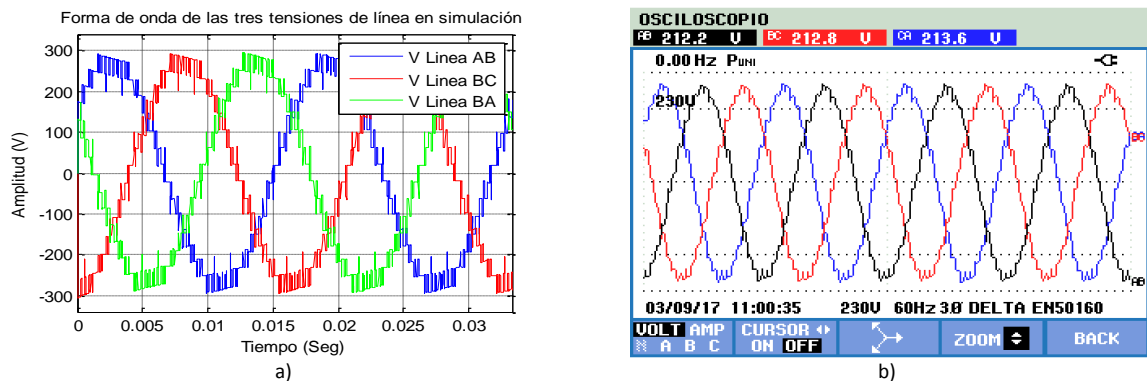


Figura 6.30. Formas de onda de las tres tensiones de línea: a) En simulación. b) experimental

- *Valores eficaces y desbalance*

Los valores eficaces de las tensiones de línea tomadas por el analizador se muestran en la tabla 6.7.

Tabla 6.7. Valores RMS de las tensiones de línea

Vrms línea AB	Vrms línea BC	Vrms línea CA
212.2 V	212.8 V	213.6 V

Los valores RMS de las tensiones de línea están desequilibradas debido a las pequeñas imperfecciones en la construcción de los transformadores de fase, el desbalance entra las fases presentado anteriormente se ve

reflejado en las tensiones de línea,. Sin embargo, el desequilibrio entre las tensiones de línea es menor que el desequilibrio entre las tensiones de fase, presentando un valor de:

$$FDB = 0.34\%$$

Este desbalance es menor a todos los presentados anteriormente, de igual forma se puede eliminar fácilmente si los transformadores se hacen de manera técnica con las maquinas requeridas y no de forma artesanal. El desbalance en las tensiones de línea es aproximadamente cero. La regulación de tensión en fase con respecto a la prueba de vacío es:

$$\%VR = 2,3\%$$

Esta regulación de las tensiones de línea entra dentro de la norma establecida por la IEEE 1159 que establece que la banda de operación normal de tensión debe estar dentro del 10% de fluctuación con respecto a la tensión nominal.

- *Desfases y frecuencia*

Con respecto a los desfases entre las tensiones de línea, la figura 6.27 muestra el diagrama fasorial de las tres tensiones medidas en el analizador Fluke 434. En esta figura se muestra que el sistema es equilibrado.

- *Espectro armónico y THD*

La figura 6.31 muestra el comparativo entre el espectro armónico de la tensión de línea obtenido en la simulación y el capturado en la prueba.

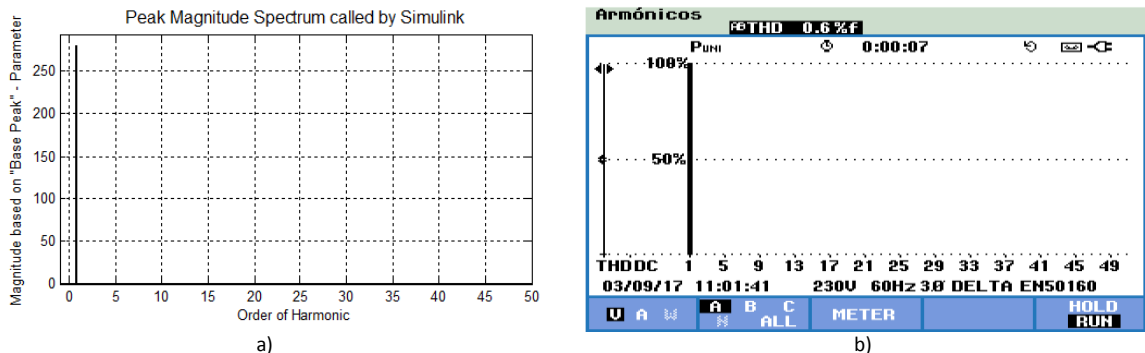


Figura 6.31. Espectro armónico de la tensión de línea: a) en simulación, b) calculado por el analizador Fluke 434.

En la figura 6.31 se muestra la clara correspondencia entre el espectro dado por la simulación y el espectro obtenido en la prueba. Se observa que los armónicos presentes son prácticamente insignificantes, no se ve ningún aporte significativo en la tensión de la simulación (figura 6.31.a), ni en la prueba experimental (figura 6.31.b). La tabla 6.8 resume los valores del total de distorsión armónica

Tabla 6.8. THD de la onda de tensión teórico y experimental

THD teórico	THD experimental
0.712%	0.6%

Aunque el THDv de la prueba es mayor que el dado por la simulación, el THD es bastante bajo cumpliendo a cabalidad el estándar IEEE 519.

La figura 6.32 muestra el espectro de las tres tensiones de línea, en ella se evidencia que el comportamiento es idéntico en los tres voltajes.

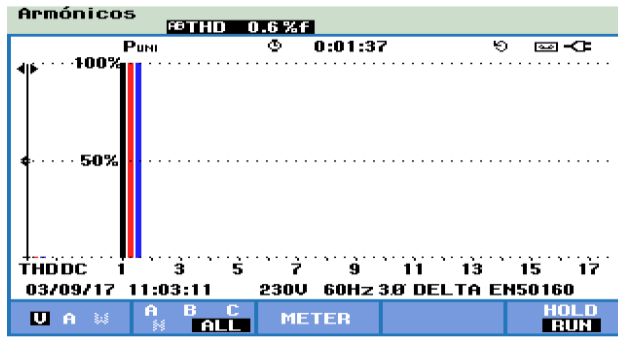


Figura 6.32. Espectro armónico de las tres tensiones de línea.

**Resultados de la corriente de salida del convertidor.**

- *Forma de onda*

La forma de onda de la corriente de salida del convertidor se muestra en la figura 6.33. En la figura 6.33.a se muestra la forma de onda en la simulación y en la figura 6.33.b. la forma de onda capturada con el analizador Fluke 434. Se puede ver claramente la correspondencia entre las dos formas de ondas de corriente de línea. Las formas de onda de las corrientes de línea tanto en simulación como en la validación experimental son prácticamente sinusoidales a simple vista.

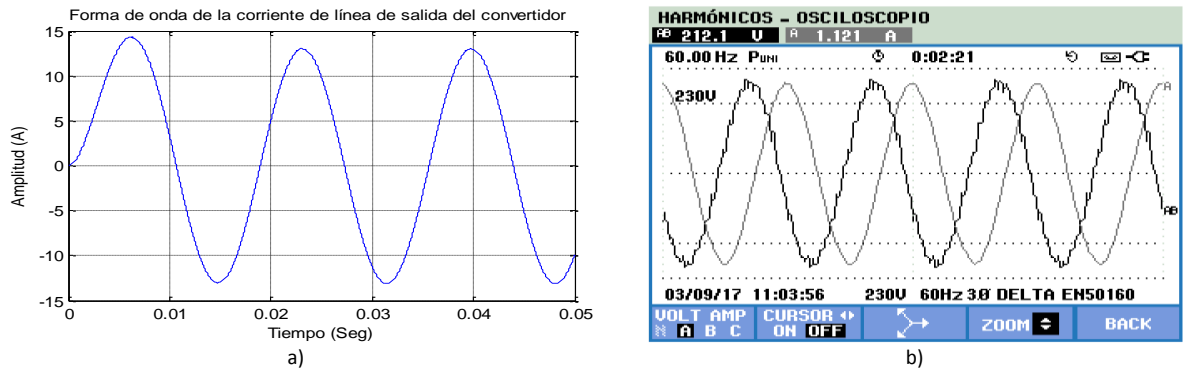


Figura 6.33. Forma de onda de la corriente de línea de salida del convertidor: a) en simulación. b) experimental

La figura 6.34 muestra la comparación entre las tres formas de onda de la corriente de línea, dadas por la simulación y las formas de onda capturadas por el analizador Fluke, en esta figura se observa que las formas de onda son prácticamente sinusoidales. Se perciben iguales en los dos casos, aunque en la validación experimental se observa un pequeño desequilibrio entre las corrientes de línea.

- *Valores eficaces y desbalance*

Los valores eficaces de las corrientes de línea tomadas por el analizador se muestran en la tabla 6.9.

Tabla 6.9. Valores RMS de las corrientes de línea

Irms línea AB	Irms línea BC	Irms Fase CA
1.12 A	1.05 A	1.067 A

Los valores RMS de las corrientes de línea presentan desequilibrios debido a las tensiones desequilibradas de línea y de fase a causa de la construcción de los transformadores de fase, el factor de desbalance para estas corrientes es :

$$FDB = \frac{0.04 A}{1,08 A} * 100\% = 2,68\%$$

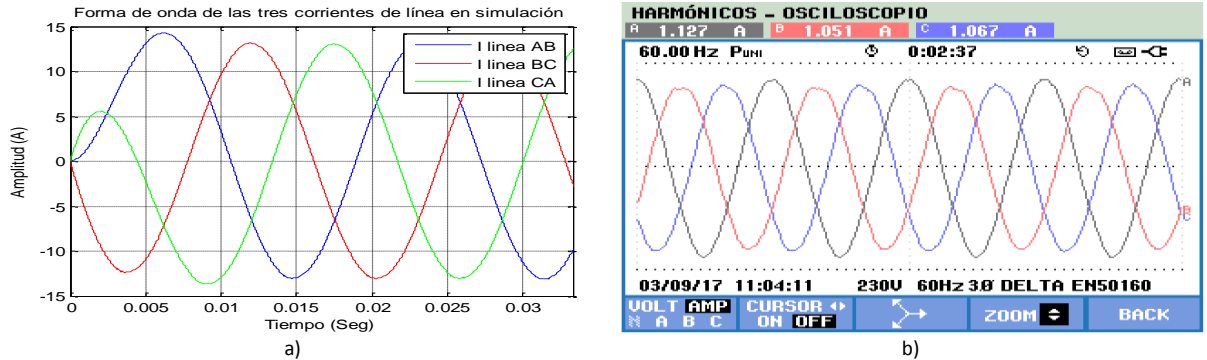


Figura 6.34. Formas de onda de las tres corrientes de línea: a) En simulación. b) experimental

- *Desfases y frecuencia*

Con respecto a los desfases entre las corrientes de línea, la siguiente figura 6.35 muestra el diagrama fasorial de las tres corrientes medidas en el analizador Fluke 434.

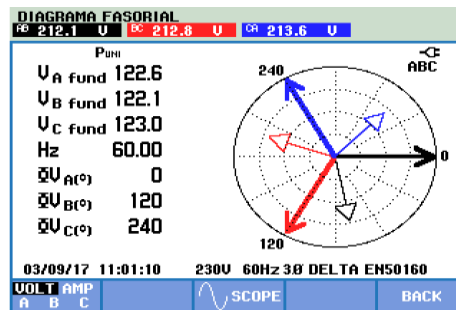


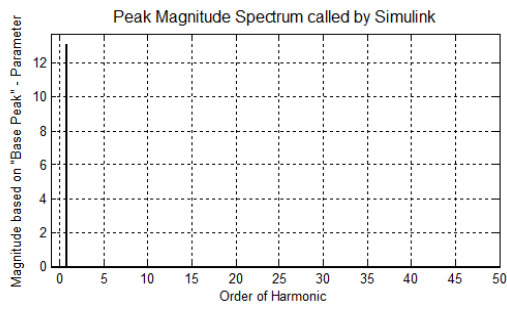
Figura 6.35. Diagrama fasorial de las tres corrientes de línea.

En la figura 6.35 se observa que las diferencias de fase del sistema, de secuencia positiva ABC, es de 0, 120 y 240 grados eléctricos, lo cual indica que los desfases son los deseados. Se observa de igual forma que las corrientes están bastante atrasadas con respecto a las tensiones, esto debido a que el factor de potencia del motor es muy bajo. De igual forma es apreciable que la frecuencia de las ondas es exactamente 60Hz lo cual ratifica la precisión de los tiempos del algoritmo de control.

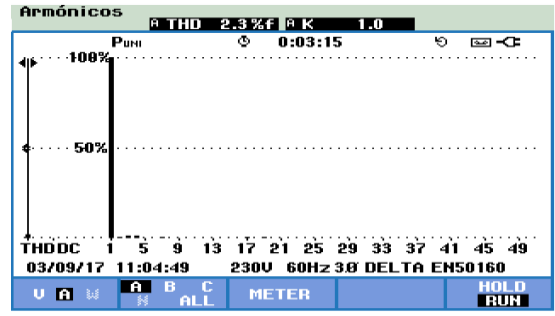
- *Espectro armónico y THD*

La figura 6.36 muestra el comparativo entre el espectro armónico de la corriente de línea obtenido en la simulación y el capturado en la prueba.

En la figura 6.36 se muestra la clara correspondencia entre el espectro dado por la simulación y el espectro obtenido en la prueba. Se observa que los armónicos presentes son prácticamente insignificantes, no se ve ningún aporte significativo en la corriente de la simulación (figura 6.36.a), sin embargo, en la prueba experimental (figura 6.36.b) se observa presencia de armónicos de bajo orden 2, 3, 4 y 5 esto debido a la forma de onda de corriente que el motor demanda. En la tabla 6.10 se resume el contenido armónico de la simulación y la prueba.



a)



b)

Figura 6. 36. Espectro armónico de la corriente de línea: a) en simulación, b) calculado por el analizador Fluke 434.

Tabla 6.10. THD de la onda de tensión teórico y experimental

THD teórico	THD experimental
0.11%	2,30%

Esta tabla muestra que efectivamente con respecto a las demás pruebas el contenido es más alto, sin embargo aunque el THD haya aumentado sigue siendo bastante bajo y aceptable, tanto en simulación como en la validación experimental. La figura numero 6.37 muestra el espectro de las tres corrientes de línea, en ella se evidencia que el comportamiento es idéntico en las tres corrientes.

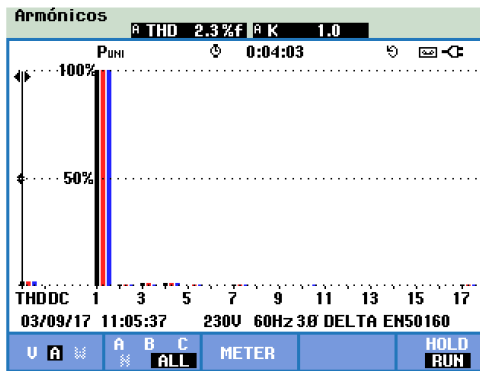


Figura 6.37. Espectro armónico de las tres corrientes de línea.

# **CAPÍTULO VII**

## **IMPLEMENTACIÓN DEL CONTROL DE VELOCIDAD CON ÓPTIMO THD**

En este capítulo se presenta la implementación y realización de pruebas al control de velocidad del motor de inducción mediante el convertidor desarrollado. En la primera parte se presenta la información relacionada al motor y al hardware utilizado en el sistema de control, en la segunda parte se trata el tema de la sensórica desarrollada y los escalamientos requeridos para caracterizar la medición de la velocidad, en la tercera sección se muestra la identificación de la planta, realizada a lazo abierto con la herramienta *ident* de Matlab; en la cuarta parte del capítulo se presenta el diseño y sintonización del controlador, para implementarlo en la quinta parte del capítulo; junto con la interfaz gráfica de usuario desarrollada en Labview, por último se muestran los resultados de algunas pruebas relacionadas sin y con disturbios

### **7.1 MOTOR SELECCIONADO Y HARDWARE DEL CONTROL**

Como primera medida se dan los valores nominales del motor elegido para el control, este motor se seleccionó por su disposición en el laboratorio de máquinas eléctricas de la universidad de Pamplona, esta máquina era la única de una potencia no tan baja que poseía sus acoples para conectarlo con un generador como carga, con el fin de inyectar perturbaciones que permitan observar la respuesta del controlador ante el disturbio. Las características nominales de este motor para una conexión Delta se muestran en la tabla 7.1.

Tabla 7.1 Características nominales del motor de inducción

<b>Dato</b>	<b>Valor</b>
Tensión nominal	220V
Inominal	2.1 A
Potencia nominal	1 Hp
Velocidad nominal	1450 RPM
Aislamiento	Clase B
Frecuencia	50 Hz

Estos valores nominales están acordes al diseño del convertidor de potencia, ya que este variador tiene la capacidad de suministrar la corriente, la tensión y la potencia nominal, recordando que el convertidor esta dimensionado para una potencia aproximadamente seis veces mayor a la del motor.

Para realizar el control de velocidad, el motor se conectó al convertidor de potencia multinivel, el inversor se alimentó de un bus de CD de 48 Voltios que se constituye de dos fuentes de laboratorio. Adicionalmente el motor se acopló a un generador de corriente directa, que actuará como carga para la máquina; este generador tiene acoplado un taco generador que servirá como sensor de velocidad, convirtiendo las RPM del motor en tensión, este voltaje se mide con una pinza de tensión Fluke DP120, la señal de salida de la pinza de tensión se adquiere con la tarjeta de adquisición NI USB 6211, que se conecta a una computadora en la cual se aloja el algoritmo de control desarrollado en Labview, este algoritmo tiene su respectiva interfaz gráfica en donde se asigna el set-point de la velocidad; las órdenes del control provenientes del algoritmo de Labview se comunican a través del puerto serial a la FPGA que controla el convertidor multinivel. De esta manera se establece un lazo de control.

En la figura 7.1 se muestra el diagrama de bloques del hardware involucrado, en donde se incluye la interfaz gráfica, el algoritmo de control y la comunicación, la interfaz recibe el set point, mientras que el valor

proveniente de la adquisición de la velocidad va directamente al algoritmo de control, quien toma una acción y la comunica por puerto serial a la FPGA, que controla la potencia del convertidor que se alimenta del bus de CD, el inversor alimenta al motor de inducción que se acopla a un generador de CD al cual se le conecta un reóstato, esto con el fin de incluir perturbaciones, acoplado al generador está un taco generador en el cual se mide la tensión y se comunica a través de una tarjeta de adquisición NI 6211 al computador.

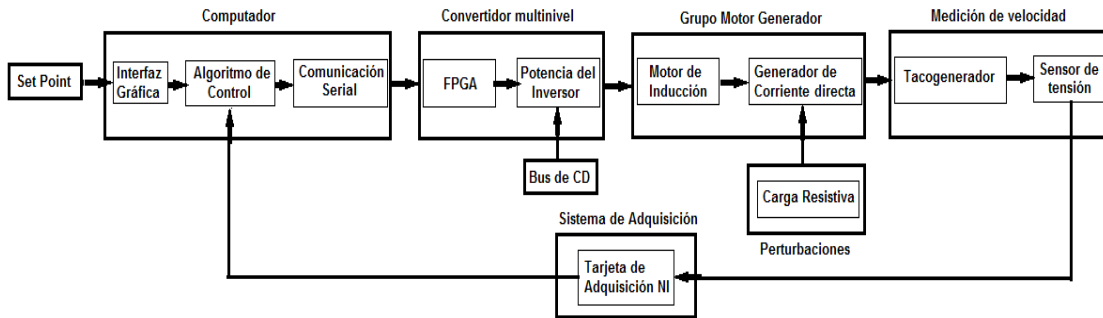


Figura. 7.1 Diagrama en bloques del hardware del control de velocidad.

En la figura 7.2 se muestra una fotografía del hardware del sistema, en ella se ven los bloques principales del hardware del control de velocidad

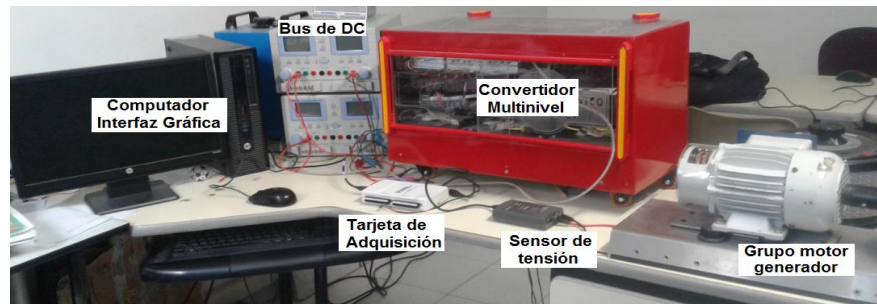


Figura. 7.2. Hardware del control.

En la figura 7.3. Se muestra los elementos que componen el grupo motor generador y la carga para incluir las perturbaciones.

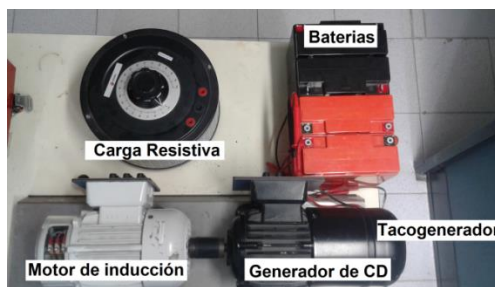


Figura. 7.3. Componentes del grupo motor generador y la medición de velocidad.

En la figura 7.3 se observa la presencia de unas baterías, estas alimentan el circuito campo del generador de CD, se observa cubierto el taco generador, que mide la velocidad del motor de inducción, por último se muestra el reóstato que se conecta a la salida del generador para crear par opuesto al movimiento del motor y por ende perturbaciones la controlador.



## 7.2 CARACTERIZACIÓN DEL SENSOR DE VELOCIDAD Y ESCALAMIENTO

Como primer paso se caracteriza el sensor de velocidad con el ánimo de poder escalar el set point para el algoritmo de control y poder escalar la señal que proviene del sensor. Como el algoritmo de control debe enviar al convertidor una dirección de la modulación a través del puerto serial, se parte de establecer una tabla de direccionamiento, esta tabla es muy simple y una parte de ella se muestra en la tabla 7.2. El primer i es el de parado por tanto no se asigna frecuencia.

Tabla 7.2 direccionamiento en términos de la frecuencia

i	f	i	f	i	f	i	f
1	-	6	2,5	11	5	16	7,5
2	0,5	7	3	12	5,5	17	8
3	1	8	3,5	13	6	18	8,5
4	1,5	9	4	14	6,5	19	9
5	2	10	4,5	15	7	20	9,5

Luego a través de Labview se generó un código para asignar una i, enviarlo a través del puerto serial y observar la velocidad del motor. Este algoritmo se muestra en la figura 7.4.

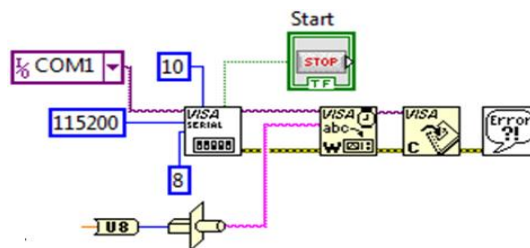


Figura. 7.4. Algoritmo para enviar la información

Este algoritmo recibe un número (i), lo convierte a un formato U8, es decir en código ASCII (acrónimo inglés de American Standard Code for Information Interchange), este formato U8 es un número de 8 bits; el algoritmo también crea el puerto serial que opera a 115200 baudios, asigna el puerto COM1 y asigna el número de bits como 10, teniendo en cuenta los dos bits de parada y comunicación.

Utilizando este algoritmo se envió uno por uno todos los i de la tabla de modulaciones, para que el convertidor sacara cada una de las frecuencias de la ley de mando V vs f, se midió la velocidad con un tacómetro digital y se midió la señal de tensión que proviene del sensor en el taco generador y que entra a la tarjeta de adquisición NI 6211, esto se realizó utilizando Labview mediante un DAQ cuya señal de salida se multiplicó por 10000 ya que era muy baja debido a que la escala del sensor es de 1A/200mV. Este código se puede ver en la figura 7.5

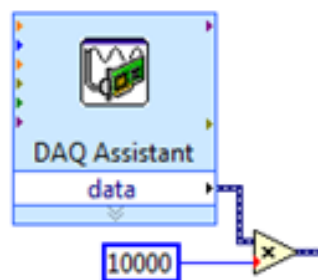


Figura. 7.5. DAQ para la adquisición de la señal del sensor de tensión

De esta manera se construyó una tabla de datos, a continuación se muestra un pequeño fragmento ella.

Tabla 7.3. Medición de voltaje y velocidad para cada i

i	V (mV)	nm (rpm)	i	V (mV)	nm (rpm)
5	18,244	27,7	13	275,858	152
6	48,994	44,5	14	305,347	166
7	84,058	60,5	15	335,463	180
8	121,429	78	16	366,905	195
9	150,389	92	17	397,156	209
10	184,117	108	18	425,942	224
11	215,273	122,5	19	456,602	238
12	244,684	137	20	485,669	252

Con esta tabla, que en realidad contiene 201 filas, se determinaron a través del software SPSS las ecuaciones que permiten escalar y des escalar tanto el setpoint como la señal proveniente de la medición de velocidad.

### 7.2.1. ESCALAMIENTO DE LA SEÑAL DEL SENSOR DE VELOCIDAD

Relacionando la columna *nm* con *V* y con ayuda des SPSS se obtiene el modelo mostrado en la figura 7.6.

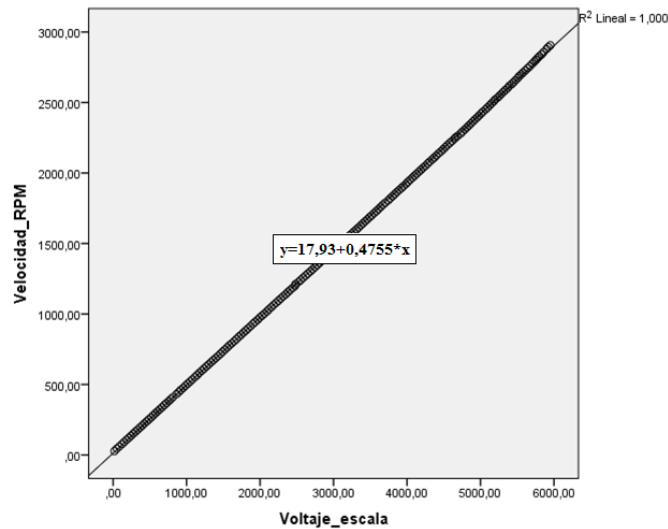


Figura. 7.6 Relación velocidad del motor vs voltaje a la entrada de la Tarjeta NI.

En la tabla 7.4 se muestra el resumen los datos de la regresión realizada:

Tabla 7.4 Resumen del ajuste del modelo.

Modelo	Coeficientes no estandarizados		Coeficientes estandarizados
	B	Error estándar	Beta
1	(Constante)	17,93	1,105
	Voltaje a escala	,4755	,000
			1,000

En la tabla 7.5 se muestran los parámetros de ajuste, como se puede observar el parámetro *r* es cercano a uno, por tanto se puede decir que el modelo es prácticamente lineal.

Tabla 7.5 Resumen del ajuste del modelo.

Modelo	R	R cuadrado	R cuadrado ajustado	Error estándar de la estimación
1	1,000 <sup>a</sup>	1	1	7,66463

Con este modelo se puede determinar la velocidad mecánica del motor conociendo la tensión de salida del sensor de voltaje a la salida del taco generador. El algoritmo encargado de esta función se muestra en la figura 7.7.

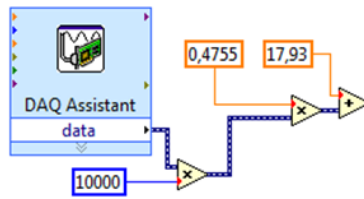


Figura. 7.7. Código para escalar la señal del sensor.

### 7.2.2 DES-ESCALAMIENTO DE LA SALIDA DEL CONTROLADOR

El set point dentro de la interfaz gráfica se establecerá en RPM, la diferencia de este con la el valor escalado de la señal proveniente del sensor, será el error que entrará al controlador, este valor estará en RPM, por tanto la señal de salida del controlador también se debe establecer en RPM, de esta manera se hace necesario des-escalar este valor a un valor entendible por el convertidor, para enviar el dato a través del puerto serial, esto se convierte entonces en convertir un valor de RPM a un determinado  $i$  de la tabla 7.2. Para esto se realizó la regresión de las variables  $i$  vs  $V$  de la tabla 7.3, dando como resultado el modelo de la figura 7.8

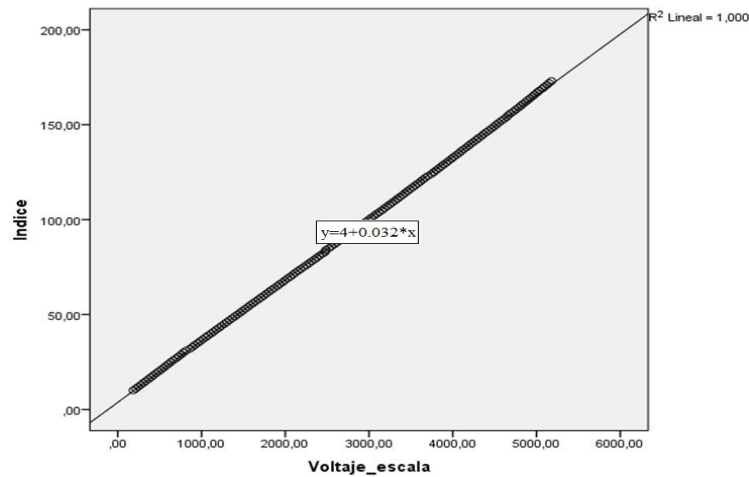


Figura 7.8. Relación velocidad del motor vs voltaje a la entrada de la Tarjeta NI.

En la tabla 7.6 se muestran el resumen de los datos de la regresión realizada:

Tabla 7.6 Resumen del ajuste del modelo.

Modelo	Coeficientes no estandarizados		Coeficientes estandarizados
	B	Error estándar	Beta
1	(Constante)	3,820	,091
	Voltaje a escala	,032	,000
			1,000

En la tabal 7.7 se muestran los parámetros de ajuste, como el parámetro  $r$  es cercano a uno se puede decir que el modelo es prácticamente lineal.

Tabla 7.5 Resumen del ajuste del modelo.

Modelo	R	R cuadrado	R cuadrado ajustado	Error estándar de la estimación
1	1,000 <sup>a</sup>	1	1	,59250

Con este modelo se puede determinar el índice  $i$  de determinada frecuencia que se requiere para cierta velocidad del motor. El dato  $i$  se comunica vía puerto serial al FPGA del inversor. De esta manera la salida del controlador

se des-escala utilizando la función inversa del modelo mostrado en la figura 7.6, y su resultado se opera con el modelo de la figura 7.8 para obtener el requerido  $i$ , este dato se redondea y se comunica al convertidor. En la figura 7.9 se muestra el código que realiza esta función.

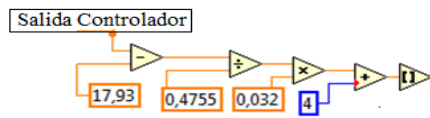


Figura. 7.9. Código para des-escalar la señal del controlador.

### 7.3 IDENTIFICACIÓN DEL MODELO DE LA PLANTA

Con el fin de sintonizar un controlador adecuado para el lazo de velocidad, se realizó como primer paso la identificación del modelo de la planta, esto mediante la ayuda de la herramienta *Ident* de *Matlab*. Para realizar esto se excitó el sistema con un escalón y se adquirió la data en Labview; la excitación se realizó con el sistema en lazo abierto, este sistema se muestra en la Figura. 7.10

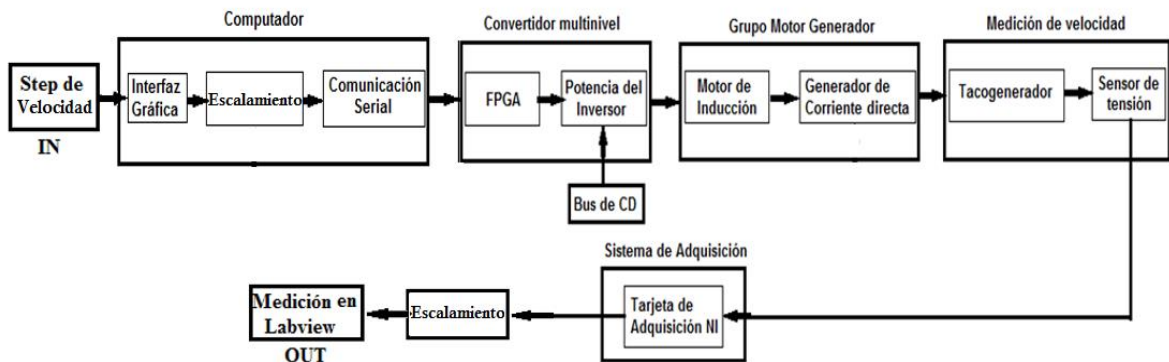


Figura 7.10 Sistema a lazo abierto para la identificación de la planta.

El escalón suministrado, de 1500 RPM, generó una data de entrada y salida medidas en RPM, que se capturaron en Labview, la tarjeta de adquisición NI 6211 utilizada se configuró para que operará a una tasa de muestreo de 1 kbps, esta data se llevó al *ident*, en la figura 7.11 se muestra la entrada y la salida

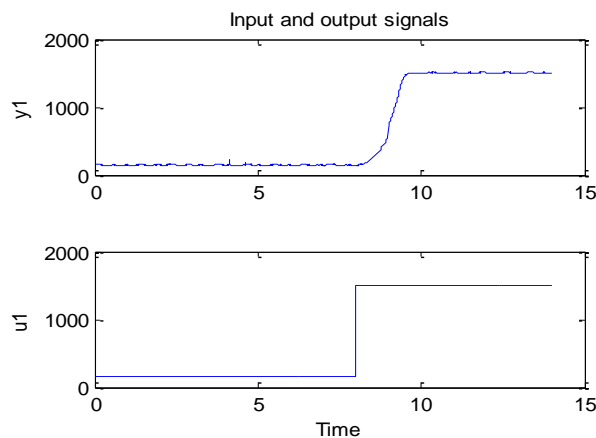


Figura. 7.11 Entrada y salida del sistema ante la excitación step de 1500 RPM

Esta data cargada en el *ident* se identificó con varios modelos, en la figura 7.12 se muestra el resumen de la identificación realizada.

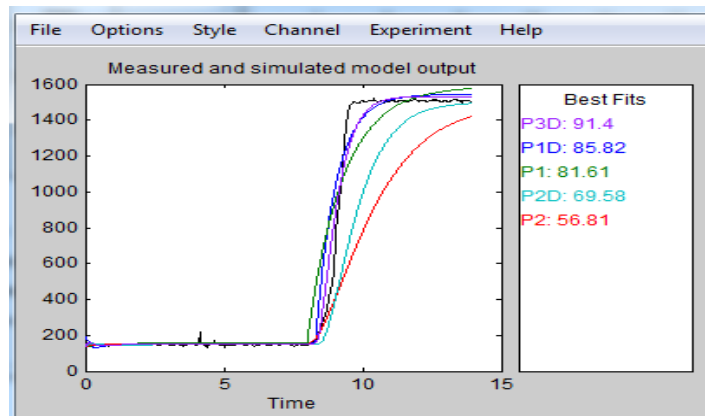


Figura 7.12. Identificación realizada por el *Ident*.

En la anterior figura se muestran cinco modelos utilizados, con un polo y un retardo (P1D), con un polo (P1), con dos polos y un retardo (P2D) y con dos polos (P2), con tres polos y un retardo (P3D); se ve que el modelo que más se acerca a la respuesta de la planta es el P3D con un porcentaje de acierto, seguido del modelo P1D con un porcentaje de acierto del 85.82%. El modelo de la planta se muestra en la figura 7.13.

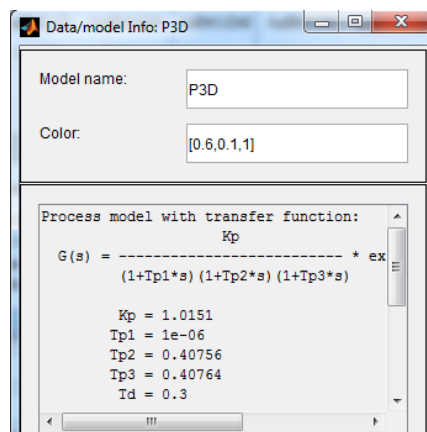


Figura 7.13 Modelo de la planta.

Este modelo se llevó al *Simulink* de *Matlab* con el ánimo de sintonizar el controlador como se mostrará en las secciones posteriores.

## 7.4. DISEÑO Y SIMULACIÓN DEL CONTROLADOR

### 7.4.1. ESTRUCTURA DEL CONTROLADOR

La implementación de sistemas de control se centra en la reducción del error producto de la comparación entre el valor de entrada y el valor de salida de una variable de la planta. El tratamiento del error se realiza bajo tres acciones básica de control, que en la actualidad son implementadas en más del 95% de los procesos industriales, la acción proporcional, la acción integral y la acción derivativa, que generalmente se aplican en conjunto creando el controlador conocido como PID (Proporcional-integral-derivativo).

- Acción proporcional. Cuando el error es cero la variable de control toma el valor esperado de modo simplemente proporcional. En algunos casos se puede realizar un ajuste manual de esta acción para lograr que el error en estado estacionario sea cero.
- Acción integral. El error siempre será cero. Esta acción se encarga de controlar que en estado estacionario la salida concuerde con la referencia establecida. La acción integral se realiza por realimentación desde la salida obtenida. Si no se aplica en conjunto con otra acción, puede volver lento el sistema.
- Acción Derivativa. Su función está directamente relacionada con la estabilidad. La acción derivativa realiza una mejora de la estabilidad en lazo cerrado. En conjunto con otro tipo de acción puede acelerar la respuesta y amortiguar las posibles oscilaciones.

La acción o acciones a implementar, así como los parámetros que forman parte de cada acción, se eligen según lo requerido por el proceso. En la tabla 7.7 se puede apreciar tres posibles maneras de expresar un controlador que implementa las acciones proporcional-integral-derivativa PID (Ogata, 2010).

Tabla 7.7 Estructuras del controlador PID

Estructura	Reg. PID	Parámetros
Acoplada	$K_r \frac{(1 + T_n s) + (1 + T_v s)}{T_n s}$	$K_r; T_n; T_v$
Desacoplada	$K_c \left( 1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right)$	$K_c; T_i; T_d$
Paralela	$K_p + \frac{K_i}{s} + K_d s$	$K_p; K_i; K_d$

#### 7.4.2. MÉTODOS DE AJUSTE EN CONTROLADORES CONVENCIONALES

Existen diversos métodos que permiten un reajuste del controlador, por ejemplo si se cuenta con un controlador acoplado PID como se muestra en la ecuación 7.1 se logra un acoplamiento que ante perturbaciones se recupera rápidamente (Ogata, 2010)

$$D(s) = K_c \left( 1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right) \quad (7.1)$$

Uno de los métodos comúnmente usado es el *Método de lazo abierto o curva de reacción*. Se dispone el controlador en modo manual y se calculan los parámetros necesarios proporcionando un escalón gracias a una curva de reacción como respuesta. Este método se aplica de la siguiente manera:

- Se dispone del controlador en modo manual.
- Se espera hasta lograr que el proceso logre la estabilidad.
- Se realizan cambios en el escalón de la señal de salida del controlador.
- Se registra la curva de respuesta del proceso.
- Se obtienen los puntos en función del tiempo.

Un ejemplo de curva de salida se puede apreciar en la Figura. 7.14 de la cual se pueden obtener los puntos para determinar la constante de tiempo y el tiempo muerto.

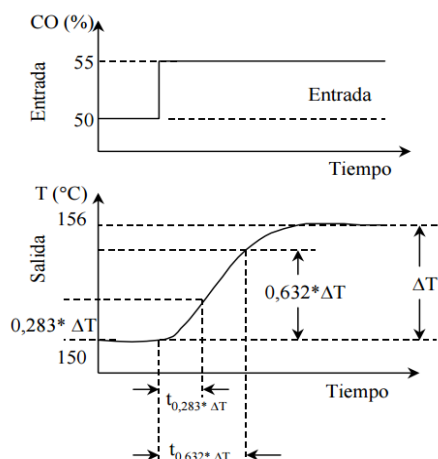


Figura 7.14. Curva de reacción del proceso. Tomado de:  
[http://webdelprofesor.ula.ve/ingenieria/ocamacho/sistemas%20de%20control/CAPITULO\\_%203.pdf](http://webdelprofesor.ula.ve/ingenieria/ocamacho/sistemas%20de%20control/CAPITULO_%203.pdf)

Ziegler y Nichols propusieron una serie de reglas para afinar controladores PID con base a una respuesta experimental. En el presente proyecto se analiza experimentalmente la respuesta de la planta a una entrada escalón, donde la respuesta no tiene oscilaciones y además posee un retardo tal que se forma una “ese” como se observa en la figura 7.14, esta curva permite obtener los parámetros del controlador PID utilizando el método de lazo abierto. Para realizar este método es necesario trazar una recta tangente al punto de inflexión de la respuesta que se obtuvo en el sistema de lazo abierto como se observa en la figura 7.14, esta respuesta se caracteriza con el tiempo de atraso  $L$  y la constante de tiempo  $T$ . La intersección con el eje del tiempo y con el valor final de la amplitud forma las distancias  $L$  y  $T$ . La respuesta al escalón realizado en la prueba se muestra en la siguiente figura 7.15.a. En la Figura. 7.15.b se trazó la recta tangente al punto de inflexión con el fin de sintonizar el controlador.

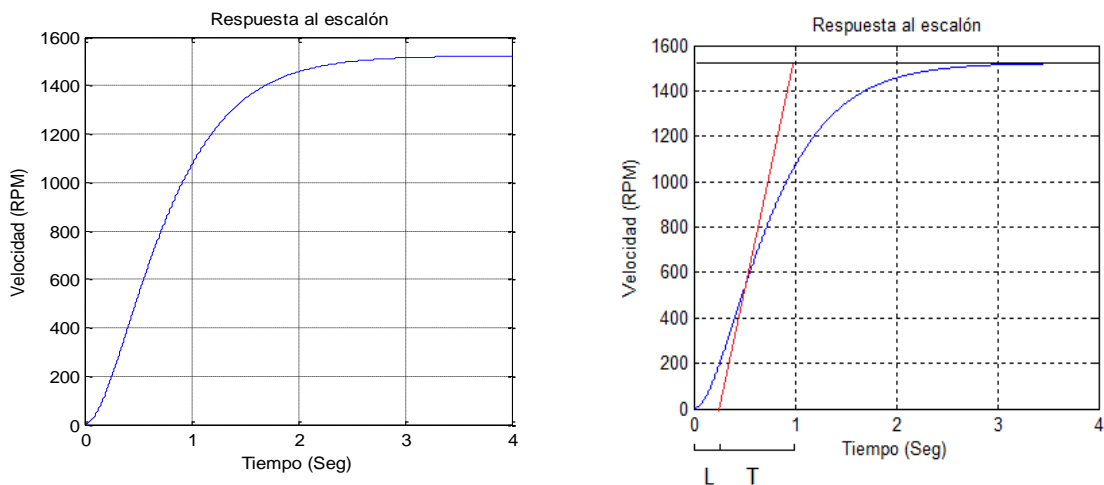


Figura. 7.15 respuesta al escalón para sintonizar el controlador

Como se observa en la figura anterior los valores son:  $L = 0.2$  y  $T = 0.75$ . Con estos valores es posible obtener los parámetros del controlador PID utilizando la tabla 7.8.

Tabla 7.8. Valores de ajuste para controladores Método Lazo Abierto (Ziegler-Nichols).

Tipo de controlador	$K_p$	$\tau_i$	$\tau_d$
<i>P</i>	$\frac{T}{L}$	$\infty$	0
<i>PI</i>	$0.9 \frac{T}{L}$	$\frac{L}{0.3}$	0
<i>PID</i>	$1.2 \frac{T}{L}$	$2L$	$0.5L$

Aplicando las ecuaciones para calcular las constantes del controlador PI ( $K_p$ ,  $K_i$ ) y según los valores de  $T$  y  $L$  se tiene:

$$K_p = 0.9 * \frac{0.75}{0.2} = 3.37$$

$$\tau_i = \frac{L}{0.3} = \frac{0.2}{0.3} = 0.66$$

Pero se debe tener en cuenta que,

$$K_i = \frac{K_p}{\tau_i} = 5.1$$

Estos valores se tomarán como los valores iniciales para sintonizar el controlador, mediante el tuning de Matlab.

#### 7.4.3. SINTONIZACIÓN MEDIANTE MATLAB

Utilizando el bloque de control de *Matlab* PID, se puede sintonizar un controlador PID mediante la opción tuning; para realizar esto se desarrolló el esquema de la figura 7.16 donde la planta es continua, pero el controlador es discreto, esto se debe a que la adquisición se realiza con una Tarjeta NI 6211, que muestrea a una tasa de 1 Ksample/s, por tanto el cálculo será discreto y el controlador en la simulación también será discreto. Los bloques zero-order-hold, se encargan de discretizar la respuesta continua de la planta.

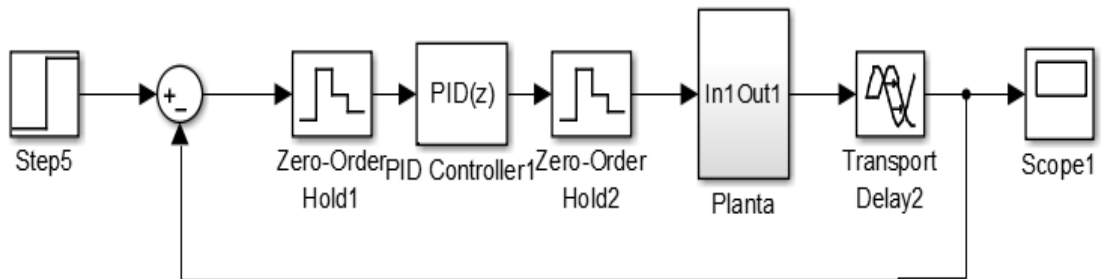


Figura. 7.16. Esquema de la simulación para la sintonización del controlador.

El controlador se inicializó con los valores sintonizados por Ziegler-Nichols, y a partir de este punto se hizo una mejor sintonización, el tiempo de discretización del controlador se asignó como 1 mS, con el ánimo de que sea igual al de la tarjeta de adquisición NI 6211. En la figura 7.17 se muestra la interfaz del tuning de bloque de Matlab.

Los resultados de los parámetros, encontrados después de la sintonización, fueron los siguientes.

$$K_p = 1.014$$

$$K_i = 1.2633$$

$$K_d = 0$$



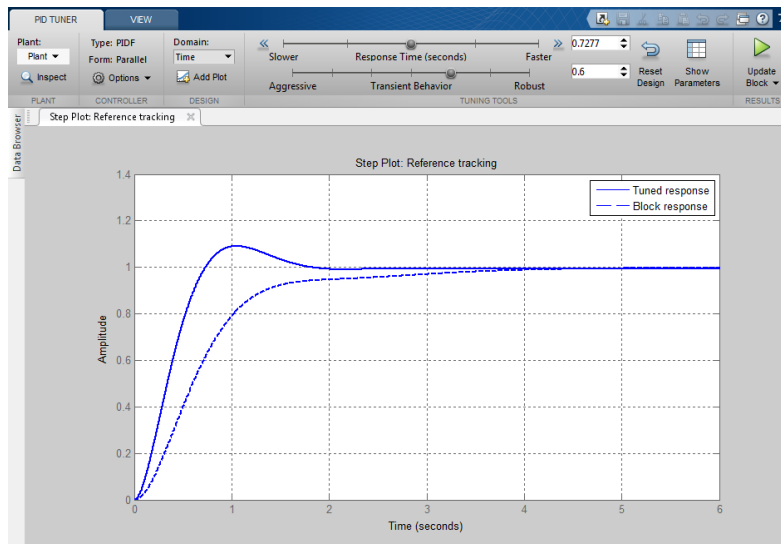


Figura 7.17 Entorno de sintonización del controlador en Matlab.

Esto se muestra en la figura 7.18, donde se observan las constantes determinadas por el bloque después de la sintonización, y la respuesta del sistema ante el escalón.

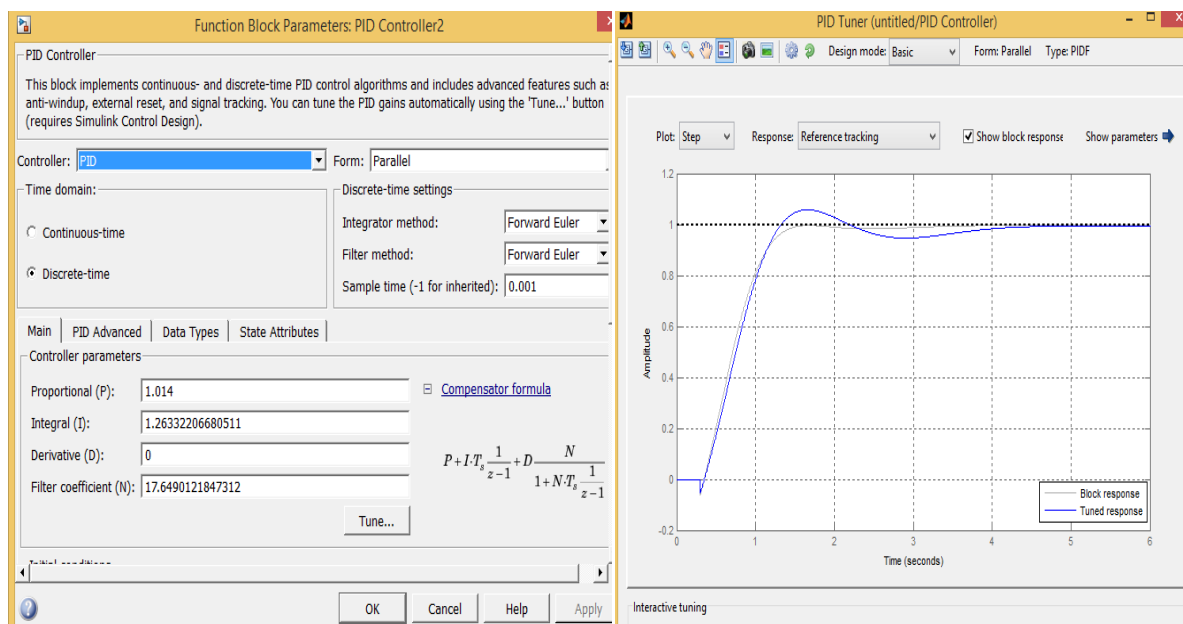


Figura.7.18 Parámetros del controlador sintonizado y respuesta calculada por el bloque.

En el Labview el bloque PID a utilizar requiere que los parámetros se ingresen como  $K_p$ ,  $T_i$  y  $T_d$ , estos parámetros se calculan de la siguiente forma:

$$K_p = 1.014$$

$$\tau_i = \frac{K_p}{K_i} = \frac{1.014}{1.2633} = 0.803$$

#### 7.4.4 SIMULACIÓN DEL CONTROLADOR

Con el controlador encontrado en la sección anterior, se realiza la simulación ante varios cambios de velocidad, esta simulación se llevó a cabo con el modelo de la planta identificado, en la figura 7.19 se muestra el esquema de la simulación.

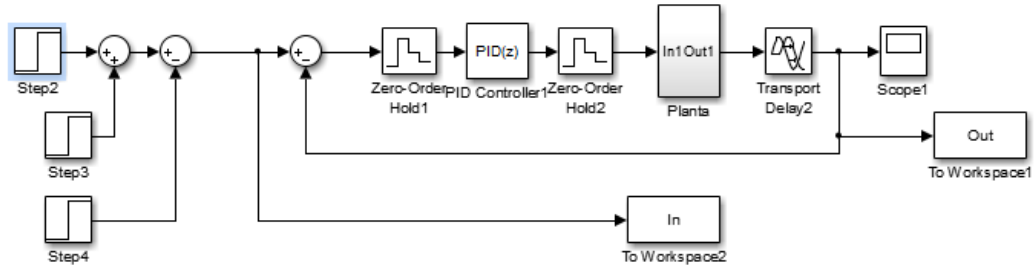


Figura.7.19 Esquema de la simulación del controlador, con el modelo de la planta

En la figura 7.20 se muestra la respuesta del sistema con el controlador seleccionado. En ella se ve la buena respuesta del sistema ante los cambios de ascenso y de descenso. La simulación plantea una velocidad inicial de 150 RPM, luego se acelera el motor hasta que alcanza una velocidad de 1500 RPM, para acelerar hasta 3000 RPM y luego descender hasta los 1000 RPM, finalizando en 200 RPM.

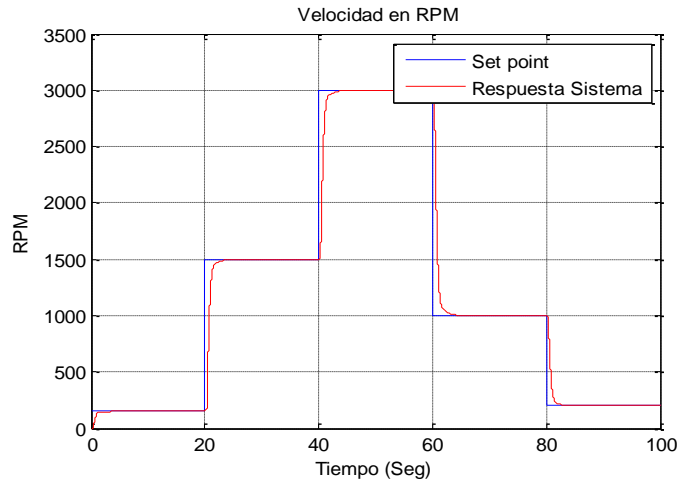


Figura. 7.20 Respuesta del sistema con el controlador.

En la figura se observa que el sistema es capaz de seguir cualquier velocidad, no se tiene sobre impulso en ninguno de los cambios, y el error en estado estacionario es nulo.

Las acciones del controlador se muestran en la figura 7.21. En ella se ve las acciones que toma el controlador, las acciones están como máximo en 3000 rpm y como mínimo en 150 RPPM, esto se debe a que el controlador se saturó en estos valores, el controlador no posee acción anti-windup, aun así se observa un buen comportamiento en la respuesta de la planta.

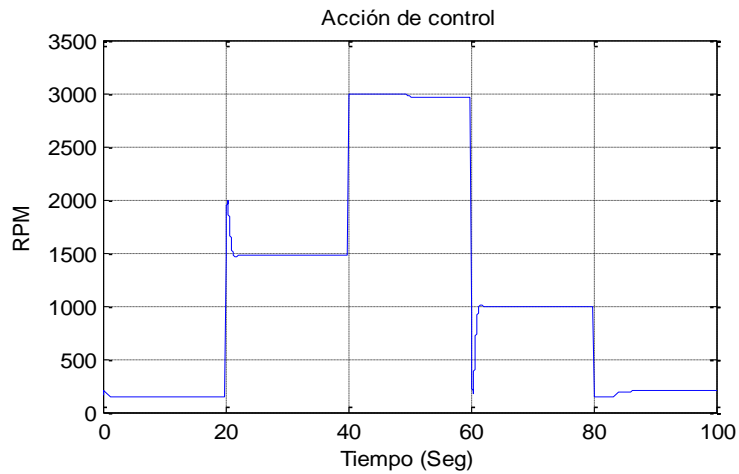


Figura.7.21. Acción de control.

## 7.5 IMPLEMENTACIÓN DEL CONTROLADOR

Con el controlador calculado y simulado se procedió a implementarlo en Labview, para esto se utilizó el bloque PID propio del Labview, en el cual se asignaron los parámetros de: saturación del controlador, 150 RPM como mínima velocidad y 3000 RPM como máxima velocidad. La razón de saturar el controlador en 150 RPM, es que a bajas velocidades el torque era muy bajo debido la relación escalar trabajada. Esto se puede corregir si se realiza una nueva ley escalar con un boost más alto que el seleccionado para este trabajo.

Una de las características del bloque PID de Labview, es que los parámetros de  $T_i$  y  $T_d$  se deben asignar en minutos, como los cálculos realizados en Matlab dieron estos parámetros en segundos, se hizo necesario utilizar un bloque de conversión de unidades. En la figura 7.22 se muestra el algoritmo del controlador, en donde se observa el bloque PID al cual entran las constantes de los parámetros  $K_p$ ,  $T_i$  y  $T_d$  en minutos, adicionalmente entra el set point y la señal proveniente del escalamiento del sensor.

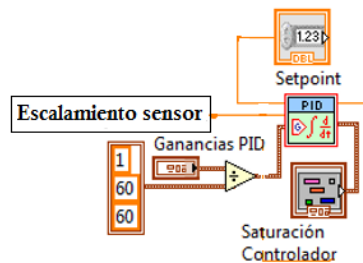


Figura. 7.22 Algoritmo PID en Labview.

El algoritmo completo de control se muestra en la figura 7.23, en el algoritmo se interconectaron los códigos mostrados en las secciones previas, adicionalmente a ellos, se programó el cálculo del deslizamiento del motor, para ello se calculó con el dato que se envía al inversor la respectiva frecuencia eléctrica y con los 4 polos que tiene la maquina se determinó la velocidad síncrona, esta velocidad restada con la velocidad sensada y dividida entre la velocidad síncronica da el deslizamiento del motor.

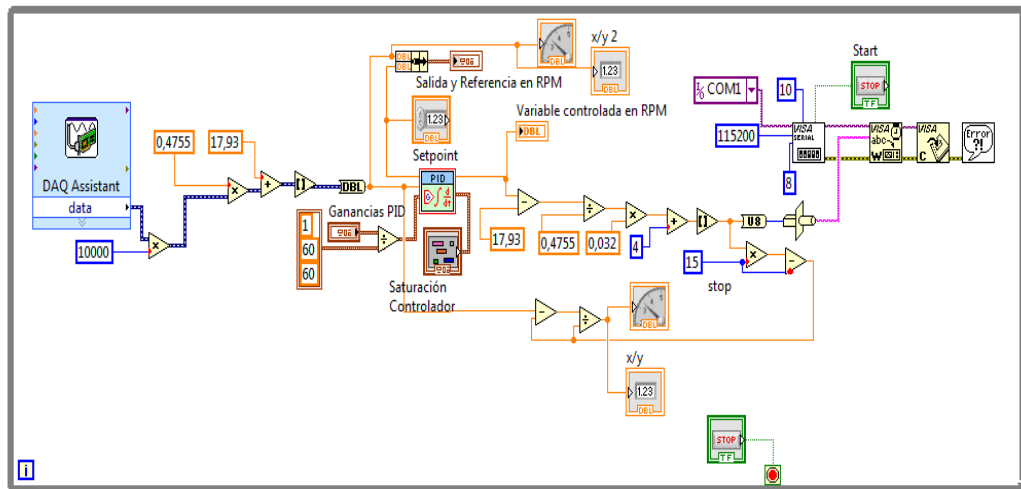


Figura. 7.23 Algoritmo completo de control

La parte del código correspondiente al cálculo del deslizamiento se muestra en la figura 7.24.

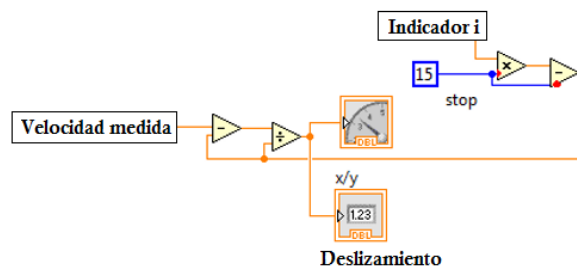


Figura. 7.24. Algoritmo para el cálculo el deslizamiento.

## 7.6 INTERFAZ GRÁFICA.

Una de las ventajas de Labview es que permite de manera sencilla desarrollar interfaces agradables, para este trabajo de grado se desarrolló un GUI (Interfaz gráfica de usuario), en la cual se pueden observar el valor de la velocidad actual del motor, el deslizamiento, las gráficas de la acción de control y el comparativo en tiempo real de la velocidad medida y el set point asignado. La figura 7.25 muestra la interfaz gráfica desarrollada.

Como se puede observar en la figura, se dispusieron de campos numéricos para asignar el set point en RPM, también para asignar las constantes del controlador, aunque en esta tesis las constates son fijas se dejó de esta manera para realizar demostraciones académicas. De igual forma, se dejaron los límites de saturación como entradas con el fin también de realizar demostraciones académicas, también se dispusieron botones de arranque y parada para el sistema.

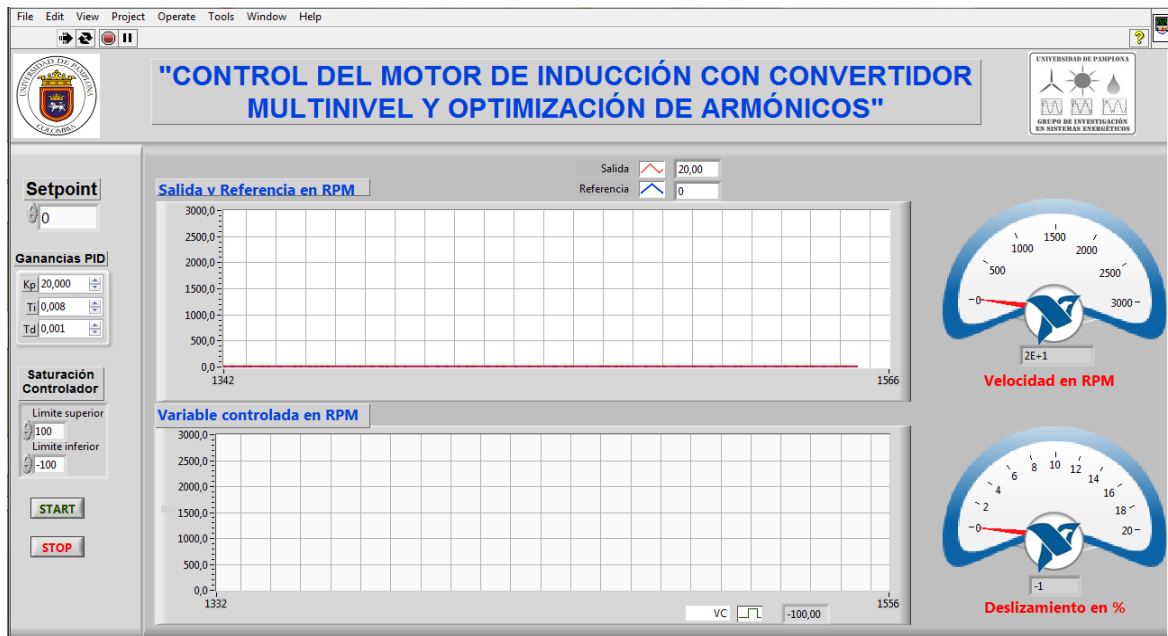


Figura. 7.25. Interfaz desarrollada en Labview.

## 7.7 PRUEBAS DE FUNCIONAMIENTO

En la siguiente figura se muestra la captura de la interfaz gráfica frente a dos cambios de velocidad, la prueba consistió en asignar la primera de 1000 RPM y la segunda de 2000 RPM, como se puede observar en la interfaz gráfica el sistema es capaz de seguir la referencia sin presentar sobreimpulsos y sin presentar errores de estado estacionario.

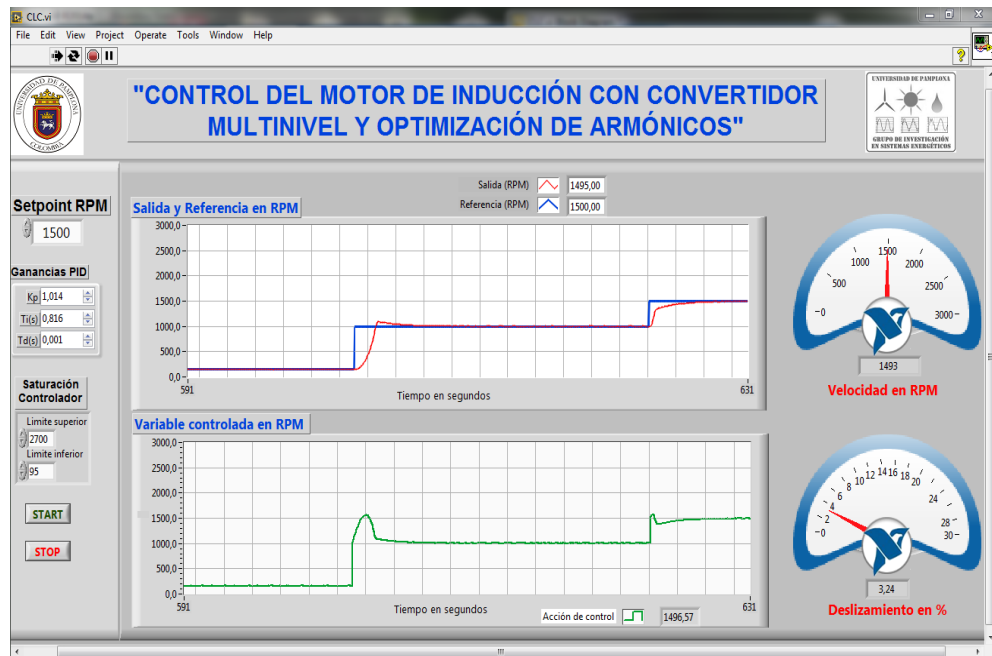


Figura. 7.26. Prueba con dos cambios de velocidad.

La figura 7.26 muestra la buena respuesta del controlador, ya que el error en estado estacionario es prácticamente nulo, no se observan grandes sobreimpulsos solo un pequeño sobreimpulsos cuando la velocidad cambia de 150 a 1000RPM. De igual forma, en la interfaz de muestra, en color verde, las acciones de control realizadas por el PID. Como se puede observar la velocidad en la que se empieza la prueba es de 150 ya que es la velocidad inicial del convertidor, en el proceso de arranque el motor se acelera rápidamente hasta que está en la velocidad de 150 RPM.

Para esta prueba donde la velocidad era de 1500 RPM se capturaron las formas de onda de las variables eléctricas para validar el contenido armónico. En la figura 7.27 se muestra una fotografía de las formas de onda de las corrientes capturadas en el analizador de red. Como se puede observar las formas de onda son prácticamente sinusoidales puras, tiene un valor de 1.4 Amperios RMS, y la frecuencia observada es de 51,12 HZ, esto se debe a que el control demanda que el convertidor oscile entre la frecuencia de 51 y 51.5Hz el variador cambia entre estas dos frecuencias constantemente dando un promedio para el analizador de 51.12 Hz, esta frecuencia hace que la velocidad permanezca constante en 1500 RPM.

En la figura 7.28 se muestra el espectro armónico calculado para esta corriente, con frecuencia de 51,12 Hz, en esta figura se observa que el THD es de tan solo 2,3%, y que el contenido armónico es prácticamente nulo en la banda de los primeros cincuenta armónicos, solo es perceptible la presencia de unos pequeños armónicos de bajo orden.

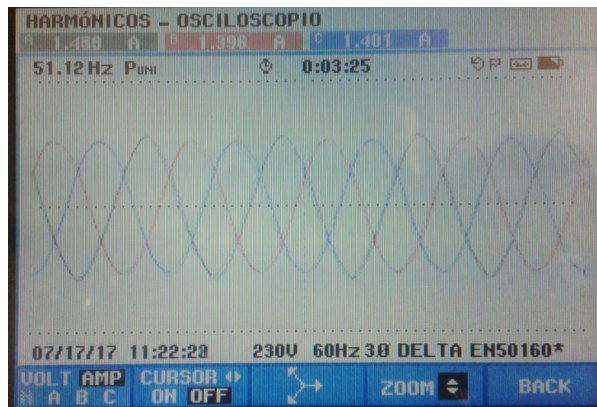


Figura. 7.27 Forma de onda de las corrientes de entrada para 1500 Rpm.

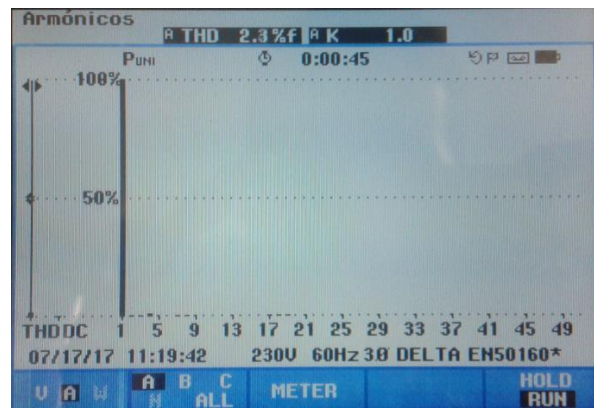


Figura. 7.28 Espectro armónico de las corrientes de entrada para 1500 Rpm.

En la siguiente figura se muestra las formas de onda de las tensiones de línea para este caso.

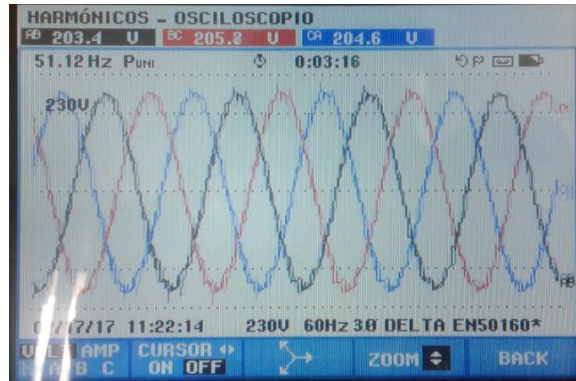


Figura. 7.28 Forma de onda de las tensiones línea de entrada para 1500 Rpm.

Se evidencia que las tensiones son muy cercanas a una onda sinusoidal y que la frecuencia de la alimentación corresponde con los 51.12 Hz de la corriente, se observa también que hubo una regulación de tensión debida a la corriente que absorbe el motor. El contenido armónico de estas tensiones de línea se observa en la figura 7.30, en donde se aprecia que el contenido armónico es de 0.9% que cumple con creces el estándar IEEE 519 ya que no se parecía ningún armónico significativo de bajo orden. Estas imágenes validan que se realiza un control de velocidad con óptima calidad de la energía.



Figura. 7.30 Espectro armónico de las tensiones de línea.

A continuación, para validar el control con óptima calidad de la energía se muestran cuatro imágenes de diferentes frecuencias, no exactas, que el variador replica debido al requerimiento del control, estas imágenes muestran el THD y el espectro armónico.

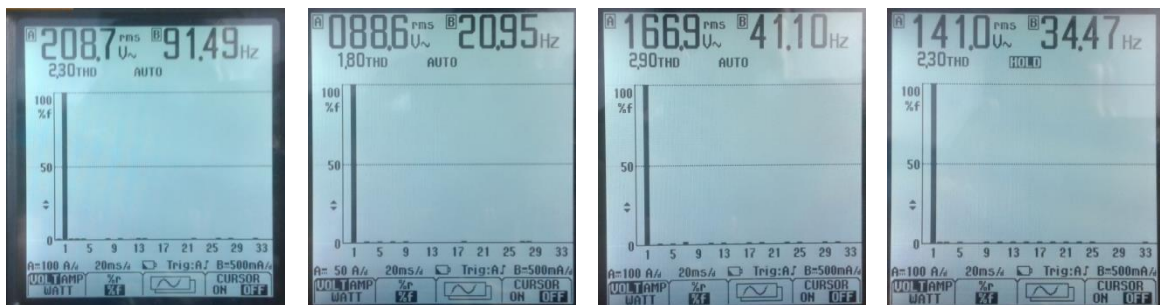


Figura. 7.31. Diferentes frecuencias no exactas del variador, con óptimo THD.

La figura anterior muestra que el contenido armónico oscila entre el 1,8% y el 2,9% estos porcentajes cumplen con el 5% máximo establecido, sin embargo hay que recordar que estos datos se tomaron con el osciloscopio Fluke 125 y si se observan las imágenes capturadas por el analizador de red Fluke 434, que es un equipo más preciso, los contenidos armónicos son menores que los registrados por el osciloscopio.

En la figura 7.32 se muestra un cambio brusco de velocidad en descenso, este cambio de velocidad es de 1000 RPM; como se puede observar en la figura, el control responde rápidamente sin presencias de sobre impulsos significativos. La acción de control se muestra en color verde, esta acción presenta sobre impulsos muy pequeños.

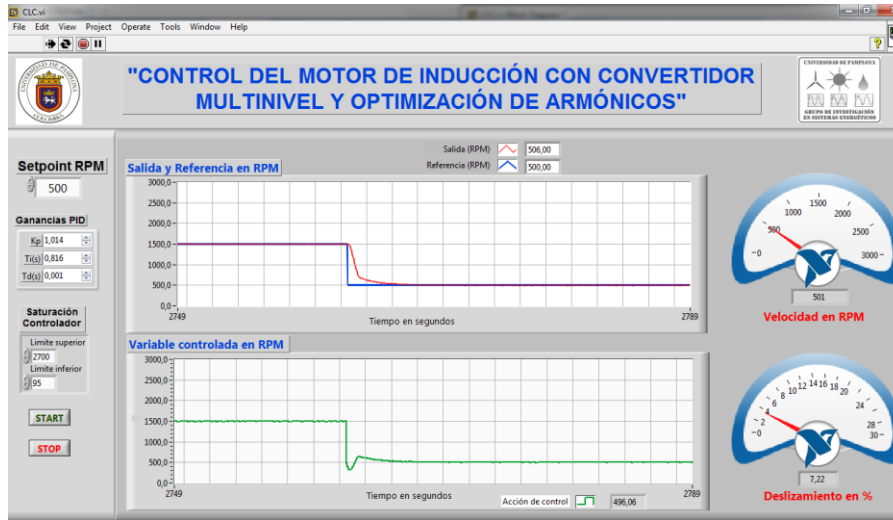


Figura. 7.32 Respuesta del sistema ante un cambio en descenso.

Por último, para verificar el funcionamiento del control con óptima calidad de la energía se realizaron pruebas frente al disturbio, para ello se utilizó la carga resistiva conectada al generador de CD, en la figura 7.32 se muestra la interfaz del sistema, en ella se observa la rápida respuesta ante los cambios producto de la perturbación.

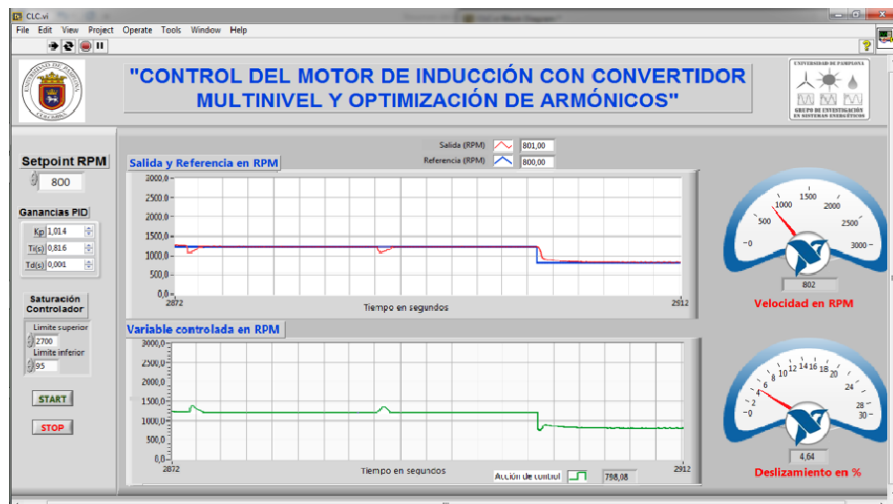


Figura. 7.33 Respuesta del sistema ante los disturbios.



En la figura 7.34 se muestra pruebas ante disturbios más grandes, en ella se ve la rápida recuperación del sistema y las formas de acción del control, la escala de la velocidad de la señal medida es ampliada con respecto a la de las señal de control, con el fin de observar de una mejor manera la respuesta del sistema..

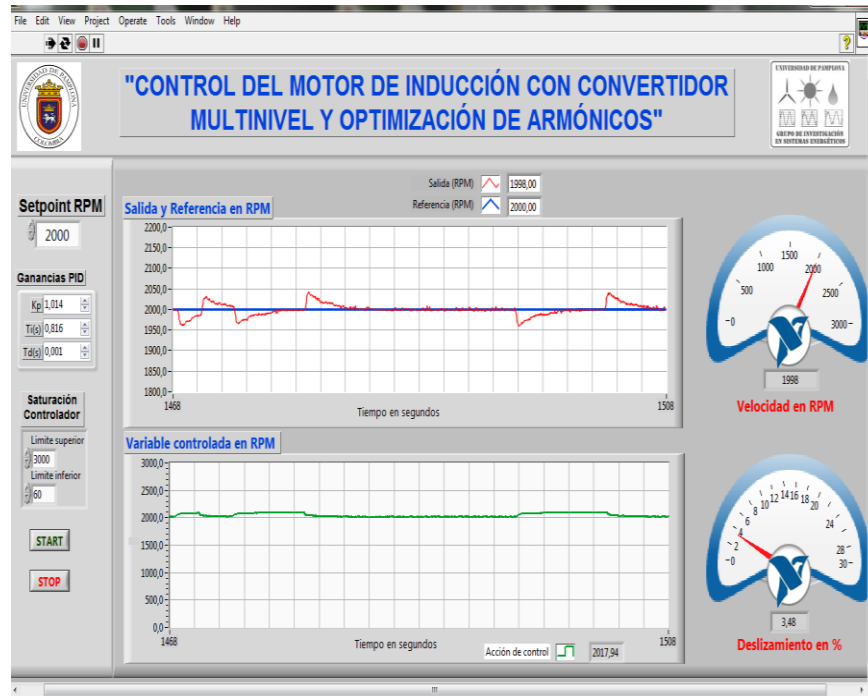


Figura. 7.34 Respuesta del sistema ante los disturbios.

Como Anexo a este documento se deja un video de las pruebas de funcionamiento para que el lector pueda verificar la validación con respecto al disturbio y no hacer este documento excesivamente extenso.

## **CONCLUSIONES**

Dentro de la revisión del estado del arte se encontró que pocos trabajos han logrado disminuir el THD de las tensiones de salida de un convertidor multinivel por debajo del 1%, por lo cual este proyecto da un aporte importante, al tener un rango amplio de modulaciones que teóricamente poseen un contenido armónico en la tensión de línea menor al 1% de THD. De igual forma, dentro de la revisión del estado del arte es apreciable que las técnicas de optimización más utilizadas en el problema de disminuir el contenido armónico de modulaciones multinivel son PSO y GA, de las cuales se seleccionó los algoritmos genéticos para la realización de este trabajo, obteniendo excelentes resultados.

Con el modelado matemático propuesto en este proyecto se logró establecer el contenido armónico de una modulación PWM multinivel de 15 escalones en la tensión de línea, en términos de los ángulos de disparo de la modulación de fase, de esta manera la optimización del contenido armónico se convirtió en un problema netamente numérico. De igual forma, se obtuvo una ecuación que calcula el valor RMS de la tensión de línea en términos de los ángulos de disparo de la modulación de fase. Con estas dos ecuaciones se puede establecer un control escalar que permita variar tensión y frecuencia manteniendo el nivel de THD en un nivel óptimo.

Debido a que la optimización planteada en esta tesis se realiza directamente en la tensión de línea, los armónicos triplens pueden existir en las fases, ya que estos se eliminan al realizar la diferencia de potencial entre ellas, por ende en las tensiones de línea no existirán, esto se demuestra en el modelado matemático desarrollado.

El algoritmo multi-objetivo, desarrollado en esta tesis, permitió optimizar el contenido armónico de modulaciones con diferentes frecuencias y valores RMS, es de resaltar la precisión del algoritmo para encontrar modulaciones con un valor RMS (asignado por la ley escalar definida por el usuario) y con óptimo THD.

La simulación realizada permitió validar como primera instancia que las ecuaciones deducidas son correctas, como segunda instancia que el convertidor multinivel de fuente común trifásico de nueve escalones por fase, se puede utilizar como variador de frecuencia y como tercera instancia que alimentar el motor de inducción con ondas optimizadas tiene beneficios para él, como la disminución en el rizado de las corrientes, en la velocidad y el par. Por último, también valida la hipótesis presentada en el capítulo del modelado matemático, la cual establece que en las fases pueden existir los armónicos triplens en la onda de tensión, pero estos desaparecerán en la línea.

EL THD de las tensiones de línea evidencia la buena optimización realizada por el algoritmo, ya que en todas las pruebas el THD estuvo por debajo del límite establecido por la IEEE 519 de 5%. Presentándose el THD más bajo en un valor de 0,9% y el más alto en 3%, que son valores muy buenos en cuanto a optimización se refiere y que supera con creces la banda establecida.

Los resultados en cuanto al Thd de la tensión de línea, refleja el buen diseño del convertidor, ya que este reproduce las formas de onda calculadas de una excelente manera, presentándose casi la réplica exacta de las formas de onda calculadas. Aunque el convertidor utiliza transformadores a la salida de los puentes H, el diseño de los mismos minimiza las perturbaciones que ellos puedan generar, es por esta razón que el THD es muy bajo a pesar de que se utilicen transformadores a frecuencia variable.

El comportamiento del THDi en todas las pruebas fue bastante bueno, ya que este se mantiene por debajo del 5% y los aportes de cada uno de los armónicos es prácticamente insignificantes. Claramente se observa en las pruebas que el THDi depende la frecuencia y el filtrado que las inductancias hagan, tanto del motor como de los transformadores, presentándose diversos valores; sin embargo todos los valores presentados son bastante bajos.

El comportamiento del valor RMS de las tensiones de línea y de fase es bastante estable, en las mediciones realizadas de calidad de la energía, no se presentaron variaciones de cortas duración como bajos voltajes o sobre voltajes. Tampoco se registró ningún fenómeno transitorio. Lo único que se presentó fue regulación de tensión y el porcentaje de regulación cumple con la normatividad IEEE 1159.

Si se compara la simulación con la validación experimental, en las simulaciones se presentan mayores perturbaciones en cuanto a las formas de onda, esto se debe a que en la simulación se utilizaron modelos de transformadores convencionales, y para construir el prototipo se utilizó una nueva metodología de diseño para estas aplicaciones, estos transformadores bajo esta nueva metodología se comportaron de manera excelente dando resultados muy buenos.

En cuanto al dispositivo utilizado como centro de procesamiento, el dispositivo FPGA fue sub utilizado en cuanto a las velocidades de cálculo, ya que el reloj de este dispositivo es de 250 MHz y el utilizado fue de 100 MHz. Sin embargo, en cuanto a la memoria los recursos del dispositivo no son tan amplios, utilizándose en esta programación alrededor del 60% de los recursos. Por estas razones y el costo económico tan alto, el autor de este trabajo propone utilizar un DSPic o un DSP en trabajos futuros.

Los transformadores diseñados en este proyecto, con la nueva metodología, funcionaron de una manera excelente, sin embargo entre las fases se presentaron pequeños desequilibrios, esto debido a que fueron construidos de manera artesanal, por esta razón se recomienda construirlos de manera técnica con materiales de calidad, para que el convertidor funcione de excelente forma en cuanto a los desequilibrios.

En cuanto al controlador diseñado, se observaron buenos resultados en la simulación y en la implementación, sin embargo, la técnica de control utilizada es muy básica, actualmente existen técnicas más avanzadas, es por esto que se contemplan para futuras investigaciones utilizar una superior, como el control directo del par.

En esta tesis se demostró que la topología de convertidor multinivel de puentes H en cascada de fuente común si se puede utilizar en aplicaciones de frecuencia variable, siempre y cuando los transformadores se diseñen para la aplicación y las modulaciones sean óptimas, de esta manera los transformadores no se saturan y el convertidor funciona de manera adecuada.

El sistema de control diseñado en esta tesis respondió muy bien frente a los diferentes cambios y a las perturbaciones. Aunque el variador de frecuencia tiene una resolución de 0.5 Hz, el sistema de control permite obtener valores intermedios, como por ejemplo 51,12Hz, esto se debe a que el variador realiza cambios rápidos entre las frecuencias de 51 y 51,5 Hz, lo que permitía tener un promedio de este valor.

La implementación de este proyecto fue muy compleja, el abarcar el problema desde un punto de vista netamente numérico, para el cambio de frecuencia y tensión, involucró algoritmos complejos para el establecimiento en la FPGA de las modulaciones pre calculadas, sobre todo para la realización de cambios de frecuencia con una determinada rampa.

Las herramientas de software actuales facilitan enormemente tareas que antes eran laboriosas, en el caso de esta tesis el uso del *ident* de Matlab permitió modelar la planta de una forma sencilla, el uso del bloque PID de Simulink de Matlab permitió realizar de una manera sencilla la sintonización del controlador PID discreto, de igual forma el uso del bloque PID de Labview permitió implementar un controlador con saturación de una manera muy fácil.

Como se demostró en las mediciones realizadas con el analizador Fluke 434, el osciloscopio Fluke 125 utilizado da valores de THD superiores a lo que realmente existen, pese a esto los THD marcados en las diferentes mediciones fueron buenos y validaron la optimización realizada.

Aunque Labview tiene muchas ventajas a la hora de realizar GUIs, tiene una limitante y es el tiempo de adquisición, para controles más complejos como DTC, no se podrá utilizar este software ya que imprimé retardos muy grandes.

El control de velocidad del motor de inducción con convertidor de potencia multinivel y optimización de armónicos desarrollado en esta tesis, ofrece ventajas para el motor de inducción, como la reducción de las componentes armónicas de la corriente y tensión, lo cual disminuye el rizado en el par electromagnético, en la velocidad y las propias corrientes, de esta manera se evitan problemas como pares opuestos, sobrecalentamiento y demás inconvenientes asociados a la distorsión armónica.

### ***INVESTIGACIONES FUTURAS***

Como trabajo futuro se plantea cambiar la técnica de control por una más avanzada, como el control directo del par.

Se plantea realizar un control sensorless, con el ánimo de prescindir del sensor de velocidad y hacer de este tipo de control algo más aplicable a la industria actual.

Se requiere realizar un estudio a profundidad de rendimiento, para verificar si existen aportes en cuanto a la eficiencia, en comparación con los convertidores actuales y con los convertidores multinivel sin optimizar.

De igual forma se debe realizar una investigación profunda del funcionamiento óptimo a bajas velocidades, con el fin de que el convertidor de fuente común pueda funcionar de manera adecuada a extra bajas velocidades.

Otra futura de investigación, es la determinación experimental de los beneficios, en cuanto a rendimiento y disminución de rizado en el par, del control del motor de inducción mediante el convertidor multinivel, para esto se requiere desarrollar un banco de pruebas para motores.

Por último, se pretende realizar una investigación acerca de la implementación comercial de este tipo de convertidores, tanto para energías renovables como par control de motores.

## REFERENCIAS

- Abdelaziz, F., Rachid, E. B., & Abdelaziz, E. G. (2013). A Comparative Study of Three Topologies of Three-phase (5L) Inverter for a PV System. *Energy Procedia* , 436-445.
- Ajami, A., Farakhor, A., & Ardi, H. (2014). "Minimisations of total harmonic distortion in cascaded transformers multilevel inverter by modifying turn ratios of the transformers and input voltage regulation". in *Power Electronics, IET* , 2687-2694,.
- Aller, J. M. (2006). *MÁQUINAS ELÉCTRICAS ROTATIVAS: Introducción a la teoría general*. Miranda: Equinoccio.
- Antonopoulos, A., Mörée, G., Soulard, J., Ängquist, L., & Nee, H. (2014). Experimental Evaluation of the Impact of Harmonics on Induction Motors Fed by Modular Multilevel Converters. *Electrical Machines (ICEM)*, (págs. 768-775). Berlin.
- Bakery, H., & Lawrence, B. (1975). *Lawrence Electric Power Converter, US. Patent Number 3,867,643, 1975*.
- Banaei, M., Khounjahan, H., & Salary, E. (2012). "Single-source cascaded transformers multilevel inverter with reduced number of switches". *IET Power Electron* , 1748-1753.
- Barbera, G., Mayer, H. G., & Issouribehere, F. (2009). Medición de la emisión armónica en variadores de velocidad y desarrollo de modelos de simulación. *Encuentro Regional Iberoamericano de CIGRE 2009*.
- Barbi, I. (1988). *Introdução ao Estudo do Motor de Indução*. Universidade Federal de Santa Catarina.
- Bárceñas, E., & Echavarría, S. (2002). "Análisis y desarrollo de un inversor multinivel" tesis para obtener el grado de: *Maestro en Ciencias en Ingeniería Electrónica*. Cuernavaca, Morelos.
- Bretón Schuwirth, A. A. (2003). "diseño y construcción de un inversor trifásico multinivel de cuatro etapas para compensación armónica y de reactivos" memoria para optar al título de ingeniero civil industrial. Chile: Pontificia universidad catolica de chile escuela de ingeniería.
- Chapman, S. J. (2012). *Máquinas eléctricas* (5 ed.). McGraw-Hill Interamericana.
- Cheng, Y., & Crow, M. (2002). A diode-clamped multi-level inverter for the StatCom/BESS,". *Power Engineering Society Winter Meeting* , 470,475,.
- Chitra, A., & Himavathi, S. (2015). Reduced switch multilevel inverter for performance enhancement of induction motor drive with intelligent rotor resistance estimator. *IET Power Electronics* , 2444–2453.
- Diaz Rodríguez, J. L., Pabon Fernandez, J. L., & Pardo Gracia, A. (2015). "THD Improvement of a PWM Cascade Multilevel Power Inverters Using Genetic Algorithms as Optimization Method". *Wseas Transactions On Power Systems* .
- Diaz Rodriguez, J. L., Pabón Fernández, L. D., & Anaya, Y. C. (2014). Motor de inducción alimentado con convertidor multinivel. *Puente* .
- Diaz, J., Pabon, D. L., & Pardo, A. (2013). "SISTEMA HÍBRIDO DE ENERGÍA UTILIZANDO ENERGÍA SOLAR Y RED ELÉCTRICA". *Revista especializada Lámpsakos* , 69-77.
- Diaz-Rodríguez, J. L., Pabón-Fernández, L. D., & Caicedo-Peñaranda, E. A. (2015). Novel methodology for the calculation of transformers in power multilevel converters. *Ingeniería y competitividad* .
- Edminister, J. A., & Nahvi, M. (1999). *Circuitos Eléctricos*. McGraw-Hill.
- Elgueta, M. (2005). "Aplicación de un inversor multinivel como variador de frecuencia de un motor de inducción trifásico" Tesis de maestría. Santiago de Chile: PONTIFICIA UNIVERSIDAD CATOLICA DE CHILE ESCUELA DE INGENIERIA.
- Fitzgerald, A. E., Kingsley, C., & Umans, S. D. (2003). *Electric Machinery* (Sexta edición ed.). McGraw Hill.

- Gnana Sundari, M., Rajaram, M., & Balaraman, S. (2016). Application of improved firefly algorithm for programmed PWM in multilevel inverter with adjustable DC sources. *Applied Soft Computing* , 169-179.
- Goldberg, D. (1989). “*Genetic Algorithms in Search, Optimization and Machine Learning*”. Addison-Wesley Publishing Company .
- IEEE . (1992). *IEEE Std. 519-1992 - IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems*.
- IEEE. (1995). IEEE Standard 1159. Recommended practice for monitoring electric power quality a status update. DOI: 10.1109/IEEESTD.2009.5154067 .
- Ilhami, C., & Ersan, K. (2011). Practical implementation of a digital signal processor controlled multilevel inverter with low total harmonic distortion for motor drive applications. *Journal of Power Sources* , 7585– 7593.
- Jigar, N., Mistry, Y., & Pratik, H. (2013). Flying Clamped Capacitor Multilevel Inverter In Variable Frequency Drive. *International Journal of Advanced Research in Computer and Communication Engineering*, 2.
- Kavali, J., & Mittal, A. (2016). Analysis of various control schemes for minimal Total Harmonic Distortion in cascaded H-bridge multilevel inverter. *Journal of Electrical Systems and Information Technology* .
- Lai, J., & ZhengPeng, F. (1996). "Multilevel converters-a new breed of power converters". *IEEE Transactions on Industry Application* , 509-517.
- Liang, Y., & Nwankpa, C. O. (2000). A power Line Conditioner Based on Flying Capacitor Multilevel Voltage Source Converter with Phase-shift-SPWM. *IEEE Transactions on industry applications* , 965-971.
- Malinowski, M., Gopakumar, K., Rodriguez, J., & Pérez, M. (2010). A Survey on Cascaded Multilevel Inverters. *IEEE Trans. on Ind. Elect* , 2197-2206.
- Manasa, s. (2012). Design and simulation of three phase five level and seven level inverter fed induction motor drive with two cascaded h-bridge configuration. *international journal of electrical and electronics engineering* , 2231 – 5284.
- Manzano, O. J. (2001). *Mantenimiento de máquinas eléctricas*. Madrid, España: Paranfino .
- Markiewicz, H., & Klajn, A. (2004). Voltage Disturbances Standard EN 50160 Voltage Characteristics in Public Distribution Systems. *Wroclaw University of Technology* .
- Mehmet, Y., Seydi, V., & Seci, V. y. (2008). Comparison of Output Current Harmonics of Voltage Source Inverter used Different PWM Control Techniques. *WSEAS TRANSACTIONS on POWER SYSTEMS* , 696-703.
- Merabet Boulouih, H., Allali, A., Laouer, M., Tahri, A., Denaï, M., & Draou, A. (2015). Direct torque control of multilevel SVPWM inverter in variable speed SCIG-based wind energy conversion system. *Renewable Energy* , 140-152.
- Meynar, T. A., & Foch, H. (1992). Multilevel Conversión: High Voltaje Choppers and voltaje-source inverters . , *Proc. IEEE PESC*, (págs. 397-403).
- Moeed Amjad, A., Salam, Z., & Majed Ahmed, A. (2015). Application of differential evolution for cascaded multilevel VSI with harmonics elimination PWM switching. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems* .
- Moeed Amjad, A., Salam, Z., & Majed Ahmed, A. (2015). Application of differential evolution for cascaded multilevel VSI with harmonics elimination PWM switching. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems* .
- Mohan, N., Undeland, T. M., & Robbins, W. P. (2009). *Electrónica de Potencia: Convertidores Aplicación y Diseño* (3ra ed.). McGraw Hill Interamericana.
- Mora, J. (2005). *Maquinas Electricas*. McGraw Hill.
- Nabae, A., Takahashi, I., & Akagi, H. (1981). “A new neutral point clamped PWM inverter. *IEEE Trans. Ins.Appl* , 518-523.

- Nageswara, G., Rao, P., Sangameswara, R., & Chandra, K. (2014). Harmonic elimination of cascaded H-bridge multilevel inverter based active power filter controlled by intelligent techniques. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems* .
- Naveen kumar, A., Kiran kumar, R. H., & Vardan, B. (2012). "multilevel power converters: a survey" . *international journal of power system operation and energy managementissn* , 91-98.
- Nordvall, A. (2011). "*Multilevel Inverter Topology Survey*" thesis for the degree of master of science. Sweden: Department of Energy and Environment Division of Electric Power Engineering Chalmers University Of Technology Göteborg.
- Nupur, M., Bindeshwar, S., Singh, S. P., & Rahul, D. (2012). "Multilevel Inverters: A Literature Survey on Topologies and Control Strategies". *2nd International Conference on Power, Control and Embedded Systems*.
- Ogata, K. (2010). *Teoría de control moderno*. Madrid: Pearson Educación.
- Pabon Fernandez, L., Diaz Rodríguez, J. L., & Pardo Garcia, A. (2015). "Optimización evolutiva del contenido armónico de un inversor multinivel trifásico de fuentes independientes". *Bistua Revista De La Facultad De Ciencias Basicas* .
- Panda, A. K., & Suresh, Y. (2012). Research on cascade multilevel inverter with single DC source by using three-phase transformers. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems* , 9-20.
- Pardo García, A., & Diaz Rodriguez, J. L. (2004). *Aplicaciones de los convertidores de frecuencia. Estrategias PWM*. Pamplona: Editorial Java E. U.
- Peng, F., Lai, J. S., McKeever, J. W., & VanCoevering, J. (1996). A Multilevel Voltage-Source Inverter with Separate DC Sources for Static Var Generation. *IEEE Transactions on Industry Applications* , 1130-1138.
- Pradeep, R., & Jaseerali, E. Y. (2015). Induction Motor Fed from Multilevel Inverter Topology Incorporating Selective Harmonic. *IEEE Sponsored 2nd International Conference On Electronics And Communication System*, (págs. 38-43).
- Rodriguez Pozueta, M. A. (2008). *Máquinas Asíncronas*. Universidad de CAntabria.
- Rodriguez, J., Lai, J., & ZhengPeng, F. (2002). "Multilevel inverters: a survey of topologies, controls, and applications,". *IEEE Transactions on Industrial Electronics* , 724- 738.
- Sanchez, M. A. (2009). *Calidad de la energía eléctrica*. Instituto Tecnológico de Puebla: Mexico.
- Saucedo, D., Taxis, J., & Flores, Z. (2008). *Factores que afectan la calidad de la energía y su solución*. México: Instituto Politécnico Nacional.
- Shimi Sudha, L., Tilak, T., & Jagdish, K. (2016). Harmonic elimination of a photo-voltaic based cascaded H-bridge multilevel inverter using PSO (particle swarm optimization) for induction motor drive. *Energy* , 335-346.
- Shriwastava, R., Daigavaneb, M. B., & Daigavanec, P. M. (2016). Simulation Analysis of Three Level Diode Clamped Multilevel Inverter Fed PMSM Drive Using Carrier Based Space Vector Pulse Width Modulation (CB-SVPWM). *Procedia Computer Science* , 616 – 623.
- SudhakarBabu, T., Priya, K., Maheswaran, D., SathishKumar, K., & Rajasekar, N. (2015). Selective voltage harmonic elimination in PWM inverter using bacterial foraging algorithm. *Swarm and Evolutionary Computation* , 74–81.
- Surin, K., & Tolbert, M. L. (2009). "*Multilevel Power Converters*" . Chapter 31 Power electronic Handbook.
- Taleba, R., Benyoucefa, D., Helaimia, M., & Boudje, Z. (2015). Cascaded H-bridge Asymmetrical Seven-level Inverter Using THIPWM for High Power Induction Motor. *Energy Procedia* , 844 – 853.
- Tolbert, L. M., Peng, F. Z., & Habetler, . T. (1999). Multilevel Converters for Large Electric drives. *IEEE Trans. Ind. Applicat* , 36-44.
- Tolbert, L. M., Peng, F. Z., & Habetler, T. G. (1998). Multilevel Inverters for Electric Vehicle Applications. *IEEE Workshop on Power Electronics in Transportation*, (págs. 1424-1431). Dearborn, Michigan.

- Tolbert, L. M., Peng, F. Z., & Habetler, T. (1999). Multilevel Converters for Large Electric drives. *IEEE Trans. Ind. Applicat.*
- Trejos, G. (2010). "Diseño e implementación de un inversor trifásico multinivel con fijación por diodos", trabajo de grado para optar al título de magíster en Ingeniería Eléctrica. Colombia: Universidad Tecnológica de Pereira.
- Vaniyambadi Sathyanarayanan, B., & Mani, G. (2015). Declining multi inverter-based total harmonic distortion with the aid of hybrid optimisation technique. in *Science, Measurement & Technology, IET* , 285-293.
- Vas, P. (1998). *Sensorless Vector and Direct Torque Control*. Oxford: Clarendon Press.
- Venus, V., & Ramani, K. (2013). "Implementation of SVPWM technique based diode clamped five-level inverter direct integration scheme for photovoltaic systems,". *memorias de Emerging Trends in Computing, Communication and Nanotechnology ICE-CCN* .
- Vera Romero, C. A., Díaz R, J. L., & Pardo Garcia, A. (2008). Dynamic Characteristics Of The Transient Processes In The Squirrel Cage Induction Motor. *Revista colombiana de tecnologías de avanzada* , 34-41.
- Vivek Kumar, G., & Mahanty, R. (2015). Optimized switching scheme of cascaded H-bridge multilevel inverter using PSO. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems* , 699-707.