

**DISEÑO Y SIMULACIÓN DE UN SISTEMA DE CONVERTIDOR FUENTE Z
APLICADO A UN INVERSOR MULTINIVEL.**



Autor

OMAR JOSUE SIERRA CAMPO

UNIVERSIDAD DE PAMPLONA
FACULTAD DE INGENIERÍAS Y ARQUITECTURA,
DEPARTAMENTO DE INGENIERÍAS ELECTRÓNICA, ELÉCTRICA, SISTEMAS Y
TELECOMUNICACIONES
PROGRAMA DE INGENIERÍA ELÉCTRICA
PAMPLONA, COLOMBIA
2017

**DISEÑO Y SIMULACIÓN DE UN SISTEMA DE CONVERTIDOR FUENTE Z
APLICADO A UN INVERSOR MULTINIVEL.**

Autor

OMAR JOSUE SIERRA CAMPO

Trabajo de grado presentado como requisito para optar al título de: **Ingeniero Eléctrico**

Director

LUIS DAVID PABÓN FERNÁNDEZ

M.Sc control industrial

Codirector

EDISON ANDRES CAICEDO PEÑARANDA

Ingeniero Eléctrico

UNIVERSIDAD DE PAMPLONA
FACULTAD DE INGENIERÍAS Y ARQUITECTURA,
DEPARTAMENTO DE INGENIERÍAS ELECTRÓNICA, ELÉCTRICA, SISTEMAS Y
TELECOMUNICACIONES
PROGRAMA DE INGENIERÍA ELÉCTRICA
PAMPLONA, COLOMBIA

2017

Nota de Aceptación

Director de trabajo de grado

Jurado 1

Jurado 2

Pamplona, diciembre de 2017

Dedicatoria

Dedico esta tesis primeramente a Dios quien a pesar de las pruebas siempre estuvo conmigo y nunca me desamparo, a mis padres Sindulfo Sierra y Clara Elena Campo quienes me apoyaron en todo momento dándome las fuerzas para continuar, a mis hermanos Yoel, Sandy y Caleb, quienes a pesar de mis fallos me ayudaron y alentaron a continuar, a mis amigos Yainer, Carlos y Javier quienes fueron un gran apoyo emocional durante el tiempo en que escribía esta tesis. A mis profesores quienes me enseñaron todo lo que se, a ellos que continuaron depositando su esperanza en mí y me apoyaron de una u otra forma en el transcurso de mi carrera universitaria.

Agradecimientos

El autor expresa los agradecimientos a:

- ✓ Primeramente, gracias a Dios por brindarme la vida, la salud, el conocimiento y las fuerzas para poder hacer realidad este sueño, a mis padres que gracias a sus esfuerzos y apoyo incondicional han hecho posible que pueda superarme y culminar con éxitos mi carrera y este proyecto.

- ✓ Al M.Sc. Luis David Pabón Fernández, y al Ing. Edison Andrés Caicedo Peñaranda, por su gran apoyo y por guiarme como profesores y tutores para la elaboración de este proyecto de tesis que sin su guía no habría podido lograrlo.

- ✓ A mis amigos y compañeros de estudio en especial a mi amigo, compañero Yainer Molina Rodelo, por su apoyo y colaboración, por ayudarme a avanzar en esta carrera universitaria y por colaborar para poder elaborar este proyecto.

CONTENIDO

CAPÍTULO 1. INTRODUCCIÓN	1
1.1 Planteamiento del problema.....	1
1.1.1 Justificación.....	1
1.2 Objetivos.....	2
1.2.1 Objetivo general	2
1.2.2 Objetivos específicos.....	2
CAPÍTULO 2. LOS CONVERTIDORES DC-DC	3
2.1 Introducción a convertidor DC-DC.	3
2.1.1 Funcionamiento.	3
2.2 Tipos de convertidores DC-DC	4
2.2.1 Convertidor reductor (BUCK):.....	4
2.2.2 Convertidor Elevador (BOOST):.....	6
2.2.3 Convertidor Inverso o de retroceso (FLYBACK):.....	7
2.2.4 Convertidor Directo (FORWARD):	8
2.2.5 Convertidor de Contrafase (PUSH-PULL):	9
2.2.6 Convertidor Puente (BRIDGE):	10
2.2.7 Convertidor Semipuente (Half-Bridge):.....	11
2.3 Clases de convertidor DC-DC	12
2.4 Los inversores multinivel.....	14
2.4.1 Tipos de inversores multinivel	14
2.5 Convertidor fuente Z.....	19
2.5.1 Análisis del funcionamiento del convertidor DC-DC fuente Z.....	19
2.5.2 Bloques de operación del convertidor dc/dc puente completo de fuente Z....	20
2.5.3 Análisis del convertidor DC-DC fuente Z.....	21
2.5.4 Análisis matemático del convertidor DC-DC de fuente Z en operación CCM	22
2.5.5 Determinación de las funciones de transferencia del convertidor DC-DC de	
fuente Z en operación CCM:	28
2.5.6 Funciones de transferencia y representación del espacio de estado en operación	
CCM	28
2.6 Cálculos de capacitancia e inductancia aplicados al convertidor fuente Z.....	36

2.6.1	Circuito equivalente, operación y control.....	36
2.6.2	Requerimiento de inductor y condensador de la red fuente Z.....	39
2.6.3	Cálculo de la capacitancia e inductancia críticas.....	39
2.6.4	Generación del ciclo de trabajo	40
2.6.5	Condición para corriente continua en inductor y voltaje continuo en capacitor. 42	
2.6.6	Cálculo de condensador e inductor del conversor fuente z	42
CAPÍTULO 3. REVISIÓN DEL ESTADO DEL ARTE.		45
CAPÍTULO 4. CALCULO Y DISEÑO DEL CONVERTIDOR FUENTE Z		51
4.1	Diseño del convertidor fuente z	52
4.1.1	Forma de onda del voltaje de salida de DC del convertidor fuente Z	53
4.2	Diseño del inversor multinivel de fuente común	53
4.3	Bloque del sistema de control.....	55
4.3.1	Sistema de control del inversor multinivel	55
4.4	Bloque de conmutación.	57
4.5	Bloque de medición	57
4.6	Bloque de conexión a la fuente de DC.....	58
4.7	Forma de onda de voltaje de salida del inversor multinivel en la fase y Línea	58
4.8	Análisis FFT del inversor multinivel	61
CAPÍTULO 5. SISTEMA DE CONVERTOR FUENTE Z EN ACOPLADO CON EL INVERSOR MULTINIVEL.....		63
5.1	Voltaje entregado por el convertidor fuente Z en acople con el inversor multinivel, en la fase y Línea	63
5.2	Análisis FFT del convertidor fuente Z en acople con el inversor multinivel	67
CAPÍTULO 6. PRUEBAS AL CONVERTIDOR FUENTE Z CON DIFERENTES CARGAS 70		
6.1	Primera prueba, al 100% de la carga (141Ω).....	70
6.2	Segunda prueba, al 80% de la carga (112.8 Ω).....	74
6.3	Tercera prueba al 50% de la carga (70.5 Ω)	78
6.4	Cuarta prueba, al 200% de la carga nominal (282 Ω).....	81
CAPÍTULO 7. PRUEBAS Y COMPARACIÓN CON UN CONVERTIDOR DC-DC ELEVADOR (BOOST).....		85

7.1	Cálculos de los componentes a utilizar en el convertidor DC-DC elevador.	85
7.2	Pruebas del convertidor DC.-DC elevador.	86
7.2.1	Primera prueba con el 100% de la carga (141 Ω).....	87
7.2.2	Segunda prueba con el 80% de la carga (112.8 Ω).....	91
7.2.3	Tercera prueba al 50% de la carga (70.5 Ω).....	94
7.2.4	Cuarta prueba, al 200% de la carga nominal (282 Ω)	98
7.3	Tabla comparativa de las pruebas realizadas.	101
7.4	Prueba con carga RL para convertidor fuente Z.	102
7.4.1	Tabla comparativa entre la prueba con carga R y la prueba con carga RL ..	104
RESULTADOS		105
RECOMENDACIONES		105
CONCLUSIONES.....		106
BIBLIOGRAFÍA		108

Resumen

En este proyecto se llevó a cabo la revisión del marco conceptual y del estado del arte sobre el funcionamiento y uso de los convertidores fuente z para su acople a un sistema de inversor multinivel de fuente común el cual también se estudió para conocer su funcionamiento y sus ventajas con respecto a otros tipos de inversores multinivel y que se efectuó el diseño, simulación, e implementación y montaje del mismo, se diseñó el sistema de convertidor fuente z en acople con un inversor multinivel de fuente común para reconocer los materiales que se utilizaron y se reconoció la viabilidad del diseño, a través de simulación se representó el acople del convertidor fuente z y los beneficios que este trae al inversor multinivel de fuente común, y, también como extra se desea realizar un estudio sobre los beneficios de este convertidor fuente z frente a la utilización de un convertidor CD-CD convencional.

Palabras clave:

Inversor multinivel, convertidor Fuente z, Armónicos, calidad de la energía, eficiencia.

CAPÍTULO 1.

INTRODUCCIÓN

En la actualidad la Ingeniería eléctrica se ha centrado en la búsqueda de mejorar la calidad de la energía que se genera, transmite y distribuye. Para ello se ha creado diferentes métodos de generación de energía, uno de ellos es el inversor multinivel el cual puede convertir energía de DC-a-AC, este instrumento de conversión de energía ha sido estudiado en busca de mejoras en su forma de onda de salida de voltaje para reducir los armónicos que este puede presentar así como otros tipos de problemas de calidad de la energía como lo es el ruido EMI, entre otros, para lo cual en este proyecto de tesis se ha determinado una solución a los problemas de ruido EMI presente en este tipo de convertidores el cual es la implementación de un **convertidor fuente Z** el cual funciona como un convertidor DC-DC que entre sus beneficios evita el cortocircuito producido por el ruido EMI el cual puede provocar la destrucción de inversor multinivel, también es importante denotar que este tipo de convertidor fuente Z no requiere de un control como lo requieren los convertidores DC-DC, así como su característica especial que a diferencia de los convertidores DC-DC convencionales este convertidor fuente Z puede trabajar como un convertidor tanto elevador como reductor, que para este caso y en términos prácticos se trabajara como un convertidor elevador o (boost) el cual elevara un voltaje de 24V dc a aproximadamente 48V dc, cabe destacar que en esta investigación se realizara solo la simulación del sistema aplicado a un inversor multinivel de fuente común a través de la herramienta de SimuLink de Matlab.

1.1 Planteamiento del problema

En la Universidad de Pamplona gracias a su semillero de investigación del programa de ingeniería eléctrica se ha trabajado a través del tiempo con múltiples inversores de diferentes configuraciones con la finalidad de encontrar cuál de estos soluciona la mayor cantidad de problemas de calidad de la energía, se llegó a la concesión de que el mejor de estos es el inversor multinivel de fuente común ya que esta además de su fácil diseño reduce algunos problemas de la calidad de la energía.

Actualmente se implementa la utilización de inversores multinivel de fuente común al cual se desea efectuar el acople de un conversor fuente z para mejorar la calidad de la energía entregada por el inversor, así como la de reducir algunos problemas de la calidad de la energía como son el ruido y algunos armónicos que este sistema produce, también estudiar la factibilidad de este conversor frente a otros como lo es el conversor CD-CD.

1.1.1 Justificación

En el grupo de investigación actual de sistemas energéticos de ingeniería eléctrica se propone la optimización de algunos inversores que se encuentran en el programa, entre los cuales está en inversor multinivel de fuente común.

Los sistemas de inversores actuales CD-CA multinivel de fuente común son una alternativa para solucionar los problemas que presentan los inversores convencionales, sus características principales son el tener bajas pérdidas por conmutación al operar a bajas frecuencias de conmutación, la distribución de tensiones en los dispositivos y un filtrado más sencillo ya que la salida está formada

por niveles de tensión. [2] pero que son vulnerables al ruido EMI, el cual puede cerrar dos interruptores de la misma rama de conmutación (diodos o transistores) y destruir el convertidor lo cual genera preocupación al momento de implementar dichos sistemas, para esta problemática en este trabajo se ha propuesto una posible solución que es la implementación de convertidor fuente z el cual además de ser un sistema fácil de construir ya que el mismo está formado por un grupo de capacitores e inductores los cuales traen consigo una serie de beneficios muy provechosos para el inversor multinivel entre los cuales tenemos el aumento en el voltaje de entrada de la fuente de CD y a mas importante la cual es que evita el cortocircuito producido por el cierre de los interruptores producida por el ruido EMI, además permite generar un voltaje de CA con baja Distorsión Armónica Total (THD) para este proyecto se ha propuesto el diseño y la simulación de un convertidor fuente z aplicado a un inversor multinivel para aumentar su eficiencia y rendimiento al generar más voltaje de CA con menos voltaje de entrada de CD [31].

1.2 Objetivos

1.2.1 Objetivo general

Diseñar y simular el conversor fuente z para su acople a un sistema de inversor multinivel.

1.2.2 Objetivos específicos

- Seleccionar la topología de convertidor fuente Z e inversor multinivel a utilizar en el proyecto
- Calcular los componentes del convertidor fuente z y del inversor multinivel
- Diseñar el sistema de conversor fuente z en acople con un inversor multinivel
- Simular el sistema completo
- Analizar los resultados estableciendo los beneficios de este conversor fuente z frente a la utilización de un conversor DC-DC normal.

CAPÍTULO 2. LOS CONVERTIDORES DC-DC

2.1 Introducción a convertidor DC-DC.

En muchas aplicaciones industriales, es necesario el convertir una fuente de corriente directa (CD) de voltaje fijo en una fuente de CD de voltaje variable. Un convertidor de CD-CD se puede considerar como el equivalente a un transformador de corriente alterna (CA) con una relación de vueltas que varía en forma continua. Al igual que un transformador, puede utilizarse como una fuente de CD reductora o elevadora de voltaje [1].

Los convertidores CD-CD se utilizan ampliamente en el control de los motores de tracción de automóviles eléctricos, tranvías eléctricos, grúas marinas, montacargas y elevadores de minas. [1] Por tanto el convertidor de CD-CD es un sistema electrónico cuya función es transformar una corriente continua en otra de igual carácter, pero diferente valor [2].

En la electrónica de potencia ocupan una importante posición el estudio y desarrollo de los convertidores conmutados. Así también los convertidores conmutados CD – CD se dividen en diferentes topologías: Reductora o modelo Buck , Elevadora o modelo Boost y por último un híbrido de las dos anteriores el Flyback [3].

2.1.1 Funcionamiento.

El funcionamiento básico de los convertidores conmutados consiste en el almacenamiento temporal de energía y la cesión de esta en un periodo de tiempo. Este periodo de tiempo determinará la cantidad cedida a la carga. Los convertidores de DC / DC se pueden dividir en tres bloques: - Conmutación - Elemento de acumulación de energía - Filtrado de la señal El bloque de la conmutación se encarga de trocear la señal de entrada según la frecuencia y el ciclo de trabajo que se le quiera dar al elemento conmutador. La acumulación de la energía se rige al primer bloque, ya que este determinará cuando será liberada hacia la carga del sistema. Y el último bloque, filtra la señal conmutada [3].

Se considerará el circuito de la figura 1, conformado exclusivamente por un interruptor y una carga resistiva pura. El interruptor se abre y se cierra siguiendo una señal de periodo “T” denominada periodo de convertidor. El tiempo durante el cual el interruptor está cerrado, y por tanto la carga se encuentra conectada a la fuente primaria de energía, se denominará tiempo de conducción, “Ton”. Por otro lado, el tiempo que el interruptor permanece abierto, dejando aislada la carga, se llamará tiempo de bloqueo, “Toff”. La suma de Ton y Toff, como se puede apreciar en la figura, da el periodo de convertidor (T). Cuando el interruptor S está cerrado, $0 < t < T_{on}$, la tensión de la fuente se refleja en la carga, provocando la circulación de corriente a través de ella. Si por el contrario S está abierto, $T_{on} < t < T$, el vínculo entre la fuente y carga se rompe, quedando esta última aislada de la primera. Como la carga es resistiva pura, la corriente circulante por la misma, en estas condiciones, se anula completamente [2].

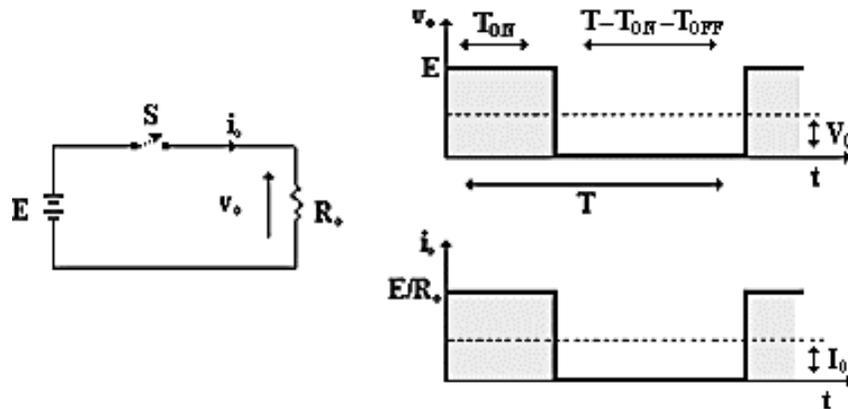


Figura 1 Convertidor cd-cd con carga resistiva. Fuente: [2].

2.2 Tipos de convertidores DC-DC

Fundamentalmente, hay dos tipos de convertidores de CC/CC: lineales y conmutados. Mientras que un convertidor de CC/CC emplea una disminución de tensión resistiva para crear y regular una tensión de salida determinada, un convertidor de CC/CC conmutado convierte mediante el almacenamiento de energía de entrada periódicamente y la posterior liberación de esa energía en la salida con una tensión diferente. El almacenamiento puede ser en un componente de campo magnético como un inductor o transformador, o en un componente de campo eléctrico como un capacitor. Los convertidores basados en transformadores proporcionan aislamiento entre la entrada y la salida [4].

En comparación, los convertidores conmutados ofrecen tres ventajas principales. Primero, la eficiencia de conversión de energía es mucho mayor. Segundo, dado que la frecuencia de conmutación es mayor, los componentes pasivos son más pequeños y la administración térmica se ve simplificada por las pérdidas menores. Tercero, la energía almacenada por un inductor en un regulador de conmutación puede transformarse en tensiones de salida que pueden ser menores que las de entrada (step-down o buck), mayores que la de entrada (boost), o buck-boost con polaridad inversa (inversor). La tensión de entrada también puede transferirse por un transformador para proporcionar aislamiento eléctrico entre la entrada y la salida [4].

2.2.1 Convertidor reductor (BUCK):

Los transformadores son componentes eléctricos que permiten convertir una tensión sinusoidal en otra tensión sinusoidal de la misma frecuencia, pero de diferente amplitud [3].

Pero el principio físico de la inducción, sobre el cual reposa el transformador, no opera con tensión continua.

El convertidor Buck es el análogo del transformador, pero para tensiones continuas. Utilizando este convertidor, una tensión E se puede reducir (en un reductor de tensión como el aquí ilustrado) o aumentar (con un aumentador de tensión) a otro nivel de tensión continua.

Hablamos entonces de un convertidor de corriente continua a corriente continua, en contraste con un transformador, que es un convertidor de corriente alterna a corriente alterna [3].

El convertidor Buck se encuentra a la base de las fuentes conmutadas y de los reguladores que controlan velocidad en máquinas de corriente continua.

Además, es un convertidor DC a DC que obtiene a su salida una tensión continua menor o igual a la de su entrada. Como se muestra en la figura 2 es un tipo de fuente de alimentación conmutada que contiene al menos dos interruptores semiconductores y al menos un elemento para almacenar energía [5].

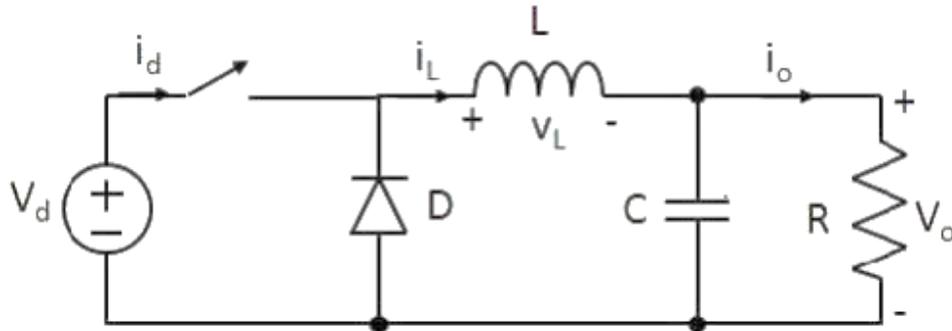


Figura 2. Convertidor cd-cd reductor. Fuente: [3].

Además, como indica la figura, su funcionamiento se prescribe exclusivamente al primer cuadrante de los ejes formados por V e I, de tal forma que la tensión y la intensidad en la carga siempre adoptarán valores positivos como se puede observar en la figura 3 [2].

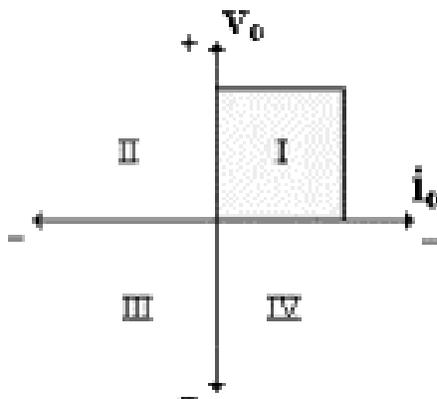


Figura 3. Modo de trabajo en la gráfica V-I de un convertidor reductor. Fuente: [2].

2.2.2 Convertidor Elevador (BOOST):

El convertidor Boost es un circuito en el cual la señal de voltaje de salida siempre es mayor que la señal de voltaje de entrada, con una relación mayor o igual a 1 entre la señal de salida y la de entrada en estado estacionario. Comúnmente la potencia de salida de este circuito puede variar en un rango de 20 a 400 W y es usado comúnmente como corrector de factor de potencia en algunas conversiones AC-DC. El circuito que describe este convertidor puede verse en la figura 4. a [6]:

Este tipo de convertidor tiene un circuito que usa las características del inductor y el capacitor como elementos almacenadores de energía para elevar la corriente proveniente de la fuente de alimentación y usarla para inyectarla al condensador, produciendo así niveles de voltaje mayores en la carga que los de la fuente. El interruptor en el esquema (figura 4. b), consiste de dos elementos: un elemento de conmutación rápida como un transistor BJT, un Mosfet o el más comúnmente usado el IGBT y el otro, un diodo con un tiempo de recuperación mucho menor que el periodo de la señal de control; la función de éste último, es impedir que la corriente de descarga del condensador se devuelva, ya que se desea que cuando la fuente se desconecta del condensador y de la resistencia de carga para almacenar energía en la bobina, se suministre corriente a la carga mediante la descarga del condensador. Cuando el transistor está en conducción (interruptor en 1), la inductancia almacena energía para luego suministrarla simultáneamente a la carga y al condensador a otro nivel de voltaje en los intervalos en los que el transistor esté en corte (interruptor en 2) [7].

El interruptor en la posición 1 del circuito físico (figura 4. b), indica que el transistor está en saturación, por lo que el ánodo del diodo queda cortocircuitado a tierra, con esto, el diodo queda en polarización inversa y por consiguiente no conduce comportándose como un interruptor abierto [7].

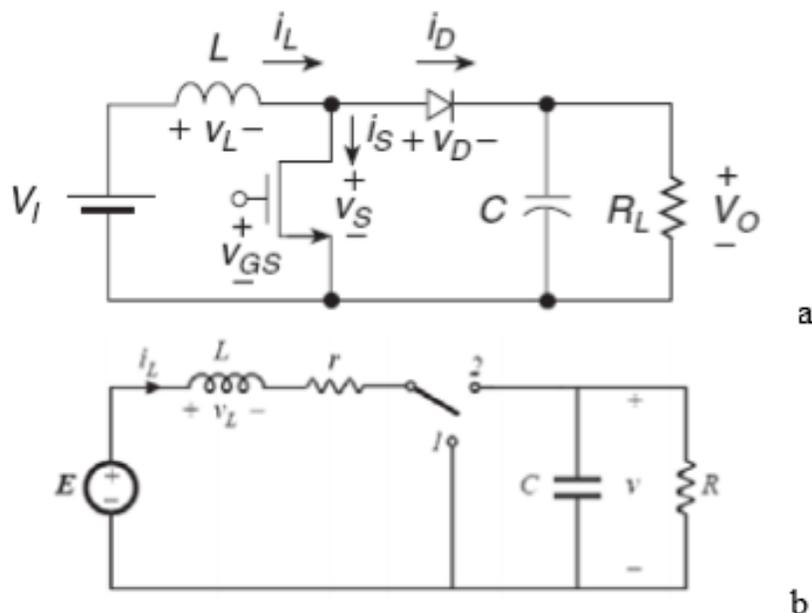


Figura 4. Convertidor elevador. a) esquema general. Fuente: [6]. b) esquema de funcionamiento. Fuente: [7].

2.2.3 Convertidor Inverso o de retroceso (FLYBACK):

También llamado convertidor inverso o de retroceso, este circuito puede suministrar una salida de mayor o menor tensión que la entrada, pero siempre de polaridad inversa a la misma. En la figura 5 puede verse el esquema simplificado del mismo. Su ciclo de funcionamiento es el siguiente: Durante el período de conducción de Q, la corriente en la bobina L crece linealmente, acumulándose energía en la misma. Cuando Q deja de conducir, la corriente en la bobina continúa circulando, ahora descargando la energía acumulada, a través del diodo D. Esta corriente carga el condensador de salida C. En la figura 6 se ha representado la versión aislada del mismo, con la bobina convertida en un transformador, lo cual permite que la salida esté aislada de la entrada y, si se utilizan múltiples secundarios, la realización un convertidor de varias salidas [8].

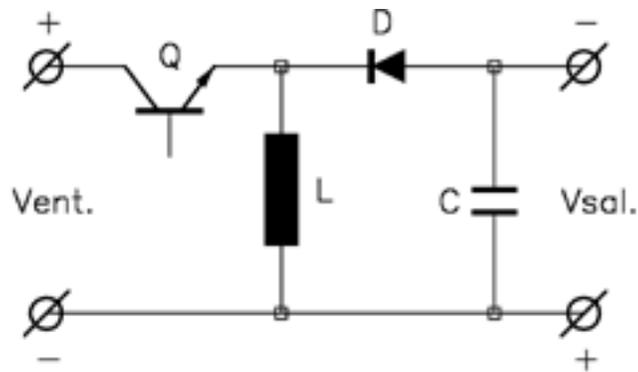


Figura 5. Convertidor de retroceso flyback. Fuente: [8].

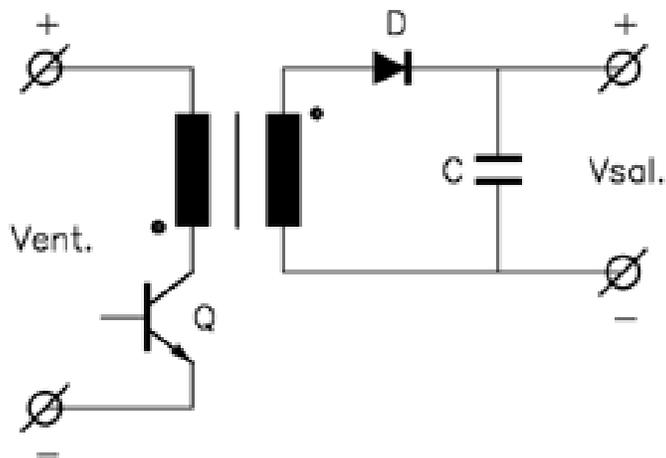


Figura 6. Convertidor flyback aislado. Fuente: [8].

EL convertidor Flyback es un tipo de convertidor DC a DC que consta con un aislamiento galvánico en la entrada y en la salida. Posee una estructura similar a la de un convertidor Buck Boost como se observa en la figura 7 [8].

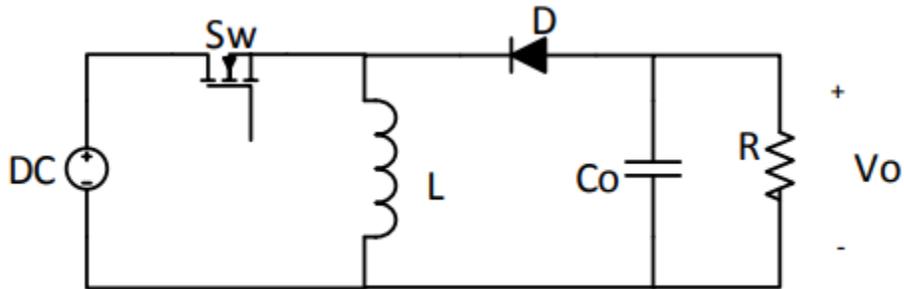


Figura 7. Topología de un convertidor flyback. Fuente: [8].

Consta de dos bobinas acopladas, se suele cometer el error de hablar de un transformador como un elemento de aislamiento, pero no es así, ya que el transformador no sirve como almacenamiento de energía, mientras que el inductor del convertidor Flyback almacena toda la energía en el núcleo magnético. Por lo tanto, el dispositivo inductivo en estos tipos de convertidores es más voluminoso para una misma frecuencia de conmutación en comparación con otros convertidores con aislamiento. Por esta razón este convertidor solo es usado en aplicaciones de baja potencia [8].

2.2.4 Convertidor Directo (FORWARD):

El convertidor Forward es un convertidor aislado con capacidad de manejar más potencia que el Flyback. Al contrario que el Flyback, el convertidor Forward transmite energía a la salida durante el semiperiodo de conducción. Está basado en el convertidor Reductor [9].

Partiendo de la estructura básica del convertidor Buck se pueden obtener diversas topologías mediante la inserción de aislamiento galvánico en diferentes posiciones. Una de las estructuras más comunes derivadas del Buck es el convertidor Forward, cuya topología se muestra a en la figura 8 [10]:

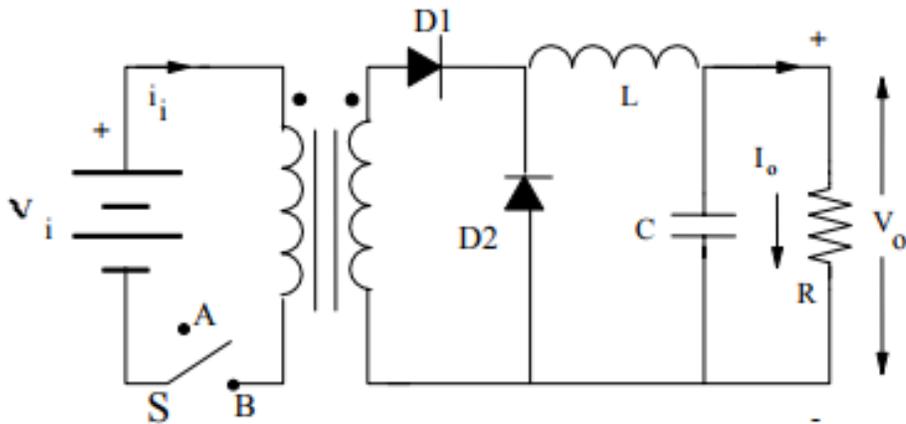


Figura 8. Topología del convertidor forward. Fuente: [10].

El principio de funcionamiento se analiza en dos estados de sub-circuitos lineales de funcionamiento:

Estado I: Conmutador S en la posición B, la tensión de alimentación V_i es aplicada al bobinado primario, induciendo una tensión de secundario que genera una corriente de carga ascendente en L. De esta forma la energía fluye desde la entrada hacia la salida de forma directa y coincidiendo con el periodo de conducción de S [10].

Estado II: Conmutador S en la posición A, La tensión en el secundario se divertirá bloqueando a D1. La corriente I_L continuara fluyendo en la dirección de directa (hacia la carga) lo cual fuerza a la conducción de D2 (diodo de libre conducción). La tensión V_L es ahora inversa de la forma que I_L decrecerá. En este estado la energía magnetizante almacenada en el transformador debe ser evacuada, para lo cual se debe proveer al convertidor de algún mecanismo de reset [10].

2.2.5 Convertidor de Contrafase (PUSH-PULL):

El convertidor Push-pull se obtiene de la unión de dos convertidores de tipo Forward, trabajando en desfase. Así este convertidor tiene la ventaja sobre el forward de que la tensión en bornes de transformador, y por lo tanto la tensión en bornes del transistor, está limitada al doble de la tensión de entrada. Además, no necesita un mecanismo de reset [10].

Este convertidor tiene transistores a la entrada del primario realizando una onda simétrica y diodos en el secundario realizando una rectificación de doble onda [11].

En la figura 9, se muestra la estructura del convertidor push-pull:

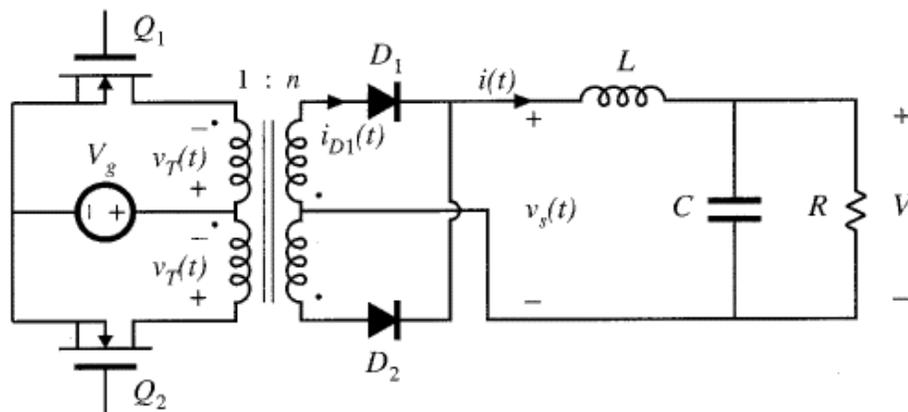


Figura 9. Estructura de un convertidor push-pull. Fuente: [11].

Cuando ambos transistores Q1 y Q2, se ponen en conducción mediante pulsos alternados. Cuando Q1 se pone en conducción se aplica una tensión en el primario N_{P1} de V_g . Bajo esta condición, todos los puntos de los restantes bobinados se hacen positivo, y el colector Q2 soportara $2 V_{dc}$ debido a la acción de su bobinado. En secundario, el bobinado superior conducirá gracias a la acción del diodo D1, dando potencia a la salida. La corriente en el primario consistirá en la corriente reflejada de secundario más una componente pequeña debida a la inductancia magnetizante [10].

A continuación, el control lleva a T2 a corte y aparece un periodo de no conducción de ningún conmutador primario. Durante este periodo el inductor de filtro de salida, L, deberá mantener una corriente circulando y el único camino disponibles es por los diodos D1 y D2, la carga de salida y el condensador de filtrado C. Esta corriente retornara por la vía de la toma intermedia del secundario. Como ambos secundarios tienen el mismo número de vueltas la corriente de L se reparte en partes iguales por cada uno de ellos y por ello la tensión en ambos secundarios es cero [10].

A demás, la corriente magnetizante que ya no tiene camino por donde circular lo hace por ambos secundarios, sumándose por D1 a $i_L/2$ y restándose por D2 a $i_L/2$. En un intervalo de Q1 y Q2 a Off lo hace en el sentido descrito y en el siguiente intervalo de Q1 y Q2 a Off lo hace en sentido opuesto como se muestra en la siguiente gráfica [10].

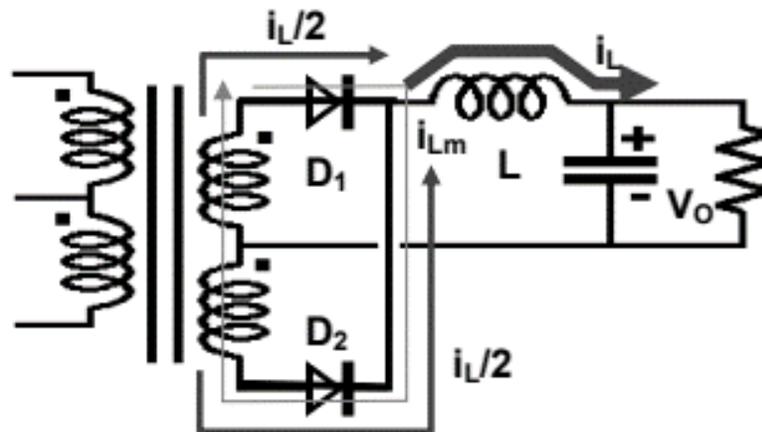


Figura 10. Dirección de la corriente magnetizante del convertidor push-pull. Fuente: [10]

2.2.6 Convertidor Puente (BRIDGE):

El convertidor en puente completo es una ampliación del convertidor semipuente para para aplicaciones de mayor potencia. El circuito es idéntico al semipuente, salvo la sustitución del divisor capacitivo por dos transistores [10].

El convertidor Bridge, que se muestra en la figura siguiente, está compuesto por cuatro transistores lo cual lo hace de mayor coste que el convertidor forward o semipuente. La razón de esta composición se basa en que la tensión que se aplicará al primario del transformador será V_{dc} y no $V_{dc}/2$ tal como ocurre en el semipuente. Así para transistores que sean capaces de soportar la misma tensión y corriente, el convertidor Bridge es capaz de entregar el doble de potencia que el convertidor Half-bridge. De esta manera será más efectivo que el convertidor semipuente para potencias elevadas, especialmente si en el convertidor Semipuente necesitamos colocar dos transistores en paralelo [10].

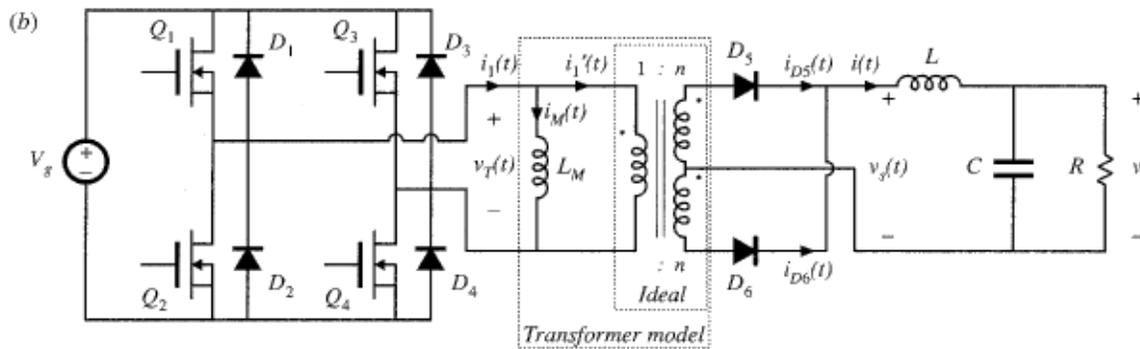


Figura 11. Convertidor bridge Fuente: [10].

La secuencia de funcionamiento consiste en la conducción y corte simultáneo de una pareja diagonal de los transistores dispuestos, de forma que coincidirá la conducción de Q1 y Q4 con el corte Q2 y Q3, además de un tiempo muerto entre las transiciones de ambas parejas, instante en el cual ningún transistor conmutará. Al disponer en la etapa de salida de la misma configuración que el convertidor semipuente, durante este instante Off, y bajo condiciones de funcionamiento estacionarias, la corriente en el inductor de filtro de salida estará establecida y forzada a los diodos rectificadores del secundario a conducir actuando como diodos de libre circulación. Estos diodos deberán conducir la misma corriente cada uno de ellos (excepto una pequeña cantidad debido a la corriente magnetizante, al igual que sucede en el semipuente), la conducción de estos diodos forzara una tensión nula en el secundario, y por lo tanto una tensión en el primario nula (después de un periodo de oscilación amortiguada, motivada por la inductancia de dispersión del primario) [10].

En el instante de corte de todos los transistores, la corriente magnetizante que se había establecido en el primario permanecerá constante debido a que los dos diodos rectificadores de salida cortocircuitan el secundario y se refleja dicho cortocircuito en el primario provocando que la corriente magnetizante permanezca constante hasta que el siguiente transistor conduzca de manera que aplique tensión de signo contrario para descargarla. Ahora la desmagnetización no se lleva a cabo como en el convertidor forward, donde se garantizaba que la corriente de magnetización fuera cero, sino que ahora la acción alternada de los transistores en conducción fuerzan un valor medio de la corriente magnetizante nula en cada periodo [10].

2.2.7 Convertidor Semipuente (Half-Bridge):

Las topologías tipo puente y semipuente se caracterizan por que el nivel de tensión que soportan sus semiconductores durante el estado de corte es la tensión de entrada y no el doble tal como ocurría en los convertidores Forward y Push-pull. Por tanto, serán topologías utilizadas principalmente para aplicaciones off-line. Como ventajas generales podemos destacar como los picos de tensión debidos a la inductancia de dispersión son recortados fácilmente a la tensión de alimentación, devolviendo la energía almacenada en estas inductancias hacia el bus de entrada como se observa en la figura 12 [10].

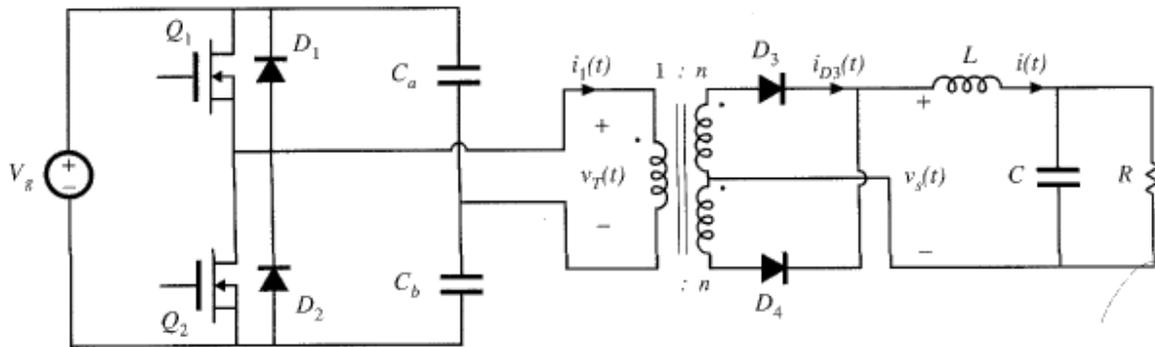


Figura 12. Convertidor Half-bridge. Fuente: [10].

Si asumimos que los condensadores C_a y C_b se cargan a la misma tensión, en el punto de unión de ambos se dispondrá de una tensión igual a $V_{dc}/2$. Cuando Q_1 entra en conducción, una tensión igual a $V_{dc}/2$ aparece en los bornes del primario, con la consecuente corriente aumentando en el primario, debido a la corriente reflejada del secundario mas la propia corriente de magnetización. Después de un tiempo fijado por el control, el transistor Q_1 conmuta a corte. Como resultado de la inductancia de pérdidas del primario, la corriente querrá continuar circulando, ocasionando unas sobretensiones que se deben controlar mediante la inserción de una red RCD. Después del periodo definido por el control, Q_2 pasara a conducción, invirtiendo la polaridad en los bornes del primario, y circulando la corriente en sentido contrario [10].

En cuanto al circuito secundario, este trabaja de la siguiente manera: Cuando Q_1 este en On la corriente por el secundario circulara por D_1 . Cuando Q_1 conmute a Off, la tensión en todos los bobinados cae a cero, pero la corriente deberá seguir circulando por los diodos del secundario, forzada por la descarga de la corriente del filtro de salida L . Así cuando la tensión en el secundario haya caído a cero los diodos D_1 y D_2 compartirán la corriente del inductor por igual, actuando como diodos de libre circulación que imponen una condición de cero voltios en el secundario [10].

2.3 Clases de convertidor DC-DC

Dependiendo del sentido de la intensidad y la tensión aplicada en la carga los convertidores se pueden clasificar en cinco clases bien diferenciadas, según el o los cuadrantes del plano V-I en que puedan funcionar [2].

Los dos primeros convertidores, clase A y clase B, se caracterizan porque el sentido que presentan tanto la tensión como la intensidad en la carga es invariable (operación en un solo cuadrante). Mientras, los convertidores clase C y D, como se puede observar en las figuras 13, tienen su área de trabajo configurada por dos cuadrantes, con lo que un parámetro de los mismos, bien puede ser la intensidad como la tensión en la carga, puede adoptar diferente sentido. Por último, en el convertidor clase E la tensión y la intensidad pueden presentar cualquier combinación posible, pudiendo trabajar este convertidor en cualquiera de los 4 cuadrantes [2].

En el **tipo A** cuando el interruptor se cierra, la fuente de tensión E se conecta a la carga, el diodo D queda polarizado en inverso. La intensidad crece exponencialmente mientras circula a través de R , L y V . Por otro lado, cuando el interruptor se abre, la carga queda totalmente aislada de la fuente

primaria de energía, la intensidad tiende a decrecer y en la bobina se induce una f.e.m. negativa que provoca que el diodo D entre en conducción, actuando como un diodo volante o de libre circulación [2].

El **tipo B** opera exclusivamente en el segundo cuadrante. Por tanto, la tensión en la carga sigue positiva, mientras que la intensidad que circula por la carga es negativa. En otras palabras, se puede decir que la intensidad escapa de la carga y fluye hacia la fuente primaria de tensión. Es por ello que este convertidor recibe también el apelativo de convertidor regenerativo.

El convertidor **clase C** puede operar tanto en el primer como el segundo cuadrante. Por tanto, la tensión en la carga sólo puede ser positiva, mientras que la intensidad podrá adoptar tanto valores positivos como negativos. Es por ello que también se le pueda denominar chopper de dos cuadrantes [2].

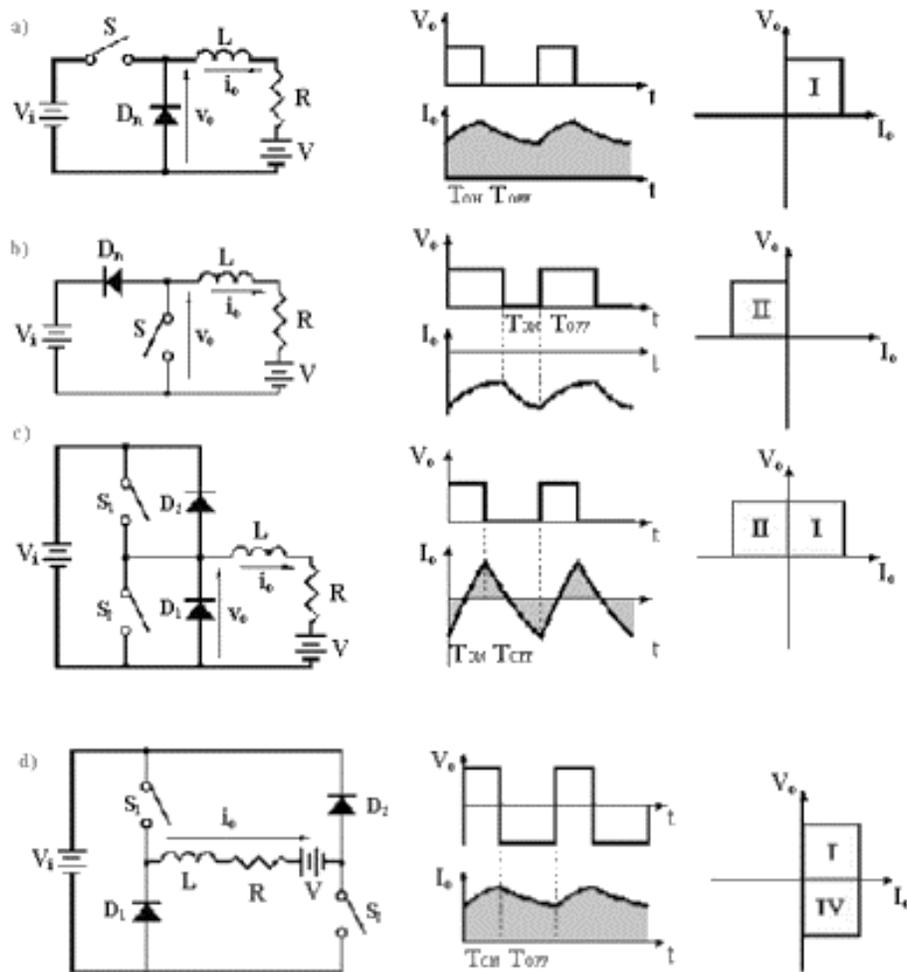


Figura 13. Convertidor chopper. a) convertidor tipo A b) convertidor tipo B c) convertidor tipo C d) convertidor tipo D. Fuente: [2].

2.4 Los inversores multinivel.

Son inversores de última tecnología que pueden generar corrientes o incluso voltajes sinusoidales con mucho menor contenido armónico que los inversores convencionales de dos niveles. Si el número de niveles es lo suficientemente alto, se puede obtener un voltaje y corriente casi perfecto. La tecnología multinivel permite generar señales de corriente y voltaje de mejor calidad que las obtenidas con técnicas de modulación por ancho de pulso [12].

La Función general de un Inversor Multinivel es generar un voltaje alterno a partir de diferentes niveles de voltaje continuo. Estos inversores multinivel pueden ser conectados 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 14 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 [12].

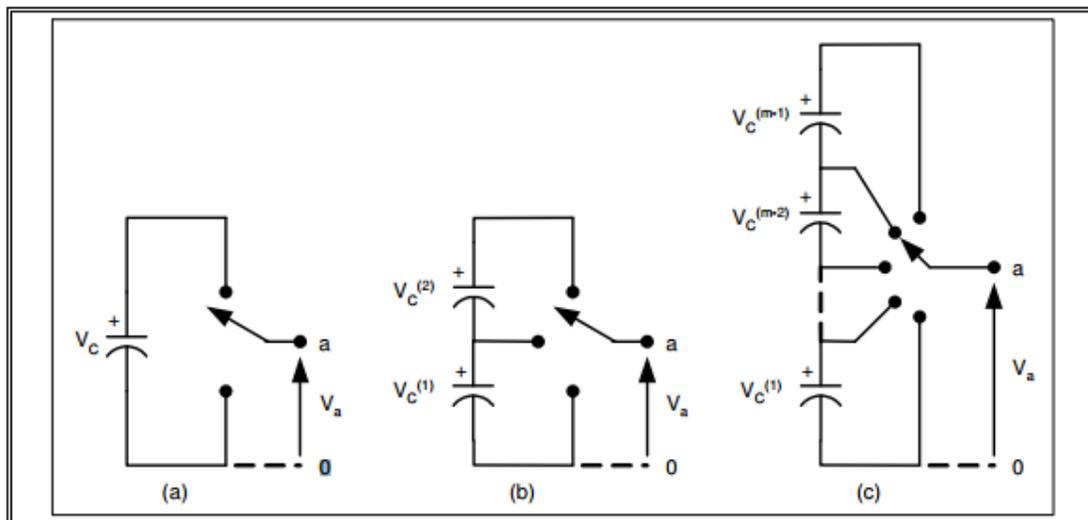


Figura 14. inversor de a) 2 niveles, b) 3 niveles, c) m niveles. Fuente: [12].

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: $m = n + 1$ [12].

2.4.1 Tipos de inversores multinivel

A continuación, se realizará una revisión de los diferentes tipos de inversor multinivel que se pueden encontrar en entre los cuales se encuentra el inversor multinivel a trabajar el cual es el inversor multinivel de fuente común, se eligió este inversor puesto que en la Universidad de Pamplona se encuentra un prototipo del mismo el cual en futuras investigaciones se desea realizar el montaje.

2.4.1.1 Inversor acoplado por Diodo

Este inversor se caracteriza por dividir el voltaje de la barra DC en una cierta cantidad de niveles por medio de condensadores conectados en serie. La cantidad de diferentes niveles de voltaje caracteriza al inversor. En la figura 15.a se muestra un Inversor de tres niveles, obtenidos con los condensadores C_1 y C_2 conectados en serie y en la 15.b uno de cinco niveles. El punto medio n entre los dos condensadores se puede definir como punto neutro. El voltaje de salida V_{an} se caracteriza por tener tres estados o niveles: $V_{dc}/2$, 0 , y $-V_{dc}/2$ con respecto al punto neutro [12].

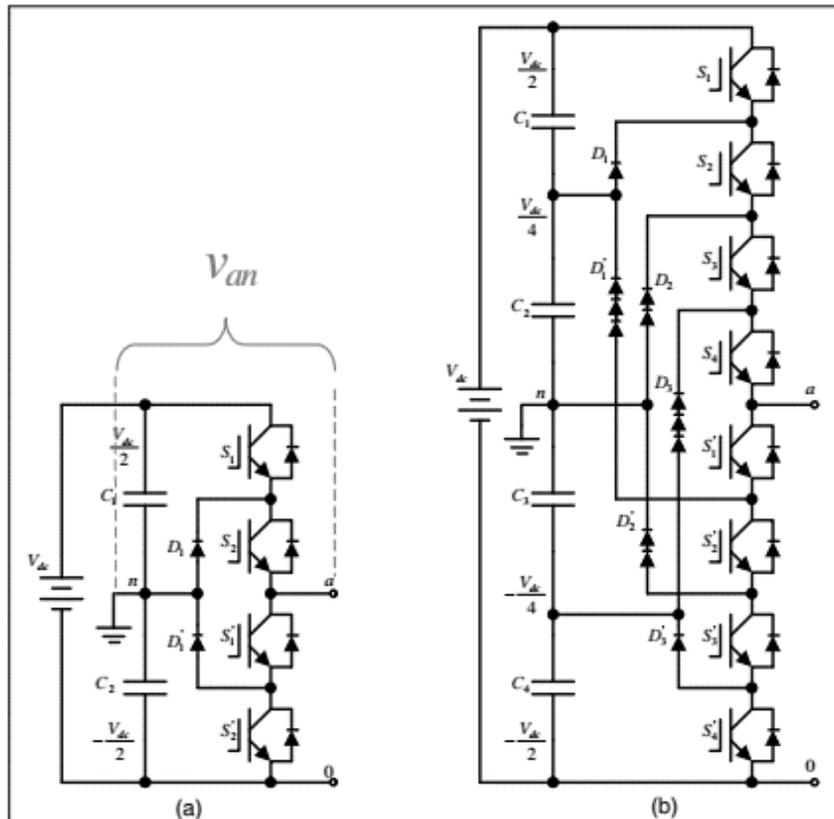


Figura 15. Esquema del inversor acoplado por diodo. a) Tres niveles b) Cinco niveles. Fuente: [12].

En este tipo de inversor, los diodos (D_1 y D_1') son componentes clave que no se encuentran en los inversores de dos niveles comunes. Estos diodos acoplan el voltaje de conmutación para dividir el nivel de voltaje de la barra DC. Cuando S_1 y S_2 están simultáneamente cerrados, el voltaje entre a y 0 es V_{dc} . En este caso, D_1' balancea el voltaje entre S_1' y S_2' haciendo que S_1' bloquee el voltaje en C_1 y que S_2' bloquee el voltaje en C_2 [12].

La figura 15.b representa un Inversor de cinco niveles, generados por los condensadores C_1 , C_2 , C_3 y C_4 conectados en serie. Para una barra DC de voltaje V_{dc} , el voltaje de cada condensador será $V_{dc}/4$.

2.4.1.2 Inversor Acoplado por Condensador

En la figura 1.4 se muestra el diagrama esquemático de un inversor acoplado por Condensador. El inversor de la figura 16.a corresponde a uno de tres niveles, el cual genera entre los terminales a y n los siguientes voltajes: $V_{dc}/2$, 0, $-V_{dc}/2$ [12].

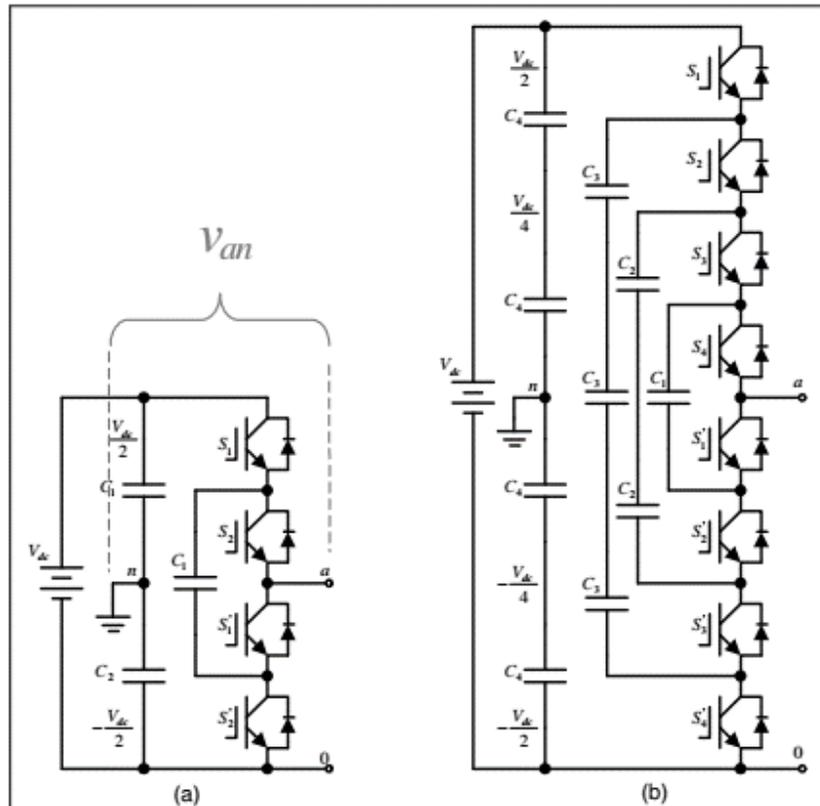


Figura 16. Esquema del inversor acoplado por condensador. a) Tres niveles. b) Cinco niveles

Fuente: [12].

La forma de conseguir los diferentes niveles de tensión en el inversor acoplado por condensador es más flexible comparado con el Inversor acoplado por diodo. Esto se nota aún más en el caso del inversor de cinco niveles, en el cual existen diferentes combinaciones de encendido para obtener un mismo nivel de tensión. Utilizando como ejemplo la figura 16 b.

Similarmente a como ocurre con el inversor acoplado por diodo, el inversor acoplado por condensador requiere un gran número de condensadores para hacer flotar el voltaje. De esta forma, un Inversor de m-niveles requerirá un total de $(m-1) \times (m-2) / 2$ condensadores de flotación, además del condensador de alto voltaje que seguramente se requerirá como filtro de entrada. Este último deberá ser implementado con una cadena de condensadores en serie si el voltaje continuo es demasiado alto. En la figura 1.6.b se observan cadenas de condensadores en serie, esto se debe a que los de tensión continua obligan hacer esto para aumentar la tensión soportada por los condensadores [12].

2.4.1.3 Inversor multinivel de puente h en cascada

Los inversores multinivel fueron desarrollados desde mediados de 1980, inicialmente con el trabajo de Nabae, Takahashi y Agaki, 1988 (Nabae et al., 1988). En la figura 17 se muestra el esquema general de un inversor multinivel con puentes H, en donde se puede observar el funcionamiento básico y cómo la forma de onda de salida se construye mediante la adición de las salidas de cada puente (Panda, 2012) [12].

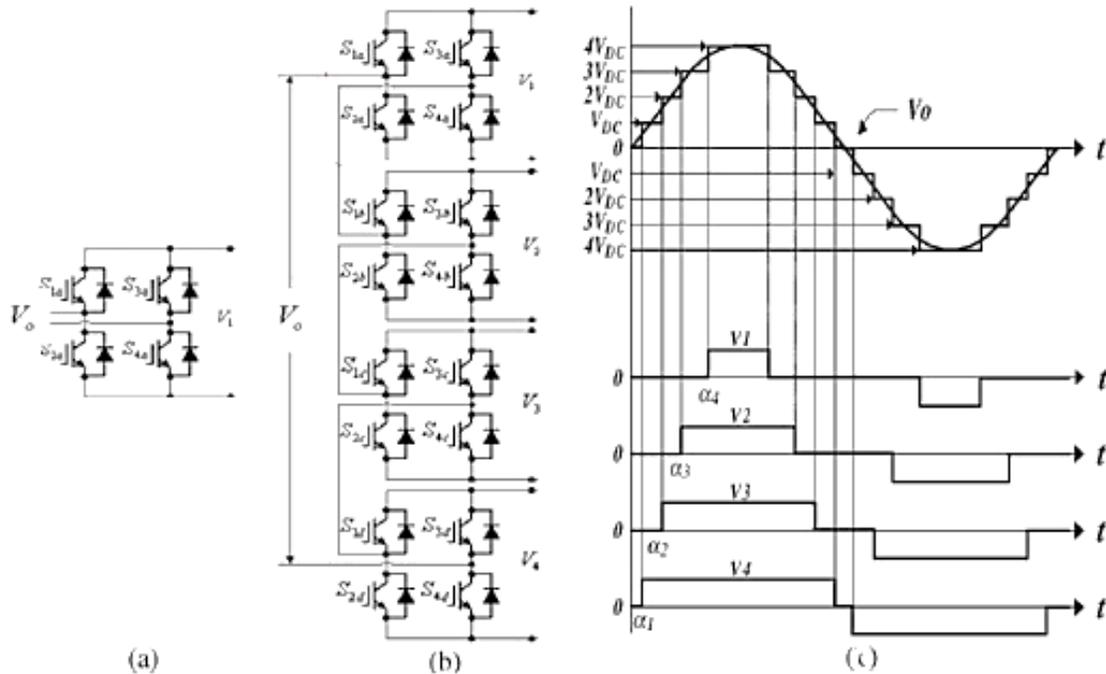


Figura 17. a) puente H, b) convertidor multinivel de puente H, c) Formas de onda de los puentes y convertidores. Fuente: [12].

Las topologías se pueden dividir en dos categorías según la dependencia de la relación de los voltajes que maneje cada puente, estas categorías son: simétricas o asimétricas. Se consideran simétricas si los voltajes de todos los puentes son iguales o asimétricas si estos son diferentes. Lo común es encontrar voltajes con relaciones 1:2 o 1:3; en la figura 18 se muestra las topologías mencionadas (Elgueta, 2003) [12].

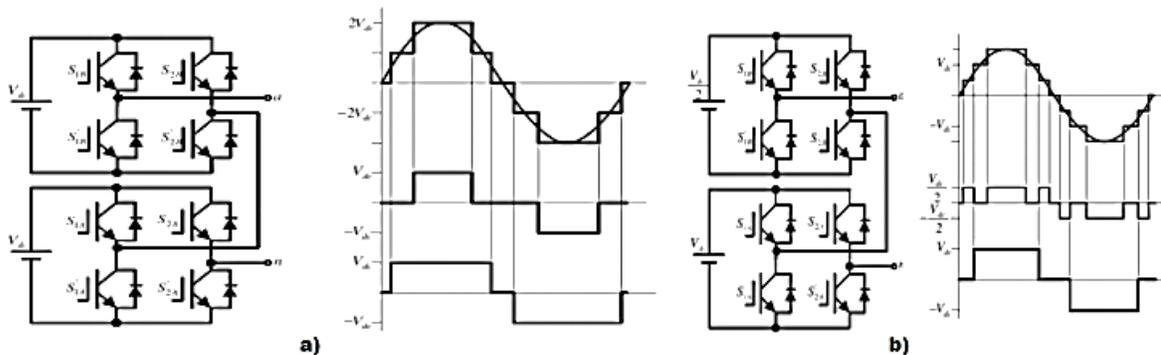


Figura 18. Topologías del convertidor multinivel. a) Simétrico, b) Asimétrico de relación 1:2.

Fuente: [12].

En cuanto a la forma de obtener los voltajes en cada puente, se pueden describir dos topologías fuente común. En la cual todos los puentes se alimentan de una sola fuente, y la diferencia de voltajes y el aislamiento galvánico se consigue mediante transformadores. La otra topología es la de fuentes independientes, en la cual todos los puentes se alimentan de forma independiente. En la figura 19 se observa un ejemplo de estas topologías (Elgueta, 2003) [12].

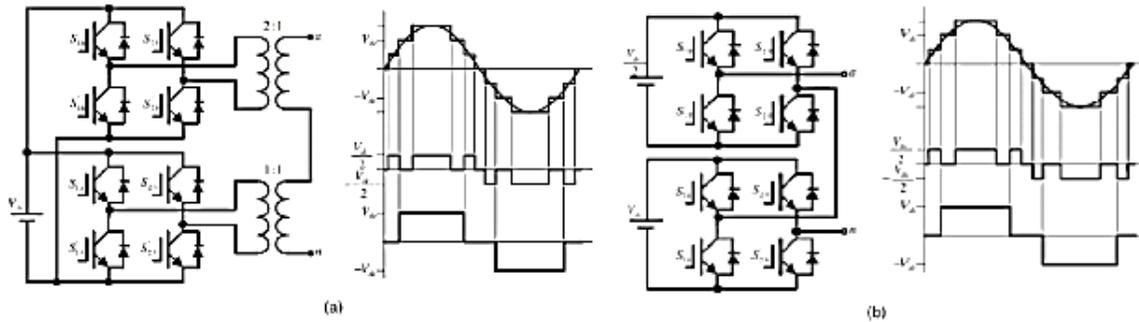


Figura 19. Topologías del convertidor multinivel. a) fuente común. b) Fuente independiente

Fuente: [12].

2.4.1.3.1 Topología del inversor.

La topología de inversor multinivel seleccionada para la simulación fue el convertidor de puente H en cascada asimétrico de fuente común. En la figura 20 se muestra en cascada asimétrico de fuente común, con relación 1:3 de 2 etapas, el cual genera 9 niveles de tensión a la salida de cada fase; la diferencia de potencial de las tensiones de fase genera un voltaje de línea con 15 escalones. En la figura 18 se muestra la topología trifásica que no es más que el triplicado de una fase, como se puede observar las tres fases comparten el bus de DC (Pabón-Fernández, Díaz-Rodríguez, & Pardo-García, 2016) [12].

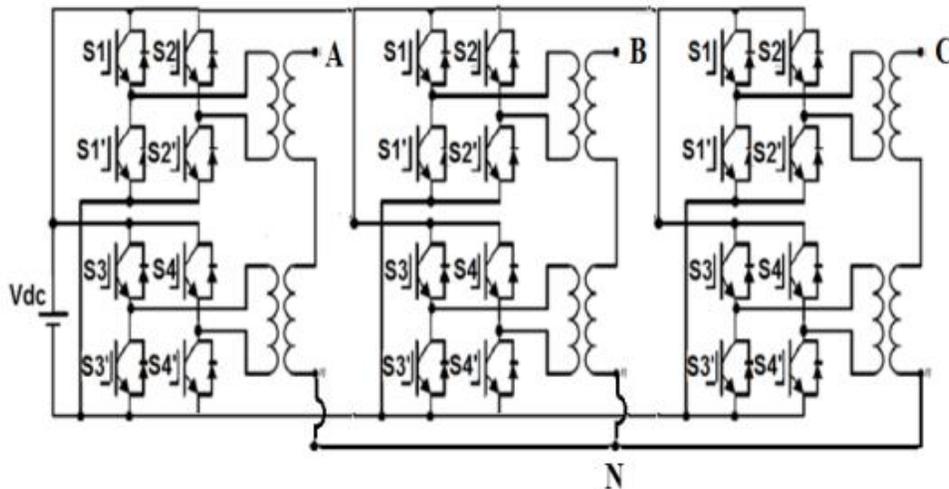


Figura 20. Topología del inversor multinivel fuente común. Fuente: [12].

2.5 Convertidor fuente Z

El inversor de fuente de voltaje trifásico de dos niveles (VSI) convencional sólo puede realizar la regulación de voltaje de buck. Para aplicaciones que requieran conversión de energía buck y boost, se requiere un convertidor adicional DC-DC de refuerzo en la parte delantera. En vista de la conversión de energía de dos etapas que aumenta el coste del sistema y la reducción de la eficiencia, se propuso inversor de fuente Z, que se muestra en la Fig. 21, introduciendo una red de impedancia única entre la fuente y el puente inversor. Se logra la capacidad de refuerzo de voltaje adoptando ventajosamente el disparo a través de shoot-through (ST) de los pines de puente inversor, lo que proporciona un potencial de bajo costo, de alta eficiencia y una etapa de conversión de energía cuando la relación de impulso es baja (1-2). Además, el permiso de disparo (ST) de los pines de puente inversor y la eliminación del tiempo de zona muerta son beneficiosos para mejorar la fiabilidad del sistema y la calidad de las formas de onda de salida. Dado que el inversor de la fuente Z supera las limitaciones de la VSI tradicional, varias topologías de modulación de ancho de pulso (PWM) estrategias, modelo y métodos de control Para mejorar su desempeño [13].

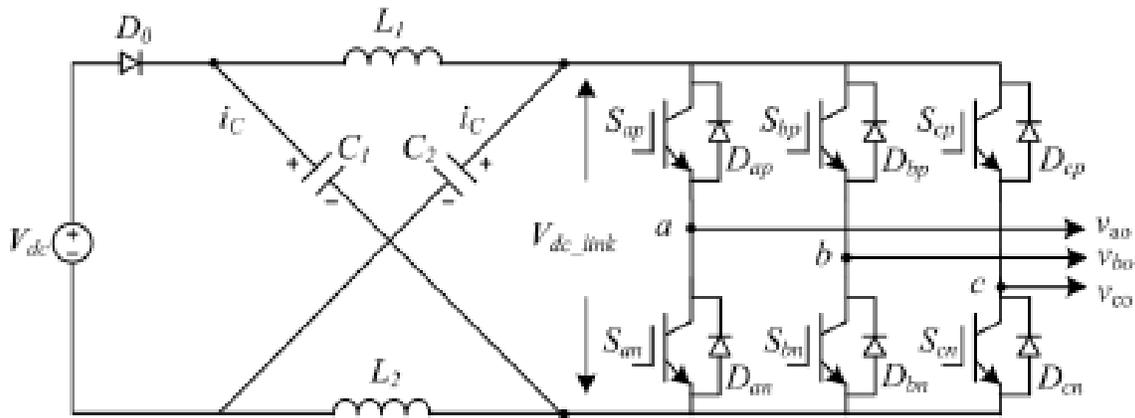


Figura 21. Inversor fuente Z. Fuente: [13].

2.5.1 Análisis del funcionamiento del convertidor DC-DC fuente Z

A continuación, se explican los principios de funcionamiento del convertidor dc / dc de fuente Z. Relación tensión de entrada a salida se obtiene por análisis tanto para **Modo de corriente continua (CCM)** y **modo discontinuo de corriente (DCM)**. También Se derivan modelos de circuitos equivalentes de señal pequeña para ambos modos de funcionamiento. Por CCM, se utiliza el método de representación de espacio de estados para derivar la pequeña señal del circuito equivalente. Adicionalmente, factor de trabajo-tensión de salida y tensión de entrada- a- Las funciones de transferencia de tensión de salida se alcanzan mediante el uso de las ecuaciones de estado. Además, el factor de trabajo de la corriente del inductor de la fuente de -Z y la tensión de entrada a la fuente-Z Se obtienen funciones de transferencia de corriente del inductor para el funcionamiento del CCM. Para corriente de pico Método de control de perturbación y método de linealización se utiliza para obtener el control Función de transferencia de tensión de señal a salida. Además, la pequeña señal equivalente al Circuito para el funcionamiento de DCM se obtiene utilizando el método de cálculo de promedios de circuito. También el factor de trabajo de -salida de voltaje y funciones de transferencia

de tensión de entrada–salida Se adquieren mediante el análisis del circuito equivalente de operación DCM. EL límite Entre las operaciones CCM y DCM se encuentra por ecuaciones matemáticas y Finalmente, se deriva la función de transferencia de circuito de control [14].

2.5.2 Bloques de operación del convertidor dc/dc puente completo de fuente Z

El convertidor dc / dc de puente completo de fuente Z está diseñado para aumentar el voltaje de entrada a Mayor nivel de voltaje de salida. El diagrama de circuito principal de la fuente Z de puente completo dc / dc se muestra en la Figura 22 [14].

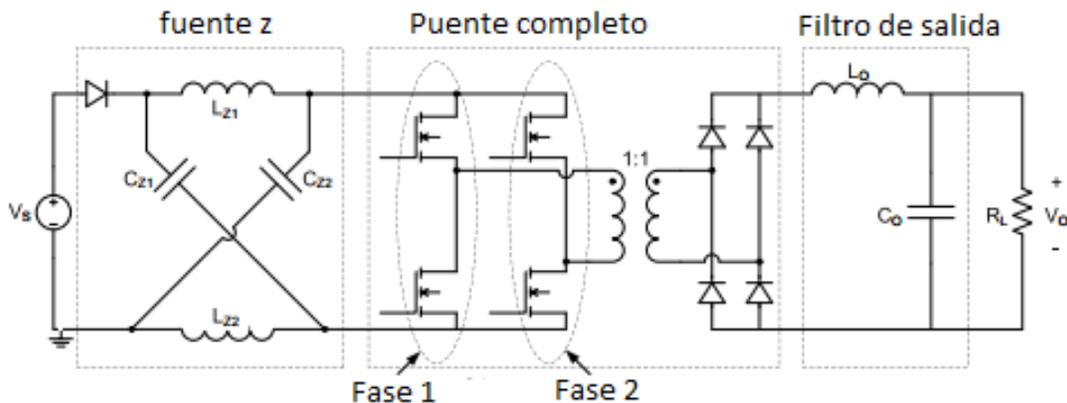


Figura 22. Circuito del convertidor fuente z de DC-DC de puente completo. Fuente: [14].

La parte del convertidor fuente Z, mostrada con los trazos, se utiliza para aumentar la tensión a través de los MOSFET de puente completo. El refuerzo de la tensión de entrada se logra mediante la Conmutación de los MOSFETs, en la misma línea, al mismo tiempo. la operación de disparo se utiliza para energizar los inductores de fuente Z, L_{z1} y L_{z2} [14].

La parte del puente completo del circuito se utiliza para el aislamiento y la rectificación. Esta parte Genera voltaje alterno a través del lado primario del transformador y rectifica el Transformador del lado secundario de la tensión alterna. La simplificación de la parte de puente completa facilita el análisis del convertidor dc / dc de fuente Z. Como se mencionó anteriormente, en el funcionamiento normal de fuente Z dc / dc, una de las fases mostrada en Figura 22 se pone en cortocircuito para energizar Los inductores de fuente Z (L_{z1} y L_{z2}) a través de los condensadores de fuente Z (C_{z1} y C_{z2}). Además, los diodos de rectificación en la parte de puente completo impiden el flujo de energía de la salida del Condensador, C_o , de vuelta al lado secundario del transformador. La parte del puente completo puede ser Sustituido por una simple forma de circuito constituida por un conmutador Q1 y un diodo D2 como Mostrado en la Figura 23 sin perder nada de las características funcionales del puente. La diferencia notable es que el aislamiento eléctrico entre la entrada y la salida de la Convertidor en el primero no está presente en esta forma simplificada. El circuito simplificado Diagrama del convertidor dc / dc de puente completo de fuente Z, para aumentar la aplicación es Demostrado en la Figura 23 [14].

La parte del filtro de salida suaviza el voltaje rectificado y constituye un filtro segundo orden. De esta manera, la ondulación de la tensión de salida disminuye drásticamente

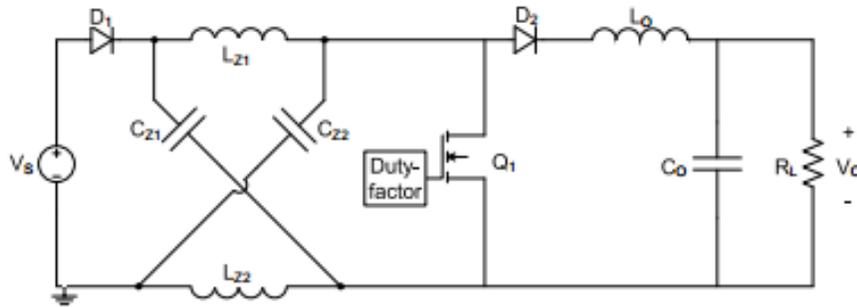


Figura 23. Circuito simplificado del convertidor fuente Z DC-DC de puente completo. Fuente: [14].

2.5.3 Análisis del convertidor DC-DC fuente Z

El análisis de la ecuación de la tensión de entrada a la tensión de salida en términos del factor de carga, D , y otros componentes del circuito (inductores, condensadores, resistencia de carga). Tanto en CCM como en operaciones de DCM. Además, para ambas operaciones, Se derivan las funciones de transferencia y los modelos de señales pequeñas [14].

Para utilizar el comportamiento simétrico de la estructura de la fuente Z, los condensadores de la fuente Z (C_{Z1} y C_{Z2}) se establecen iguales entre sí y se eligen los inductores de la fuente Z, (L_{Z1} y L_{Z2}), como tales sus tamaños son iguales. Entonces, por la simetría, las formas de onda de voltaje en los inductores de la fuente Z salen idénticas. Las formas de onda de la corriente a través de los condensadores de la fuente Z también son idénticas durante un período. El componente de DC y los componentes de señal pequeños en las corrientes del condensador de la fuente Z son los mismos que se demuestra en este hecho es el mismo para los voltajes del inductor también. Así que, si [14].

$$L_{Z1}=L_{Z2}=L_Z \quad \text{EC 1}$$

$$C_{Z1}=C_{Z2}=C_Z$$

Se elige entonces,

$$V_{CZ1}(t) = V_{CZ2}(t) = V_{CZ}(t)$$

$$\hat{v}_{CZ1}(t) = \hat{v}_{CZ2}(t) = \hat{v}_{CZ}(t)$$

$$V_{LZ1}(t) = V_{LZ2}(t) = V_{LZ}(t) = 0$$

$$\hat{v}_{LZ1}(t) = \hat{v}_{LZ2}(t) = \hat{v}_{LZ}(t)$$

$$I_{CZ1}(t) = I_{CZ2}(t) = I_{CZ}(t) = 0$$

$$\hat{i}_{CZ1}(t) = \hat{i}_{CZ2}(t) = \hat{i}_{CZ}(t)$$

$$I_{LZ1}(t) = I_{LZ2}(t) = I_{LZ}(t)$$

$$\hat{i}_{LZ1}(t) = \hat{i}_{LZ2}(t) = \hat{i}_{LZ}(t)$$

EC 2

En (2), la letra mayúscula muestra los valores DC de las corrientes y tensiones de los inductores de la fuente Z y los condensadores de la fuente Z. Las letras pequeñas con '^' muestran los valores de señal pequeños de corrientes y voltajes [14].

2.5.4 Análisis matemático del convertidor DC-DC de fuente Z en operación CCM

El diagrama de circuito del convertidor dc / dc de fuente Z simplificado puede representarse en la Figura 24 [14].

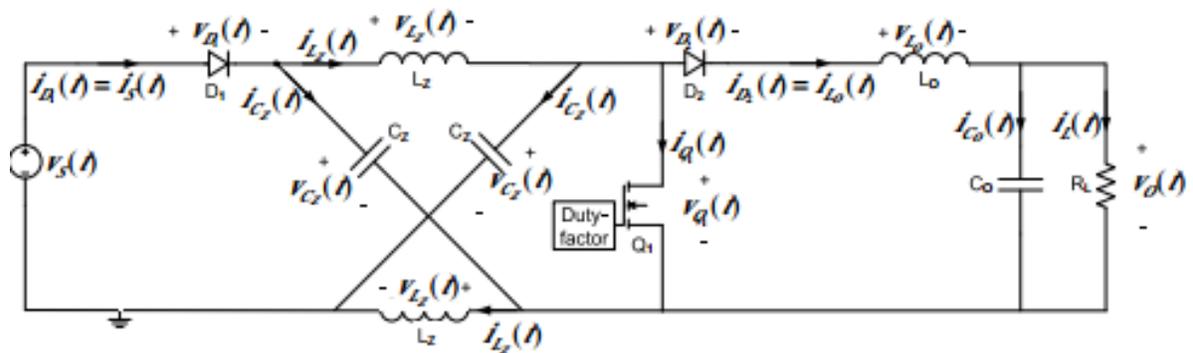


Figura 24. diagrama de circuito del conversor dc/dc fuente z. Fuente: [14].

En el funcionamiento de CCM, el funcionamiento del convertidor dc / dc de fuente Z en un período se puede dividir en dos modos. El modo 1 comienza cuando el interruptor Q_1 se enciende en $t = 0$. Durante este intervalo de tiempo t_1 que aparece en la Figura 27, los inductores de fuente Z, L_z , son energizados por los condensadores de fuente Z, C_z . Si la ley de voltaje de Kirchhoff se aplica alrededor de LOOP II en la Figura 25, puede resultar que el voltaje del condensador fuente $V_{cz}(t)$, es igual al voltaje del inductor de la fuente $V_{Lz}(t)$, en el intervalo de tiempo t_1 . También, usando la ley de voltaje de Kirchhoff alrededor de LOOP I en la Figura 25, da una expresión para el voltaje D_1 $V_{D1}(t)$. $V_{D1}(t)$ es igual a $V_s(t) - 2V_{cz}(t)$. $V_{cz}(t)$ es igual a la tensión de salida, $V_0(t)$, que se demuestra en (14) $V_s(t) < V_0(t)$ debido a la operación de refuerzo, $V_{D1}(t)$ toma valor negativo D_1 es polarizado inversamente y no permite el flujo de corriente hacia la fuente La carga, mientras tanto, es alimentada por el inductor de salida L_o , y el condensador de salida, C_o D_2 está claramente polarizado hacia delante en el intervalo t_1 que aparece en la Figura 27, porque la energía almacenada en L_o fuerza el flujo de corriente a través de D_2 , además el voltaje del inductor de salida $V_{L_o}(t)$ es igual a $-V_0(t)$ de acuerdo con LOOP III en la Figura 25. El circuito equivalente para el Modo 1 se representa en Figura 25 [14].

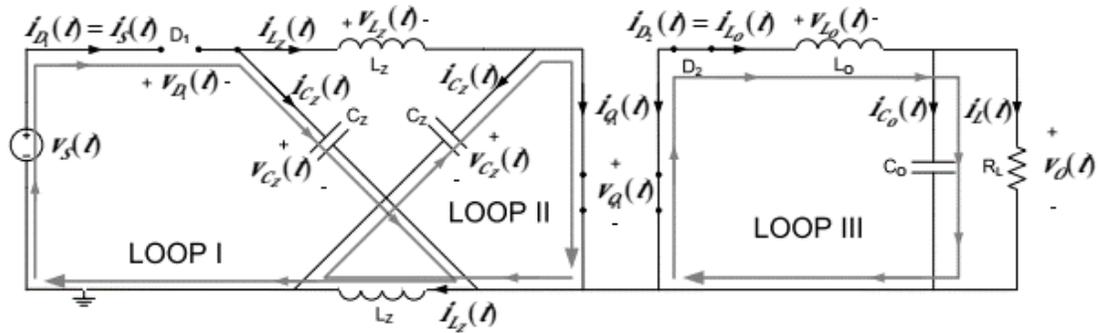


Figura 25. Circuito equivalente para modo 1 en corriente continua (CCM) modo de operación del convertidor dc/dc fuente z. Fuente: [14].

Llamando el tiempo transcurrido en una operación cíclica del convertidor como periodo, T_S , el modo 2 comienza en el instante dT_S cuando Q1 se apaga en ese instante. Durante el periodo de tiempo en el modo 2, los inductores de fuente Z, L_Z , transfieren las energías almacenadas a la carga. Además, la corriente extraída de la entrada se transfiere a los condensadores de fuente Z C_Z y carga. El inductor L_0 se energiza durante el modo 2. Si se aplica la ley de voltaje de Kirchhoff alrededor de LOOP I en la figura 26, se puede obtener que el voltaje del inductor de salida, $V_{L0}(t)$ es igual a $2V_{CZ}(t) - V_S(t) - V_0(t)$ en el modo 2. De forma similar, al aplicar la ley de tensión de Kirchhoff en LOOP II se obtiene la tensión inductora de la fuente Z, $V_{LZ}(t)$ es igual a $V_S(t) - V_{CZ}(t)$ Z en Modo 2. El circuito equivalente para el modo 2 Se muestra en la Figura 26 [14].

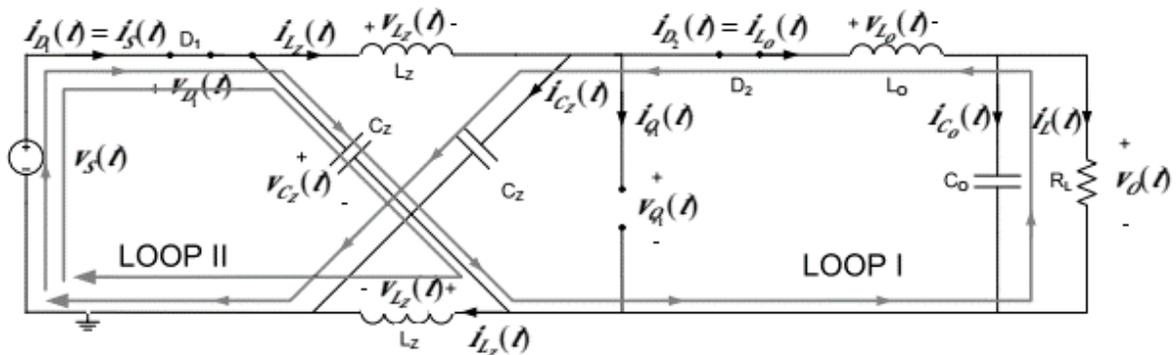


Figura 26. Circuito equivalente para modo 2 en corriente continua (CCM) modo de operación del convertidor dc/dc fuente z. Fuente: [14].

Si los tamaños del condensador se eligen lo suficientemente grande, la variación de voltaje a través de los condensadores durante un período es muy pequeña en estado estacionario. Además, la tensión de entrada se puede determinar cómo constante durante un periodo. Así, las tensiones en los condensadores y la tensión de entrada son sólo dc [14].

$$v_{CZ}(t) = V_{CZ}$$

$$v_{C0}(t) = V_{C0} = V_0$$

$$v_s(t) = V_s$$

EC 3

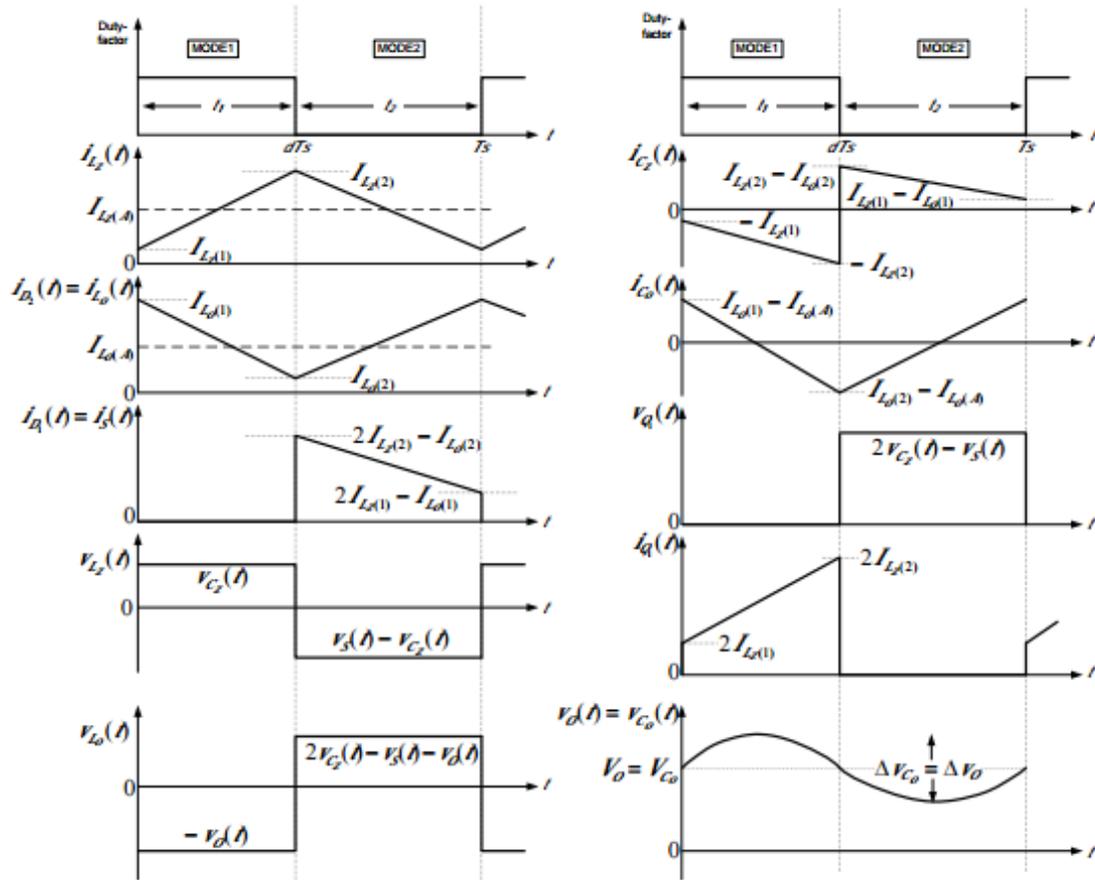


Figura 27. Formas de onda de tensión e intensidad de los inductores (L_z y L_0), los condensadores (C_z y C_0) y los elementos no lineales (D1, D2 y Q1) del convertidor dc / dc de fuente Z en funcionamiento CCM. Fuente: [14].

Las tensiones en los inductores pueden expresarse en términos de tensiones de condensador y tensión de entrada en cualquier momento del periodo. Como el condensador y las tensiones de entrada son dc, las tensiones en los inductores son dc en cualquier momento del período así, la pendiente de la corriente del inductor es constante de acuerdo con (4) y la corriente sube y baja linealmente en los inductores. Si los tamaños del condensador son pequeños, los voltajes a través de ellos dependen del tiempo. Como las tensiones de los condensadores dependen del tiempo, entonces las tensiones de los inductores se vuelven dependientes del tiempo y esto lleva a la complejidad en las derivaciones [14].

El voltaje inducido en un inductor debido a una corriente, pasando a través de él, está dado por,

$$E_L = L \cdot \frac{di}{dt} \tag{EC 4}$$

Las formas de onda de voltaje y corriente de los inductores, condensadores y elementos no lineales del circuito para el modo de conducción continua se muestran en la Figura 27. En la figura, $I_{Lz(A)}$,

$I_{LZ(1)}$ E $I_{LZ(2)}$ son las abreviaturas de los valores medios, valle y pico de corriente de inductores de fuente Z, respectivamente. $I_{L0(A)}$, $I_{L0(1)}$ E $I_{L0(2)}$ son las abreviaturas de los valores medios, pico y valle de la corriente del inductor de salida [14].

Las tensiones que aparecen en los inductores, LZ, son iguales a V_{CZ} en la operación del Modo 1, considerando así la forma diferencial de (4) expresada en formas incrementales de variables que entonces se puede derivar [14],

$$V_{CZ}=L_Z \cdot \frac{I_{LZ(2)}-I_{LZ(1)}}{dT_s} \quad \text{EC 5}$$

O

$$d \cdot T_s \cdot V_{CZ} = L_Z \cdot (I_{LZ(2)} - I_{LZ(1)}) \quad \text{EC 6}$$

Cuyo lado izquierdo representa la segunda área de tensión desarrollada en los inductores L_Z durante la operación de Modo 1. 'd' representa el factor de servicio en las ecuaciones.

De manera similar, la tensión en los inductores de fuente Z, L_Z , es $V_S - V_{CZ}$ en Modo 2 de manera que la forma incremental de (4) produce [14];

$$(1 - d) \cdot T_s \cdot (V_S - V_{CZ}) = L_Z \cdot (I_{LZ(1)} - I_{LZ(2)}) \quad \text{EC 7}$$

Cuyo lado izquierdo representa la segunda área de tensión desarrollada en los inductores L_Z durante la operación del Modo 2 [14].

Voltios-segundos áreas desarrolladas en inductores, L_Z , en un período de cambio completo, T_S , debe ser cero. Utilizando este hecho, se puede obtener una relación entre V_S y V_{CZ} . Suma (2.6) y (2.7) lado a lado para el propósito de modo que el resultado sea [14];

$$V_{CZ} = \frac{(1-d) \cdot V_S}{1-2d} \quad \text{EC 8}$$

Aplicar el mismo enfoque a L_0 produce otra ecuación en términos de V_S , V_0 y V_{CZ} . El voltaje desarrollado en el inductor $V_{L0(t)}$, en el intervalo de tiempo t_1 es [14]:

$$V_{L0(t_1)} = -V_0 \quad \text{EC 9}$$

Además, en el intervalo de tiempo t_2 ,

$$V_{L0(t_2)} = 2V_{CZ} - V_S - V_0 \quad \text{EC 10}$$

Puesto que el segundo voltaje de la inductancia de salida, L_0 , en un ciclo de conmutación debe ser cero, añadiendo de nuevo (9) y (10) lado a lado los rendimientos [14];

$$d \cdot T_s \cdot (-V_0) + (1 - d) \cdot T_s \cdot (2V_{CZ} - V_S - V_0) = 0 \quad \text{EC 11}$$

Sustituyendo V_{CZ} , obtenida en (8), en (11) da;

$$(d \cdot T_s \cdot (-V_0)) + \left((1-d) \cdot T_s \left(2 \cdot \frac{(1-d) \cdot V_S}{1-2d} - V_S - V_0 \right) \right) = 0 \quad \text{EC 12}$$

Simplificando;

$$V_0 = \frac{(1-d) \cdot V_S}{1-2d} \quad \text{EC 13}$$

(13) da la relación entre la tensión de salida, V_0 , en la carga y la tensión de entrada, V_S , de la fuente de dc en función del factor de servicio, d , en el funcionamiento CCM del convertidor dc / dc de fuente Z. Teóricamente, es obvio que la tensión de salida, V_0 , se puede ajustar entre V_S e infinito. Tenga en cuenta que el factor de servicio, d , puede ser de 0,5 máximo, porque el aumento del factor de servicio por encima de 0,5 conduce a una tensión de salida negativa, que carece de sentido. Además, las tensiones a través de los condensadores de la fuente Z, V_{CZ} , son también iguales a V_0 , como se representa por la igualdad del lado derecho (8) y (13). Por lo tanto [14],

$$V_{Cz} = V_0 \quad \text{EC 14}$$

Generalmente, en cargas sensibles al ruido, limita la ondulación de la tensión de salida en una banda estrecha es una demanda importante de las fuentes de alimentación de modo conmutado. Así, la obtención de expresiones con respecto a la ondulación de la tensión de salida se convierte en un aspecto significativo. Esto requiere el uso de la corriente de ondulación en el condensador, Δi_{C0} . El condensador de salida utilizado en el circuito elimina la corriente de ondulación del inductor, que se vería por la carga. En otras palabras, el condensador de salida toma la corriente de ondulación sobre sí mismo como Δi_{C0} para proporcionar corriente y voltaje puros a la carga. Si se supone que la corriente de ondulación de carga es muy pequeña y despreciable, entonces [14],

$$\Delta i_{L0} = \Delta i_{C0} \quad \text{EC 15}$$

Usando la forma incremental de (4) en el inductor de salida, L_0 , en Modo 1 se obtiene;

$$L_0 \cdot \frac{I_{L0(2)} - I_{L0(1)}}{dT_s} = -V_0 \quad \text{EC 16}$$

O;

$$\Delta i_{L0} = I_{L0(1)} - I_{L0(2)} = \frac{V_0 \cdot d \cdot T_s}{L_0} \quad \text{EC 17}$$

El valor de pico y valle de la corriente de los condensadores de salida son $\frac{\Delta i_{L0}}{2}$ y $-\frac{\Delta i_{L0}}{2}$, respectivamente. El valor medio de la corriente de condensador, I_{C0} , entre los intervalos de tiempo $\frac{t_1}{2}$ y $\frac{t_2}{2}$ en la Figura 27 es [14];

$$I_{C0} = \frac{\Delta i_{L0}}{4} = \frac{V_0 \cdot d \cdot T_s}{4 \cdot L_0} \quad \text{EC 18}$$

El voltaje del condensador de salida, V_{C0} , se expresa como;

$$V_{C0} = \frac{1}{C_0} \int I_{C0} dt + V_{C0}(t = 0) \quad \text{EC 19}$$

El voltaje Pico a pico de rizado del condensador de salida, Δv_{c0} , es;

$$\Delta v_{c0} = V_{c0} - V_{c0}(t = 0) = \frac{1}{C_0} \cdot \int_0^{T_s/2} \frac{\Delta i_{L0}}{4} dt$$

$$\Delta v_{c0} = \frac{\Delta i_{L0} \cdot T_s}{8 \cdot C_0} \quad \text{EC 20}$$

Sustituyendo V_0 término dado en (13), en (17) da como resultado un inductor de salida pico a pico rizado de corriente, Δi_{L0} , la expresión en términos de V_s , d , T_s y L_0 . Sustituyendo la expresión de Δi_{L0} , en (20) se obtiene [14];

$$\Delta v_{c0} = \frac{(1-d) \cdot V_s \cdot d \cdot T_s^2}{8 \cdot C_0 \cdot L_0 (1-2d)} \quad \text{EC 21}$$

(21) da una expresión para la ondulación de la tensión de salida.

La derivación de las corrientes de ondulación del inductor tiene una parte esencial en el diseño de una fuente de alimentación de modo conmutado. No sólo la selección y el diseño del núcleo magnético, sino también la determinación de la carga o frecuencia que el convertidor pasa del funcionamiento CCM al funcionamiento DCM está directamente relacionada con la corriente de ondulación del inductor [14].

Las corrientes de ondulación de los inductores de fuente Z, Δi_{Lz} , pueden obtenerse reorganizando y sumando (6) y (7) [14].

Reorganizando (6) da;

$$d \cdot T_s = \frac{L_z \cdot (I_{Lz(2)} - I_{Lz(1)})}{V_{Cz}} \quad \text{EC 22}$$

Reorganizando (7) entrega;

$$(1-d) \cdot T_s = \frac{L_z \cdot (I_{Lz(2)} - I_{Lz(1)})}{(V_{Cz} - V_s)} \quad \text{EC 23}$$

Sumar ambos lados de (22) y (23) da;

$$(1-d) \cdot T_s + d \cdot T_s = T_s = L_z \cdot (I_{Lz(2)} - I_{Lz(1)}) \cdot \left(\frac{1}{V_{Cz}} + \frac{1}{V_{Cz} - V_s} \right) \quad \text{EC 24}$$

V_{Cz} se puede eliminar usando (13) y (14) en (24) y reorganizar este último conduce a obtener una expresión para la ondulación de la corriente inductora de la fuente Z, Δi_{Lz} , en términos de voltaje de entrada, V_s , factor de servicio, d , Periodo, T_s y valor del inductor de la fuente Z, L_z [14].

$$\Delta i_{Lz} = I_{Lz(2)} - I_{Lz(1)} = \frac{(1-d) \cdot V_s \cdot d \cdot T_s}{L_z \cdot (1-2d)} \quad \text{EC 25}$$

Una expresión similar para ondulación de la corriente inductora del filtro de salida Δi_{L0} , se puede obtener sustituyendo V_0 de (13) en (17) como;

$$\Delta i_{L0} = I_{L0(1)} - I_{L0(2)} = \frac{(1-d) \cdot V_s \cdot d \cdot T_s}{L_0 \cdot (1-2d)} \quad \text{EC 26}$$

2.5.5 Determinación de las funciones de transferencia del convertidor DC-DC de fuente Z en operación CCM:

La característica principal del convertidor de conmutación es proporcionar tensión de salida fija y no oscilante independientemente de las variaciones a demanda de corriente de carga y voltaje de entrada. Por lo tanto, el control de un convertidor desempeña un papel importante para fijar la salida. Es perfectamente comprensible que el diseño de un controlador adecuado para el convertidor requiera el desarrollo del modelo de señal pequeña y la función de transferencia de la etapa de potencia [14].

Para obtener las funciones de transferencia requeridas para el funcionamiento de CCM, se utiliza el método de promedio de espacio de estado. Además, las funciones de transferencia, tensión de entrada a salida, $G_{vg}(s)$, factor de servicio a la tensión de salida, $G_{vd}(s)$, factor de servicio a la fuente Z de inductancia de corriente, $G_{id}(s)$, Se obtiene la corriente del inductor de la fuente-Z, $G_{ig}(s)$ [14].

Normalmente, la única entrada de control a la fuente de alimentación de modo de conmutación es el factor de servicio. Las variaciones de la tensión de entrada y de la corriente de carga están fuera de control. En el método de control de voltaje de un convertidor, la tensión de salida es detectada y comparada por una tensión de referencia. El factor de trabajo se ajusta hasta que el error entre la tensión de salida detectada y la tensión de referencia sea cero. Por lo tanto, compensar $G_{vd}(s)$ es suficiente para el método de control de voltaje. También, la carga y las variaciones de voltaje de entrada deben ser consideradas en la implementación de un controlador [14].

En el método de control de corriente pico, hay dos bucles de control. En el circuito interno, el circuito de control limita la corriente de pico del inductor de la fuente Z. El bucle exterior compensa la tensión de salida. El bucle de control determina directamente el límite de corriente de la corriente del inductor de la fuente Z, no el factor de servicio. Además, al obtener la función de transferencia de tensión de control a salida, $G_{id}(s)$ juega un papel con $G_{vd}(s)$ y $G_{ig}(s)$ [14].

2.5.6 Funciones de transferencia y representación del espacio de estado en operación CCM

La idea principal detrás de la representación del espacio de estado es la linealización y la perturbación de la fuente de alimentación del modo de conmutación alrededor de un punto de funcionamiento. En el funcionamiento normal de un convertidor, las corrientes del inductor y las tensiones del condensador sólo tienen las ondulaciones de conmutación en sus valores de CC. Sin embargo, en transitorios, estos valores de corriente y voltaje dc cambian ligeramente para cada período. Por lo tanto, estas formas de onda incluyen componentes de baja frecuencia y ondulación de conmutación. La media de las corrientes del inductor y de los voltajes del condensador durante un periodo elimina la ondulación en las respectivas formas de onda debido a la conmutación. Por lo tanto, los componentes de baja frecuencia de las formas de onda pueden ser modelados. El método de representación de espacio de estado permite los cambios de valores promediados de corrientes y voltajes para cada período. En otras palabras, se comporta como un filtro de paso bajo para eliminar las ondulaciones de conmutación. Por lo tanto, sólo se obtienen los comportamientos de baja frecuencia de las corrientes del inductor y los voltajes del condensador para un punto de funcionamiento [14].

El convertidor contiene estados independientes tales como; Las corrientes del inductor, las tensiones del condensador, que forman el vector de estado $\mathbf{x}(t)$. El convertidor se alimenta de una fuente

independiente, $\mathbf{u}(t)$. Cuando el convertidor está en el modo 1, la posición de los interruptores es fija y el circuito reducido equivalente en el modo 1 es un circuito lineal. Durante este intervalo de tiempo, el convertidor puede representarse mediante [14]:

$$K \frac{dx(t)}{dt} = A_1 x(t) + B_1 u(t) \quad \text{EC 27}$$

$$Y(t) = C_1 x(t) + E_1 u(t)$$

Donde K , A_1 , B_1 , C_1 y E_1 son las matrices que son los coeficientes de vectores de estado y fuente independiente. Se obtienen analizando el circuito reducido equivalente en el modo 1. $y(t)$ es el vector de salida y se elegirá como corriente de fuente para modelar la parte de entrada del convertidor [14].

Durante el segundo intervalo de tiempo que da lugar a la operación en el modo 2, las posiciones del conmutador se alteran, de modo que el circuito reducido equivalente cambia en consecuencia de modo que el circuito lineal se convierte en [14]:

$$K \frac{dx(t)}{dt} = A_2 x(t) + B_2 u(t) \quad \text{EC 28}$$

$$Y(t) = C_2 x(t) + E_2 u(t)$$

Donde K , A_2 , B_2 , C_2 y E_2 son matrices de coeficientes de vectores de estado y fuente independiente en el Modo 2 [14].

Las matrices A_1 , B_1 , C_1 , E_1 , A_2 , B_2 , C_2 y E_2 se obtienen utilizando los circuitos equivalentes en Modo 1 y Modo 2. Los valores medios de estas matrices durante un período dan las matrices promedio A , B , C y E [14].

Cuando el convertidor está en equilibrio, en estado estacionario, el modelo de espacio de estado, que describe la fuente de alimentación de modo conmutado, es [14]:

$$0 = AX + BU$$

$$Y = CX + EU \quad \text{EC 29}$$

Donde

$$A = DA_1 + (1-D) A_2$$

$$B = DB_1 + (1-D) B_2$$

$$C = DC_1 + (1-D) C_2$$

$$E = DE_1 + (1-D) E_2 \quad \text{EC 30}$$

En (29) y (30) los estados X, entrada U, salida Y y factor de servicio D representan respectivamente el vector de estado de equilibrio (dc), el equilibrio (dc) de entrada, el equilibrio (dc) de salida y el equilibrio (dc) factor de servicio, respectivamente [14].

Cuando (29) se resuelve para encontrar los estados y los vectores de salida en equilibrio, se obtiene [14];

$$X = -A^{-1}BU$$

$$Y = (-CA^{-1}B + E)U \quad \text{EC 31}$$

La perturbación y la linealización de los vectores de estado sobre el punto de funcionamiento y la eliminación de los términos dc y de orden superior da el modelo de la pequeña señal AC del convertidor tal como [14];

$$K \frac{d\hat{x}(t)}{dt} = A\hat{x}(t) + B\hat{u}(t) + \{(A1 - A2)X + (B1 - B2)U\}\hat{d}(t)$$

$$\hat{y}(t) = C\hat{x}(t) + E\hat{u}(t) + \{(C1 - C2)X + (E1 - E2)U\}\hat{d}(t) \quad \text{EC 32}$$

Donde $\hat{x}(t)$, $\hat{u}(t)$ y $\hat{d}(t)$ son pequeñas variaciones alrededor del punto de operación.

Los vectores de estado independientes del convertidor dc / dc de fuente Z son corriente del inductor de la fuente Z, $i_{Lz}(t)$, voltaje del condensador de la fuente Z, $v_{Cz}(t)$, corriente del inductor de salida, $i_{L0}(t)$, voltaje del condensador de salida $v_{C0}(t)$. Por lo tanto, el vector de estado es [14].

$$x(t) = [i_{Lz}(t) \quad v_{Cz}(t) \quad i_{L0}(t) \quad v_{C0}(t)]^T \quad \text{EC 33}$$

La fuente independiente $v_s(t)$ se indica como vector de entrada, que es la tensión de entrada del convertidor [14].

$$u(t) = [v_s(t)] \quad \text{EC 34}$$

Para modelar el puerto de entrada del convertidor dc / dc de fuente Z, se requiere la corriente de entrada $i_s(t)$. Por lo tanto, la corriente de entrada se elige como un vector de salida.

$$Y(t) = I_s(t) \quad \text{EC 35}$$

El circuito equivalente del convertidor dc / dc de fuente Z para el modo 1 y el modo 2 se representan en la figura 25 y figura 26, respectivamente. Si las ecuaciones de estado se derivan para el primer sub intervalo de la Figura 25, las ecuaciones de estado de Modo 1 son [14];

$$L_Z \frac{di_{Lz}(t)}{dt} = V_{Cz}(t)$$

$$C_z \frac{dV_{Cz}(t)}{dt} = -i_{Lz}(t)$$

$$L_o \frac{di_{L0}(t)}{dt} = -V_{C0}(t)$$

$$C_o \frac{dV_{Co}(t)}{dt} = i_{Lo}(t) - \frac{V_{Co}(t)}{R_L}$$

$$I_s(t) = 0$$

EC 36

Si (36) es reescrito en forma de matriz explícitamente, entonces

$$\begin{bmatrix} L_Z & 0 & 0 & 0 \\ 0 & C_Z & 0 & 0 \\ 0 & 0 & L_o & 0 \\ 0 & 0 & 0 & C_o \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{Lz}(t) \\ V_{Cz}(t) \\ i_{Lo}(t) \\ V_{Co}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} [V_s(t)]$$

$$[i_s(t)] = [0 \ 0 \ 0 \ 0] \begin{bmatrix} i_{Lz}(t) \\ V_{Cz}(t) \\ i_{Lo}(t) \\ V_{Co}(t) \end{bmatrix} + [0][V_s(t)]$$

EC 37

Se pueden determinar las igualdades entre (27) y (37) las matrices K, A₁ y los vectores B₁, C₁ y E₁ [14],

$$K = \begin{bmatrix} L_Z & 0 & 0 & 0 \\ 0 & C_Z & 0 & 0 \\ 0 & 0 & L_o & 0 \\ 0 & 0 & 0 & C_o \end{bmatrix}, \quad A_1 = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 1 & -1/R_L \end{bmatrix}, \quad B_1 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

EC 38

$$C_1 = [0 \ 0 \ 0 \ 0], \quad E_1 = [0].$$

Del mismo modo, encontrando los coeficientes de, A₂, B₂, C₂ y E₂, las ecuaciones de estado se escriben para el subintervalo 2 utilizando la Figura 26. Las ecuaciones de estado para el Modo 2 son [14],

$$L_Z \frac{di_{Lz}(t)}{dt} = V_s(t) - V_{Cz}(t)$$

$$C_Z \frac{dV_{Cz}(t)}{dt} = i_{Lz}(t) - i_{Lo}(t)$$

$$L_o \frac{di_{Lo}(t)}{dt} = 2 \cdot V_{Cz}(t) - V_{Co}(t) - V_s(t)$$

$$C_o \frac{dV_{Co}(t)}{dt} = i_{Lo}(t) - \frac{V_{Co}(t)}{R_L}$$

$$i_s(t) = 2 \cdot i_{Lz}(t) - i_{Lo}(t)$$

EC 39

Reorganizando las ecuaciones en (39) explícitamente y en forma de matriz se obtiene;

$$K \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{Lz}(t) \\ V_{Cz}(t) \\ i_{Lo}(t) \\ V_{Co}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 2 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 1 & -1/R_L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Lz}(t) \\ V_{Cz}(t) \\ i_{Lo}(t) \\ V_{Co}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ -1 \\ 0 \end{bmatrix} [V_s(t)]$$

$$[i_s(t)] = [2 \quad 0 \quad -1 \quad 0] \begin{bmatrix} i_{Lz}(t) \\ V_{Cz}(t) \\ i_{Lo}(t) \\ V_{Co}(t) \end{bmatrix} + [0][V_s(t)] \quad \text{EC 40}$$

Por lo que A_2 , B_2 , C_2 y E_2 se definen como;

$$A_2 = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 2 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 1 & -1/R_L \end{bmatrix}, \quad B_2 = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ -1 \\ 0 \end{bmatrix} \quad \text{EC 41}$$

$$C_2 = [2 \quad 0 \quad -1 \quad 0], \quad E_2 = [0].$$

La sustitución de A_1 , B_1 , C_1 , E_1 , A_2 , B_2 , C_2 , E_2 en (30), da A , B , C y E como;

$$A = DA_1 + (1-D)A_2 = \begin{bmatrix} 0 & 2D-1 & 0 & 0 \\ 1-2D & 0 & -(1-D) & 0 \\ 0 & 2(1-D) & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 1 & -1/R_L \end{bmatrix}$$

$$B = DB_1 + (1-D)B_2 = \begin{bmatrix} 1-D \\ 0 \\ D-1 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$C = DC_1 + (1-D)C_2 = [2(1-D) \quad 0 \quad -(1-D) \quad 0]$$

$$E = DE_1 + (1-D)E_2 = [0] \quad \text{EC 42}$$

A , B , C y E conocidos, los valores medios de las corrientes del inductor, tensiones del condensador y corriente de entrada se pueden encontrar sustituyéndolas en (31) de modo [14];

$$X = \begin{bmatrix} I_{Lz} \\ V_{Cz} \\ I_{Lo} \\ V_{Co} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} (D-1)^2 / R_L (1-2D)^2 \\ 1-D / 1-2D \\ (1-D) / R_L (1-2D) \\ 1-D / 1-2D \end{bmatrix} \cdot V_s$$

$$Y = [I_s] = \left[\frac{(1-D)^2}{(1-2D)^2 R_L} \right] \cdot V_s \quad \text{EC 43}$$

Los elementos de X e Y en (43) representan valores de dc de equilibrio. Obsérvese que los términos que resultan para V_{Cz} y V_{Co} (que es igual a la tensión de salida, V_O) en (43) son exactamente iguales a los obtenidos en (14). Por lo tanto, la representación del espacio de estados da los mismos resultados con la solución analítica del circuito [14].

La representación de la matriz de señal pequeña del convertidor dc-dc de la fuente Z dada en (32) puede obtenerse sustituyendo las formas explícitas de K, A, B, C, E, A_1 , B_1 , C_1 , E_1 , A_2 , B_2 , C_2 y E_2 en (32). Después de los cálculos matemáticos y simplificaciones, el resultado puede ser puesto en una forma compacta [14];

$$K \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{i}_{Lz}(t) \\ \hat{v}_{Cz}(t) \\ \hat{i}_{Lo}(t) \\ \hat{v}_{Co}(t) \end{bmatrix} = A \begin{bmatrix} \hat{i}_{Lz}(t) \\ \hat{v}_{Cz}(t) \\ \hat{i}_{Lo}(t) \\ \hat{v}_{Co}(t) \end{bmatrix} + B[\hat{v}_s(t)] + \begin{bmatrix} 2V_{Cz} - V_S \\ I_{Lo} - 2I_{Lz} \\ V_S - 2V_{Cz} \\ 0 \end{bmatrix} [\hat{d}(t)]$$

$$[\hat{i}_s(t)] = C \begin{bmatrix} \hat{i}_{Lz}(t) \\ \hat{v}_{Cz}(t) \\ \hat{i}_{Lo}(t) \\ \hat{v}_{Co}(t) \end{bmatrix} + [2 \quad 0 \quad 1 \quad 0] \begin{bmatrix} I_{Lz} \\ V_{Cz} \\ I_{Lo} \\ V_{Co} \end{bmatrix} \quad \text{EC 44}$$

Donde $\hat{i}_{Lz}(t)$, $\hat{v}_{Cz}(t)$, $\hat{i}_{Lo}(t)$, $\hat{v}_{Co}(t)$, e $\hat{i}_s(t)$ representan las pequeñas variaciones alrededor del punto de funcionamiento de la corriente del inductor de la fuente Z, Voltaje del condensador de la fuente Z, corriente de salida del inductor, voltaje de salida del capacitor y corriente de entrada, respectivamente [14].

Para modelar el convertidor dc / dc de fuente Z, (44) se reescribe en forma analítica en lugar de en forma de matriz. Las ecuaciones obtenidas representan los subcircuitos correspondientes a las variables de estado consideradas. La combinación de los subcircuitos proporciona el circuito de señal pequeña total del convertidor dc / dc de fuente Z. El circuito de señal pequeña total se puede utilizar para derivar las funciones de transferencia de la tensión de entrada a la tensión de salida, $G_{vg}(s)$, factor de trabajo a la tensión de salida, $G_{vd}(s)$, factor de trabajo a la corriente del inductor de fuente Z, $G_{id}(s)$, y la tensión de entrada a la corriente del inductor Z-fuente, $G_{ig}(s)$. Además, las mismas funciones de transferencia se pueden encontrar directamente de (44), reescribiendo (44) en forma analítica da como resultado [14],

$$L_Z \frac{d\hat{i}_{Lz}(t)}{dt} = (2D - 1) \hat{v}_{Cz}(t) + (1 - D) \hat{v}_s(t) + (2V_{Cz} - V_S) \cdot \hat{d}(t)$$

$$C_Z \frac{d\hat{v}_{Cz}(t)}{dt} = (1 - 2D) \hat{i}_{Lz}(t) + (I_{Lo} - 2I_{Lz}) \cdot \hat{d}(t) + (D - 1) \cdot \hat{i}_{Lo}(t)$$

$$L_O \frac{d\hat{i}_{Lo}(t)}{dt} = (2 - 2D) \hat{v}_{Cz}(t) - \hat{v}_{Co}(t) + (D - 1) \hat{v}_s(t) - (2V_{Cz} - V_S) \cdot \hat{d}(t)$$

$$C_O \frac{d\hat{v}_{Co}(t)}{dt} = \hat{i}_{Lo}(t) - \frac{\hat{v}_{Co}(t)}{R_L}$$

$$\hat{i}_s(t) = (2 - 2D) \hat{i}_{Lz}(t) + (D - 1) \hat{i}_{Lo}(t) + (I_{Lo} - 2I_{Lz}) \hat{d}(t) \quad \text{EC 45}$$

Para encontrar las funciones de transferencia, la transformada de Laplace de (45) se escribe de modo que;

$$sL_Z\hat{i}_{LZ}(s) = (2D - 1)\hat{v}_{CZ}(s) + (1 - D)\hat{v}_S(s) + (2V_{CZ} - V_S)\cdot\hat{d}(s)$$

$$sC_Z\hat{v}_{CZ}(s) = (1 - 2D)\hat{i}_{LZ}(s) + (I_{L0} - 2I_{LZ})\cdot\hat{d}(s) + (D - 1)\cdot\hat{i}_{L0}(s)$$

$$sL_0\hat{i}_{L0}(s) = (2 - 2D)\hat{v}_{CZ}(s) - \hat{v}_{C0}(s) + (D - 1)\hat{v}_S(s) - (2V_{CZ} - V_S)\cdot\hat{d}(s)$$

$$sC_0\hat{v}_{C0}(s) = \hat{i}_{L0}(s) - \frac{\hat{v}_{C0}(s)}{R_L}$$

$$s\hat{i}_S(s) = (2 - 2D)\hat{i}_{LZ}(s) + (D - 1)\hat{i}_{L0}(s) + (I_{L0} - 2I_{LZ})\hat{d}(s) \quad \text{EC 46}$$

La pequeña señal de la tensión de salida, $\hat{v}_S(s) = \hat{v}_0(s)$, es la suma de $\hat{d}(s) \cdot G_{vd}(s)$ y $\hat{v}_S(s) \cdot G_{vg}(s)$. Así, para encontrar $G_{vd}(s)$, $\hat{v}_S(s)$ Se establece como cero en (46) y de manera similar, $G_{vg}(s)$, $\hat{d}(s)$ se hace en cero en (46). $G_{vd}(s)$ Puede expresarse como [14];

$$G_{vd}(s) = \left. \frac{\hat{v}_{C0}(s)}{\hat{d}(s)} \right|_{\hat{v}_S(s)=0} = \left. \frac{\hat{v}_0(s)}{\hat{d}(s)} \right|_{\hat{v}_S(s)=0} = \frac{\alpha_1 s^2 + \alpha_2 s + \alpha_3}{\beta_1 s^4 + \beta_2 s^3 + \beta_3 s^2 + \beta_4 s + \beta_5} \quad \text{EC 47}$$

Donde,

$$\alpha_1 = -\frac{L_Z \cdot C_Z \cdot V_S}{(1 - 2D)}$$

$$\alpha_2 = \frac{(D - 1) \cdot V_S \cdot L_Z \cdot (2 - 2D)}{R_L \cdot (1 - 2D)^2}$$

$$\alpha_3 = V_S$$

$$\beta_1 = L_Z \cdot C_Z \cdot L_0 \cdot C_0$$

$$\beta_2 = \frac{L_Z \cdot L_0 \cdot C_Z}{R_L}$$

$$\beta_3 = [L_0 \cdot C_0 \cdot (1 - 2D)^2] + [L_Z \cdot C_Z] + [2 \cdot (1 - D)^2 \cdot L_Z \cdot C_0]$$

$$\beta_4 = \left[\frac{L_0}{R_L} \cdot (1 - 2D)^2 \right] + \left[\frac{2L_Z}{R_L} \cdot (1 - D)^2 \right]$$

$$\beta_5 = (1 - 2D)^2$$

La función de transferencia de tensión de entrada a salida, $G_{vg}(s)$, se puede obtener ajustando a $\hat{d}(s)$ cero como;

$$G_{vg}(s) = \left. \frac{\hat{v}_{C0}(s)}{\hat{v}_S(s)} \right|_{\hat{d}(s)=0} = \left. \frac{\hat{v}_0(s)}{\hat{v}_S(s)} \right|_{\hat{d}(s)=0} = \frac{\eta_1 s^2 + \eta_2 s + \eta_3}{\beta_1 s^4 + \beta_2 s^3 + \beta_3 s^2 + \beta_4 s + \beta_5} \quad \text{EC 48}$$

Donde,

$$\eta_1 = -L_Z \cdot C_Z \cdot (1 - D)$$

$$\eta_2 = 0$$

$$\eta_3 = [2 \cdot (1 - D)^2 \cdot (1 - 2D)] - [(1 - D) \cdot (1 - 2D)^2]$$

(2.46) se puede utilizar de forma similar para obtener un de factor de trabajo de la corriente del inductor de fuente Z, $G_{id}(s)$, y la tensión de entrada a la corriente del inductor de fuente z, $G_{ig}(s)$, Funciones de transferencia. De la figura 27, la pequeña señal de la corriente del inductor de fuente Z, $\hat{i}_{Lz}(s)$, es la suma de $\hat{d}(s) \cdot G_{id}(s)$ y $\hat{v}_S(s) \cdot G_{ig}(s)$, Así para determinar $G_{id}(s)$, $\hat{v}_S(s)$ Se hace cero y para encontrar $G_{ig}(s)$, $\hat{d}(s)$ se hace cero en (46) [14].

La función de transferencia del factor de trabajo de la corriente del inductor de fuente Z, $G_{id}(s)$, se puede obtener como;

$$G_{id}(s) = \left. \frac{\hat{i}_{Lz}(s)}{\hat{d}(s)} \right|_{\hat{v}_S(s)=0} = \frac{\lambda_1 s^3 + \lambda_2 s^2 + \lambda_3 s + \lambda_4}{\beta_1 s^4 + \beta_2 s^3 + \beta_3 s^2 + \beta_4 s + \beta_5} \quad \text{EC 49}$$

Donde,

$$\lambda_1 = \frac{V_S \cdot C_Z \cdot L_0 \cdot C_O}{2 \cdot (1 - D) \cdot (1 - 2D)}$$

$$\lambda_2 = \frac{V_S \cdot C_Z \cdot L_0}{2 \cdot R_L \cdot (1 - 2D) \cdot (1 - D)} + \frac{(1 - D) \cdot V_S \cdot L_0 \cdot C_O}{R_L \cdot (1 - 2D)}$$

$$\lambda_3 = \frac{V_S \cdot C_Z}{2 \cdot (1 - 2D) \cdot (1 - D)} + \frac{(1 - D) \cdot V_S \cdot L_0}{R_L^2 \cdot (1 - 2D)} + \frac{V_S \cdot C_O}{2 \cdot (1 - 2D)}$$

$$\lambda_4 = \frac{V_S \cdot (1 - D)}{2 \cdot R_L \cdot (1 - 2D) \cdot (1 - D)} + \frac{(1 - D) \cdot V_S}{R_L \cdot (1 - 2D)}$$

La tensión de entrada a la corriente del inductor Z-fuente, $G_{ig}(s)$ puede obtenerse ajustando $\hat{d}(s) = 0$ en (46), como;

$$G_{ig}(s) = \left. \frac{\hat{i}_{Lz}(s)}{\hat{v}_S(s)} \right|_{\hat{d}(s)=0} = \frac{\mu_1 s^3 + \mu_2 s^2 + \mu_3 s + \mu_4}{\beta_1 s^4 + \beta_2 s^3 + \beta_3 s^2 + \beta_4 s + \beta_5} \quad \text{EC 50}$$

Donde,

$$\mu_1 = C_Z \cdot L_0 \cdot C_O \cdot (1 - D)$$

$$\mu_2 = \frac{L_0 \cdot C_Z \cdot (1 - D)}{R_L}$$

$$\mu_3 = [C_O \cdot (1 - D)^2 \cdot (2D - 1)] + [C_Z \cdot (1 - D)] + [C_O \cdot 2(1 - D)^3]$$

$$\mu_4 = \frac{(1 - D)^2 \cdot (2D - 1)}{R_L} + \frac{2 \cdot (1 - D)^3}{R_L}$$

Tenga en cuenta que los denominadores de , $G_{vd}(s)$, $G_{vg}(s)$, $G_{id}(s)$, y $G_{ig}(s)$ son exactamente iguales [14].

2.6 Cálculos de capacitancia e inductancia aplicados al convertidor fuente Z

Para realizar los cálculos tanto de capacitancia como de inductancia se deben tener en cuenta ciertos aspectos como son el circuito equivalente, de operación y control, también se debe conocer cuáles son las ecuaciones a utilizar para realizar dichos cálculos.

2.6.1 Circuito equivalente, operación y control

La característica única del inversor de fuente Z es que el voltaje de CA de salida puede ser cualquier valor entre cero e infinito independientemente de la tensión de la celda de combustible. Es decir, el inversor de la fuente Z es un inversor impulsor de buck que tiene una amplia gama de voltaje obtenible. Los inversores tradicionales de fuente V e I no pueden proporcionar tal característica [15].

Para describir el principio de funcionamiento y el control del inversor de la fuente Z examinemos brevemente la estructura del inversor de la fuente Z. El puente inversor de fuente trifásica Z tiene nueve estados de conmutación admisibles (vectores) a diferencia del inversor tradicional de fuente V trifásica que tiene ocho. El inversor trifásico de fuente V tradicional tiene seis vectores activos cuando la tensión continua se imprime a través de la carga y dos vectores cero cuando los terminales de carga son cortocircuitados a través de los dispositivos inferior o superior, respectivamente. Sin embargo, el puente inversor de fuente trifásica Z tiene un estado (o vector) extra cero cuando los terminales de carga están cortocircuitados a través de los dispositivos superior e inferior de cualquier etapa de fase (es decir, ambos dispositivos están conectados), dos Las patas de fase o las tres patas de fase. Este estado de disparo a través de cero (o vector) está prohibido en el tradicional inversor de fuente V, ya que causaría un disparo a través. Llamamos a este tercer estado cero (vector) el estado cero de disparo (o vector), que puede generarse de siete maneras diferentes: disparo a través de cualquier pata de una fase, combinaciones de cualquier pata de dos fases y todas las patas de tres fases. La red de origen Z hace posible el estado de disparo a través de cero. Este estado de disparo a través de cero proporciona la única función de reforzar el inversor [15].

El circuito equivalente del inversor de fuente Z cuando se ve desde el enlace cc. El puente inversor es equivalente a un cortocircuito cuando el puente inversor está en el estado cero de disparo, mientras que el puente inversor se convierte en una fuente de corriente equivalente cuando en uno de los seis Estados. Obsérvese que el puente inversor también puede ser representado por una fuente de corriente con valor cero (es decir, un circuito abierto) cuando está en uno de los dos estados cero tradicionales. Por lo tanto, el circuito equivalente del inversor de fuente Z visto desde el enlace cc cuando el puente inversor está en uno de los ocho estados de conmutación no disparados.

Todos los esquemas tradicionales de modulación por pulsos (PWM) pueden usarse para controlar el inversor de fuente Z y sus relaciones teóricas de entrada y salida aún se mantienen. La secuencia de conmutación PWM tradicional basada en el método de soporte triangular. En cada ciclo de

conmutación, se utilizan los dos estados cero no dispares a través de dos estados activos adyacentes para sintetizar la tensión deseada. Cuando la tensión de CC es lo suficientemente alta para generar la tensión de CA deseada, se utiliza el PWM tradicional. Mientras que la tensión de CC no es suficiente para generar directamente una tensión de salida deseada, se utilizará un PWM modificado con estados cero de disparo para aumentar la tensión. Debe tenerse en cuenta que cada etapa de fase todavía se enciende y se apaga una vez por ciclo de conmutación. Sin cambio, el intervalo de tiempo de estado cero total, los estados de disparo a través de cero se asignan uniformemente en cada fase. Es decir, los estados activos no cambian. Sin embargo, el voltaje de enlace cc equivalente al inversor se incrementa debido a los estados de disparo. La relación detallada se analizará en la siguiente sección. Es notable aquí que la frecuencia de conmutación equivalente vista desde la red fuente Z es seis veces la frecuencia de conmutación del inversor principal, lo que reduce en gran medida la inductancia requerida de la red de la fuente Z [15].

Suponiendo que los inductores L1 y L2 y los condensadores C1 y C2 tienen la misma inductancia (L) y la capacitancia (C), respectivamente, la red de la fuente Z se vuelve simétrica. Desde la simetría y los circuitos equivalentes, tenemos [15],

$$V_{C1}=V_{C2}=V_C \quad v_{L1}=v_{L2}=v_L \quad \text{EC 51}$$

Dado que el puente inversor está en el estado cero de disparo para un intervalo de T0, durante un ciclo de conmutación, T y del circuito equivalente, se tiene [15],

$$v_L = V_C \quad v_d = 2V_C \quad v_i = 0 \quad \text{EC 52}$$

Ahora considere que el puente del inversor está en uno de los ocho estados de no disparar durante un intervalo de T1, durante el ciclo de conmutación, T, se tiene [15],

$$v_L = V_0 - V_C \quad v_d = V_0 \quad v_i = V_C - v_L = 2V_C - V_0 \quad \text{EC 53}$$

Donde V0 es la tensión de la fuente de CC y T = T0 + T1. El voltaje promedio de los inductores en un período de conmutación (T) debe ser cero en estado estacionario, de (2) y (3), por lo tanto, tenemos [15],

$$V_L = \overline{v_L} = \frac{T_0 \cdot V_C + T_1 \cdot (V_0 - V_C)}{T} = 0 \quad \text{EC 54}$$

O

$$\frac{V_C}{V_0} = \frac{T_1}{T_1 - T_0}. \quad \text{EC 55}$$

Del mismo modo, la tensión media del enlace cc a través del puente inversor se puede encontrar de la siguiente manera [15]:

$$V_i = \bar{v}_i = \frac{T_0 \cdot 0 + T_1 \cdot (2V_C - V_0)}{T} = \frac{T_1}{T_1 - T_0} V_0 = V_C \quad \text{EC 56}$$

La tensión de pico de enlace cc a través del puente inversor se expresa en (3) y se puede volver a escribir como,

$$\hat{v}_i = V_C - v_L = 2V_C - V_0 = \frac{T}{T_1 - T_0} V_0 = B \cdot V_0 \quad \text{EC 57}$$

Donde

$$B = \frac{T}{T_1 - T_0} = \frac{1}{1 - 2\frac{T_0}{T}} \geq 1 \quad \text{EC 58}$$

Es el factor de impulso resultante del estado de disparo a través de cero. El voltaje de enlace cc de cresta V_i es el voltaje de enlace cc equivalente del inversor. Por otro lado, la tensión de fase de pico de salida del inversor puede expresarse como [15],

$$\hat{v}_{ac} = M \cdot \frac{\hat{v}_i}{2} \quad \text{EC 59}$$

Donde M es el índice de modulación. Utilizando (57), (59) se puede expresar además como,

$$\hat{v}_{ac} = M \cdot B \cdot \frac{V_0}{2}. \quad \text{EC 60}$$

Para el tradicional inversor PWM de fuente V, tenemos la conocida relación:

$\hat{v}_{ac} = M \cdot \frac{V_0}{2}$. La ecuación (60) muestra que la tensión de salida se puede subir y bajar eligiendo un factor de refuerzo de buck apropiado B_B [15],

$$B_B = M \cdot B = (0 \sim \infty). \quad \text{EC 61}$$

A partir de (51), (55) y (58), el voltaje del condensador puede expresarse como [15],

$$V_{C1} = V_{C2} = V_C = \frac{1 - \frac{T_0}{T}}{T_1 - 2\frac{T_0}{T}} V_0.$$

EC 62

El factor de refuerzo B_B , se determina mediante el índice de modulación M y el factor de refuerzo B . El factor de refuerzo B expresado en (58) se puede controlar mediante el ciclo de trabajo (es decir, la relación de intervalos) - a través de estados del inversor PWM.

Tenga en cuenta que el estado de disparo a través del cero no afecta al control PWM del inversor, ya que produce de forma equivalente el mismo voltaje cero al terminal de carga. El periodo de disparo de disparo disponible está limitado por el periodo de estado cero que está determinado por el índice de modulación [15].

2.6.2 Requerimiento de inductor y condensador de la red fuente Z

Para el inversor tradicional de fuente V, el condensador de CC es el único elemento de almacenamiento y filtrado de energía para suprimir la ondulación de voltaje y servir de almacenamiento temporal. Para el inversor tradicional de fuente I, el inductor de CC es el único elemento de almacenamiento / filtrado de energía para suprimir la ondulación actual y servir de almacenamiento temporal. La red de fuentes Z es una combinación de dos inductores y dos condensadores. Este circuito combinado, la red de la fuente Z es el elemento de almacenamiento / filtrado de energía para el inversor de la fuente Z. La red de fuentes Z proporciona un filtro de segundo orden y es más eficaz para suprimir ondulaciones de tensión y corriente que el condensador o el inductor utilizados solos en los inversores tradicionales. Por lo tanto, el requerimiento del inductor y del condensador debe ser más pequeño que los inversores tradicionales. Una breve discusión se da a continuación en términos de tamaños físicos y requisitos. Cuando los dos inductores ($L1$ y $L2$) son pequeños y se acercan a cero, la red de la fuente Z se reduce a dos condensadores ($C1$ y $C2$) en paralelo y se convierte en una fuente V tradicional. Por lo tanto, los requerimientos de capacitores de un inversor de fuente tradicional V y el tamaño físico es el peor requisito para la red de origen Z. Teniendo en cuenta el filtrado adicional y el almacenamiento de energía proporcionado por los inductores, la red de la fuente Z debería requerir menos capacitancia y tamaño menor en comparación con el inversor tradicional de fuente V. De forma similar, cuando los dos condensadores ($C1$ y $C2$) son pequeños y se acercan a cero, la red de la fuente Z se reduce a dos inductores ($L1$ y $L2$) en serie y se convierte en una fuente I tradicional. Por lo tanto, los requerimientos de los inductores de un inversor de fuente I tradicional y el tamaño físico son el peor requisito para la red de origen Z. Teniendo en cuenta el filtrado adicional y el almacenamiento de energía por los condensadores, la red de fuente Z debería requerir menos inductancia y tamaño menor en comparación con el inversor tradicional de fuente I [15].

2.6.3 Cálculo de la capacitancia e inductancia críticas.

Suponiendo que la corriente en el inductor aumenta de forma lineal de I_1 a I_2 en el tiempo se t_1 tiene [16];

$$V_s = L \frac{I_2 - I_1}{t_1} = L \frac{\Delta I}{t_1} \quad \text{EC 63}$$

Es decir

$$t_1 = \frac{\Delta I L}{V_s} \quad \text{EC 64}$$

Y la corriente del inductor baja de forma lineal desde I_1 hasta I_2 en el tiempo t_2 ,

$$t_2 = \frac{\Delta I L}{V_a - V_s} \quad \text{EC 65}$$

Donde $\Delta I = I_2 - I_1$ es la corriente de rizo pico a pico en el inductor L.

Se sustituye $t_1 = kT$ y $t_2 = (1 - k)T$ para obtener el voltaje promedio de salida [16],

$$V_a = V_s \frac{T}{t_2} = \frac{V_s}{1 - k} \quad \text{EC 66}$$

Se obtiene como resultado

$$(1 - k) = \frac{V_s}{V_a} \quad \text{EC 67}$$

Donde V_s es el voltaje de entrada al convertidor V_a es el voltaje de salida y k es el ciclo de trabajo. El cual se calcula de la siguiente manera [16]:

2.6.4 Generación del ciclo de trabajo

El ciclo de trabajo k se puede generar comparando una señal de referencia v_r de cd con una señal portadora en diente de sierra v_{cr} . Esto se ve en la figura 28 donde V_r es el valor pico de v_r y V_{cr} es el valor pico de v_{cr} . La señal de referencia v_r se caracteriza por [16],

$$v_r = \frac{V_r}{T} t \quad \text{EC 68}$$

Que debe ser igual a la señal portadora $v_{cr} = V_{cr} = kT$. Esto es,

$$V_r = \frac{V_r}{T} kT \quad \text{EC 69}$$

Que determina el ciclo de trabajo de k como

$$k = \frac{V_{cr}}{V_r} = M \quad \text{EC 70}$$

En la que M se llama e índice de modulación. Al variar la señal de la portadora v_{cr} desde 0 hasta V_{cr} se puede variar el ciclo de trabajo desde 0 hasta 1 [16],

Retomando, si se sustituye $k = t_1/T = t_1 f$ en la ecuación (67) para obtener [16],

$$t_1 = \frac{V_a - V_s}{V_a f} \quad \text{EC 71}$$

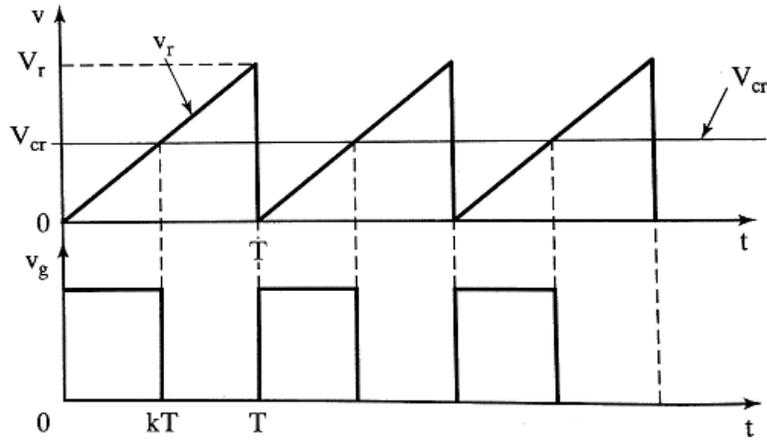


Figura 28. Comparación de una señal de referencia con una señal portadora. Fuente: [16].

Suponiendo que el circuito no tiene pérdidas, $V_s I_s = V_a I_a = \frac{V_s I_a}{(1-k)}$, y la corriente promedio de entrada es [16],

$$I_s = \frac{I_a}{1-k} \quad \text{EC 72}$$

El periodo T de conmutación se puede calcular como;

$$T = \frac{1}{f} = t_1 + t_2 = \frac{\Delta I L}{V_s} + \frac{\Delta I L}{V_a - V_s} = \frac{\Delta I V_a L}{V_s (V_a - V_s)} \quad \text{EC 73}$$

Que permite obtener la corriente de rizo pico a pico,

$$\Delta I = \frac{V_s (V_a - V_s)}{f V_a L} \quad \text{EC 74}$$

Es decir,

$$\Delta I = \frac{V_s k}{f L} \quad \text{EC 75}$$

Cuando esta encendido el capacitor, suministra la corriente de carga durante $t=t_1$. La corriente promedio en el capacitor durante el tiempo t_1 es $I_c=I_a$, y el voltaje de rizo pico a pico del capacitor es [16],

$$\Delta V_c = v_c - v_c(t=0) = \frac{1}{C} \int_0^{t_1} I_c dt = \frac{1}{C} \int_0^{t_1} I_a dt = \frac{I_a t_1}{C} \quad \text{EC 76}$$

Se sustituye $t_1 = (V_a - V_s) / (V_a f)$ de la ecuación (71), para obtener, [16]

$$\Delta V_c = \frac{I_a (V_a - V_s)}{V_a f C} \quad \text{EC 77}$$

O bien,

$$\Delta V_c = \frac{I_a k}{fC} \quad \text{EC 78}$$

2.6.5 Condición para corriente continua en inductor y voltaje continuo en capacitor.

SI I_l es la corriente en el inductor a corriente de rizo por el inductor es $\Delta I = 2I_l$.

Con la ecuación 4 y 13 se obtiene [16],

$$\frac{kV_s}{fL} = 2I_l = 2I_a = \frac{2V_s}{(1-k)R} \quad \text{EC 79}$$

Que determina el valor crítico L_c del inductor, como sigue:

$$L_c = L = \frac{k(1-k)R}{2f} \quad \text{EC 80}$$

Si V_c es el voltaje promedio del capacitor, el voltaje de rizo del mismo es $\Delta V_c = 2V_a$ se usa la ecuación (78) para obtener [16]:

$$\frac{I_a k}{fC} = 2V_a = 2I_a R \quad \text{EC 81}$$

Que da como resultado el valor crítico del capacitor C_c [16],

$$C_c = C = \frac{k}{2fR} \quad \text{EC 82}$$

2.6.6 Cálculo de condensador e inductor del convertidor fuente z

La red de fuentes de impedancia es una combinación de dos inductores y dos condensadores. Es el elemento de almacenamiento o filtrado de energía que funciona como filtro de segundo orden para el inversor de fuente de impedancia. Es más efectivo suprimir las ondulaciones de voltaje y corriente. El requerimiento de inductores y condensadores debe ser menor en comparación con los inversores tradicionales [17].

El circuito equivalente del inversor de la fuente de impedancia se muestra en la Figura 29. El puente del inversor es equivalente a un cortocircuito cuando el puente del inversor está en el estado cero de disparo. La frecuencia de conmutación equivalente de la red de fuente de impedancia es seis veces la frecuencia de conmutación del inversor principal, lo que reduce en gran medida la inductancia requerida de la red de fuente de impedancia [17].

La Impedancia del Puente Inversor Fuente z tiene un estado cero adicional. Cuando los terminales de carga se cortocircuitan a través de ambos dispositivos, superior e inferior, de una sola fase o de las tres fases. Este rodaje a través del estado cero está prohibido en el VSI, porque causaría un disparo a través. Esta red hace posible el disparo a través del estado cero. Este estado proporciona la característica única de impulso al inversor.

Cálculo de la capacitancia necesaria de los condensadores de la fuente Z:

$$C = \frac{(I_L * T_Z)}{(V_C * 3\%)}$$

EC 90

Con la ecuación 90 se da por terminada el capítulo de teoría en el cual se dio la revisión general se lo que son los convertidores de voltaje de DC, y los diferentes tipos de inversores multinivel, cabe destacar nuevamente que se eligieron los inversores multinivel puesto que estos son los que mejor calidad de la energía generan al momento de convertir de DC a AC.

CAPÍTULO 3. REVISIÓN DEL ESTADO DEL ARTE.

En este capítulo se realizara un estudio de diferente trabajos realizados con convertidores fuente Z en diferentes ámbitos, cabe destacar que toda esta información se tomó de diferentes revistas en inglés como la IEEE, la IJAET, o la IJERT, también se tomaron artículos de conferencias también internacionales en inglés, ya que estos fueron los lugares en los que se encontró información relacionada con los inversores multinivel, y su aplicación a diferentes ámbitos como generación fotovoltaica o aplicaciones a inversores diferentes al inversor multinivel de fuente común.

k. T. Lakhmi, R. CH. y P. R., «Z - Source Multi Level Inverter Based PV Generation System,» *Journal of Engineering Research and Applications* , vol. IV, n° 9, p. 5, 2014.

Una propuesta para el modelo de simulación del inversor Z utilizado en sistemas de generación fotovoltaico fue desarrollado por los autores T. Lakhmi kant, CH. Rambabu, y R. Punyavathi, basado en inversores multinivel fuente Z. El inversor de nivel múltiple de fuente Z se utiliza en lugar del inversor de fuente de tensión convencional. El inversor de nivel múltiple de fuente Z proporciona características excepcionales que no se pueden ver en el convertidor DC-AC convencional. El convertidor de fuente de tensión convencional necesita un transformador de paso ascendente o descenso para cumplir con los requisitos de suministro.

Los inversores fuente Z no requieren el transformador adicional porque puede actuar como inversor del buck o boost cual sea el requisito. Por lo tanto, puede producir cualquier voltaje de CA de salida deseado. Después del análisis de los resultados de la simulación concluyen que el sistema es capaz de suministrar la carga lineal y no lineal resistiva / R-L eficientemente. El sistema propuesto tiene bajo costo, tamaño reducido, peso reducido, más eficiente y confiable en comparación con la topología convencional para la conversión de energía. Después del análisis se concluye que el ZSI tiene el mejor rendimiento en comparación con el VSI convencional, ya que puede producir cualquier salida de voltaje de AC, incluso mayor que la tensión de línea, reduce las corrientes armónicas [18].

F. Boaf Effah, P. Wheeler, J. Clare y A. Watson , «Space-Vector-Modulated Three-Level Inverters,» *IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS*, vol. 28, n° 6, p. 10, 2013.

Una topología de convertidor relativamente reciente que presenta capacidad de voltaje-buck y voltaje-boost es propuesta por los autores, Francis Boaf Effah, Patrick Wheeler, Jon Clare, y Alan Watson, los cuales indican, que el concepto de fuente Z puede aplicarse a todas las conversiones de energía de DC a AC, AC-a-DC, AC-a-AC y DC-DC, ya sean de dos niveles o multinivel. Sin embargo, los convertidores multinivel ofrecen muchos beneficios para aplicaciones de mayor potencia. Publicaciones anteriores han mostrado el control de un inversor sujeto a punto neutro de fuente Z usando la técnica de modulación. En este artículo presentan el control de un inversor sujeto a punto neutro de fuente Z utilizando la técnica de modulación de vector de espacio. Esto ofrece una serie de beneficios, tanto en términos de implementación como de rendimiento armónico. El enfoque adoptado permite optimizar y operar digitalmente la operación de la disposición de fuentes Z sin

introducir ninguna conmutación adicional. Las técnicas propuestas se demuestran tanto en la simulación como a través de los resultados experimentales de un convertidor de prototipo [19].

K. Surya Suresh , M. Vishnu Prasad , D. Adithya Kumar y V. Gopilatha , «SIMULATION AND ANALYSIS OF NOVEL CASCADED Z SOURCE INVERTER,» *International Journal of Advances in Engineering & Technology (IJAET)*, vol. 5, nº 2, pp. 207-215, 2013.

El inversor multinivel (MLI) ha sido reconocido como una topología atractiva para la conversión de alto voltaje. A medida que aumenta el número de niveles, la forma de onda de salida de escalera sintetizada tiene más pasos, aproximándose a la forma de onda sinusoidal deseada, pero el inconveniente principal de MLI es que su amplitud de voltaje de salida está limitada a la suma de tensión de fuentes de CC. Para superar esta limitación los autores, Surya Suresh Kota, Vishnu Prasad Muddineni, Adithya Kumar Dadiboina y Gopilatha Venna, han propuesto un inversor multi-nivel de fuente Z basado en un inversor de cinco niveles de un inversor multi-nivel. El cual presenta la amplitud del voltaje de salida se puede potenciar con el control de estado de disparo en red de Z. En este trabajo el inversor de la fuente de Z se pone en cascada con la nueva topología del inversor del multi-nivel fue introducida. La topología ha reducido el número de conmutadores cuando se compara con el inversor multi-nivel convencional. El rendimiento de la fuente Z MLI se han analizado y los resultados de la simulación se presentan utilizando MATLAB / SIMULINK.

Confirmados por los resultados de la simulación. Este prototipo propuesto puede extenderse al inversor de m niveles. Otros métodos PWM y técnicas también se espera que se apliquen sucesivamente a la topología propuesta. Los resultados de la simulación y los resultados experimentales muestran que el algoritmo puede ser utilizado efectivamente para eliminar armónicos de orden superior específico de la nueva topología y resulta en una disminución dramática en la tensión de salida THD. [20]

A. kumar T y K. C, «Z-Source Based Multi Level Inverter,» *International Journal of Engineering Research & Technology (IJERT)*, vol. 2, nº 5, pp. 2278-0181, 2013.

Los autores, Anand kumar T, y Kannan.C, presentan un nuevo inversor multinivel de siete niveles con fuente Z única. En esta topología, se utiliza una única red de impedancia de fuente Z para aumentar el voltaje de salida mediante el disparo a través del control de estado. Una técnica PWM se implementa utilizando tres señales de referencia y una señal portadora triangular que se utilizan para generar las señales PWM para interruptores inversores y el estado de disparo para la red Z se logra insertando una señal de referencia DC. La ventaja de la topología propuesta hace que se reduzca el número de conmutadores, y esta nueva configuración es adecuada para aplicaciones que trabajan a niveles de potencia más bajos y medios. El rendimiento de la topología propuesta se valida con el software MATLAB / SIMULINK.

Las señales de conmutación PWM se generan comparando tres señales de referencia con una señal portadora triangular. El nivel de voltaje del panel fotovoltaico se mejora con la red de fuentes Z y el inversor multinivel. El inversor multinivel propuesto es reducir tanto el voltaje y la corriente THD del inversor. La topología propuesta tiene un número mínimo de interruptores comparados que otra configuración. [21]

P. K. A. y V. B., «Z-Source Cascaded Multilevel Inverter Fed IM for Selective Harmonic Minimization & THD Reduction with PV Cell Input,» *International Journal of Scientific Engineering and Research (IJSER)*, vol. 2, nº 4, pp. 38-43, 2014.

Un convertidor de potencia de fuente de impedancia para la implementación de conversión de energía de CC - AC, AC - CC, AC- AC y CC - CC. En este artículo los autores, A. Pradeep Kumar, y B. Vamsikrishan, presentan un convertidor de fuente Z que emplea una red (o circuito) de impedancia única para acoplar el circuito principal del convertidor a la fuente de alimentación, proporcionando así características únicas que no pueden observarse en los tradicionales convertidores de fuente de tensión y corriente donde un condensador e inductor son Utilizados, respectivamente. El convertidor de fuente Z supera las barreras y limitaciones conceptuales y teóricas del convertidor tradicional de voltaje-fuente y convertidor de fuente -corriente y proporciona un concepto de conversión de potencia novedoso. El concepto de fuente Z puede aplicarse casi con armónico para reducir el 30%. Este documento se enfocó en un ejemplo: un inversor de fuente Z para aplicaciones de celdas de combustible. A través del ejemplo, el documento describió el principio de funcionamiento, analizó las características del circuito y demostró su concepto y superioridad. Se han presentado resultados analíticos, de simulación y experimentales. El inversor de la fuente Z puede aumentar el voltaje del buck minimiza el conteo de componentes, aumenta la eficiencia y reduce el coste [22].

U. D y S. R., «Modeling and Control of Quasi Z-Source Cascaded H-Bridge Multilevel Inverter for Grid Connected Photovoltaic Systems,» de *5th International Conference on Advances in Energy Research, ICAER 2015*, Mumbai, India, 2015.

EL modelado y control de la potencia del inversor multinivel en cascada H-bridge de Quasi Z-Source para sistemas fotovoltaicos conectados a la red. El inversor Quasi Z-Source es un inversor que proporciona la salida de buck / boost junto con la conversión DC-AC en una sola etapa. Esta topología tiene numerosas ventajas que la hacen confiable y adecuada para aplicaciones fotovoltaicas. Debido a la red de impedancia y a la estructura en puente H en cascada, proporciona una alta ganancia, una reducción de la distorsión armónica total (THD) y una alta fiabilidad en sistemas fotovoltaicos. En este trabajo los autores D. Umarania, Dr. R. Seyezhai, han considerado un inversor de fuente Quasi Z de puente H en cascada de cinco niveles para el que se ha diseñado la red de impedancia. Fase Desplazada Invertida La modulación de ancho de pulso de portadora sinusoidal se ha implementado junto con el control de disparo para controlar los interruptores del inversor. El esquema de control de potencia de bucle cerrado se ha implementado en dos etapas. En el lado de la entrada PV, cada voltaje de cadena se controla ajustando los estados de disparo del inversor usando el control de seguimiento de punto de alimentación máximo independiente. La tensión de enlace CC de cada puente se ha equilibrado mediante el uso del control de tensión del enlace CC. Ambas acciones de control resultan en el control de la potencia inyectada en la red. Un inversor fotovoltaico de 2kVA ha sido diseñado y construido utilizando MATLAB / SIMULINK y el hardware ha sido completado para el control de lazo abierto. Se analizan los resultados de hardware de simulación y de bucle abierto. Se propone un sistema FV de cuatro niveles conectado a la red Quasi fuente Z que explota un inversor multinivel en cascada. El diseño de la red de impedancia se llevó a cabo utilizando el análisis de ondulación 2 switches que pueda proporcionar una red LC minimizada. El sistema es capaz de inyectar energía fotovoltaica en la red con una reducción de la distorsión armónica total utilizando una sola etapa de conversión de potencia. A partir de los resultados, se observa que empleando la técnica PSPWM de

seno invertido para el inversor multinivel propuesto, se obtiene un componente fundamental mejorado y una calidad espectral mejorada de la salida. Se implementó el control de potencia total que combina tensión de enlace CC y control MPPT independiente. La tensión de red y la corriente de rejilla alcanzaron la condición de bloqueo de fase a través de la estrategia de control propuesta. Los resultados de la simulación se validan con los resultados experimentales en condición de bucle abierto. Por lo tanto, el inversor multinivel Quasi fuente z es una candidatura adecuada para aplicaciones fotovoltaicas conectadas a la red [23].

S. Dr.R, M. Dr.B.L y S. p. A, «Performance Analysis of Cascaded Z-Source Multilevel Inverter using Third Harmonic Injection PWM,» *International Journal of Computer Technology and Electronics Engineering (IJCTEE)*, vol. 2, n° 1, pp. 143-149, 2008.

El inversor multinivel (MLI) se ha reconocido como una topología atractiva para la conversión de la CC-CA del alto voltaje. La función de un inversor multinivel es sintetizar una forma de onda de tensión deseada desde varios niveles de tensiones CC. Pero el principal inconveniente de MLI es que su amplitud de voltaje de salida se limita a sumatoria de tensión de fuentes de CC. Para superar esta limitación, lo autores, A. Shanmuga priyaa, Dr. R. Seyezhai, y el Dr. B. L. Mathur, han propuesto en este documento un inversor de nivel Z basado en un inversor multinivel de cinco niveles. En la topología propuesta, la amplitud del voltaje de salida se puede aumentar con el control de estado de disparo de red en Z (ST). Este trabajo se centra en la estrategia de modulación de ancho de pulso de inyección de tercer armónico (PWM) para la topología propuesta. Los parámetros de rendimiento de fuente Z MLI han sido analizados para la tercera estrategia de modulación de la inyección de armónicos. El modelo de simulación del inversor multinivel de cascada convencional y de la fuente Z MLI ha sido construido en MATLAB / SIMULINK y su rendimiento ha sido analizado.

En este trabajo se ha investigado un inversor multinivel en cascada de fuente Z. El convertidor de nivel múltiple en cascada fuente-Z proporciona un voltaje de salida más alto a través de su red Z. La operación de impulso se logra mediante el disparo a través del estado de fuente Z, MLI. La técnica de PWM unipolar se ha empleado para Z-MLI que da una tensión de voltaje reducida. El rendimiento del Z-MLI propuesto ha sido comparado con el MLI convencional. A partir de los resultados, se observa que Z-MLI con PWM de inyección de tercer armónico proporciona un valor RMS más alto de la tensión de salida, mayor ganancia de tensión, tensión de tensión reducida y evita el convertidor DC-DC de refuerzo intermedio [24].

K. V. Ravi y A. Sreedevi, «Design and Development of z-source multi-level inverter for Solar energy,» de *International Conference on Applied and Theoretical computing and communication Technology (iCATccT)*, Davangere, India, 2015.

Los inversores multinivel en comparación con los inversores de un solo nivel tienen ventajas como la distorsión armónica mínima, la generación de EMI reducido. El inversor multinivel es un dispositivo de conversión de energía que se utiliza generalmente en aplicaciones de media tensión y alta potencia. Este documento los autores Ravi Kumar V, Sreedevi A, propone un nuevo sistema de generación de energía solar, que está compuesto por una red de fuente Z y un nuevo inversor de siete niveles. En esta nueva topología de siete niveles de inversor con la disminución del número de

interruptores de potencia y su técnica de modulación se introduce. De esta manera, el sistema solar propuesto genera una tensión de salida sinusoidal. Las características más destacadas del inversor de siete niveles propuesto son que sólo seis interruptores de potencia y esta estructura permiten una reducción del costo y tamaño del sistema. La eficacia de la topología propuesta se ha ilustrado mediante análisis y simulación.

En este trabajo, el inversor multinivel de la fuente z fue diseñado e implementado. La red de impedancia de la fuente Z se utilizó para aumentar la tensión de entrada al nivel de voltaje de salida requerido. Se utilizó un controlador FPGA en el circuito de control, para generar señales de giro de pwm para los conmutadores y la eliminación del uso del convertidor propuesto se implementó con éxito y los resultados experimentales observados coinciden estrechamente con los valores de simulación.

El sistema fotovoltaico está conectado a la red de impedancia de la fuente z. La red de impedancia de la fuente z aumenta el voltaje de 5v dc a 24v dc. El inversor multinivel convierte 24 vc a 24v ac. Este MLI se opera en el rango de voltaje de 24v-25v con corriente de carga completa de 2A. Se obtuvo un voltaje de salida de alta calidad con un THD de 2,74% [25].

O. Ellabban y H. Abu-Rub, «An overview for the Z-Source Converter in motor drive applications,» de *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, Colorado, USA, Lawrence Kazmerski, 2016, pp. 530-553.

Se presenta una visión general del convertidor de fuente Z (ZSC) como una topología de electrónica de potencia emergente para convertidores dc / ac en general proponen aplicaciones de accionamiento por motor. El ZSC es una topología de convertidor de electrónica de potencia muy prometedora para aplicaciones de accionamiento de motor, proporciona muchas ventajas comparadas con la configuración tradicional del sistema de accionamiento de motor, tales como: conversión de una sola etapa con capacidad de buck / boost, Y rango extendido de voltaje de salida.

el documento presenta diferentes ejemplos de utilización de diferentes topologías ZSC en diversas aplicaciones vehiculares y locomotoras. En resumen, el sistema ZSC tiene varias ventajas únicas que son muy deseables para aplicaciones de Accionamiento de velocidad ajustable ASD, tales como: capacidad de paseo durante las pérdidas de voltaje, líneas armónicas reducidas, reducción del condensador dc-link, mejora el factor de potencia y fiabilidad y Extiende la tensión de salida y los rangos de velocidad del motor. Además, estas ventajas se vuelven más importantes especialmente cuando el sistema de accionamiento se alimenta de fuente de energía renovable (PV) o fuente de energía alternativa (pila de combustible y súper condensadores) o dispositivo de almacenamiento de energía (batería) que se caracteriza por variaciones de voltaje de amplia gama de tensión [26].

K. J, M. R. R y K. S, «Z-SOURCE MULTILEVEL INVERTER FOR PHOTOVOLTAIC APPLICATION,» de *International Conference on Innovations in Engineering and Technology (ICIET'14)*, Madurai, Tamil Nadu, India, 2014.

A continuación, los autores J.Kohila, R.Munia Raj, y S.Kannan, presentan un inversor multinivel fuente Z (ZS-MLI) para aplicaciones fotovoltaicas (PV). El MLI posee la ventaja de una mayor

capacidad de potencia y puede operar con un mayor nivel de voltaje. A medida que aumenta el número de niveles, se puede obtener la forma de onda sinusoidal deseada para una distorsión armónica total (THD) inferior. MLI tiene una limitación, que no puede aumentar la salida de voltaje CA ($V_{\text{peak-ac}}$) mayor que la tensión continua que proviene de la PV. La red de la fuente Z seguida por el inversor de varios niveles (DC-MLI) fijado por diodo se utiliza para aumentar la tensión de salida a un valor deseado. La técnica de modulación de amplitud de pulso de disposición de fase (PD-PWM) se utiliza para generar las señales PWM para los interruptores inversores. La simulación del DC-MLI de una sola fase, de siete niveles, se realiza con MATLAB / SIMULINK.

ZS-MLI da una tensión de salida más alta a través de su red de fuente Z. Las señales PWM se hacen comparando una señal de referencia con seis señales portadoras. Mediante el uso de la red de origen Z junto con MLI, se mejora el voltaje de la célula fotovoltaica. Se ha encontrado que el ZS-MLI proporciona un voltaje de salida más alto y un THD inferior que el de siete niveles MLI que paso de 19,71 a 14,01 THD [27].

P. R y V. K, «Maximum Boost Control for 7-level Z-Source Cascaded H-Bridge Inverter,» *International Journal of Power Electronics and Drive System (IJPEDS)*, vol. 8, nº 2, pp. 739-746, 2017.

Se propone el control de boost máximo para el inversor de puente h en cascada de fuente z de 7 niveles y su afiliación entre la ganancia de aumento de voltaje y el índice de modulación. Para los autores R. Palanisamy, y K. Vijayakumar, La red de origen Z evita el uso de un convertidor dc-dc externo y mejora el voltaje de salida con un contenido armónico minimizado. La red de fuentes Z utiliza una combinación de impedancia LC distintiva con un inversor en cascada de 7 niveles y conquista el inversor de fuente de tensión convencional. El controlador de impulso máximo proporciona voltaje de aumento y mantener tensión de tensión constante a través de interruptores de alimentación, lo que proporciona un mejor voltaje de salida con la variación de los ciclos de trabajo.

El esquema proyectado del inversor de puente h en cascada en fuente z de 7 niveles se simuló usando el software Matlab y se evaluó que la eficiencia y confiabilidad del esquema se potenció situando la condición de disparo a través del estado mediante un control máximo del boost. El inversor en cascada de 7 niveles ha mejorado el voltaje de salida y la corriente de salida controlada con un valor THD reducido. Con la ayuda del controlador máximo boost (MBC), la tensión de tensión a través de los interruptores de potencia y mejora la ganancia de voltaje de impulso con L-C combinación de z-fuente de red, lo que evita el uso de convencionales dc-dc impulsar convertidor. Del sistema propuesto el THD del voltaje de la salida con el 10.13% y para la corriente con el 9.94% que es menos compara a los sistemas tradicionales. Se completa con controlador de modulación de vector de espacio 3D para minimizar el voltaje de modo común [28]

CAPÍTULO 4.

CALCULO Y DISEÑO DEL CONVERTIDOR FUENTE Z

Para realizar el cálculo de capacitor e inductor se utilizarán las ecuaciones de la 83 hasta la ecuación 90 con la intención de calibrar los parámetros necesarios para la simulación de convertidor fuente Z, se deben tener en cuenta los siguientes parámetros de partida con los cuales trabajara el inversor multinivel de fuente común.

$$V_s=24V \quad V_a=48V \quad P=650W \quad F=60Hz \quad F_{\text{Inversor}}=24 \text{ KHz}$$

Primero se halla la corriente que circula por el convertidor utilizando la ecuación (83),

$$I_L = \frac{650W}{24V} = 27.0833A$$

$$I_l = I_a$$

En este diseño, se selecciona una ondulación de corriente de pico a pico del 60% a través del inductor de fuente Z durante la operación de potencia máxima. Por lo tanto,

$$I_{Lmax} = I_L + I_L * 30\%$$

$$I_{Lmax} = 27.0833 + 27.0833 * 30\% = 35.2083A$$

$$I_{Lmin} = I_L - I_L * 30\%$$

$$I_{Lmin} = 27.0833 - 27.0833 * 30\% = 18.9583A$$

$$\Delta I_L = I_{Lmax} - I_{Lmin}$$

$$\Delta I_L = 35.2083 - 18.9583 = 16.25A$$

Para calcular el boost de elevación del convertidor fuente Z se aplica la ecuación (85) se tiene:

$$B = \frac{48V}{24V} = 2$$

El ciclo de trabajo se obtiene modificando la ecuación (67)

$$D_Z = \frac{(B - 1)}{2B}$$

$$D_Z = \frac{(2-1)}{2*2} = \frac{1}{4} = 0.25$$

Así utilizando la ecuación (87) se tendrá un voltaje un voltaje del capacitor de,

$$V_C = \frac{(24V + 60V)}{2} = 36V$$

Como la velocidad de swicheo del inversor multinivel de fuente común es de $F_{Inversor}= 24\text{Khz}$ y teóricamente la velocidad de conmutación del convertidor fuente Z es 6 veces la del inversor a conectar entonces tendremos:

$$T_{inversor} = \frac{1}{24\text{Khz}} = 0.04166 \times 10^{-3} \text{ S}$$

$$T = (6) \cdot (0.04166 \times 10^{-3} \text{ S}) = 0.25 \times 10^{-3} \text{ S} = 0.25 \text{ ms}$$

Para hallar el período de disparo por ciclo de conmutación T_z se aplica la ecuación (89) y se tiene:

$$T_z = 0.25 \cdot 0.25 \times 10^{-3} = 0.0625 \times 10^{-3}$$

Cálculo de la inductancia requerida de los inductores de fuente Z aplicando la ecuación (88):

$$L = \frac{0.0625 \times 10^{-3} \cdot 36}{16.25} = 0.1384 \times 10^{-3} \text{ H}$$

Cálculo de la capacitancia necesaria de los condensadores de fuente Z utilizamos la ecuación (90) en la cual se tendrá como referencia para esta ocasión un voltaje de rizado del 3%:

$$C = \frac{(27.08 \cdot 0.0625 \times 10^{-3})}{(36 \cdot 3\%)} = 1.5671 \times 10^{-3} \text{ F}$$

4.1 Diseño del convertidor fuente z

Para el diseño en Matlab se tomaron los datos obtenidos de capacitancia e inductancia y fueron simulados a través de la herramienta SimuLink el cual según lo esperado nos arrojó los datos cercanos a lo esperado como se muestra en la figura 30.

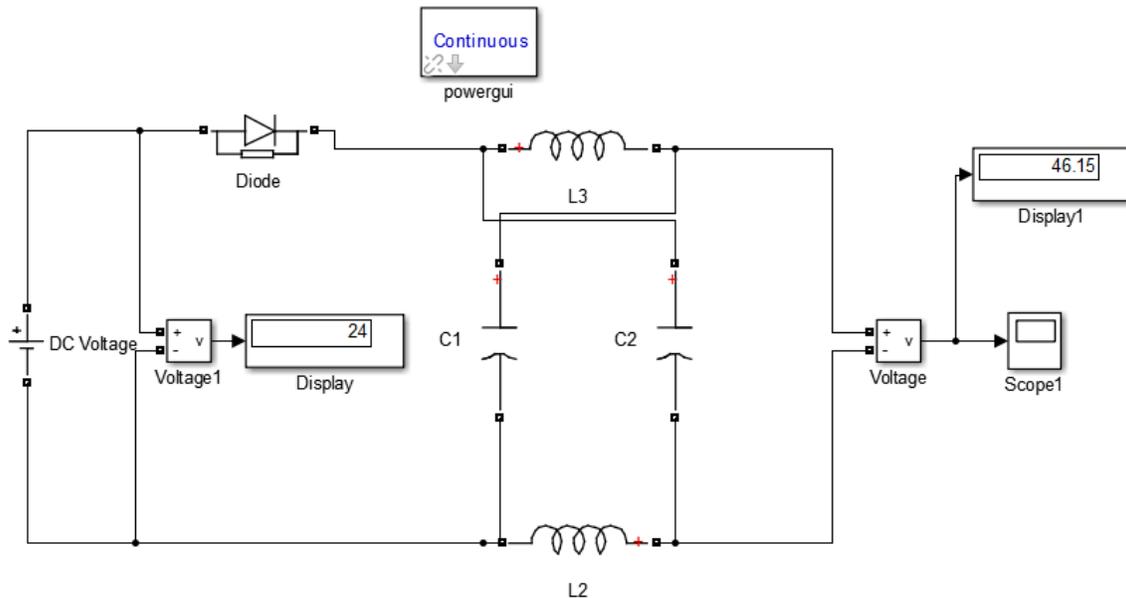


Figura 30. Esquema del convertidor fuente Z con los valores de capacitancia e inductancia calculados. Fuente: autor.

4.1.1 Forma de onda del voltaje de salida de DC del convertidor fuente Z

En la señal de salida del convertidor fuente Z se puede apreciar en la gráfica 31, su señal es aproximada al voltaje calculado de 48V DC nos entrega un voltaje casi constante de 46,15 V DC.

Esta onda de señal nos permite comprobar que el voltaje de salida que entrega el convertidor fuente z se mantiene constante, cabe destacar que esta señal se presenta en vacío.

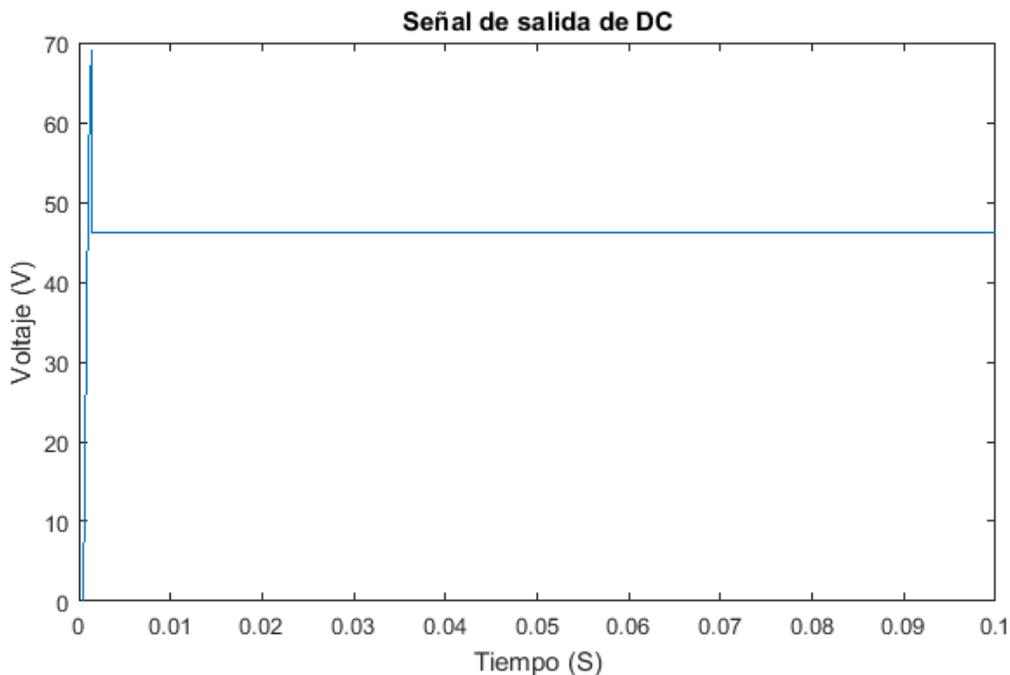


Figura 31. Forma de onda de voltaje de salida del convertidor fuente Z con una fuente de 24V dc.
Fuente: autor.

4.2 Diseño del inversor multinivel de fuente común

Para el diseño del inversor multinivel de fuente común, se tomo como referencia un trabajo echo por el M.Sc Luis david pabon, el cual fue implementado y se encuentra en el laboratorio de maquinas, con el fin de realizar futuras aplicaciones en conjunto con el convertidor fuente z, el diseño hecho se puede observar en la figura 33. Además se puede encontrar en un documento(PDF) adjunto para su mejor visualización. Este diseño se caracteriza por la utilización de un grupo de transformadores en serie para cada fase, estos transformadores se configuraron con una relación N_1/N_2 de 48/90 puesto que el voltaje de la fuente de entrada es de 24V DC el voltaje entregado por el inversor multinivel es de aproximadamente 90V AC en la fase como se vera acontinuacion, esta simulación se realiza sin carga en primer lugar para conocer su comportamiento, en el siguiente capítulo se realizara algunas pruebas con carga para conocer cuál es su comportamiento en presencia de carga.

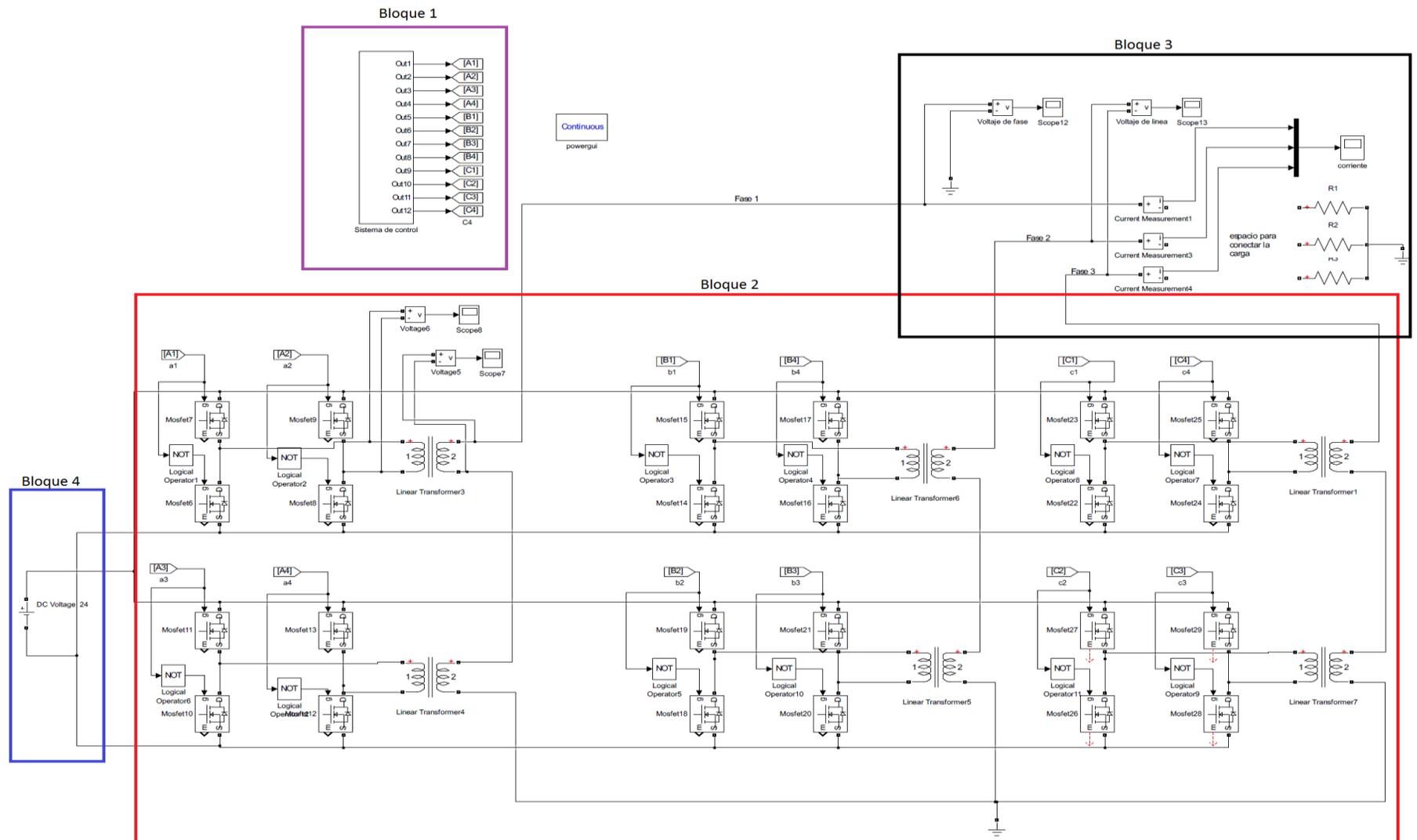


figura 32. Esquema del inversor multinivel en SimuLink con una fuente de voltaje de 24V. Fuente: autor.

4.3 Bloque del sistema de control.

Se decido crear un bloque llamado sistema de control en el cual se encuentran el sistema de control con el cual se controlará el inversor multinivel para que genere la onda de voltaje escalonada, este bloque es mostrado en la figura 32.

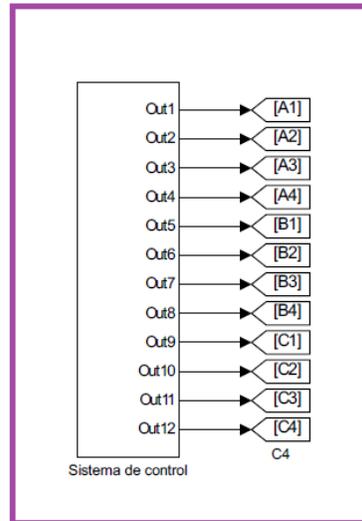


figura 33. Bloque 1, sistema de control del inversor multinivel en simulink. Fuente: autor.

4.3.1 Sistema de control del inversor multinivel

El sistema de control utilizado en el inversor multinivel es el de señal sinusoidal portadora comparada con dos señales triangulares como se muestra en la figura 37 esta señal es para una sola forma de onda de fase del inversor para las demás ondas se desfasa la señal sinusoidal portadora, la característica más importante de este sistema de control es que utiliza dos señales triangulares una para la región positiva de la onda de voltaje y la otra para la región negativa. en la figura 38 se muestra el bloque del sistema de control completo.

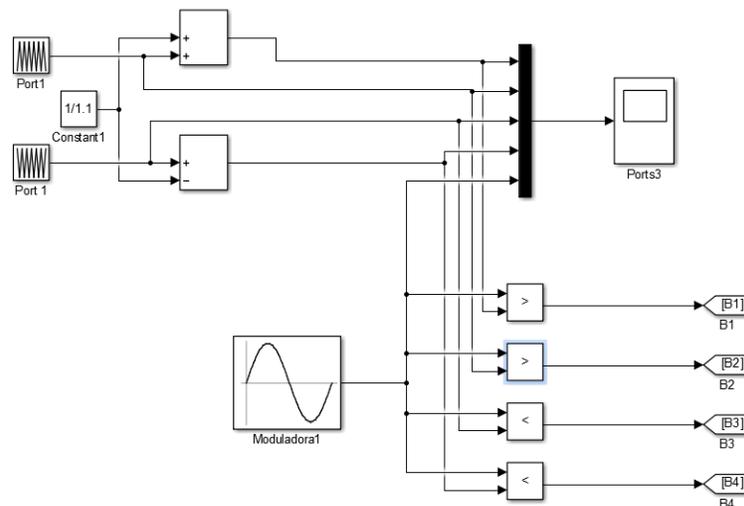


Figura 34. Sistema de control del inversor multinivel. Fuente: autor.

4.3.1.1 Forma de onda de salida del sistema de control

Este sistema de control genera 4 señales de conmutación, comparándola con 4 señales triangulares que se consiguen con la comparación de dos señales triangulares estas señales triangulares como ya fue explicado en la figura anterior las señales triangulares una para las señales negativas y la otra para las señales positivas se comparan entre sí para ordenar las señales triangulares como se muestra en la figura 39 y 40 esto nos permite generar los diferentes escalones en la onda de salida del inversor multinivel que en esta ocasión es de 8 niveles.

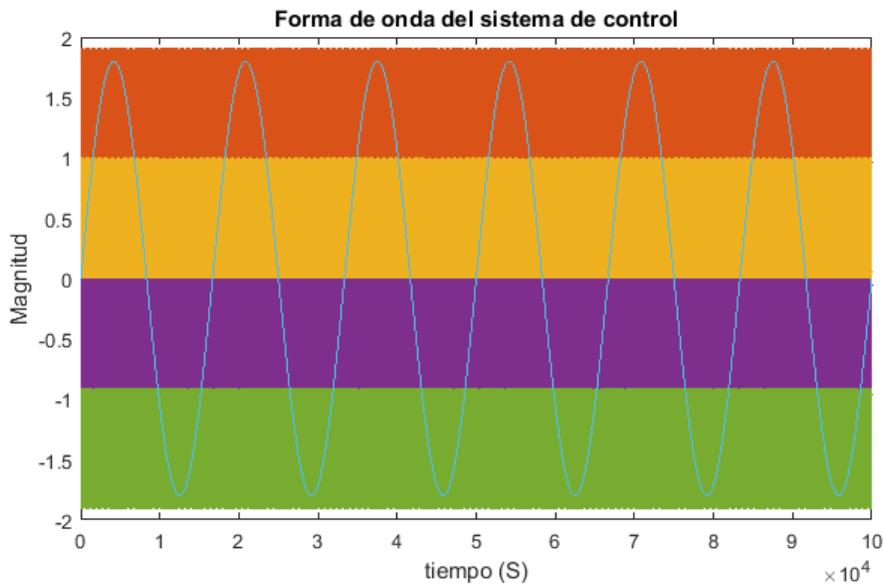


Figura 35. Forma de onda del sistema de control del inversor multinivel, onda completa. Fuente: autor.

La figura 40 observar la misma señal que la grafica anterior con la diferencia que esta señal es de un menor rango de tiempo para que se pueda observar las diferentes señales triangulares generadas.

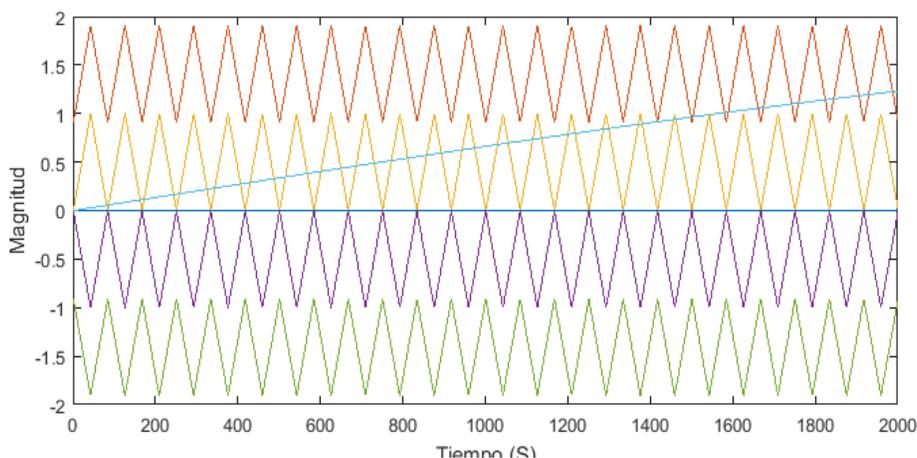


Figura 36. Forma de onda del sistema de control del inversor multinivel, forma de onda aumentada para denotar la ubicación de las señales triangulares. Fuente: autor.

4.4 Bloque de conmutación.

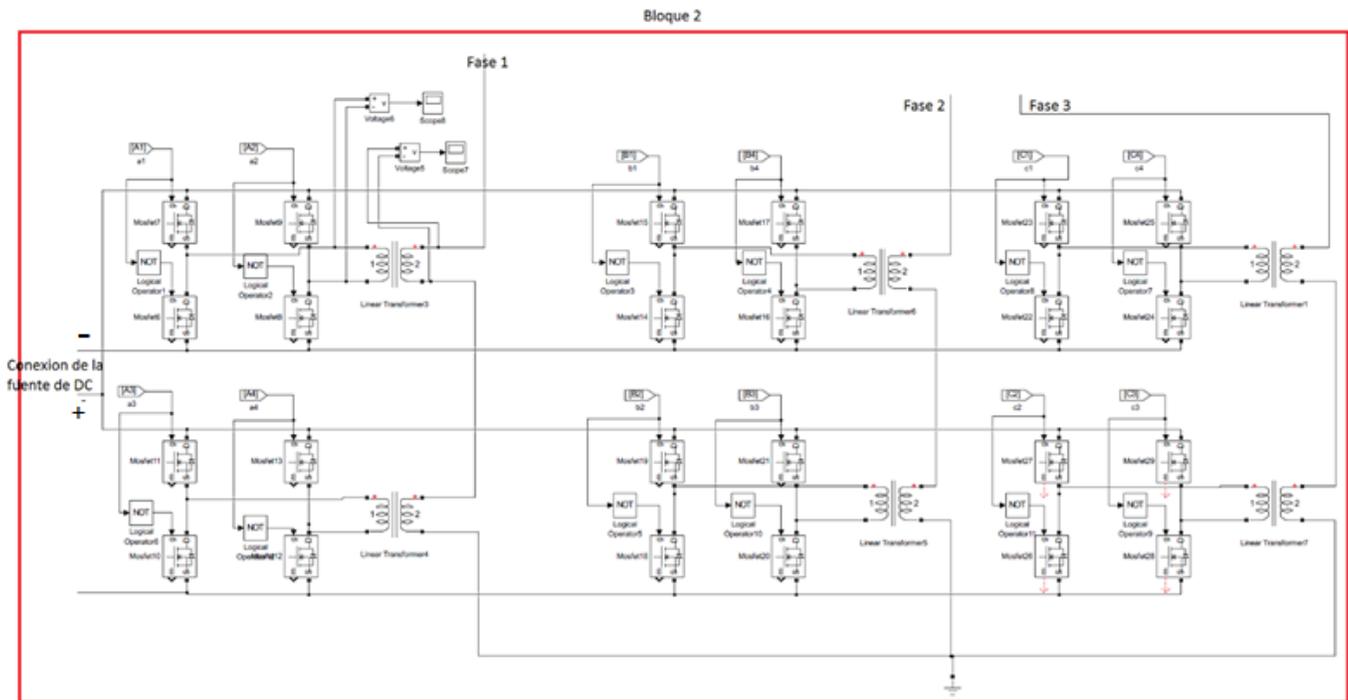


Figura 37. Bloque 2 de conmutación. Fuente: autor.

Este bloque se encarga de realizar las conmutaciones necesarias para generar las ondas de voltaje escalonada de cada fase del sistema, consta de 8 mosfets por fase los cuales se encargan de generar los escalones de la fase.

4.5 Bloque de medición

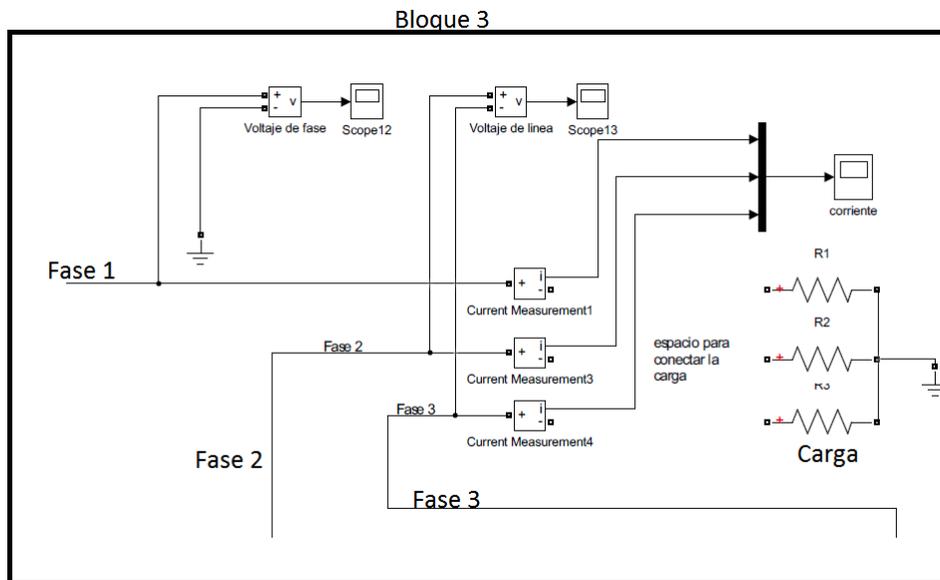


Figura 38. Bloque 3 de medición. Fuente: autor.

Este bloque es el encargado de realizar las mediciones pertinentes tanto de voltaje de fase, voltaje de línea, corriente y la conexión de la carga a utilizar para las diferentes pruebas que se realizaran en próximos capítulos.

4.6 Bloque de conexión a la fuente de DC

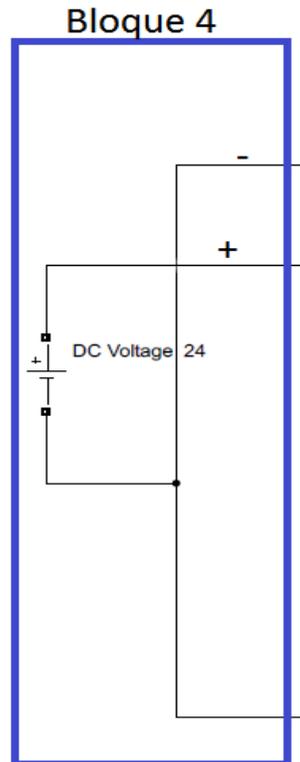


Figura 39. Bloque 4 de conexión a la fuente de DC. Fuente: autor.

Este bloque es el encargado de realizar las conexiones de la fuente de DC al inversor multinivel, en este se conectarán tanto el convertidor fuente Z, como un convertidor DC-DC elevador para realizar las diferentes pruebas tanto en vacío y con carga.

4.7 Forma de onda de voltaje de salida del inversor multinivel en la fase y Línea

Se presenta la señal de voltaje del inversor multinivel en la figura 40 y 41 se puede observar la forma de onda del voltaje de fase que entrega el inversor multinivel, y en la figura 42 y 43 se observa la forma de onda del voltaje de línea, cabe destacar que esta señal es entregada con un voltaje de entrada de 24V dc, como se observa en las figuras el voltaje que entrega este inversor es de aproximadamente 90V AC en la fase y 180V AC en línea, la onda es de característica cuadrada escalonada de 8 niveles.

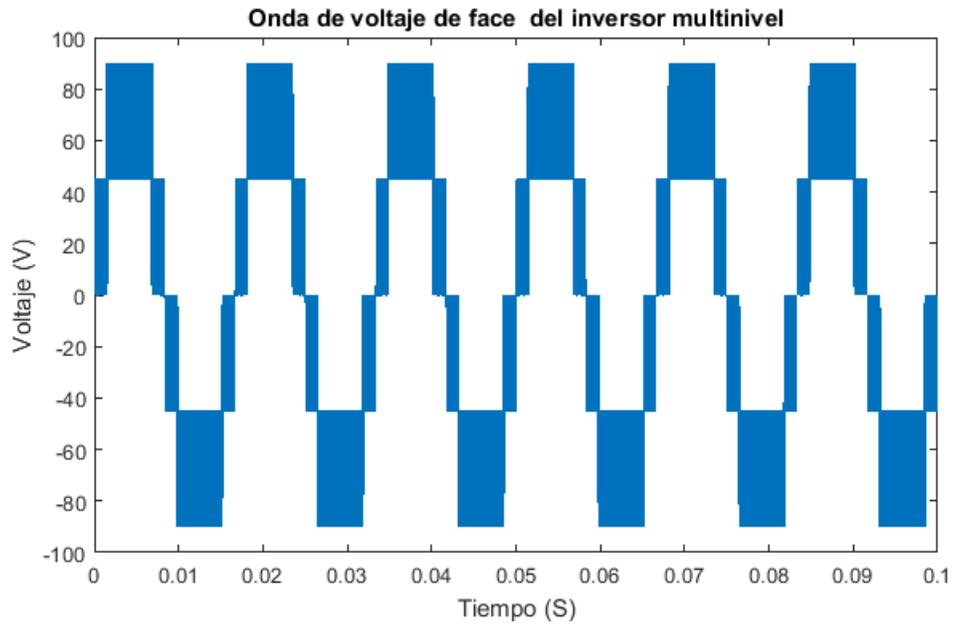


Figura 40. Forma de onda del voltaje de fase del inversor multinivel, se muestra la onda completa
Fuente: autor.

En la grafica 41 se puede observar la misma onda de voltaje que la grafica anterior con la diferencia que solo se muestra un ciclo de la onda de voltaje para notar mas sercano la forma en que el inversor genera los escalones de esta onda de señal.

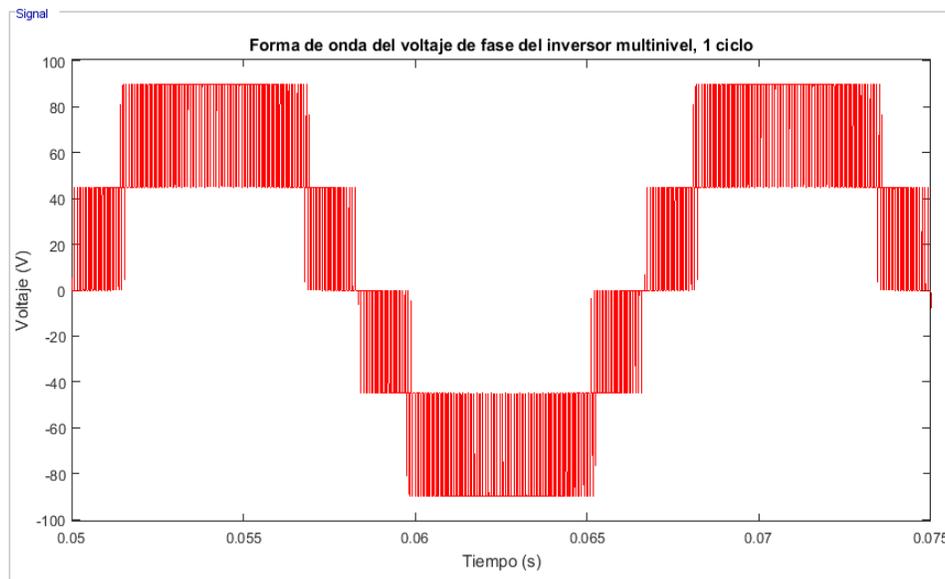


Figura 41. Forma de onda de voltaje de fase del inversor multinivel, se muestra un ciclo de la onda de voltaje. Fuente: autor.

En la figura 42 se señala la onda de voltaje de línea que genera el inversor multinivel con la fuente de voltaje de 24 V DC, la cual nos entrega un voltaje de línea de 180V AC, aproximadamente, la onda de señal es cuadrada escalonada de 16 escalones.

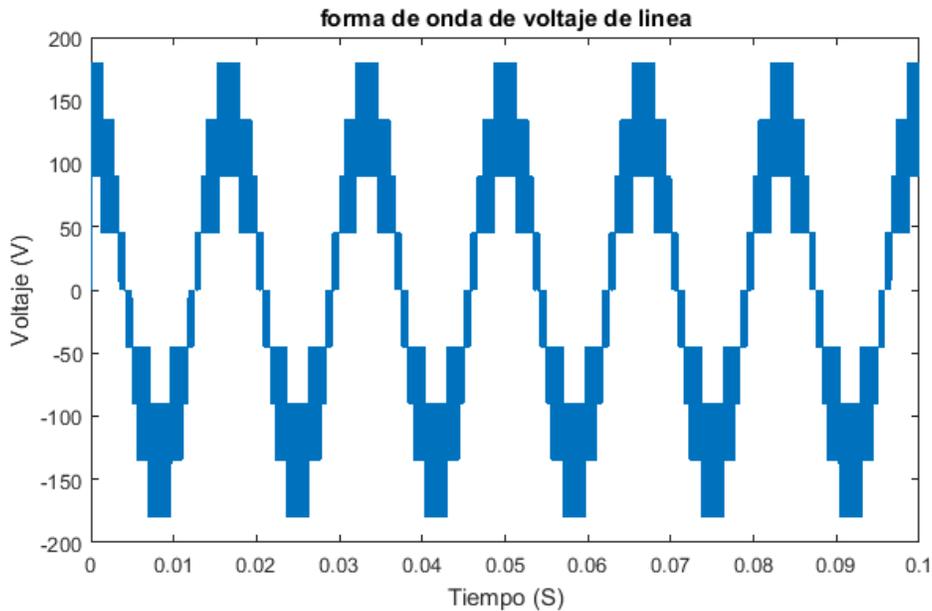


Figura 42. Forma de onda del voltaje de línea del inversor multinivel, se muestra la onda completa.
Fuente: autor.

En la figura 43 se observar la misma onda de voltaje que la grafica anterior con la diferencia que solo se muestra un ciclo de la onda de voltaje para notar mas cercano la forma en que el inversor genera los escalones de esta onda de señal.

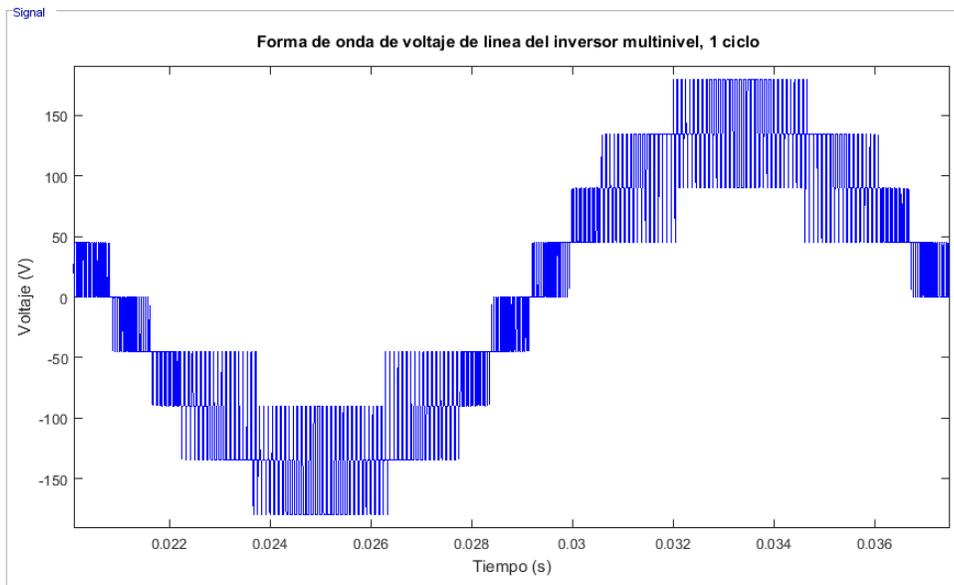


Figura 43. Forma de onda del voltaje de línea del inversor multinivel, muestra un ciclo de la onda de voltaje. Fuente: autor.

4.8 Análisis FFT del inversor multinivel

El análisis FFT se realizó tanto al voltaje de fase como al voltaje de línea de salida del inversor multinivel con el fin de comparar luego los resultados del análisis FFT con los obtenidos en el acople del inversor multinivel con el convertidor de fuente Z, los resultados del análisis se muestran en la figura 44 y 45 para el voltaje de fase en la cual se puede resumir que los armónicos que afectan al inversor multinivel de fuente común son los impares hasta el armónico 33, el análisis se realizó hasta el armónico 50 pero los armónicos después del 33 no afectan la onda de salida por lo cual se delimito la figura hasta el armónico 33, al igual que en las figura 46 y 47 para el voltaje de línea, en ambas se puede denotar que el armónico que más afecta es el armónico 5.

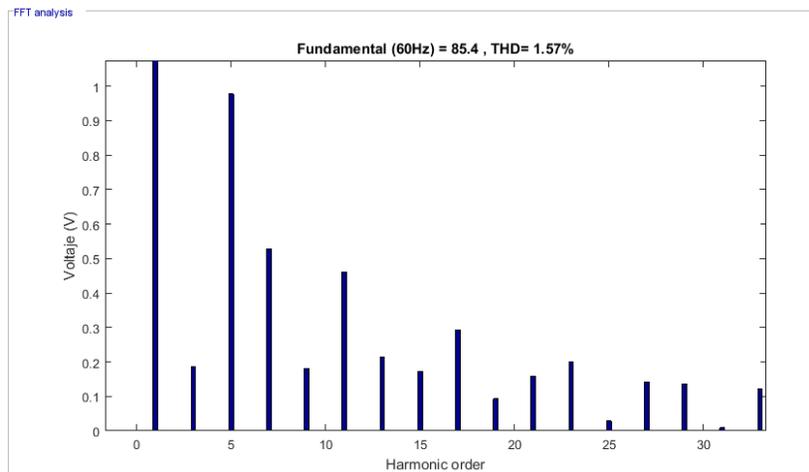


Figura 44. Contenido armónico del inversor multinivel, con la señal de voltaje completa. Fuente: autor.

En la figura 45 se muestra el mismo espectro armónico que la figura anterior con la diferencia en que esta grafica muestra la magnitud completa del armónico fundamental para hacer más visible el aporte de los armónicos a esta onda de señal de voltaje de fase.

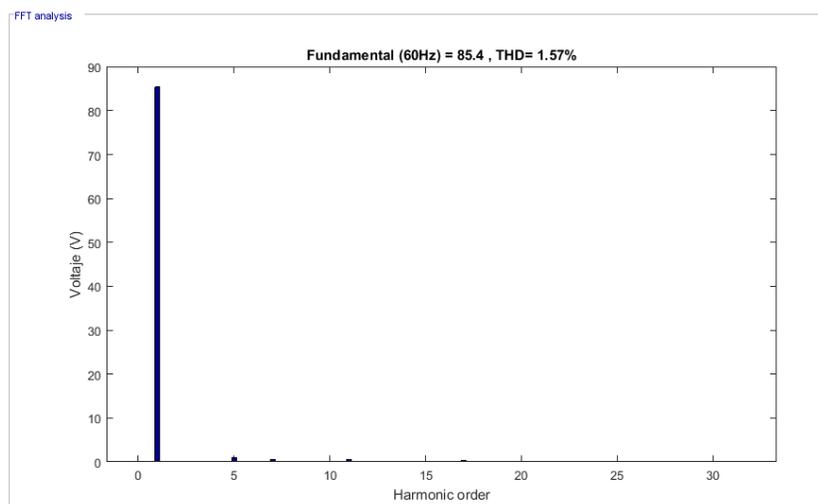


Figura 45. Contenido armónico inversor multinivel, muestra los armónicos que afectan esta onda. Fuente: autor.

En la Figura 46 se observa el espectro armónico de la señal de voltaje de línea del inversor multinivel en la cual se observa el aporte de los armónicos a la señal, generando un THD del 1.50% de estos armónicos el que mas afecta es el 5 armonico pero su aporte es muy significativo en comparacion con la magnitud del armonico fundamental.

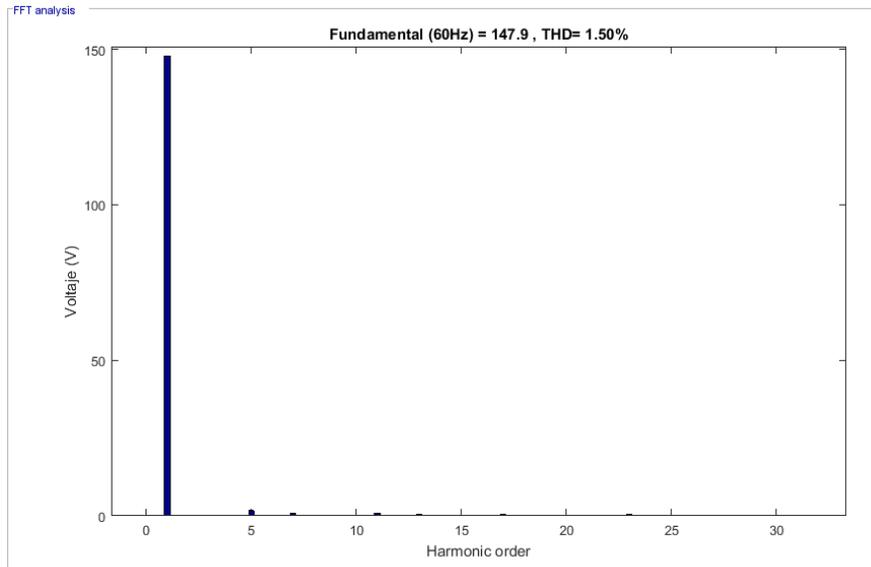


Figura 46. Contenido armónico del voltaje de Línea del inversor multinivel, señal de voltaje completa. Fuente: autor.

En la figura 47 se muestra el mismo espectro armónico que la figura anterior con la diferencia en que esta grafica se muestra la magnitud completa de los armónicos que afectan a la señal de voltaje de línea, estos armónicos que afectan son los impares hasta el armonico 33, los armónicos mayores no afectan a esta señal

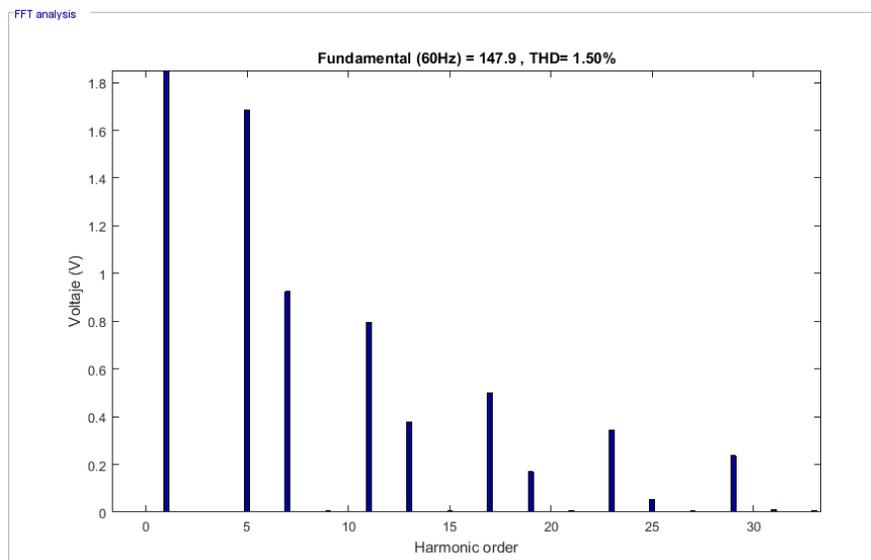


Figura 47. Contenido armónico del voltaje de Línea del inversor multinivel, se muestra los armónicos que afectan la onda. Fuente: autor.

CAPÍTULO 5.

SISTEMA DE CONVERTOR FUENTE Z EN ACOPLE CON EL INVERSOR MULTINIVEL

A continuación se realiza el acople del convertidor fuente Z al inversor multinivel, el voltaje de entrada será igual al utilizado en el inversor multinivel de 24V DC y se estudia el comportamiento de la onda de voltaje de salida, este acople se diseñó con la finalidad de aumentar el voltaje de la señal de salida y así obtener un mayor rendimiento de parte del inversor multinivel, pasara de tener un voltaje de entrada de 24V dc a obtener aproximadamente un voltaje de salida de 180V AC en la fase y 300V AC de línea, que es lo que se desea con esta tesis, en la figura 48 se puede observar el diseño del circuito en SimuLink, del acople del convertidor fuente Z con el inversor multinivel, esta simulación se realiza sin carga en primer lugar para conocer su comportamiento, en el siguiente capítulo se realizara algunas pruebas con carga para conocer cuál es su comportamiento en presencia de carga, el bloque 5 es donde quedara ubicado tanto el convertidor fuente Z como el convertidor DC-DC para las pruebas con carga que se realizaran más adelante.

5.1 Voltaje entregado por el convertidor fuente Z en acople con el inversor multinivel, en la fase y Línea

Al realizar la simulación, la señal de voltaje que entrega es muy parecido a la forma de onda de voltaje entregado por el inversor multinivel de fuente común simulado anterior mente y que a diferencia del anterior esta entrega un voltaje de salida mayor sin afectar en gran medida el (THD) de la forma de onda de voltaje, el voltaje entregado gracias al convertidor fuente Z es aproximadamente el doble del voltaje de entrada, la forma de onda de salida del voltaje de fase se puede apreciar en las figuras 49 y 50,. Y el voltaje de Línea en las figuras 51 y 52, en ambas figuras se puede apreciar que la señal tiene un tiempo antes de iniciar esto es debido a que se requiere un tiempo de carga de los capacitores de aproximadamente 0.35 S, para esta pausa se calibro un interruptor para que conectara el sistema pasado este tiempo.

En la figura 50 se tiene la misma señal de la onda de voltaje de fase que la figura anterior, solo que con la diferencia en que en esta figura solo se muestra un ciclo de la onda, con la intención de mostrar cómo se forma la onda de voltaje de fase y los diferentes niveles de tensión generados.

Posteriormente se realiza un análisis a la señal de salida de la onda de voltaje de línea a la cual también se le dejo un tiempo de carga de los capacitores para que la señal sea lo más parecida posible a la entregada por el inversor multinivel mostrado en la gráfica 38, y que a diferencia de esta grafica el voltaje entregado es mayor, como se puede ver en la figura 51.

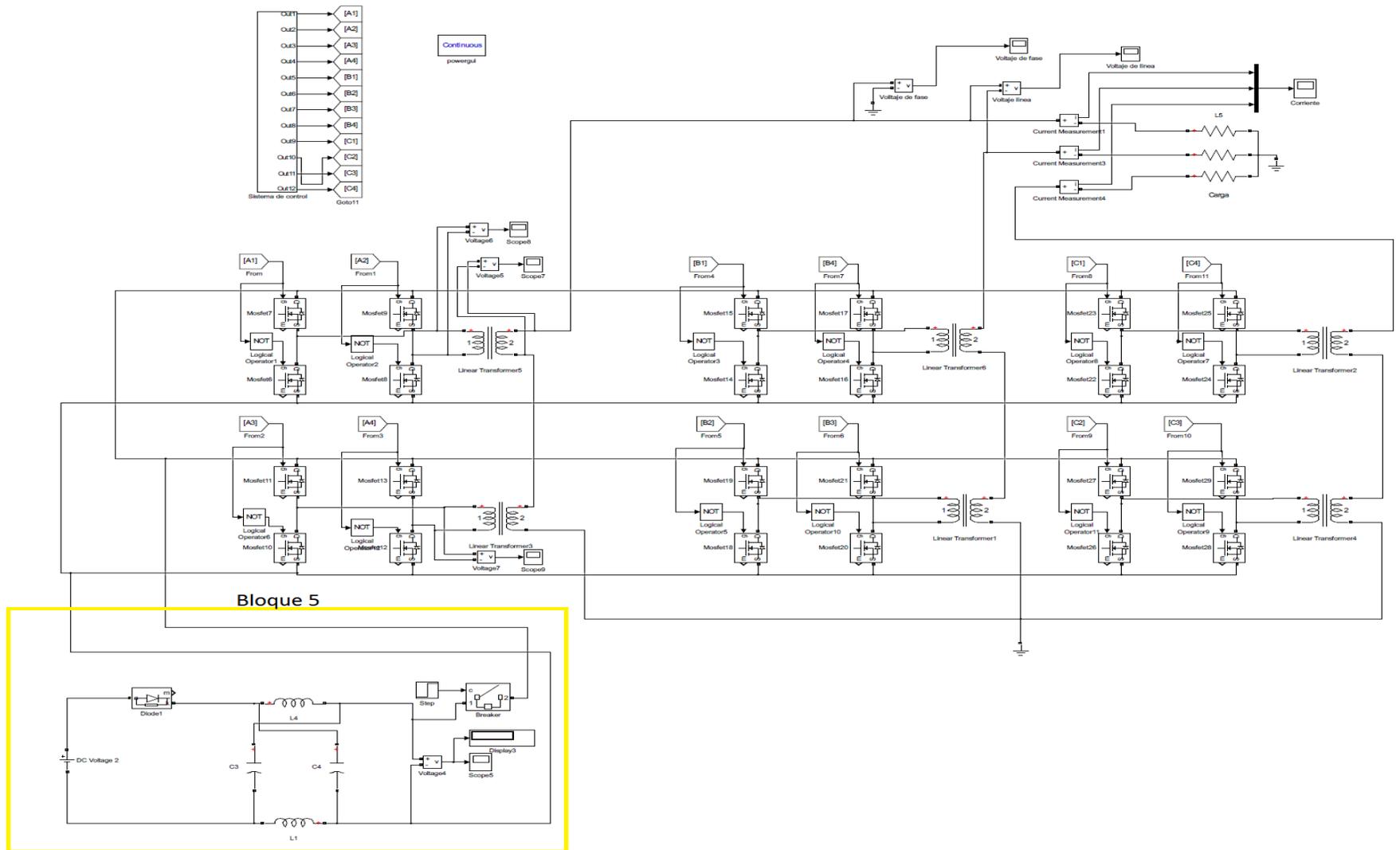


Figura 48. Circuito del convertidor fuente Z acoplado al inversor multinivel de fuente común. Fuente: autor.

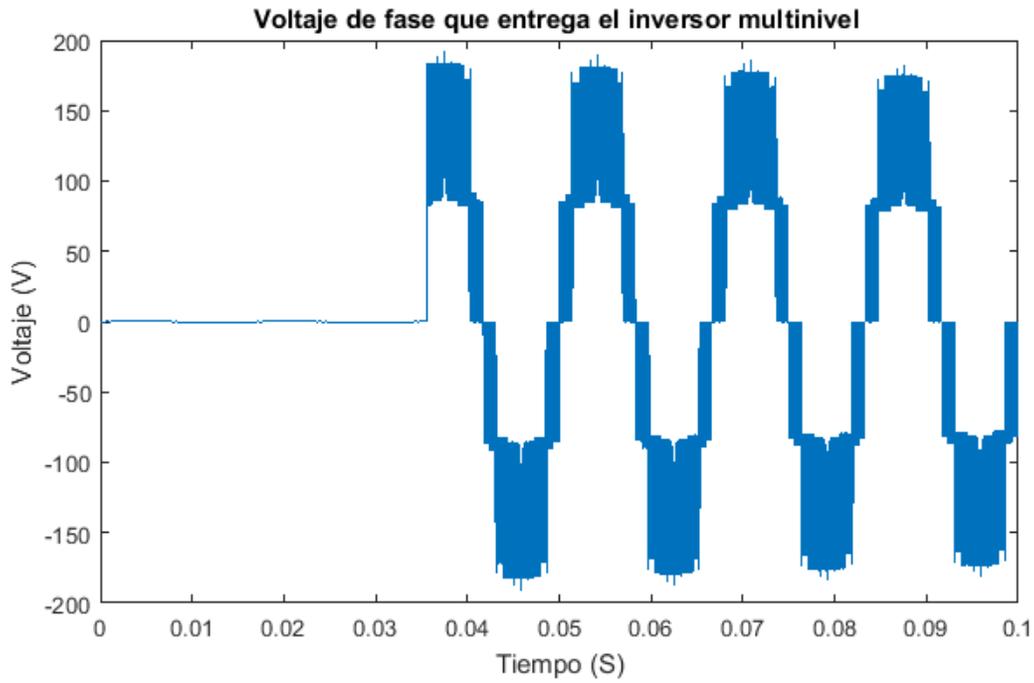


Figura 49. Forma de onda del voltaje de fase del inversor multinivel en acople con el convertidor fuente Z, se muestra la onda completa. Fuente: autor.

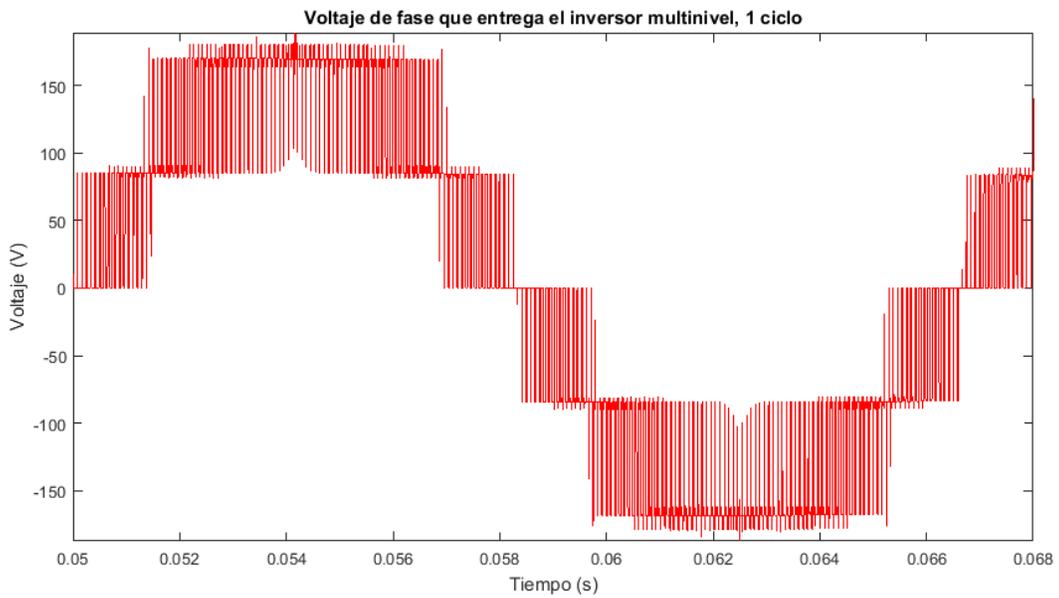


Figura 50. Forma de onda del voltaje de fase del inversor multinivel en acople con el convertidor fuente Z, se muestra un ciclo de la onda de voltaje. Fuente: autor.

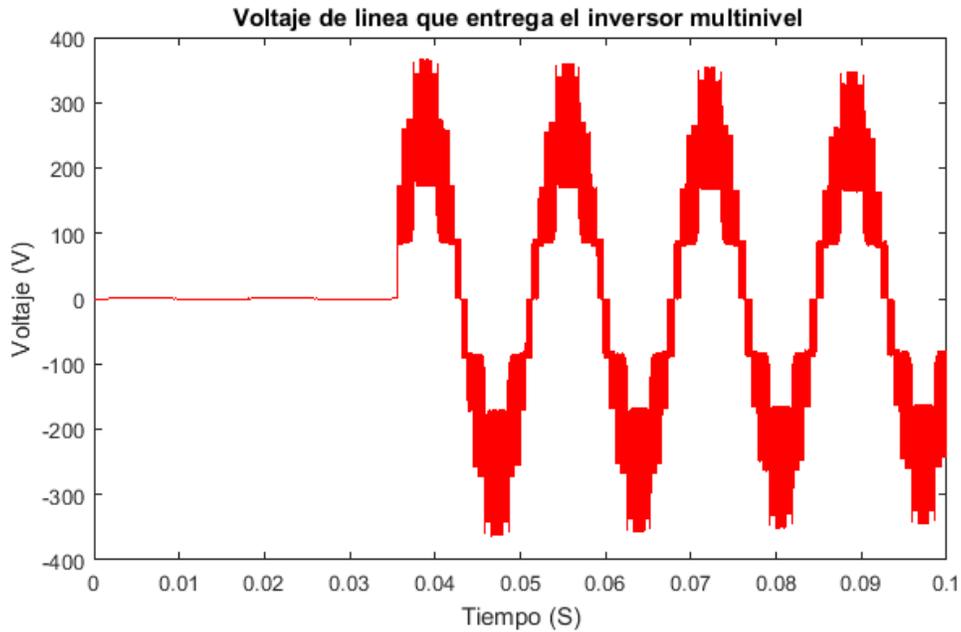


Figura 51. Forma de onda del voltaje de Línea del inversor multinivel en acople con el convertidor fuente Z, se muestra la onda completa. Fuente: autor.

En la figura 52 se tiene la misma señal de la onda de voltaje de línea que la figura anterior, solo que con la diferencia en que en esta figura solo se muestra un ciclo de la onda, con la intención de mostrar cómo se forma la onda de voltaje de línea y los diferentes niveles de tensión generados.

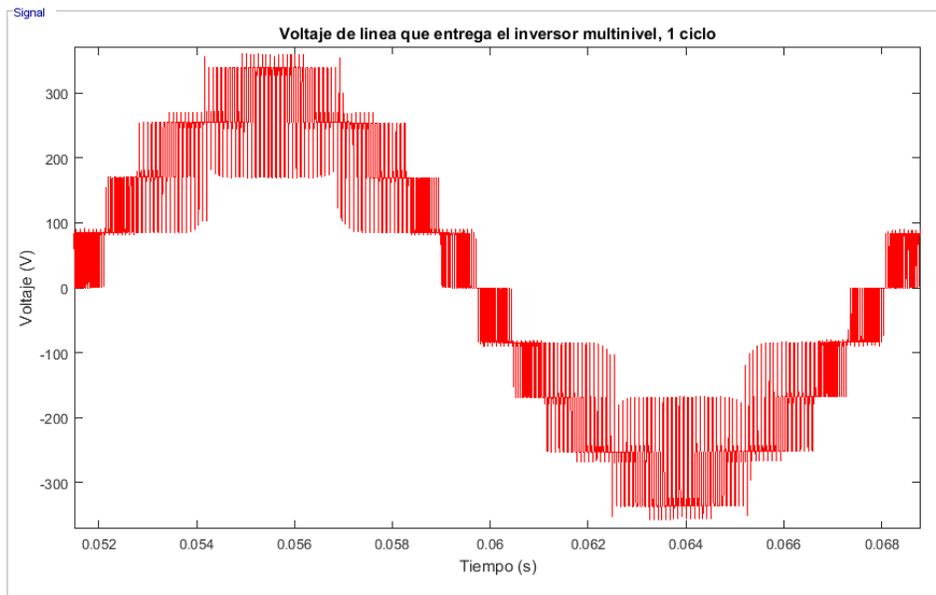


Figura 52. Forma de onda del voltaje de Línea del inversor multinivel en acople con el convertidor fuente Z, se muestra un ciclo de la onda de voltaje. Fuente: autor.

5.2 Análisis FFT del convertidor fuente Z en acople con el inversor multinivel

Este análisis se realizó con el fin de compararlo con el análisis echo al inversor multinivel de fuente común y relacionar cuales son la ventajas y desventajas que presenta el convertidor fuente Z al inversor multinivel, comparando los armónicos generados en compensación con el aumento del voltaje, en el cual se puede observar que el THD vario del 1.57% al 1.55% en el voltaje de fase y del 1.50% al 1.64% en el voltaje de línea. El análisis FFT realizado al inversor multinivel en acople con el convertidor fuente Z como se muestra en las figuras 53 y 54, para el voltaje de fase, 55 y 56 para el voltaje de línea. En la figura 53 se muestra el espectro armonico de la señal de voltaje de fase en la cual se muestra el aporte que realizan los armonicos al armonico fundamental, en la cual se muestra solo hasta el armonico 33 ya que al igual que el espectro de la onda del inversor multinivel de la figura 42 los armonicos mayores al 33 no aportan nada a la onda de señal hasta el armonico 50, y se puede denotar el aumento en el voltaje de línea de 85.4V a 167V

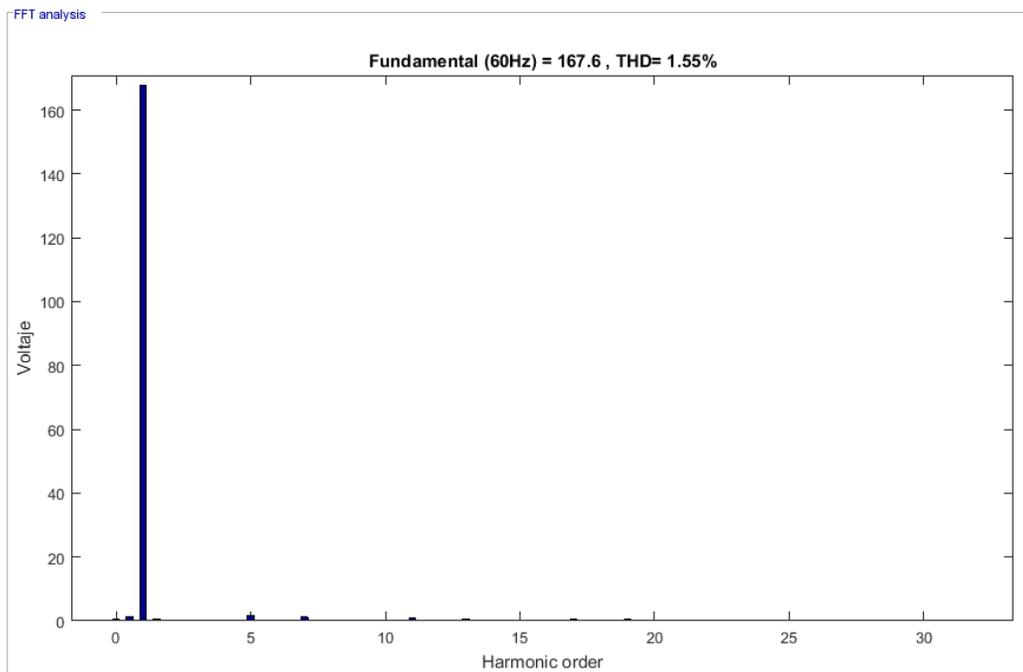


Figura 53. Contenido armónico del voltaje de fase del inversor multinivel en acople con el convertidor fuente Z, se muestra el armónico fundamental completo. Fuente: autor.

En la figura 54 se muestra el mismo espectro armónico que la figura anterior con la diferencia en que esta grafica muestra la magnitud de los armónicos que afectan al armónico fundamental para hacer más visible el aporte de los armónicos a esta onda de señal de voltaje de fase.

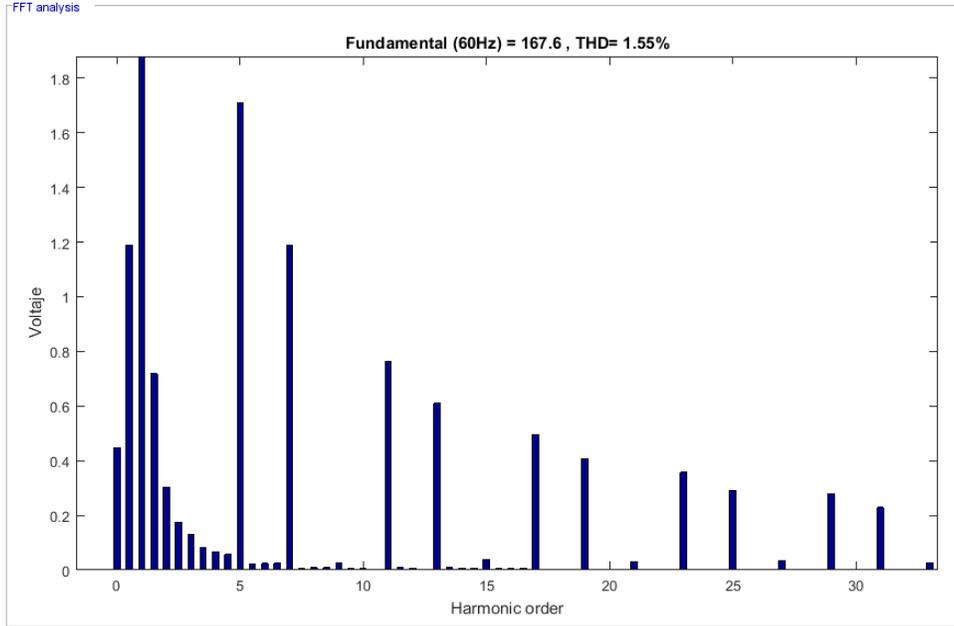


Figura 54. Contenido armónico del voltaje de fase del inversor multinivel en acople con el convertidor fuente Z, se muestra de cerca los armónicos que afectan a la onda de voltaje. Fuente: autor.

En la figura 55 se muestra el espectro armónico de la señal de voltaje de línea en la cual se muestra el aporte que le realizan los armónicos, al armónico fundamental, en esta grafica se muestra solo hasta el armónico 33 ya que al igual que el espectro de la onda del inversor multinivel de la figura 46 los armónicos mayores al 33 no aportan nada a la onda de señal hasta el armónico 50, y se puede denotar el aumento en el voltaje de línea de 147V a 290V

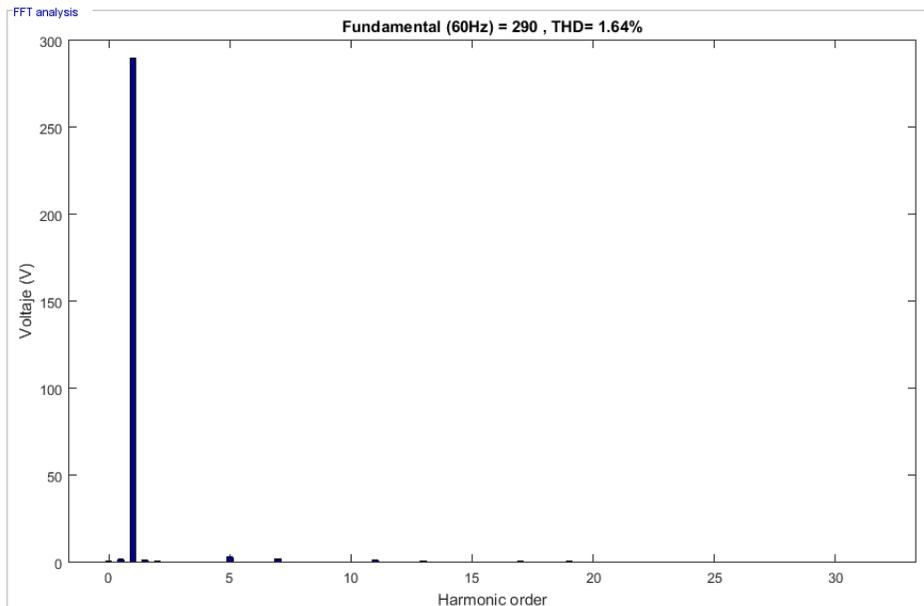


Figura 55. Contenido armónico del voltaje de línea del inversor multinivel en acople con el convertidor fuente Z, se muestra el armónico fundamental completo. Fuente: autor.

En la figura 56 se muestra el mismo espectro armónico que la figura anterior con la diferencia en que esta grafica muestra la magnitud de los armónicos que afectan al armónico fundamental para hacer más visible el aporte de los armónicos a esta onda de señal de voltaje de línea.

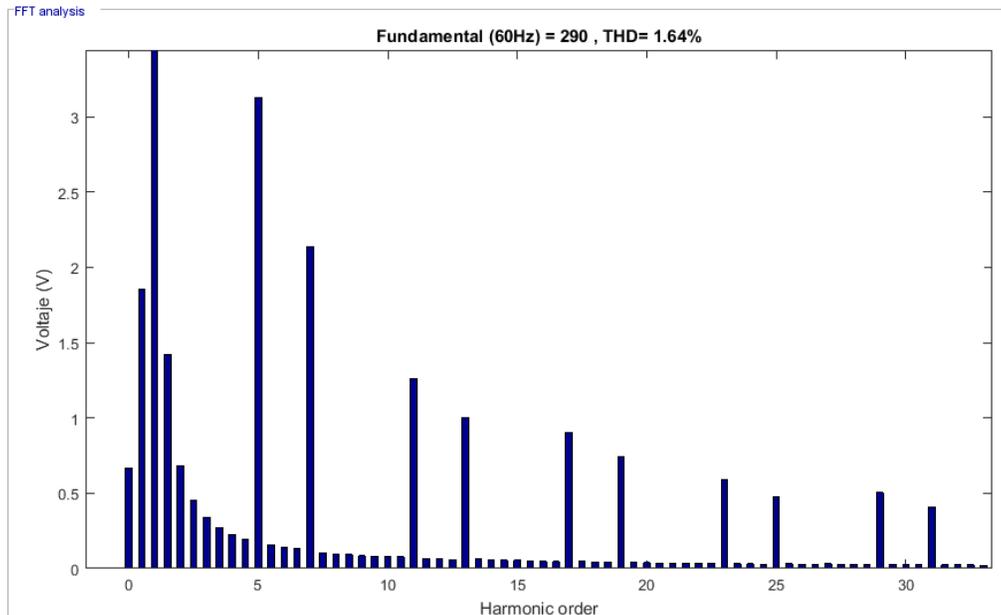


Figura 56. Contenido armónico del voltaje de línea del inversor multinivel en acople con el convertidor fuente Z, se muestran los armónicos que afectan a la onda de voltaje. Fuente: autor.

CAPÍTULO 6.

PRUEBAS AL CONVERTIDOR FUENTE Z CON DIFERENTES CARGAS

Para las pruebas se calcularon diferentes tipos de cargas a partir de la potencia con la que trabaja el inversor multinivel que es de 650W y el voltaje de línea que entrega el mismo en acople con el convertidor fuente Z las cuales nos arrojaron datos de el voltaje, la corriente y el THD generado al conectar dichas cargas.

Calculo de la carga principal aplicada al inversor multinivel:

$$P = 650 \text{ W}$$

$$V = 325 \text{ V}_p \approx 230 \text{ V RMS}$$

$$P = \sqrt{3} \cdot V \cdot I \quad \text{EC 91}$$

$$I = \frac{P}{\sqrt{3} \cdot V} \quad \text{EC 92}$$

$$I = \frac{650 \text{ W}}{\sqrt{3} \cdot 230 \text{ V}} = 1.6316 \text{ A}$$

$$V = I \cdot R \quad \text{EC 93}$$

$$R = \frac{V}{I} \quad \text{EC 94}$$

$$R = \frac{230}{1.6316} = 140.96 \Omega \approx 141 \Omega$$

Con esta carga se realizó la simulación del convertidor fuente Z en acople con el inversor multinivel al ser una carga muy pequeña se requirió un aumento en la capacitancia del convertidor fuente Z para que soporte la carga aplicada, seguidamente se realizaron algunos cambios a la carga para conocer cómo se comporta el inversor multinivel con estas variaciones, la carga fue variada de la siguiente manera, al 100% de la carga, al 80% de la carga al 50% de la carga, al 200% de la carga, y a continuación se mostraran las formas de onda que se generaron y los espectros armónicos que se generan con dichas cargas.

6.1 Primera prueba, al 100% de la carga (141Ω).

En esta prueba se aplicó una carga de 141 Ω a causa de que es una carga muy pequeña se denoto una visible reducción en el voltaje de salida del inversor multinivel, por lo que se optó por aumentar la capacitancia del convertidor fuente Z para mantener estables los niveles de voltajes de salida del inversor multinivel, a una razón de 15 veces la capacitancia calculada se logró mantener el voltaje en nivel aceptables como se muestra en la figura 57 ,para el voltaje de fase, así también se revisó el

contenido de armónicos que se generaban en presencia de esta carga el cual aumento con respecto a la prueba realizada anterior mente al acople del convertidor fuente Z con el inversor multinivel, la cual es mostrada en la figura 58 y 59.

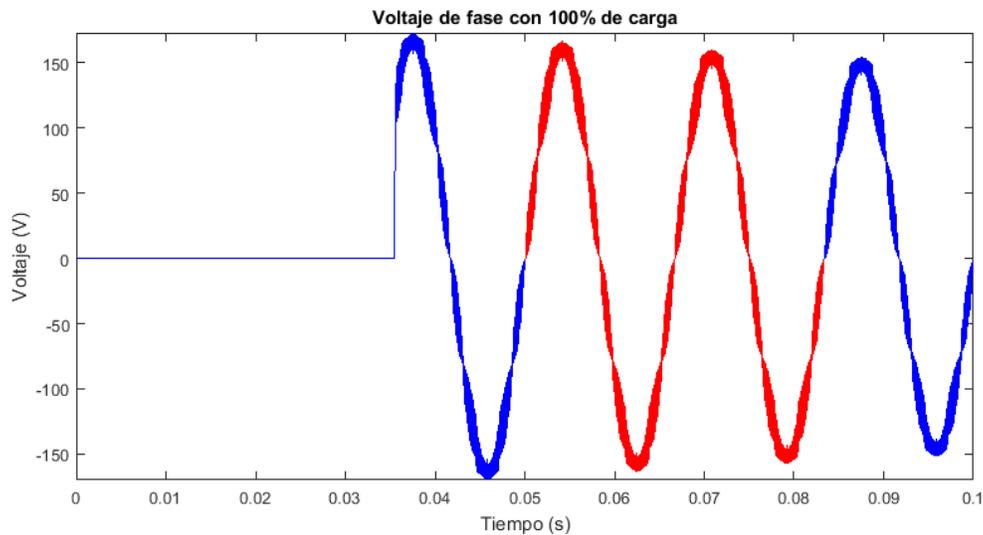


Figura 57. Forma de onda del voltaje de fase del inversor multinivel con 100% de carga. Fuente: autor.

En la figura 58 se observa el espectro armónico de la onda de voltaje de fase de la figura anterior, en la cual se tiene la magnitud del armónico fundamental y los aportes de los demás armónicos, con carga se puede denotar que los armónicos mayores al 33 también afectan la señal, caso contrario a lo que sucedía con el espectro armónico del inversor multinivel en vacío.

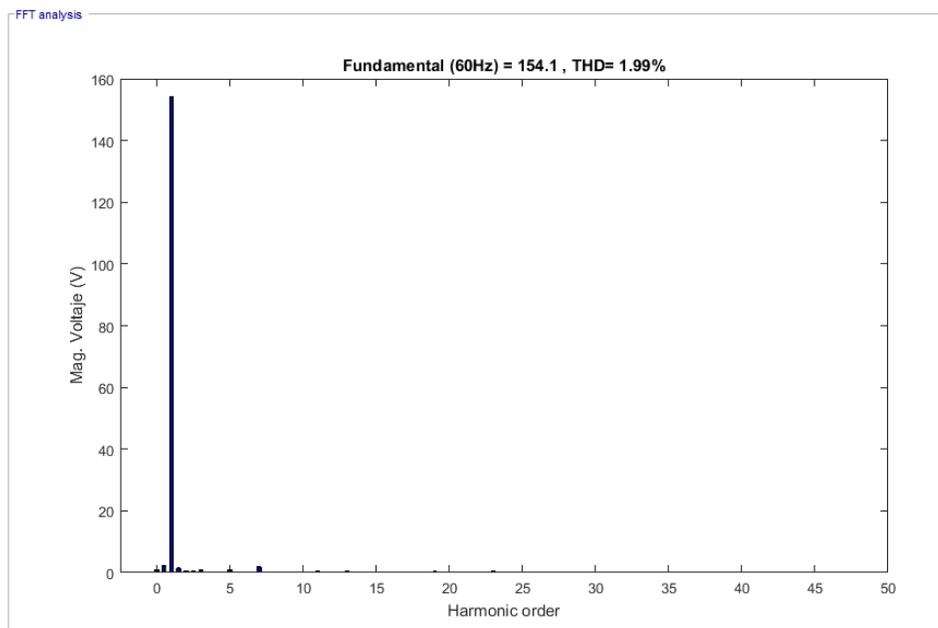


Figura 58. Contenido armónico del voltaje de fase del inversor multinivel al 100% de la carga, se muestra el armónico fundamental completo. Fuente: autor.

En la figura 59, es idéntica a la anterior figura con la diferencia de que en esta se muestran las magnitudes de los armónicos que afectan la señal de salida en la cual predomina el armónico 3 y el armónico 7 así como se observa mejor el aporte de los armónicos mayores al armónico 33

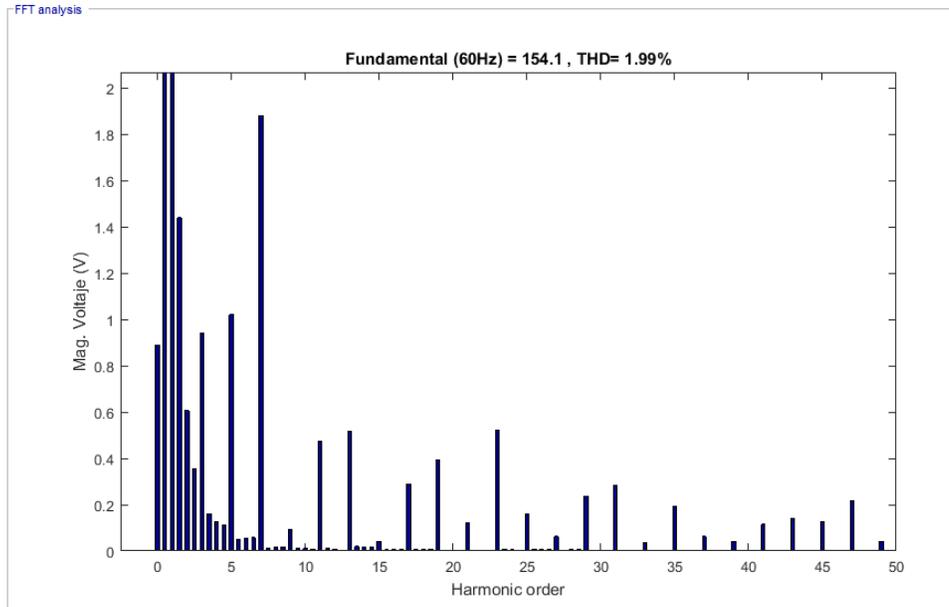


Figura 59. Contenido armónico del voltaje de fase del inversor multinivel al 100% de la carga, se muestra la magnitud de algunos armónicos que afectan a la forma de onda. Fuente: autor.

Para el voltaje de línea también se realizó su respectivo estudio el cual se puede observar en la figura 60, que nos muestra la forma de onda del voltaje de línea en donde se nota el cambio que le genera la carga a dicha onda, además que este voltaje se ve reducido con respecto al voltaje de línea del inversor multinivel en vacío a razón de 290V AC sin carga a 266.2V AC con carga al 100%.

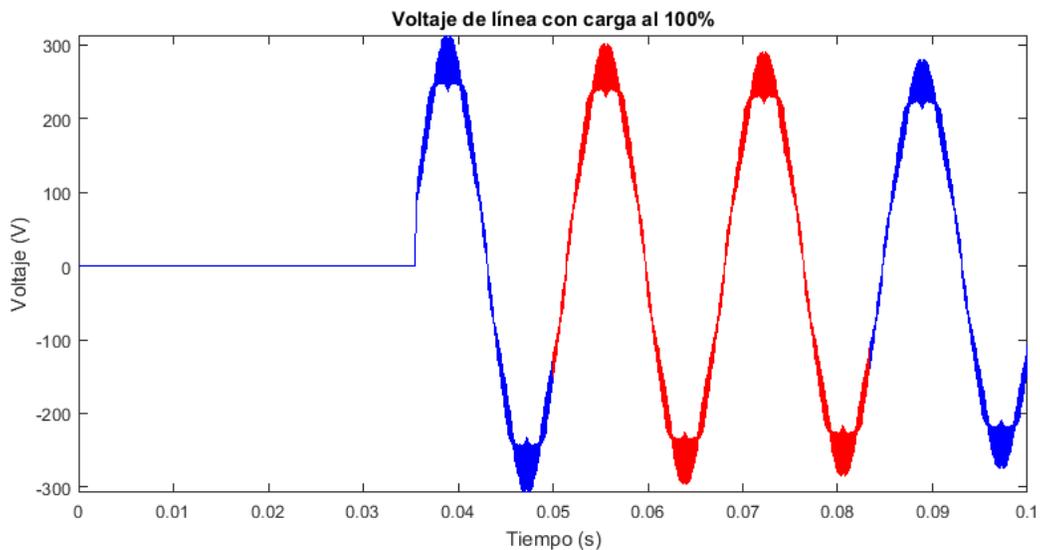


Figura 60. Forma de onda del voltaje de línea del inversor multinivel con carga al 100%. Fuente: autor.

En la figura 61 se observa el espectro armónico de la onda de voltaje de línea de la figura anterior, en la cual se tiene la magnitud del armónico fundamental y los aportes de los demás armónicos, con carga, se puede denotar que los armónicos mayores al 33 también afectan la señal, caso contrario a lo que sucedía con la onda de voltaje de línea del inversor multinivel en vacío.

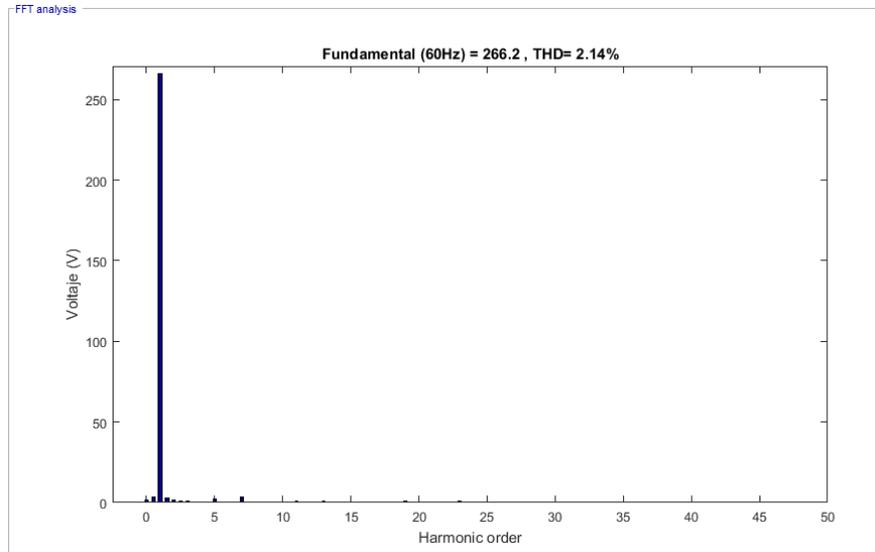


Figura 61. Contenido armónico del voltaje de línea del inversor multinivel al 100% de la carga, se muestra el armónico fundamental completo. Fuente: autor.

En la figura 62, es igual a la figura anterior con la diferencia de que en esta se muestran las magnitudes de los armónicos que afectan la señal de salida en la cual predomina algunos inter-armónicos, el armónico 5 y en mayor medida el armónico 7, así como se observa mejor el aporte de los armónicos mayores al armónico 33

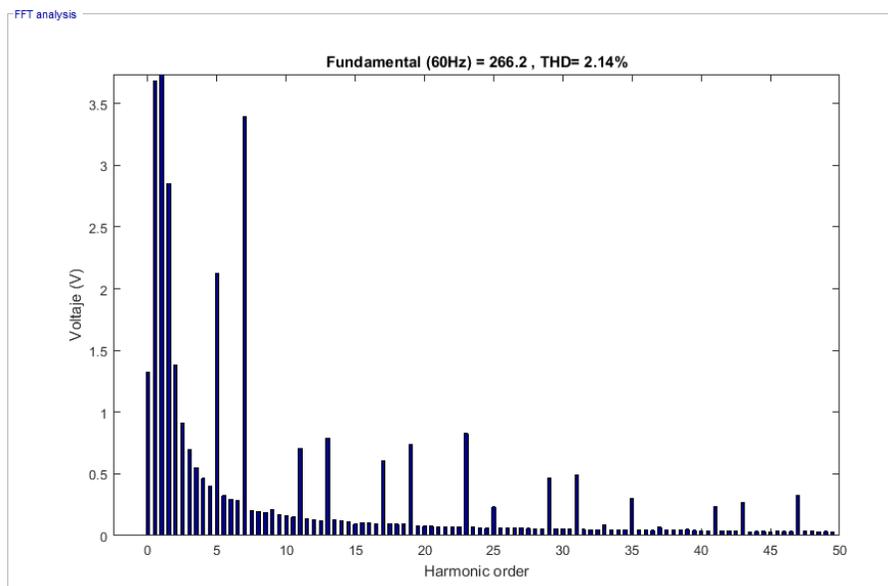


Figura 62. Contenido armónico del voltaje de línea del inversor multinivel al 100% de la carga, se muestra la magnitud de algunos armónicos que afectan a la forma de onda. Fuente: autor.

Final mente para esta prueba se analiza la onda de corriente del inversor multinivel con la carga al 100% como se muestra en la figura 63 la cual nos arroja una corriente aproximadamente de 1.1 A muy cercana a la corriente calculada y la cual será comparada con la corriente obtenida en las próximas pruebas.

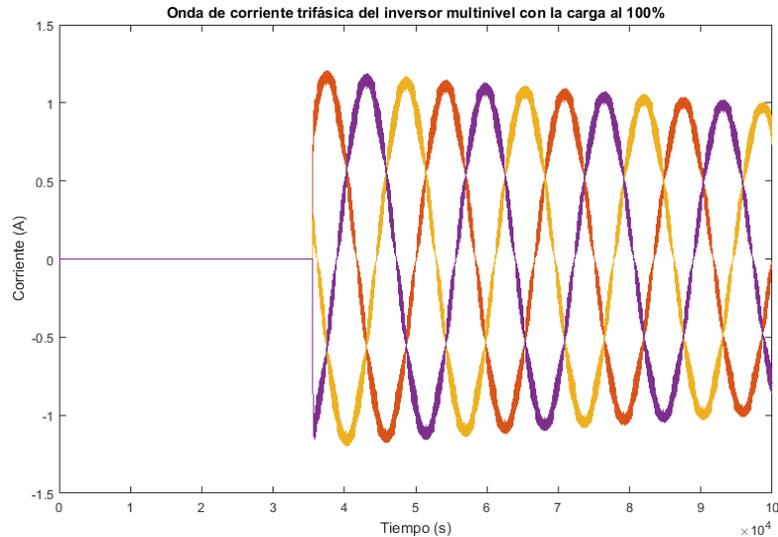


Figura 63. Corriente trifásica del inversor multinivel al 100% de la carga. Fuente: autor.

6.2 Segunda prueba, al 80% de la carga (112.8 Ω).

Siguiendo el estudio, se realizó la prueba al convertidor fuente Z en acople con el inversor multinivel con el 80% de la carga nominal antes calculada, esta prueba al igual que la anterior se realizó con el fin de conocer la viabilidad que tiene el convertidor fuente Z, y los beneficios que este le trae al inversor multinivel, en la figura 64 se puede observar la forma de onda de voltaje de fase que entrega el inversor multinivel con esta carga, se denota una caída en el voltaje de fase, en comparación con la prueba anterior, en un cambio de 154.1V AC a 144.3 V AC lo cual era de esperarse al reducir la carga.

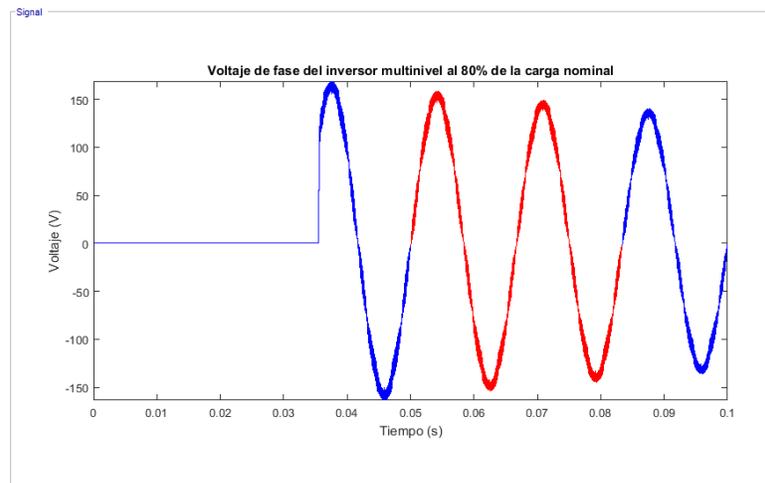


Figura 64. Forma de onda del voltaje de fase del inversor multinivel con el 80% de carga. Fuente: autor.

En la figura 65 se muestra el espectro armónico de la onda de voltaje de fase generado con esta carga el cual aumento en comparación con la prueba anterior, se nota un aumento en el THD de 1.99% al 2.65% en el voltaje de fase.

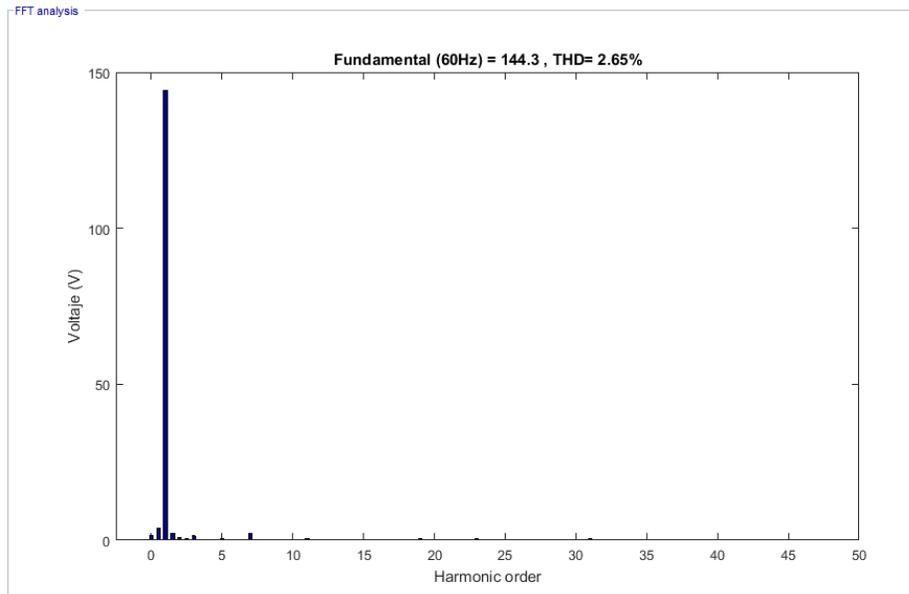


Figura 65. Contenido armónico del voltaje de fase del inversor multinivel al 80% de la carga, se muestra el armónico fundamental completo. Fuente: autor.

En la figura 66 se muestra de forma más detallada los armónicos que afectan a la onda de voltaje de fase, en esta se observa que los inter-armónicos tienen mayor magnitud que los demás armónicos que afectan a esta señal y el aporte que realizan los armónicos impares, se realizó la prueba hasta el armónico 50.

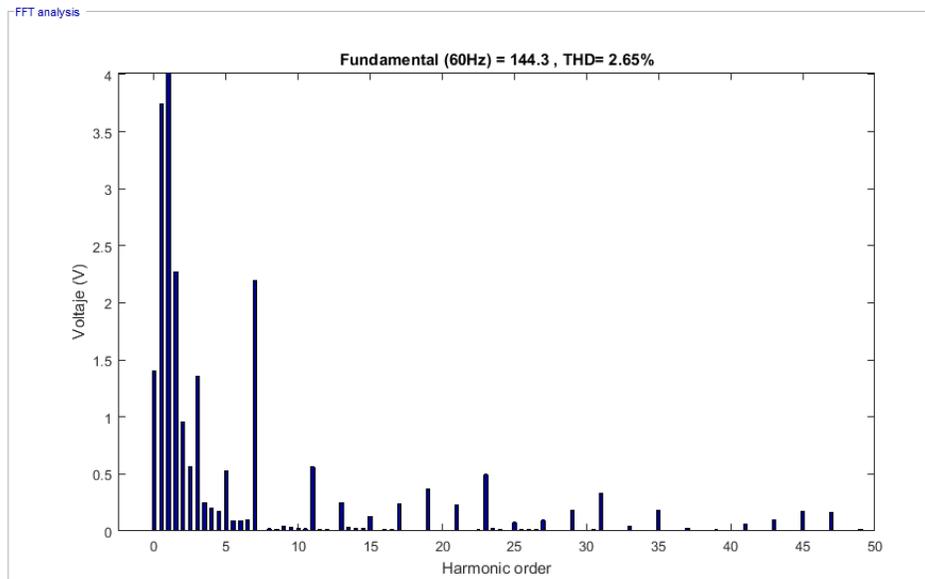


Figura 66. Contenido armónico del voltaje de fase del inversor multinivel al 80% de la carga, muestra la magnitud de los armónicos e inter-armónicos que afectan a la señal. Fuente: autor.

Para la señal de voltaje de línea nos muestra una reducción en el voltaje, que con la carga al 100% a razón de 266.2V AC con carga al 100% a 249V AC con la carga al 50% lo que nos muestra que a menor carga mayor será la reducción en el voltaje de línea, en la figura 67 se muestra la señal de voltaje de línea del inversor multinivel con la carga al 80%.

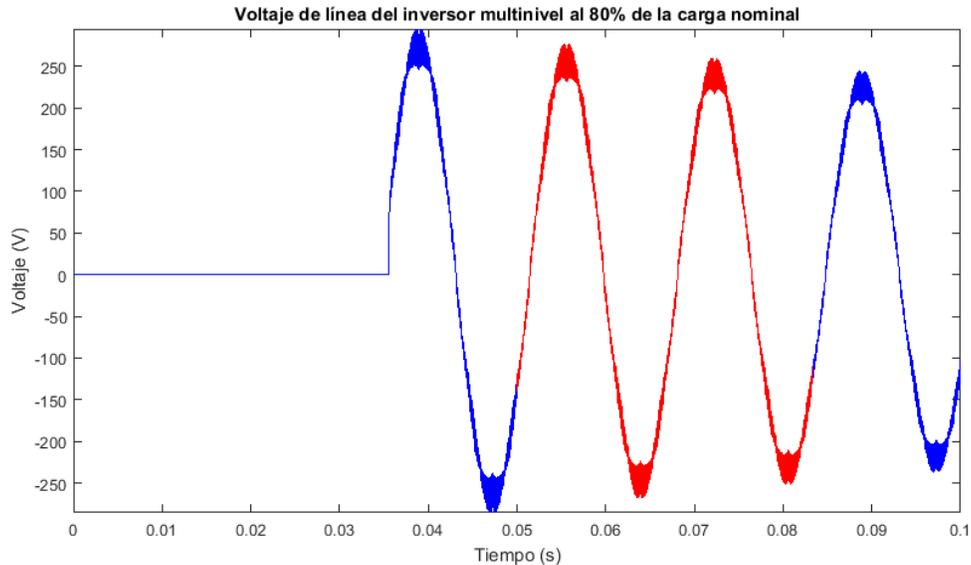


Figura 67. Forma de onda del voltaje de línea del inversor multinivel con carga al 80%. Fuente: autor.

El espectro armónico obtenido de la onda de voltaje de línea de la figura anterior es mostrado en la figura 68, el cual muestra la magnitud del armónico fundamental y los demás armónicos que a este afectan, como resultado se tiene un THD del 2.94% mayor al THD de la señal con carga al 100% la cual fue del 2.14%.

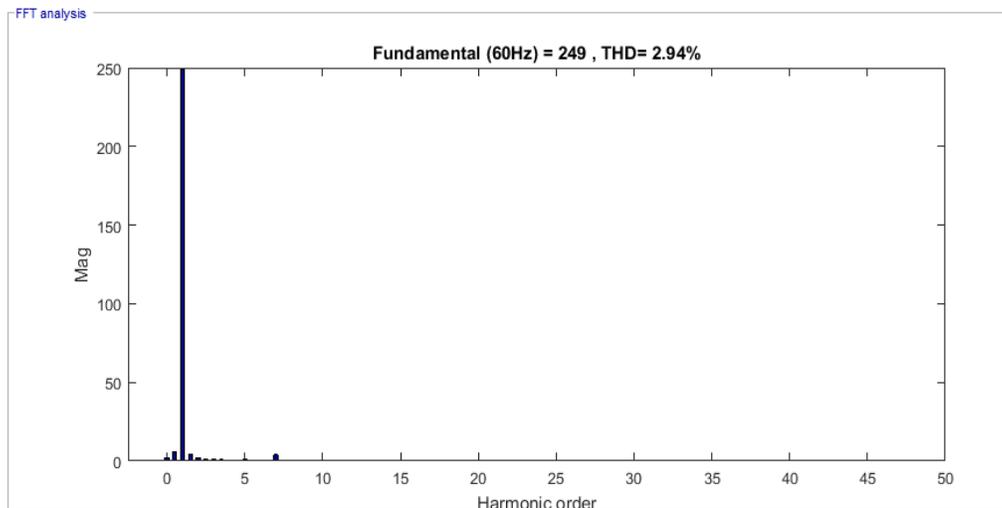


Figura 68. Contenido armónico del voltaje de línea del inversor multinivel al 80% de la carga, se muestra el armónico fundamental completo. Fuente: autor.

En la figura 69 se tiene el mismo espectro armónico de la onda de voltaje de línea del inversor multinivel mostrada en la figura anterior, en esta figura se muestran la magnitud de los armónicos que afectan a dicha onda, en la cual los inter-armónicos tienen mayor magnitud que los demás armónicos.

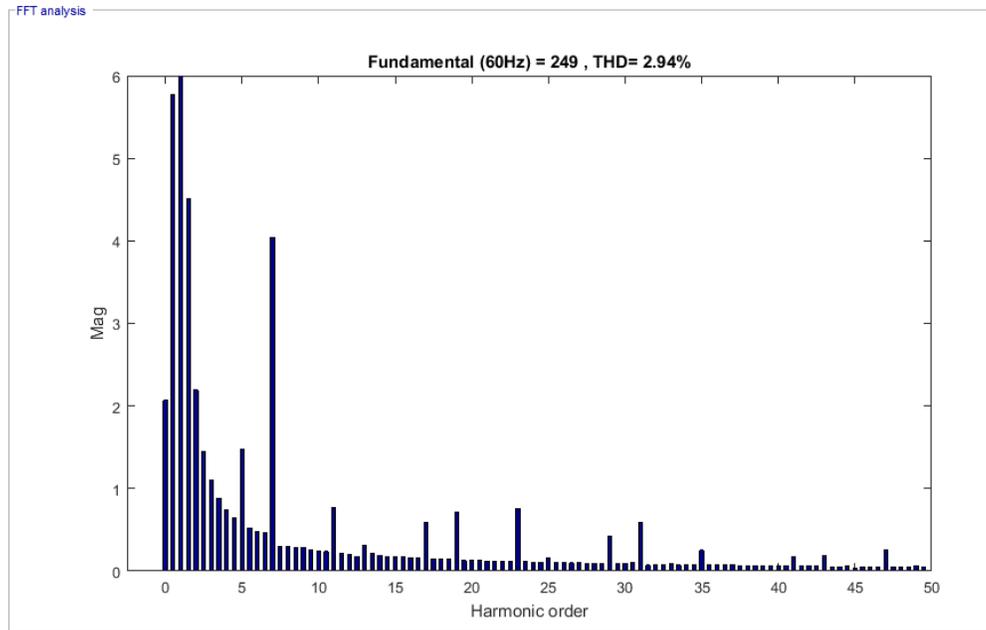


Figura 69. Contenido armónico del voltaje de línea del inversor multinivel al 80% de la carga, muestra la magnitud de los armónicos e inter-armónicos que afectan a la señal. Fuente: autor.

Al igual que en la prueba anterior en esta prueba también se realizó un pequeño estudio a la señal de corriente la cual en comparación con la de la primera prueba esta corriente obtuvo un aumento en su magnitud, como se muestra en la figura 70 de 1.4 A

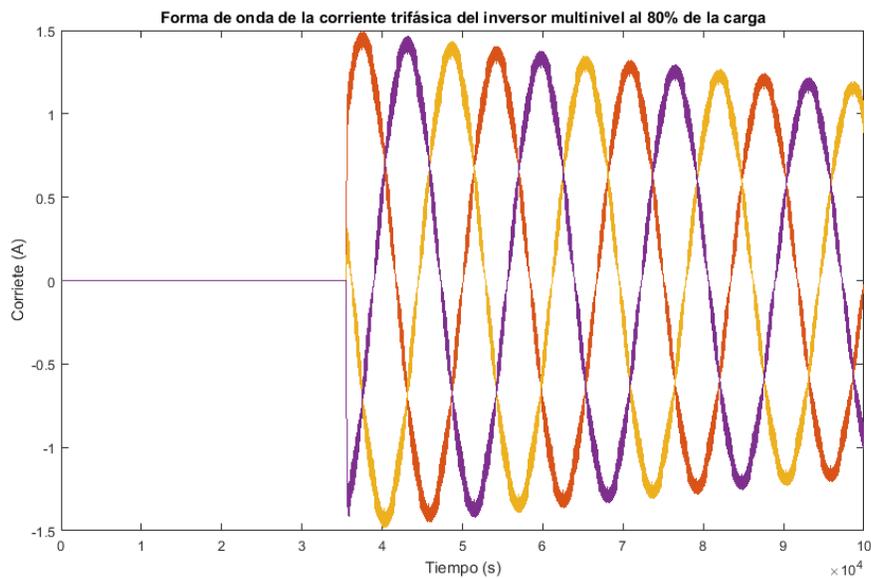


Figura 70. Corriente trifásica del inversor multinivel al 80% de la carga. Fuente: autor.

6.3 Tercera prueba al 50% de la carga (70.5 Ω)

La siguiente prueba se realizó con una carga igual al 50% de la carga nominal calculada, con la intención de conocer mejor el comportamiento del convertidor fuente Z en acople con el inversor multinivel, el cual arrojo como resultado que al disminuirle la carga se tiene una caída en la señal de voltaje, como se muestra en la figura 71 para el voltaje de fase el cual se vio reducido de 154.1 V AC bajo a 133.1 V AC lo que nos muestra una mayor reducción en el voltaje y un aumento en la corriente y los armónicos los cuales serán mostrados a continuación .

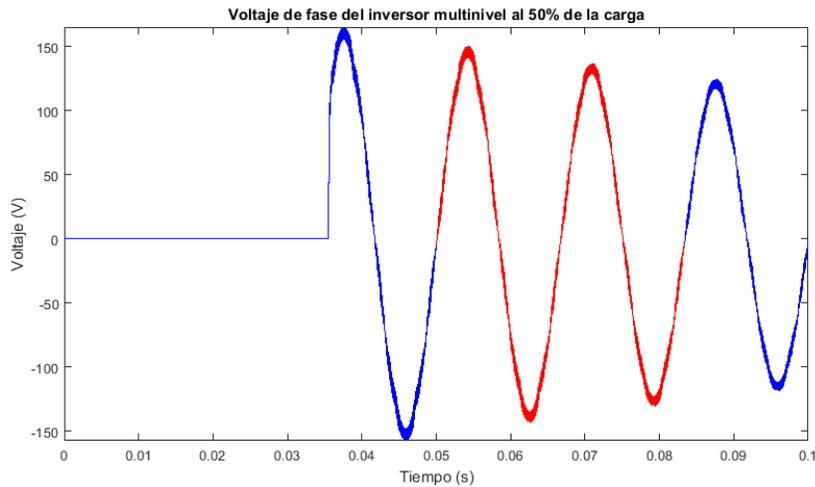


Figura 71. Forma de onda del voltaje de fase del inversor multinivel con el 50% de carga. Fuente: autor.

Los armónicos generados con esta carga aumentaron como muestra la figura 72 en la cual se muestra un espectro armónico con un THD del 3.52% para el voltaje de fase, mayor al THD generado con la carga nominal que fue de 1.99% para el voltaje de fase lo cual nos muestra que a menor carga mayor será la distorsión armónica que esta genera.

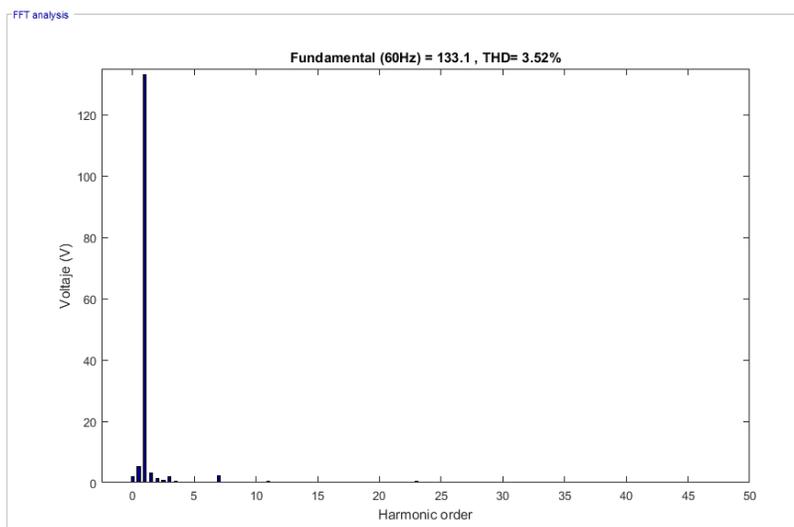


Figura 72. Contenido armónico del voltaje de fase del inversor multinivel al 50% de la carga, se muestra el armónico fundamental completo. Fuente: autor.

En la figura 73 se muestra el mismo espectro armónico que la figura anterior con la diferencia de que en esta se muestra la magnitud de los armónicos e inter-armónicos que afectan a la señal de onda de voltaje de fase, con la intención de conocer cual armónico aporta más distorsión al armónico principal, el cual en esta ocasión son los inter-armónicos los que más generan la distorsión.

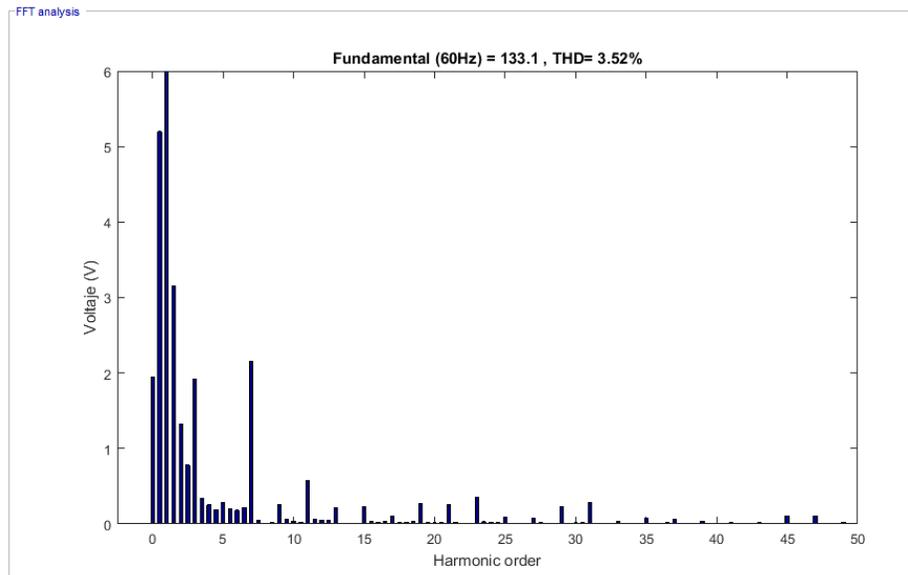


Figura 73. Contenido armónico del voltaje de fase del inversor multinivel al 50% de la carga, muestra la magnitud de los armónicos e inter-armónicos que afectan a la señal. Fuente: autor.

Para el voltaje de línea se realizó el mismo análisis anterior, el cual gracias a la gráfica 74, nos muestra que el voltaje de línea disminuye con respecto al voltaje de línea del inversor con la carga nominal a razón de 266.2V AC a 229.1V AC, esto comprobamos que al reducir la carga se reduce el voltaje entregado por el inversor multinivel, pero aumenta su corriente, a cambio de un aumento en el THD entregado, lo positivo es que este THD no supera el rango nominal del 5% aceptable de THD.

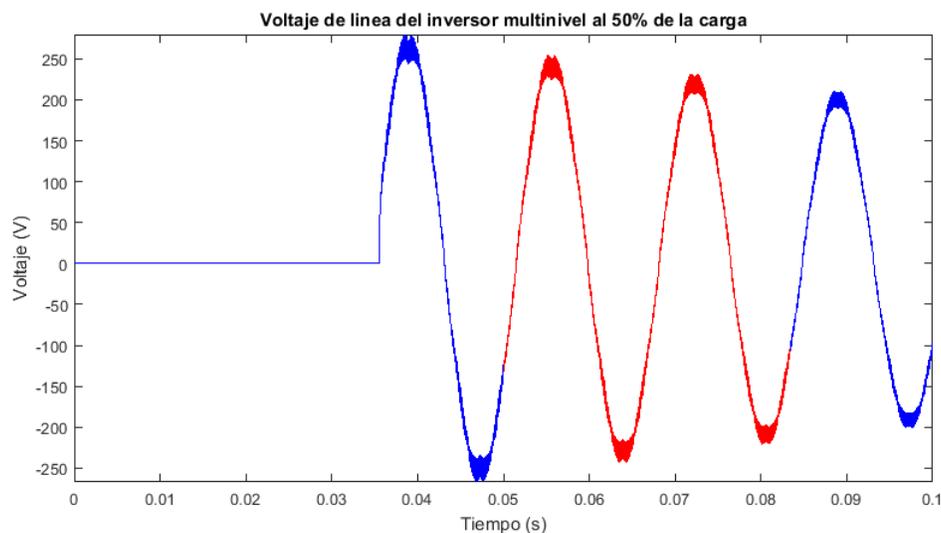


Figura 74. Forma de onda del voltaje de línea del inversor multinivel con carga al 50%. Fuente: autor.

El espectro armónico obtenido de esta señal de voltaje de línea del inversor multinivel es mostrado en la figura 75, en esta se denota un aumento en el aporte de los armónicos al armónico principal aumentando el THD a 3.96% en comparación del espectro armónico obtenido en el voltaje de línea del inversor multinivel al 100% de la carga que fue de 2.14% de THD.

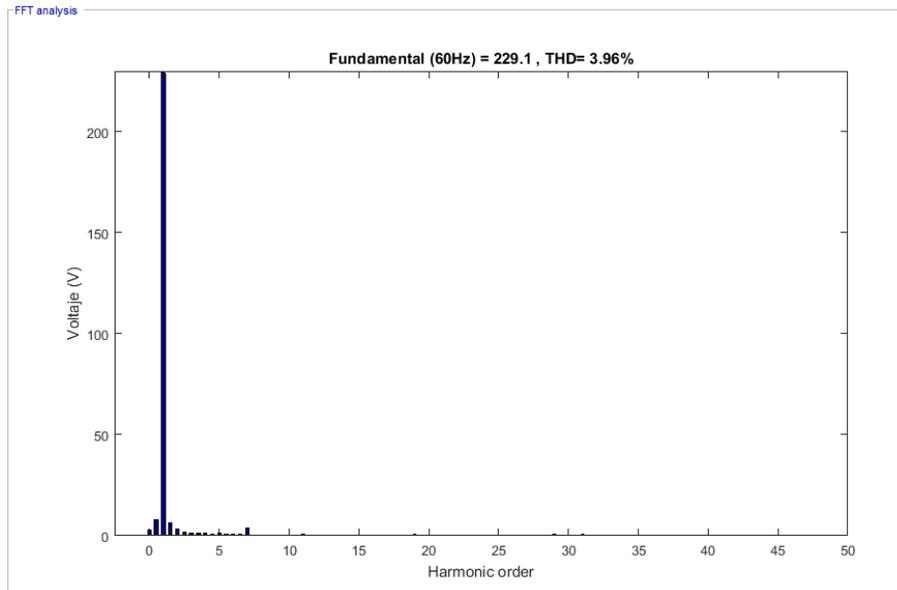


Figura 75. Contenido armónico del voltaje de línea del inversor multinivel al 50% de la carga, se muestra el armónico fundamental completo. Fuente: autor.

En la figura 76 se muestra el mismo espectro armónico que la figura 75, en este se muestra la magnitud de los armónicos e inter-armónicos que afectan a la onda de voltaje de línea en el cual se puede denotar que los armónicos que más afectan son los inter-armónicos $1/2$, $3/2$, y el armónico 7.

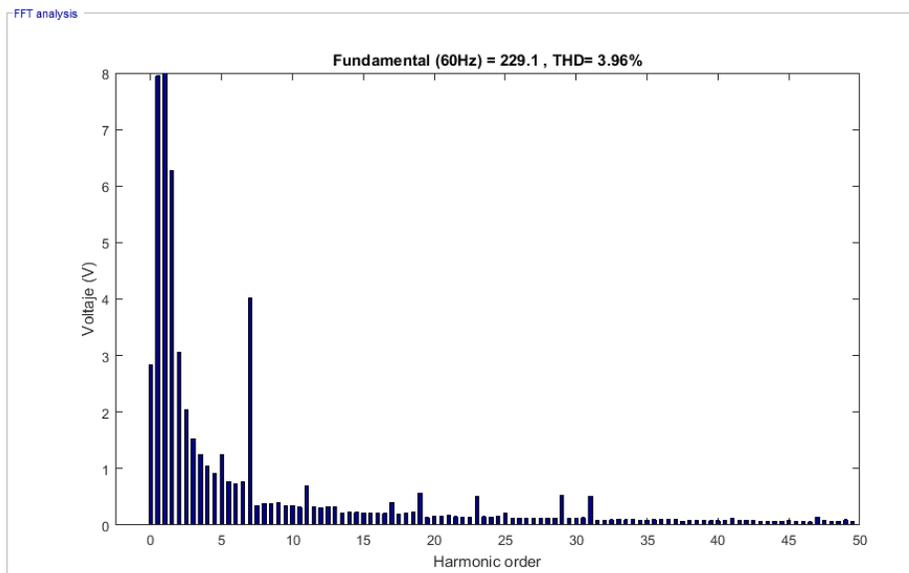


Figura 76. Contenido armónico del voltaje de línea del inversor multinivel al 50% de la carga, se muestra la magnitud de los armónicos e inter-armónicos que afectan a la señal. Fuente: autor.

La señal de corriente se muestra en la figura 77, en la cual se puede observar un aumento en la corriente a causa de la reducción de la carga esta corriente es aproximadamente de 1.9 A, a causa de que no se mantiene constante, sino que esta va disminuyendo a medida que pasa el tiempo.

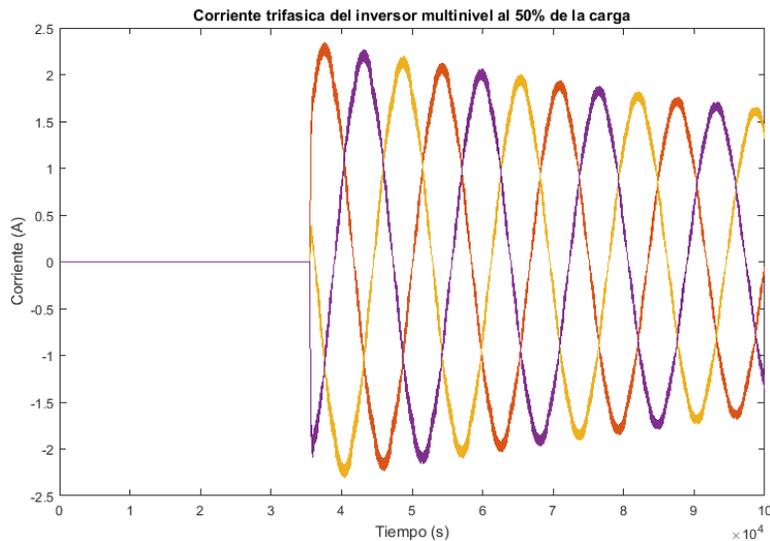


Figura 77. Corriente trifásica del inversor multinivel al 50% de la carga. Fuente: autor.

6.4 Cuarta prueba, al 200% de la carga nominal (282 Ω)

En esta última prueba se decidió aumentar la carga nominal al 200% para conocer cómo se comporta el convertidor fuente Z en acople con el inversor multinivel, con la intención de caracterizar mejor el comportamiento del inversor, gracias a esto se pudo conocer que al aumentar la carga el voltaje nominal aumenta, se disminuye la corriente y disminuye la cantidad de armónicos que afectan a la onda de voltaje tanto de fase como de línea, en primer lugar se revisó la onda de voltaje de fase que es mostrado en la figura 78 en la cual nos muestra una señal más estable, con poca reducción en su magnitud de voltaje obteniendo un voltaje de 158.1V AC, un poco mayor al voltaje obtenido con carga nominal al 100% que fue de 154.1V AC en el voltaje de fase.

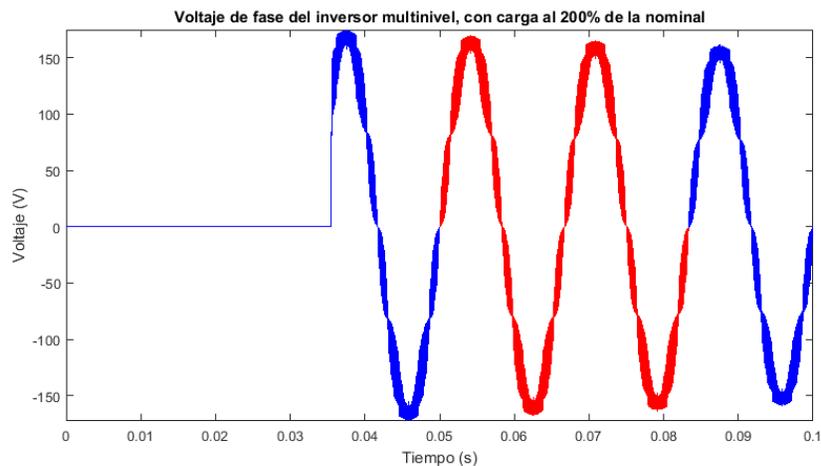


Figura 78. Forma de onda del voltaje de fase del inversor multinivel con el 200% de carga. Fuente: autor.

El espectro armónico producido por esta onda de señal es mostrado en la figura 79, en la cual se puede observar una reducción en el contenido armónico de la onda de voltaje de fase de un THD de 1.99% con carga nominal al 100% a tener un THD de 1.79%.

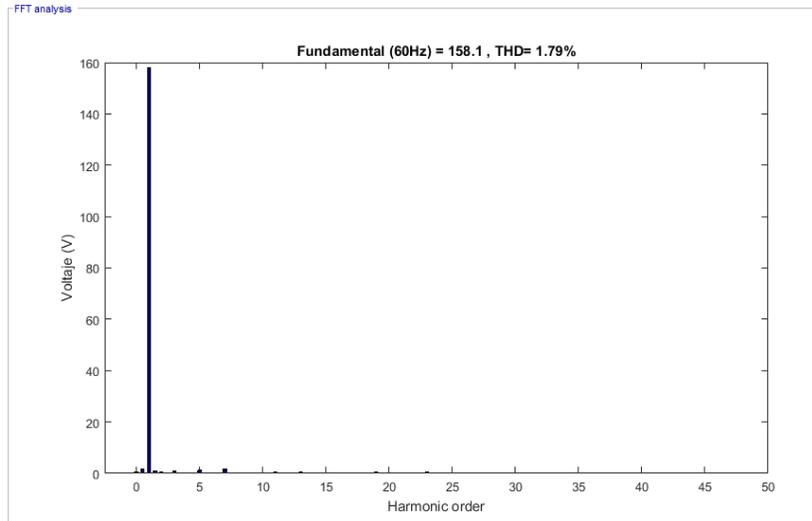


Figura 79. Contenido armónico del voltaje de fase del inversor multinivel al 200% de la carga nominal, se muestra el armónico fundamental completo. Fuente: autor.

En la figura 80 se tiene el contenido armónico de la onda de voltaje de fase de esta prueba, es la misma figura anterior, solo que en esta se muestra la magnitud de los armónicos que afectan a la señal, gracias a esto se puede denotar una clara reducción en los inter-armónicos y en menor medida de los armónicos enteros, obteniendo así un THD del 1.79%.

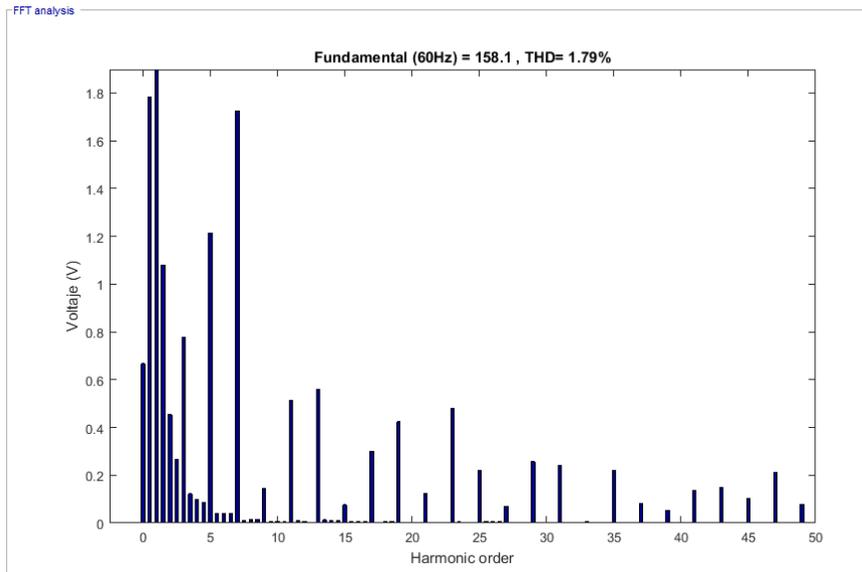


Figura 80. Contenido armónico del voltaje de fase del inversor multinivel al 200% de la carga nominal, muestra la magnitud de los armónicos e inter-armónicos que afectan a la señal. Fuente: autor.

En el voltaje de línea al realizar esta prueba se observó un aumento en su magnitud de 273.4V AC de 266.2V AC que entrego con la carga nominal, la señal se mantuvo más estable sin presenciar una reducción notable en la magnitud de la onda, entendiendo de esto que al aumentar la carga más estable será la onda de voltaje del inversor y menor será la cantidad de armónicos que este genera como se muestra en a figura 81.

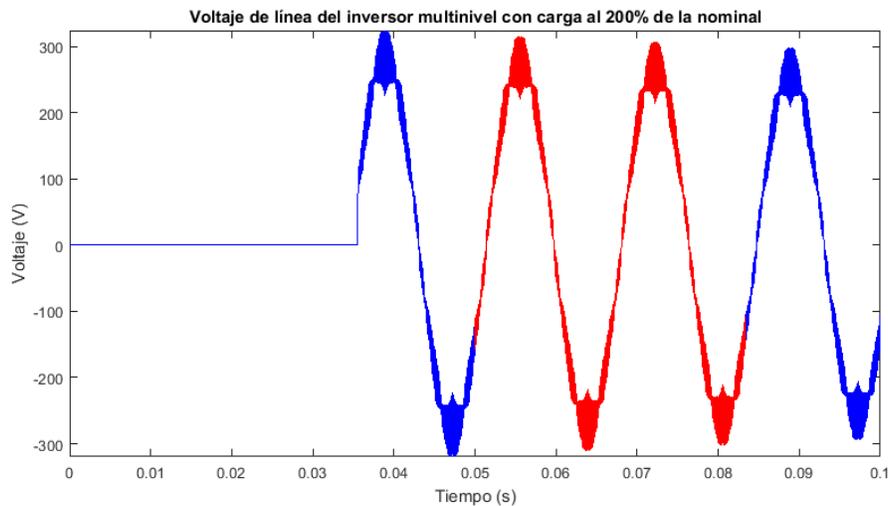


Figura 81. Forma de onda del voltaje de línea del inversor multinivel con carga al 200%. Fuente: autor.

El contenido armónico de la señal de voltaje de línea se muestra en la figura 82, en la cual se muestra la reducción del THD a 1.87% del 2.14% que se generó con la carga al 100% comprobando que con un aumento de la carga se reduce el contenido armónico que genera el inversor multinivel, aproximándose al contenido armónico generado por el inversor multinivel sin carga el cual fue de 1.64% de THD.

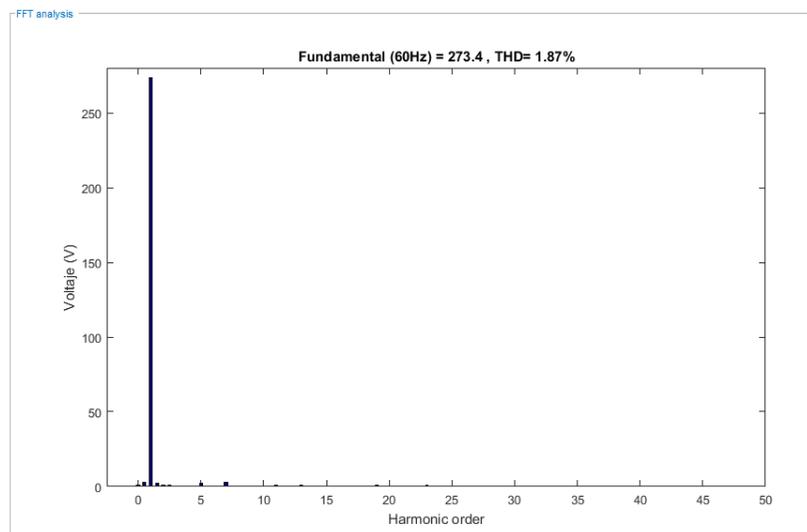


Figura 82. Contenido armónico del voltaje de línea del inversor multinivel al 200% de la carga nominal, se muestra el armónico fundamental completo. Fuente: autor.

En la figura 83 se muestra el mismo espectro armónico que la figura 82, en este se muestra la magnitud de los armónicos e inter-armónicos que afectan a la onda de voltaje de línea en el cual se puede denotar de mejor manera una disminución más pronunciada de los inter-armónicos, siendo el armónico 7 el de mayor magnitud.

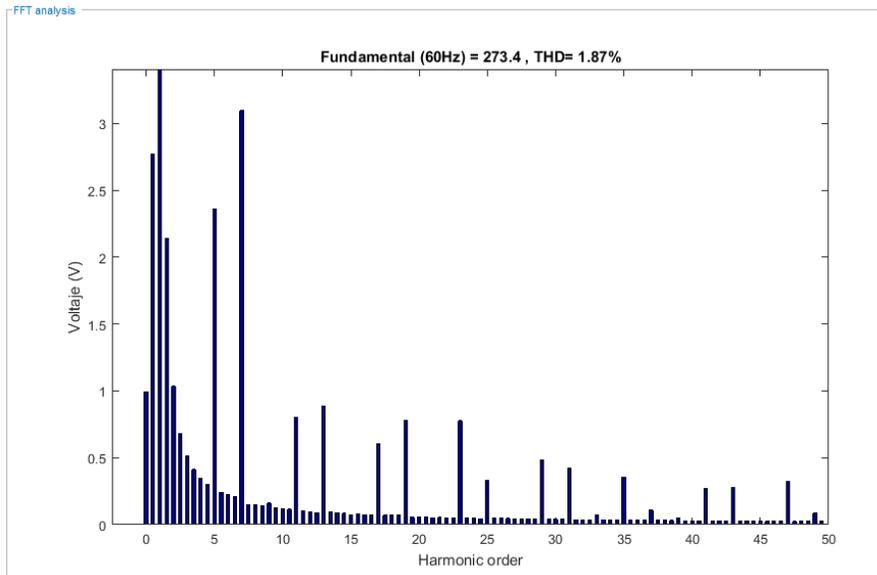


Figura 83. Contenido armónico del voltaje de línea del inversor multinivel al 200% de la carga nominal, magnitud de los armónicos e inter-armónicos que afectan a la señal. Fuente: autor.

Al igual que en las pruebas hechas anteriormente en esta también se analizó la onda de corriente la cual como se muestra en la figura 84 se vio reducida al aumentar la carga a valores aproximados de 0.5 A, esta corriente varía poco en el tiempo reduciéndose, pero muy poco.

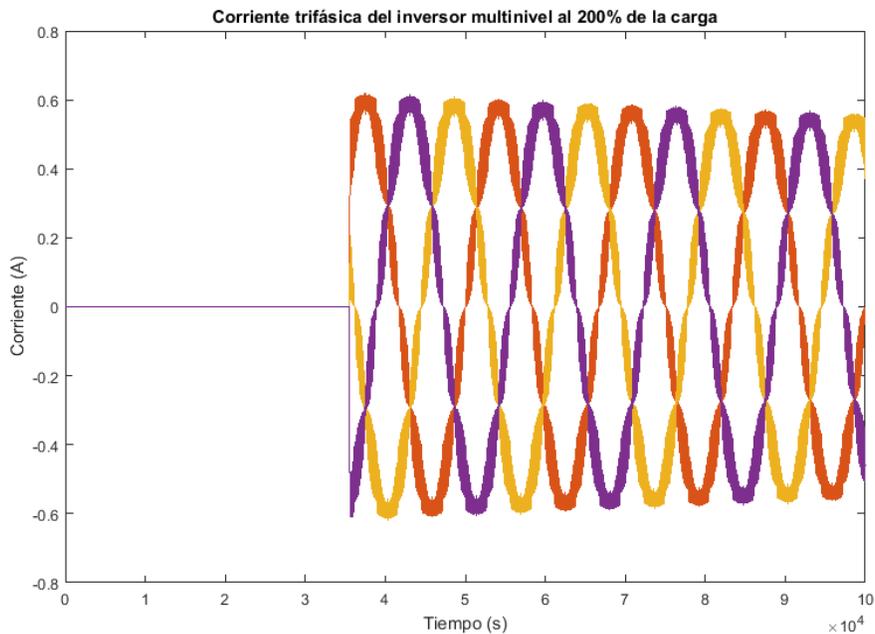


Figura 84. Corriente trifásica del inversor multinivel al 200% de la carga nominal. Fuente: autor.

CAPÍTULO 7.

PRUEBAS Y COMPARACIÓN CON UN CONVERTIDOR DC-DC ELEVADOR (BOOST)

De la topología utilizada se escogió el convertidor DC-DC elevador porque en primera estancia se decidió utilizar el convertidor fuente Z como convertidor elevador, razón tal por la cual para realizar las comparaciones deben ser de la misma funcionalidad, otra de las razones por lo que se decidió utilizar la topología elevador es la posible implementación del acople del mismo para mejorar el funcionamiento del inversor multinivel el cual se desea trabajar con una fuente de voltaje baja para elevar dicho voltaje y obtener un mejor rendimiento del inversor multinivel.

Para este capítulo se seleccionó un convertidor DC-DC elevador de la tesis de los Ing. Sebastián Cardona Herrera y Steven Ospina Hurtado [29], en la cual se simula un convertidor DC-DC en Matlab, con la intención de conocer el comportamiento de este convertidor elevador y compararlo con nuestro convertidor fuente Z, para ver las ventajas y desventajas que este aporta en comparación con el convertidor DC-DC elevador común, el objetivo es comprobar que el convertidor fuente Z es más o menos viable que los convertidores convencionales DC-DC.

7.1 Cálculos de los componentes a utilizar en el convertidor DC-DC elevador.

Tenemos una tensión de entrada al convertidor V_i , que es menor que la tensión que queremos obtener a la salida, V_o . Mediante un interruptor electrónico S1, cortocircuitamos a masa la bobina L1, que se cargará de corriente, almacenando energía. Mientras, C1 es el encargado de alimentar la carga que esté conectada a V_o . Cuando S1 se vuelve a abrir, la corriente que ha almacenado L1 llega, a través del diodo D1, hasta C1, cargándolo con una tensión mayor que V_i . El interruptor o conmutador (de ahí lo de “conmutación”) en realidad es un transistor (ya sea bipolar, FET/MOSFET o IGBT, dependiendo de las características que necesitemos en el diseño), y hará la función de abrir y cerrar miles de veces por segundo la conexión entre la bobina L1 y el terminal negativo del circuito o masa. El diodo D1 impide que se cortocircuite a masa C1 mientras S1 está cerrado [30].

Datos:

$V_o = 48V$ $V_i = 24V$ $P_o = 650W$ voltaje de rizado del 3% igual que en el cálculo del convertidor fuente Z.

Ciclo de trabajo [30] :

$$V_o = \frac{V_i}{1-D} \quad \text{EC 95}$$

$$D = 1 - \frac{V_i}{V_o} \quad \text{EC 96}$$

$$D = 1 - \frac{24}{48}$$

$$D = 0.5$$

$$P_o = \frac{V_o^2}{R_L} \quad \text{EC 97}$$

$$R_L = \frac{V_0^2}{P_0} \quad \text{EC 98}$$

$$R_L = \frac{48^2 V}{650 W}$$

$$R_L = 3.5446 \Omega$$

La frecuencia de conmutación que se utilizará será la del inversor multinivel que es de $f=24$ KHz

Calculo de la inductancia [30]:

$$L = \frac{D(1-D)^2 * R_L}{2 * f} \quad \text{EC 99}$$

$$L = \frac{0.5(1-0.5)^2 * 3.5446}{2 * 24000}$$

$$L = 9,2307 \times 10^{-6} H$$

Calculo del condensador.

$$C = \frac{V_0 * D}{f * R_L * \Delta V_0} \quad \text{EC 100}$$

Para que cumpla la condición de rizado del 3% se tiene [30].

$$\frac{\Delta V_0}{V_0} = 3\%$$

$$\frac{\Delta V_0}{V_0} = \frac{D}{f * R_L * C} \quad \text{EC 101}$$

$$C = \frac{D}{f * R_L * \left(\frac{\Delta V_0}{V_0}\right)} \quad \text{EC 102}$$

$$C = \frac{0.5}{24000 * 3.5446 * 0.003}$$

$$C = 1.9591 \times 10^{-3} F$$

Teniendo estos valores de inductancia y capacitancia se procede a realizar la simulación del convertidor DC-DC elevador en SimuLink de Matlab, en acople con el inversor multinivel en presencia de carga para posteriormente realizar la comparación de los resultados con los datos obtenido en la prueba del convertidor fuente Z con carga.

7.2 Pruebas del convertidor DC.-DC elevador.

Para las pruebas se tomó la misma topología que se encontró en el artículo [30] , y se simulo en Matlab como se muestra en la figura 85, en la cual se dieron los mismos valores de carga calculados en el capítulo anterior para mayor prioridad al momento de comparar los comportamientos, es necesario aclarar que para el sistema de control de este convertidor se utilizó un generador de pulso que trabaja con una amplitud de 1 y un periodo de 1/24000 s.

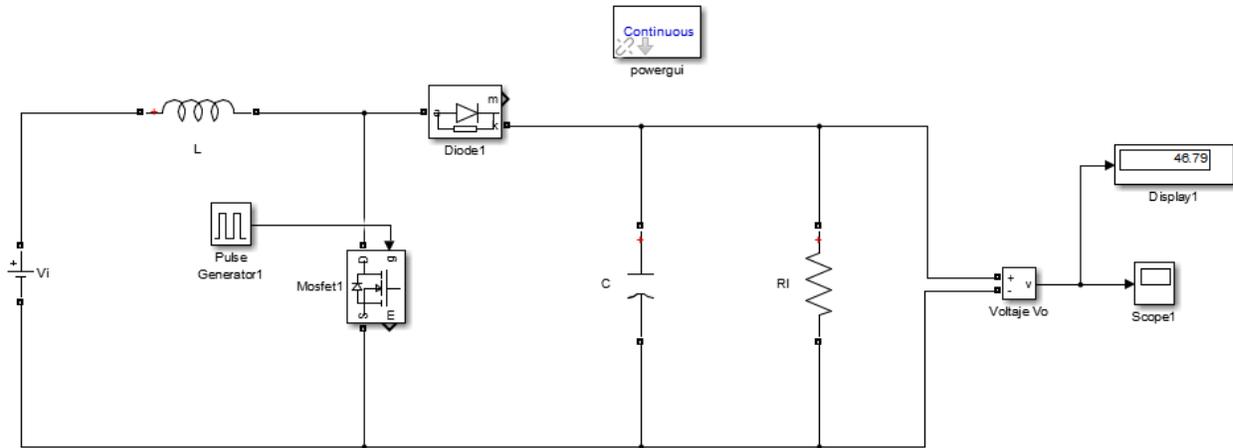


figura 85. Simulación del convertidor DC-DC elevador (Boost). Fuente: autor.

7.2.1 Primera prueba con el 100% de la carga (141 Ω)

Para esta prueba se realizó el acople del convertidor DC-DC elevador al inversor multinivel, luego de esto se le conectó la carga al inversor multinivel y se realizó la simulación la cual nos dio como primer resultado una señal de voltaje de fase que se muestra en la figura 86, la cual nos muestra una señal un poco más distorsionada a la obtenida con el convertidor fuente Z, pero con un voltaje mayor al voltaje generado por esta que fue de 154.1V AC mientras que con el convertidor DC-DC elevador se obtuvo un voltaje de 169.9V AC en el voltaje de fase.

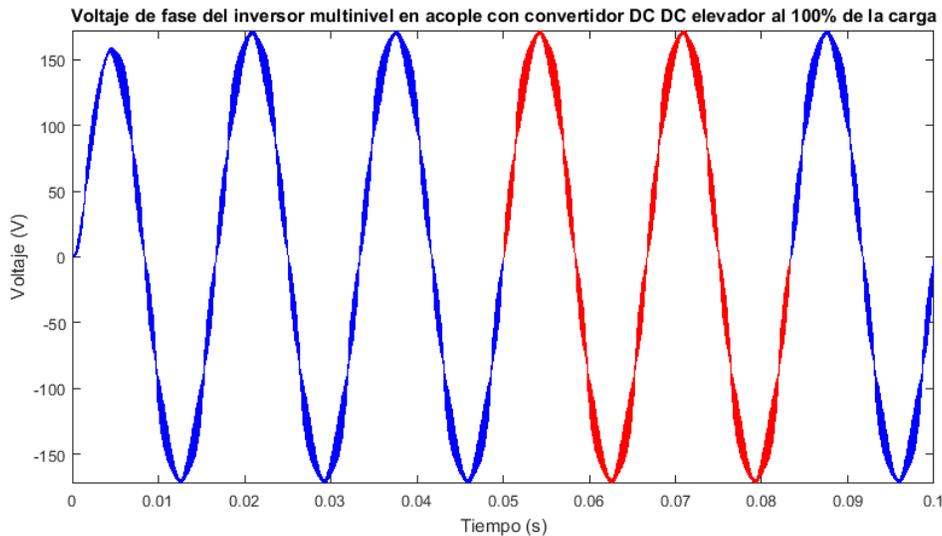


Figura 86. Onda de voltaje de fase del convertidor DC-DC en acople con el inversor multinivel al 100% de la carga nominal. Fuente: autor.

A esta onda de voltaje de fase se le realizó un análisis de espectro armónico el cual nos dio como resultado un aumento en el contenido armónico de esta onda de voltaje en comparación con el contenido armónico generado en la prueba del convertidor fuente Z a razón de 6.23% de THD de

parte del convertidor DC-DC elevador vs un 1.99% de THD del convertidor fuente Z, en la figura 87 se puede observar el contenido armónico generado por esta onda y los armónicos que la afectan.

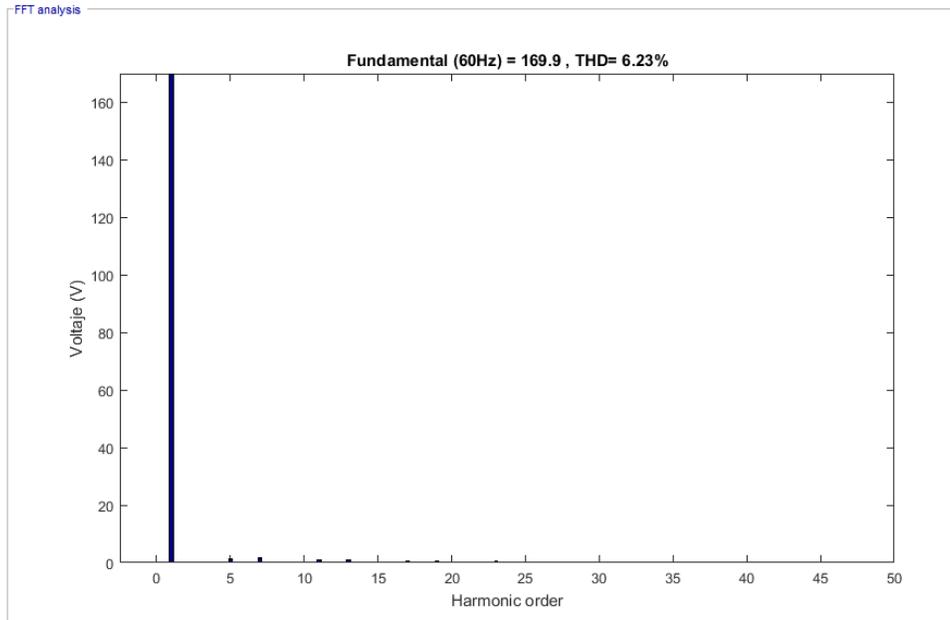


Figura 87. Contenido armónico del voltaje de fase del inversor multinivel al 100% de la carga nominal, se muestra el armónico fundamental completo. Fuente: autor.

En la figura 88 se observa el mismo espectro armónico que la figura anterior, con la diferencia en que esta grafica se observa más de cerca la magnitud de los armónicos que afectan a la onda de voltaje de fase de la prueba entre los cuales sobresalen el armónico 7 y el armónico 5 entre otros.

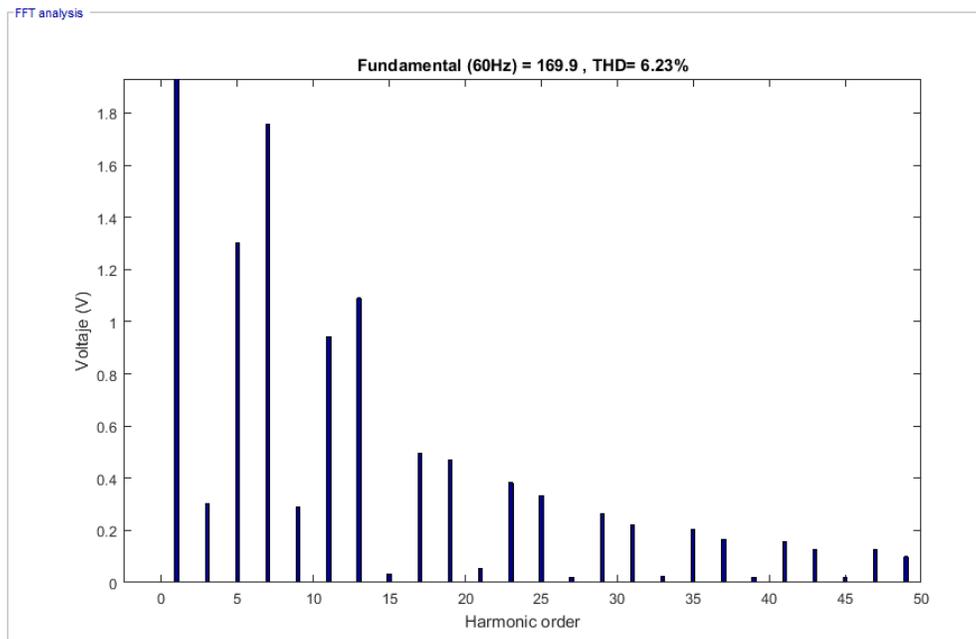


Figura 88. Contenido armónico del voltaje de fase del inversor multinivel al 100% de la carga nominal, muestra la magnitud de los armónicos que afectan a la señal. Fuente: autor.

En la onda de voltaje de línea se realizó el análisis de la señal la cual nos dio como resultado un voltaje de 294,3 V AC el cual es mayor que el obtenido con el convertidor fuente Z el cual fue de 266,2V AC esto debido a que el voltaje entregado por el convertidor elevador es mayor al entregado por el convertidor fuente Z, en la figura 89 se observa la onda de voltaje de línea del inversor multinivel en acople con el convertidor fuente Z.

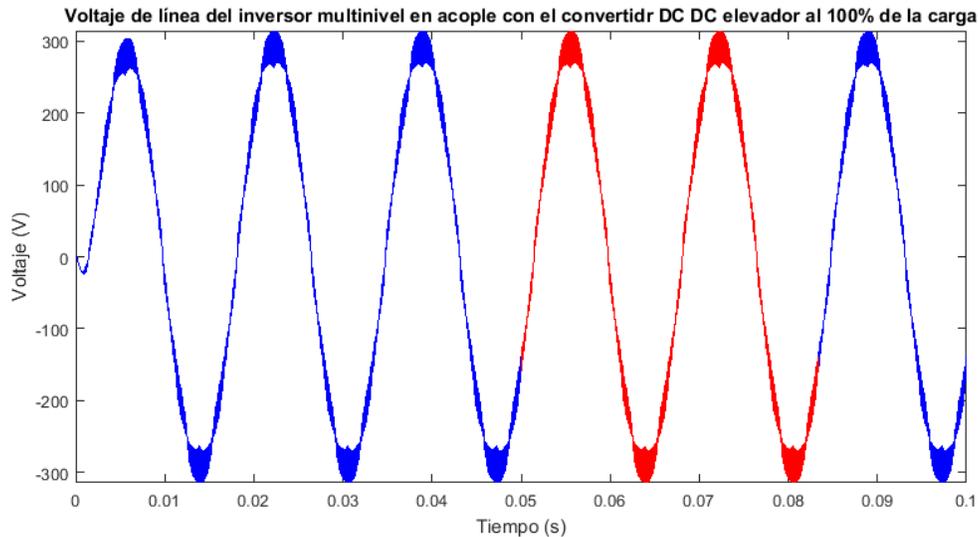


Figura 89. Onda de voltaje de línea del convertidor DC-DC en acople con el inversor multinivel al 100% de la carga nominal. Fuente: autor.

Del análisis de la onda de voltaje de línea se graficó el espectro armónico de esta onda en la figura 90 el cual nos muestra un total de distorsión armónica del 4.99% mayor al THD del convertidor fuente Z el cual fue de apenas del 2.14%.

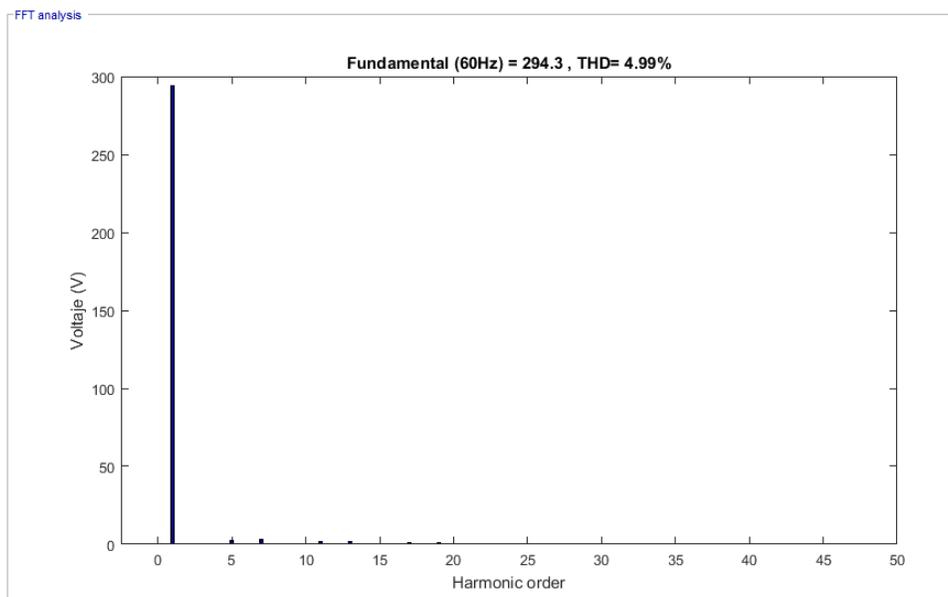


Figura 90. Contenido armónico del voltaje de línea del inversor multinivel al 100% de la carga nominal, se muestra el armónico fundamental completo. Fuente: autor.

Para conocer mejor cuales armónicos afectan a la señal de voltaje de línea se utilizó la gráfica 91 en la cual se muestra el contenido armónico de la onda de voltaje de línea, la magnitud de los armónicos que afectan a esta y cuál es el armónico que más afecta que para esta ocasión fue el armónico 7.

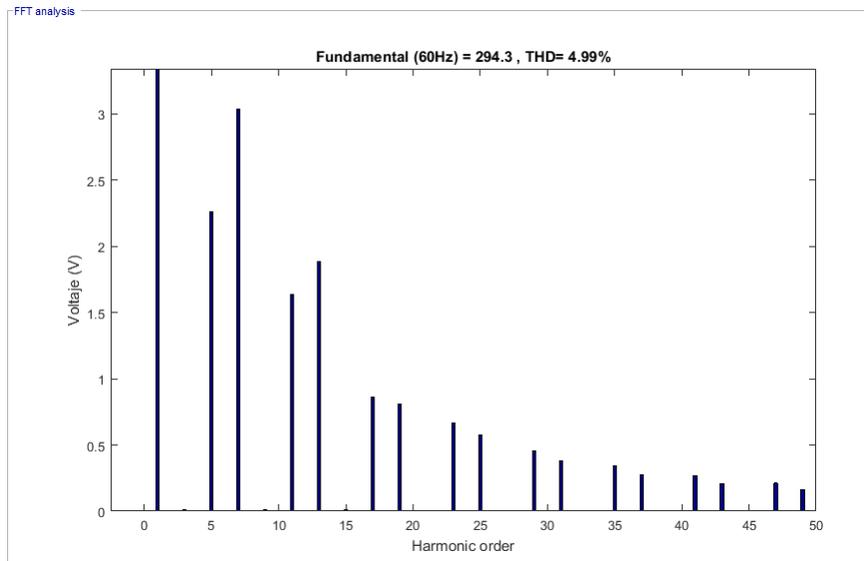


Figura 91. Contenido armónico del voltaje de línea del inversor multinivel al 100% de la carga nominal, muestra la magnitud de los armónicos que afectan a la señal. Fuente: autor.

Al igual que en el capítulo anterior en esta prueba también se analizará el comportamiento de la corriente la cual se muestra en la figura 92, esta nos muestra que la corriente generada es aproximadamente de 1.2 A casi igual que la del convertidor fuente Z solo que esta tiende a permanecer más constante a diferencia de la de fuente Z.

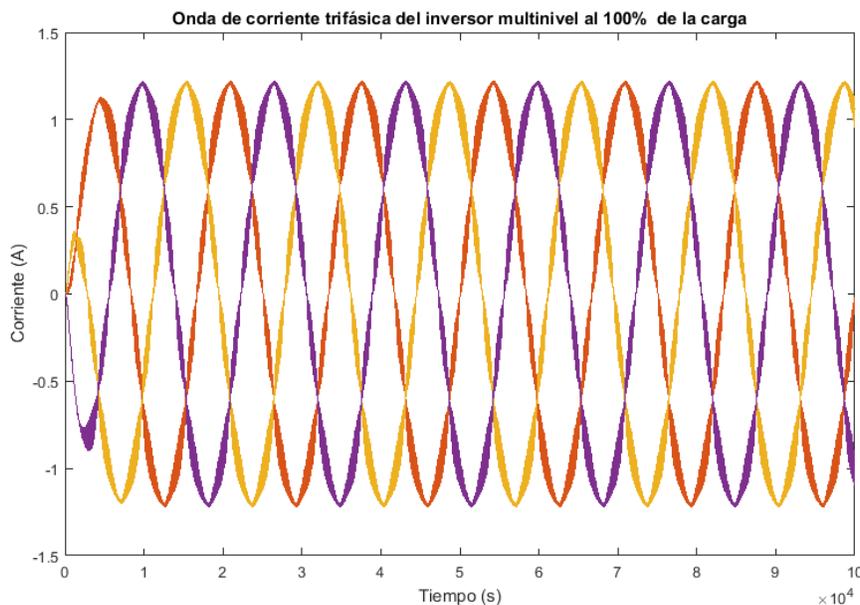


Figura 92. Corriente trifásica del inversor multinivel al 100% de la carga nominal. Fuente: autor.

7.2.2 Segunda prueba con el 80% de la carga (112.8 Ω)

Para esta prueba se redujo la carga del inversor multinivel al 80% de la nominal en la cual se pudo notar que el voltaje del convertidor no sufrió mucho cambio, el cual fue de 169.4V AC a diferencia del convertidor fuente Z el cual si bajo, en la figura 93 se tiene la señal de voltaje de fase de esta prueba.

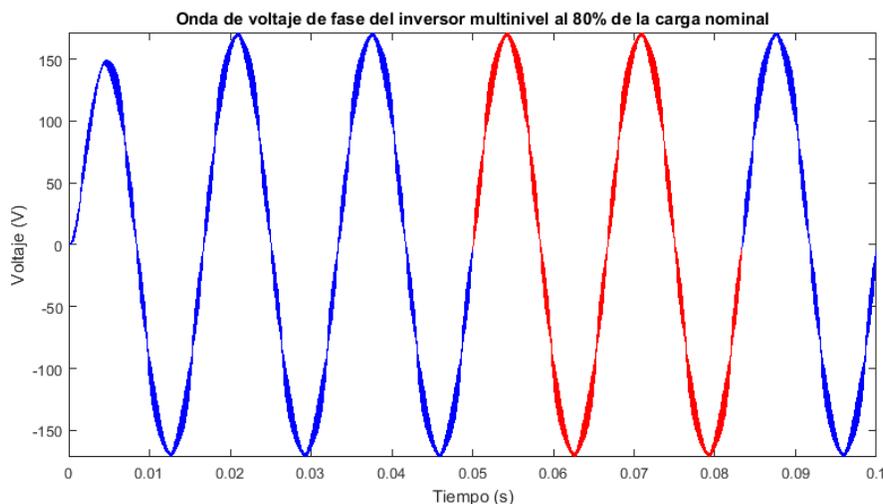


Figura 93. Onda de voltaje de fase del convertidor DC-DC en acople con el inversor multinivel al 80% de la carga nominal. Fuente: autor.

El contenido armónico de esta señal se redujo en comparación con la prueba anterior, pero sigue por encima del obtenido con el convertidor fuente Z el cual para la prueba del 80% de la carga en el voltaje de fase obtuvo un THD de 2.65% mientras que el convertidor DC-DC tuvo un THD de 5.2%, como se muestra en la figura 94.

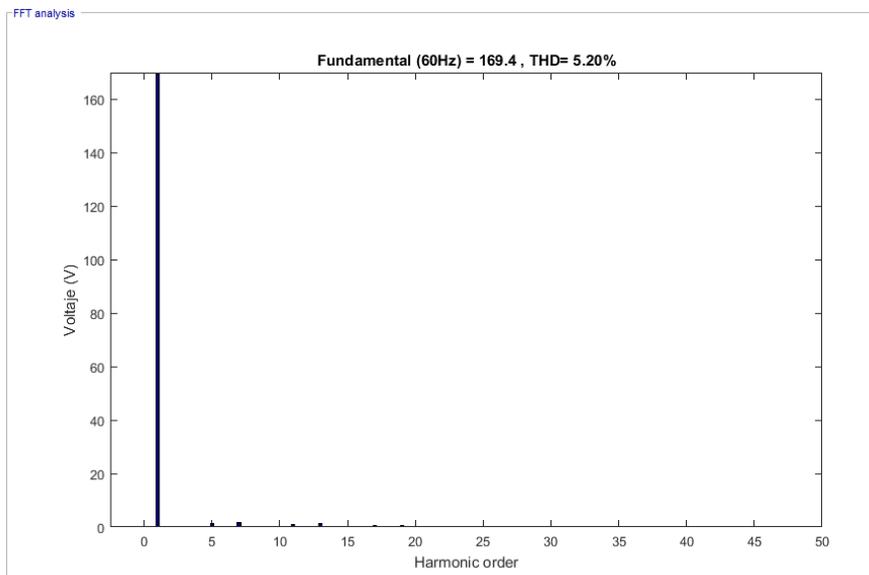


Figura 94. Contenido armónico del voltaje de fase del inversor multinivel al 80% de la carga nominal, se muestra el armónico fundamental completo. Fuente: autor.

Para conocer cuáles son los armónicos que más afectan a la onda de voltaje de fase se realizó el mismo espectro armónico que la figura anterior, con la diferencia que en esta ocasión se muestran los armónicos que afectan a la señal entre los cuales tenemos el armónico 5 y 7, también aparecen el armónico 11 y 13, entre otros como se muestra en la figura 95.

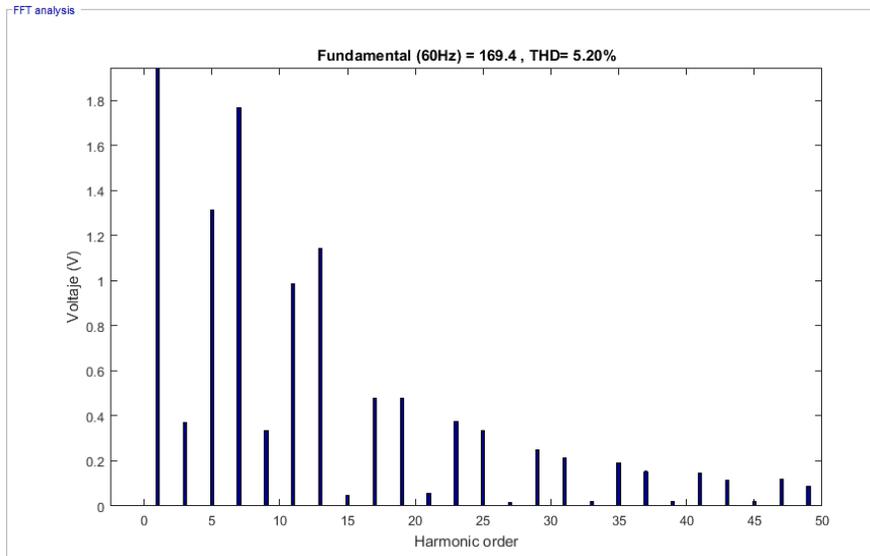


Figura 95. Contenido armónico del voltaje de fase del inversor multinivel al 80% de la carga nominal, se muestra la magnitud de los armónicos que afectan a la señal. Fuente: autor.

Para la señal de voltaje de línea se realizaron las mismas pruebas y en la cual se determinó que el voltaje de línea también se mantuvo cercano a la magnitud de la prueba anterior teniendo así un voltaje de 293.5V AC, la señal de voltaje de línea es mostrada en la figura 96, la cual también se mantiene constante.

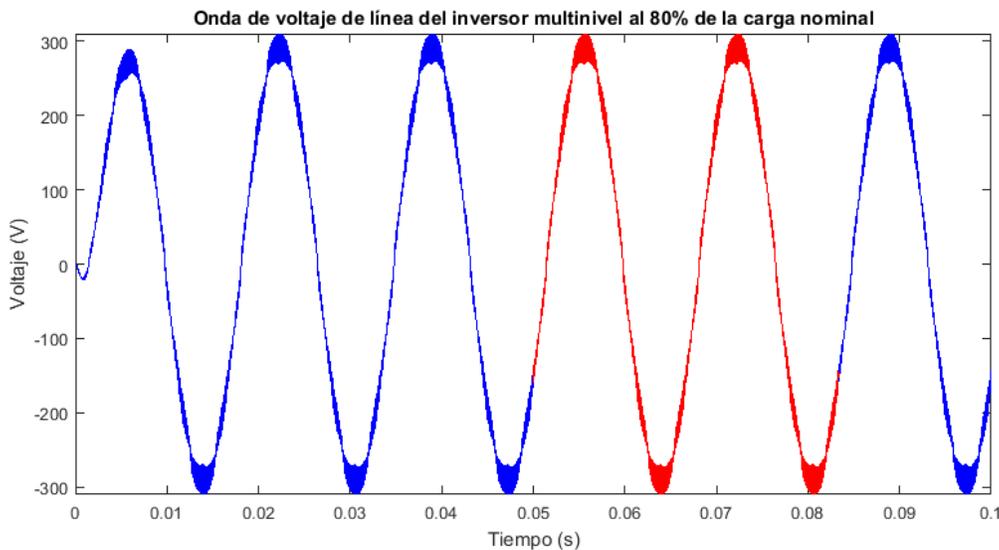


Figura 96. Onda de voltaje de línea del convertidor DC-DC en acople con el inversor multinivel al 80% de la carga nominal. Fuente: autor.

Para esta señal se realizó el análisis de contenido armónico el cual arrojó un THD del 4,21% el cual es mayor al tenido por el convertidor fuente Z en esta prueba el cual fue del 2.94%, pero se redujo en comparación con la prueba al 100% de la carga nominal el cual fue del 4.99% para el voltaje de línea, este contenido armónico es mostrado en la figura 97.

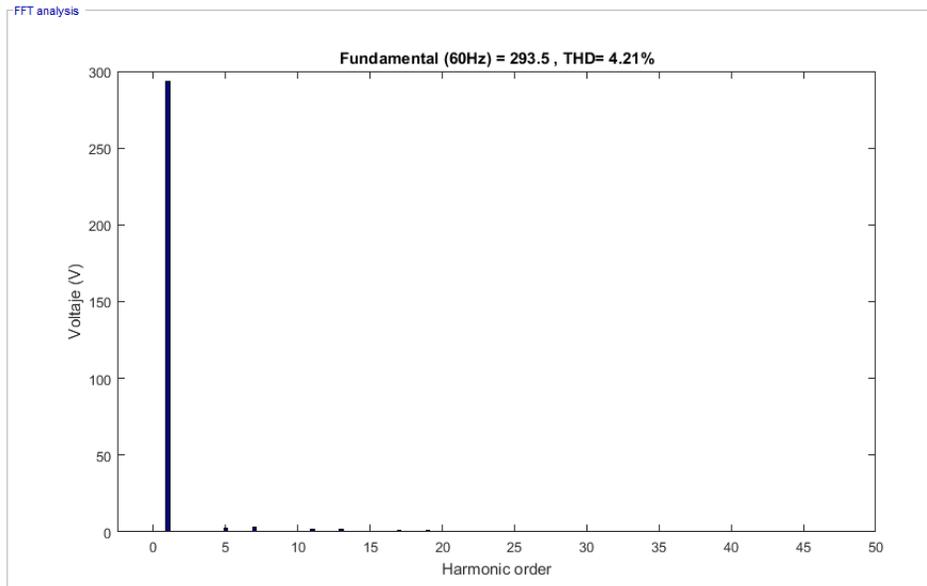


Figura 97. Contenido armónico del voltaje de línea del inversor multinivel al 80% de la carga nominal, se muestra el armónico fundamental completo. Fuente: autor.

En la figura 98 se muestra el mismo espectro armónico que la figura anterior, pero con la diferencia en que en esta figura se tienen la magnitud de los armónicos que afectan a la señal de voltaje de línea entre los que más se destacan se tienen los armónicos 5, 7, 11 y 13 así como algunos otros armónicos.

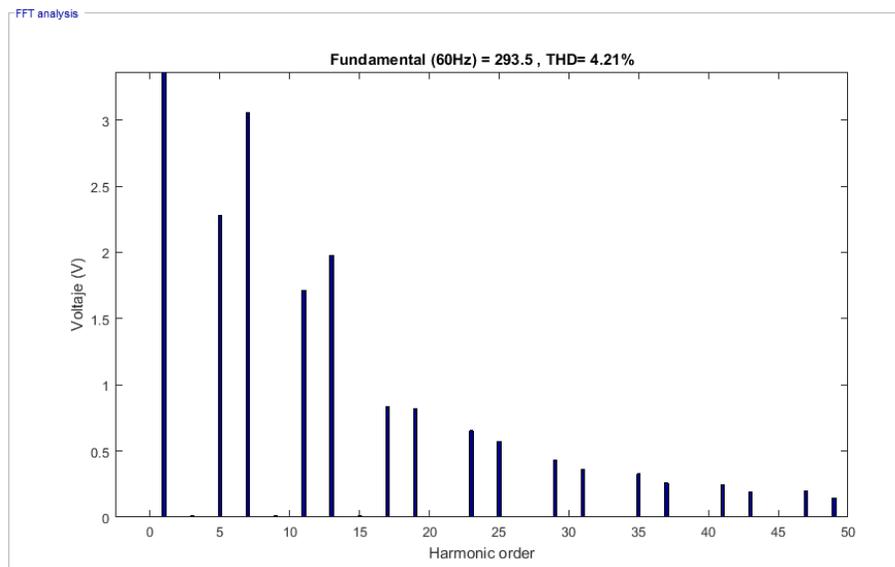


Figura 98. Contenido armónico del voltaje de línea del inversor multinivel al 80% de la carga nominal, se muestra la magnitud de los armónicos que afectan a la señal. Fuente: autor.

En la corriente generada en esta prueba se puede denotar un aumento más significativo que la prueba anterior la se obtuvo una corriente aproximada de 1.2 A, a tener una corriente de 1.5 A, en la figura 99 se muestra la onda de corriente trifásica, obtenida de esta prueba y la cual tiende a mantenerse constante.

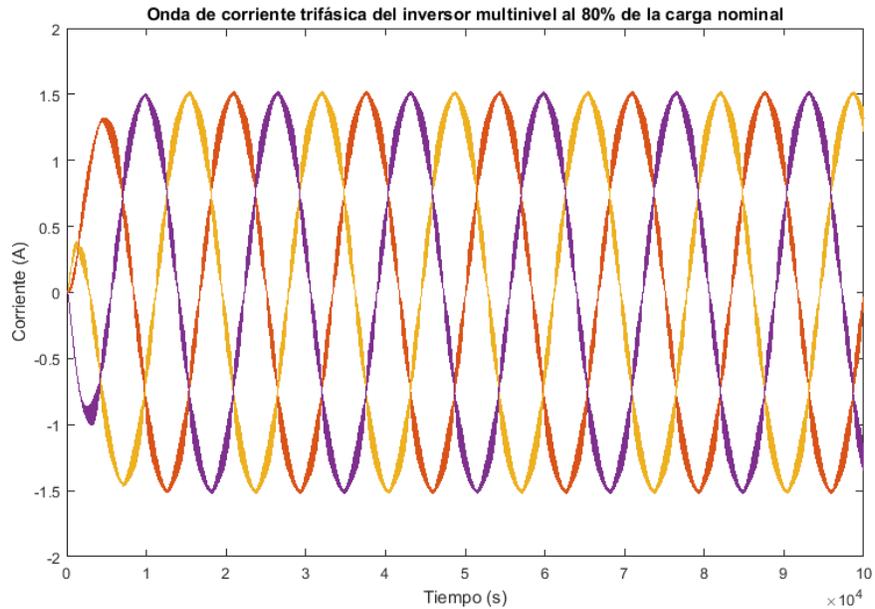


Figura 99. Corriente trifásica del inversor multinivel al 80% de la carga nominal. Fuente: autor.

7.2.3 Tercera prueba al 50% de la carga (70.5 Ω)

En esta prueba se redujo aún más la carga nominal hasta llegar a 70.5 Ω que es el 50% de esta carga, para conocer el comportamiento del convertidor DC-DC a carga reducida, en primera instancia se revisara el comportamiento de la onda de voltaje de fase la cual genero un voltaje de 167.4V AC el cual es un poco menor al de la prueba del 100% de la carga que fue de 169.9V AC, en la figura 100 se muestra la onda de voltaje de fase de esta prueba.

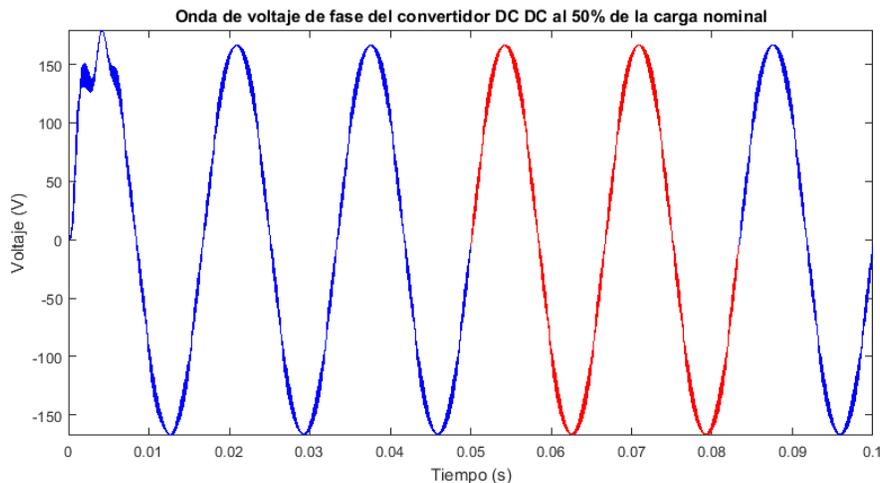


Figura 100. Onda de voltaje de fase del convertidor DC-DC en acople con el inversor multinivel al 50% de la carga nominal. Fuente: autor.

En el análisis del contenido armónico se realizó igual que en las pruebas anteriores, se estudió los armónicos que se generaron en esta onda, lo cual generaron un THD del 3.33% menor al de la prueba del 80% de la carga que fue del 5.20%, en la figura 101 se muestra el espectro armónico de la onda de voltaje de fase de esta prueba.

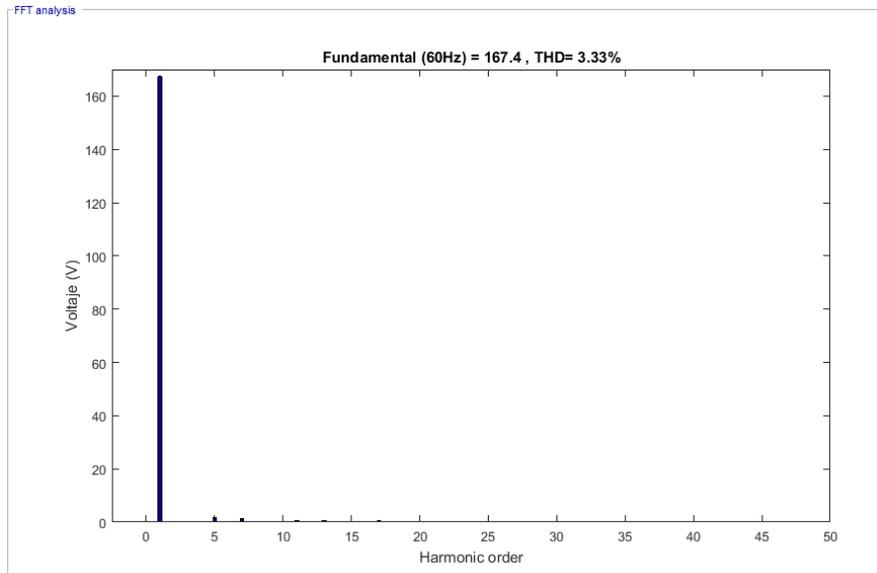


Figura 101. Contenido armónico del voltaje de fase del inversor multinivel al 50% de la carga nominal, se muestra el armónico fundamental completo. Fuente: autor.

Para conocer cuáles son los armónicos que afectan a esta onda se muestra en la figura 102, en la que se observa los armónicos que más afectan a esta onda, en los cuales los que más afectan son los armónicos 5, 7 y 11 entre otros armónicos.

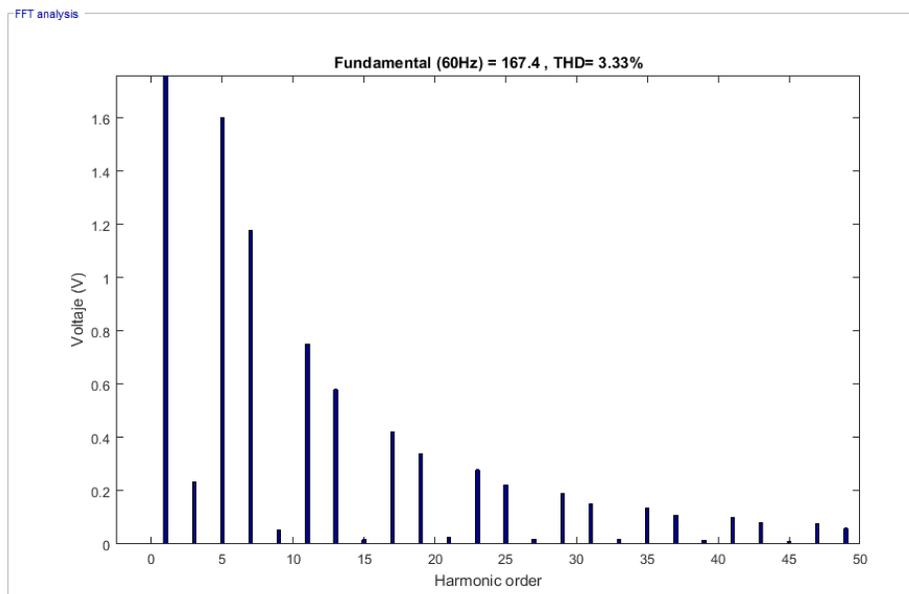


Figura 102. Contenido armónico del voltaje de fase del inversor multinivel al 50% de la carga nominal, se muestra la magnitud de los armónicos que afectan a la señal. Fuente: autor.

Para la onda de voltaje de línea se realizó el estudio de la señal en la cual el voltaje generado en esta prueba fue de 289.9 V AC mayor al de la prueba anterior que fue de 293.4 V AC, al igual que las anteriores pruebas la señal se mantiene bastante estable sin mucha variación, como se muestra en la figura 103.

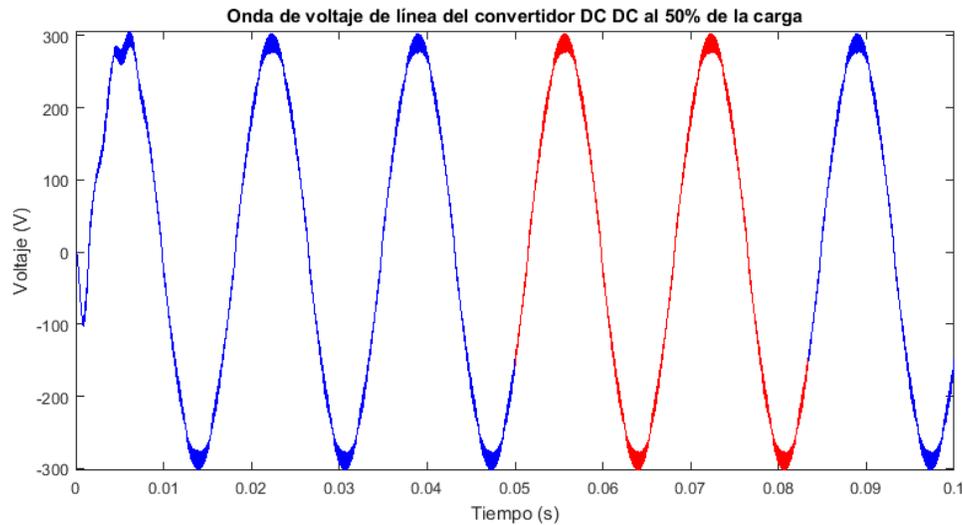


Figura 103. Onda de voltaje de línea del convertidor DC-DC en acople con el inversor multinivel al 50% de la carga nominal. Fuente: autor.

análisis de armónicos de esta onda se muestra en la figura 104, en la cual se muestra el contenido armónico generado por esta señal, el THD generado fue de 2.73% menor al de la onda de línea de la prueba anterior, con esto se puede comprobar que el contenido armónico se reduce al disminuir la carga.

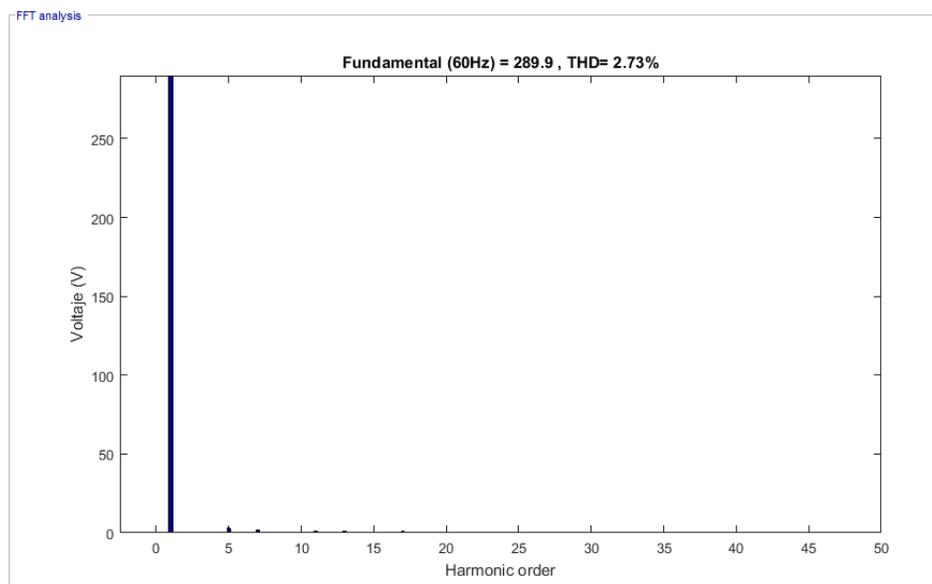


Figura 104. Contenido armónico del voltaje de línea del inversor multinivel al 50% de la carga nominal, se muestra el armónico fundamental completo. Fuente: autor.

Para conocer cuáles son los armónicos de mayor magnitud que afectan a dicha onda se realizó a la gráfica anterior un zoom para conocer estos armónicos entre los cuales encontramos de mayor magnitud el armónico 5, 7, 11 entre otros de menor magnitud pero que también afectan a dicha onda de voltaje de línea, en la figura 105 se muestran estos armónicos.

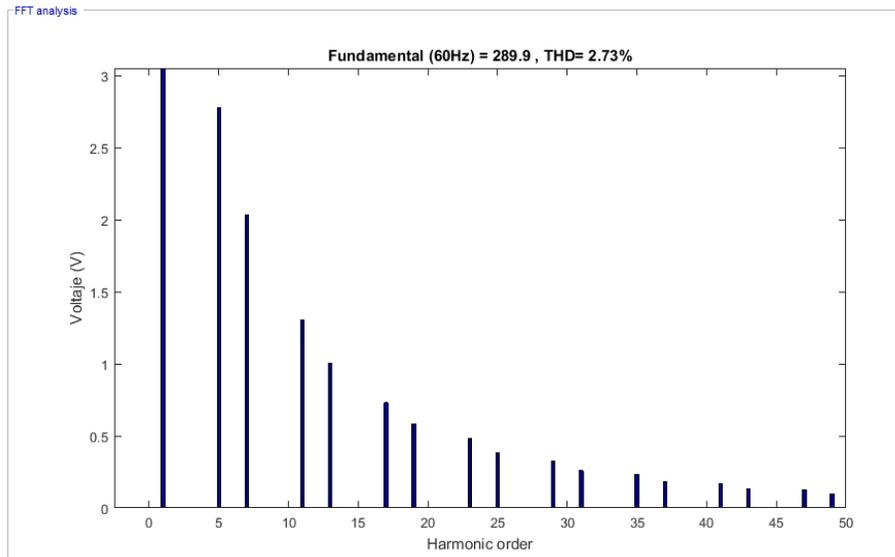


Figura 105. Contenido armónico del voltaje de línea del inversor multinivel al 50% de la carga nominal, se muestra la magnitud de los armónicos que afectan a la señal. Fuente: autor.

Para la corriente trifásica generada en esta prueba se realizó su análisis en el cual nos pudimos dar cuenta que con respecto a la prueba anterior la corriente aumento a 2.3 A un aumento significativo ya que en la prueba anterior se tuvo una corriente de 1.2 A, esta onda de corriente se puede visualizar en la figura 106.

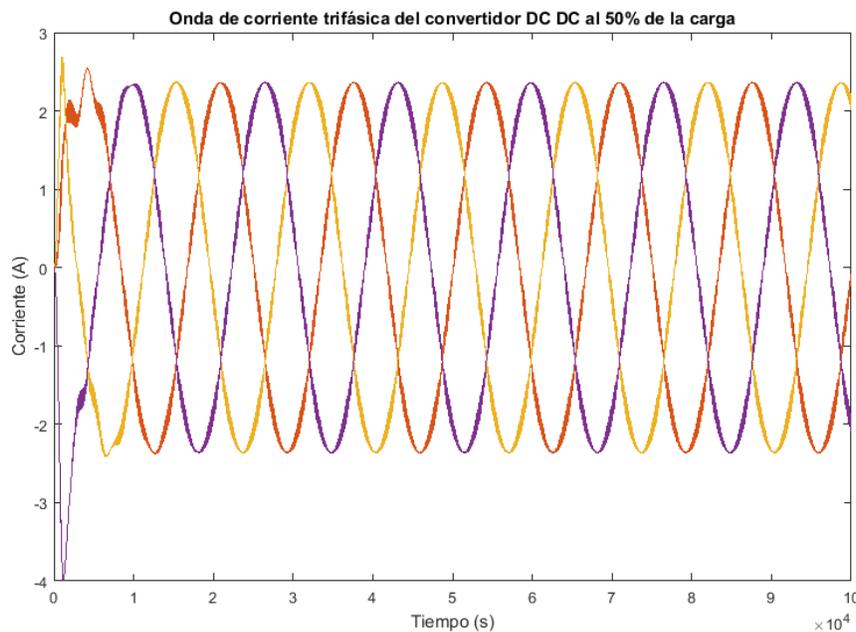


Figura 106. Corriente trifásica del inversor multinivel al 50% de la carga nominal. Fuente: autor.

7.2.4 Cuarta prueba, al 200% de la carga nominal (282 Ω)

Para la cuarta prueba se aumentó la carga nominal al doble (282 Ω) con lo que se tuvo una reducción en el voltaje de fase el cual fue de 170.3 V AC con respecto a la prueba del 100% de la carga que fue de 169.9 V AC pero a diferencia de la esta onda, la generada al 200% de la carga presenta un aumento significativo en el contenido armónico el cual se estudiara más adelante, la onda, en la figura 107 se puede observar la forma de onda de voltaje de fase generado en esta prueba.

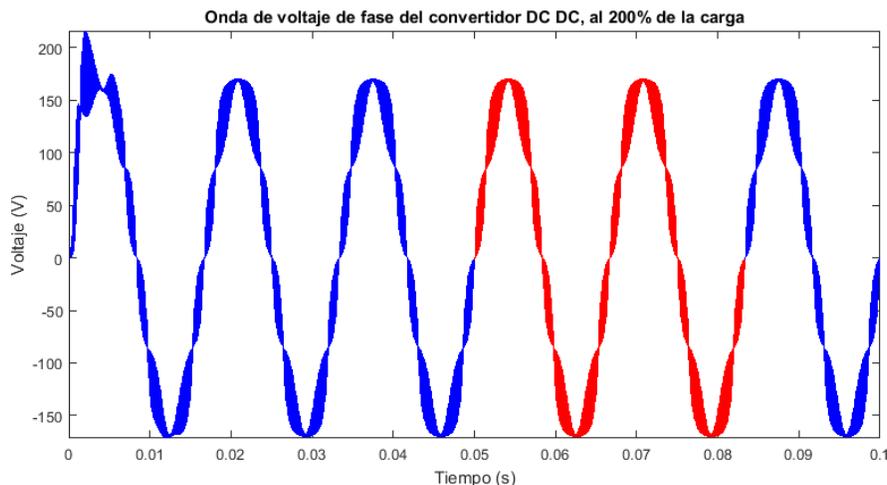


Figura 107. Onda de voltaje de fase del convertidor DC-DC en acople con el inversor multinivel al 200% de la carga nominal. Fuente: autor.

Para el estudio de contenido armónico se muestra en la figura 108 en la cual se puede observar un aumento bastante significativo del THD de 10.72% mucho mayor al generado con la carga al 100% el cual genero un THD de 6.23%, caso contrario con lo que sucede con el convertidor fuente Z en la cual el THD generado al 200% de la carga fue de 1.74%.

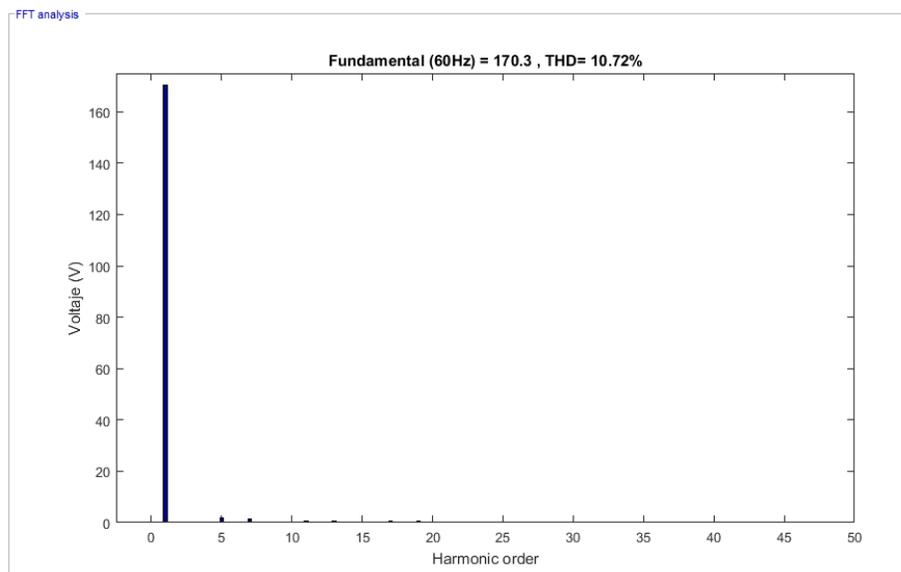


Figura 108. Contenido armónico del voltaje de fase del inversor multinivel al 200% de la carga nominal, se muestra el armónico fundamental completo. Fuente: autor.

Para conocer cuales armónicos son los que afectan a la onda de voltaje de fase de esta prueba se graficó el contenido armónico con énfasis en los armónicos que afectan a dicha onda, en la figura 109 se muestra los armónicos que a esta afectan entre los cuales se tienen los armónicos 5,7,11 entre otros armónicos.

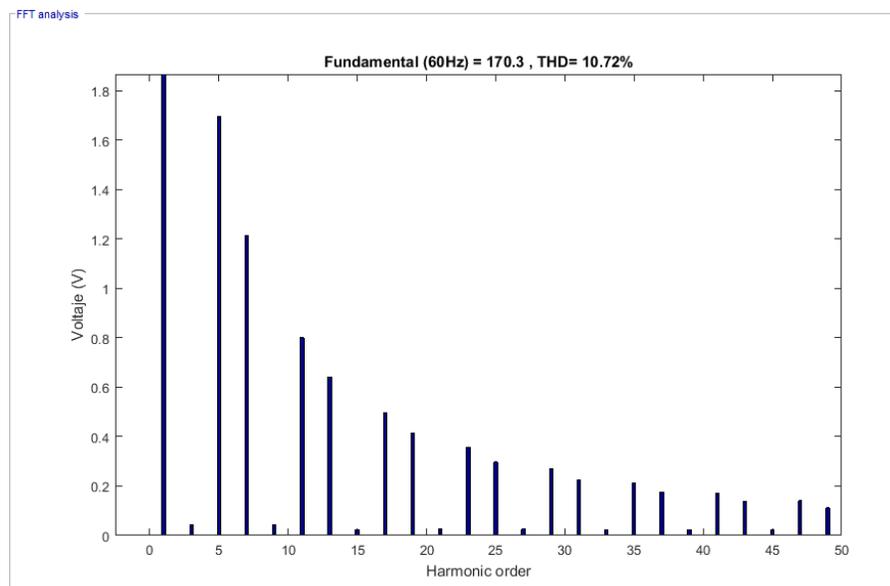


Figura 109 . Contenido armónico del voltaje de fase del inversor multinivel al 200% de la carga nominal, se muestra la magnitud de los armónicos que afectan a la señal. Fuente: autor.

Para la onda de voltaje de línea se realizó el estudio en el cual se muestra el comportamiento de la señal el cual es bastante constante, pero con mayor distorsión que en la prueba del 100% de la carga, esta onda arrojo un voltaje de 295 V AC, en la figura 110 se muestra la señal de voltaje de línea.

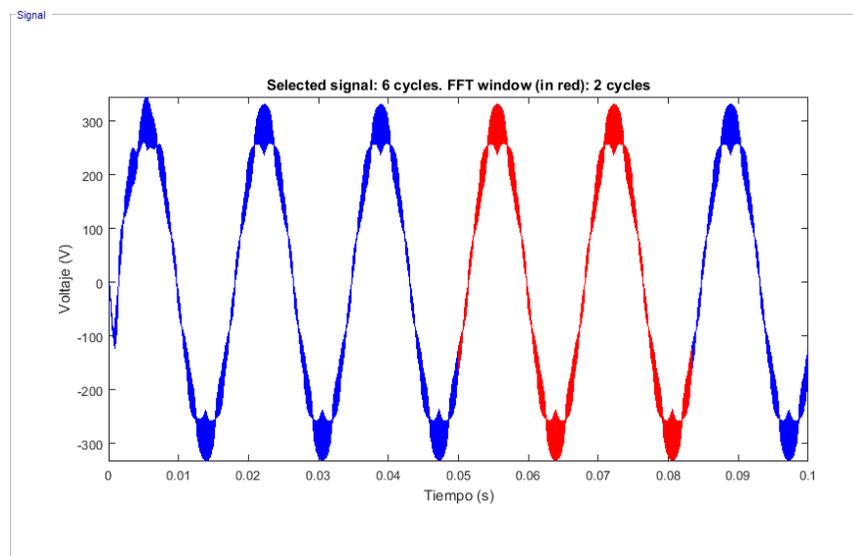


Figura 110. Onda de voltaje de línea del convertidor DC-DC en acople con el inversor multinivel al 200% de la carga nominal. Fuente: autor.

El análisis de contenido armónico de esta onda aumento con respecto al generado por el convertidor fuente Z siendo este THD de 1.87% mientras que en esta onda el THD generado es del 8.42%, con esto se demuestra que el convertidor fuente Z tiende a generar menor cantidad de armónicos que el convertidor DC-DC elevador, en la figura 111 se muestra el espectro armónico generado en esta onda de voltaje de línea

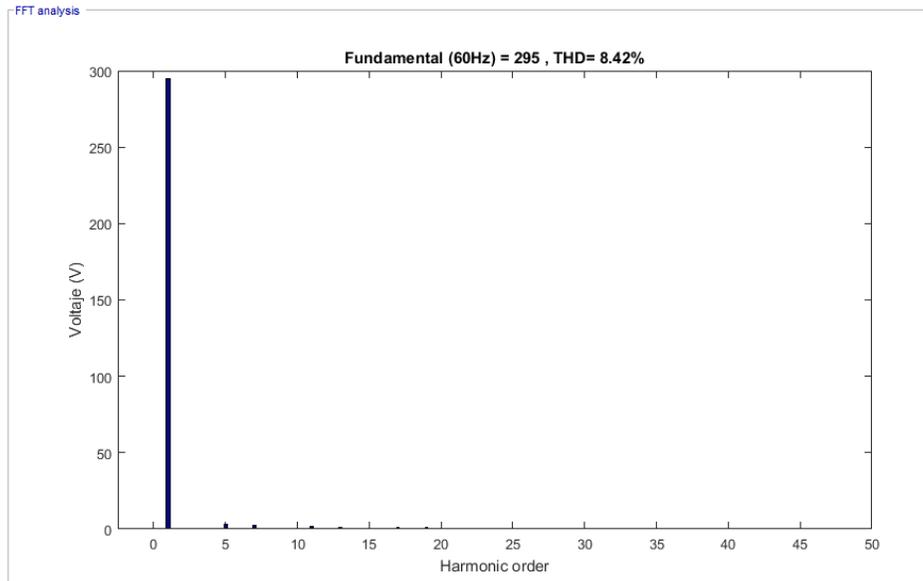


Figura 111. Contenido armónico del voltaje de línea del inversor multinivel al 200% de la carga nominal, se muestra el armónico fundamental completo. Fuente: autor.

En la figura 112 se genera el mismo espectro armónico que la figura anterior, con la diferencia en que en esta se muestran las magnitudes de algunos armónicos que afectan a la onda entre los de mayor magnitud se encuentran el armónico 5,7,11 entre otros.

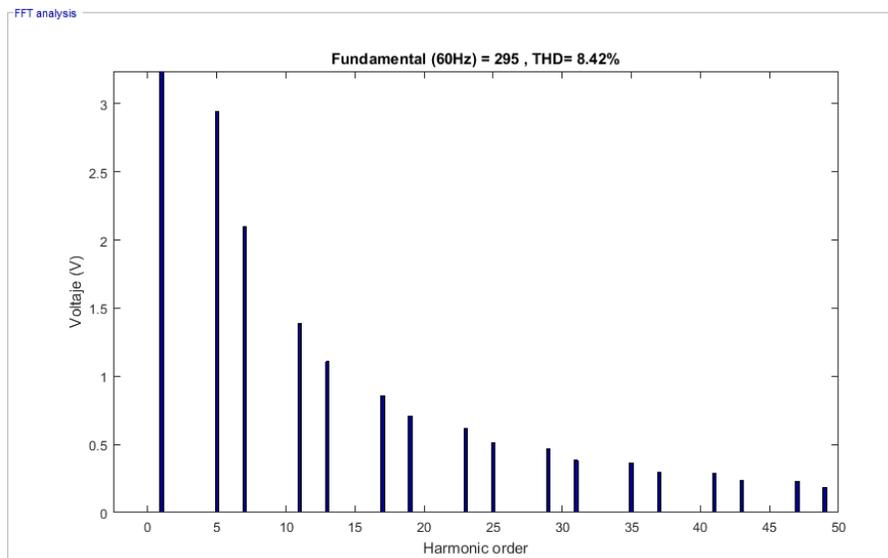


Figura 112. Contenido armónico del voltaje de línea del inversor multinivel al 200% de la carga nominal, se muestra la magnitud de los armónicos que afectan a la señal. Fuente: autor.

En la señal de corriente trifásica del inversor multinivel al 200% de la carga se notó una reducción en su amplitud siendo esta corriente aproximadamente 0.6 A, muy parecido al del convertidor fuente Z que fue de 0.5 A en la prueba del 200% de la carga y al igual que en las otras pruebas esta onda de corriente permanece constante, en la figura 113 se muestra esta señal de corriente trifásica

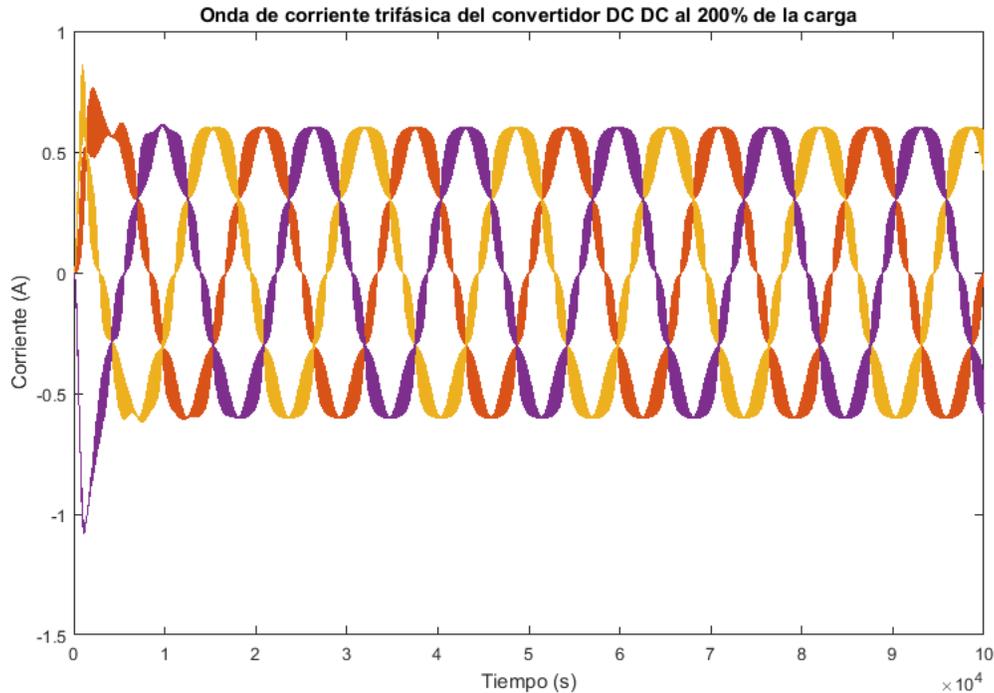


Figura 113. Corriente trifásica del inversor multinivel al 200% de la carga nominal. Fuente: autor.

7.3 Tabla comparativa de las pruebas realizadas.

A continuación, se realiza una tabla de comparación en la cual se desea relacionar los datos obtenidos en las pruebas realizadas y así obtener las posibles diferencias que se presentan entre el convertidor fuente Z y un convertidor DC-DC elevador convencional, entre los datos obtenidos se tuvo en cuenta los valores de voltaje de fase, de línea, el contenido armónico para cada uno de estos y a corriente producida, esto para cada uno de los convertidores antes mencionados.

Con carga al 100%	Convertidor fuente Z	Convertidor DC-DC elevador	Diferencia
Voltaje de fase	154.1 V	169.9 V	-15.8
THD del voltaje de fase	1.99%	6.23 %	4.24
Voltaje de línea	226.2 V	294.3 V	-68.1
THD del voltaje de línea	2.14%	4.99 %	2.85
Corriente	1.1 A	1.2 A	-0.1
Con carga al 80%	Convertidor fuente Z	Convertidor DC-DC elevador	
Voltaje de fase	144.3 V	169.4 V	-25.1
THD del voltaje de fase	2.65 %	5.20 %	2.55
Voltaje de línea	249 V	293.5 V	-44.5
THD del voltaje de línea	2.94 %	4.21 %	1.27
Corriente	1.4 A	1.5 A	-0.1

Con carga al 50%	Convertidor fuente Z	Convertidor DC-DC elevador	
Voltaje de fase	133.1 V	167.4 V	-43.3
THD del voltaje de fase	3.52 %	3.33 %	-0.19
Voltaje de línea	229.1 V	289.9 V	-60.8
THD del voltaje de línea	3.96 %	2.73 %	-1.23
Corriente	1.9 A	2.3 A	-0.4
Con carga al 200%	Convertidor fuente Z	Convertidor DC-DC elevador	
Voltaje de fase	158.1 V	170.3 V	-12.2
THD del voltaje de fase	1.79 %	10.72 %	8.93
Voltaje de línea	273.4 V	295 V	-21.6
THD del voltaje de línea	1.87 %	8.42 %	6.55
Corriente	0.5 A	0.6 A	-0.1

Nota: los valores negativos en la columna de diferencia representan las desventajas del convertidor fuente Z frente al convertidor DC-DC elevador y los positivos representan las ventajas.

7.4 Prueba con carga RL para convertidor fuente Z.

$$\Theta = \tan^{-1} \left(\frac{X}{R_L} \right) \quad \text{EC 103}$$

$$x = \omega L \quad \text{EC 104}$$

$$x = 2\pi f L$$

$\cos \theta = 0.85$ para cargas inductivas

$$0.85 = \cos \left(\tan^{-1} \left(\frac{2\pi f L}{R_L} \right) \right)$$

$$L = \frac{R_L}{2\pi f} \tan(\cos^{-1}(0.85)) \quad \text{EC 105}$$

Para la carga resistiva R_L se tomo la calculada en las pruebas anteriores la cual fue de 141 Ω teniendo estos valores se calcula la carga inductiva

$$L = \frac{141}{2\pi(60)} \tan(\cos^{-1}(0.85)) = 0.2318 \text{ H}$$

$$L = 0.2318 \text{ H}$$

Con estos valores se procede a realizar la simulación del sistema de convertidor fuente Z en acople con el inversor multinivel con carga RL la cual se asemeja más a las cargas que se encuentran en la realidad, en su mayoría de motores o cargas que aporten inductancia al sistema para la prueba en de Matlab se decidió variar la carga inductiva para obtener una mejor señal de voltaje de salida y poderla comparar con la prueba de carga puramente resistiva.

En la figura 114 se puede apreciar el comportamiento del convertidor fuente Z en acople con el inversor multinivel en presencia de una carga RL en la cual se puede observar una disminución en la magnitud de voltaje de 154.1 V con solo carga resistiva a 148.7 V con carga RL.

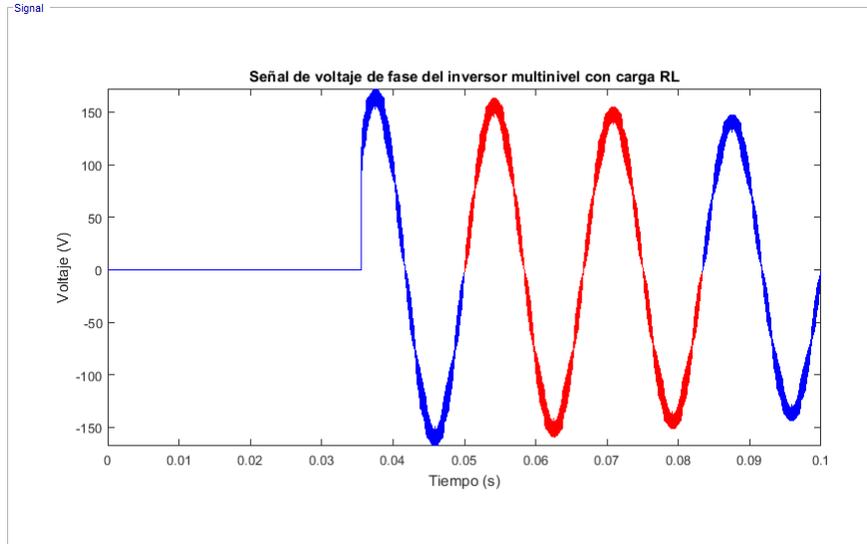


Figura 114. Forma de onda de voltaje de fase del inversor multinivel con carga RL. Fuente: autor.

A esta onda de voltaje de fase se le realizó un análisis de espectro armónico en el cual nos arrojó como resultado un THD del 2.32% mayor al de la prueba con carga resistiva el cual fue de 1.99% como era de esperar, en la figura 115 se muestra el espectro armónico de dicha señal de voltaje.

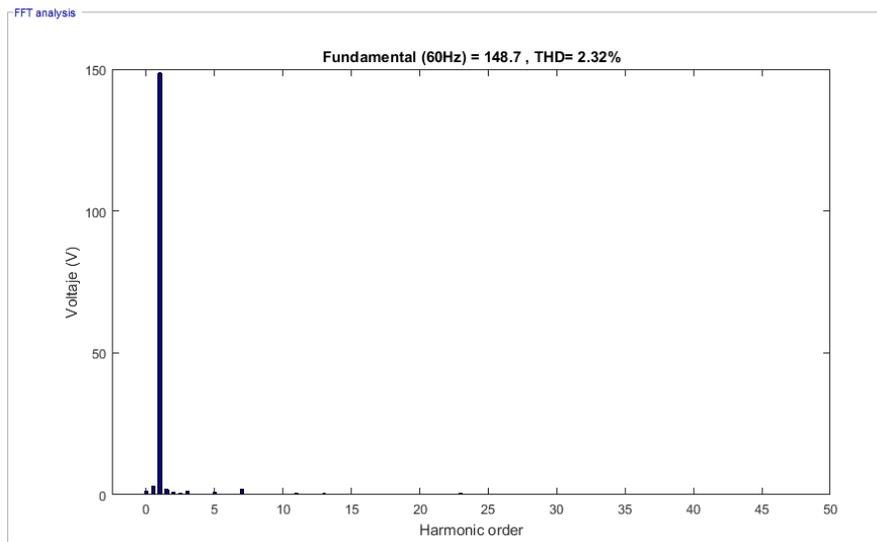


Figura 115. Forma de onda del voltaje de fase del inversor multinivel con carga RL. Fuente: autor.

Así mismo se realizó la prueba para el voltaje de línea en el cual se pudo conocer el comportamiento del convertidor fuente Z en presencia de esta carga RL la cual nos entregó un voltaje de 256.6 V menor al voltaje entregado en la prueba de carga resistiva el cual fue de 266.2 V en la figura 116 se muestra la onda de voltaje de línea de esta prueba.

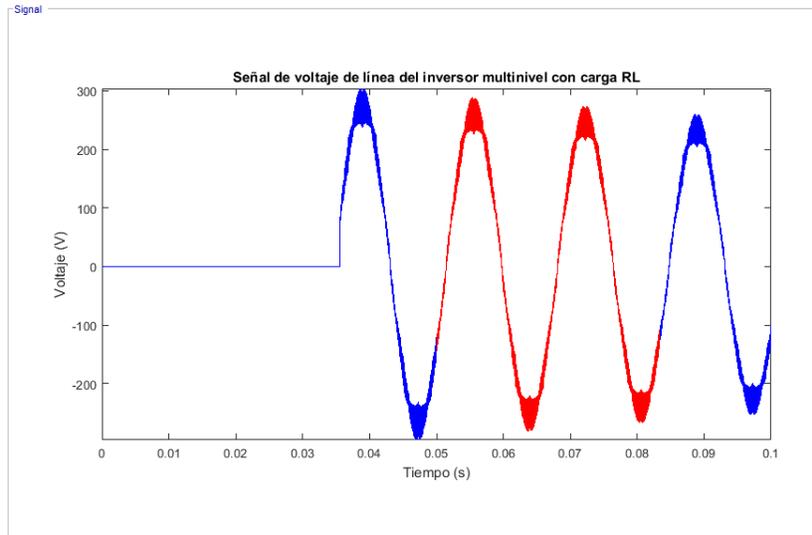


Figura 116. Forma de onda de voltaje de fase del inversor multinivel con carga RL. Fuente: autor.

Al igual que las pruebas anteriores a esta onda se realizó el análisis FFT en el cual nos arrojó un contenido armónico de 2.56% de THD mayor al obtenido con la carga resistiva el cual fue de 2.14%, en la figura 117 se puede observar el espectro armónico de a onda de voltaje de línea.

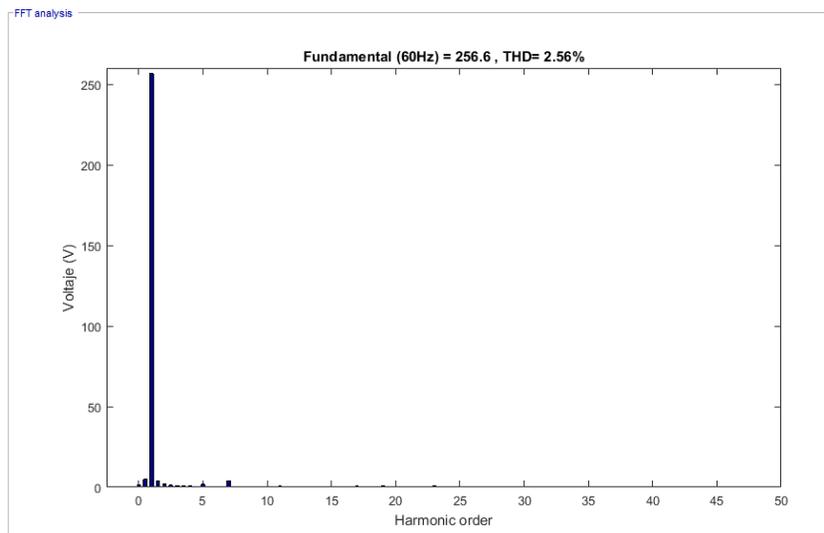


Figura 117. Forma de onda del voltaje de línea del inversor multinivel con carga RL. Fuente: autor.

7.4.1 Tabla comparativa entre la prueba con carga R y la prueba con carga RL

	Con carga R	Con carga RL	Diferencias
Voltaje de fase	154.1 V	148.7 V	5.4 V
THD del voltaje de fase	1.99%	2.32%	0.33%
Voltaje de Línea	266.2 V	2556.6 V	10.6 V
THD del voltaje de línea	2.14%	2.56%	0.42%

RESULTADOS

Al realizar las pruebas con carga se puede notar que las formas de la onda de voltaje del inversor multinivel en acople con el convertidor fuente Z varia con respecto a la carga aplicada, como se puede ver en las pruebas con el 100% de la carga y el 80% de la carga en las cuales el voltaje vario de 154.1 V al 100% a 144.3V al 80%, esto en el voltaje de fase, de igual forma sucede con el voltaje de línea.

Al momento de realizar las pruebas con carga y al aumentar dicha carga el inversor multinivel se comporta de manera tal que: el voltaje aumenta, la corriente tiende a disminuir, pero el contenido armónico tiende a disminuir como se observa entre las pruebas del 100% de la carga y el 200% de la carga en las cuales el contenido armónico vario de 2.14% a 1.87%.

En relación con el convertidor DC-DC elevador su comportamiento es un poco diferente al del inversor multinivel puesto que este logra mantener los niveles de voltaje de línea de su forma de onda un poco más estable a diferencia del convertidor fuente Z como se muestra en la prueba de 100% y el 50% de la carga en el cual el convertidor fuente Z obtuvo un voltaje de 226.2V y 229.1V respectivamente, mientras que el convertidor DC-DC elevador mantuvo el voltaje en 294.3V y 293.5V respectivamente.

Como era de esperar en presencia de carga el convertidor DC-DC tiene una mejor regulación, pero la ventaja del convertidor fuente Z frente a este es que tiene un menor contenido armónico en cada una de la pruebas, un factor muy importante al momento de hablar de calidad de la energía, esto debido a que el tiempo de carga de los capacitores es muy pequeña gracias a la frecuencia de swicheo del inversor multinivel además de que el convertidor fuente Z no requiere una señal de control como el que se utiliza en los convertidores DC-DC de fuente conmutada en cual en su transistor de conmutación requiere una señal de control a la misma frecuencia de conmutación del inversor multinivel.

RECOMENDACIONES

Se recomienda la continuación de este proyecto de investigación, con la implementación del mismo, en el inversor multinivel que se encuentra en la Universidad de Pamplona, con lo cual se podrá comprobar físicamente si es viable o no este sistema, además de conocer con valores reales en que cantidad puede este convertidor fuente Z mitigar los armónicos del sistema.

Adicional a la recomendación anterior se puede agregar al sistema de convertidor fuente Z una prueba con campo electromagnético para corroborar lo escrito en la teoría el cual indica que este convertidor es capaz de proteger contra el ruido EMI producido por el campo electromagnético y así salvaguardar tanto a la fuente de voltaje como al inversor multinivel.

CONCLUSIONES

Gracias a la revisión del marco teórico se estipuló que el convertidor DC-DC a utilizar en este proyecto fue el convertidor fuente Z ya que mejora la calidad de la energía a través de su sistema y además de su fácil funcionalidad y montaje, además de que este convertidor utiliza la misma topología para funcionar como elevador o reductor dependiendo la necesidad que se desee cubrir.

Otra característica por la cual se eligió el convertidor fuente Z es porque este sistema tiene la ventaja de proteger a los inversores en su sistema de conmutación de cualquier cortocircuito producido por el ruido de interferencia electromagnética o sus siglas en inglés (EMI) esto debido a que al producirse tal cortocircuito este envés de cortocircuitar la fuente de DC y producir un daño irreparable lo que hace es conectar los condensadores para que estos se carguen al momento de producirse el cortocircuito.

Para la topología de inversor multinivel de fuente común se eligió principal mente por que en nuestra Universidad de Pamplona se encuentra un prototipo de este, con lo cual para futuras trabajos realizar dicho montaje y comprobar su funcionalidad real. La segunda razón es que esta topología es la que mejor se adapta a los convertidores fuente Z ya que solo contienen una entrada de voltaje lo que facilita su conexión al convertidor fuente Z, lo que no sucede con las otras topologías de inversor multinivel revisadas en el marco teórico.

En el diseño del convertidor fuente Z se tomó como referencia la forma que se encontró en la revisión del marco teórico, de esto se tuvieron en cuenta los parámetros con los que trabaja el inversor multinivel partiendo de estos datos se realizaron los cálculos pertinentes contenidos en el capítulo 2 de este libro.

Los cálculos realizados para el convertidor fuente Z fueron basados en la teoría antes consultada en la cual se especifica los datos necesarios para realizar los cálculos de capacitancia e inductancia requeridos para el convertidor fuente Z para trabajar como elevador, teniendo en cuenta que el más importante de ellos es la frecuencia con la que trabajara el inversor multinivel ya que esto nos permite conocer a que frecuencia se cargaran los condensadores del convertidor fuente Z para que no haya problemas de rizado en la señal de salida de dicho convertidor.

El diseño del inversor multinivel fue basado en la en su mayor parte en el artículo publicado por el M.Sc Luis David Pabón Fernández [31], que con su aprobación fue simulado en Matlab siendo este modificado en algunos aspectos como lo es el sistema de control el cual se utilizó un control el cual emplea una comparación de señales triangulares con una sinusoidal para generar los pulsos que activaran los swiches necesarios para generar la onda de señal escalonada típica del inversor multinivel.

En la simulación realizada del convertidor fuente Z a través de SimuLink se presentaron algunos inconvenientes, pero dichos problemas fueron todo por causa del manejo del programa puesto que después de algunas tutorías con mi director de trabajo de grado se pudieron solucionar y se consiguió lo que se esperaba lo cual era obtener una señal estable en la salida del convertidor fuente Z como es mostrado en a figura 31.

Al simular el convertidor fuente Z en acople con el inversor multinivel se también presentó un problema el cual fue que el voltaje entregado por el inversor multinivel no fue el esperado ya que presento una reducción bastante drástica al momento de conectar la carga nominal por lo que se optó por modificar el valor de capacitancia para aumentar la señal de rizado de la onda de voltaje así obteniendo el voltaje aproximado esperado a la salida del inversor multinivel.

Una de las ventajas que presenta el convertidor fuente Z en comparación con el convertidor DC-DC elevador es que no requiere cambiar su configuración para cambiar su funcionamiento, el convertidor fuente Z solo requiere modificar los cálculos para cambiar su configuración de elevador o reductor dependiendo de cómo se desee utilizar, esto facilita su implementación y fácil manejo.

Otra de las ventajas del convertidor fuente Z, frente al convertidor convencionales DC-DC es que este convertidor no requiere ningún tipo de sistema de control en su circuito, ya que utiliza solo componentes pasivos (inductores, capacitores y un diodo) lo que permite una mayor simplicidad en su sistema, además de que el sistema de control utilizado en los convertidores DC-DC convencionales puede generar problemas de calidad de la energía como lo es el ruido y aumento del contenido armónico como se muestra en las pruebas realizadas con carga en las cuales se obtuvo un contenido armónico de 6.23% con carga al 100%, 5.20% con carga al 80%, 3.33% con carga a 50% y 10.72% con carga al 200%, en algunos casos sobrepasando el limite permisible que es del 5% de THD.

BIBLIOGRAFÍA

- [1] v. martinez, «convertidores cd-cd,» *udla puebla*, vol. 1, nº 2, pp. 1-10.
- [2] j. d. aguilar peña, «convertidores cd-cd,» 12 junio 1993. [en línea]. available: <http://blog.artegijon.com/toni/files/2007/11/tema-9.pdf>. [último acceso: 27 junio 2017].
- [3] a. neriz bellido, «escuela técnica superior ingeniería universitat rovíra,» junio 2004. [en línea]. available: decea.urv.cat/public/propostes/pub/pdf/422pub.pdf. [último acceso: 29 junio 2017].
- [4] n. powers, «arrow electronics,» tipos de convertidores, interruptores de cc/cc, 22 julio 2015. [en línea]. available: <https://www.arrow.com/es-mx/research-and-events/articles/types-of-switching-dc-dc-converters>. [último acceso: 4 julio 2017].
- [5] . r. colomo ibáñez , «convertidor dc/dc reductor (buck) con control de corriente y de tensión,» escuela técnica superior de ingenieros industriales y de telecomunicación, 1 septiembre 2013. [en línea]. available: http://academica-e.unavarra.es/xmlui/bitstream/handle/2454/9624/tfm_robertocolomo.pdf?sequence=7&isallowed=y. [último acceso: 27 junio 2017].
- [6] . j. cortés fuster, «convertidor dc/dc elevador (boost),» universitat politècnica de valència. escuela politécnica superior de alcoy - escola politècnica superior d'alcoi , 8 septiembre 2016. [en línea]. available: <http://hdl.handle.net/10251/69052>. [último acceso: 27 junio 2017].
- [7] f. f. valderrama, h. moreno c. y h. m. vega, «academica-e,» agosto 2011. [en línea]. available: <https://academica-e.unavarra.es/handle/2454/10048>. [último acceso: 29 junio 2017].
- [8] e. ballester y r. piqué, *electronica de potencia, principios fundamentales y estructuras básicas*, barcelona: marcombo s.a., 2011.
- [9] t. m. u. a. w. p. r. ned mohan, «conversión forward,» de *power electronics*, willey, 2003, p. 311–315.
- [10] universidad de valencia, «análisis de convertidores forward, push-pull, full-bridge, half-bridge, y flyback,» de *sistemas electrónicos de alimentación*, valencia, i.t.t.(s.e), p. tema 4.
- [11] m. á. s. v. f. j. r. jesús ureña ureña, «chapter 6,» de *electrónica de potencia*, servicio de publicaciones uah, 1999, p. 6.17–6.26.
- [12] a. a. bretón schuwirth, «diseño y construcción de un inversor trifásico multinivel de cuatro etapas para compensación armónica y de reactivos,» santiago de chile, 2003.
- [13] y. zhang, j. liu, x. li, x. ma, s. zhou, h. wang y y.-f. liu, «an improved pwm strategy for z-source inverter with maximum boost capability and minimum switching frequency,» *iee*, nº 1032, p. 22, 2016.

- [14] ç. pekuz, «theoretical analysis of z-source dc/dc converter,» de *z-source, full bridge dc/dc converter*, school of natural and applied sciences of middle east technical university, electrical and electronics engineering, 2010, p. 170.
- [15] z. p. fang, «z-source inverter,» *ieee transactions on industry applications*, vol. 39, n° 2, pp. 504-510, 2003.
- [16] m. h. rashid, «convertidores cd-cd,» de *electrónica de potencia, circuitos, dispositivos y aplicaciones tercera edición*, florida, prentice hall mexico, 2005, pp. 166-217.
- [17] m. mahmooda, «design of z-source inverter for voltage boost application,» *international journal of innovative research in electrical, electronics, instrumentation and control engineering*, vol. 4, n° 2, pp. 1-5, 2016.
- [18] k. t. lakhmi, r. ch. y p. r., «z - source multi level inverter based pv generation system,» *journal of engineering research and applications* , vol. iv, n° 9, p. 5, 2014.
- [19] f. boaf effah, p. wheeler, j. clare y a. watson , «space-vector-modulated three-level inverters,» *ieee transactions on power electronics*, vol. 28, n° 6, p. 10, 2013.
- [20] k. surya suresh , m. vishnu prasad , d. adithya kumar y v. gopilatha , «simulation and analysis of novel cascaded z source inverter,» *international journal of advances in engineering & technology (ijaet)*, vol. 5, n° 2, pp. 207-215, 2013.
- [21] a. kumar t y k. c, «z-source based multi level inverter,» *international journal of engineering research & technology (ijert)*, vol. 2, n° 5, pp. 2278-0181, 2013.
- [22] p. k. a. y v. b., «z-source cascaded multilevel inverter fed im for selective harmonic minimization & thd reduction with pv cell input,» *international journal of scientific engineering and research (ijsr)*, vol. 2, n° 4, pp. 38-43, 2014.
- [23] u. d y s. r, «modeling and control of quasi z-source cascaded h-bridge multilevel inverter for grid connected photovoltaic systems,» de *5th international conference on advances in energy research, icaer 2015*, mumbai, india, 2015.
- [24] s. dr.r, m. dr.b.l y s. p. a, «performance analysis of cascaded z-source multilevel inverter using third harmonic injection pwm,» *international journal of computer technology and electronics engineering (ijctee)*, vol. 2, n° 1, pp. 143-149, 2008.
- [25] k. v. ravi y a. sreedevis, «design and development of z-source multi-level inverter for solar energy,» de *international conference on applied and theoretical computing and communication technology (icatcct)*, davangere, india, 2015.
- [26] o. ellabban y h. abu-rub, «an overview for the z-source converter in motor drive applications,» de *renewable and sustainable energy reviews*, colorado, usa, lawrence kazmerski, 2016, pp. 530-553.

- [27] k. j, m. r. r y k. s, «z-source multilevel inverter for photovoltaic application,» de *international conference on innovations in engineering and technology (iciet'14)*, madurai, tamil nadu, india, 2014.
- [28] p. r y v. k, «maximum boost control for 7-level z-source cascaded h-bridge inverter,» *international journal of power electronics and drive system (ijpeds)*, vol. 8, n° 2, pp. 739-746, 2017.
- [29] s. cardona herrera y s. ospina hurtado, construcción de módulo convertidor cc-cc elevador, para prácticas en el laboratorio del programa ingeniería mecatrónica, pereira: universidad tecnológica de pereira, 2015.
- [30] c. e. fajardo calle, j. a. chasi tenesaca y a. d. jara nieves, «diseño de un convertidor elevador boost,» universidad politécnica salesiana, quito, 2010.
- [31] l. d. pabón fernández, «comportamiento con carga de un inversor multinivel fuente común con transformadores a la salida,» *latin american and caribbean conference for engineering and technology* , vol. xii, n° 1, pp. 1-10, 2014.