

UNIVERSIDAD TÉCNICA DEL NORTE



Facultad de Ingeniería en Ciencias Aplicadas
Carrera de Ingeniería en Mantenimiento Eléctrico

CONSTRUCCIÓN DE UN FILTRO LCL MONOFÁSICO PARA UNA ESTACIÓN DE PRUEBAS EN LA CARRERA DE INGENIERÍA EN MANTENIMIENTO ELÉCTRICO

Trabajo de grado previo a la obtención del título de Ingeniero en
Mantenimiento Eléctrico

Autor:

Ponce Bernal Marco Jonathan

Director:

PhD. Miguel Vivert

Ibarra, 2020



UNIVERSIDAD TÉCNICA DEL NORTE

BIBLIOTECA UNIVERSITARIA

AUTORIZACIÓN DE USO Y PUBLICACIÓN A FAVOR DE LA UNIVERSIDAD TÉCNICA DEL NORTE

IDENTIFICACIÓN DE LA OBRA

En cumplimiento del Art. 144 de la Ley de Educación Superior, hago la entrega del presente trabajo a la Universidad Técnica del Norte para que sea publicado en el Repositorio Digital Institucional, para lo cual pongo a disposición la siguiente información:

DATOS DE CONTACTO		
CÉDULA DE IDENTIDAD:	172424875 – 0	
APELLIDOS Y NOMBRES:	Ponce Bernal Marco Jonathan	
DIRECCIÓN:	Ibarra, El Olivo	
EMAIL:	mjponceb@utn.edu.ec	
TELÉFONO FIJO:	s/n	TELÉFONO MÓVIL: 0968349851

DATOS DE LA OBRA	
TÍTULO:	CONSTRUCCIÓN DE UN FILTRO LCL MONOFÁSICO PARA UNA ESTACIÓN DE PRUEBAS EN LA CARRERA DE INGENIERÍA EN MANTENIMIENTO ELÉCTRICO
AUTOR (ES):	Ponce Bernal Marco Jonathan
FECHA: DD/MM/AAAA	08/10/2020
SOLO PARA TRABAJOS DE GRADO	
PROGRAMA:	<input checked="" type="checkbox"/> PREGRADO <input type="checkbox"/> POSGRADO
TITULO POR EL QUE OPTA:	Ingeniero en Mantenimiento Electrico
ASESOR /DIRECTOR:	Ing. Miguel Vivert MSc.

2. CONSTANCIAS

El autor manifiesta que la obra objeto de la presente autorización es original y se la desarrolló, sin violar derechos de autor de terceros, por lo tanto, la obra es original y que es el titular de los derechos patrimoniales, por lo que asume la responsabilidad sobre el contenido de la misma y saldrá en defensa de la Universidad en caso de reclamación por parte de terceros.

Ibarra, a los 07 días del mes de octubre de 2020

EL AUTOR:



.....
Ponce Bernal Marco Jonathan
172424875 – 0



UNIVERSIDAD TÉCNICA DEL NORTE
FACULTAD DE INGENIERÍA EN CIENCIAS APLICADAS

CERTIFICACIÓN DEL DIRECTOR DEL TRABAJO

Yo, Miguel Vivert en calidad de tutor del señor estudiante, Ponce Bernal Marco Jonathan, certifico que ha cumplido con las normas establecidas en la elaboración del trabajo de investigación titulado: **“CONSTRUCCIÓN DE UN FILTRO LCL MONOFÁSICO PARA UNA ESTACIÓN DE PRUEBAS EN LA CARRERA DE INGENIERÍA EN MANTENIMIENTO ELÉCTRICO”**. Para la obtención del título de Ingeniero en Mantenimiento Eléctrico; aprobando la defensa, impresión y empastado.

Ing. Miguel Vivert MSc.

DIRECTOR DE TRABAJO DE GRADO

DEDICATORIA

Esta tesis está dedicada a mis padres, quienes fueron mi principal fuente de apoyo, mi motivación para alcanzar este objetivo.

Marco Ponce

AGRADECIMIENTOS

Al terminar mi proyecto de titulación quiero agradecer a las personas que hicieron posible alcanzar esta meta, a mis padres quienes me brindaron su apoyo incondicional en toda esta travesía, a mi hermana Carla quien estuvo a mi lado a lo largo de este proceso. Agradezco a la institución quien me acogió y permitió que realizara mis estudios profesionales, mi estimada Universidad Técnica del Norte a quien siempre la llevare presente. A mis amigos Rotman, Iván y Luis con quienes compartí este tiempo y en el cual nos forjamos y crecimos no solo académicamente sino también personalmente. Agradezco a mi compañera y amiga Nataly quien supo apoyarme para no desistir de mis objetivos. A los docentes de la Carrera y a mi tutor Ing. Miguel Vivert quien con su guía me ayudo a culminar y alcanzar este objetivo.

ÍNDICE DE CONTENIDO

IDENTIFICACIÓN DE LA OBRA.....	i
CERTIFICACIÓN DEL DIRECTOR DEL TRABAJO.....	iii
DEDICATORIA	iv
AGRADECIMIENTOS	v
RESUMEN.....	xi
ABSTRACT.....	xii
INTRODUCCIÓN	xiii
Planteamiento del Problema	xv
Problema de investigación	xvi
Objetivos.....	xvi
Objetivo General	xvi
Objetivos Específicos	xvi
Justificación	xvi
Alcance.....	xvii

CAPÍTULO 1

1.1. Inversores monofásicos	1
1.1.1. Topología del circuito de potencia.....	1
1.1.2. Funcionamiento como fuente de tensión o de intensidad.....	3
1.2. Control del inversor.....	5
1.2.1. Modulación de ancho de pulso sinusoidal (SPWM).....	5
1.2.2. Contenido armónico en la técnica SPWM.....	8
1.3. Parámetros de calidad de energía de un inversor	9
1.4. Técnicas para la reducción de armónicos en inversores monofásicos	10
1.4.1. Atenuación de armónicos en inversores mediante técnicas de control.....	10
1.4.2. Atenuación de armónicos en inversores mediante filtros de salida	16

CAPÍTULO 2

2.1. Diseño y construcción.....	23
---------------------------------	----

2.1.1.	Convertor Monofásico DC – AC	23
2.2.	Diseño filtro monofásico.....	26
2.2.1.	Cálculo de Inductancia y Capacitancia.....	26
2.2.2.	Cálculo de parámetros de la bobina.....	32
2.3.	Construcción filtro monofásico	33
2.4.	Construcción del módulo.....	34

CAPÍTULO 3

3.1.	Convertor Monofásico	35
3.1.1.	Señal AC	36
3.1.2.	Linealización del circuito	38
3.1.3.	Análisis de Fourier para V a plena carga	39
3.2.	Manuales de funcionamiento Filtro LCL	43
3.2.1.	Manual de Operación Filtro LCL	43
3.2.2.	Manual de Mantenimiento Filtro LCL	44
3.2.3.	Manual de Diseño Filtro LCL.....	45
3.2.4.	Manual de practica con el filtro LCL	47

CAPITULO 4

Conclusiones	49
Recomendaciones	50
Referencias.....	51
ANEXOS.....	54
Anexo 1: Hoja de Datos IGBT STGW10M65DF2	54
Anexo 2: Hoja de datos núcleos de ferrita U/I 100 3C94	56

ÍNDICE DE FIGURAS

Fig. 1 Inversor de medio puente.....	2
Fig. 2 Inversor monofásico de puente completo.....	2
Fig. 3 Inversor en contrafase (monofásico)	3
Fig. 4 Convertidor VSI.....	4
Fig. 5 Convertidor CSI.....	4
Fig. 6 Modulación sinusoidal (SPWM.....	6
Fig. 7 Voltaje fundamental pico de salida en función del índice de modulación M.....	7
Fig. 8 Onda de tensión distorsionada.....	8
Fig. 9 Modulación por ancho de pulso múltiples.....	11
Fig. 10 Modulación por ancho de pulso senoidal.....	12
Fig. 11 Modulación por ancho de pulso senoidal modificado.....	13
Fig. 12 Circuito básico de modulación bipolar	13
Fig. 13 Modulación PWM puente completo bipolar.....	14
Fig. 14 Posibles valores de modulación bipolar.....	14
Fig. 15 Esquema de conmutación puente completo bipolar	14
Fig. 16 Circuito básico de modulación unipolar	15
Fig. 17 Modulación PWM puente completo unipolar.....	15
Fig. 18 Posibles valores de conducción en modulación unipolar	16
Fig. 19 Esquema de conmutación puente completo unipolar	16
Fig. 20 Filtro eléctrico 17	
Fig. 21 Compensación pasiva de energía reactiva y armónica.....	17
Fig. 22 Filtro activo de potencia	18
Fig. 23 Topología L	19
Fig. 24 Diagrama de Bode de un filtro topología L	19
Fig. 25 Filtro monofásico LC	20
Fig. 26 Topología LCL.....	21
Fig. 27 Diagrama de Bode de un filtro de topología LCL.....	22
Fig. 28 Circuito de alimentación 5 VDC y señalización.....	23
Fig. 29 Conversor DC - DC 5V - 15V	23
Fig. 30 Conector J1, recepción de señales SPWM.....	24
Fig. 31 Circuito inversor	24
Fig. 32 Tarjeta Inversora	25
Fig. 33 Tarjeta Inversora terminada, (Autor, 2020).....	25
Fig. 34 Circuito LCL	26
Fig. 35 Primer estado de conmutación Puente Completo.....	27

Fig. 36 Segundo estado de Conmutación Puente completo	27
Fig. 37 Tercer estado de Conmutación Puente completo	27
Fig. 38 Segundo estado de Conmutación Puente completo	27
Fig. 39 Señal Conmutada, (Autor, 2020).....	27
Fig. 40 Circuito de modelo promedio.....	29
Fig. 41 Circuito de modelo promedio en el dominio de laplace.....	29
Fig. 42 Tensiones armónicas máximas consideradas.	30
Fig. 43 Análisis de polos y zeros para puntos de corte.....	31
Fig. 44 Arrollamiento del alambre sobre núcleo de ferrita.....	33
Fig. 45 Calibración de bobina 1	34
Fig. 46 Calibración de bobina 2.....	34
Fig. 47 Implementación de modulo inversor y filtro LCL	34
Fig. 48 Partes constitutivas del Módulo	35
Fig. 49 generación de señal SPWM mediante módulo de prueba	35
Fig. 50 Señal de conmutación SPWM.....	36
Fig. 51 Tiempo muerto en señal SPWM.....	36
Fig. 52 Señal de salida del inversor.	37
Fig. 53 Señal filtrada	37
Fig. 54: Comparación de señales de salida del inversor y filtro LCL.....	38
Fig. 55 Análisis del semiciclo positivo en las señales de salida.....	38
Fig. 56: Linealización del circuito inversor y filtro LCL – Simulink.....	39
Fig. 57 Diagrama de Bode filtro LCL	39
Fig. 58 Análisis de Fourier en alta frecuencia, salida del inversor	40
Fig. 59 Análisis de Fourier en baja frecuencia, salida del inversor.	40
Fig. 60 Análisis de Fourier en alta frecuencia, salida del filtro LCL.....	41
Fig. 61 Análisis de Fourier en baja frecuencia, salida del filtro LCL.....	41
Fig. 62 Cuadro comparativo de magnitudes de las señales armónicas	42

INDICE DE TABLAS

Tabla 1	Valores de componentes armónicas en alta y baja frecuencia	41
Tabla 2	Valores de componentes armónicas en baja frecuencia	42

RESUMEN

El presente trabajo está basado en la construcción de un filtro de tipo LCL para el filtrado de las señales armónicas generadas por los inversores para su conexión a la red eléctrica. Esto debido a que en los últimos años ha existido una creciente tendencia en el uso de este tipo de dispositivos, lo que ha impulsado que se estudien diferentes alternativas para su implementación. De esta manera, se podrán analizar sus ventajas respecto al filtro de topologías L y LC. Para realizar el diseño del filtro fue necesario tomar parámetros eléctricos de la red de suministro, tales como voltaje y frecuencia. Además, se debe considerar los parámetros de salida del inversor para el correspondiente análisis, siendo los más importantes la frecuencia de conmutación, la corriente máxima en la bobina y el voltaje de salida.

Para el dimensionamiento tanto del capacitor como de las inductancias se utilizó como base la impedancia de Thévenin, así como, el análisis de los puntos de corte mediante el estudio de los polos y zeros. La selección del tipo de núcleo de ferrita fue condicionada por la corriente máxima de trabajo y la máxima frecuencia de conmutación, parámetros los cuales dependen del inversor a implementar, de esta forma evitando que el núcleo entre en estado de saturación. Estos valores también permiten dimensionar el tipo y calibre de conductor a ser utilizado.

Los resultados que se obtuvieron fueron aceptables ya que el diseño demostró que es un excelente filtro para las señales de alta frecuencia, en las señales de baja frecuencia como se había establecido en la teoría no se atenuaron, sin embargo, la forma de onda del inversor no necesita atenuar dichas frecuencias. De esta manera, se confirman la eficiencia del filtro para el filtrado de las señales armónicas.

ABSTRACT

The present work is based on the construction of a LCL type filter for filtering the harmonic signals generated by the inverters for connection to the grid. This is because in recent years there has been a growing trend in the use of such devices, which has led to study different alternatives for their implementation. In this way, their advantages with respect to the L and LC topology filter can be analyzed. To carry out the design of the filter it was necessary to take electrical parameters from the supply network, such as voltage and frequency. In addition, the output parameters of the inverter must be considered for the corresponding analysis, the most important being the switching frequency, the maximum current in the coil and the output voltage.

For the dimensioning of both the capacitor and the inductances, Thévenin's impedance was used as a basis, as well as the analysis of the cut-off points by studying the poles and zeros. The selection of the type of ferrite core was conditioned by the maximum working current and the maximum switching frequency, parameters which depend on the inverter to be implemented, thus preventing the core from entering a state of saturation. These values also allow sizing the type and gauge of conductor to be used.

The results obtained were acceptable since the design showed that it is an excellent filter for high frequency signals, in the low frequency signals as it had been established in the theory they were not attenuated, however, the inverter waveform does not need to attenuate such frequencies. Thus, the efficiency of the filter for filtering harmonic signals is confirmed.

INTRODUCCIÓN

La calidad de energía eléctrica es un tema de interés tanto para los usuarios finales como a distribuidores de electricidad. El término calidad de energía se ha convertido en uno de gran importancia dentro del mundo de la Ingeniería Eléctrica desde finales de la década de los ochenta, Englobando la solución de una gran cantidad de problemas, tales como ruido electromagnético, armónicos y el factor de potencia, propios del sistema eléctrico (Portana, 2010).

En la actualidad se utilizan equipos llamados inversores, los cuales son dispositivos que transforman la energía de corriente continua, producida por los módulos, en energía de corriente alterna. Estos pueden funcionar en modo aislado o modo enlazado a la red, con la que trabaja en régimen de intercambio (Horikoshi, 2009). Estos dispositivos permiten que los sistemas de generación de energía descentralizados participen activamente como un soporte de la red eléctrica, sin embargo, para ello es muy importante realizar un diseño adecuado que tome en consideración las múltiples variables y problemáticas de estos sistemas. (Tamayo, 2015)

Para mantener la calidad del sistema eléctrico es de gran importancia en analizar los efectos que producen el ingreso de cada vez más sistemas conversores a la red eléctrica y las repercusiones sobre las cargas. Committee, D. (2003) establece que los efectos producidos son debido al funcionamiento no lineal de los convertidores de potencia, los cuales producen formas de onda no sinusoidales originando distorsiones armónicas. Gabe y Pinheiro (2009) describen que algunas topologías de filtro pasivo se utilizan en la salida del inversor para reducir los armónicos producidos.

Definida esta base, el estudio y diseño de filtros pasivos para convertidores de potencia conectados a la red están relacionados con estándares que definen parámetros de calidad de potencia que el convertidor debe cumplir. Un parámetro importante de la calidad de la energía es la distorsión armónica total (THD). Committee, D. (2003) también destaca que varios estándares o códigos de red definen valores máximos para la distorsión armónica total de la tensión (THD_v) y / o distorsión armónica total de la corriente (THD_i). Las normas IEEE 1547 e IEC 61727 proporcionan una tabla en la cual presenta los límites de distorsión armónica de las corrientes, en la cual se muestra que dicho valor no debe superar el 5% del total. Los convertidores de potencia conectados a la red deben cumplir con esas normas o códigos de red (Committee, 2003).

Al tener en cuenta estas consideraciones se analiza la implementación de un filtro LCL, el cual es un filtro de paso bajo de tercer orden, compuesto por dos inductores y un condensador. Jalili, K., & Bernet, S. (2009) mencionan que estos filtros tienen la atenuación de -60 dB / dec. después de la frecuencia de corte. Este filtro proporciona una ondulación de baja corriente en el inductor del lado de la red y una buena atenuación armónica para valores pequeños de inductancia y capacitancia.

Karshenas & Saghafi. (2006) aclaran que el uso de esta topología está indicado para el convertidor de potencia conectado a la red debido a su buena tasa de atenuación de la distorsión armónica actual. Wang, Ruan, Liu & Tse (2010), confirman que, además, el filtro LCL ofrece buenos resultados con convertidores de alta potencia, donde la frecuencia de conmutación está limitada debido a las pérdidas de conmutación. Otros investigadores como Karshenas & Saghafi (2006) también demuestran que en comparación con el filtro L, el aumento del consumo de energía reactiva del filtro LCL a la frecuencia de la red es insignificante y puede ser ignorado.

En la aplicación al conectar a la red, un filtro de tipo LCL es capaz de atenuar los armónicos de conmutación en la corriente de la red con una inductancia más baja que un filtro de tipo L. Sin embargo, la resonancia inherente del filtro LCL hace que el sistema sea propenso a resonar, por lo tanto, para resolver la resonancia LCL autores como Tang, X & Xu, J. (2013) y Wang, Ruan, Liu, & Tse. (2010) establecen varios métodos de Atenuación Activa (AD), incluida la realimentación de corriente del condensador AD, la realimentación de voltaje del capacitor AD, la realimentación de corriente de la red AD y la retroalimentación de estado AD. Si se diseñan correctamente, estos métodos de AD pueden suprimir la resonancia.

Por otro lado, en varias investigaciones se analiza cómo es la realización del control de este tipo de sistemas; Liu, Zhou y Duan. (2009) detallan que el filtro LCL necesita una estrategia de control de la corriente más compleja para mantener la estabilidad del sistema. Además, debe considerarse la impedancia del punto de conexión. Puede cambiar la frecuencia de resonancia (ω_{res}) del filtro LCL.

Sin embargo, el filtro LCL se usa ampliamente en los convertidores conectados a la red y las metodologías de diseño se presentan en varias investigaciones como los de los autores Nardi, Stein, Carati, Costa & Cardoso. (2015), y Xu, Xie, & Kan. (2015). Estos procedimientos dependen de los parámetros, procedimientos iterativos o nos proporcionan métodos analíticos para lograr objetivos de diseño tales como THD de corriente inyectada, factor de potencia, frecuencia de resonancia o amortiguación. Por lo tanto, este

documento propone una metodología para el diseño del filtro LCL que cumpla con los parámetros establecidos.

Planteamiento del Problema

Los equipos eléctricos actuales son cada vez más sensibles a las condiciones de la tensión de alimentación. Este hecho se debe a que la mayor parte de estos incorporan dispositivos electrónicos, que sustituyen a los mecanismos electromecánicos convencionales de los equipos eléctricos clásicos. Unos de los sistemas empleados que tienen un gran campo de aplicación son los convertidores de energía, estos equipos permiten incorporar una mayor cantidad de aplicaciones en la utilización de la corriente AC y DC. Debido a su naturaleza electrónica, la carga que reflejan estos convertidores es no lineal, lo que conlleva la aparición de armónicos en el sistema con toda su problemática asociada como lo es la distorsión armónica que producen en la señal eléctrica (THD).

Con respecto a la distorsión armónica en la red eléctrica, los consumidores finales presentan cada vez un mayor grado de automatización con equipos controlados de forma electrónica, los cuales son extremadamente sensibles a las condiciones de la alimentación. Debido a esta característica, los fabricantes de equipos se enmarcan en sectores en los que existe una fuerte competencia, viéndose obligados a sacar al mercado equipos al menor coste posible. Introducir mejoras en los equipos para soportar cierto nivel de perturbaciones supone un incremento de coste de este, por esta razón es indispensable que la señal de alimentación sea adecuada, manteniéndose el nivel de distorsión armónica bajo los estándares establecidos.

Problema de investigación

¿Cómo realizar la construcción de un filtro LCL monofásico para la reducción de las componentes armónicas de la señal PWM generada por el inversor?

Objetivos

Objetivo General

- Construir un prototipo de filtro LCL monofásico para la reducción de las componentes armónicas de la señal portadora PWM mediante el uso de software específico.

Objetivos Específicos

- Analizar las topologías de filtros L, LC y LCL para redes monofásicas
- Diseñar un prototipo de filtro LCL monofásico
- Construir un prototipo de convertidor y filtro LCL monofásico.

Justificación

La electrónica de potencia se utiliza cada vez más en diferentes aplicaciones, su trabajo consiste en procesar y controlar el flujo de la energía eléctrica por medio del suministro de voltajes y corrientes en forma óptima que puedan ser aprovechada por las diferentes cargas. Para este proceso de conversión, los convertidores estáticos electrónicos son ampliamente usados ya que se pueden obtener un equipo que tenga características de alto rendimiento, alta densidad de potencia, bajo costo, alta calidad de la tensión y corriente a la salida de los convertidores.

Para poder conectar el convertidor a la red eléctrica es necesario un elemento de almacenamiento o disipación de energía entre la salida del inversor y la red, pues una conexión directa provocaría un cortocircuito. Para este fin, la mejor solución es aplicar filtros que consigan una buena atenuación, entre las topologías existentes, los filtros LCL presentan una respuesta aceptable en comparación con los filtros inductivos L, su comportamiento es similar pero el filtro LCL tiene mejores prestaciones, tales como mayor atenuación de la distorsión armónica total en las corrientes de salida ya que el análisis de frecuencia demuestra una mayor atenuación a altas frecuencias y menor caída de tensión. Esto se logra ya que al reducirse los valores de las inductancias en serie del inversor permite trabajar con índices de

modulación en amplitud menores, mejorando la forma de onda de la corriente al atenuar las corrientes armónicas de alta frecuencia.

Actualmente con el notable crecimiento de la demanda de energía eléctrica y el aumento de equipos electrónicos que generan cargas no lineales a la red, las políticas de estado apoyan para que se mantengan estándares altos de calidad de la energía, como lo establece en la Plan Nacional del Desarrollo en su objetivo 5 y en específico en la política 5.7: “Garantizar el suministro energético con calidad, oportunidad, continuidad y seguridad, con una matriz energética diversificada, eficiente, sostenible y soberana como eje de la transformación productiva y social”.

Con estas consideraciones, estableciendo una relación entre eficiencia y costo, el proyecto se enfocará en la construcción del filtro, para posteriormente comparar las señales que presentan a la salida del convertidor al pasar por el filtro, siendo este último el encargado de acondicionar la señal para que pueda incorporarse a la red, el cual debe mantener los límites de distorsión dentro de los rangos aceptables. De esta manera, en la actualidad no se cuenta con una estación de pruebas adecuada dentro de la carrera de Ingeniería en Mantenimiento Eléctrico para el estudio de estos efectos, siendo su costo de diseño y construcción asequibles es factible su implementación. El desarrollo y puesta en marcha del proyecto se estima que se realizará en un plazo entre 6 y 8 meses.

Alcance

La construcción de un prototipo de filtro LCL monofásico se realizará con el fin de contar con una estación de pruebas para la carrera de ingeniería en Mantenimiento Eléctrico, el cual incluye el diseño, simulación y construcción del filtro para la reducción de las componentes armónicas de la señal portadora PWM.

Para la parte de diseño y simulación se utilizará software específico en el cual se comprobará los parámetros eléctricos y constructivos calculados para verificar que cumplan con los rangos de trabajo propuestos, también se utilizará equipo de medición de señales eléctricas mediante el cual se analizará las señales obtenidas y permitirá observar detalladamente la calidad de la señal resultante, además para la construcción serán necesarios materiales eléctricos y electrónicos que cumplan con las características específicas detalladas en la parte de diseño.

Para las pruebas y puesta en marcha del proyecto se procederá a la construcción de un circuito conversor el cual generará la señal armónica a ser corregida , el filtro que se encargará de la reducción de las componentes armónicas generadas y el protocolo de pruebas del equipo siendo en este documento el que detalla la forma tanto de diseño y construcción como de operación y mantenimiento del filtro teniendo como fin evitar que el operador realice acciones inadecuadas que comprometan los componentes del circuito evitando así posibles daños.

CAPÍTULO 1

Marco Teórico

1.1. Inversores monofásicos

Los dispositivos que convierten la corriente directa (CD) a corriente alterna (CA) se denominan inversores, se puede definir la función de un inversor la cual es cambiar un voltaje de entrada de CD en un voltaje simétrico de salida de CA, con la magnitud y frecuencia deseadas (Rashid, 2015). Además, los inversores transfieren potencia desde una fuente de corriente continua a una carga de corriente alterna (Hart, 2001).

Se puede destacar las principales aplicaciones de los inversores en aplicaciones industriales como, por ejemplo, reguladores de voltaje, sistemas de control en motores de CA y de velocidad variable, fuentes de alimentación de reserva y fuentes de alimentación ininterrumpibles (Spina, 2004).

Varios son los puntos de vista respecto a los que se puede realizar la clasificación de los inversores, entre las cuales destacan como las más relevantes dos grandes clasificaciones, las cuales están enfocadas a su construcción y principio de funcionamiento (Martínez & Gualda, 2006). Detallándose de la siguiente manera:

- Topología del circuito de potencia
- Funcionamiento como fuente de tensión o de intensidad

1.1.1. Topología del circuito de potencia

Se entiende por la disposición general que toma el circuito de potencia incluyendo las fuentes de CC y la carga, haciendo caso omiso de los circuitos de excitación y bloqueo (Martínez & Gualda, 2006). Las topologías más utilizadas son las que se detallan a continuación:

a. Inversor en medio puente

En este tipo de circuitos, se utilizan dos condensadores de la misma capacitancia conectados en serie directamente a la alimentación de CD, y su unión está en potencial medio (fig. 1), el valor de voltaje viene expresado de la forma de $\frac{1}{2}V_d$ en cada uno de los condensadores. Se debe implementar capacitancias cuya magnitud sea lo suficientemente

altas para que sea adecuado describir que el potencial en el punto O , originado que en la unión de los dos condensadores se mantenga constante referido al bus de CD negativo N (Mohan, Undeland y Robbins, 2009).

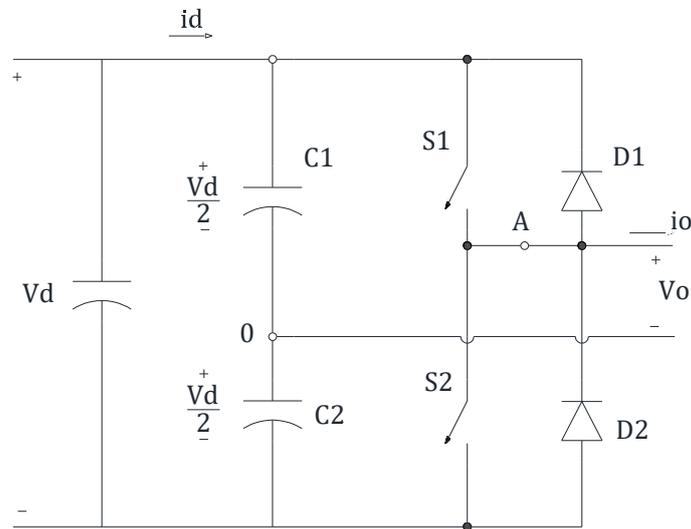


Fig. 1 Inversor de medio puente, (Mohan, Undeland y Robbins, 2009).

b. Inversor en puente completo

Este circuito está conformado por dos convertidores de medio puente y su aplicación está enfocado a sistemas que manejan potencias altas, con una alimentación constante de CD (fig. 2), el inversor de puente completo puede entregar el doble de voltaje de un inversor de medio puente. (Mohan et al., 2009).

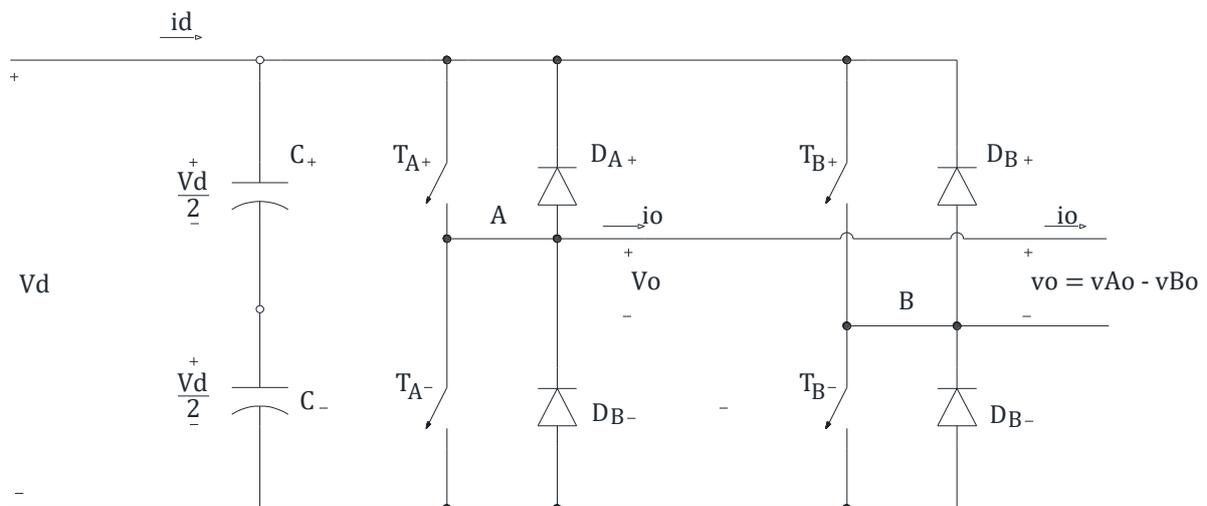


Fig. 2 Inversor monofásico de puente completo, (Mohan, Undeland y Robbins, 2009).

c. Inversor en contrafase (Push-Pull)

La topología "Push-Pull" se basa en el empleo de un transformador con toma intermedia como se observa en la fig. 3, de manera que con únicamente dos interruptores se consigue aplicar a la carga tensiones desde el valor positivo del bus de continua hasta el mismo valor de polaridad contraria (Briozzo & Echinope, 2011).

Tiene como ventaja que los dos transistores que forman este circuito están referenciados a tierra, además el transformador provee de aislamiento y regula la tensión aplicada a la carga. Su principal desventaja es que se generan sobretensiones debido a la inductancia de dispersión del transformador, así como el transformador de toma media tiene un factor de utilización bajo en el primario y empeora el rendimiento de los circuitos prácticos (Plazas & Jaimes, 2016).

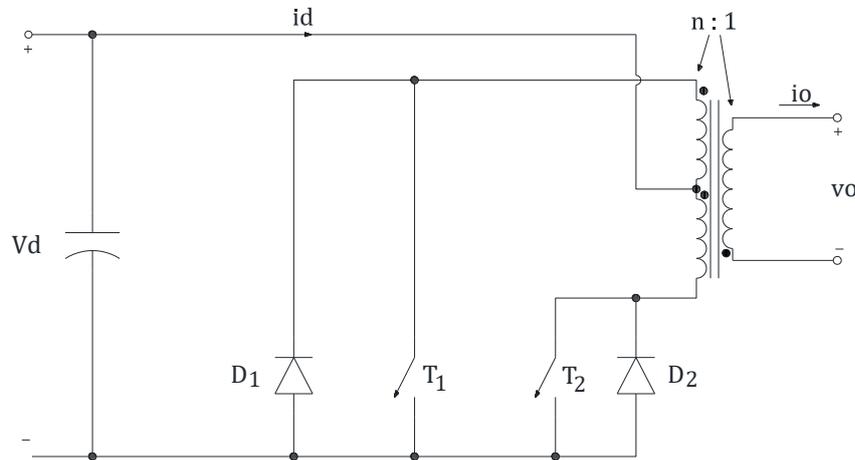


Fig. 3 Inversor en contrafase (monofásico), (Mohan, Undeland y Robbins, 2009).

1.1.2. Funcionamiento como fuente de tensión o de intensidad

a. Convertidor CC – CA alimentado en tensión

Los convertidores *Voltage Source Inverter* (VSI), fig. 4, poseen un lado DC donde el voltaje no cambia de polaridad, pero la corriente fluye en cualquier dirección, para generar de allí tensión AC; Esta tensión puede ser variada en magnitud, frecuencia y ángulo de fase (Vinasco, 2016).

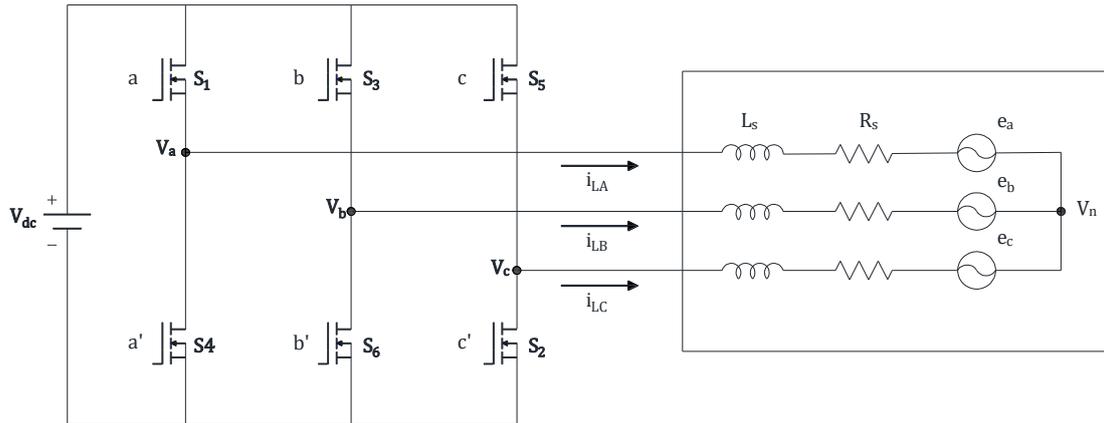


Fig. 4 Convertidor VSI, (Autor, 2020).

Los sistemas VSI trifásicos generan la tensión AC de dos formas, bien sea por modulación de ancho de pulso (*Pulse Width Modulation*, PWM), o por swicheo a frecuencia fundamental (*Fundamental Frequency Switching*, FFS), (Vinasco, 2016).

b. Convertidor CC – CA alimentado por corriente

Los convertidores *Current Source Inverter* (CSI), Fig. 5, generan una corriente AC a partir de la fuente de corriente DC. Pueden ser construidos con interruptores convencionales (ejemplo los rectificadores), o en estructuras avanzadas con interruptores con apagado controlado (ejemplo sistemas *Superconducting Magnetic Energy Storage*, SMES), (Vinasco, 2016).

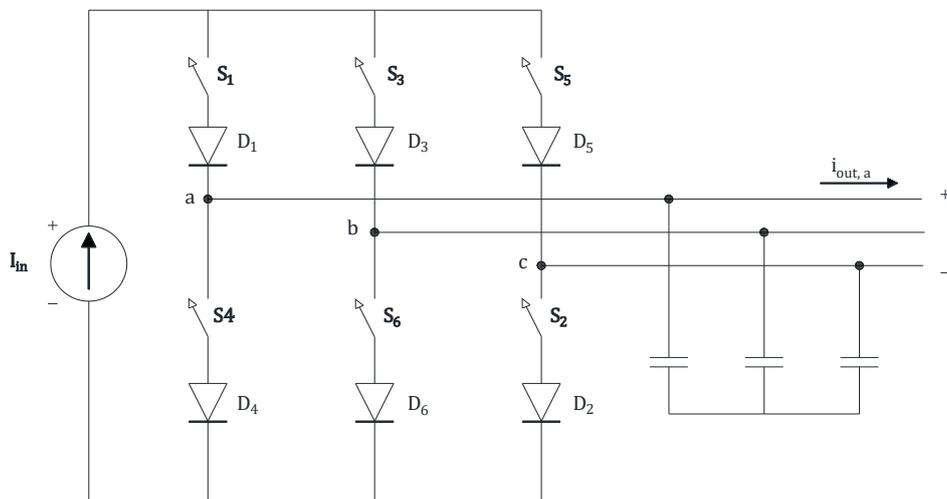


Fig. 5 Convertidor CSI, (Autor, 2020).

Algunas de las características generales de estos convertidores se pueden describir a continuación y sirven para definir su campo de aplicación (Vinasco, 2016).

- VSI y CSI no dependen de la red, pudiendo operar aun sobre redes y/o cargas pasivas.
- En los convertidores construidos con interruptores que controlan la conmutación, puede realizarse muchas veces por cada ciclo del voltaje AC de salida, así voltaje y corriente pueden ser modulados para generar menos armónicos, o generar armónicos de frecuencias altas, mucho más sencillos de filtrar, por ello se está imponiendo el uso de convertidores basados en PWM.
- VSI y CSI pueden operar con cualquier factor de potencia.
- La estructura básica para diseñar convertidores complejos es el convertidor de 6 pulsos, los cuales se aplican únicamente para convertidores trifásicos. Los convertidores CSI de 6 pulsos no producen tercer armónico, simplificando el transformador de acople el cual no requiere la conexión de devanados en serie para el filtrado.
- Son adecuados para sistemas convertidores con eliminación de armónicos (filtros activos).

1.2. Control del inversor

En aplicaciones industriales se requiere realizar el control de voltaje la salida de los inversores con la finalidad de hacer frente a las perturbaciones originadas en la carga y las variaciones del voltaje de entrada de CD. Además, es necesario para regular el voltaje de los inversores y mantener una frecuencia constante (Rashid, 2015).

Existen diversas técnicas para regular el voltaje de salida de un inversor, una de las formas más empleadas es la modulación por ancho de pulso sinusoidal (SPWM), aunque dicha técnica presenta varias desventajas que se detallan más adelante, esta estrategia de modulación en los inversores puente H puede ser de dos tipos: unipolar y bipolar.

1.2.1. Modulación de ancho de pulso sinusoidal (SPWM)

Para la implementación de este método se requiere realizar la comparación de dos señales de distintas frecuencias, en las señales requeridas, se identifica como la modulante a la onda

de menor frecuencia y la portadora a la de mayor frecuencia (Gamboa & Quelal, 2004). Las características de las ondas se definen de la siguiente manera:

- Modulante.** Define la frecuencia de la onda de voltaje generado, así como también la forma de onda del voltaje de salida.
- Portadora.** Determina la frecuencia de conmutación de la señal de alta frecuencia.

En este caso se utiliza una modulante sinusoidal y una portadora de alta frecuencia para conseguir una corriente lo más aproximada a dicha forma, y con esto garantizar el correcto funcionamiento de la carga como se observa en la Fig. 6.

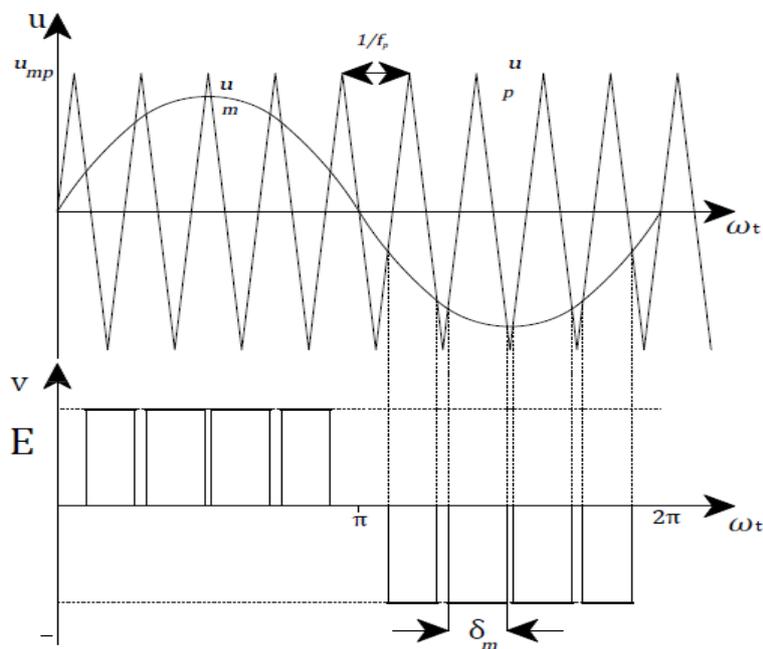


Fig. 6 Modulación sinusoidal (SPWM), (Spina, 2004).

Al aplicarse esta técnica de modulación, los ángulos de conmutación quedan determinados por la intersección de ambas ondas, y el ancho de pulso tiene una distribución senoidal a lo largo del ciclo fundamental (Spina, 2004).

Se debe tomar en cuenta, que, al trabajar con formas de onda de distinta amplitud y frecuencia es importante definir parámetros que establecen la relación entre las mismas, estas relaciones son usadas en el análisis de las ondas generadas por el inversor (Gamboa & Quelal, 2004). Siendo las siguientes:

- Índice de modulación, I_M : relación entre la modulante con respecto a la amplitud de la portadora:

$$I_M = \frac{A_m}{A_p} \quad (1)$$

- Radio de frecuencia, M_f : es la relación entre la frecuencia de la portadora con respecto a la frecuencia de la modulante:

$$M_f = \frac{f_p}{f_m} \quad (2)$$

Algunas consideraciones que se deben tener en cuenta con respecto a la frecuencia de conmutación se muestran a continuación.

- La cantidad de conmutaciones está dada por el radio de frecuencia, siempre que el índice de modulación sea menor que uno (fig. 7).
- Un rango de frecuencia de la portadora de 2 – 15 [kHz] conlleva a trabajar con un radio de frecuencia superior a 10, reduciendo el contenido armónico en bajas frecuencias y aunque lo aumenta en frecuencias más altas permite una mejor reproducción de la onda de referencia.
- El uso de altas frecuencias de conmutación facilita el filtrado de los armónicos que se generan.

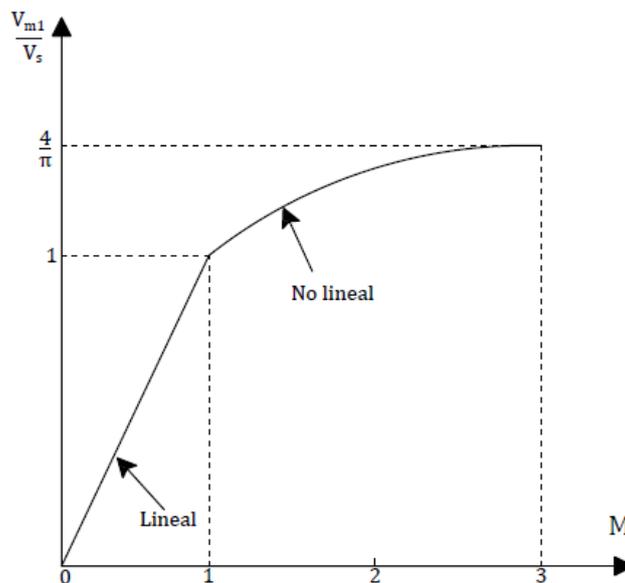


Fig. 7 Voltaje fundamental pico de salida en función del índice de modulación M , (Rashid, 2015).

1.2.2. Contenido armónico en la técnica SPWM

La distorsión armónica que se genera en la red de alimentación se debe a las cargas no lineales acopladas en todos los niveles de tensión de la red y a los generadores, si estos no operan de forma correcta. Se establece que existe distorsión armónica cuando la señal sinusoidal generada en las centrales eléctricas sufre deformaciones, los armónicos son senoides de frecuencia múltiplo de la fundamental, que se superponen a esa onda sinusoidal inicialmente pura (Pérez, 2016).

Los armónicos son generados tanto por la carga como por la fuente. Los armónicos de las cargas son generados por operaciones no lineales de dispositivos tales como equipos de soldadura, hornos de arco, sistemas electrolíticos, rectificadores, inversores y fuentes de alimentación conmutada (Carpio et al., 2013). Además, pueden provocar sobrecalentamiento del núcleo magnético de transformadores y motores; los armónicos tanto de voltaje como de corriente implican: pérdidas de potencia, interferencias electromagnéticas (EMI), torques pulsatorios en las máquinas de AC (Gamboa & Quelal, 2004).

En la **Fig. 8** se observa la forma de las señales armónicas generadas en corriente:

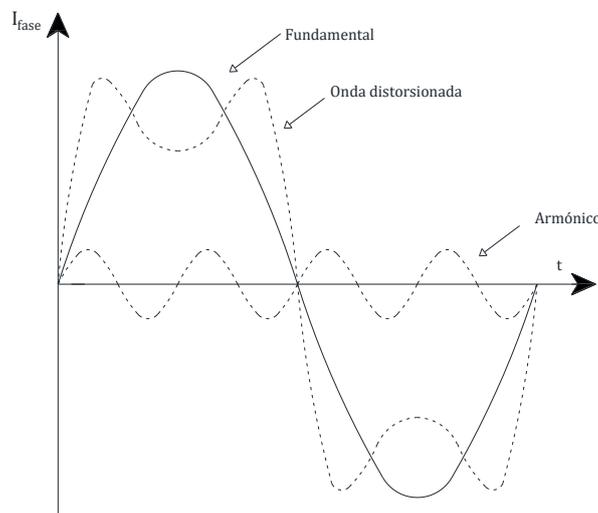


Fig. 8 Onda de tensión distorsionada, (Pérez, 2016)

Una de las formas más comunes de medir el contenido armónico de una onda, es a través de la Distorsión Armónica Total (THD, por sus siglas en inglés *Total Harmonics Distortion*).

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} H_{(n)}^2}}{H_1} \quad (3)$$

1.3. Parámetros de calidad de energía de un inversor

La salida de los inversores prácticos contiene armónicas, y la calidad de un inversor se suele evaluar en términos de los siguientes parámetros de rendimiento (Rashid, 2015).

a) **Factor armónico de la n-ésima armónica (HF_n)**. Es la medida de contribución individual de esa armónica y se define como:

$$HF_n = \frac{V_{on}}{V_{01}} \text{ para } n > 1 \quad (4)$$

Donde V_1 es el valor rms de la componente fundamental y V_{on} es el valor rms de la n-ésima componente armónica.

b) **Distorsión armónica total (THD)**. Es una medida de la coincidencia de formas entre una onda y su componente fundamental, se define como:

$$THD = \frac{1}{V_{01}} \left(\sum_{n=2,3,\dots}^{\infty} V_{on}^2 \right)^{1/2} \quad (5)$$

c) **Factor de distorsión (DF)**. Indica la cantidad de distorsión armónica que queda en una determinada forma de onda después de someter a las armónicas de esa onda a una atenuación de segundo orden, es decir, dividir las entre n^2 . Así, el factor de distorsión es una medida de eficacia de reducción de armónicas no deseadas, se define:

$$DF = \frac{1}{V_{01}} \left[\sum_{n=2,3,\dots}^{\infty} \left(\frac{V_{on}}{n^2} \right)^2 \right]^{1/2} \quad (6)$$

El DF de un componente armónico individual (o el n-ésimo) se define como:

$$DF_n = \frac{V_{0n}}{V_{01} n^2} \text{ para } n > 1 \quad (7)$$

d) **Armónica de orden más bajo (LOH)**. Es aquel componente armónico cuya frecuencia se acerca más a la de la fundamental, y su amplitud es mayor o igual al 3% de la componente fundamental.

1.4. Técnicas para la reducción de armónicos en inversores monofásicos

El contenido armónico en los inversores puede agruparse en dos grandes categorías (Ballester & Piqué, 2012). Siendo las siguientes:

- Las componentes armónicas que se encuentran muy cerca a la frecuencia fundamental, f_1 .
- Las componentes armónicas distantes de la componente fundamental, como es en el caso de los inversores SSPWM (...), donde las componentes armónicas son superiores a $m_f f_1 = m_f f_M$

La aparición de armónicos en la tensión de salida del inversor produce distorsión en la forma de onda de corriente en la carga. Para mantener estas distorsiones bajo niveles aceptables se aplican técnicas basadas en el control y la implementación de dispositivos físicos.

1.4.1. Atenuación de armónicos en inversores mediante técnicas de control

Este tipo de técnicas son de gran precisión ya que permite controlar el nivel de los armónicos generados dependiendo de nuestro sistema a implementar, dentro de estas técnicas se encuentran las siguientes.

a. Modulación por ancho de pulso múltiple

En general se producen varios pulsos en cada medio ciclo de voltaje de salida para reducir el contenido armónico y para incrementar las frecuencias armónicas, así como para reducir el tamaño y el costo del filtrado (Rashid, 2015). En la fig. 9 se aprecia las señales de una modulación por ancho de pulso:

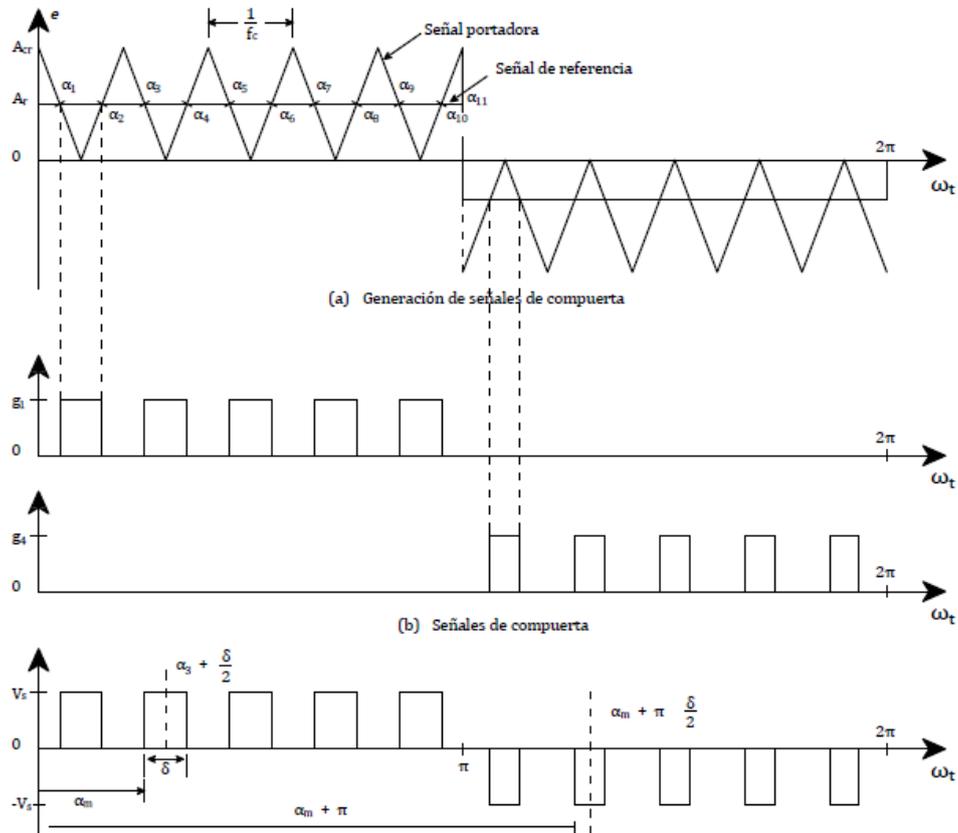


Fig. 9 Modulación por ancho de pulso múltiples, (Rashid, 2015)

b. Modulación por ancho de pulso senoidal

Como el voltaje de salida deseado es una onda seno, se utiliza una señal senoidal como la señal de referencia. En lugar de mantener igual el ancho de todos los pulsos, como en el caso de modulación por pulsos múltiples, el ancho de cada pulso varía en proporción con la amplitud de una onda seno evaluada en el seno del mismo punto. El DF y el LOH se reducen de manera importante.

Esta señal se genera al comparar la señal de referencia senoidal con una onda portadora triangular de frecuencia f_c (fig. 10). Comúnmente la SPWM se utiliza en aplicaciones industriales, una de las ventajas de la aplicación de este método es su fácil implementación.

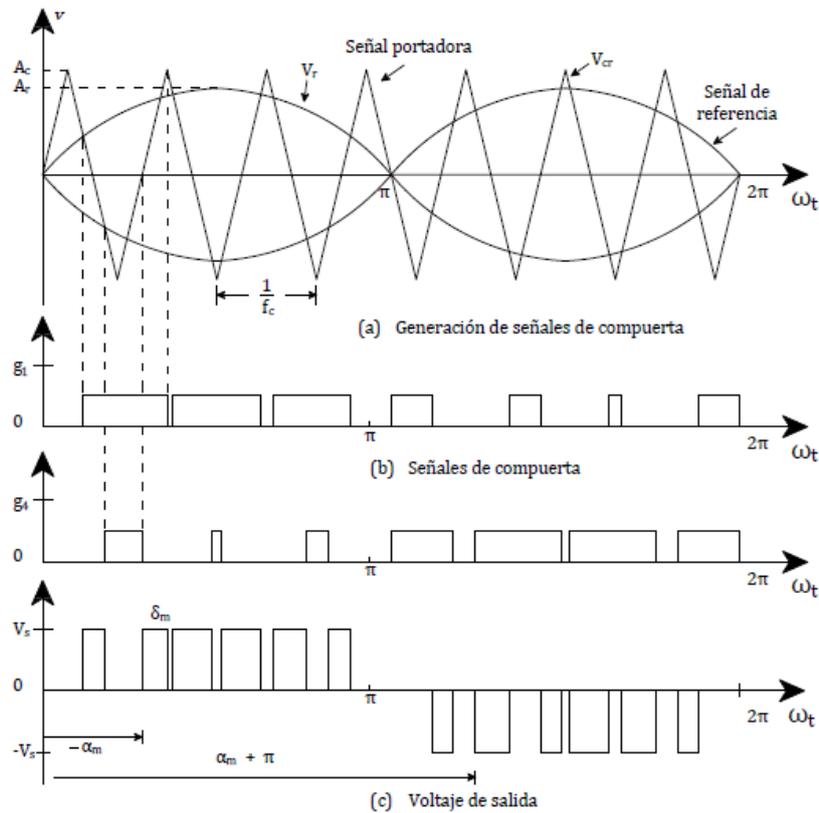


Fig. 10 Modulación por ancho de pulso senoidal (Rashid, 205).

c. Modulación por ancho de pulso senoidal modificado

La modulación por ancho de pulso senoidal modificada (MSPWM) en este sistema el componente fundamental se aumenta y sus características armónicas mejoran, a la vez que se reduce el número de conmutaciones de dispositivos de potencia y también reduce las pérdidas por conmutación como se observa en la fig. 11.

El tiempo n -ésimo t_m y el ángulo α_m de intersección se pueden determinar por:

$$t_m = \frac{\alpha_m}{\omega} = t_x m \frac{T_s}{2} \text{ para } m = 1, 2, 3, \dots, p \quad (8)$$

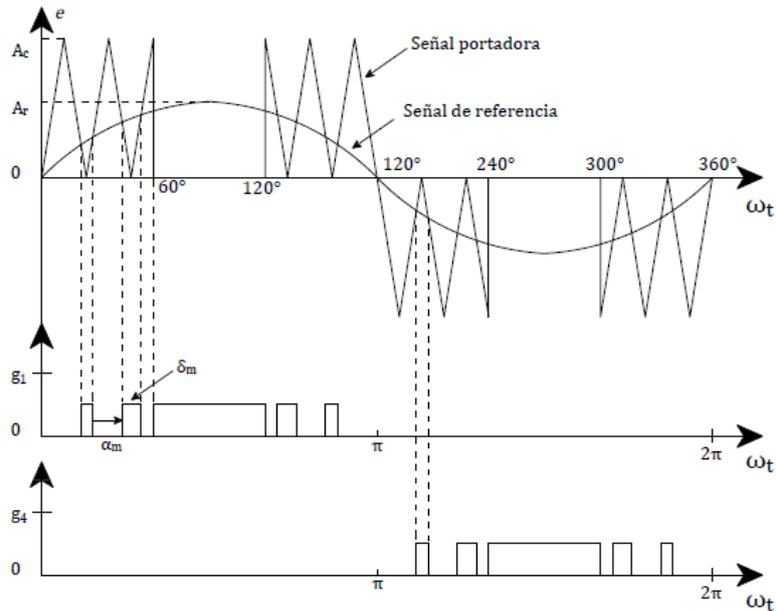


Fig. 11 Modulación por ancho de pulso senoidal modificado, (Rashid, 2015).

d. Control de puente completo con modulación bipolar

Para la configuración de puente completo con modulación bipolar, se realiza la comparación de señales entre la de referencia de amplitud “ma” y frecuencia “f” y la portadora de amplitud “V” y frecuencia “mf” veces la frecuencia de referencia, un circuito básico de este tipo de modulación se observa en la fig. 12 (Álvarez, 2016).

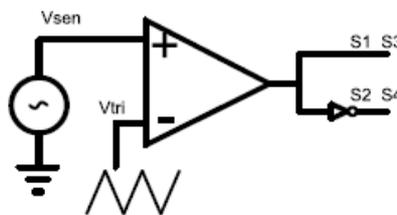


Fig. 12 Circuito básico de modulación bipolar, (Martín, 2012)

En la modulación bipolar se genera el disparo de los cuatro interruptores por la comparación de la tensión de referencia con una señal triangular como se observa en la fig. 13. La tensión de salida oscila continuamente entre su valor positivo (+Vdc) y su valor negativo (-Vdc) por lo que solo hay dos combinaciones posibles de los interruptores como se muestra en la fig. 14, cumpliéndose que $S_1 = S_3$ y $S_2 = S_4$ además de que $S_4 = S_1$ y $S_3 = S_2$ (Martín, 2012).

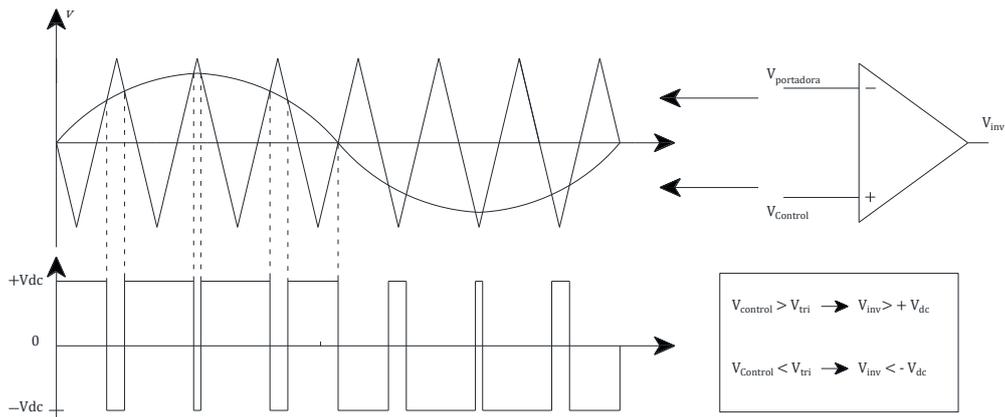


Fig. 13 Modulación PWM puente completo bipolar, (Álvarez, 2016).

S1	S2	S3	S4	V+	V-	V _{out}
1	0	1	0	V _{dc}	0	V _{dc}
0	1	0	1	0	V _{dc}	-V _{dc}

Fig. 14 Posibles valores de modulación bipolar, (Martín, 2012).

En la modulación bipolar se debe destacar la estrategia de conmutación dado que los IGBT's se disparan dos a dos siguiendo el esquema de conmutación representado en la fig. 15 para que no haya problemas de disparo.

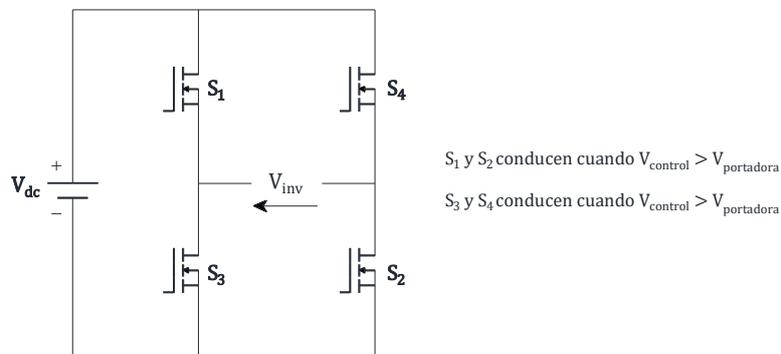


Fig. 15 Esquema de conmutación puente completo bipolar, (Álvarez, 2016).

Se llama bipolar porque la salida siempre va de + V_{dc} a -V_{dc}.

e. Control de puente completo con modulación unipolar

En el puente completo con modulación unipolar, la comparación de señales se realiza entre dos señales de referencia de amplitud "ma" y frecuencia "f", desfasadas 180° entre ellas y la portadora de amplitud "V" y frecuencia "mf" veces la frecuencia moduladora, un modelo de circuito básico de este tipo de control se aprecia en la fig.16 (Álvarez, 2016).

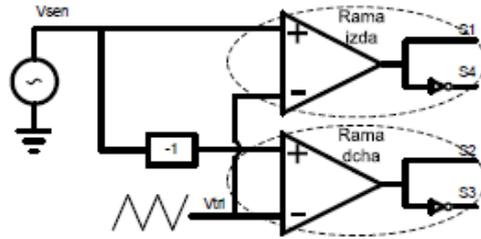


Fig. 16 Circuito básico de modulación unipolar, (Martín, 2012).

Mientras que en la modulación bipolar el control de los cuatro interruptores dependía de una sola señal de control, en la modulación unipolar se controla por separado cada rama del puente: La rama izquierda S1 y S4 y la rama derecha S2 y S3 como se observa en la figura 16, (Martín, 2012).

Ambas ramas comparten señal portadora, pero a una rama se le aplica la señal de control con un cierto desfase respecto a la otra, en la fig. 17 se puede apreciar la forma de las señales que operan en el sistema. Se puede demostrar que si este desfase es de 180° se anulan los armónicos en las cercanías de f_{tri} y los múltiplos impares de la misma, es decir, los armónicos de orden cercano a $m_f, 3m_f, 5m_f \dots$

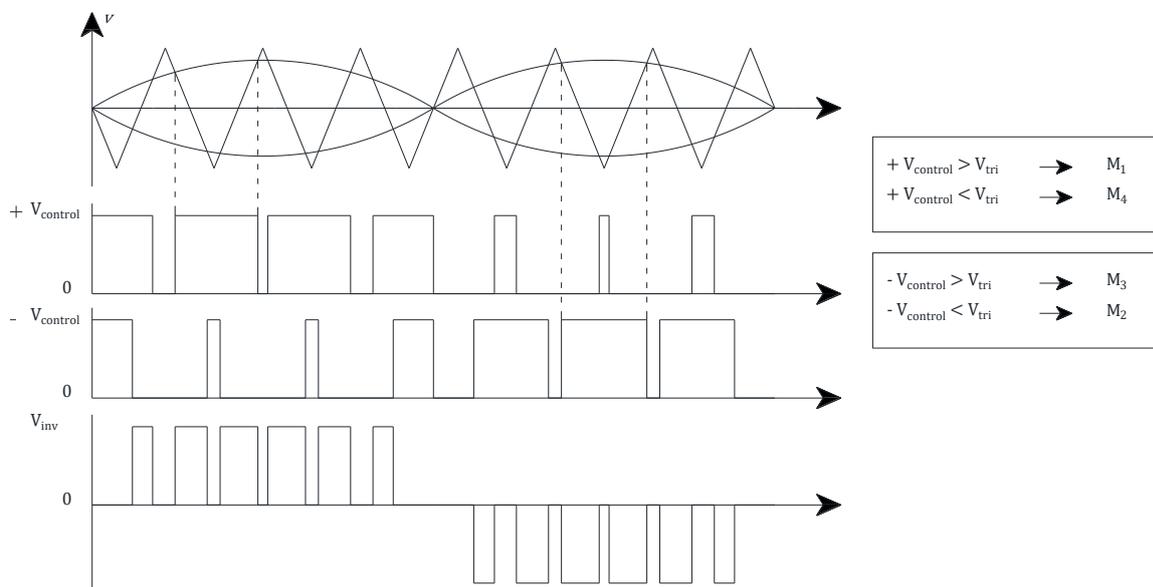


Fig. 17 Modulación PWM puente completo unipolar, (Álvarez, 2016).

La Fig. 18 muestra el conjunto de valores que pueden tomar los interruptores en la modulación unipolar.

S_1	S_2	S_3	S_4	V_+	V_-	V_{out}
1	0	1	0	V_{dc}	0	V_{dc}
0	1	0	1	0	V_{dc}	$-V_{dc}$
1	1	0	0	V_{dc}	V_{dc}	0
0	0	1	1	0	0	0

Fig. 18 Posibles valores de conducción en modulación unipolar, (Martín, 2012).

En la modulación unipolar se debe destacar la estrategia de conmutación dado que los IGBT's se disparan dos a dos siguiendo el siguiente esquema (fig. 19) para que no haya problemas de disparo (Álvarez, 2016).

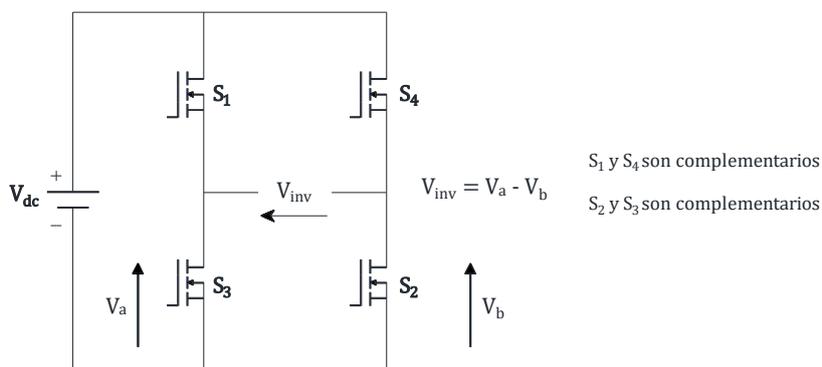


Fig. 19 Esquema de conmutación puente completo unipolar, (Álvarez, 2016).

Al contrario que en el caso anterior, en el que una única señal PWM y su complementaria disparaban los 4 IGBT's, en este caso se generan dos señales PWM diferentes. Aunque la frecuencia de conmutación de cada rama sea "fs", el efecto que se logra con esta modulación es el tener una frecuencia de conmutación de la frecuencia de salida igual al doble de la frecuencia de conmutación para cada rama (Álvarez, 2016).

1.4.2. Atenuación de armónicos en inversores mediante filtros de salida

Un filtro es un elemento cuya función principal es la de atenuar ciertas frecuencias o gama de frecuencias de una señal eléctrica que circula a través de él, este tipo de filtros se diseñan para que puedan separar la información contenida en las señales de interferencias, ruido y distorsión indeseada. Para modelar a este dispositivo se toma como base su función de transferencia, se representa simbólicamente con una caja con tres bandas como se aprecia en la fig. 20 (Borras, 2016). Si no se especifica nada respecto a las bandas, lo habitual es usar el símbolo:

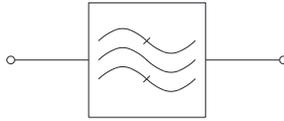


Fig. 20 Filtro eléctrico (Borras, 2016).

1.4.2.1. Filtros pasivos de potencia

Este tipo de filtros utilizan exclusivamente componentes pasivos (RLC) para la cancelación de la energía reactiva y armónicos, en el caso de compensación de energía reactiva de carácter inductivo, como es sabido, el procedimiento consiste en la puesta en paralelo de bancos de condensadores con la carga consumidora de energía reactiva, cuya capacidad varía de forma escalonada para adaptarse al consumo variable de energía reactiva (Chagua, 2009).

Pero si lo que se desea es eliminar los armónicos creados por una determinada carga no lineal, lo que se debe hacer es facilitar el paso de estos a través de caminos de baja impedancia situados en paralelo con la carga. Para ello se instalan filtros pasivos, formados por conjuntos L-C, cuya frecuencia de resonancia coincida con la de los armónicos supuestamente presentes, y dimensionados de tal modo que sean capaces de absorber los valores de las corrientes correspondientes a cada armónico (Martínez, 2011).

En el caso en que se desee compensación simultánea de energía reactiva y eliminación de armónicos, el sistema es una combinación de bancos de condensadores, con L en serie de protección, en paralelo con conjuntos de filtros LC de armónicos en conexión fija a la red, tal como se indica en la fig. 21.

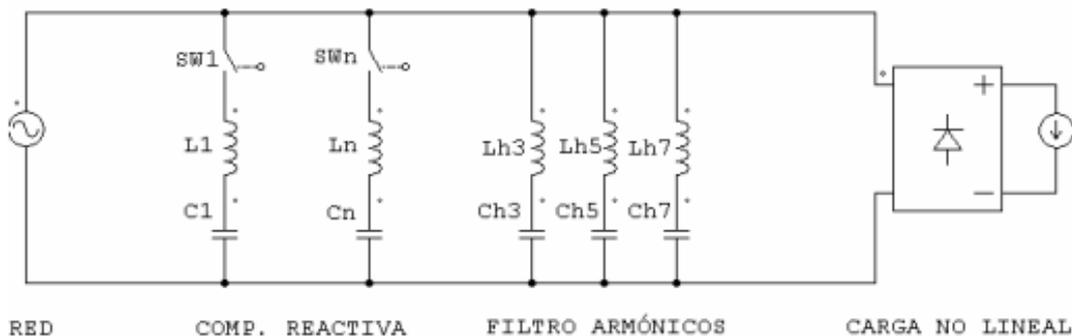


Fig. 21 Compensación pasiva de energía reactiva y armónica, (Martínez, 2011).

1.4.2.2. Filtros activos de potencia

También llamados “Active Power Line Conditioners” (APLC) tienen como principal objetivo la reducción de los armónicos en las redes de distribución de energía eléctrica (Lamich, 2006). Puede ser descrito como una fuente de tensión o de corriente controlada que se conecta directamente o a través de transformador de acoplamiento al sistema de potencia (Cardenas, Jimenez, & Salamanca, 2005). A continuación, se muestra la forma de trabajo de un filtro activo de potencia fig. 22:

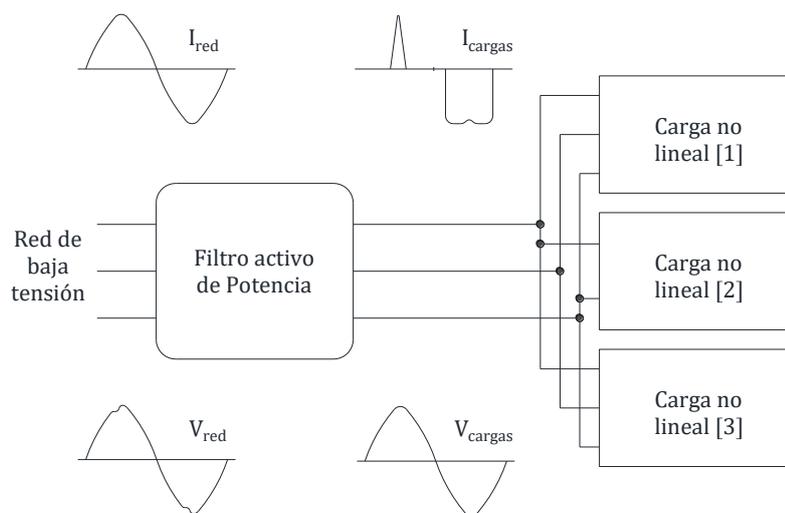


Fig. 22 Filtro activo de potencia, (Lamich,2006).

En aplicaciones prácticas las fuentes de tensión o corriente se implementan a través de convertidores que operan como sistema de control en lazo cerrado con el único objetivo inyectar la tensión o corriente que fijada a través de una referencia (Cardenas, Jimenez, & Salamanca, 2005).

Para suministrar energía a la red se necesita incorporar a la salida del inversor un arreglo de componentes pasivos para su filtrado, siendo los más utilizados los de tipo LC o LCL, pero si el sistema está en modo aislado se debe aplicar del tipo LC. Entre las topologías más comúnmente utilizadas tenemos tres principales:

- Topología L
- Topología LC
- Topología LCL

a. Filtro monofásico topología L

El filtro L consiste únicamente en una inductancia en serie con el inversor, tal y como se representa en la fig. 23. La resistencia R está asociada a cada bobina y su valor depende del proceso de fabricación utilizado (Villa, 2011).

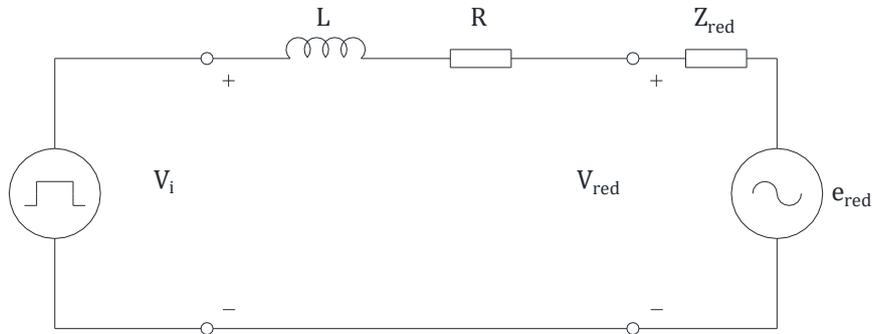


Fig. 23 Topología L, (Villa, 2011).

Tal como se muestra en el diagrama de Bode (pie de página), en el caso de los filtros L, la atenuación es incrementada en 20 db/dec . Esto demuestra que, para obtener una buena atenuación, es necesario una inductancia mayor como se observa en la fig. 24 (Malinowski, 2001).

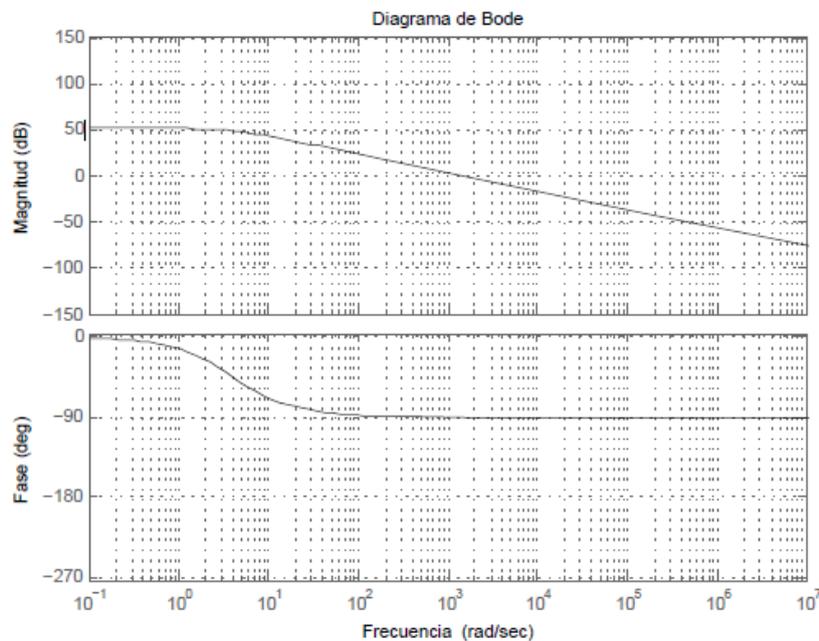


Fig. 24 Diagrama de Bode de un filtro topología L, (Villa, 2011).

Además, a medida que aumenta la inductancia, la dinámica del convertidor puede hacerse más lenta, causando mayores tiempos de respuesta.

La función de transferencia, que relaciona la tensión de entrada con la intensidad, se deduce a partir del circuito de la fig. 23.

Se ha considerado la tensión de red como una fuente de alimentación ideal. De esta forma, para el estudio en frecuencia del filtro por principio de superposición, para analizar la acción del voltaje que genera el inversor, se iguala el voltaje de la red a 0.

$$G_L(s) = \frac{I_o(s)}{V_i(s)} = \frac{1}{Ls + R} \quad (11)$$

Se observa, que, al ser un filtro de primer orden, es estable y no presenta problemas de resonancia. Esto supone una gran ventaja, ya que no será necesario aplicar técnicas de amortiguamiento.

b. Filtro monofásico topología LC

Este tipo de filtro se considera pasa bajos de segundo orden. En general si la frecuencia de conmutación es baja $m_f \leq 9$, o si se utiliza un inversor con conmutación cuadrada o cuasi – cuadrada se generan armónicos en las proximidades de la fundamental en cuyo caso este modelo de filtro se vuelve el idóneo para atenuar dichas perturbaciones y es aplicable solo en los casos en los que el inversor se encuentre en modo aislado, es decir sin conexión con la red (Ballester & Piqué, 2012).

Este modelo está compuesto por una inductancia y una capacitancia en modelo L Siendo representado en la fig. 25:

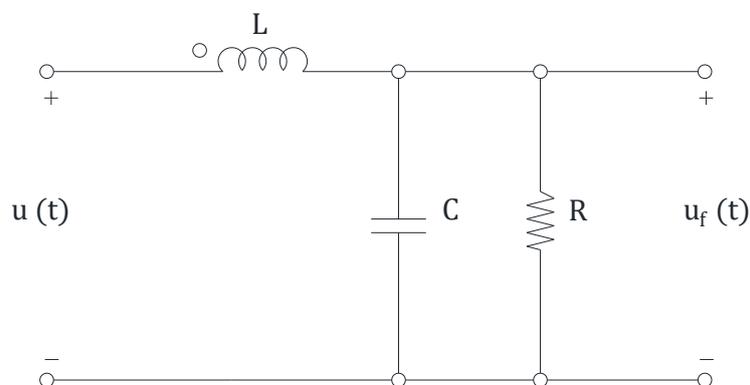


Fig. 25 Filtro monofásico LC, (Ballester & Piqué, 2012).

Para este filtro, y debido a la interacción de la carga con el mismo, se obtiene la siguiente función de transferencia:

$$\frac{U_f(s)}{U_s(s)} = \frac{1}{L^2 C^2 s^2 + \frac{L}{R} s + 1} \quad (12)$$

Con los parámetros de pulsación natural, ω_0 y factor de calidad Q dados por:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}, Q = R \sqrt{\frac{C}{L}} \quad (13)$$

c. Filtro monofásico topología LCL

La topología LCL está formada por una bobina conectada a la salida del inversor, un condensador y una segunda bobina, conectada a la red por cada fase (Villa, 2011). En la Fig. 26 se aprecia la composición de la topología mencionada.

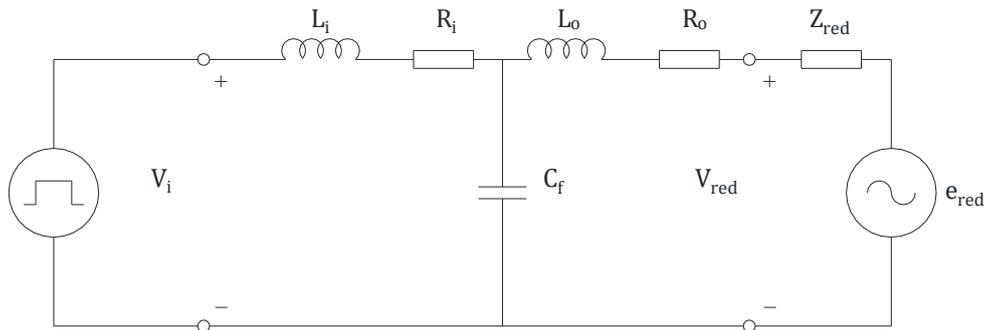


Fig. 26 Topología LCL, (Villa, 2011).

La principal ventaja de este filtro es que, para altas frecuencia, la atenuación al ser un filtro de 3^{er} orden, la atenuación se da a 60 dB/dec , tal como se muestra en la fig. 27. Además, presenta características como la de una menor inductancia equivalente, mayor economía y menor cantidad de pérdidas (Villa, 2011).

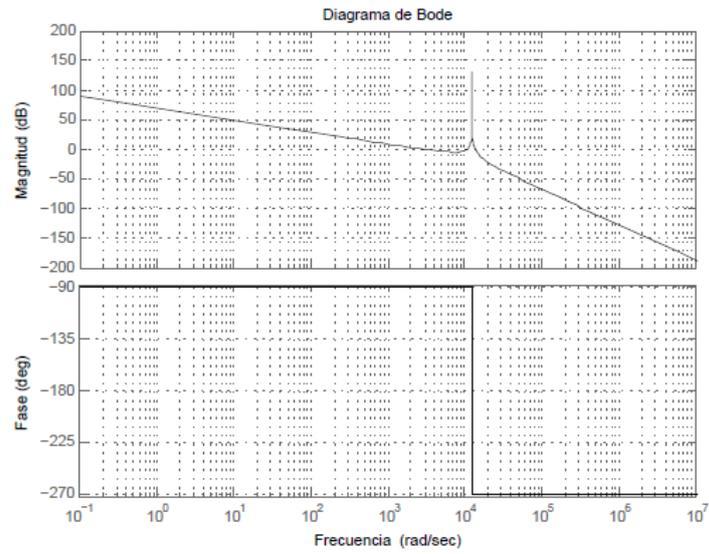


Fig. 27 Diagrama de Bode de un filtro de topología LCL, (Villa, 2011).

Sin embargo, tiene la desventaja de introducir una frecuencia de resonancia dentro del sistema, siendo necesario la utilización de métodos de amortiguamiento.

CAPÍTULO 2

Desarrollo

2.1. Diseño y construcción

Para validar la construcción del filtro, es necesario el diseño de un inversor el cual proporcionará la señal a ser filtrada, en la siguiente sección se detalla las características del inversor con las cuales se probará el filtro a construirse.

2.1.1. Conversor Monofásico DC – AC

Este circuito consta de una placa en la cual se integra un circuito de alimentación mediante un conversor DC – DC y opto acopladores para el sistema inversor el que se encargará de emitir las señales de activación para los IGBT's, la forma de trabajo del circuito se detalla a continuación.

El circuito de alimentación es controlado mediante el conversor 1 DPU01L-15 mostrado en la Fig. 29, el cual se encarga de recibir 5 VDC mediante el conector J1 (Fig. 28) y suministrar un voltaje de salida de 15 VDC, además, se integran luces de señalización D1 que indica que la alimentación ha sido conectada y D2 se integra para mostrar señales de falla.

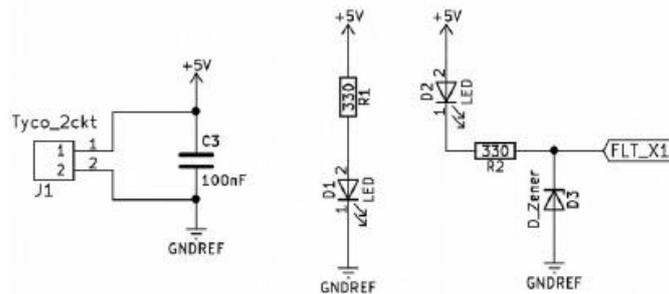


Fig. 28 Circuito de alimentación 5 VDC y señalización
Fuente: Clase de Control de Máquinas eléctricas, 2019

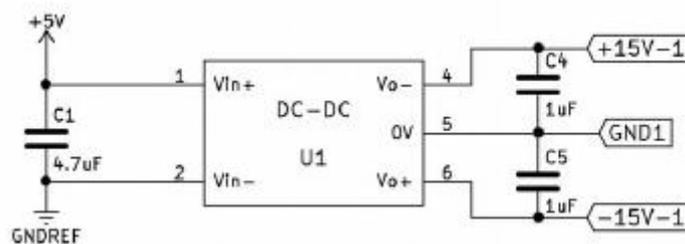


Fig. 29 Conversor DC - DC 5V - 15V
Fuente: Clase de Control de Máquinas eléctricas, 2019

Para el circuito inversor, las señales del SPWM son recibidas mediante el conector J2 desde el microcontrolador, además de la referencia a tierra Fig. 30.

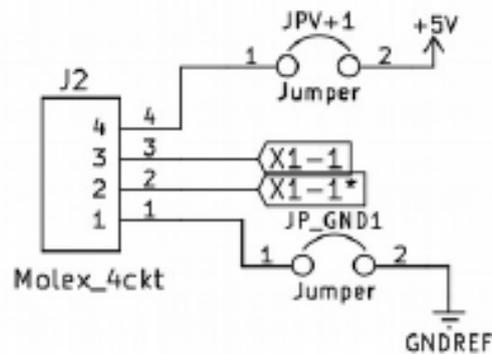


Fig. 30 Conector J1, recepción de señales SPWM.
Fuente: Clase de Control de Máquinas eléctricas, 2019

Las señales son enviadas hacia el opto acoplador FOD8332R2, al pin correspondiente (8), para cada uno de los IGBT se utiliza un circuito independiente, como se observa en la Fig. 31.

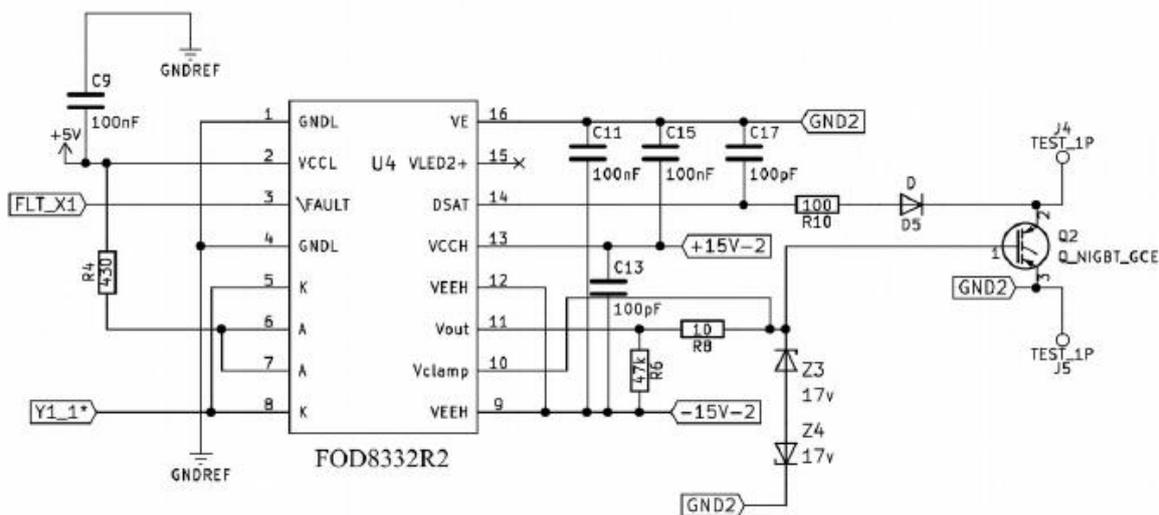


Fig. 31 Circuito inversor
Fuente: Clase de Control de Máquinas eléctricas, 2019

Además, se debe instalar terminales para la conexión del bus DC hacia los IGBT's. En el circuito se integra dos diodos Zener Z1 y Z2 los cuales sirven para limitar la tensión de compuerta de los IGBT's, para evitar daño de sobre voltaje en la compuerta.

2.2. Diseño filtro monofásico

Para el dimensionamiento del filtro LCL es necesario establecer varios parámetros iniciales, así como la metodología para su respectivo desarrollo, el cual se da a conocer a continuación.

2.2.1. Cálculo de Inductancia y Capacitancia

a. Procedimiento de cálculo de las Inductancias L

Para realizar el cálculo de la magnitud de las inductancias L_1 y L_2 se toma en consideración la función de transferencia del circuito de la fig. 34, se procede a modelar el sistema teniendo en cuenta que es una red de dos puertos.

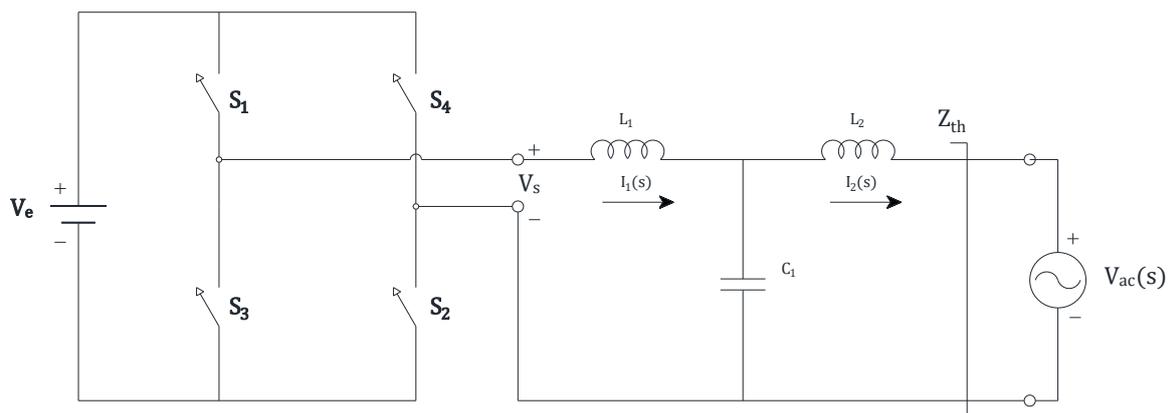
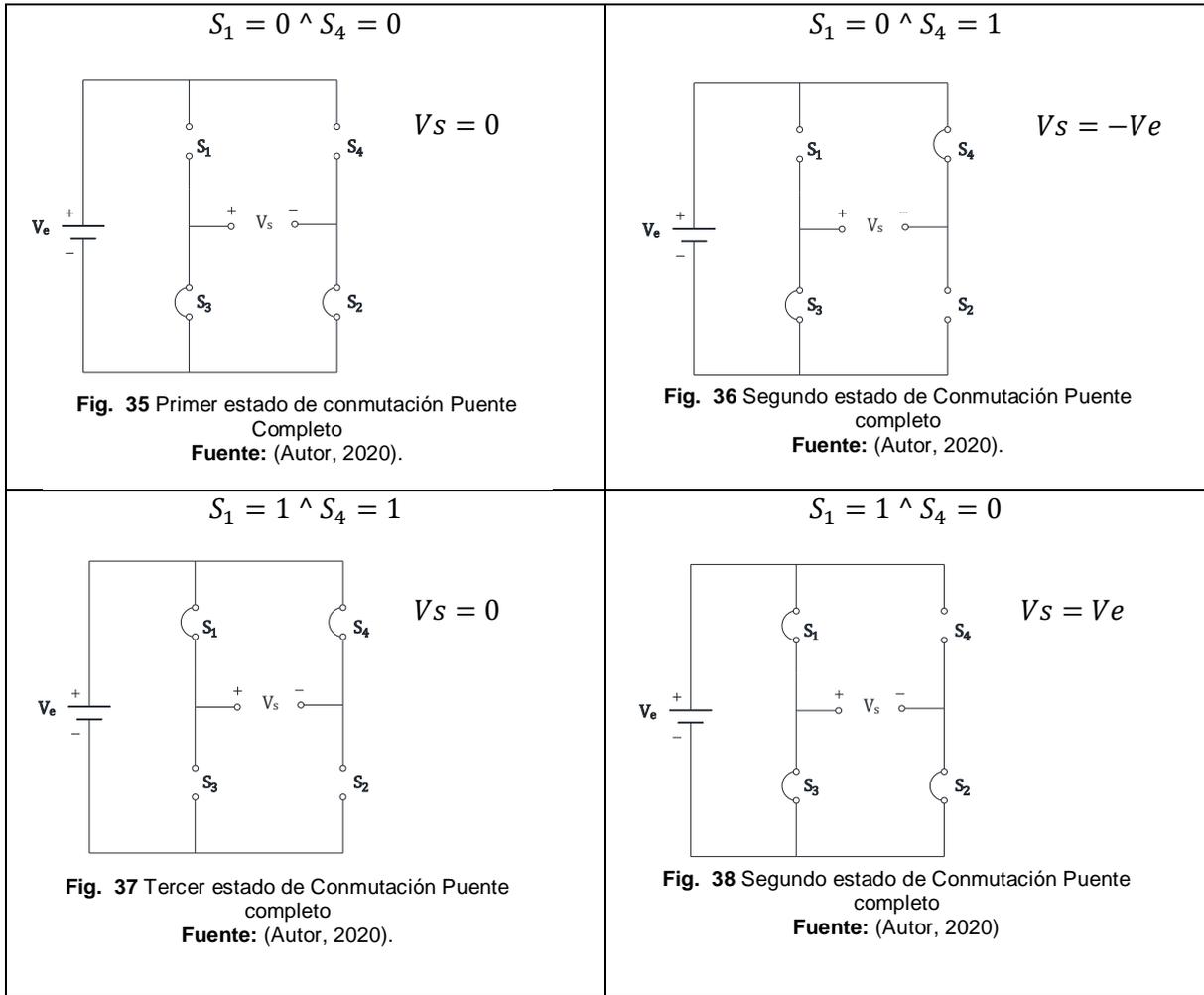


Fig. 34 Circuito LCL
Fuente: (Autor, 2020).

Realizando el análisis de conmutación de los interruptores en el inversor para determinar el valor de salida de V_s en función de V_e como se aprecia en las Fig. 35, 36, 37 y 38, se puede observar la siguiente relación:



Realizando el análisis en función valor de salida V_s como se muestra en las Fig. 35, 36, 37 y 38 y considerando los valores de S , se obtiene la siguiente relación, donde S puede adquirir tres posibles valores, siendo los siguientes:

$$V_s = V_e(S_1 - S_4)$$

$$\boxed{V_s = V_e S}$$

$$S_1 - S_4 = S \begin{cases} 1 \\ 0 \\ -1 \end{cases}$$

Si consideramos las conmutaciones del interruptor S obtendremos una respuesta como se aprecia en la Fig. 39

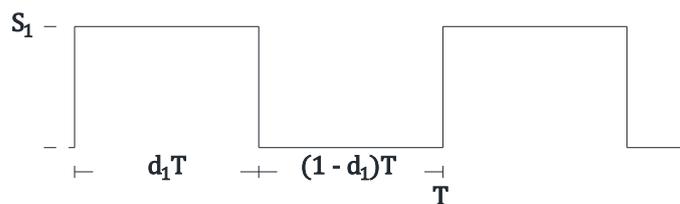


Fig. 39 Señal Conmutada, (Autor, 2020).
Fuente: (Autor, 2020).

Donde T representa el periodo de la señal, a partir de la ecuación 14 obtenemos el promedio móvil de la siguiente manera:

$$\begin{aligned}
 \langle S_1 \rangle &= \frac{1}{T} \int_0^T s_1(\tau) d\tau \quad (14) \\
 \langle S_1 \rangle &= \frac{1}{T} \left[\int_0^{d_1 T} 1 d\tau + \int_{d_1 T}^{(1-d_1)T} 0 d\tau \right] \\
 \langle S_1 \rangle &= \frac{1}{T} \left[\left(\tau \Big|_0^{d_1 T} \right) + \left(0 \Big|_{d_1 T}^{(1-d_1)T} \right) \right] \\
 \langle S_1 \rangle &= \frac{d_1 T}{T} \\
 \langle S_1 \rangle &= d_1 \quad (15)
 \end{aligned}$$

En la ecuación 15, al ser una constante, el promedio móvil será igual al mismo valor de dicha constante, también denominado *duty cycle*. A partir de esta expresión podemos determinar el promedio móvil de Vs:

$$\begin{aligned}
 V_s &= Ve(S_1 - S_2) \\
 \langle V_s \rangle &= \langle Ve(S_1 - S_2) \rangle \\
 \langle V_s \rangle &= Ve(\langle S_1 \rangle - \langle S_2 \rangle) \\
 \langle V_s \rangle &= Ve(d_1 - d_2) \quad (16)
 \end{aligned}$$

Al ser un convertidor no se maneja el valor de Vs como tal, sino que debemos manejar valores promedios, como se describe en la ecuación 16. Mediante esta ecuación y considerando el circuito de la fig. 32 en el cual se utilizará modulación unipolar tenemos lo siguiente:

$$\begin{aligned}
 V_s &= Ve(d_1 - d_2); \text{ si } d_2 = (1 - d_1) \\
 V_s &= Ve(d_1 - 1 + d_1) \\
 V_s &= Ve(2d_1 - 1) \quad (17)
 \end{aligned}$$

Si: $2d_1 - 1 = u$, al convertir la ecuación 17 al dominio de laplace tenemos:

$$V(S) = Ve u(S) \quad (18)$$

Esto permite establecer el circuito de modelo promedio de un circuito LCL como se observa en la Fig. 40.

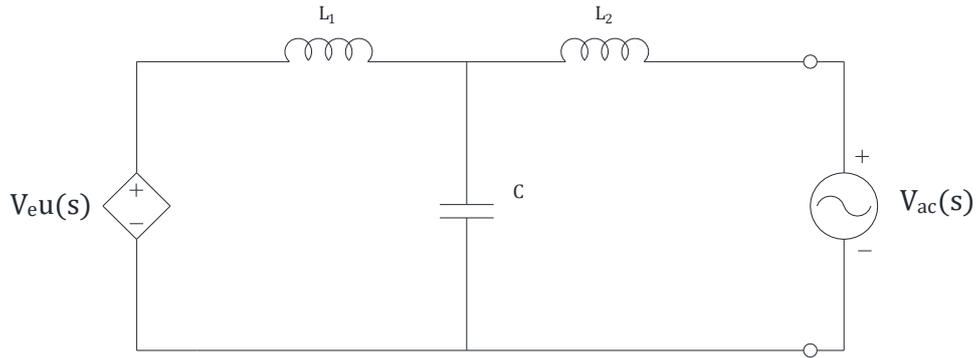


Fig. 40 Circuito de modelo promedio
Fuente: (Autor, 2020).

Para resolver el circuito es necesario determinar la red de impedancia Z_{th} , para ello es necesario llevar el circuito a un sistema de Laplace como se observa en la Fig. 41.

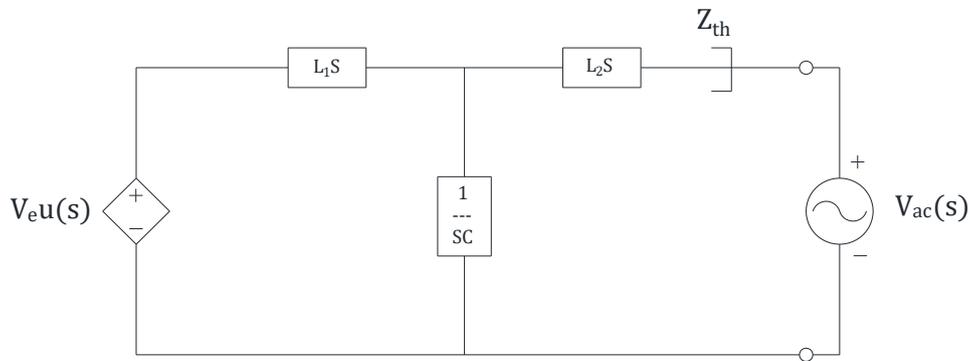


Fig. 41 Circuito de modelo promedio en el dominio de laplace
Fuente: (Autor, 2020).

$$Z_1 = \left(\frac{1}{L_1 S} + SC \right)^{-1} = \frac{L_1 S}{1 + L_1 C S^2}$$

$$Z_{th} = \frac{L_1 S}{1 + L_1 C S^2} + L_2 S = \frac{S(L_1 L_2 C S^2 + L_1 + L_2)}{1 + L_1 C S^2} \quad (19)$$

La ecuación 19 muestra la impedancia equivalente en términos de *laplace*, tomando en consideración que $S = j\omega$ y $j = \sqrt{-1}$ entonces:

$$Z_{th} = \frac{J\omega(L_1 L_2 C (J\omega)^2 + L_1 + L_2)}{1 + L_1 C (J\omega)^2} = \frac{J\omega(-L_1 L_2 C \omega^2 + L_1 + L_2)}{1 - L_1 C \omega^2}$$

$$= \frac{\omega(L_1 + L_2 - L_1 L_2 C \omega^2)}{-j(1 - L_1 C \omega^2)} = \frac{\omega L_1 + \omega L_2 - L_1 L_2 C \omega^3}{-j(1 - L_1 C \omega^2)}$$

En la ecuación anterior si consideramos la norma de $Z_{th} = |Z_{th}|$ se obtiene la siguiente expresión:

$$Z_{th} = \frac{(\omega L_1 + \omega L_2 - L_1 \omega L_2 \omega)}{(1 - L_1 C \omega^2)/\omega C} = \frac{\left(\frac{L_1}{C} + \frac{L_2}{C} - L_1 \omega L_2 \omega\right)}{(1 - L_1 \omega)} \quad (20)$$

A partir de la ecuación 20, bajo las consideraciones $Z^2 = \frac{1}{L_1 C}$ y $P^2 = Z^2 + \frac{L_2}{C}$ tenemos que:

$$\begin{aligned} |Z_{th}| &= \frac{\left(\frac{L_1}{C} + \frac{L_2}{C} - L_1 \omega L_2 \omega\right) C}{(1 - L_1 \omega) C} = \frac{\left(\frac{L_1}{C} + \frac{L_2}{C} - L_1 \omega L_2 \omega\right) C}{(1 - L_1 \omega) C} \\ &= \frac{\omega(-L_1 L_2 C \omega^2 + L_1 + L_2) C}{(1 - L_1 C \omega^2) C} = \frac{\omega^2(-L_1 C)(L_2 C \omega^2) + L_1 C + L_2 C}{(1 - L_1 C \omega^2) \omega C} \end{aligned}$$

Si $\frac{a}{bZ_{th}} = \frac{1}{X_C}$ entonces:

$$\begin{aligned} |Z_{th}| &= \frac{\omega^2 \left[-\left(\frac{1}{Z^2}\right) \left(\frac{1}{P^2 - Z^2}\right) \omega^2 + \frac{1}{Z^2} + \frac{1}{P^2 - Z^2} \right]}{\left(1 - \frac{\omega^2}{Z^2}\right) X_C} \\ X_C &= \frac{1}{\frac{\omega^2 \left[-\left(\frac{1}{Z^2}\right) \left(\frac{1}{P^2 - Z^2}\right) \omega^2 + \frac{1}{Z^2} + \frac{1}{P^2 - Z^2} \right]}{\left(1 - \frac{\omega^2}{Z^2}\right) Z_{th}}} \quad (21) \end{aligned}$$

La ecuación 21 muestra la forma de obtener la reactancia capacitiva. Para determinar los valores requeridos consideramos lo siguiente:

$V_p = 127 [V_{rms}]$ en donde se considera la tasa de distorsión armónica máxima del 8%, dichos armónicos que corresponden a este valor se muestran en la Fig. 42

$$I_p = 7 [A]$$

Armónico	% de U_n
5	6
7	5
11	3.5
13	3

Fig. 42 Tensiones armónicas máximas consideradas.
Fuente: Portana, 2020

$$Z_{th} < \frac{1}{50} \left(\frac{V_p}{I_p} \right) \quad (22)$$

$$Z_{th} < \frac{1}{50} \left(\frac{127 * \sqrt{2}}{7} \right)$$

$$Z_{th} < 0.513$$

Donde:

$Z^2 = [780(2\pi)]^2$, este valor viene dado debido al análisis del máximo armónico a considerarse y que el punto de corte se encuentre a 10 veces dicho valor.

$$P^2 = [2000(2\pi)]^2$$

$$\omega^2 = [60(2\pi)]^2$$

Estos valores se los obtiene del análisis de polos y zeros mostrado en la Fig. 43

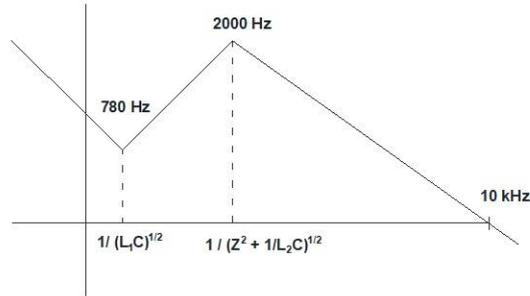


Fig. 43 Análisis de polos y zeros para puntos de corte
Fuente: (Autor, 2020).

Con los valores establecidos y utilizando la ecuación 22 se obtiene que:

$$X_C = 51.735$$

Con este valor se procede a despejar el valor de la capacitancia requerida a partir de la ecuación 23:

$$X_C = \frac{1}{2\pi f C} \quad (23)$$

$$C = \frac{1}{2\pi f X_C} = \frac{1}{2\pi(60)X_C}$$

$$C = 51.273 \mu f$$

A continuación, obtenemos los valores de las inductancias. La inductancia L1 se obtendrá a partir de la ecuación 24:

$$Z^2 = \frac{1}{L_1 C}; \quad L_1 = \frac{1}{Z^2 C} \quad (24)$$

$$L_1 = 812.01 [\mu H]$$

La inductancia L2 se obtendrá mediante la ecuación 25:

$$P^2 = Z^2 + \frac{1}{L_2 C}^2; \quad L_2 = \frac{1}{C(P^2 - Z^2)} \quad (25)$$

$$L_2 = 145.66 [\mu H]$$

Para el valor de C obtenido, debido a la necesidad de utilizar un valor comercial, se utilizará la capacitancia aproximada, entonces $C \approx 50 [\mu f]$. Con este valor se procede a recalcular el valor de las inductancias:

$$L_1 = 832.69 [\mu H]$$

$$L_2 = 149.37 [\mu H]$$

2.2.2. Cálculo de parámetros de la bobina

Para empezar con este procedimiento es necesario determinar varios criterios de diseño, entre ellos tenemos los siguientes:

- a) Valor de las inductancias: $L_1 = 832.69 [\mu H]$, $L_2 = 149.37 [\mu H]$
- b) Corriente pico especificada o nominal: $I_p = 7 [A]$
- c) Corriente rms especificada o nominal: $I_{rms} = 5 [A]$
- d) Frecuencia: $F = 20 [kHz]$
- e) Temperaturas máximas: $T_s = 100 \text{ }^\circ C$ y $T_a = 40 \text{ }^\circ C$

Con estos criterios se procede a realizar los cálculos correspondientes. Primero obtenemos el valor de la energía acumulada o $\hat{L}I_{rms}$ para cada una de las inductancias con los datos previamente establecidos de la siguiente manera:

$$\hat{L}I_{rms1} = (832.69 [\mu H])(5A)(7A) = 0.02944 HA^2$$

$$\hat{L}I_{rms2} = (149.37 [\mu H])(5A)(7A) = 0.00528 HA^2$$

Como la frecuencia de operación se encuentra en 20 kHz, usaremos material de ferrita para el núcleo. El material específico seleccionado es 3C94. Seleccionamos un núcleo tipo "UI" para la forma del núcleo. Acorde a la base de datos de núcleos tenemos una densidad de flujo equivalente a $B_{CA} = 200 [mT]$

El tipo de conductor a utilizarse es cobre redondo esmaltado, entonces tenemos que:

$$K_{cu} = 0.5 - 0.6$$

$$J_{rms} = 6 A/mm^2$$

El área requerida del conductor $A_{cu} = 1.6 mm^2$, según la tabla AWG se necesita un conductor calibre 14.

El número de vueltas lo obtenemos mediante la siguiente formula:

$$N = \frac{L * I_p}{B_{max} * A_c} \quad (26)$$

Donde:

B_{max} = Densidad de flujo [mT]

A_c = área de la seccion transversal [mm²]

$$N_1 = \frac{(832.69 [\mu H])(7 A)}{(200 mT) * (645 mm^2)} = 45 [vueltas]$$

$$N_2 = \frac{(149.37 [\mu H])(7 A)}{(200 mT) * (645 mm^2)} = 8 [vueltas]$$

2.3. Construcción filtro monofásico

Utilizando el conductor de cobre esmaltado de calibre previamente determinado se procede a realizar el arrollamiento sobre el núcleo de ferrita el cual es del tipo U/I 100 3C94, procurando que exista la menor separación entre vueltas como se observa en la Fig. 44, además, se requiere soldar los terminales con un conductor para realizar la posterior conexión.



Fig. 44 Arrollamiento del alambre sobre núcleo de ferrita
Fuente: (Autor, 2020).

Realizado el arrollamiento y colocado los terminales es recomendable recubrir la bobina con un papel aislante, posteriormente, utilizando un equipo de medición se procede a ajustar el valor de la inductancia mediante la regulación de la separación del entrehierro, buscando el valor más exacto como se muestra en la Fig. 45 y 46.



Fig. 45 Calibración de bobina 1
Fuente: (Autor, 2020).

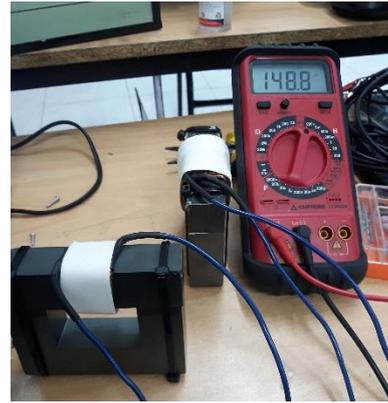


Fig. 46 Calibración de bobina 2
Fuente: (Autor, 2020).

2.4. Construcción del módulo

El modulo para su implementación está conformado por dos sistemas, la parte de control donde se halla el inversor la parte de potencia y filtrado, como se aprecia en la Fig. 47



Fig. 47 Implementación de modulo inversor y filtro LCL
Fuente: (Autor, 2020).

CAPÍTULO 3

Resultados

Con la construcción del módulo y la implementación del filtro LCL se realizan las pruebas de campo para determinar el tipo y forma de la señal, las partes constitutivas del módulo se pueden observar en la Fig. 48, los resultados de las pruebas se detallan a continuación.

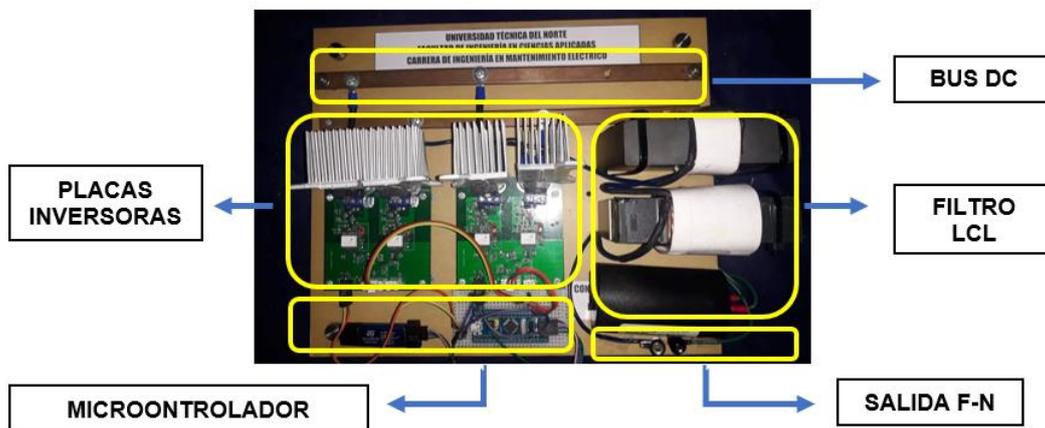


Fig. 48 Partes constitutivas del Módulo
Fuente: Autor, 2020

3.1. Conversor Monofásico

La placa inversora genera una señal SPWM con una frecuencia de 10 [kHz] hacia los IGBT, los cuales conmutan la señal del bus DC, esta señal es filtrada por el filtro LCL, mediante las mediciones se determina las características de la señal de entrada y de salida lo cual permite contrastar los valores requeridos.

La señal de salida obtenida mediante el módulo de prueba mediante el micro-controlador es una señal sinusoidal cuadrada que conmuta a 20 [kHz] de magnitud 3 VDC, la cual se observa en la Fig. 49



Fig. 49 generación de señal SPWM mediante módulo de prueba
Fuente: Autor, 2020

Un acercamiento más a detalle de la señal obtenida se puede observar en la Fig. 50



Fig. 50 Señal de conmutación SPWM
Fuente: (Autor, 2020).

La señal de conmutación debe mantener un tiempo muerto que permita evitar que los IGBT entre en cortocircuito al entrar en funcionamiento, como se aprecia en la Fig. 51.



Fig. 51 Tiempo muerto en señal SPWM
Fuente: (Autor, 2020).

Las diferentes respuestas de la señal medida en la salida tanto del inversor como del filtro se detallan en el siguiente apartado.

3.1.1. Señal AC

La imagen se obtuvo por medio de un osciloscopio digital, la sonda se utilizó multiplicada por 10, como se puede apreciar en las imágenes generadas por el instrumento.

- **Salida del Inversor:** Se realizó la conexión del bus DC de la placa inversora mediante fuentes de DC con la cual se generó una señal de magnitud 60 VDC, al conectar al Bus DC obtenemos a la salida una señal conmutada a 20 kHz de valor equivalente al voltaje de entrada. Por otra parte, se puede apreciar que los IGBT utilizados están

conmutando correctamente con pequeños sobre pulsos, en la Fig. 52 se muestra medio ciclo para tener una mayor claridad de lo anteriormente descrito

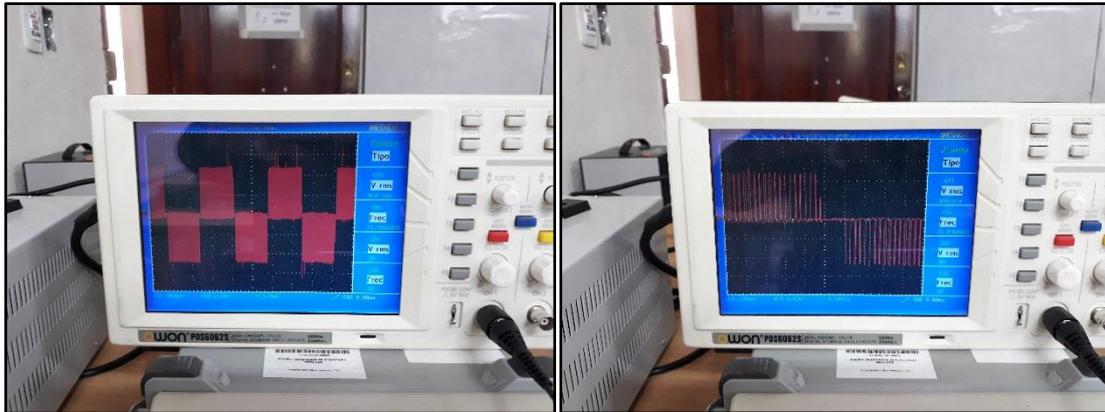


Fig. 52 Señal de salida del inversor
Fuente: (Autor, 2020).

La frecuencia que se obtuvo fue de aproximadamente 59,8 Hz.

- **Etapas de Filtrado:** Para hacer las pruebas con el filtro, se conectó una carga resistiva de 105w, los resultados que se obtuvieron son los siguientes.

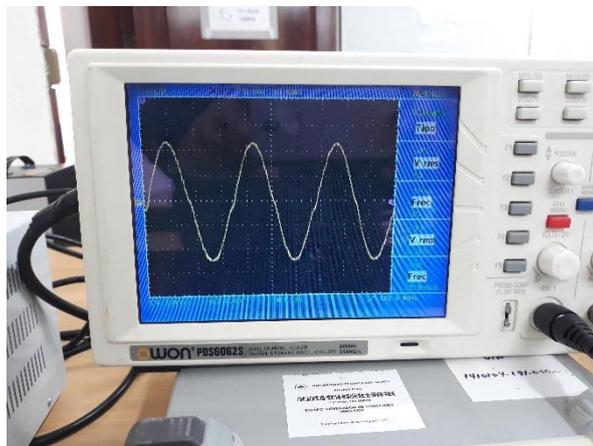


Fig. 53 Señal filtrada
Fuente: (Autor, 2020).

Como puede observarse en la Fig. 53 la señal resultante es sinusoidal, con un voltaje RMS de 31,8 V y una frecuencia de aproximadamente 59,8 Hz, la corriente de consumo real es de 3,6 A. En este caso el filtro está cumpliendo su función correctamente, ya que el nivel de voltaje se mantiene constante.

Realizando una comparación entre las señales de salida del inversor y del filtro LCL, se obtiene una respuesta como la que se aprecia en la fig. 54.

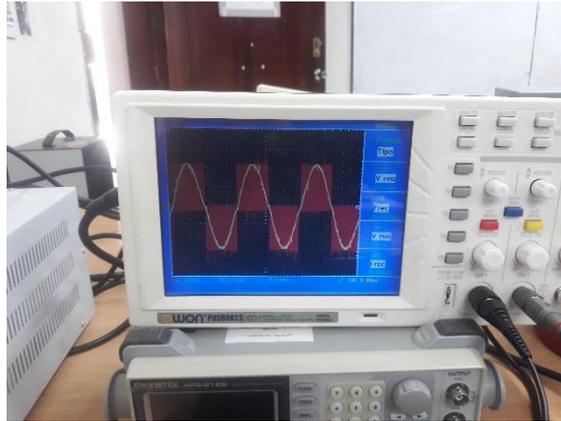


Fig. 54: Comparación de señales de salida del inversor y filtro LCL
Fuente: (Autor, 2020).

Realizando un acercamiento al semiciclo positivo como se observa en la Fig. 55 se puede apreciar con mayor claridad la forma de conmutación y la atenuación de la señal del sistema.

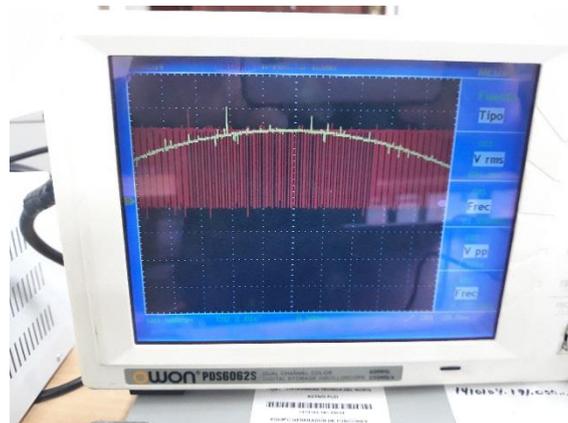


Fig. 55 Análisis del semiciclo positivo en las señales de salida
Fuente: (Autor, 2020).

La imagen muestra como el filtro LCL cumple las características de diseño y filtra las señales de conmutación de alta frecuencia, obteniéndose una respuesta en forma sinusoidal

3.1.2. Linealización del circuito

Para contrastar los resultados obtenidos con el diseño realizado y verificar si cumple los objetivos del filtro, es necesario modelar el sistema real en donde se incluyen las resistencias de los inductores, para facilitar este proceso se utiliza el software Simulink mostrado en la Fig. 56, en donde ingresamos el modelo del sistema utilizado y los parámetros reales con lo cual el programa nos construirá un modelo matemático que se procesará mediante el software MatLab y obtendremos la función de transferencia del modelo real mostrada en la ecuación 27.

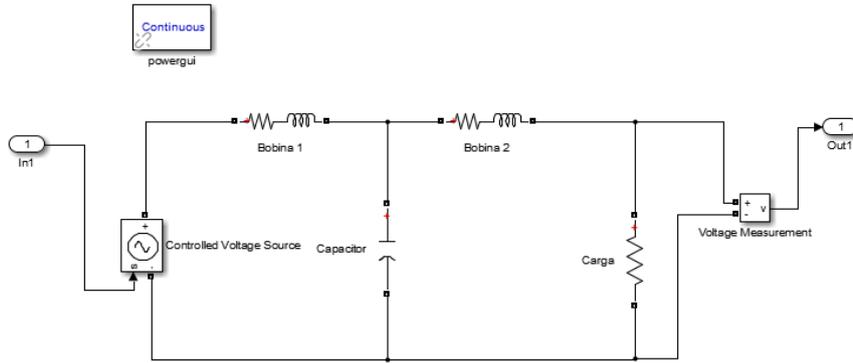


Fig. 56: Linealización del circuito inversor y filtro LCL – Simulink
Fuente: (Autor, 2020).

$$G(s) = \frac{3.603e12}{s^3 + 1.511e05s^2 + 1.344e08s + 3.627e12} \quad (27)$$

Al graficar el diagrama de Bode de la función de transferencia obtenida se muestra la respuesta que se observa en la Fig. 57

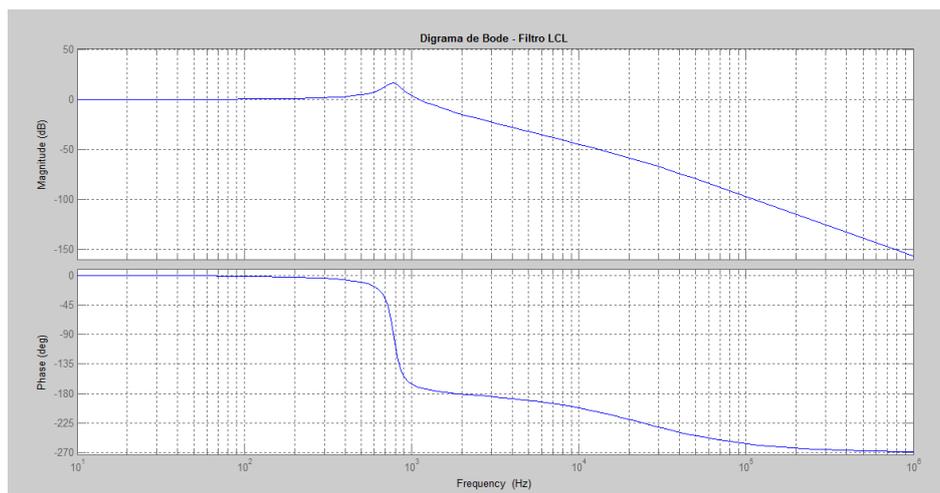


Fig. 57 Diagrama de Bode filtro LCL
Fuente: (Autor, 2020).

Mediante el gráfico podemos observar que a 20 kHz la ganancia es -60 db que nos indica que el voltaje a esta frecuencia es mil veces más pequeño que el de entrada. Además, hay que tener en cuenta que las bajas frecuencias se amplifican teniendo un pico en 780 Hz a 20 db, característica la cual se debe tener mucho cuidado al momento de verificar el diseño.

3.1.3. Análisis de Fourier para V a plena carga

Al coloca una carga en la salida del filtro podemos comprobar la respuesta que el sistema presenta en varios puntos para su análisis, siendo los más relevantes los presentados tanto a la salida del inversor como a la salida del filtro LCL.

En la fig. 58 se puede observar el espectro generado por el análisis de Fourier en donde se muestra las señales de alta frecuencia generadas, debido a la naturaleza de la señal esta respuesta muestra muchas componentes considerables en los valores de 20, 40, 60 y 80 kHz

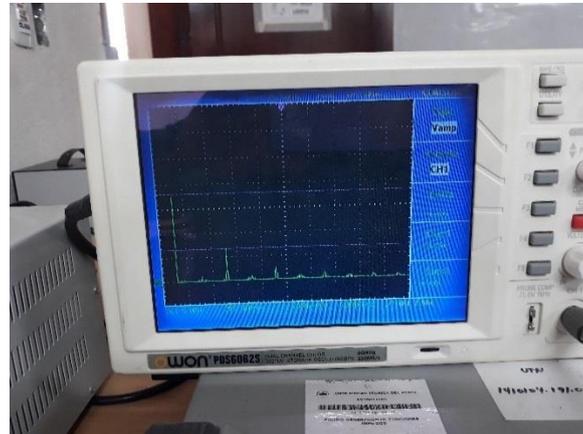


Fig. 58 Análisis de Fourier en alta frecuencia, salida del inversor
Fuente: (Autor, 2020).

Además, en las señales de baja frecuencia también existe un contenido armónico considerable siendo los más representativos el de 3, 5, 7 y 9 armónico como se observa en la Fig. 59

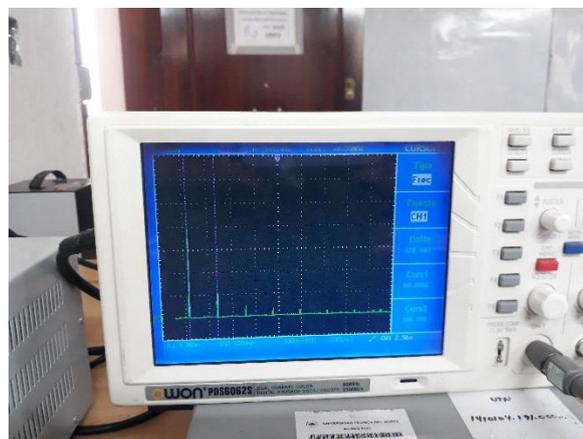


Fig. 59 Análisis de Fourier en baja frecuencia, salida del inversor
Fuente: (Autor, 2020).

La tabla 1, muestra el resumen de las magnitudes medidas de armónicos, siendo magnitudes bastante representativas en comparación a la señal fundamental.

Tabla 1
Valores de componentes armónicas en alta y baja frecuencia

Salida del Inversor			
Alta Frecuencia	Magnitud	Baja Frecuencia	Magnitud
20 kHz	6,60 V	180 Hz	5,2 V
40 kHz	2,40 V	300 Hz	2,4 V
60 kHz	1,20 V	420 Hz	1,6 V
80 kHz	0,8 V	540 Hz	1 V

Fuente: Autor, 2020

Realizando el análisis de Fourier en alta frecuencia a la salida del filtro LCL es notorio el cambio, ya que se suprimen todos los valores antes mencionados, quedando solo los de baja frecuencia, como se muestra en la Fig. 60

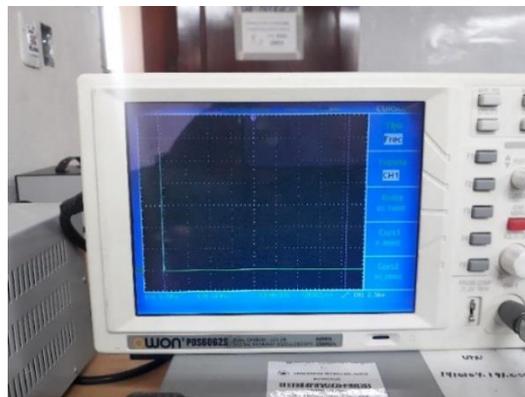


Fig. 60 Análisis de Fourier en alta frecuencia, salida del filtro LCL
Fuente: (Autor, 2020).

Como puede observarse se redujeron los armónicos más perjudiciales en baja frecuencia mostrados en la Fig. 61 y a su vez se suprimieron todos los armónicos de alta frecuencia entre el rango de 20 – 80 kHz como se aprecia en la Fig. 60 por lo que se cumple el objetivo previsto para el filtro.

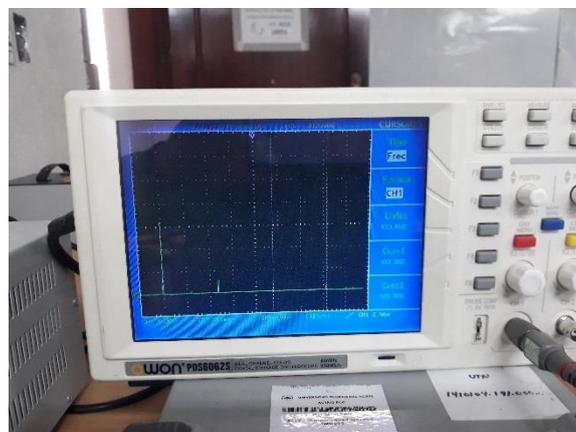


Fig. 61 Análisis de Fourier en baja frecuencia, salida del filtro LCL
Fuente: (Autor, 2020).

En la tabla 2 se muestra el resultado numérico de Fourier para la anterior imagen, en la que se comprueba que los armónicos de orden 3, 5, 7 y 9 en relación a la componente de Fourier se atenuaron de forma significativa.

Tabla 2
Valores de componentes armónicas en baja frecuencia

Salida del filtro LCL	
Baja Frecuencia	Magnitud
180 Hz	2,1 V
300 Hz	0
420 Hz	800 mV
540 Hz	200 mV

Fuente: Autor, 2020

En el gráfico de la Fig. 62 se puede comparar las señales resultantes de baja frecuencia de salida del inversor y del filtro, donde, se puede apreciar claramente como al pasar por el filtro la magnitud de los armónicos se atenúa considerablemente y en el caso de las señales de alta frecuencia, terminan por ser suprimidas.

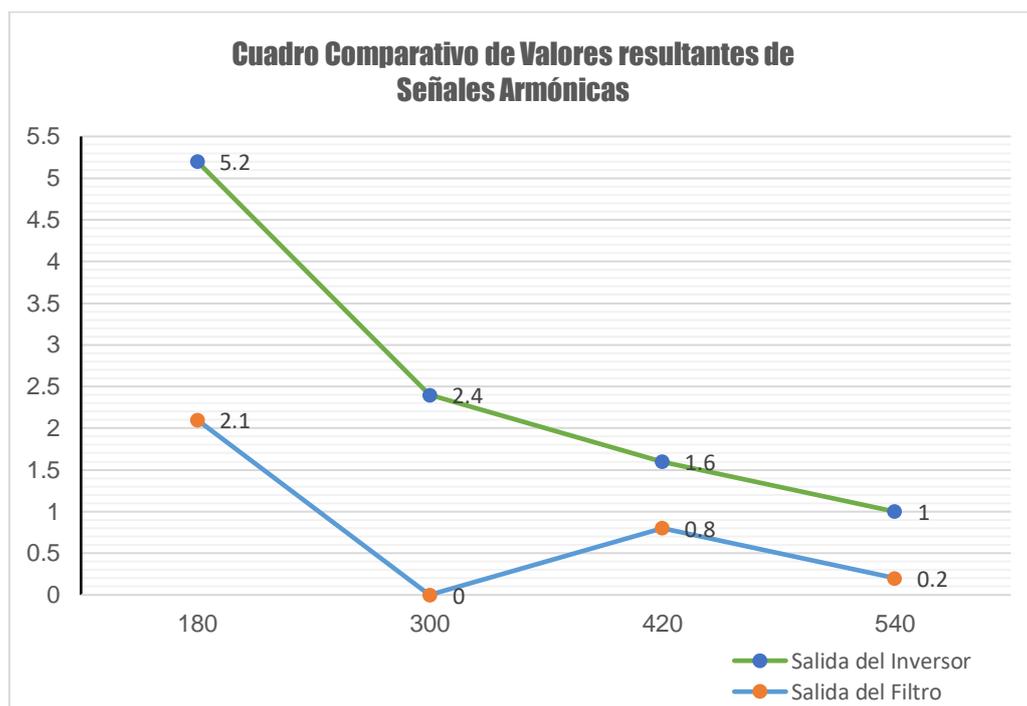


Fig. 62 Cuadro comparativo de magnitudes de las señales armónicas
Fuente: (Autor, 2020).

3.2. Manuales de funcionamiento Filtro LCL

En el siguiente apartado se da a conocer los manuales que ayudan a realizar las pruebas de funcionamiento, así como de mantenimiento del equipo y su diseño.

3.2.1. Manual de Operación Filtro LCL

MANUAL DE OPERACIÓN FILTRO LCL

Es muy importante que antes de realizar pruebas de funcionamiento del filtro se realice la lectura a detalle del manual de operación y mantenimiento, con el fin de precautelar la integridad del operador y del equipo.

1. Antes de realizar las pruebas o de incorporar una carga a la salida del filtro para ponerlo en funcionamiento, se debe verificar la ausencia de tensión en las bornas de salida del inversor mediante un equipo de medición.
2. Verificar que el nivel del voltaje de alimentación no sobrepase el valor de diseño del filtro (127 Vac).
3. Verificar que la carga a ser instalada no sobrepase el nivel de consumo de corriente, lo que podría provocar daños en los bobinados.
4. Verificar que las bobinas se encuentren fijadas en su posición marcada, debido a que si operan a una distancia cercana a las tarjetas de control estas generaran falsos encendidos en los IGBT's ocasionando problemas en la señal generada.
5. No realizar esfuerzos mecánicos sobre la superficie de las bobinas, debido al tipo de material (ferrita), lo hace muy frágil lo que comprometería la integridad del filtro.
6. Revisar que todos los sistemas y componentes se encuentren en su estado y posición óptima para comenzar a operar.
7. Realizar una comprobación rápida de a temperatura del filtro, si la temperatura empieza a exceder los valores de diseño (90°), desconectar la fuente de alimentación. El módulo debe trabajar a temperatura ambiente y sin la presencia de factores

externos tales como el contacto directo de la luz solar, corrientes bruscas de aire y polvo.

8. Medir constantemente el consumo de corriente, no añadir carga adicional sin antes verificar la capacidad restante del filtro.
9. Verificar la presencia de ruidos extraños, una alta vibración en la bobina puede ser indicativo de una sobrecarga o que el equipo está llegando a su capacidad límite.
10. Antes de retirar la carga con la que trabaja el filtro, desconectar la fuente de alimentación principal y esperar unos segundos a que la carga acumulada en el capacitor se disipe.

3.2.2. Manual de Mantenimiento Filtro LCL

MANTENIMIENTO DEL FILTRO LCL

En el presente documento se da a conocer la forma de realizar el mantenimiento al filtro LCL, tanto a las bobinas como al capacitor, los mismos que son puntos importantes a considerar, de esta manera se protege al usuario y al prototipo.

1. Adecuar un área de trabajo, esta debe ser amplia, limpia y que cumpla con las condiciones mínimas de seguridad electrónica.
2. Realizar una inspección física del prototipo y sus periféricos para detectar características especiales como manchas, golpes, etc.
3. Realizar una limpieza superficial, retirando polvo y otras sustancias que se encuentren en su superficie, de preferencia mediante aire (aire a presión) o utilizando una brocha.
4. Realizar encendido del equipo verificar visualmente el funcionamiento de luces piloto, emergencia, no debe existir ruidos anormales ni parpadeos excesivos.
5. Comprobar que las conexiones se encuentren conectadas y ajustadas a la placa.
6. Verificar que los puntos de medición se encuentren en buen estado, no deben presentar muestras de sobrecalentamiento o desgaste.

7. Verificar que los puntos de conexión no se encuentren aislados, caso contrario deben ser reemplazados de forma inmediata para evitar futuros accidentes.
8. Realizar mediciones de carga y descarga en el capacitor
9. Realizar mediciones de continuidad en la bobina para verificar que no se encuentre cortocircuitada o en su defecto con el conductor roto.

Consideraciones especiales

1. En caso de que el núcleo se encuentre con restos de líquidos o humedad es recomendable realizar el secado mediante un horno o una pistola de calor.
2. Si el núcleo se encuentre con restos de grasas o aceites es recomendable usar líquidos disolventes que permita retirar este tipo de sustancias, caso contrario se debe volver a construir la bobina.
3. Si el conductor presenta corrosión o daños físicos es necesario cambiar inmediatamente por otro conductor ya que puede alterar el funcionamiento del filtro.
4. Si se presenta el caso de puntos de soldas deteriorados se recomienda retirar el punto de conexión y volver a soldar con las herramientas adecuadas para estos procesos.
5. Si el filtro presenta deterioro en sus puntos de medición se recomienda cambiar dichos puntos por otros de mejor calidad.

3.2.3. Manual de Diseño Filtro LCL

DISEÑO DEL FILTRO LCL

A continuación, se describe el proceso de diseño y selección de materiales para la construcción del filtro LCL Monofásico.

1. Se debe determinar las características de potencia de trabajo del filtro, frecuencia de trabajo (kHz), voltaje (V), corriente máxima de trabajo (A).

2. Determinar la resistencia equivalente de Thévenin equivalente mediante la siguiente ecuación:

$$Z_{th} < \frac{1}{50} \left(\frac{V_p}{I_p} \right)$$

Es recomendable considerar este valor en (1/50) del valor de la resistencia.

3. Determinar los puntos de corte, el primer punto (f_{n1}) se lo determina mediante el análisis del último armónico representativo a ser considerado, el segundo punto (f_{n2}) debe ser de valor inferior a la mitad de la frecuencia máxima de trabajo.

4. Se determina los valores de P, Z y ω , mediante las ecuaciones.

$$Z^2 = [f_{n1}(2\pi)]^2$$

$$P^2 = [f_{n2}(2\pi)]^2$$

$$\omega^2 = [f(2\pi)]^2$$

5. Calcular el valor de X_c :

$$X_c = \frac{1}{\omega^2 \left[-\left(\frac{1}{Z^2}\right) \left(\frac{1}{P^2 - Z^2}\right) \omega^2 + \frac{1}{Z^2} + \frac{1}{P^2 - Z^2} \right] \left(1 - \frac{\omega^2}{Z^2}\right) Z_{th}}$$

6. Calculamos el valor del capacitor, en caso de que el valor resultante no sea uno comercial, se debe aproximar al inmediato superior.

$$C = \frac{1}{2\pi f X_c}$$

f = frecuencia fundamental (Hz)

7. Calculamos los valores de las inductancias 1 y 2 mediante las siguientes ecuaciones:

$$L_1 = \frac{1}{Z^2 C}$$

$$L_2 = \frac{1}{C(P^2 - Z^2)}$$

8. Seleccionar el núcleo de ferrita requerido en función de la corriente máxima de trabajo, evitando que llegue al punto de saturación.

9. Determinamos el calibre del conductor en función de la cantidad de corriente a trabajar
 $J_{rms} = A/mm^2$, utilizamos las tablas AWG de cobre esmaltado para este propósito.

10. Dimensionar el número de espiras de las bobinas:

$$= \frac{L * I_p}{B_{max} * Ac}$$

B_{max} = densidad de flujo del núcleo de ferrita (mT)

Ac = área de la sección transversal en mm^2

11. Comprobar los valores resultantes.

3.2.4. Manual de practica con el filtro LCL

PROCEDIMIENTO DE PRUEBAS DE FILTRO LCL

1. Comprobar la ausencia de tensión entre los terminales de entrada y salida del filtro
2. Conectar una carga de bajo valor para descargar el capacitor.
3. Medir los valores de las inductancias utilizando un medidor LCR.
4. Medir el valor del capacitor utilizando el medidor LCR.
5. Conectar el filtro a los terminales de alimentación y energizar el circuito, verificando que el voltaje se encuentre bajo el valor nominal.
6. Medir el voltaje de salida del filtro, comprobar si existe variaciones.
7. Medir el voltaje en el capacitor
8. Utilizar el osciloscopio y medir la forma de las señales de entrada y salida del filtro
9. Desconectar el equipo y añadir una carga inferior a 1 A.
10. Medir los voltajes de entrada y salida del filtro.

11. Medir la corriente en la carga.
12. Medir el voltaje en el capacitor.
13. Aumentar la carga a 2 A y repetir los pasos 9, 10 y 11.
14. Aumentar la carga hasta un máximo de 5 A por razones de seguridad realizar las mediciones.
15. Utilizar el osciloscopio y medir la forma de las señales de entrada y salida del filtro con carga y sin carga en cada uno de los casos.
16. Desconectar la entrada de alimentación y verificar la ausencia de carga.
17. Retirar la carga instalada
18. Comprobar el voltaje en el capacitor, debe ser igual a 0.

CAPITULO 4

Conclusiones y Recomendaciones

Conclusiones

- Se realizó una descripción bibliográfica en la cual se exponen las ventajas de utilizar el filtro LCL en lugar del filtro L y LC en donde se indicaron los objetivos del proyecto para llegar a su selección y aplicación.
- El diseño del filtro está condicionado a las características de trabajo requeridas (V, A, Hz), cada diseño se realiza en función de un caso en específico, es necesario establecer estos valores referenciales antes de realizar los cálculos, la fundamentación teórica es importante para evaluar los resultados y la viabilidad de construcción del diseño.
- El diseño del filtro cumple con la característica de eliminar casi en su totalidad las frecuencias de conmutación lo que elimina las señales armónicas de alta frecuencia como quedó demostrado en un rango de 20 a 80 kHz, incluso aún si se conmutara a frecuencias inferiores en el orden de 4 kHz el filtro atenúa excelentemente bien.

Recomendaciones

- Es recomendable trabajar con microcontroladores que garanticen una señal estable ya que se manejan señales de alta frecuencia para la activación de los conmutadores.
- Se debe implementar un controlador de ancho de banda alto para realizar un control a baja frecuencia, esto para evitar que se amplifiquen las bajas frecuencias a partir de los 300 a 780 Hz, que generan los armónicos de orden 5, 7, 9 y 13.
- Al trabajar con materiales electrónicos de alta velocidad de conmutación e necesario organizar la distribución física de tal manera que las placas de control y el filtro de potencia no se encuentren a una distancia en la cual el campo magnético generado por las bobinas incida y genere falsos encendidos, comprometiendo la integridad de la señal generada.
- Al ser equipos electrónicos los que rigen el control del módulo, se debe garantizar que sea un sistema aislado del sistema de potencia para que las señales de control trabajen sin perturbaciones, ya que la diferencia de magnitud existente ente estos dos podría ocasionar daños severos.

Referencias

- Mohan, Ned; Undeland, Tore; Robbins, W. (2009). *ELECTRÓNICA DE POTENCIA: Convertidores, aplicaciones y diseño* (Tercera Ed). México, D. F.: Editorial McGraw - Hill.
- Martínez, Salvador; Gualda, J. (2006). *ELECTRÓNICA DE POTENCIA. Componentes, topologías y equipos* (Primera Ed). Madrid: Editorial Thompson Paraninfo, S.A.
- Carpio Ibáñez, J., Míguez Camiña, J. V., & Guirado Torres, R. (2013). *Alimentación de cargas críticas y calidad de la energía eléctrica* (Primera Ed). Madrid, SPAIN: UNED - Universidad Nacional de Educación a Distancia.
- Fernández del Busto, R. (2013). *Análisis y diseño de sistemas de control digital* (Primera Ed). México, D. F.: Editorial McGraw - Hill.
- Malinowski, M. (2001). *Sensorless Control Strategies for Three - Phase PWM Rectifiers*. Warsaw University of Technology.
- Martínez, A. (2011). *Diseño de filtros pasivos para el control de armónicos*. Universidad Central "Marta Abreu" de Las Villas.
- Plazas, Andrey; Jaimes, H. (2016). *Diseño, simulación e implementación de un inversor monofásico*. Universidad Central de Santander.
- Briozzo, César; Echinope, V. (2011). *Dispositivos Semiconductores para Electrónica de Potencia* (Primera Ed). Uruguay.
- Spina, M. (2004). *ELECTRONICA DE POTENCIA: Convertidores y Dispositivos* (Primera Ed). Buenos Aires: Editorial Universidad Nacional del Centro.
- Chagua, R. (2009). *Análisis de los filtros activos para compensación en los sistemas eléctricos de potencia*. Universidad Nacional del Centro de Perú.
- Cárdenas, Pedro; Jiménez, Fabián; Salamanca, J. (2005). Aspectos Generales de Filtros Activos de Potencia en Sistemas de Potencia. In *III Simposio Internacional sobre Calidad de la Energía Eléctrica* (Vol. 77, pp. 1–10). Bogotá, D. C.
- Ballester, Eduard; Piqué, R. (2012). *Electrónica de Potencia. Principios Fundamentales y Estructuras Básicas* (Primera Ed). Barcelona: Editorial Alfaomega.
- Hart, D. (2001). *Electrónica de Potencia* (Primera Ed). Madrid: Pearson Educación S. A.
- Rashid, M. (2015). *Electrónica de Potencia* (Cuarta Ed). México, D. F.: Pearson Educación.
- Pérez, M. (2016). *CALIDAD DE LA ENERGÍA ELÉCTRICA* (Primera Ed). Madrid, España: IBERGACETA PUBLICACIONES, S.L.
- Villa, A. (2011). *Estudio del Filtro LCL aplicado a Inversores Fotovoltaicos*. Universidad Carlos III de Madrid.

- Gamboa, Silvana; Quelal, P. (2004). *DISEÑO Y CONTRUCCION DE UN VARIADOR DE VELOCIDAD CON EL MICROCONTROLADOR 80C196MC*. Escuela Politécnica Nacional.
- Lamich, M. (n.d.). *Filtros Activos de Potencia*. España.
- Peralta, A. (n.d.). *UNIVERSIDAD SAN FRANCISCO DE QUITO USFQ COLEGIO DE CIENCIAS E INGENIERIAS*.
- Portana, M. (2010). *DISEÑO DE FILTROS DE ACOPLAMIENTO PARA CONVERTIDORES EN FUENTE DE TENSIÓN: APLICACIONES EN LA CALIDAD DE ONDA*. Universidad de Sevilla.
- Ávila, E. (2017). *DISEÑO Y SIMULACIÓN DE UN CONTROL EN CASCADA (PIDESLIZANTE) PARA LOS CONVERTIDORES DC-DC PRESENTES EN UNA PLANTA VIRTUAL DE GENERACIÓN DE ENERGÍA ELÉCTRICA*. Escuela Politécnica Nacional.
- Ferrero, J. (2018). *Filtro para la frecuencia de conmutación de un inversor fotovoltaico*. Universidad de Valladolid.
- Martín, R. (2012). *Diseño e implementación experimental de un inversor monofásico operando en modo isla*. Universidad Carlos III de Madrid.
- Álvarez, A. (2016). *Análisis de distintas alternativas de control para inversores monofásicos conectados a red*. Universidad Politécnica de Madrid.
- Horikoshi, I. (2009). *Análisis de las componentes armónicas de los inversores fotovoltaicos de conexión a red*. Universidad Carlos III de Madrid. Retrieved from <https://core.ac.uk/download/pdf/29400664.pdf>
- Liu, F., Zha, X., Zhou, Y., & Duan, S. (2009). Design and research on parameter of LCL filter in three-phase grid-connected inverter. In *2009 IEEE 6th International Power Electronics and Motion Control Conference, IPEMC '09* (pp. 2174–2177). IEEE. <https://doi.org/10.1109/IPEMC.2009.5157762>
- Tang, T., Xie, S., & Xu, J. (2013). Evaluations of current control in weak grid case for grid-connected LCL-filtered inverter. *IET Power Electronics*, 6(2), 227–234. <https://doi.org/10.1049/iet-pel.2012.0192>
- Wang, X., Ruan, X., Liu, S., & Tse, C. K. (2010). Full feedforward of grid voltage for grid-connected inverter with LCL filter to suppress current distortion due to grid voltage harmonics. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 25(12), 3119–3127. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2010.2077312>
- Karshenas, H. R., & Saghafi, H. (2006). Basic criteria in designing LCL filters for grid connected converters. In *IEEE International Symposium on Industrial Electronics* (Vol. 3, pp. 1996–2000). IEEE. <https://doi.org/10.1109/ISIE.2006.295879>
- Jalili, K., & Bernet, S. (2009). Design of LCL filters of active-front-end two-level voltage-source converters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 56(5), 1674–1689. <https://doi.org/10.1109/TIE.2008.2011251>

- Xu, J., Xie, S., & Tang, T. (2013). Systematic Current Control Strategy with Pole Assignment for Grid-Connected LCL-Filtered Inverters. *Journal of Power Electronics*, 13(3), 447–457. <https://doi.org/10.6113/JPE.2013.13.3.447>
- Gabe, I. J., Montagner, V. F., & Pinheiro, H. (2009). Design and Implementation of a Robust Current Controller for VSI Connected to the Grid Through an LCL Filter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 24(6), 1444–1452. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2009.2016097>
- IEEE Power & Energy Society. (2009). *IEEE Monitoring Practice for Monitoring Electric Power Quality*. October. IEEE. <https://doi.org/10.1109/IEEESTD.2009.5154067>
- Nardi, C., Stein, C. M. O., Carati, E. G., Costa, J. P., & Cardoso, R. (2015). A methodology of LCL filter design for grid-tied power converters. In *2015 IEEE 13th Brazilian Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC)* (pp. 1–5). IEEE. <https://doi.org/10.1109/COBEP.2015.7420101>
- Xu, J., Xie, S., & Kan, J. (2015). LCL-filter design for grid-connected inverter to suppress grid-induced low-order current harmonics. In *2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)* (pp. 1178–1183). IEEE. <https://doi.org/10.1109/ECCE.2015.7309824>

ANEXOS

Anexo 1: Hoja de Datos IGBT STGW10M65DF2



STGW10M65DF2

Trench gate field-stop IGBT, M series 650 V, 10 A low loss

Datasheet - production data

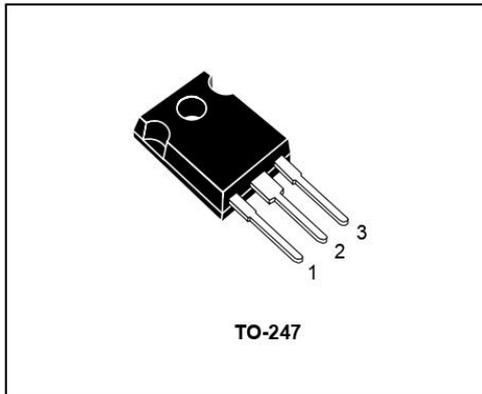
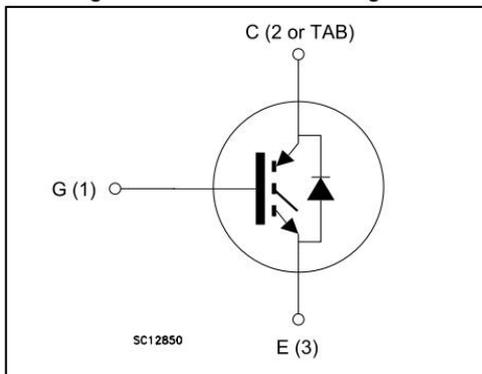


Figure 1: Internal schematic diagram



Features

- 6 μ s of short-circuit withstand time
- $V_{CE(sat)} = 1.55$ V (typ.) @ $I_C = 10$ A
- Tight parameter distribution
- Safer paralleling
- Low thermal resistance
- Soft and very fast recovery antiparallel diode

Applications

- Motor control
- UPS
- PFC

Description

This device is an IGBT developed using an advanced proprietary trench gate field-stop structure. The device is part of the M series of IGBTs, which represent an optimum compromise in performance to maximize the efficiency of inverter systems where low-loss and short-circuit capability are essential. Furthermore, a positive $V_{CE(sat)}$ temperature coefficient and tight parameter distribution result in safer paralleling operation.

Table 1: Device summary

Order code	Marking	Package	Packing
STGW10M65DF2	G10M65DF2	TO-247	Tube

Electrical ratings

Table 2: Absolute maximum ratings

Symbol	Parameter	Value	Unit
V_{CES}	Collector-emitter voltage ($V_{GE} = 0$)	650	V
I_C	Continuous collector current at $T_C = 25\text{ °C}$	20	A
	Continuous collector current at $T_C = 100\text{ °C}$	10	
$I_{CP}^{(1)}$	Pulsed collector current	40	A
V_{GE}	Gate-emitter voltage	± 20	V
I_F	Continuous forward current at $T_C = 25\text{ °C}$	20	A
	Continuous forward current at $T_C = 100\text{ °C}$	10	
$I_{FP}^{(1)}$	Pulsed forward current	40	A
P_{TOT}	Total dissipation at $T_C = 25\text{ °C}$	115	W
T_{STG}	Storage temperature range	- 55 to 150	°C
T_J	Operating junction temperature range	- 55 to 175	

Notes:

⁽¹⁾Pulse width limited by maximum junction temperature.

Table 3: Thermal data

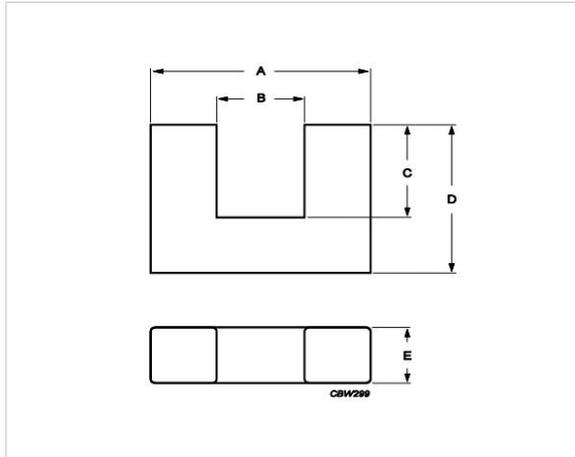
Symbol	Parameter	Value	Unit
R_{thJC}	Thermal resistance junction-case IGBT	1.3	°C/W
R_{thJC}	Thermal resistance junction-case diode	2.08	
R_{thJA}	Thermal resistance junction-ambient	50	

Anexo 2: Hoja de datos núcleos de ferrita U/I 100 3C94

Product specifications



Core **U100/57/25**



Effective parameters			
	Parameter	Value	Unit
$\Sigma(I/A)$	core factor (C1)	0.478	mm ⁻¹
Ve	effective volume	199000	mm ³
Le	effective length	308	mm
Ae	effective area	645	mm ²
Amin	minimum area		mm ²
m	U100/57/25	≈ 500	g/pcs

Dimensions for product: U100/57/25						
	Nom	Tol +	Tol -	Max	Min	Unit
A	101.60	2.00	2.00	103.60	99.60	mm
B	50.80	1.00	1.00	51.80	49.80	mm
C	31.70	0.75	0.75	32.45	30.95	mm
D	57.10	0.40	0.40	57.50	56.70	mm
E	25.40	0.80	0.80	26.20	24.60	mm

Inductance factor				
Material	Value	Tol +	Tol -	Unit
3C90	5500	25%	25%	nH/turns ²
3C94	5500	25%	25%	nH/turns ²

Power loss: 3C90				
Measuring conditions			Max	Unit
25 kHz	200 mT	100 °C	28.000	W/set

Power loss: 3C94				
Measuring conditions			Max	Unit
100 kHz	200 mT	100 °C	130.000	W/set

Bsat					
Measuring conditions			Material	Min	Unit
25 kHz	250 A/m	100 °C	3C90	320	mT
25 kHz	250 A/m	100 °C	3C94	320	mT