

Diseño e implementación de filtro LCL para aplicaciones de micro/mini generación de energía

Design and implementation of LCL filter for applications of micro/mini power generation

César Augusto Becerra Angarita¹ Juan Carlos Villamizar Rincón²

¹ Especialista en Control e Instrumentación Industrial, Docente Universidad Santo Tomás Seccional Bucaramanga correo-e: becerra_07@hotmail.com

² Magister en Potencia Eléctrica, Docente Facultad de Ingeniería Electrónica, Universidad Pontificia Bolivariana Seccional Bucaramanga, correo e: juan.villamizar@upb.edu.co

Recibido: Septiembre 14 de 2015 - Aceptado: Octubre 4 de 2016

<http://dx.doi.org/10.18566/puente.v10n2.a03>

Resumen— El trabajo acá presentado hace parte del diseño e implementación de una micro central de generación a partir de un generador de inducción. El esquema está representado por un generador de inducción, un rectificador y un ondulador. En este artículo se realiza un análisis de las condiciones de diseño e implementación de un filtro LCL para mejorar la forma de onda de la señal de tensión de salida de un inversor SVPWM. El diseño se realiza con el fin de poder interconectar el inversor trifásico con una carga del tipo resistiva o compuesta, realizando la supresión de armónicos que son introducidos en la señal de tensión alterna por la técnica de modulación utilizada para implementar el inversor.

Palabras claves: Armónicos, calidad energética, filtro, inversor, SVPWM.

Abstract— This paper is part of the design and implementation of a microcentral of generation from an induction generator. The diagram is represented by an induction generator, a rectifier and an inverter. In this paper an analysis of the design and implementation conditions of an LCL filter is performed to improve the waveform of the output voltage signal of an SVPWM inverter. The design is made in order to be able to interconnect the three-phase inverter with a load of the resistive or composite type, effecting the suppression of harmonics that are introduced in the alternating voltage signal by the modulation technique used to implement the inverter.

Key words: Filter, harmonics, inverter, power quality, SVPWM.

INTRODUCCIÓN

En la actualidad la energía eléctrica a nivel mundial se encuentra en un escenario no muy favorable debido al cambio climático y entre otros fenómenos naturales que se están presentando en la actualidad. Teniendo en cuenta que este tipo de energía ha sido esencial para el progreso de la civilización humana y tomando como referencia la revolución industrial, en la actualidad la sobrepoblación y el desarrollo industrial han aumentado el consumo de la energía eléctrica a nivel global de forma rápida. Según de WORLD ENERGY OUTLOOK y otras agencias internacionales reportan que cerca del 80 % de la energía eléctrica se genera a partir de combustibles fósiles (carbón, petróleo y gas natural), 6% se genera en plantas nucleares y el 7% restante se genera por medio de fuentes renovables (principalmente en plantas hidroeléctricas y eólicas). Según ciertas fuentes [1], el uranio natural utilizado en las plantas nucleares durará cerca de 50 años; el petróleo durará no más de 100 años; gas, 150 años; y el carbón 200 años. Otro punto en contra de la generación utilizando este tipo de fuentes es la dependencia hacia ellos (combustibles fósiles y nucleares), lo cual está provocando contaminación ambiental y problemas de seguridad, convirtiéndose en aspectos importantes en la sociedad.

Las máquinas de inducción desde principios del siglo 20 han sido usadas principalmente como motores y no se les ha dado un buen uso como generador debido a la complejidad de uso. La máquina de inducción se ha usado últimamente como generador en las centrales eólicas e hidráulicas no convencionales donde se puede generar energía eléctrica sin tener un control sobre la velocidad de giro. Esto debido a su robustez, bajo mantenimiento y bajo costo, para que esta máquina sea útil como generador, pueda trabajar en un rango amplio de velocidades se debe hacer uso de un banco de condensadores, rectificador, ondulador y por último un filtro. En la actualidad el motor de inducción se encuentra asociado como generador en los sistemas de energía

alternativa. Especialmente en plantas de micro/mini generación debido a la posibilidad de funcionamiento aislado, su bajo costo y su robustez en el trabajo. Una limitante del uso masivo de los generadores de inducción es que no se autorregulan ni su frecuencia ni su tensión, pero recientemente, la electrónica de potencia y la tecnología de microcontroladores, FPGA y microprocesadores han dado un empuje decisivo a los generadores de inducción debido a que permiten controles avanzados y técnicas de modulación de bajo costo. A lo anterior mencionado, se le suman las nuevas técnicas de compensación de potencia reactiva y de inyección de potencia a la red, lo cual les ha abierto un lugar de privilegio a esta máquina, para que funcione como generador.

Se pueden encontrar diversas clasificaciones para las plantas pequeñas según la latitud en el planeta, pero generalmente una planta pequeña de generación es aquella que genera hasta 10,000 kW de potencia de alguna fuente de energía que se encuentra en la naturaleza. Por mucho tiempo, esta clasificación fue aplicada a plantas hidroeléctricas, pero recientemente el término plantas pequeñas ha incluido tres rangos diferentes de generación de potencia: micro, mini, y pequeña, como se muestra en la Tabla 1, [1], [2]. Las microplantas (hasta 100 kW) se distinguen de otras, porque son mucho más simples de instalar tanto legal como técnicamente, que las mini-plantas (entre 100 kW y 1,000 kW), las plantas pequeñas (entre 1,000 kW y 10,000 kW) y grandes plantas de generación (mayores a 10,000 kW). la tabla 1 también muestra las alturas para las caídas de agua necesaria para varios rangos de potencia de acuerdo a las recomendaciones de la agencia de energía brasileña Electrobras, la organización latinoamericana de energía, (OLADE),

TABLA 1.
CLASIFICACIÓN DE LAS PLANTAS
HIDROELÉCTRICAS PEQUEÑAS.

Tamaño de la planta	Fuente	Potencia (kW)	Caída de agua (m)		
			Baja	Media	Alta
Micro	OLADE	Hasta 50	15	15 a 50	50
	Electrobras	Hasta 100			
Mini	OLADE	50 a 500	20	20 a 100	100
	Electrobras	100 a 1000			
Pequeña	OLADE	500 a 5000	25	25 a 130	130
	Electrobras	1000 a 10000			

Fuente: Organización Latino Americana de Energía.

El marco general de la investigación plantea reemplazar las turbinas convencionales como Francis, Kaplan, pelotón etc por un tornillo de Arquímedes, esta turbina necesita grandes caudales de agua y bajas alturas de generación; lo que

posibilita construir centrales de generación en muchos ríos a costos reducidos, ya que la obra civil se reduce notablemente. Esta turbina puede impulsar un generador de inducción o síncrono; pero este último es costoso. Debido a las características de las centrales eléctricas se decidió empezar el estudio del componente principal, siendo este la máquina de inducción, pero funcionando como un generador auto excitado para así hacer el sistema de bajo costo y con bajos requerimientos de mantenimiento.

Pero el generador de inducción por sí mismo no controla la amplitud de tensión ni frecuencia generada. Dado esto, es necesario que sea rectificadora para crear un BUS de DC, y luego realizar la implementación de la técnica de modulación en una FPGA denominada SVPWM para controlar la tensión y frecuencia para poder dar las facilidades en cuanto a suministro de energía a cargas externas. La modulación SVPWM ofrece características para optimizar la conmutación y generación de la onda de tensión de salida que va a ser llevada a un módulo de potencia y así aumentar la corriente que se le va a aportar a la carga. (Puente de IGBT's), [3], [4]. Aunque, este tipo de técnicas de modulación tienen un sin número de ventajas como se mencionó anteriormente, el principal inconveniente es el contenido armónico introducida por estas a las señales de tensión, por lo tanto, es necesario realizar un filtrado de estas señales de tensión alterna, tratando de dejar solo la componente fundamental en frecuencia que en este caso va a ser de 60 Hz. Por lo cual, el objetivo principal de este artículo es presentar el diseño de un filtro LCL aplicado a este tipo de micro/mini centrales eléctricas mostrando su desempeño desde el plano de simulación como del prototipo desarrollado.

I. MODELADO DEL SISTEMA

A. Equivalente monofásico del filtro LCL.

El modelo de un filtro LCL monofásico ha sido ampliamente trabajado y explicado como por ejemplo en [5]. En la Fig 1 se encuentran cada uno de los elementos del filtro y sus variables a utilizar para hallar el modelo.

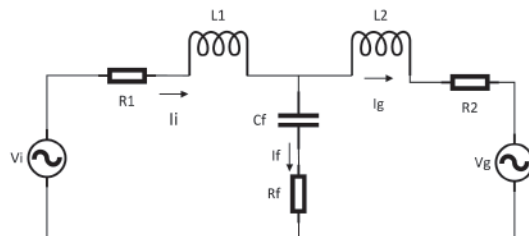


Fig 1. Equivalente monofásico filtro LCL.

Fuente: Autores

Como se puede observar en la Fig 1 el inversor (Modulador SVPWM), se va a modelar como una fuente de tensión a la

entrada del filtro V_i , la inductancia que ve el inversor con su respectiva resistencia interna L_1, R_1 , en la parte central del equivalente monofásico del filtro se tiene el condensador y la resistencia de amortiguamiento denominados C_f, R_f , por último en el lado de la red L_2, R_2 y la tensión de salida V_g .

Un aspecto a tener en cuenta es que este tipo de filtros se pueden conectar tanto en delta como en estrella. Para la aplicación desarrollada el tipo de conexión a utilizar es en delta debido a que los condensadores de la rama de amortiguamiento van a ser mucho menores que en estrella haciéndolos más económicos y fáciles de adquirir en el mercado. El esquema del filtro conectado en delta es Fig 2:

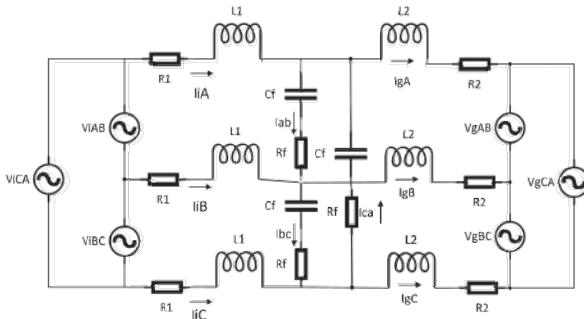


Fig 2. Filtro LCL conectado en delta.
Fuente: Autores.

A partir de la Fig 2 se obtienen las siguientes ecuaciones que rigen al filtro en estado estacionario. Las tensiones pueden ser formuladas de la siguiente manera:

$$V_{AB} + V_{BC} + V_{CA} = 0 \quad (1)$$

$$\frac{dV_{AB}}{dt} = \frac{1}{3C_f} i_{iAB} - \frac{1}{3C_f} i_{gAB} \quad (2)$$

Donde: $i_{iAB} = i_{iA} - i_{iB}$ y $i_{gAB} = i_{gA} - i_{gB}$.

Las ecuaciones (1), (2) presentan la sumatoria de tensiones que hay desde el lado del inversor y las (3) y (4), presentan el modelo desde el lado de la red:

$$\frac{di_{iAB}}{dt} = -\frac{V_{AB}}{L_1} + \frac{V_{iAB}}{L_1} - \frac{i_{iAB}R_1}{L_1} \quad (3)$$

$$\frac{di_{gAB}}{dt} = -\frac{R_2}{L_2} i_{gAB} + \frac{1}{L_2} V_{AB} - \frac{1}{L_2} V_{gAB} \quad (4)$$

El modelo completo del sistema se representa de la siguiente manera:

$$\frac{dv_c}{dt} = \frac{1}{3C_f} i_i - \frac{1}{3C_f} i_g \quad (5)$$

$$\frac{di_i}{dt} = \frac{1}{L_1} (v_i - v_c - R_f (i_i - i_g) - R_1 i_i) \quad (6)$$

$$\frac{di_g}{dt} = \frac{1}{L_2} (v_c + R_f (i_i - i_g) - v_g - R_2 i_g) \quad (7)$$

Donde las siguientes variables están definidas como vectores:

$$v_c = [V_{AB} \quad V_{BC} \quad V_{CA}]^T \quad (8)$$

$$i_i = [i_{iAB} \quad i_{iBC} \quad i_{iCA}]^T \quad (9)$$

$$i_g = [i_{gAB} \quad i_{gBC} \quad i_{gCA}]^T \quad (10)$$

B. Respuesta en frecuencia del filtro LCL

Para poder conocer la respuesta en frecuencia del filtro es necesario tener en cuenta que la función de transferencia a calcular de acuerdo a la definición del modelo del filtro debe

estar dada con respecto $G_{LCL} = \frac{i_g}{v_i}$ y la tensión de salida del

filtro se toma igual a cero. Utilizando estas definiciones y las ecuaciones anteriores se obtiene la función de transferencia (11):

$$G_{LCL} = \frac{C_f R_f s + 1}{L_1 C_f L_2 s^3 + C_f (L_1 + L_2) R_f s^2 + (L_1 + L_2) s} \quad (11)$$

La resistencia R_f en el circuito del filtro se incluye para tener una disminución del pico de corriente cuando el filtro entre en estado de resonancia. A partir de estos criterios la respuesta en frecuencia del filtro es como aparece en la Fig 3:

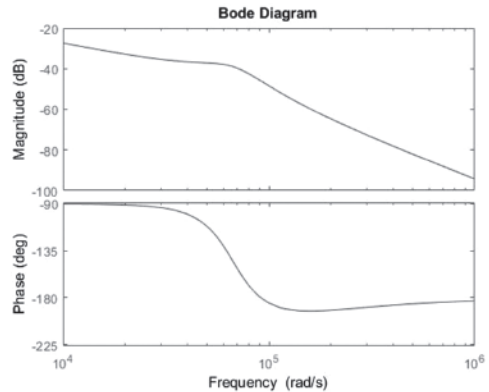


Fig 3. Respuesta en frecuencia filtro LCL.
Fuente: Autores

Como se observa en la Fig 3, se presenta la respuesta en frecuencia del modelo propuesto en (11), la cual a raíz de la inclusión de la resistencia R_f en serie con el condensador se elimina cualquier tipo de ganancia pico, tanto en magnitud como en frecuencia. Adicionalmente se puede resaltar dos aspectos en la respuesta en frecuencia del filtro, la primera es que la respuesta en magnitud para bajas frecuencias tiene una pequeña pendiente. La segunda consecuencia esta presente cuando se realiza el análisis en frecuencia, donde se observa que suaviza la respuesta total con un rango del ángulo de fase que va desde -180° para altas frecuencias en vez de ir hasta -270° como lo haría un filtro sin esta resistencia.

II. DISEÑO DEL FILTRO

Para el diseño de este filtro se pueden tomar características como el rizado de la corriente, la atenuación del rizado por la conmutación, los requerimientos de potencia reactiva, entre otros. El diseño del filtro presentado en este artículo toma como característica principal la solución por amortiguación pasiva [6].

Los siguientes parámetros son necesarios para el diseño del filtro: Tensión de salida del inversor en RMS V_{L-L} y tensión de fase V_{fase} , potencia activa nominal, tensión en DC generado por el generador auto-excitado, frecuencia de la red f_g , la frecuencia de conmutación f_{sw} .

A partir de esta información se deben calcular parámetros como la impedancia y capacitancia base ya que los parámetros de diseño del filtro van a ser porcentajes de estos valores base (12), (13).

$$Z_b = \frac{En^2}{Pn} \quad (12)$$

$$C_b = \frac{1}{\omega_g Z_b} \quad (13)$$

Otro factor a tener en cuenta es la variación del factor de potencia visto por el filtro hacia la carga conectada, en este caso va a ser del 5% y la capacitancia del filtro queda designado como $C_f = 0.05 \cdot C_b$, al igual este parámetro puede tener una mayor variación por si es necesario realizar la compensación de la reactancia inductiva del filtro. El siguiente aspecto a tener en cuenta es el rizado en la corriente de salida, en relación de las componentes DC/AC del inversor y está dada por:

$$VI_{L_{\max}} = \frac{2V_{DC}}{3L_1} (1-m)mT_{sw} \quad (14)$$

Donde m es el factor de modulación del inversor. A partir de (14) se puede obtener el valor máximo del factor de modulación m con respecto a L_1 , tomando como referencia un valor del porcentaje de rizado en la corriente y despejando como se muestra en la Fig 5:

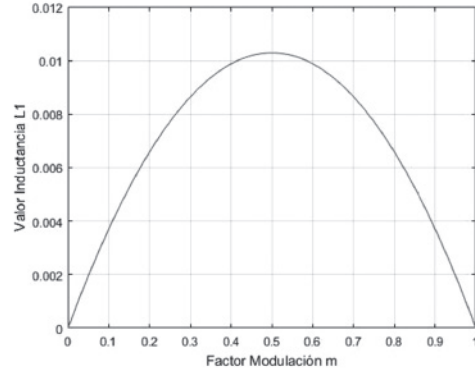


Fig 4. Variación del factor de modulación.
Fuente: Autores.

A partir de (14) se obtiene lo expresado en la Fig 4, suponiendo diferentes factores en $VI_{L_{\max}}$ no mayores al 10%. Esto con el motivo de poder observar el cambio de la inductancia que es vista por el inversor. Este ejercicio permite concluir que cuando es mayor el valor de la inductancia, el factor de modulación de la técnica SVPWM es cercano a 0.5 definiéndose este punto como crítico, permitiendo obtener que la variación del rizado en la corriente puede definirse como:

$$VI_{L_{\max}} = \frac{V_{DC}}{6f_{sw}L_1} \quad (15)$$

En (15), se denota que el parámetro L_1 está presente, por lo tanto, es necesario obtener el porcentaje de VI_{\max} y esto se obtiene a partir del valor de corriente máxima, haciendo uso de (16):

$$I_{\max} = \frac{P_n \sqrt{2}}{3V_{fase}} \quad (16)$$

De (16) se puede definir a criterio propio un porcentaje de rizado, que para nuestro caso es del $\alpha=10\%$.

$$VI_{L_{\max}} = \alpha I_{\max} \quad (17)$$

De este modo se puede expresar L_1 en función de los valores de corriente de rizado y del factor de modulación máximo de la siguiente manera:

$$L_1 = \frac{V_{DC}}{6f_{sw} \sqrt{I_{L,max}}} \quad (18)$$

Para calcular la reducción del rizado en la salida y la inductancia en el lado de la carga, se puede considerar la función de transferencia del filtro LCL de la Fig 1 pero esta vez modelado como fuentes de corriente:

$$k_a = \frac{i_g}{i_i} = \frac{1}{\left| 1 + r \left[1 - L_1 C_b \omega_{sw}^2 x \right] \right|} \quad (19)$$

Donde k_a es la atenuación deseada a la salida, x es el factor de variación máxima del factor de potencia visto en la carga y r es la relación entre las bobinas $\frac{L_2}{L_1}$. Despejando de (19) se obtiene la definición de L_2

$$L_2 = \frac{\sqrt{\frac{1}{k_a^2} + 1}}{C_f \omega_{sw}^2} \quad (20)$$

Tomando (19) y (20), se puede graficar la relación entre el factor de atenuación y la relación entre las bobinas:

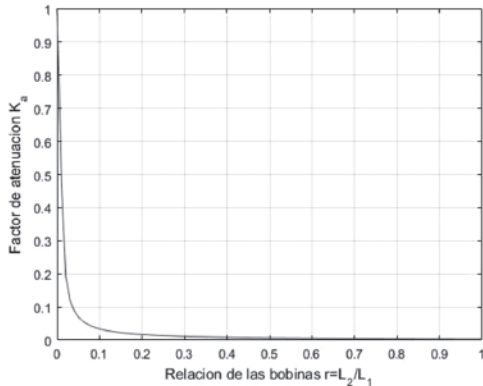


Fig 5. Factor de atenuación respecto a la relación de bobinas.

Fuente: Autores.

Realizando este procedimiento se puede conocer el valor de atenuación deseado k_a y la relación de bobinas que corresponde a este r [7], el cual es presentado en la Fig 5. La realización de estos cálculos permite de modo gráfico la conceptualización del factor de atenuación del sistema funcionando como fuentes de corriente con respecto a la relación que existe entre las bobinas que hacen parte del filtro.

Por otra parte, para el cálculo de la resistencia R_f es necesario conocer cuál es la frecuencia de la conmutación, ya que esta y con la ayuda del condensador C_f realizan la atenuación del rizado provocado por la frecuencia de conmutación del inversor. El valor de R_f debe ser un tercio de la reactancia del condensador C_f [8].

$$\omega_{res} = \sqrt{\frac{L_1 + L_2}{L_1 L_2 C_f}} \quad (21)$$

$$10f_g < f_{res} < 0.5f_{sw} \quad (22)$$

$$R_f = \frac{1}{3\omega_{res} C_f} \quad (23)$$

De este modo se definen los parámetros a calcular para poder posteriormente seleccionarlos de los diferentes fabricantes.

III. EJEMPLO DE DISEÑO

En esta sección se muestra el procedimiento realizado paso a paso para obtener cada uno de los parámetros que hacen parte del sistema, se debe tener en cuenta que los parámetros obtenidos en primera instancia son para una configuración en estrella por lo tanto el condensador C_f y la resistencia R_f van a ser transformados para ser utilizados en la configuración del filtro en delta como es el caso de esta aplicación. Las especificaciones del diseño del filtro son las siguientes:

Tabla 2. Parámetros entrada diseño filtro.

Especificaciones de Diseño	
V_{L-L} RMS	294.18 [V]
V_{fase}	120.08 [V]
P_n	1.1 [kW]
V_{DC}	400 [Vdc]
f_{sw}	15 [kHz]
f_g	60 [Hz]

Fuente: Autores

Las especificaciones mostradas en la Tabla 2, son definidas debido a las condiciones reales que se tiene en el sistema físico, por lo tanto la definición de V_{L-L} RMS, V_{fase} , P_n , V_{DC} , son características propias del sistema de generación presentado en la Fig 9, en tanto a f_{sw} , corresponde a la frecuencia de conmutación de la técnica

SVPWM y este valor es seleccionado dado que no debe ser un múltiplo de la frecuencia de la red f_g y debe estar lo suficientemente alejado de ella para poder minimizar la inserción del contenido armónico por parte de la técnica.

Como se describió en la sección anterior, lo primero que se debe realizar es el cálculo de la impedancia y capacitancia base:

$$Z_b = \frac{En^2}{Pn} = \frac{(V_{fase}\sqrt{3})^2}{Pn} = 39.33[Ohm]$$

$$C_b = \frac{1}{\omega_g Z_b} = 6.74e-05[F]$$

A partir de la capacitancia base y del porcentaje de variación del factor de potencia en el lado de la carga se obtiene el valor del capacitor

$$C_f = 0.05 \cdot C_b = 3.37e-6[F]$$

Para el cálculo de L_1 se toma (18) con un valor de $VI_{L,max}$ igual al 10% y se evalúa la ecuación tomando como variables el factor de modulación m que está comprendido entre 0 y 1, para obtener L_1 , el resultado de este procedimiento se puede evidenciar en la Fig 4, de donde se obtiene el valor de L_1 partiendo de un factor de modulación $m=0.5$.

$$L_1 = 0.0103[H]$$

Teniendo C_b , L_1 y tomando el valor de x igual a 0.05, se procede a realizar la evaluación de (19), para poder conocer el factor de atenuación k_a . En la Fig 5 se puede conocer directamente la relación proporcional que existe entre las bobinas $r = \frac{L_2}{L_1}$ a partir de lo obtenido anteriormente.

$$k_a = 0.1909$$

$$r = 0.0227$$

Usando el factor r obtenido del procedimiento anterior se puede inferir el valor de L_2 :

$$L_2 = rL_1 = 2.340e-4[H]$$

Teniendo las inductancias y la capacitancia se puede calcular el valor de la frecuencia de resonancia del filtro y

corroborar que se encuentre dentro de los límites expresados en (22).

$$\omega_{res} = \sqrt{\frac{L_1 + L_2}{L_1 L_2 C_f}} = 3.81e4[rad/s]$$

Por lo tanto, la frecuencia de resonancia del filtro es:

$$f_{res} = 6.073[kHz]$$

$$60 < f_{res} < 7500$$

El diseño cumple con la condición de diseño en cuanto a la frecuencia de resonancia. Por último, se realiza el cálculo de la resistencia que va a acompañar en serie al capacitor:

$$R_f = \frac{1}{3\omega_{res} C_f} = 2.91[Ohm]$$

A continuación, se presenta el resumen de los parámetros obtenidos en el diseño:

TABLA 3.
PARÁMETROS FILTRO LCL.

Parámetros por rama filtro LCL	
L_1	0.0103[H]
L_2	2.34e-4[H]
R_f [Y/Δ]	2.91/8.73 [Ohm]
C_f [Y/Δ]	3.37e-6/1.12e-6 [F]

Fuente: Autores

A. IMPLEMENTACIÓN DE LOS COMPONENTES OBTENIDOS.

Los componentes presentados en la TABLA 3, no son componentes comerciales, por lo tanto, en el caso de las bobinas fue necesario realizar el diseño de ellas y los condensadores implementarlos en configuración delta para poder obtener un valor aproximado del valor calculado.

1) Especificaciones de las bobinas implementadas

Para la obtención de las bobinas fue necesario en el caso de la bobina de salida la elaboración a partir de ciertos elementos, mientras tanto con la bobina de entrada se pudo encontrar un valor aproximado de manera comercial, a continuación, se presenta como se afrontó el problema:

a) Bobina de acople con el módulo de potencia L_1 :

Para la implementación de la bobina que ve el módulo de potencia se realiza la compra del siguiente elemento:



Fig 6. Bobina Wurth serie 744866223.
Fuente: Catalogo Inductancias Wurth [12]

Este elemento posee dos bobinas de 22[mH], las cuales van a ser configuradas para poder obtener un valor aproximado al obtenido en los cálculos realizados.

b) a) Bobina de acople con la red.

El valor de la bobina de salida no es comercial, por lo tanto, es necesario realizar el diseño de una bobina tomando como referencia un núcleo de ferrita que posee las siguientes características:

TABLA 4.
TABLA CARACTERÍSTICAS NÚCLEO DE FERRITA.

Referencia	Diámetro Externo	Diámetro Interno	$A_L [uH/100^2 T]$
T-80-26	0.795 [in]	0.495 [in]	450

Fuente: Catalogo "Amidon IRON POWDER TOROIDAL CORES" [13].

La ecuación que rige el número de vueltas necesarias para poder obtener el valor de la inductancia deseada es la siguiente:

$$N = 100 \sqrt{\frac{L[uH]}{A_L[uH/100^2 T]}} \quad (23)$$

Aplicando las definiciones anteriores se procede a elaborar la bobina necesaria para la implementación, haciendo uso de alambre de cobre calibre #18AWG y el número de vueltas obtenidas a partir de (23).

2) Resistencias de damping R_f : Como se mencionó anteriormente la configuración a implementar del filtro es de tipo delta por lo tanto la resistencia debe tener un valor aproximado de 8.73 [Ohm]. Para este caso se realizó la adquisición de siguiente resistencia de marca Bourns (Fig 7):

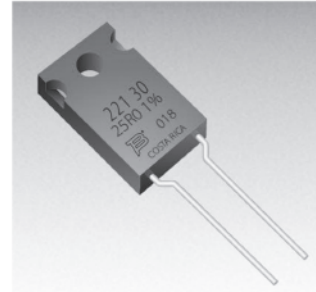


Fig 7. Resistencia PWR221T-30. [10]
Fuente: Resistencias Bourns [11]

La referencia de resistencia comprada es la PWR221T-30-8R20F, la cual es una resistencia que soporta hasta 30 [W], con un valor de 8.2 [Ohm]. Este tipo de resistencias son especialmente implementadas en elementos de control para motores en otros [10].

3) Condensadores: Los condensadores adquiridos son de un valor de 4.7 [uF]. Como se puede observar en la TABLA 3, el valor del condensador C_f , debe estar alrededor de 1,12 [uF], en configuración delta.

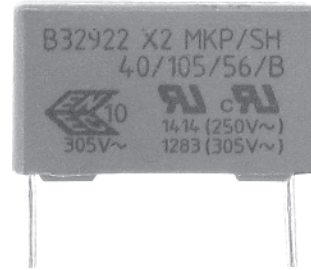


Fig 8. Condensadores B32922C3475M marca TDK. [11].
Fuente: Catalogo TDK Capacitor [10]

Por lo tanto, con los condensadores adquiridos es necesario conectar tres de ellos en serie para poder obtener un valor cercano al necesitado en la implementación del filtro.

IV. MODELO DE SIMULACIÓN Y PROTOTIPO

A. Modelo de simulación

Para la realización del modelo de simulación se utiliza el modelo completo del cual hace parte un generador auto-excitado, modulador SVPWM, puente H trifásico con transistores del tipo IGBT, el filtro LCL en configuración delta y la carga emulada. Este modelo se presenta en Fig 9 .

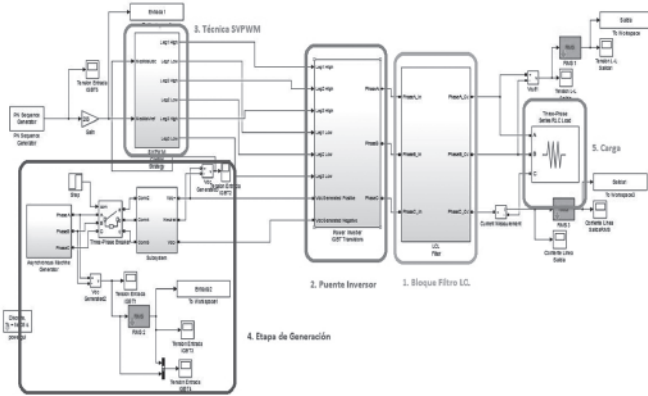


Fig 9. Modelo de simulación.
Fuente: Autores.

Para dar un mayor detalle de la conexión del filtro LCL (Numeral 1 en la Fig 9), esta se presenta lo que el bloque de Simulink contiene en la Fig 10 .

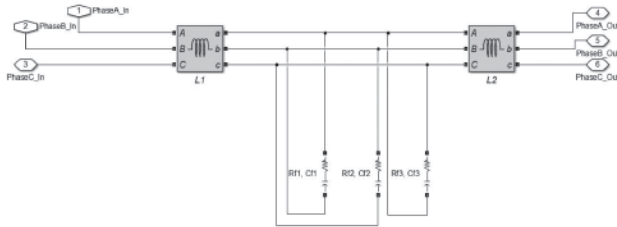


Fig 10. Conexión filtro LCL.
Fuente: Autores.

Al igual además de estar presente el diseño del filtro en la Fig 9, se tienen los componentes adicionales que hacen parte del modelo de simulación los cuales se presentan a continuación con una breve explicación de cada uno de ellos:

1. **Filtro LCL:** Configuración realizada en Simulink haciendo uso de las librerías y elementos tales como inductancias, capacitancias y resistencias.
2. **Puente Inversor:** En este bloque se encuentra la configuración de tres ramas típica de un puente inversor haciendo uso de transistores del tipo IGBT.
3. **Técnica SVPWM:** Este bloque hace referencia a la implementación de la técnica de modulación SVPWM la cual se realizó como se ilustra en Fig 11:

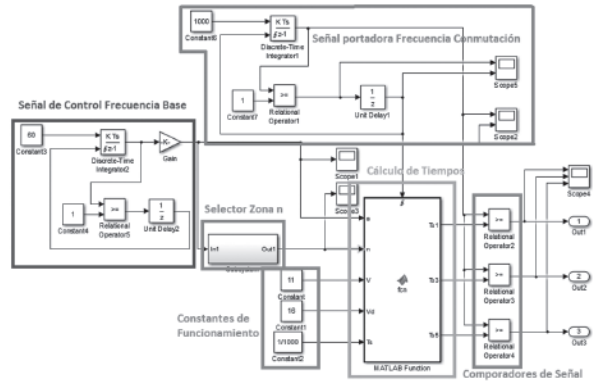


Fig 11. Implementación SVPWM en Simulink.
Fuente: Autores.

Esta implementación tiene 6 partes, entre las cuales se puede observar un bloque “Matlab S-Function”, el cual contiene el cálculo de los tiempos según las condiciones de entrada suministradas por los bloques que se encuentran resaltados.

4. **Etapas de Generación:** Este conjunto de bloques de Simulink, modelan el funcionamiento de un motor autoexcitado con su respectivo banco de condensadores y un puente de diodos, para realizar la conversión de AC – DC.
5. **Carga:** Esta parte del modelo de simulación se utiliza para emular las cargas conectadas al sistema en configuración Delta.

A partir del modelo de simulación mostrado y explicado anteriormente en la Fig 9, los resultados obtenidos en la simulación del filtro diseñado con el sistema completo fueron los siguientes:

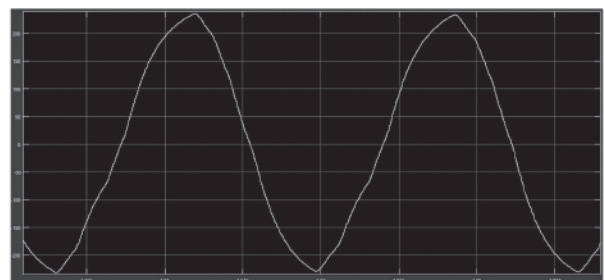


Fig 12. Tensión salida en el filtro LCL.
Fuente: Autores.

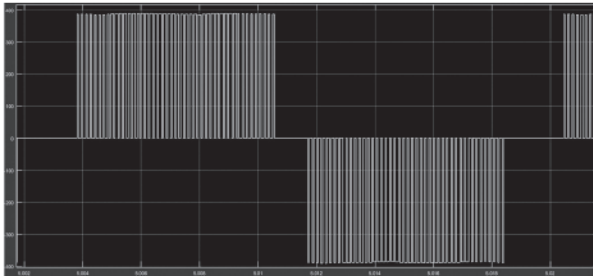


Fig 13. Tensión salida inversor.
Fuente: Autores.

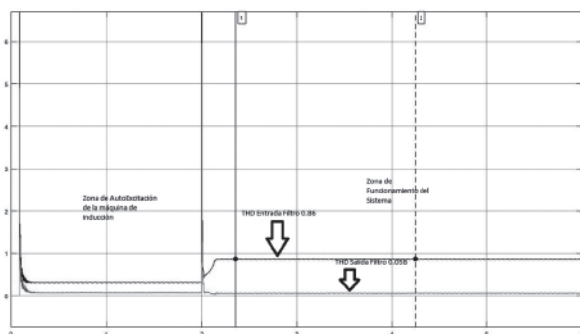


Fig 14. THD tensión de entrada y salida filtro.
Fuente: Autores.

En la Fig 12 y Fig 13 se pueden ver la gran diferencia en la forma de onda en los puntos de medición y esto se corrobora con el cálculo de la distorsión armónica en cada uno de los casos. En la Fig 14 se compara cada una de las señales de THD de tensión obtenidas, por lo tanto, mientras que en la salida del inversor se tiene un valor en la TDH de 0.86, en el lado después del filtro se tiene 0.058 lo que da una reducción de la distorsión total de más de 10 veces lo cual respalda la metodología de diseño.

A partir de estos resultados haciendo uso de cargas resistivas, se realizan simulaciones complementarias haciendo uso de cargas RL y RLC.

- Carga resistiva de 200 [W] e inductiva de 100 [var].

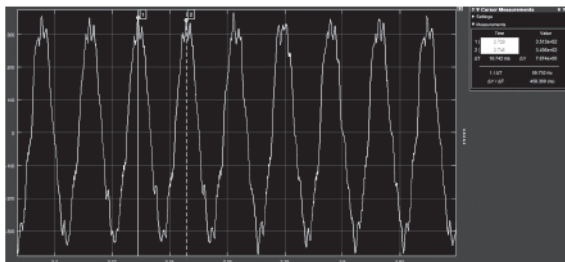


Fig 15. Salida de tensión con carga RL.
Fuente: Autores.

Con la inclusión de la carga inductiva se deforma la señal de salida en las puntas de la señal manteniendo la frecuencia de salida de la señal en 59,73 [Hz].

- Carga resistiva 200 [W], inductiva de 100[var] y capacitiva de 200 [var].

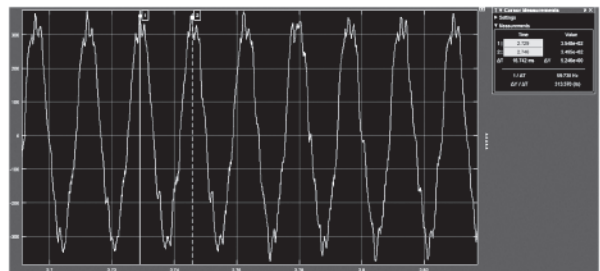


Fig. 16. Salida de tensión con carga RLC.
Fuente: Autores.

Entre la Fig 15 y la Fig. 16, se puede observar que el sistema responde tanto a cargas RL y RLC, obteniendo señales de salida aceptables con ciertas deformaciones en las puntas de cada una de las señales, pero manteniendo la frecuencia de funcionamiento, sin tener atenuaciones en la magnitud de la señal de salida.

B. Prototipo

Para el desarrollo del prototipo, fue necesario realizar la construcción de las bobinas y se realizó el ensamble realizando el diseño en una PCB, Fig 17:

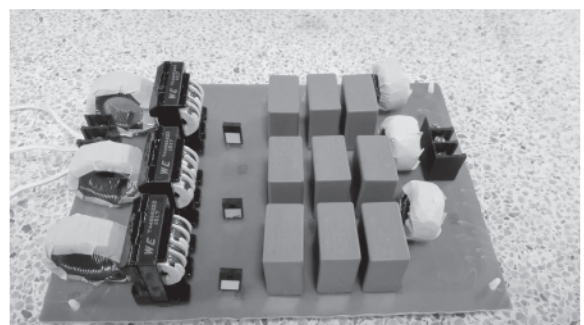


Fig 17. Filtro LCL construido.
Fuente: Autores.

En el prototipo se tienen aproximadamente los mismos elementos presentados en el modelo de simulación. A continuación, se presentan las repuestas del sistema.

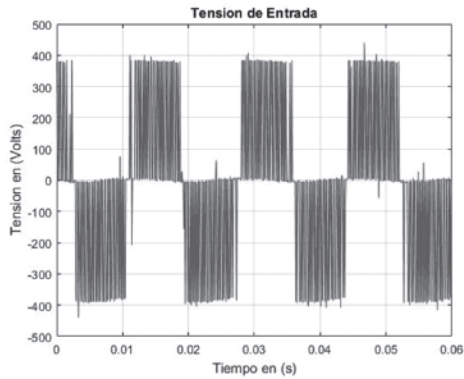


Fig. 18. Tensión entrada filtro LCL.
Fuente: Autores.

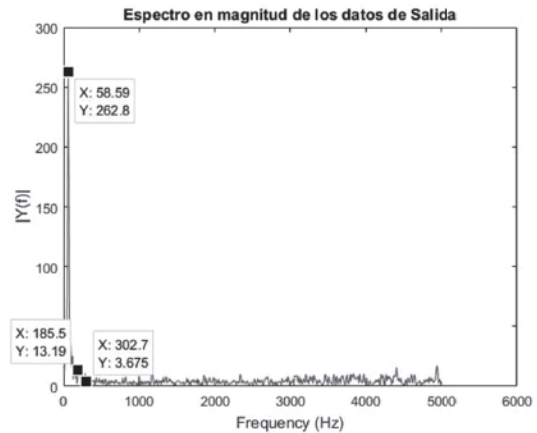


Fig. 21. Espectro Fourier en magnitud tensión salida filtro LCL.
Fuente: Autores.

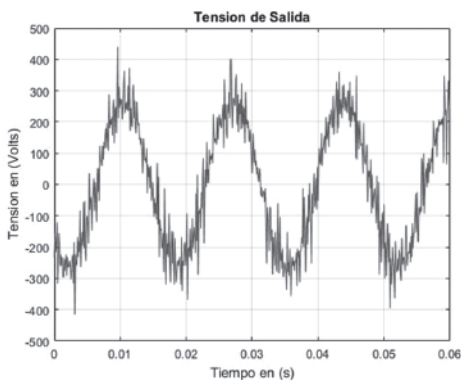


Fig. 19. Tensión de salida filtro LCL.
Fuente: Autores.

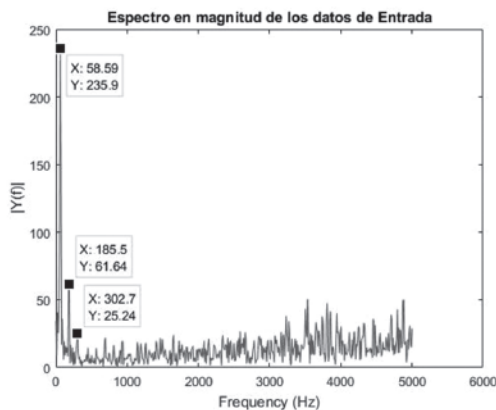


Fig. 20. Espectro Fourier en magnitud tensión entrada filtro LCL.
Fuente: Autores.

En la Fig 18 se puede observar la forma de onda de entrada al filtro, en la Fig 19 se puede ver la forma de onda de la tensión de salida del filtro sin carga. En la Fig 20 y Fig 21 se puede ver el contenido de armónicos de la tensión de entrada y salida respectivamente. Se debe tener en cuenta que las pruebas presentadas con el prototipo fueron realizadas sin tener carga, que es la situación más desfavorable. El contenido armónico presente tanto en la entrada del filtro Fig 20 como en la salida Fig 21, se puede apreciar una reducción considerable en el contenido armónico del 3 y 5 múltiplo de la señal de 60 Hz, mientras que en la entrada se tiene un contenido armónico de 61.64 en el tercero y de 25.24 en el quinto en la salida se puede observar una reducción considerable debido a que la magnitud del 3 armónico es de 13.19 y en el quinto de 3.67 observando una gran disminución en el contenido armónico de la señal. En ambas situaciones se puede observar que el mayor pico en magnitud se puede encontrar en 60 Hz aunque en la salida del filtro se puede apreciar un mayor contenido armónico en este punto frente al presente en la entrada.

V. CONCLUSION

En este artículo se realiza la aplicación de una rutina de diseño del filtro LCL para eliminar el contenido armónico de la señal de salida dada por un sistema inversor de potencia. Este diseño se comprueba tanto experimental como físicamente realizando el análisis de Fourier en ambos casos obteniendo excelentes resultados.

VI. AGRADECIMIENTOS

Los autores reconocen las contribuciones de la Universidad Pontificia Bolivariana – Seccional Bucaramanga, en el desarrollo de este trabajo.

REFERENCIAS

- [1] M. Godoy Simoes, Felix A. Farret, "RENEWABLE ENERGY SYSTEMS. Design and Analysis with Induction Generators". CRC PRESS, 2004.
- [2] H. Valdez, "Estimación del Recurso para Pequeña, Mini y Micro Hidroenergía, Aplicaciones en México", [Www.energia.gob.mx](http://www.energia.gob.mx), Agosto 2005.
- [3] D. N. Sonawane, "FPGA Implementation of Simplified SVPWM Algorithm for Three Phase Voltage Source Inverter.", *Int. Journal of Computer and Electrical Engineering*, 2010.
- [4] Salim Boukaka, "FPGA implementation of SVPWM", *IEEE Conference*, 2013.
- [5] A. Reznik, M. G. Simões, A. Al-durra, and S. M. Mueeen, "LCL Filter Design and Performance Analysis for Small Wind Turbine Systems," in *Power Electronics and Machines in Wind Applications (PEMWA)*, IEEE, 2012, pp. 1–7.
- [6] F. Bouchafaa, D. Beriber, and M. S. Boucherit, "Modeling and control of a grid connected PV generation system," in *Control & Automation (MED)*, 18th Mediterranean Conference, 2010, pp. 315 – 320.
- [7] Y. Tang, S. Member, P. C. Loh, P. Wang, and F. H. Choo, "Generalized Design of High Performance Shunt Active Power Filter With Output LCL Filter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, no. 3, pp. 1443–1452, 2012.
- [8] S. V. Araújo, A. Engler, B. Sahan, V. U. Kassel, F. Luiz, and M. Antunes, "LCL Filter design for grid-connected NPC inverters in offshore wind turbines," in *The 7th International Conference on Power Electronics*, 2007, pp. 1133–1138.
- [9] E. E. Reber, R. L. Michell, and C. J. Carter, "Oxygen absorption in the Earth's atmosphere," *Aerospace Corp.*, Los Angeles, CA, Tech. Rep. TR-0200 (420-46)-3, Nov. 1988.
- [10] <http://www.mouser.com/ds/2/54/wr221t-30-777826.pdf>, Bourns, Film resistors datasheet.
- [11] http://www.mouser.com/ds/2/400/X2_B32921_928-1061769.pdf, TDK capacitors.
- [12] <http://www.mouser.com/ds/2/445/744866223-710368.pdf>, Würth Inductances.
- [13] <http://www.qsl.net/ok1dxd/amidon.htm>. Núcleos de ferrita toroidales.



Juan Carlos Villamizar Rincón.

Se graduó como Magister en Potencia Eléctrica por la Universidad Industrial de Santander en el año 2002. Se graduó como Ingeniero Electricista de la Universidad Industrial de Santander en el año 1997. Actualmente es profesor asociado de la Universidad Pontificia Bolivariana Seccional Bucaramanga.

BIOGRAFÍA

César Augusto Becerra Angarita.

Se graduó como Especialista en Control e Instrumentación Industrial por la Universidad Pontificia Bolivariana Seccional Bucaramanga en el año 2014. Se graduó como Ingeniero Mecatrónico de la Universidad Santo Tomás Seccional Bucaramanga en el año 2009.

