



PONTIFICIA
UNIVERSIDAD
CATÓLICA DE
VALPARAÍSO



Roberto Enrique Astorga Cárcamo

**Estudio y simulación de filtros pasivos
de armónicos de bajo orden
utilizando inductores electrónicos**

Informe Proyecto de Título de Ingeniero Eléctrico



**Escuela de Ingeniería Eléctrica
Facultad de Ingeniería**

Valparaíso, 24 de abril de 2018



Estudio y simulación de filtros pasivos de armónicos de bajo orden utilizando inductores electrónicos.

Roberto Enrique Astorga Cárcamo

Informe Final para optar al título de Ingeniero Eléctrico,
aprobada por la comisión de la
Escuela de Ingeniería Eléctrica de la
Facultad de Ingeniería de la
Pontificia Universidad Católica de Valparaíso
conformada por

Sr. Domingo Antonio Ruiz Caballero
Profesor Guía

Sr. René Andrés Sanhueza Robles
Segundo Revisor

Sr. Sebastián Fingerhuth Massmann
Secretario Académico

Valparaíso, 24 de abril de 2018

Dedicado a mi madre, mi familia y a Dios, que siempre guíen mi camino.

Agradecimientos

Agradezco de todo corazón a todos los profesores de la Escuela de Ingeniería Eléctrica que me han ayudado a llegar a este punto de mi vida, entregando su conocimiento en la formación profesional y apoyo para la formación de una mejor persona. Especialmente agradecer la oportunidad de trabajar con los profesores Sr. Domingo Ruiz y Sr. René Sanhueza, ya que han sido muy buenos líderes, profesores y excelentes personas. También quiero expresar mi gratitud hacia los profesores que me formaron en mi camino hacia la universidad, Cristina Carrasco, Fernanda Díaz, Sandra Pando, Enrique Barriga, Alejandra Sepúlveda y Fabián Orellana, por todos los consejos, conocimientos y valores entregados.

Por otro lado agradezco a los amigos que me han acompañado durante último año de mi carrera brindándome su apoyo en momentos complejos y en los alegres; muchas gracias por estar siempre allí Karina Saldaño Solar, Sebastián Beltrán Tarifeño, Carlos Vergara Reyes, Andrés Vielma Paredes, Diego Guerrero Bustos, Riccardo Barillari y Erick Martínez López, espero que la vida de alguna manera nos siga manteniendo cerca.

Por último agradecer a mi familia que siempre creyó en mí, especialmente a mi madre Myriam Cárcamo Aguilera, hermana Catalina Astorga Cárcamo y tía Margarita Aguilera Ponce, son las personas que llenan mi corazón de alegría y forman parte de todas mis metas.

Valparaíso, 24 de abril de 2018

Roberto Astorga

Resumen

Este informe presenta el estudio de un circuito de inductancia variable (inductor electrónico) desarrollado utilizando electrónica de potencia para la aplicación en filtros sintonizados de armónicos. El desarrollo del proyecto se basa en la simulación mediante el software PSIM® de diferentes configuraciones de filtros aplicadas a un sistema UPS, carga no lineal que provoca distorsión armónica.

En cada simulación se realiza el estudio de la calidad de suministro analizando la distorsión armónica de tensión, distorsión armónica de corriente y factor de potencia, junto con otras variables de estudio como potencia activa, reactiva y aparente. Cada configuración estudiada es desarrollada de manera convencional, es decir, sólo utilizando elementos pasivos como son inductores y condensadores, para luego verificar si la configuración utilizando el inductor electrónico presenta resultados similares. Las simulaciones serán desarrolladas en el sistema UPS alimentado con una fuente monofásica, luego de obtener el arreglo de filtro que presenta los resultados esperados se extiende el estudio a un sistema trifásico.

Palabras claves: filtros de armónicos, electrónica de potencia, calidad de suministro, distorsión armónica, sistema UPS, inductor electrónico, inductancia variable.

Abstract

This report presents the study of a variable inductance circuit (electronic inductor) developed using power electronics for the application in tuned harmonic filters. The development of the project is based on the simulation using PSIM® software of different configurations of filters applied to a UPS system, a non-linear load that causes harmonic distortion.

In each simulation, the quality of supply is analyzed by analyzing the harmonic distortion of voltage, harmonic distortion of current and power factor, together with other study variables such as active, reactive and apparent power. Each configuration studied is developed in a conventional manner, that is, only using passive elements such as inductors and capacitors, to then verify if the configuration using the electronic inductor presents similar results. The simulations will be developed in the UPS system fed with a single-phase source, after obtaining the filter arrangement that presents the expected results, the study is extended to a three-phase system.

Keywords: harmonics filters, power electronics, supply quality, harmonic distortion, UPS system, electronic inductor, variable inductance.

Índice general

Introducción	1
Objetivos generales	3
1 Funcionamiento del inductor electrónico.....	4
1.1 Funcionamiento del circuito	5
1.1.1 Etapas de funcionamiento	6
1.2 Ecuaciones de proyecto	9
1.2.1 Tensión en el inductor L_o	9
1.2.2 Ondulación de corriente en L_o	11
1.2.3 Valor de inductancia equivalente.....	12
1.3 Conclusiones.....	13
2 Estudio de la aplicación en filtros serie sintonizados	14
2.1 Diseño de filtro pasivo de segundo orden	14
2.2 Sistema UPS industrial.....	16
2.3 Aplicación de filtro sintonizado convencional.....	19
2.4 Aplicación de filtro electrónico	20
2.4.1 Comparación de resultados	23
2.5 Estudio de soluciones.....	24
2.5.1 Desfase en pulsos de comando para dos filtros de confinamiento.....	24
2.6 Estudio de utilización de condensador auxiliar	27
2.6.1 Análisis de gráficos.....	28
2.7 Conclusiones.....	36
3 Estudio de la aplicación en filtro de orden superior	37
3.1 Topología del filtro	37
3.2 Simulación utilizando filtro convencional	38
3.3 Simulación utilizando filtro electrónico	40
3.3.1 Comparación de resultados	42
3.4 Conclusiones.....	43
4 Estudio de la aplicación en filtro pasa altos sintonizado.....	44
4.1 Topología del filtro	44

4.1.1 Ecuaciones de diseño	45
4.2 Simulación utilizando filtro convencional	47
4.2.1 Comparación de resultados con filtros convencionales.....	48
4.3 Simulación utilizando filtro electrónico	49
4.3.1 Comparación de resultados	50
4.4 Conclusiones.....	51
5 Aplicación en un sistema industrial	52
5.1 Sistema UPS con alimentación trifásica	52
5.2 Simulación utilizando filtro convencional	55
5.3 Simulación utilizando filtro electrónico	57
5.3.1 Comparación de resultados	61
5.4 Conclusiones.....	62
Discusión y conclusiones.....	63
Bibliografía.....	66
A Variables de estudio	68
A.1 Ecuaciones para cálculo de las variables de interés	68
A.1.1 Distorsión Armónica Total (THD)	68
A.1.2 Potencia Aparente	69
A.1.3 Potencia Activa.....	69
A.1.4 Potencia Reactiva.....	70
A.1.5 Potencia Armónica	70
A.1.6 Factor de Potencia	71
B Evaluación según Normativa	72
B.1 Sistema UPS monofásico.....	72
B.2 Sistema UPS trifásico	76

Introducción

Uno de los problemas que se ha vuelto común en la actualidad, está relacionado con la calidad de suministro de energía en los sistemas eléctricos de baja tensión. A pesar de que la compañía suministradora proporcionara un voltaje puramente sinusoidal, de todos modos surgen dificultades principalmente relacionadas con la deformación en la forma de onda, la cual puede deberse a: fenómenos transitorios, como fallas por cortocircuito o conmutación de condensadores; o condiciones permanentes, las cuales se relacionan con armónicos en estado estable. Es común identificar en los sistemas eléctricos, que las señales tienen cierta distorsión, que al ser baja no ocasiona problemas en el funcionamiento de los equipos o dispositivos. Por esto, normalmente existen normas que definen límites permisibles de distorsión, dependiendo de factores como la tensión de operación o su influencia en el sistema. La distorsión armónica en corriente, generalmente es provocada porque la gran mayoría de los sistemas industriales poseen cargas no lineales, como rectificadores para fuentes UPS, variadores de frecuencia, etc.

La presencia de distorsión armónica en un sistema, trae consecuencias en diferentes ámbitos, como las son económicas, de seguridad y en la calidad del servicio; tanto a las redes eléctricas como a los consumidores finales, ya que entre otros efectos negativos se producen:

- Aumentos en las pérdidas de las líneas de alimentación
- Sobrecalentamientos en motores, generadores, transformadores y conductores
- Interferencias en sistemas de telecomunicaciones
- Fallas en bancos de condensadores
- Resonancias con elementos reactivos
- Aumentos de las pérdidas en las máquinas eléctricas
- Vibraciones en motores y generadores
- Problemas de funcionamiento en dispositivos electrónicos sensibles
- Pérdidas de sincronismo en generadores
- Operaciones inadecuadas de las protecciones por el aumento de la corriente eficaz total

Como lo indica [1], los fabricantes de maquinarias eléctricas suelen señalar los límites de funcionamiento de sus equipos por debajo de sus valores reales de falla, de modo que consigan una vida prolongada y operaciones adecuadas, sin embargo, cuando existe distorsión armónica puede acelerarse su envejecimiento o provocar un mal funcionamiento. En esta misma línea, estudios señalados por el mismo autor, muestran consecuencias evidentes en la vida útil de

condensadores y transformadores, los cuales se reflejan en la reducción de cerca del 20% a 30% de su duración.

Por otro lado, cabe señalar que otros de los efectos potenciales, se relacionan con la resonancia que amplifica los problemas mencionados anteriormente y pueden provocar, mal funcionamiento y fallas destructivos de equipos de potencia y control. Aún de mayor gravedad, resultan aquellos riesgos vinculados con la seguridad de aquellas personas que se desenvuelven en el área.

A modo de contextualización, ante el aumento de estas problemáticas en los sistemas de baja tensión, en Chile, el Ministerio de Minería dispuso en el año 2008, una normativa en el Decreto Supremo 327 [2], que regula la explotación, generación, distribución, consumo, uso eficiente y cualquiera otra que concierna a la electricidad, basada principalmente en la recomendación del *Institute of Electrical and Electronics Engineers* (IEEE) con respecto a la contaminación armónica [3]. Ante esto, resulta evidente la relevancia de aplicar medidas que ayuden a mantener los sistemas eléctricos con una calidad de energía óptima y aprovechar las ventajas de la tecnología incrementando de algún modo la productividad, confort y ahorro de energías. Es por lo antes mencionado, que la problemática de contaminación armónica ha cobrado mayor sentido en lo que a la calidad de suministro compete, convirtiéndola en una temática propicia de ser abordada en el presente informe.

A lo largo del tiempo se ha estudiado y aplicado la solución a la distorsión armónica por medio de la utilización de filtros pasivos de armónicos sintonizados, logrando disminuir los niveles de distorsión armónica y sus consecuencias. Con el desarrollo de la electrónica de potencia y el control, se ha conseguido un gran progreso en la investigación de nuevas configuraciones de filtros activos, entre ellos se encuentran los filtros paralelos, series, además de los emuladores resistivos.

Los filtros de mayor uso en la industria son los filtros convencionales sintonizados de confinamiento o bloqueo, según sea la naturaleza de la carga. Estos filtros pueden presentar cambios en la sintonía de las armónicas a filtrar debido a los cambios que sufren los componentes reactivos que los conforman, principalmente el cambio de la capacitancia de los condensadores. La pérdida de sintonía de un filtro puede provocar la recirculación de corrientes armónicas en la fuente, trayendo consigo la reaparición de la distorsión armónica en los puntos de alimentación del sistema (PCC) y de esta forma inyectar armónicos a otros puntos del sistema eléctrico.

La implementación de un filtro como solución al problema de armónicos requiere de un análisis detallado de la respuesta en frecuencia del sistema. Así, en este proyecto de título se propone principalmente, extender el estudio de un circuito de inductor electrónico [4], a la simulación de filtros sintonizados de armónicos de bajo orden, con el objetivo de mantener la sintonía y las características del sistema ante eventuales cambios en el valor de capacitancia en el filtro utilizado. De este modo, se busca obtener una configuración de filtro sintonizado que presente los mismos resultados al ser desarrollado de manera convencional y con la utilización del inductor electrónico, con la ventaja de que al utilizar este último, la inductancia del filtro será de

un valor bajo. El fin último del estudio, está dado por el logro de esto en un sistema monofásico y luego ampliar su estudio mediante la simulación en un sistema industrial típico.

El logro de los objetivos generales que se proponen a continuación, permitiría generar una aplicación más real, lo que se traduce en un filtro que pueda ser utilizado eficazmente en un sistema trifásico, de modo que sea los sistemas eléctricos industriales los beneficiarios más directos.

Objetivos generales

- Analizar los inductores electrónicos, encontrando la expresión de inductancia equivalente, monofásica en un principio para finalmente realizarla trifásicamente.
- Verificar diseño, sintonización y comportamiento de los filtros estudiados
- Proyectar y simular el circuito aplicado a un sistema industrial típico.

1 Funcionamiento del inductor electrónico

La electrónica de potencia es la base del inductor electrónico, debido al procesamiento de energía mediante el accionamiento de interruptores comandados por pulsos. Para el desarrollo del proyecto se utilizará como base el circuito presentado en la Figura 1-1, conformado principalmente por transistores del tipo IGBT que trabajan como interruptores bidireccionales en corriente debido a la disposición del diodo en antiparalelo para cada uno, pulsos de comando y un inductor denominado L_o .

El correcto accionamiento de los elementos interruptores da la posibilidad de obtener una inductancia variable desde el punto de vista de la conexión del inductor electrónico, entre los puntos X e Y .

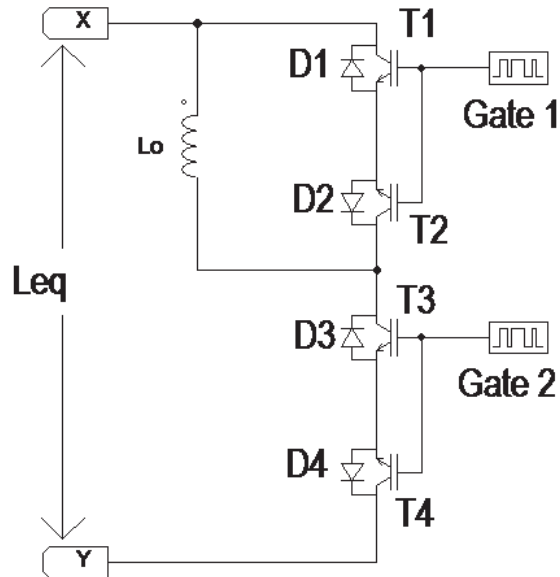


Figura 1-1: Circuito utilizado para inductor electrónico.

Para facilitar la comprensión del funcionamiento del circuito, sus elementos son separados en grupos y brazos de conducción, los cuales son detallados en la Tabla 1-1 y Tabla 1-2.

Tabla 1-1: Elementos componentes del primer grupo de conducción.

Grupo I		
Brazo	I	D1 y D2
	II	T1 y T2

Tabla 1-2: Elementos componentes del segundo grupo de conducción.

Grupo II		
Brazo	I	D3 y D4
	II	T3 y T4

1.1 Funcionamiento del circuito

La señal utilizada para la saturación o corte de los transistores IGBT es un tren de pulsos con su respectivo periodo y ciclo de trabajo.

Cada periodo de conmutación de las señales de comando o gates de los interruptores se compone de una señal en nivel alto y un nivel cero. El nivel alto (ON) le permite al interruptor de cada grupo entrar en conducción, mientras que el nivel cero (OFF) impide la conducción de este.

Para el análisis del funcionamiento de los interruptores del inductor electrónico, las variables de estudio son las siguientes:

T_S : Periodo de conmutación de cada interruptor.

F_S : Frecuencia de conmutación de cada interruptor.

D : Razón cíclica de conducción o ciclo de trabajo para los interruptores.

$(1 - D)$: Intervalo de tiempo de no conducción de los interruptores.

Para comenzar el análisis de la forma de onda de tensión y corriente en el inductor L_o , se ha considerado que la tensión de red impuesta al inductor electrónico es de formato sinusoidal, con una frecuencia de 50 [Hz] y amplitud de $220 \cdot \sqrt{3}$ [V].

Las etapas de funcionamiento del circuito son estudiadas empleando una frecuencia de conmutación de los interruptores de 500 [Hz], y un ciclo de trabajo de los pulsos de comando del 50%. La frecuencia escogida es para simplificar la visualización de las formas de onda y su posterior estudio.

En la Figura 1-2 se muestra en rojo la tensión sobre el inductor L_o y en azul la corriente que circula para dos periodos de red en estado estacionario.

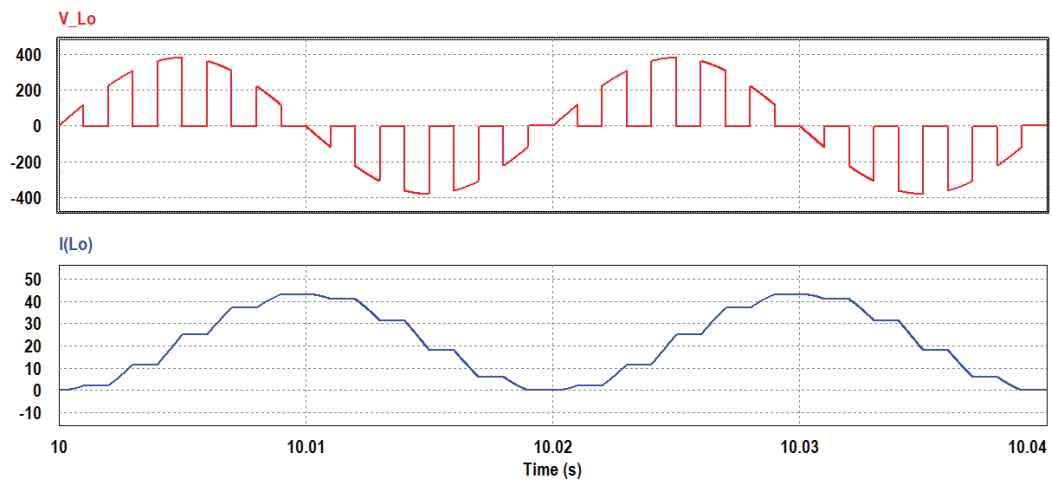


Figura 1-2: Forma de onda de tensión y corriente en el inductor L_o utilizando $F_s = 500$ [Hz].

1.1.1 Etapas de funcionamiento

De la Figura 1-2 se ha considerado un periodo de red para dividir en etapas el comportamiento dinámico del inductor electrónico.

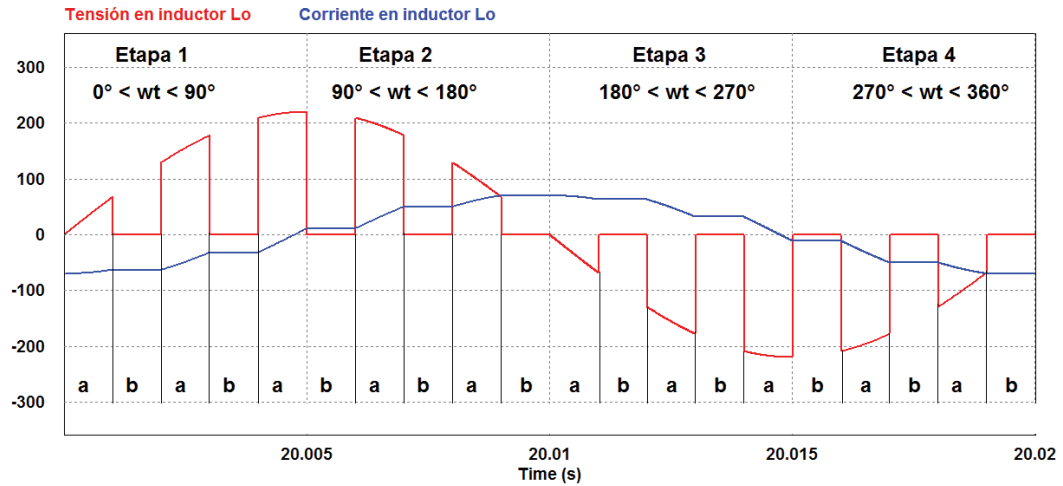


Figura 1-3: División de las etapas de funcionamiento del inductor electrónico, para un periodo de red a 50 [Hz].

Las formas de onda mostradas en la Figura 1-3 se han dividido principalmente en 4 etapas de 90[°] cada una, que en conjunto contemplan un periodo de la señal sinusoidal a 50 [Hz]. Cada una de estas 4 etapas ha sido subdividida en 2 etapas (a) y (b); donde cada sub etapa (a) corresponde al intervalo de tiempo donde existe tensión aplicada sobre el inductor L_o , mientras que las sub etapas (b) corresponde al intervalo de tiempo donde no hay tensión sobre el inductor L_o y la corriente circulante es constante debido a la conducción de los elementos del Grupo I.

Tabla 1-3: Elementos accionados para conducción según las etapas de funcionamiento del inductor electrónico.

Ángulo	Etapas	Sub etapas	T1a	T1b	D1a	D1b	T2a	T2b	D2a	D2b
$0^\circ < \omega t < 90^\circ$	1	a						x	x	
		b	x			x				
$90^\circ < \omega t < 180^\circ$	2	a					x			x
		b		x	x					
$180^\circ < \omega t < 270^\circ$	3	a					x			x
		b		x	x					
$270^\circ < \omega t < 360^\circ$	4	a						x	x	
		b	x			x				

Desde la Figura 1-4 hasta la Figura 1-7 se han representado los esquemas de funcionamiento de cada etapa de conducción del inductor electrónico antes mostrados en la Tabla 1-3, en donde se puede apreciar que se cumple para cada una de ellas la ley de conducción de grupo y la ley de conducción de brazo.

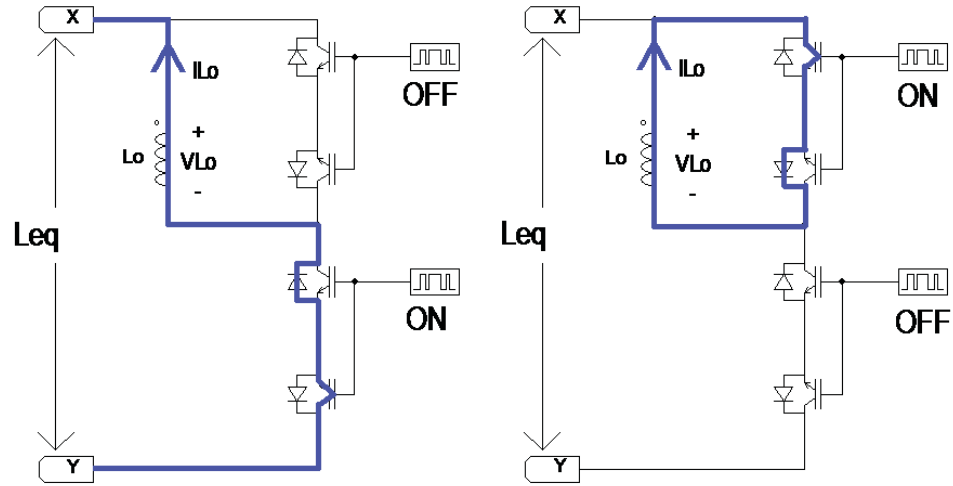


Figura 1-4: Esquema de funcionamiento para Etapa 1a (izquierda) y Etapa 1b (derecha).

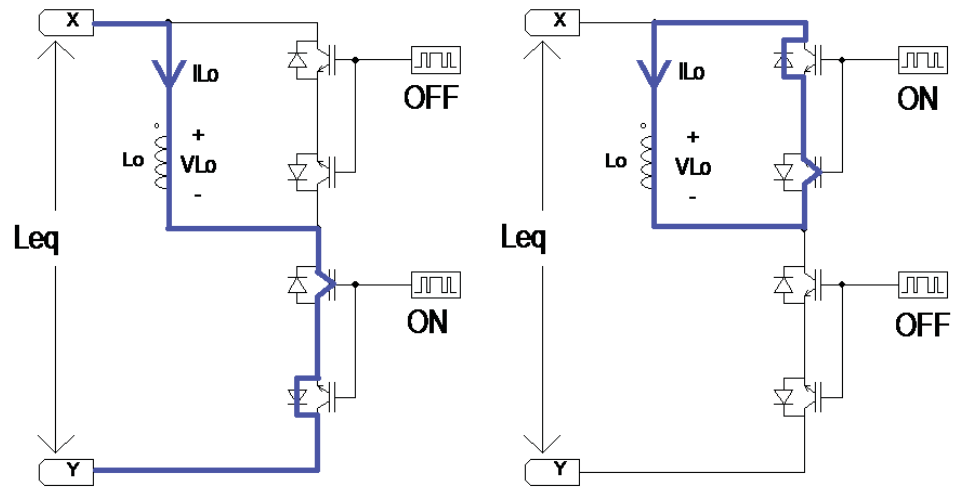


Figura 1-5: Esquema de funcionamiento para Etapa 2a (izquierda) y Etapa 2b (derecha).

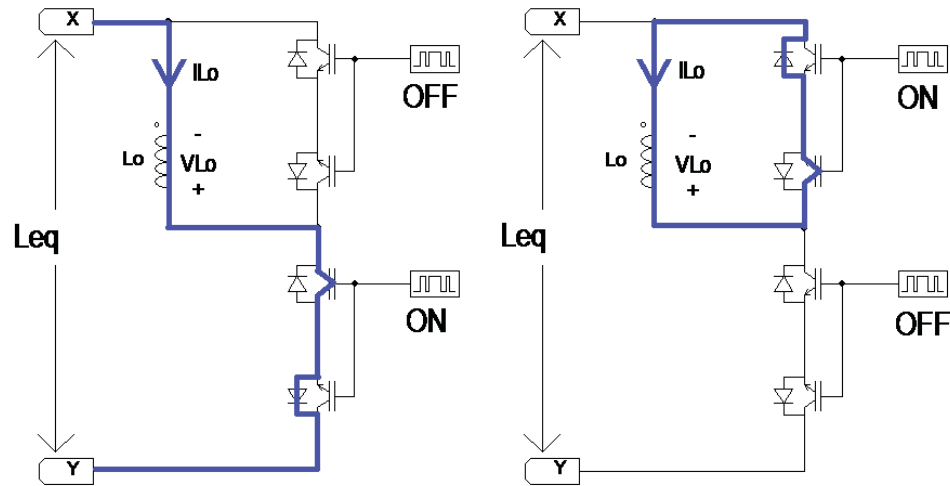


Figura 1-6: Esquema de funcionamiento para Etapa 3a (izquierda) y Etapa 3b (derecha).

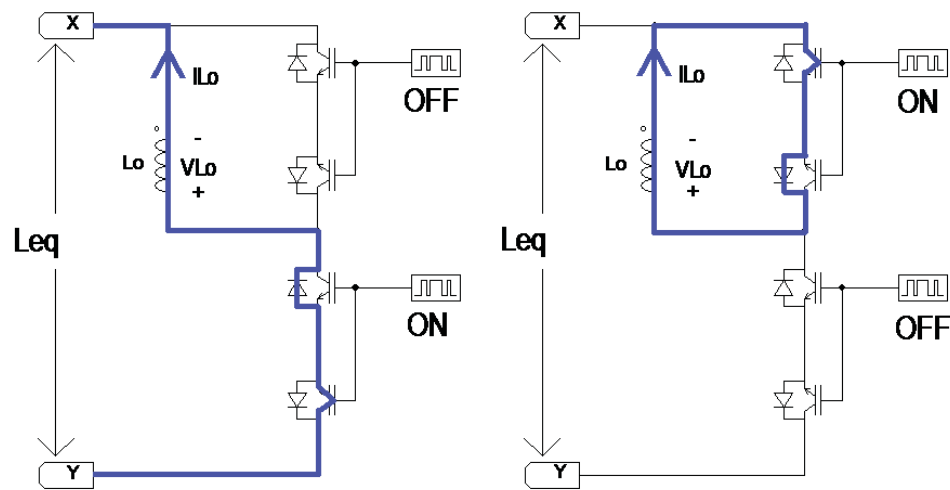


Figura 1-7: Esquema de funcionamiento para Etapa 4a (izquierda) y Etapa 4b (derecha).

1.2 Ecuaciones de proyecto

Las ecuaciones de proyecto son obtenidas del análisis de la forma de onda de la señales de tensión y corriente en el inductor electrónico. La tensión en el inductor L_o debe considerar la tensión impuesta $V_{xy}(\omega t)$ constante en un periodo de conmutación (T_s) de los interruptores, debido a que la frecuencia de conmutación de los interruptores es de a lo menos 2 órdenes de magnitud superior a la frecuencia del sistema eléctrico o red.

1.2.1 Tensión en el inductor L_o

Como se muestra en la Figura 1-8, la tensión en el inductor L_o es la misma que la tensión impuesta entre los puntos X e Y durante los intervalos de tiempo ($T_s \cdot D$) y nula para los

intervalos ($T_s \cdot (1 - D)$), es por esto que la tensión del inductor L_o quedará expresada en función de la razón cíclica de trabajo de los interruptores, de la misma forma que el valor de la inductancia equivalente del circuito, como se muestra a continuación.

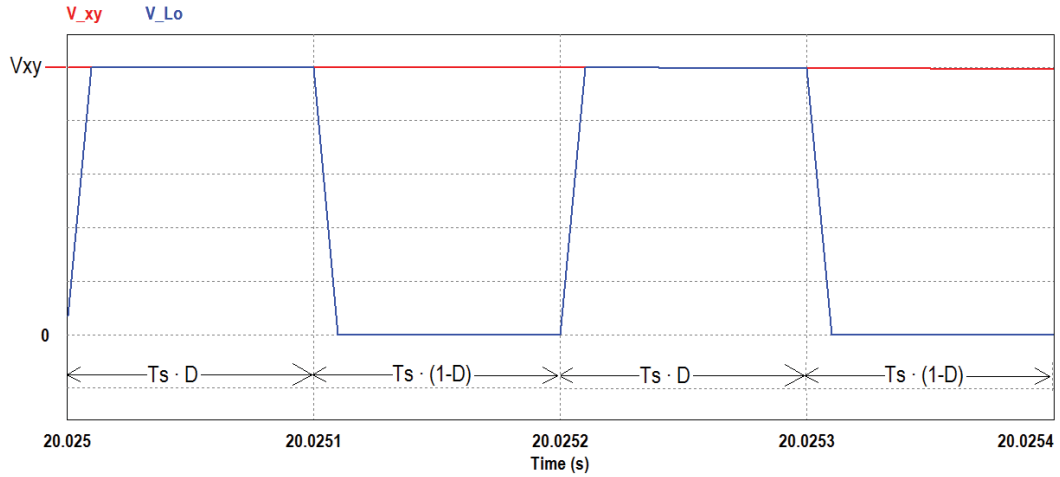


Figura 1-8: Relación entre la forma de onda del inductor L_o y la tensión V_{xy} para alta frecuencia de conmutación ($F_s = 5$ [k Hz]).

El valor medio instantáneo de tensión en el inductor L_o está dado por la expresión:

$$V_{Lo_{med}} = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T V_{xy}(\omega t) \cdot d(\omega t) \tag{1-1}$$

Si se considera la tensión impuesta entre los puntos X e Y , como $V_{xy}(\omega t) = V_{xy}$, tal como se presentó en la Figura 1-8, constante para una frecuencia de conmutación alta, se tiene que:

$$V_{Lo_{med}} = \frac{1}{T_s} \cdot D \cdot T_s \cdot V_{xy} \tag{1-2}$$

$$V_{Lo_{med}}(\omega t) = D \cdot V_{xy} \tag{1-3}$$

Ampliando el análisis para un periodo del sistema eléctrico se debe considerar la tensión impuesta $V_{xy}(\omega t)$ con formato sinusoidal, como se presenta en la ecuación (1-4):

$$V_{xy}(\omega t) = \sqrt{2} \cdot V_{xy_{ef}} \cdot \sin(\omega t) \tag{1-4}$$

Reemplazando la ecuación (1-4) en la ecuación (1-3), se tiene que el valor de la tensión instantánea en el inductor L_o está dado por la ecuación (1-5).

$$V_{L_o}(\omega t) = D \cdot \sqrt{2} \cdot V_{xy} \cdot \sin(\omega t) \quad (1-5)$$

1.2.2 Ondulación de corriente en L_o

Para determinar la corriente en el inductor L_o , se considera la tensión instantánea en un inductor, dada por la ecuación (1-6).

$$V_{L_o}(t) = L_o \cdot \frac{d(i_{L_o}(t))}{dt} \quad (1-6)$$

Considerando un diferencial de tiempo, apropiado para una alta frecuencia de conmutación, la tensión instantánea en el inductor se obtiene según la ecuación(1-7):

$$V_{L_o}(t) = L_o \cdot \frac{\Delta I_{L_o}}{\Delta t} \quad (1-7)$$

El diferencial de tiempo considerado es $\Delta t = D \cdot T_s$, como se muestra en la Figura 1-8, por lo tanto la ecuación (1-7) queda de la forma:

$$\Delta I_{L_o}(t) = \frac{D \cdot V_{L_o}(t) \cdot T_s}{L_o} \quad (1-8)$$

Considerando sólo un periodo de conmutación, la ondulación en el inductor L_o está dada por la ecuación(1-9).

$$\Delta I_{L_o}(t) = \frac{D \cdot V_{L_o}(t)}{L_o} \quad (1-9)$$

La aproximación $V_{L_o}(t) \approx V_{L_o,med}(t)$, es válida para altas frecuencias de conmutación, así entonces la ecuación (1-9) se representa de la siguiente forma:

$$\Delta I_{L_o}(t) = \frac{V_{xy}(t) \cdot D^2}{L_o} \quad (1-10)$$

Finalmente se considera la variación de la tensión instantánea en el inductor L_o , obtenida de la ecuación (1-5), y considerando la reactancia de L_o , desde donde se obtiene la variación instantánea de la corriente en el inductor como se muestra en la ecuación (1-11).

$$I_{L_o}(\omega t) = \frac{D^2 \cdot \sqrt{2} \cdot V_{xy} \cdot \sin(\omega t)}{j \cdot \omega \cdot L_o} \quad (1-11)$$

1.2.3 Valor de inductancia equivalente

Al aplicar la Ley de tensión de Kirchhoff en el circuito de inductor electrónico se obtiene el valor de inductancia equivalente del inductor electrónico, visto entre los puntos X e Y, como se muestra en la ecuación (1-12):

$$V_{xy}(\omega t) = X_{Leq(D)} \cdot I_{L_o}(\omega t) \quad (1-12)$$

Donde $X_{Leq(D)}$ es el valor de la reactancia equivalente del inductor electrónico, la ecuación (1-12) se puede presentar como sigue:

$$V_{xy}(\omega t) = j \cdot \omega \cdot L_{eq(D)} \cdot I_{L_o}(\omega t) \quad (1-13)$$

De la ecuación (1-13) se obtiene el valor de la inductancia equivalente ($L_{eq(D)}$), en función de la tensión y la corriente en el inductor L_o , tal como se muestra en la ecuación (1-14).

$$L_{eq(D)} = \frac{V_{xy}(\omega t)}{j \cdot \omega \cdot I_{L_o}(\omega t)} \quad (1-14)$$

Luego si se reemplazan en la ecuación (1-14) la tensión $V_{xy}(\omega t) = V_{L_o}(\omega t)$ y la corriente por el inductor $I_{L_o}(\omega t)$ obtenidas de las ecuaciones (1-5) y (1-11) respectivamente, el valor de $L_{eq(D)}$ queda expresado de la siguiente forma:

$$L_{eq(D)} = \frac{\sqrt{2} \cdot V_{xy} \cdot \sin(\omega t)}{j \cdot \omega \cdot \left(\frac{D^2 \cdot \sqrt{2} \cdot V_{xy} \cdot \sin(\omega t)}{j \cdot \omega \cdot L_o} \right)} \quad (1-15)$$

Finalmente realizando la simplificación algebraica correspondiente, el valor de $L_{eq(D)}$ se presenta en la ecuación (1-16).

$$L_{eq(D)} = \frac{L_o}{D^2} \quad (1-16)$$

Por otro lado la ecuación (1-17) muestra el valor de L_o en función de L_{eq} y D .

$$L_o(L_{eq,D}) = L_{eq} \cdot D^2 \quad (1-17)$$

1.3 Conclusiones

La comprensión del funcionamiento del circuito de potencia del inductor electrónico es fundamental para resolver algunas de las problemáticas que se presentarán en los próximos capítulos. Se ha demostrado que es posible cambiar el valor de la inductancia equivalente, variando el ciclo de trabajo de las señales de comando de cada IGBT. Una de las ventajas que posee el circuito estudiado, es la utilización de un inductor de inductancia menor a la equivalente vista por el sistema, lo que permite disminuir los costos en el inductor a utilizar en el filtro.

En este primer capítulo se puede comprobar mediante ecuaciones la versatilidad que presenta este circuito de potencia ante los posibles cambios en capacitancia que presente un condensador, cuando se utilicen ambos elementos en un filtro sintonizado.

2 Estudio de la aplicación en filtros serie sintonizados

Los filtros pasivos de corrientes armónicas son circuitos que se conectan a una carga con distorsión armónica, con el objetivo de mitigar los armónicos de tensión o corriente en la fuente de alimentación del circuito. Estos filtros están compuestos por elementos pasivos; condensadores, inductores y resistencias, según el tipo de filtro que se desea diseñar.

Los filtros más comunes utilizados en los sistemas industriales son los filtros de confinamiento [5], los cuales presentan un camino de baja impedancia para las corrientes armónicas del sistema. El filtro de confinamiento se prefiere por la facilidad de conexión, ya que se debe conectar en paralelo al punto de conexión común (PCC) del sistema y no requiere la desconexión de la carga para su instalación.

Otro tipo de filtro de armónicos es el de bloqueo, que a diferencia de los filtros de confinamiento, presenta un gran valor de impedancia para la circulación de corrientes armónicas, y su conexión se realiza en serie al PCC.

La sintonía en un filtro de armónicos es la configuración que se diseña en el filtro para atenuar una corriente armónica dada, es decir, un filtro de confinamiento sintonizado en la 5^a armónica, presentará un camino de baja impedancia para la corriente de 5^a armónica proveniente desde la carga y evitará su circulación por la fuente.

Previo a escoger qué tipo de filtro se utilizará para las primeras simulaciones, se deben obtener las ecuaciones de diseño para la correcta sintonización del filtro en función de la frecuencia, capacitancia e inductancia del filtro.

2.1 Diseño de filtro pasivo de segundo orden

Las variables a considerar en el diseño del filtro pasivo *LC* sintonizado son las siguientes:

f : Frecuencia de operación del sistema eléctrico medida en [Hz].

n : Orden de la corriente armónica que se desea filtrar.

L : Valor de inductancia del inductor utilizado para el diseño del filtro medida en $[H]$.

C : Valor de capacitancia del condensador utilizado para el diseño del filtro medido en $[F]$.

El principio de funcionamiento de un filtro de armónicos sintonizado, es igualar la magnitud de las reactancias del condensador y del inductor del filtro. Las ecuaciones que permiten calcular la magnitud de reactancia del condensador e inductor para la corriente armónica n se presentan en las ecuaciones (2-1) y (2-2) respectivamente.

$$|X_{Cn}| = \frac{1}{n \cdot \omega \cdot C} \quad (2-1)$$

$$|X_{Ln}| = n \cdot \omega \cdot L \quad (2-2)$$

Donde los términos mostrados en las ecuaciones (2-1) y (2-2) son:

ω : Frecuencia angular de la red medida en $[rad/s]$. ($\omega = 2 \cdot \pi \cdot f$).

$|X_{Cn}|$: Magnitud de la reactancia presentada por el condensador para la corriente armónica de orden n .

$|X_{Ln}|$: Magnitud de la reactancia presentada por el inductor para la corriente armónica de orden n .

Para la corriente armónica n se cumple que $|X_{Cn}| = |X_{Ln}|$, de esta forma se pueden igualar las ecuaciones (2-1) y (2-2), obteniendo la expresión mostrada en la ecuación

$$\frac{1}{n \cdot \omega \cdot C} = n \cdot \omega \cdot L \quad (2-3)$$

Agrupando los términos de la ecuación (2-3) se tienen que la relación que se debe cumplir para el diseño de un filtro LC sintonizado es la mostrada en la ecuación (2-4).

$$\sqrt{L \cdot C} = \frac{1}{n \cdot \omega} \quad (2-4)$$

Luego si se fija el valor de capacitancia del condensador, el valor de inductancia a utilizar para la correcta sintonía del filtro está dado por la ecuación (2-5).

$$L = \frac{1}{(n \cdot \omega)^2 \cdot C} \quad (2-5)$$

De manera similar, si se fija un valor de inductancia a utilizar, la capacitancia del condensador para la correcta sintonía del filtro está dada por la ecuación (2-6).

$$C = \frac{1}{(n \cdot \omega)^2 \cdot L} \quad (2-6)$$

2.2 Sistema UPS industrial

El sistema eléctrico que se utilizará en el proyecto es un modelo que se ha escogido de [6], el cual fue obtenido del estudio de un sistema de alimentación ininterrumpido (UPS) real. El sistema está compuesto principalmente por un rectificador de onda completa, inductores y condensadores que funcionan principalmente como filtros, logrando una señal de tensión con una ondulación cercana al 10% en el condensador de salida Cc3 de la Figura 2-1.

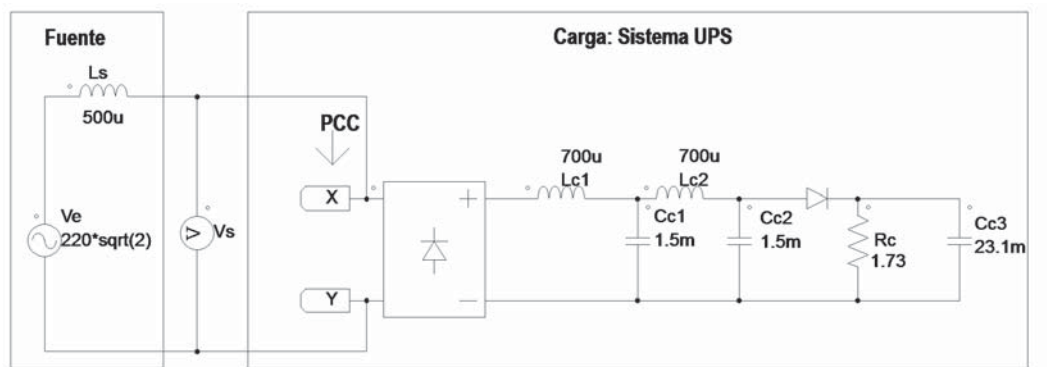


Figura 2-1: Sistema UPS con alimentación monofásica.

La simulación del circuito mostrado en la Figura 2-1 entrega como resultado la forma de onda de tensión y corriente en el PCC que se muestran en la Figura 2-2, donde se puede observar gran contenido de corrientes y tensiones armónicas y los valores de distorsión armónica de cada señal entregados por el software. Los valores de tensión y corriente de cada componente armónica en el PCC se pueden revisar en el apéndice B.1.

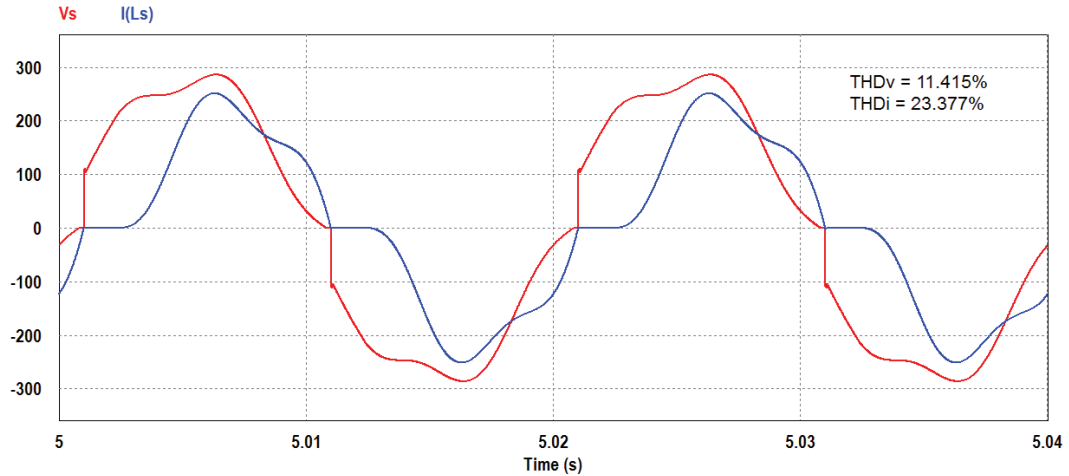


Figura 2-2: Formas de onda de tensión (rojo) y corriente (azul) en el PCC del sistema UPS sin filtros de armónicos.

El espectro de coeficientes de Fourier de las señales mostradas en la Figura 2-2 se presentan en la Figura 2-3, en este se grafican las magnitudes máximas de las componentes armónicas que posee cada señal de tensión y corriente en función de la frecuencia.

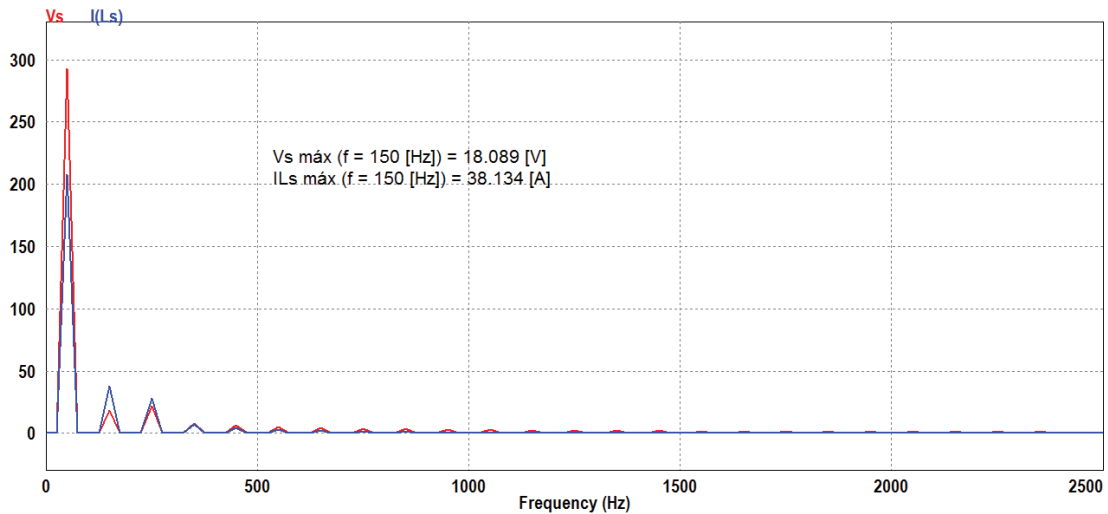


Figura 2-3: Espectro de los coeficientes de Fourier para las señales de tensión y corriente mostradas en la Figura 2-2.

Del estudio de las señales mostradas en la Figura 2-2, se obtienen los valores de algunas variables de interés en este tipo de análisis a redes con contenido armónico, la manera de calcular cada una de estas variables se adjunta en el apéndice A.

Tabla 2-1: Variables de interés obtenidas del sistema UPS monofásico sin filtros.

Variable	Valor
THDv	11.17%
THDi	23.38%
Potencia aparente [VA]	31366.33
Potencia activa [W]	25691.34
Potencia reactiva [VAr]	15438.65
Potencia armónica[VAH]	9243.91
Factor de potencia	81.91%

Los valores mostrados en la Tabla 2-1, han sido calculados considerando hasta la armónica 50, tal como lo indica [2]. Particularmente los valores de distorsión armónica de tensión y corriente mostrados en la Figura 2-2, son calculados por el software considerando todas las armónicas que contiene la forma de onda, esto explica la diferencia con los valores de la Tabla 2-1.

En adelante se procederá de manera similar para el análisis gráfico de armónicas en las señales que lo requieran; presentación del circuito a simular, las formas de onda de tensión y corriente en el PCC del sistema, espectro de coeficientes de Fourier, estudio de las variables de interés, entre otras formas de onda y soluciones que se puedan presentar.

De manera complementaria se presenta en la Figura 2-4 la forma de onda de tensión y corriente en la salida del rectificador monofásico de la Figura 2-1, donde se puede observar potencia de salida del rectificador entregada por el software.

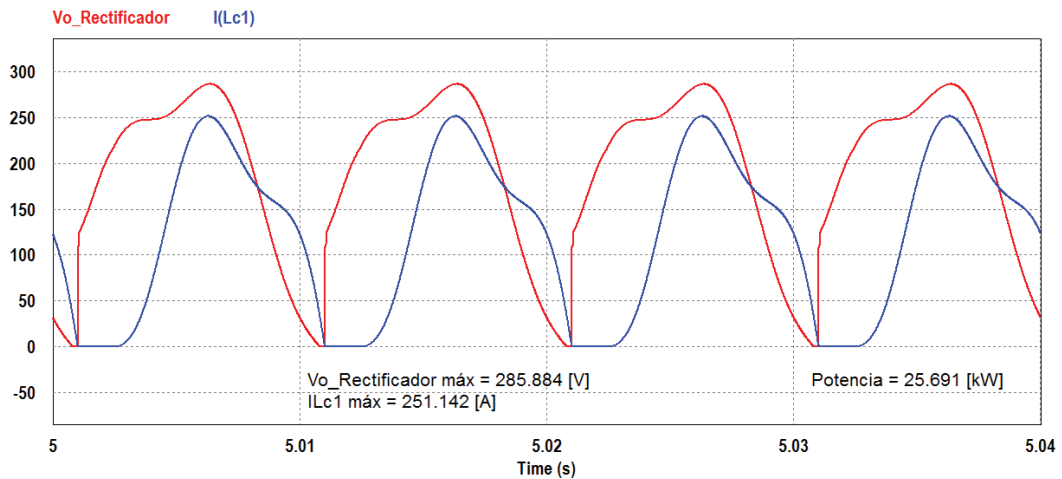


Figura 2-4: Formas de onda de tensión y corriente en la salida del rectificador.

2.3 Aplicación de filtro sintonizado convencional

Como se ha mencionado anteriormente, el estudio de los filtros aplicados se realizará de manera convencional para luego comparar los resultados obtenidos al aplicar el filtro electrónico. Se puede observar en la Figura 2-3 que la 3^a armónica es la de mayor amplitud en el sistema UPS cuando es alimentado con una fuente monofásica, por lo cual se ha diseñado un filtro LC serie sintonizado para 150 [Hz]. Utilizando la ecuación (2-5) se ha fijado un valor de capacitancia de 10 [μF], tal como se muestra en la Figura 2-5.

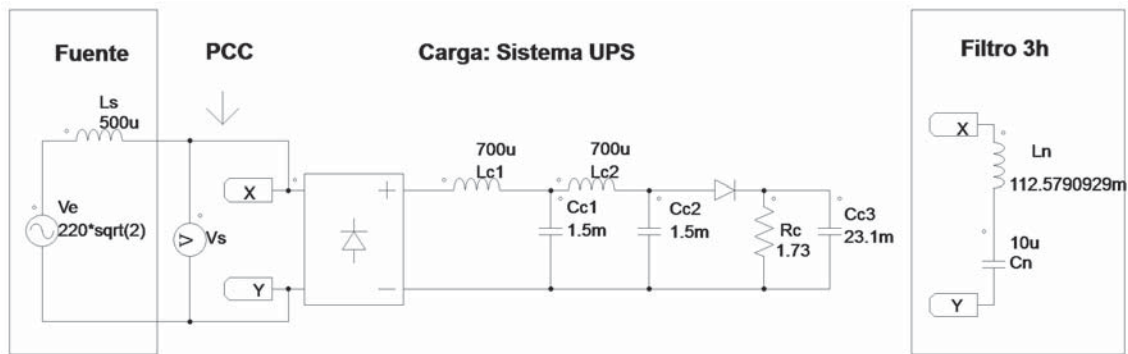


Figura 2-5: Sistema monofásico con filtro de confinamiento para 3^a armónica de corriente.

Las formas de onda de tensión y corriente medidas en el PCC son las mostradas en la Figura 2-6, con sus respectivas distorsiones armónicas.

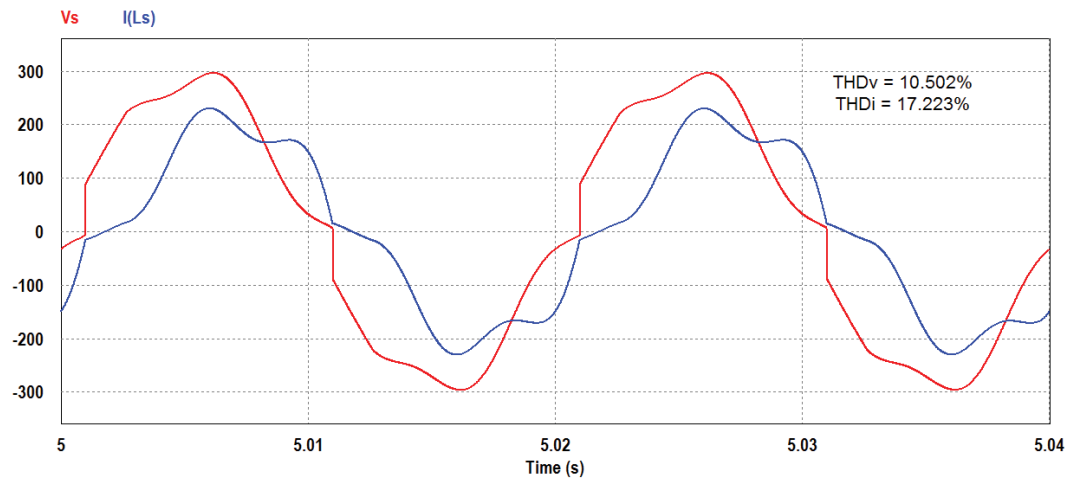


Figura 2-6: Formas de onda de tensión y corriente en la fuente para el sistema con filtro de 3^a armónica.

En la Figura 2-7 se puede observar una disminución en la magnitud de la 3^a armónica de corriente en un 65% aproximadamente, lo cual contribuye a disminuir la distorsión armónica total de corriente en un 6.15%.

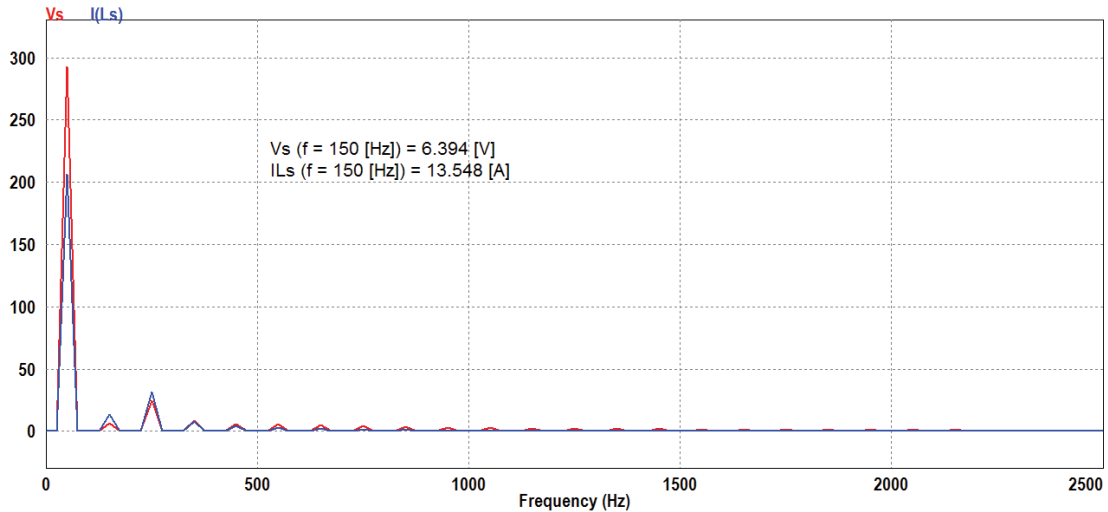


Figura 2-7: Espectro de coeficientes de Fourier para las formas de onda en la Figura 2-6.

En la Figura 2-8 se puede comprobar la correcta sintonía del filtro, ya que se presenta la forma de onda de corriente que circula por el filtro para 2 periodos de la red, en donde se puede observar exactamente 6 periodos de la señal a una frecuencia de 150 [Hz].

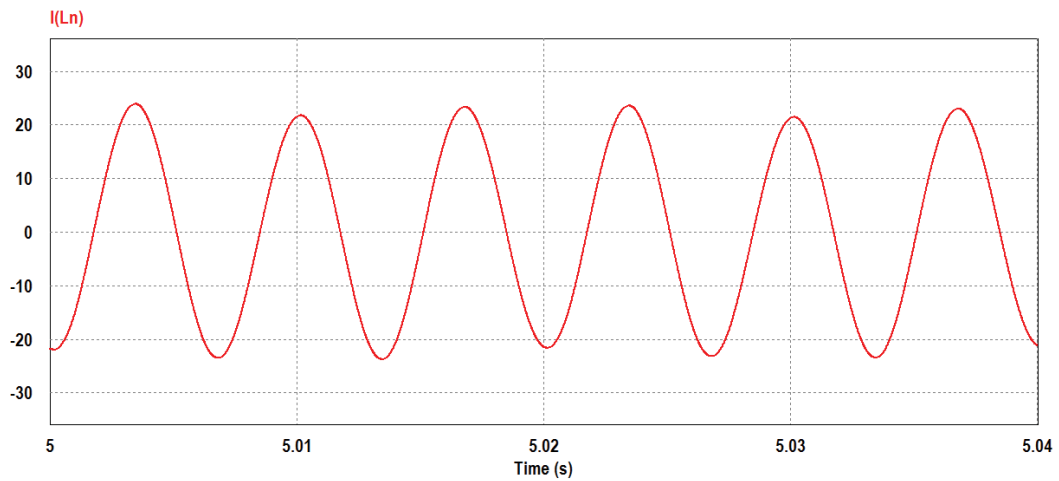


Figura 2-8: Forma de onda de la corriente el filtro de 3^a armónica.

2.4 Aplicación de filtro electrónico

El objetivo de esta sección es obtener un filtro con las mismas características del que se muestra en la Figura 2-5 para 3^a armónica, utilizando el circuito de potencia de inductor electrónico en reemplazo de L_n . Se ha considerado el mismo condensador del filtro anterior y un ciclo de trabajo de las señales de disparo de 50%. El valor de L_o está dado por la ecuación (1-17) como se muestra a continuación.

$$L_o(L_{eq}, D) = L_{eq} \cdot D^2$$

$$L_o(112.579, 0.5) = 112.579 \cdot 0.5^2$$

$$L_o = 28.145 \text{ [mH]}$$

En la Figura 2-9 se presenta el filtro electrónico de 3^a armónica que se ha dispuesto en el PCC de la Figura 2-1 para la simulación. Es importante destacar que en adelante se han renombrado los elementos de conducción del Grupo I y II, para mostrar de una manera más sencilla cada interruptor o switch.

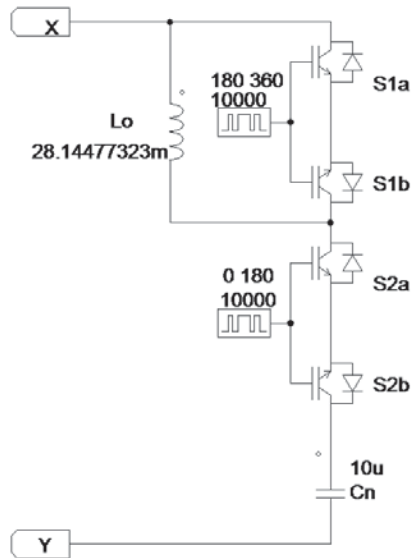


Figura 2-9: Filtro electrónico de 3^a armónica.

En la Figura 2-10 se presentan las formas de onda de tensión corriente en el PCC como resultado de la aplicación del filtro electrónico, en donde se puede observar la aparición de flickers en la forma de onda de tensión.

Al aplicar este filtro se han obtenido niveles de distorsión armónica similares a los del sistema sin ningún tipo de filtro, incluso se han inyectado al sistema armónicas múltiplos de la frecuencia de conmutación de los interruptores y sus vecindades.

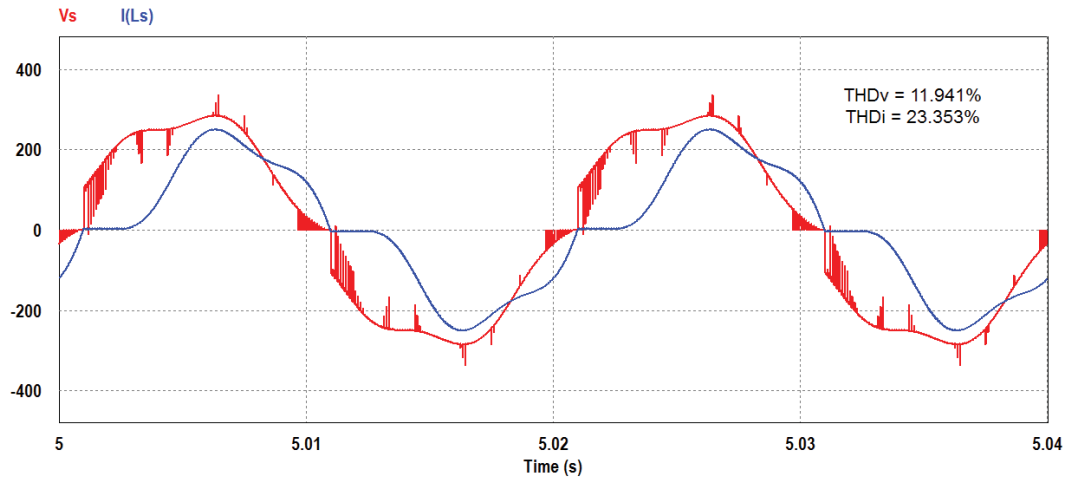


Figura 2-10: Formas de onda de tensión y corriente en la fuente obtenidas de la simulación con filtro electrónico de 3^a armónica.

El inductor electrónico no cumple con el comportamiento esperado en esta configuración de filtro serie, como se puede observar en Figura 2-11, la magnitud de la componente de 3^a armónica no ha disminuido con respecto a la presentada en la Figura 2-3, por lo cual se puede concluir que esta configuración no filtra la corriente para la cual fue diseñado, posteriormente se estudiarán algunas soluciones a este comportamiento no deseado del filtro.

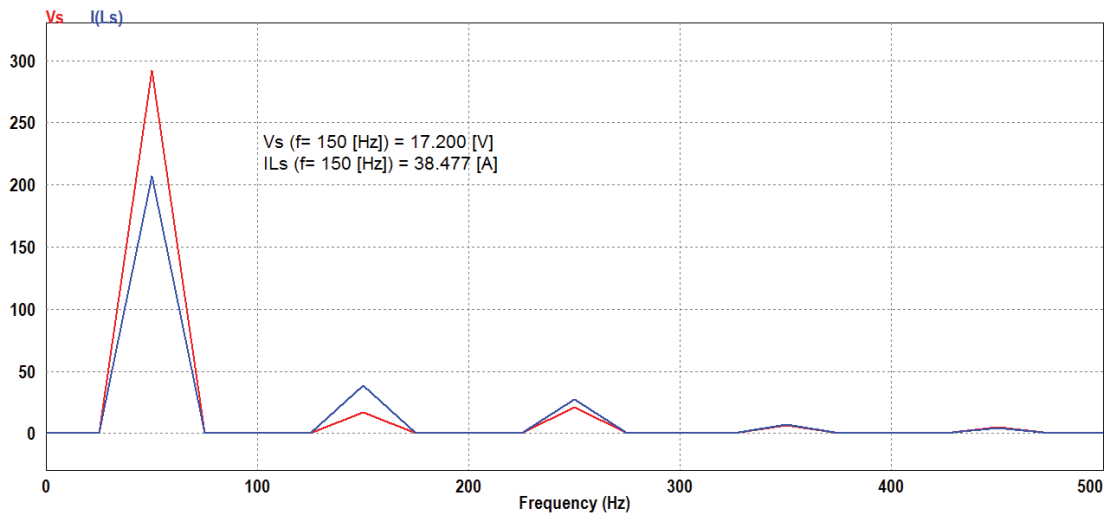


Figura 2-11: Espectro de coeficientes de Fourier para las formas de onda en la Figura 2-10.

La forma de onda de corriente en el condensador e inductor del filtro se muestran en la Figura 2-12, donde se puede observar que la corriente posee componente de 3^a armónica, pero con amplitudes menores a 5 [A], donde se comprueba que esta configuración no ha funcionado como se esperaba.

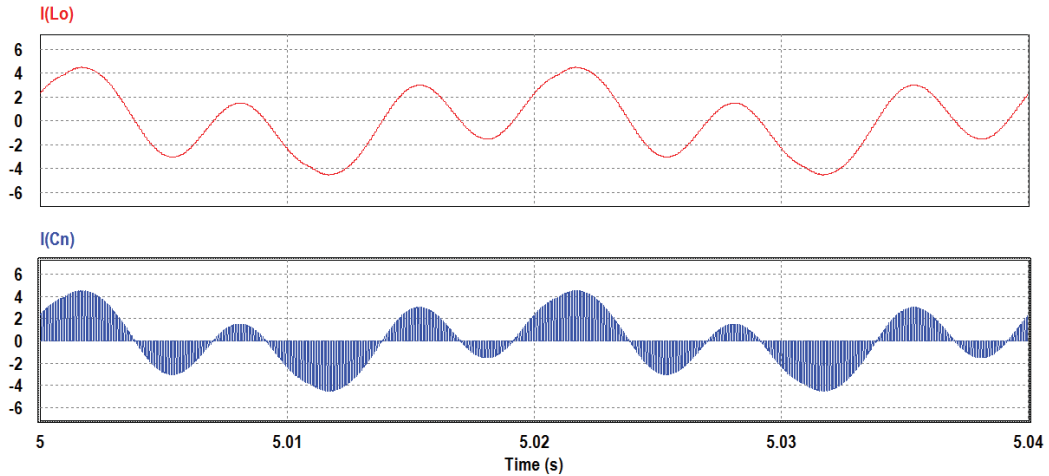


Figura 2-12: Formas de onda de corriente en el inductor L_O y condensador C_n .

2.4.1 Comparación de resultados

El filtro de inductor electrónico no ha presentado los resultados esperados en comparación a un filtro convencional, ya que en cuanto a los niveles de distorsión armónica de corriente presenta una diferencia de 35.4%, según la Tabla 2-2.

La explicación de esta diferencia se obtiene mediante el análisis de las etapas de funcionamiento del inductor electrónico en 1.1.1, ya que en cada sub etapa (b), entran en conducción los elementos del Grupo I dejando en circuito abierto la rama de filtro sintonizado durante un periodo de tiempo definido por $T_s \cdot (1 - D)$. Mientras el filtro se encuentra en circuito abierto todas las corrientes armónicas provenientes del sistema UPS circulan por la fuente, provocando niveles de distorsión armónica de corriente similares a los alcanzados por el sistema sin ningún filtro.

Tabla 2-2: Comparación de resultados obtenidos de la aplicación de filtro convencional y electrónico.

Variable	Valor utilizando filtro convencional	Valor utilizando filtro electrónico	Error porcentual
THDv	10.30%	10.57%	2.6%
THDi	17.25%	23.36%	35.4%
Potencia aparente [VA]	30850.58	31190.38	1.1%
Potencia activa [W]	25702.8	25693.72	0.0%
Potencia reactiva [VAr]	15428.1	15191.88	1.5%
Potencia armónica[VAH]	7286.84	9048.73	24.2%
Factor de potencia	83.31%	82.38%	1.1%

En cuanto a las otras variables de interés, excluyendo la armónica, se han obtenido resultados con un error porcentual no superior al 2%, efecto positivo pero no relevante en esta parte del estudio, ya que el primer objetivo es lograr resultados similares en la mitigación de armónicos.

2.5 Estudio de soluciones

Una de las posibles soluciones que se ha estudiado es la utilización de 2 filtros serie sintonizados que trabajen de forma complementaria, de modo que corrientes armónicas sean siempre conducidas por cada uno de estos filtros, evitando su circulación por la fuente. Al filtro mostrado en la Figura 2-5 se adiciona un filtro sintonizado para la 5ª armónica utilizando el mismo valor de capacitancia.

2.5.1 Desfase en pulsos de comando para dos filtros de confinamiento

El circuito de doble filtro sintonizado se ha simulado con la configuración convencional mostrada en la Figura 2-13, desde donde se han obtenido los resultados mostrados en la Figura 2-14, los cuales se utilizarán como punto de comparación al simular el filtro electrónico.

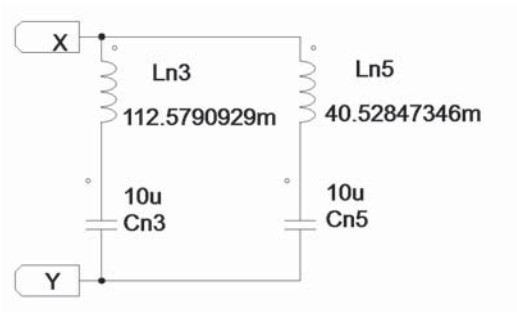


Figura 2-13: Filtros de 3ª y 5ª armónica convencionales.

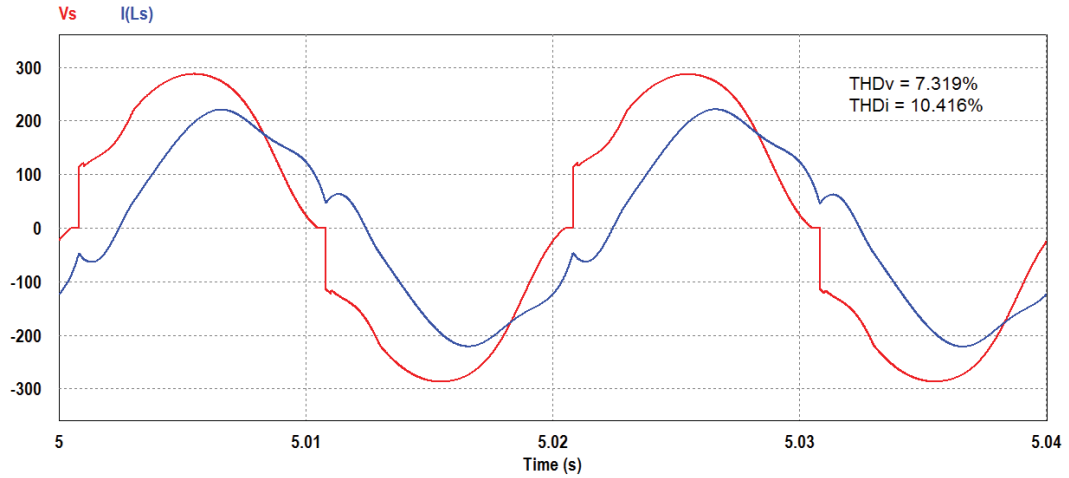


Figura 2-14: Forma de onda de tensión y corriente en el PCC al aplicar filtro de la Figura 2-13 el sistema UPS.

En la Figura 2-15 se presentan los filtros electrónicos equivalentes a los convencionales mostrados en la Figura 2-13, para su diseño se ha utilizado el mismo procedimiento mostrado en 2.4.

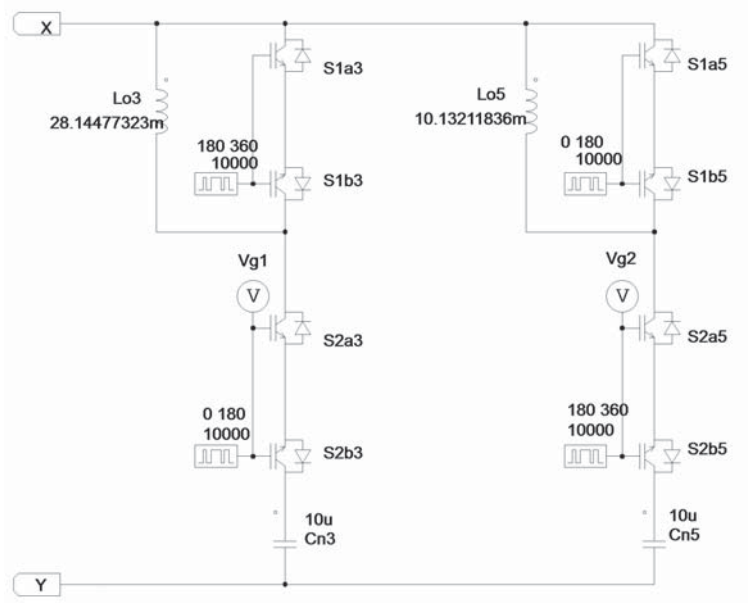


Figura 2-15: Filtros electrónicos de 3ª y 5ª armónica con desfase en el accionamiento.

En la Figura 2-16 se muestran las señales de los gates de cada rama de filtro, en donde se puede comprobar que los interruptores que componen el Grupo II de una rama entran en conducción, cuando los equivalentes de la otra rama dejan de conducir, trabajado así de manera complementaria.

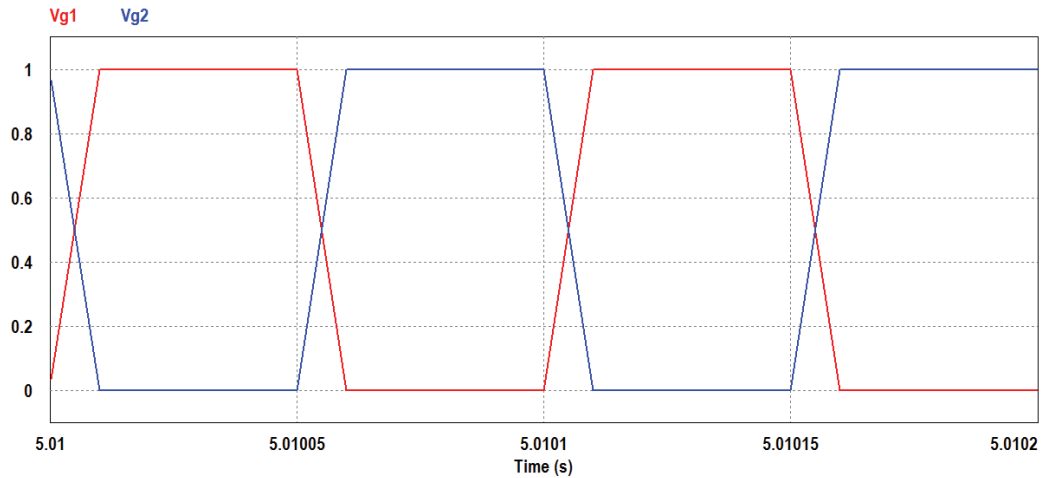


Figura 2-16: Señales de comando de disparo del Grupo II para cada rama de filtro.

Las formas en el PCC obtenidas de la simulación se muestran en Figura 2-17, en donde se pueden observar discontinuidades y flickers en la forma de onda de tensión, junto con el aumento en el contenido armónico provocado por la influencia de la frecuencia de conmutación de los gates.

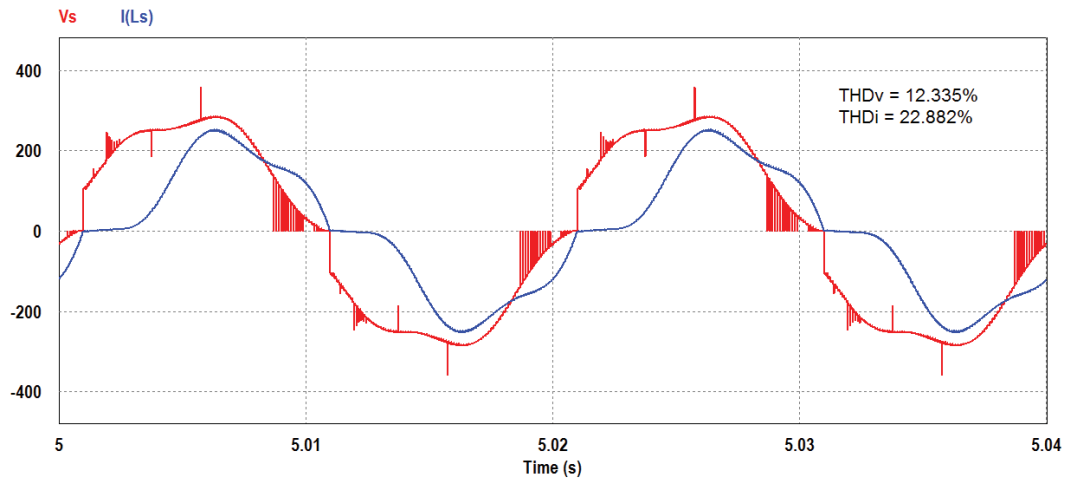


Figura 2-17: Forma de onda de tensión y corriente en el PCC del sistema UPS al aplicar los filtros electrónicos de 3ª y 5ª armónica

Se ha realizado un análisis a la forma de onda de tensión junto con las señales de los gates, para explicar los flickers de la Figura 2-17. Como se puede observar en la Figura 2-18 las anomalías en la forma de onda de tensión se producen de manera periódica cada vez que entran en conducción los interruptores del Grupo I del filtro de 3ª armónica.

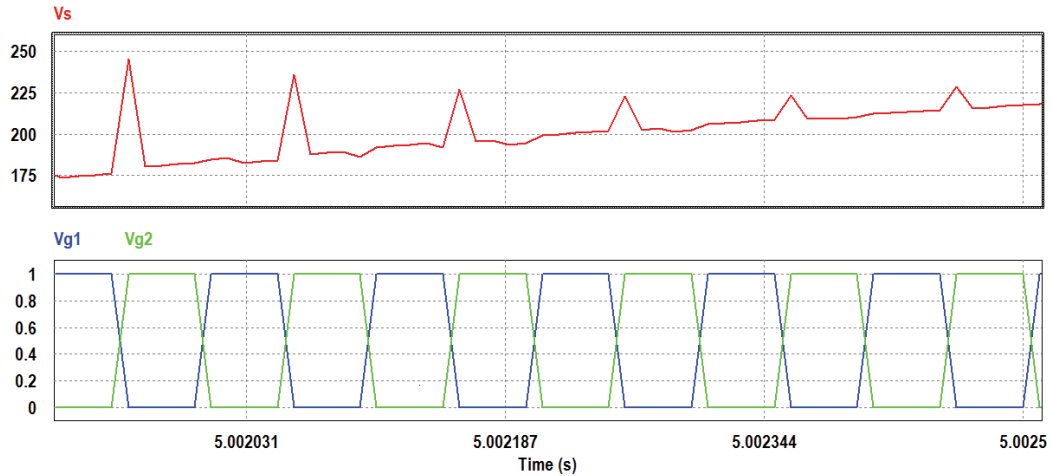


Figura 2-18: Relación entre señales de comando y flickers de tensión.

2.6 Estudio de utilización de condensador auxiliar

La disposición de un condensador auxiliar junto a un filtro serie sintonizado ha sido otra de las configuraciones para el estudio, la cual se muestra en la Figura 2-19, en donde el condensador auxiliar (C_a) presenta un camino alternativo para la circulación de las armónicas provenientes del sistema UPS durante los instantes de desconexión de la rama de filtro electrónico.

El condensador es un elemento que varía su valor de reactancia según la frecuencia de la corriente armónica que circula por él, es por esto que se ha realizado un estudio de las resonancias que presenta el nuevo filtro instalado con el sistema (fuente y UPS). Las simulaciones presentadas corresponden a la utilización de un filtro convencional.

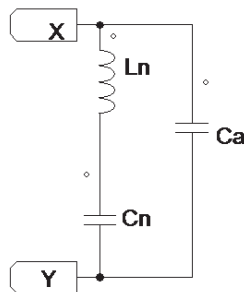


Figura 2-19: Esquema de la configuración a estudiar.

Las consideraciones que se han tomado para el diseño de esta configuración son las siguientes:

1. La resonancia entre el condensador y la fuente debe ocurrir a frecuencias altas en comparación con la frecuencia de la red, para evitar la circulación de corrientes armónicas de bajo orden por la fuente.
2. Se debe tomar en cuenta la impedancia equivalente total del sistema UPS para estudiar la frecuencia de resonancia con el condensador auxiliar.

El valor del condensador en función de la armónica de resonancia con la fuente se ha calculado utilizando la ecuación (2-7)

$$C_a = \frac{1}{(L_s \cdot (\omega_1 \cdot n_{rf})^2)} \quad (2-7)$$

Donde:

L_s : Inductancia equivalente de la fuente en [H].

ω_1 : Frecuencia angular fundamental del sistema en [rad/s].

n_{rf} : Orden de la corriente armónica de resonancia entre condensador y fuente.

2.6.1 Análisis de gráficos

En esta parte del estudio se utilizará el filtro de 3^a armónica de la Figura 2-5 en paralelo con el condensador C_a , el cual se ha sintonizado para resonar con la fuente en 1500[Hz] y luego en 2500 [Hz]. El objetivo es mostrar gráficamente la relación que existe entre las impedancias o reactancias de los elementos (o equivalente de ellos) presentes en el circuito simulado y las armónicas que aparecen en las formas de onda obtenidas de la simulación, de la misma forma que el estudio [5].

Para comenzar se presenta en la ecuación (2-8) la reactancia equivalente del filtro sintonizado serie.

$$X_{Filtro} = X_{Ln} + X_{Cn} \quad (2-8)$$

Donde:

X_{Ln} : Reactancia del inductor L_n medida en [Ω].

X_{Cn} : Reactancia del condensador C_n medida en [Ω].

La expresión para calcular la impedancia equivalente del sistema UPS, sin considerar la reactancia de la fuente, se muestra en la ecuación (2-9)

$$Z_{UPS} = \frac{\left[\frac{\left(\frac{X_{Cc3} \cdot Rc}{X_{Cc3} + Rc} \right) \cdot X_{Cc2}}{\left(\frac{X_{Cc3} \cdot Rc}{X_{Cc3} + Rc} \right) + X_{Cc2}} + X_{Lc2} \right] \cdot X_{Cc1}}{\left[\frac{\left(\frac{X_{Cc3} \cdot Rc}{X_{Cc3} + Rc} \right) \cdot X_{Cc2}}{\left(\frac{X_{Cc3} \cdot Rc}{X_{Cc3} + Rc} \right) + X_{Cc2}} + X_{Lc2} \right] + X_{Cc1}} + X_{Lc1} \quad (2-9)$$

Donde:

X_{Lc1} : Reactancia del inductor L_{c1} medida en $[\Omega]$.

X_{Lc2} : Reactancia del inductor L_{c2} medida en $[\Omega]$.

X_{Cc1} : Reactancia del condensador C_{cc1} medida en $[\Omega]$.

X_{Cc2} : Reactancia del condensador C_{cc2} medida en $[\Omega]$.

X_{Cc3} : Reactancia del condensador C_{cc3} medida en $[\Omega]$.

R_c : Resistencia eléctrica del resistor R_c medida en $[\Omega]$

Luego se considera el filtro sintonizado serie y el condensador C_a como una única reactancia de filtro total mostrada en la ecuación (2-10).

$$X_{Filtro\ Total} = \frac{X_{Filtro} \cdot X_{Ca}}{X_{Filtro} + X_{Ca}} \quad (2-10)$$

Donde:

X_{Ca} : Reactancia del condensador C_a medida en $[\Omega]$.

Finalmente desde el punto de vista de la fuente, el sistema UPS y el filtro instalado son carga, por lo tanto la impedancia de carga total está dada por la ecuación (2-11).

$$Z_{carga} = \frac{X_{Filtro\ Total} \cdot Z_{UPS}}{X_{Filtro\ Total} + Z_{UPS}} \quad (2-11)$$

Resonancia filtro-fuente en armónica 30

En esta sección se simulará el sistema UPS con un filtro de 3^a armónica y condensador auxiliar sintonizado para que la resonancia con la fuente ocurra en la armónica 30, para esto se ha utilizado el circuito de filtro mostrado en la Figura 2-20.

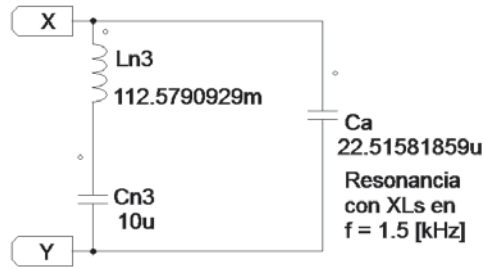


Figura 2-20: Filtro de 3^a armónica y C_a para armónica 30.

En la Figura 2-21 se presentan los gráficos para las magnitudes de las reactancias de la fuente, condensador auxiliar y filtro serie, en donde es posible observar la correcta sintonía de filtro y la resonancia del condensador C_a con la fuente en la armónica 30, igualando sus valores de reactancia en 4.71 [Ω].

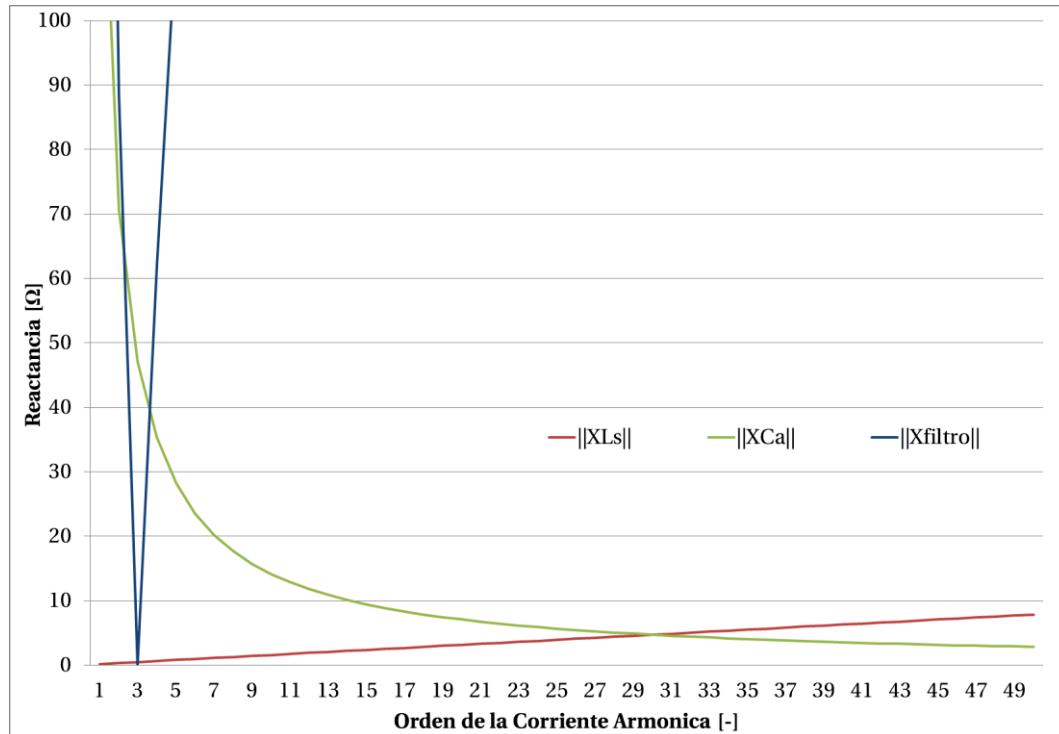


Figura 2-21: Gráfico para reactancias utilizando C_a en resonancia con la fuente en la armónica 30.

Las formas de onda de tensión y corriente en el PCC obtenidas de la simulación se muestran en la Figura 2-22, con sus respectivos valores de distorsión armónica total. Nuevamente el resultado en el filtro de armónicas no es el esperado, ya que una nueva componente armónica de alta frecuencia (en comparación con la frecuencia de red) distorsiona señales.

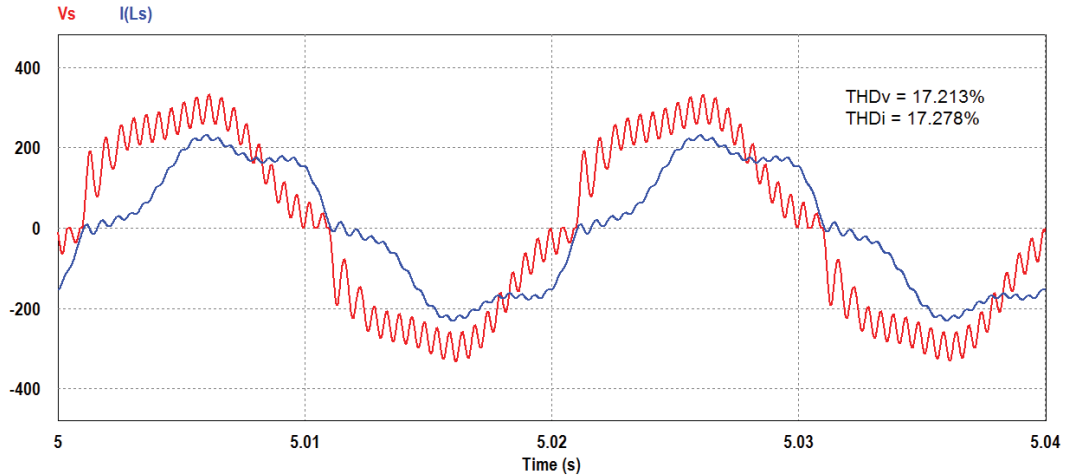


Figura 2-22: Forma de onda de tensión y corriente en el PCC utilizando filtro de 3^a armónica y C_a en resonancia con la fuente en la armónica 30.

En la Figura 2-23 se puede comprobar que efectivamente ha aumentado la amplitud de la armónica 39, que en el sistema sin filtro no afectaba mayormente a la señal.

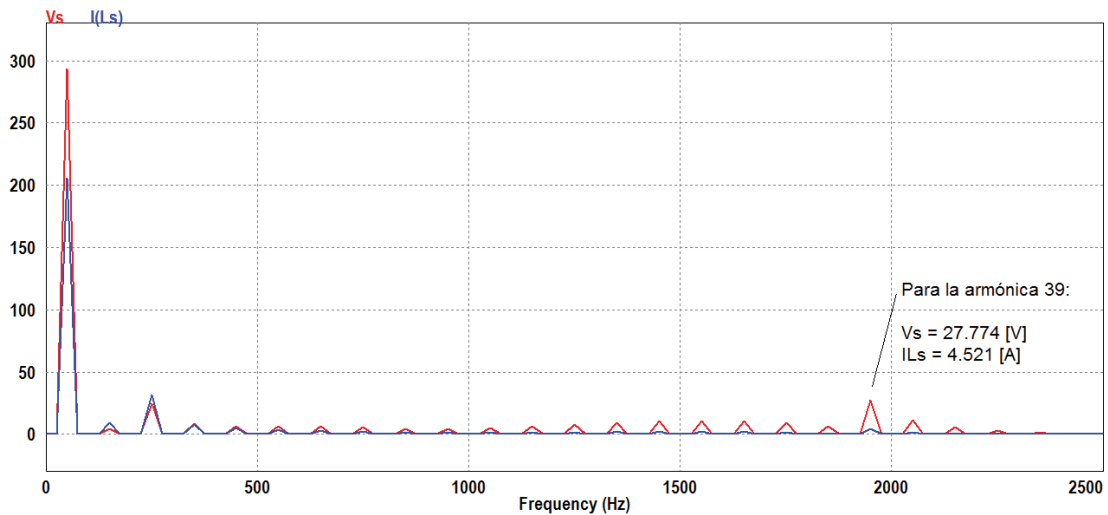


Figura 2-23: Espectro de coeficientes de Fourier de las formas de onda mostradas en la Figura 2-22.

La resonancia paralela es un fenómeno que provoca el aumento en las magnitudes de corrientes y tensiones armónicas en un sistema eléctrico cuando dos o más reactancias se igualan en magnitud. Particularmente en este sistema la resonancia ocurre entre la fuente y la carga total, es por esto que para demostrar este fenómeno se ha graficado en la Figura 2-24, la impedancia total de carga y la reactancia de la fuente en función del orden de la corriente armónica.

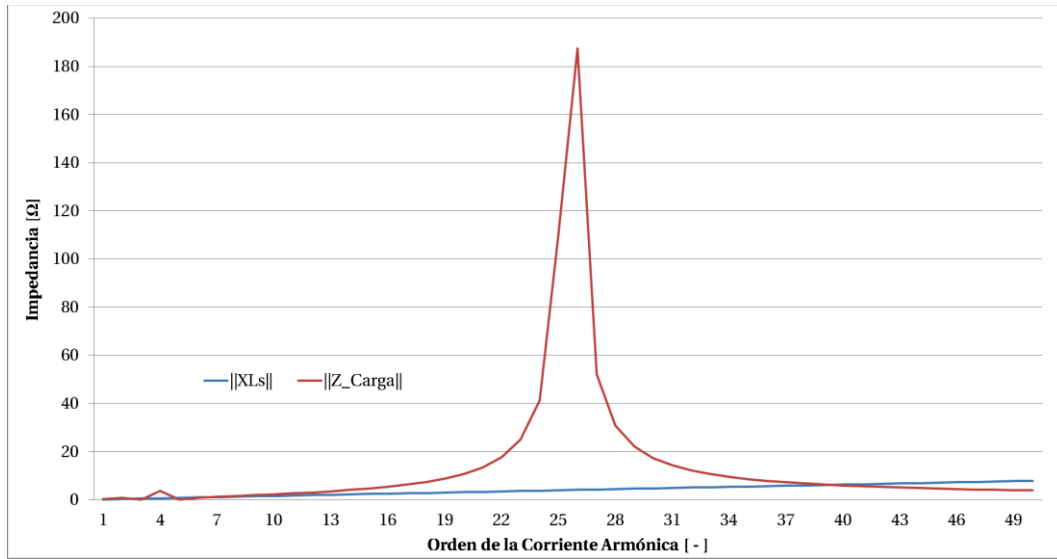


Figura 2-24: Gráfico para mostrar el efecto de resonancia paralela entre fuente y la impedancia total de carga.

En la Figura 2-25 se puede observar con mayor detalle que en la armónica 39 la reactancia de la fuente entra en resonancia con la impedancia total de carga, igualando sus valores en 6.13 [Ω].

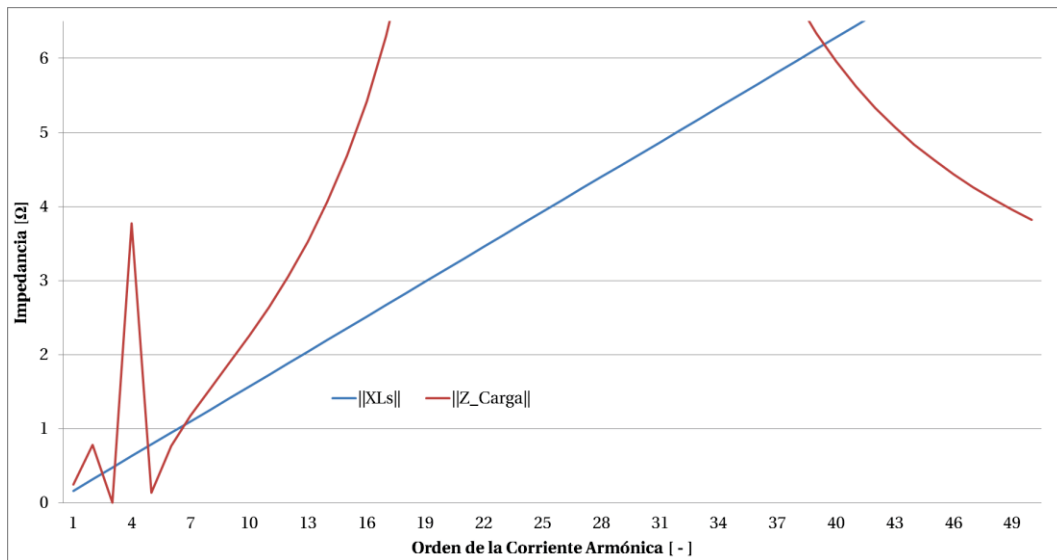


Figura 2-25: Acercamiento del gráfico mostrado en la Figura 2-24.

Resonancia filtro-fuente en armónica 50

En esta segunda parte del estudio se presentan los resultados obtenidos al sintonizar el condensador auxiliar para que la resonancia con la fuente ocurra en los 2500 [Hz] (armónica 50).

En la Figura 2-26 se muestra el filtro que se ha utilizado es en esta parte del estudio.

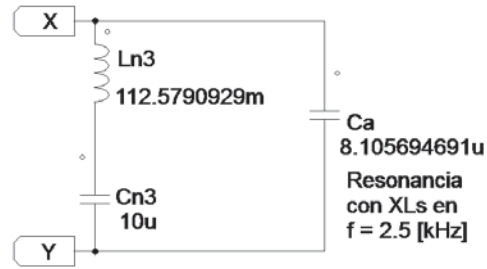


Figura 2-26: Filtro de 3^a armónica y C_a para armónica 50.

En la Figura 2-27 se muestran las magnitudes de las reactancias para la fuente, condensador auxiliar y filtro sintonizado, en donde se puede comprobar que la resonancia entre el condensador C_a y la fuente ocurre en la armónica 50, lo que asegura que la resonancia entre la fuente y la carga completa ocurrirá en una armónica superior y los armónicos inyectados no serán considerados en el cálculo de distorsión armónica según la normativa [2].

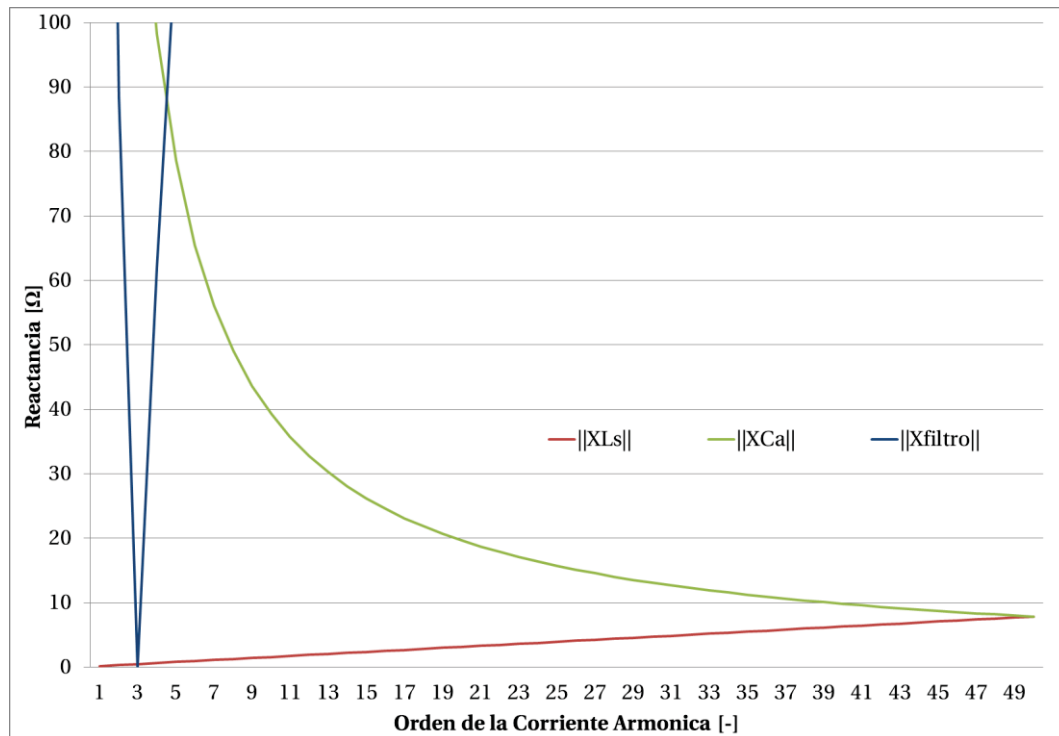


Figura 2-27: Gráfico para reactancias utilizando C_a en resonancia con la fuente en la armónica 50

Las formas de onda de interés se presentan en la Figura 2-28, con los respectivos valores de distorsión armónica entregados por el software.

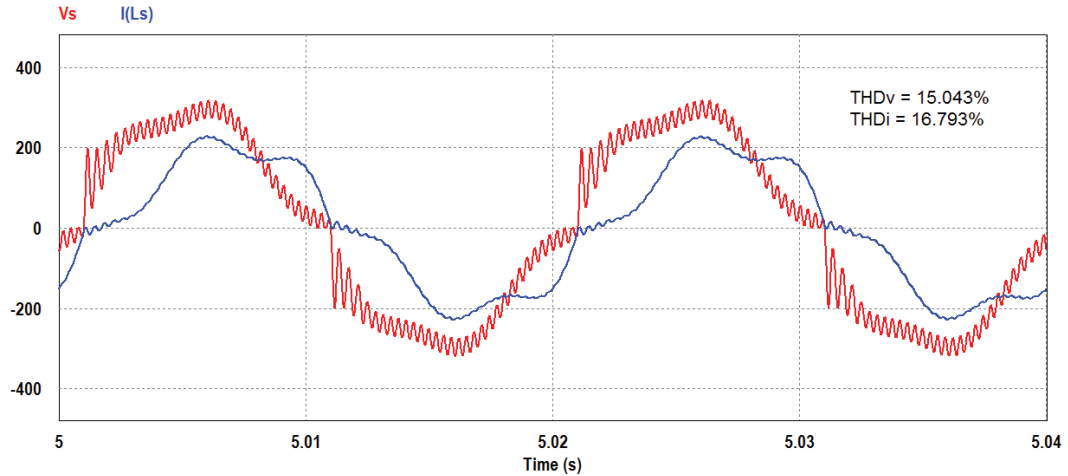


Figura 2-28: Forma de onda de tensión y corriente en el PCC utilizando filtro de 3^a armónica y C_a en resonancia con la fuente en la armónica 50.

Como se muestra en la Figura 2-29, la 3^a armónica ha disminuido su amplitud debido al filtro serie instalado. Por otro lado se ha conseguido el objetivo de esta parte del estudio, ya que la resonancia entre la fuente y la carga total ocurren en la armónica 65, por lo tanto todas las armónicas en frecuencias superiores a los 2500[Hz] no son consideradas por la normativa [2].

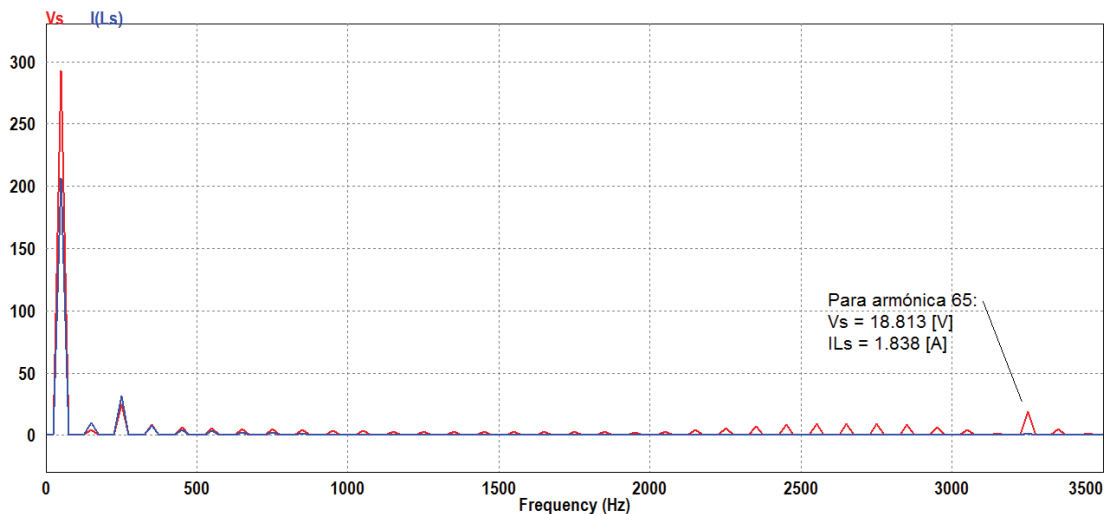


Figura 2-29: Espectro de coeficientes de Fourier de las señales presentadas en la Figura 2-28

La distorsión armónica total de tensión y corriente, considerando sólo hasta la armónica 50, son presentadas en la Tabla 2-3, que a diferencia de los resultados obtenidos por el programa, la tensión es la que presenta mayor error porcentual, esto se debe a que las armónicas superiores tienen mayor influencia sobre la tensión en el PCC, en contraste con la corriente en la fuente que presenta diferencias mínimas.

Tabla 2-3: Comparación de valores de distorsión armónica.

Variable	Normativa	Software PSIM	Error porcentual
THD _v	11.49%	15.04%	23.62%
THD _i	16.75%	16.79%	0.26%

De manera similar al estudio anterior, en la Figura 2-30 se presenta el gráfico de la reactancia de la fuente y la impedancia total de carga en función del orden de la corriente armónica.

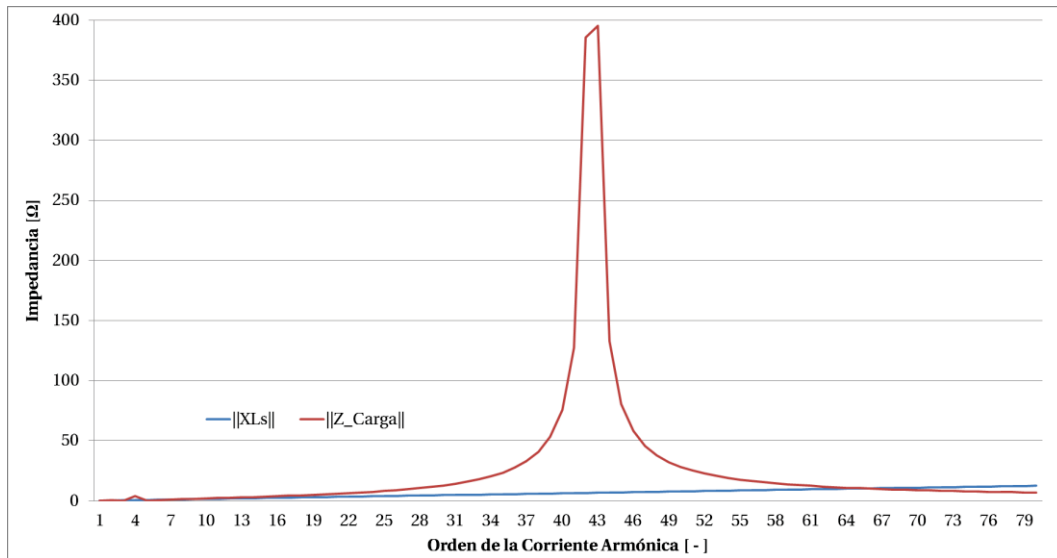


Figura 2-30: Gráfico para mostrar el efecto de resonancia paralela entre fuente y la impedancia total de carga.

En la Figura 2-31 se puede observar con mayor detalle que en la armónica 65 la reactancia de la fuente entra en resonancia con la impedancia total de carga, igualando sus valores en 10.21 [Ω].

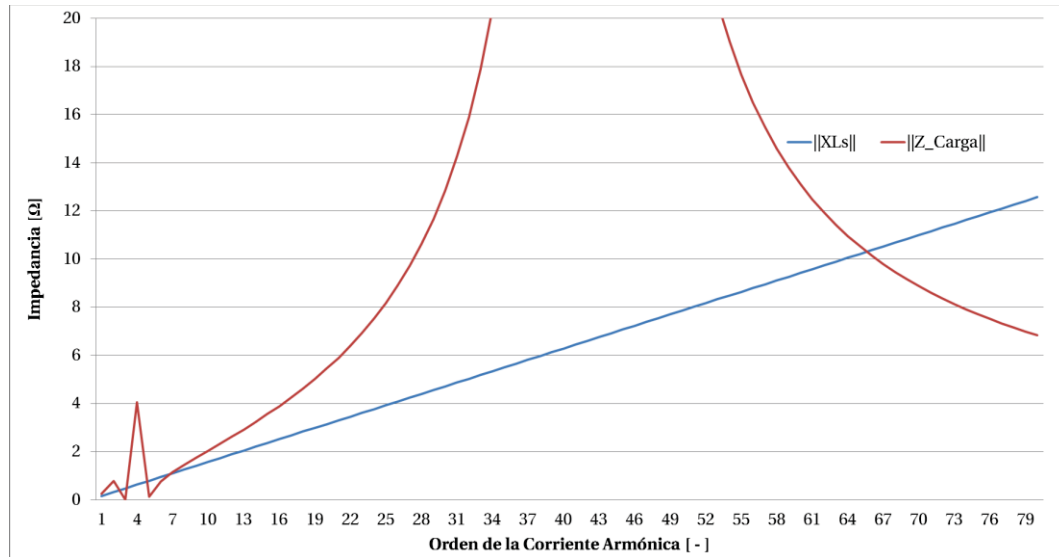


Figura 2-31: Acercamiento del gráfico mostrado en la Figura 2-30.

2.7 Conclusiones

La utilización del inductor electrónico en esta configuración de filtros serie no presenta los resultados esperados, ya que los niveles de distorsión armónica en el circuito con filtro son similares e incluso mayores que en el circuito sin filtros de armónicos. Como resultado de las simulaciones la forma de onda de tensión presenta discontinuidades no deseadas, debido a las conmutaciones propias del circuito.

Los resultados de la conexión de los dos filtros electrónicos sintonizados no ha sido la solución ante los problemas de distorsión armónica, puesto que durante los periodos de conducción del Grupo I de cada filtro, las corrientes armónicas circulan de igual forma por la fuente.

En el estudio del condensador auxiliar con los filtros convencionales se pudo observar que al disminuir la capacitancia de este, la resonancia con la fuente ocurre en frecuencias más altas, inyectando de igual forma armónicas que en un principio no afectaban al sistema eléctrico. Debido a que la utilización del condensador auxiliar junto al filtro convencional no presentó los resultados esperados, no se ha desarrollado el estudio del circuito con filtros electrónicos.

3 Estudio de la aplicación en filtro de orden superior

Los filtros de orden superior son arreglos con más de dos elementos que almacenan energía (inductores y condensadores), usados para disminuir los niveles de distorsión armónica. Particularmente en este capítulo se estudiará un filtro de 3^{er} orden, compuesto por una inductancia en serie y un filtro de bloqueo en derivación.

3.1 Topología del filtro

El arreglo presentado en la Figura 3-1 es el esquema del filtro a estudiar. El inductor serie L_1 es diseñado para presentar una reactancia de un valor entero para la frecuencia fundamental de la red, de este modo, la reactancia presentada para las armónicas que puedan circular por la fuente, serán múltiplos de este valor diseñado y finalmente serán conducidas por la rama de filtro de bloqueo.

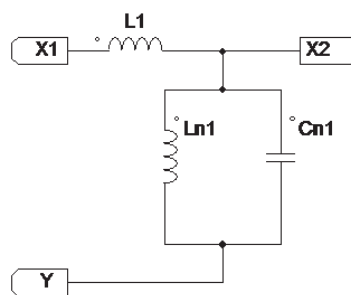


Figura 3-1: Esquema del filtro de 3^{er} orden.

El filtro de bloqueo es sintonizado para la frecuencia fundamental de la red, evitando así, pérdida en la componente fundamental demandada por el sistema UPS. En la Figura 3-2 se puede observar que el filtro de bloqueo presenta una reactancia menor a la del inductor L_1 a medida que incrementa el orden de las corrientes armónicas, es decir, por el filtro de bloqueo circularán gran parte de las corrientes armónicas provenientes del sistema UPS pero no corriente en 50 [Hz].

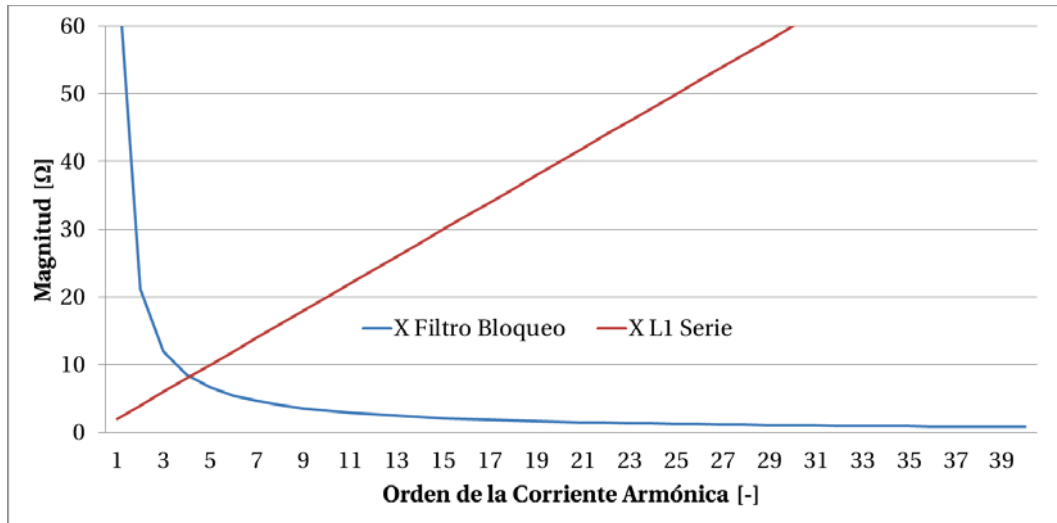


Figura 3-2: Magnitudes de las reactancias de inductancia serie y filtro de bloqueo.

Para la correcta sintonía de la rama shunt se emplea la ecuación (2-5), ya que el valor de inductancia es calculado en función del condensador que se ha utilizado.

Se ha realizado una modificación en las etiquetas del circuito monofásico para la instalación de esta nueva configuración de filtro, la cual es mostrada en la Figura 3-3.

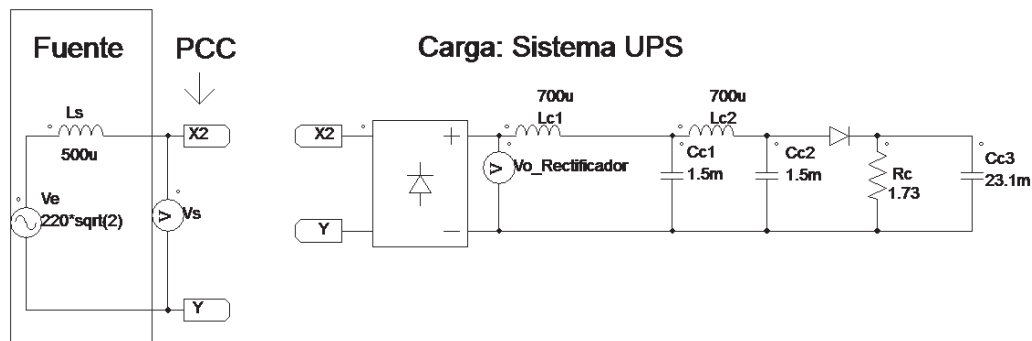


Figura 3-3: Circuito utilizado para la simulación. (Modificación en etiquetas del PCC).

3.2 Simulación utilizando filtro convencional

En esta primera parte del estudio se ha diseñado la inductancia de L_1 para que el valor de reactancia a 50 [Hz] sea de 2[Ω]. El valor de la inductancia a utilizar se calcula mediante la ecuación (3-1).

$$L_1 = \frac{|X_{L_1}|}{\omega_1} \tag{3-1}$$

Donde:

L_1 : Valor de inductancia del inductor serie del filtro medido en [H].

ω_1 : Frecuencia angular de la red medida en $[rad/s]$.

$|X_{L_1}|$: Reactancia del inductor L_1 para la frecuencia fundamental de la red medida en $[\Omega]$.

En la Figura 3-4 se presenta el filtro diseñado de manera convencional.

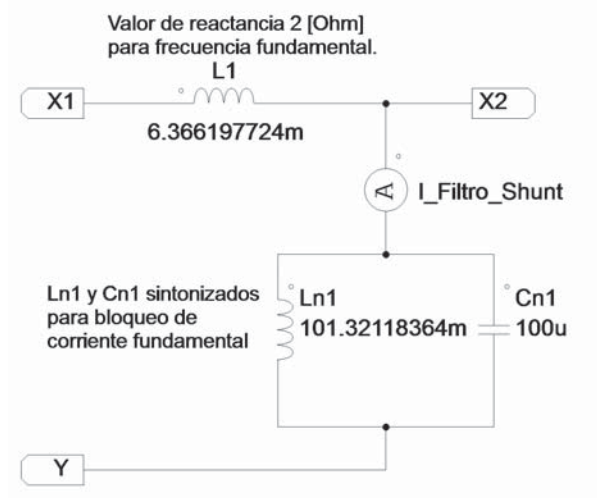


Figura 3-4: Filtro de 3^{er} orden con reactancia serie de 2 $[\Omega]$.

La forma de onda de tensión y corrientes en el PCC obtenidas de la simulación son presentadas en la Figura 3-5, en donde se puede observar que la distorsión armónica de tensión ha disminuido en un 80.8% y la distorsión de corriente en un 37%, ambos porcentajes con respecto al valor de distorsión armónica sin filtros de armónicos.

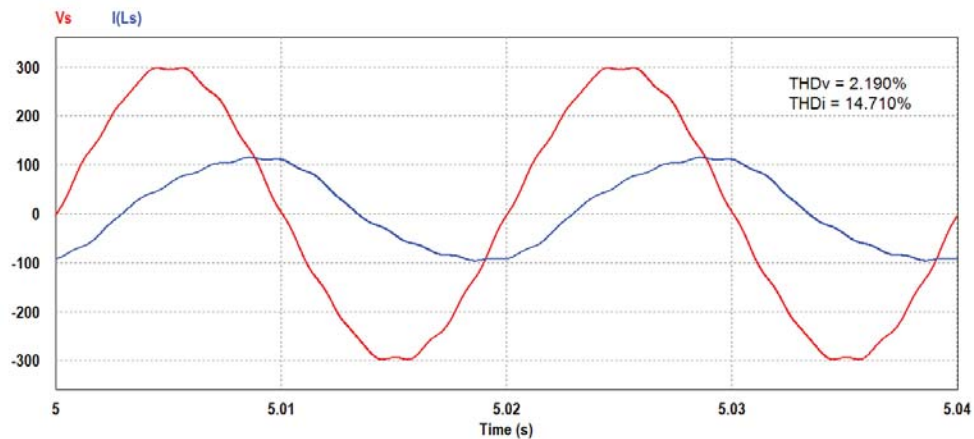


Figura 3-5: Forma de onda de tensión y corriente en el PCC.

La caída de tensión en el inductor serie a la fuente, provoca que la tensión de alimentación del rectificador sea menor que la recibida por el sistema sin filtros. En la Figura 3-6 se muestra la forma de onda de tensión y corriente en la salida del rectificador, en donde se pueden apreciar

las armónicas de tensión y corriente con mayor influencia y la potencia entregada por el rectificador, que en comparación con la Figura 2-4 se ha reducido en un 70% aproximadamente.

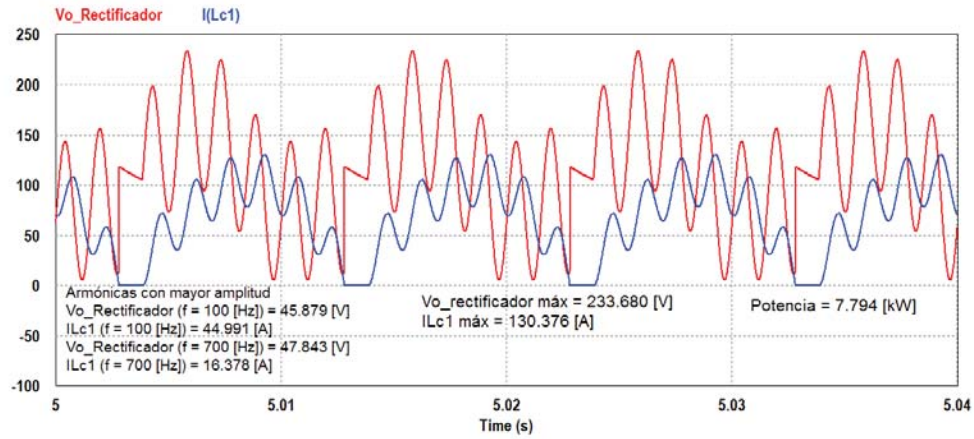


Figura 3-6: Forma de onda de tensión y corriente en la salida del rectificador.

Como se mencionó en el fundamento de este diseño, la corriente en el filtro shunt estaría compuesta principalmente por armónicas, sin presencia de la componente fundamental, lo cual se puede observar en la Figura 3-7, donde la principal componente armónica es la de 650 [Hz] con 26.85 [V]. Mientras que las demás corrientes armónicas desde la 3^a en adelante, disminuyen su valor desde los 4.08 [V] hasta llegar a 0 [V] en la armónica 27.

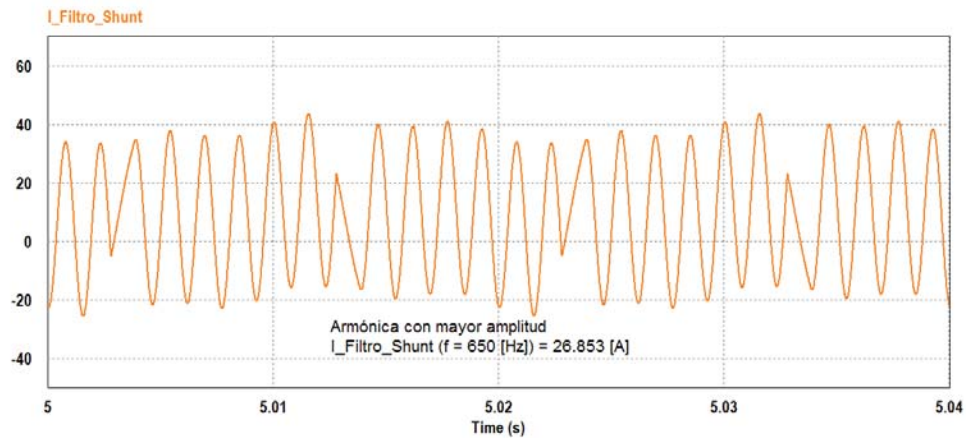


Figura 3-7: Forma de onda de la corriente por el filtro de bloqueo.

3.3 Simulación utilizando filtro electrónico

De manera similar a los capítulos previos, se continuará este estudio simulando el circuito propuesto utilizando el inductor electrónico. El circuito utilizado para el filtro de 3^{er} orden electrónico se presenta en la Figura 3-8, en donde el valor de L_o se obtiene utilizando la ecuación (1-17), de esta forma se obtiene un circuito equivalente al mostrado en la Figura 3-4.

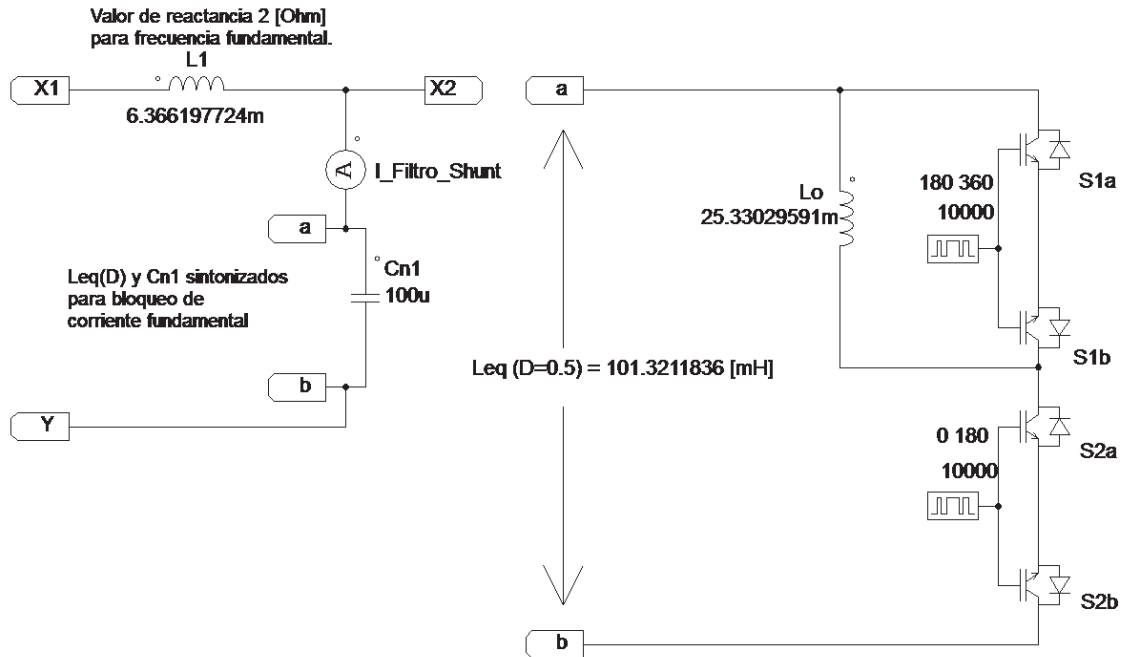


Figura 3-8: Filtro de 3^{er} orden electrónico.

La forma de onda de tensión y corrientes en el PCC obtenidas de la simulación son presentadas en la Figura 3-9, en donde se puede observar que la distorsión armónica de tensión ha disminuido en un 81% y la distorsión de corriente en un 45.8%, ambos porcentajes con respecto al valor de distorsión armónica sin filtros de armónicos

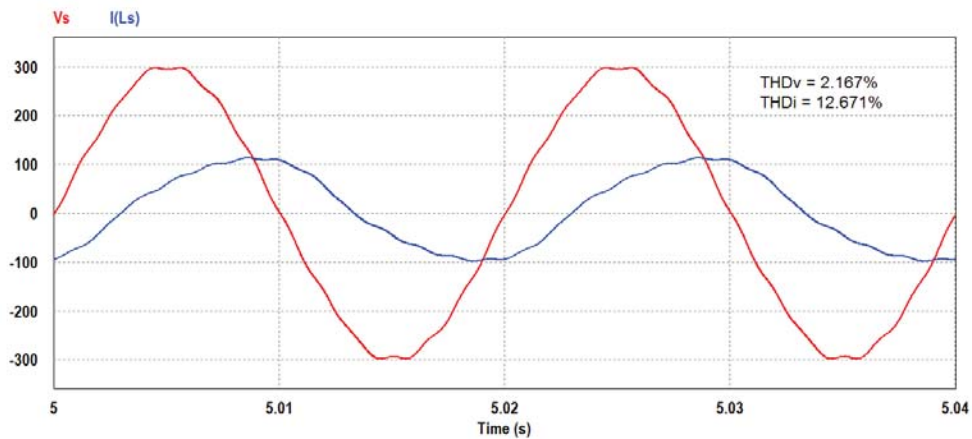


Figura 3-9: Forma de onda de tensión y corriente en el PCC utilizando filtro de 3^{er} orden electrónico.

En la Figura 3-10 se muestra la forma de onda de tensión y corriente en la salida del rectificador, en donde se pueden apreciar las armónicas de tensión y corriente con mayor influencia y la potencia entregada por el rectificador, que en comparación con la Figura 2-4 se ha reducido en un 69% aproximadamente.

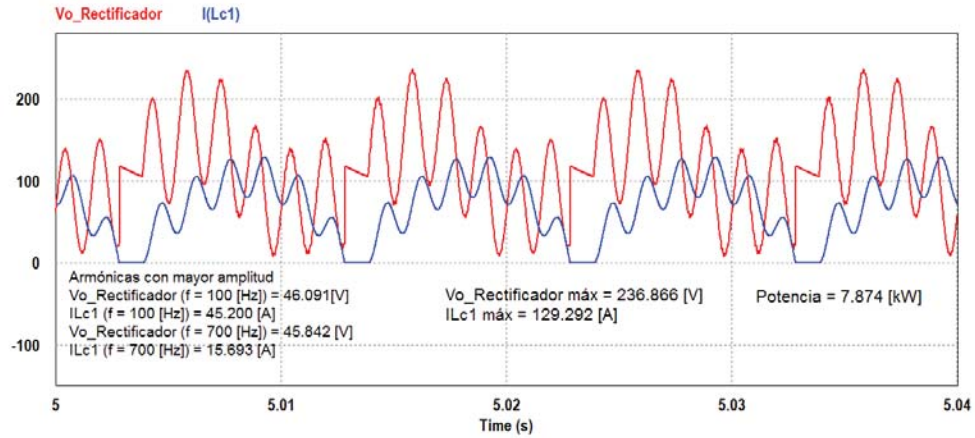


Figura 3-10: Forma de onda de tensión y corriente en la salida del rectificador.

La corriente circulante por el filtro shunt es presentada en la Figura 3-11, en donde se puede observar gran similitud con la revisada en la Figura 3-7.

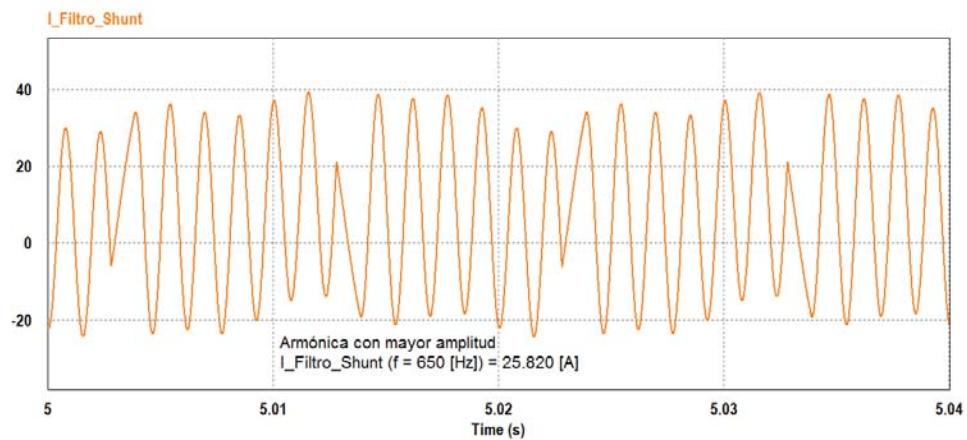


Figura 3-11: Forma de onda de corriente en la rama de filtro electrónico.

3.3.1 Comparación de resultados

En la Tabla 3-1 se presentan los resultados de las variables de interés, los cuales se han obtenidos de las simulaciones utilizando el filtro de 3^{er} orden convencional y electrónico.

Tabla 3-1: Comparación de los resultados obtenidos de la simulación con filtro convencional y electrónico de 3^{er} orden.

Variable	Filtro Convencional	Filtro Electrónico	Error porcentual
THDv	2.15%	2.13%	1.1%
THDi	7.83%	7.95%	1.5%
Potencia aparente [VA]	15740.93	15818.06	0.5%
Potencia activa [W]	7795.71	7884.68	1.1%
Potencia reactiva [VAr]	13593.63	13629.17	0.3%
Potencia armónica[VAH]	1488.96	1512.89	1.6%
Factor de potencia	49.53%	49.85%	0.6%

Cada uno de los valores presentados en la Tabla 3-1, han sido calculados considerando los datos hasta la armónica 50, es por eso que los niveles de distorsión armónica difieren con los presentados en la Figura 3-5 para el filtro convencional y en la Figura 3-9 para el filtro electrónico. El comportamiento entre ambos filtros es muy similar, demostrando que las ecuaciones de diseño del filtro electrónico y la topología del circuito son las correctas

3.4 Conclusiones

El comportamiento del filtro de 3^{er} orden reduce en gran medida las distorsiones armónicas. Se ha comprobado que el comportamiento del filtro electrónico presenta diferencias cercanas al 1% en las variables estudiadas si se compara con el filtro convencional, lo cual es aceptable para el estudio.

Se ha observado que al utilizar estos filtros de 3^{er} orden, ya sea convencional o electrónico, la potencia de salida del rectificador disminuye en comparación con la potencia que entrega el rectificador en el circuito sin filtros, es por esta razón que el circuito se debe descartar para el estudio, ya que hay una caída de tensión importante en el inductor L_1 , dando como resultado una menor tensión de entrada del rectificador (puntos X2 e Y de la Figura 3-3), lo que implica que el sistema UPS no trabaje con la potencia necesaria para la cual fue diseñado.

Como se ha comprobado que la aplicación del inductor electrónico en un filtro de bloqueo presenta los resultados esperados en comparación con el filtro convencional, el próximo estudio tomará parte de esta configuración para buscar una solución a la caída de tensión en el inductor serie L_1 .

En esta configuración se ha observado que con inductor electrónico el inductor fijo disminuye en un 75%.

4 Estudio de la aplicación en filtro pasa altos sintonizado

El filtro de 3^{er} orden estudiado en el Capítulo 3 presentó caídas de tensión importantes en el inductor en serie (L_1), y con ello, la pérdida de potencia en el sistema rectificador. Para solucionar esta situación se ha dispuesto de un filtro muy similar al desarrollado en el capítulo anterior, pero con un filtro serie sintonizado en lugar del inductor serie L_1 . En la Figura 4-1 se presenta el esquema del filtro que se utilizará.

El nuevo filtro a estudiar está compuesto por dos filtros sintonizados, uno en serie a la fuente y otro en derivación, este filtro se denominará pasa altos sintonizado, debido a que la rama shunt presenta un camino de baja impedancia para las corrientes armónicas en altas frecuencias y no presenta caída de tensión en la rama serie a la fuente para la frecuencia fundamental.

4.1 Topología del filtro

La impedancia característica (Z_c) es un concepto usado principalmente en las líneas de transmisión para determinar la relación que existe entre la tensión aplicada y la corriente absorbida por la línea. En este caso particular se ha utilizado este concepto para establecer una relación entre la inductancia y capacitancia de los elementos de cada rama que componen el filtro.

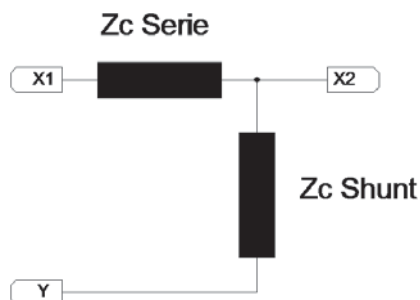


Figura 4-1: Esquema del filtro pasa altos.

4.1.1 Ecuaciones de diseño

Ambas ramas que componen este filtro están sintonizadas para la frecuencia fundamental, por lo cual se debe estudiar el comportamiento de los elementos que componen sus dos ramas, en función de la impedancia característica que se desea en cada una. La sintonía de cada filtro es calculada de la misma forma que se ha presentado anteriormente, con la ecuación (2-5).

La ecuación (4-1) presenta la impedancia característica de un filtro, dado los valores de inductancia y capacitancia.

$$Z_{C(L,C)} = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (4-1)$$

La inductancia en función de la impedancia característica y la capacitancia, está dada por la ecuación (4-2).

$$L_{(Z_c,C)} = (Z_c)^2 \cdot C \quad (4-2)$$

Reemplazando la ecuación (2-5) por el valor de inductancia de la ecuación (4-2), se obtiene la relación presentada en la ecuación (4-3).

$$\frac{1}{\omega^2 \cdot C} = (Z_c)^2 \cdot C \quad (4-3)$$

El valor de capacitancia en función de la impedancia característica y la frecuencia angular de sintonía, se presenta en la ecuación (4-4).

$$C_{(Z_c,\omega_s)} = \frac{1}{Z_c \cdot \omega_{sintonía}} \quad (4-4)$$

En la Tabla 4-1, se presentan los resultados de las ecuaciones (4-2) y (4-4) para valores de Z_c discretos, manteniendo la sintonía de cada filtro en 50 [Hz], en donde se han destacado los valores que se utilizarán en las simulaciones presentadas más adelante.

Tabla 4-1: Capacitancia e inductancia del filtro en función de la impedancia característica.

$Z_c[\Omega]$	$C[\mu F] (Z_c)$	$L[mH] (Z_c)$
1	3183.099	3.183
2	1591.549	6.366
3	1061.033	9.549
4	795.775	12.732
5	636.620	15.915
10	318.310	31.831
15	212.207	47.746
16	198.944	50.930
17	187.241	54.113
18	176.839	57.296
19	167.532	60.479
20	159.155	63.662
50	63.662	159.155
100	31.831	318.310
150	21.221	477.465

Es necesario el estudio de distintas combinaciones entre las impedancias características del filtro pasa altos, hasta encontrar la más adecuada. En la Tabla 4-2 se presentan los valores que serán considerados para cada configuración a simular.

Tabla 4-2: Configuraciones a simular y sus impedancias características.

Configuración	Z_c Serie $[\Omega]$	Z_c Shunt $[\Omega]$
(i)	3	150
(ii)	17	150
(iii)	3	50
(iv)	17	50

El comportamiento de las reactancias del filtro se puede observar en la Figura 4-2, particularmente estas curvas pertenecen a la configuración (iv) de la Tabla 4-2, en donde se puede apreciar que la magnitud de la reactancia para la rama shunt disminuye a medida que el orden de la corriente armónica aumenta, de esa forma se presenta un camino de baja impedancia para la circulación de corrientes armónicas, a diferencia de la reactancia de la rama serie, la cual presenta una reactancia creciente a medida que incrementa el orden de la corriente armónica, dando como resultado una baja circulación de corrientes armónicas por la fuente.

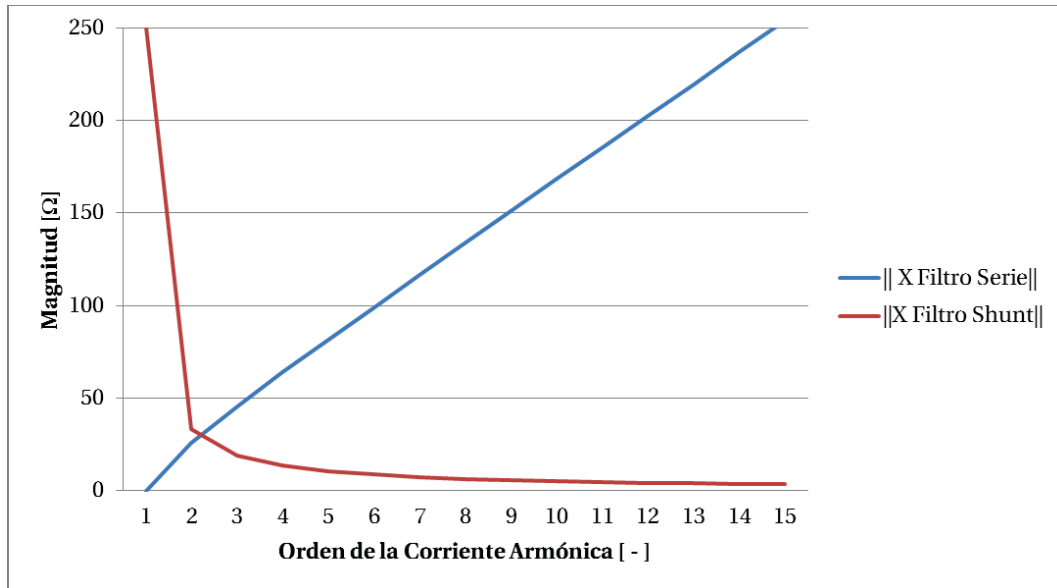


Figura 4-2: Reactancias del filtro pasa altos utilizando los valores de la configuración (iv).

4.2 Simulación utilizando filtro convencional

Como se ha mencionado anteriormente, se simulará el filtro pasa altos en 4 configuraciones distintas variando las impedancias características de la rama serie y shunt, de la forma mostrada en la Tabla 4-2. A continuación se presentarán sólo la realización de la configuración (iv) y en 4.2.1 se compararán los resultados obtenidos de la simulación de las 4 configuraciones.

En la Figura 4-3 se muestra el filtro diseñado de manera convencional.

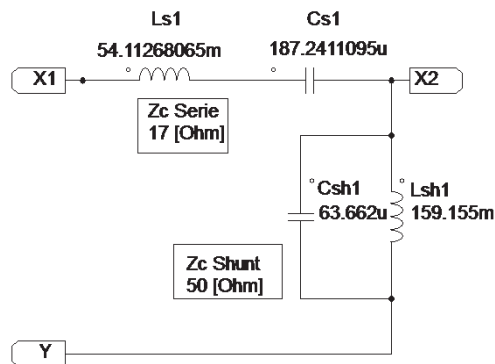


Figura 4-3: Configuración (iv) de filtro convencional.

Recordar que este filtro es instalado en el sistema UPS de la Figura 3-3, debido a las etiquetas utilizadas. Las formas de onda obtenidas como resultado de la simulación son presentadas en la Figura 4-4, en donde se observa que los niveles de distorsión armónica de tensión y corriente han disminuido a niveles cercanos al 1%

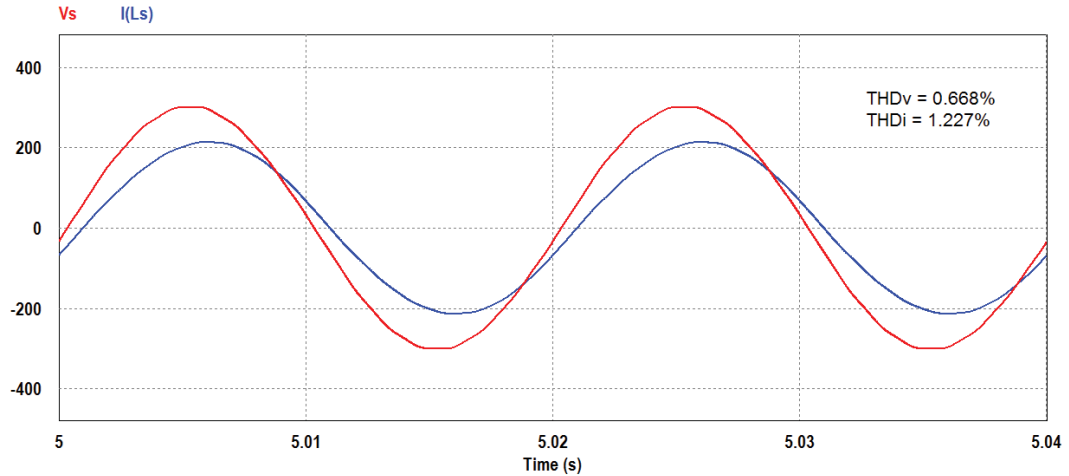


Figura 4-4: Forma de onda de tensión y corriente en el PCC obtenida al implementar el filtro convencional de la Figura 4-3.

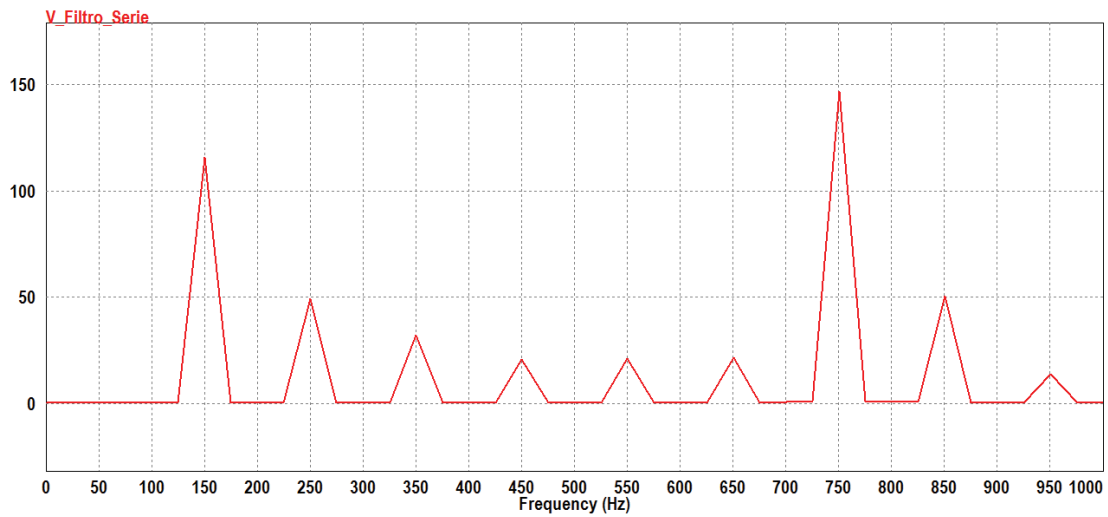


Figura 4-5: Espectro de coeficientes de Fourier para la forma de onda de tensión en el filtro serie.

En la Figura 4-5 se puede observar que la tensión en el filtro serie no presenta componente en 50 [Hz], comprobando así que no hay pérdidas en la línea para la frecuencia fundamental, a diferencia del filtro presentado en el capítulo 3.

4.2.1 Comparación de resultados con filtros convencionales

Como resultado de la simulación de cada una de las configuraciones mostradas en la Tabla 4-2, se han obtenido los valores de las variables de estudio más relevantes considerando sólo hasta la armónica 50, las cuales son comparadas en la Tabla 4-3.

Tabla 4-3: Comparación de resultados para las distintas configuraciones.

Variable	Configuración (i)	Configuración (ii)	Configuración (iii)	Configuración (iv)
THDv	3.26%	0.66%	3.84%	0.66%
THDi	5.89%	1.27%	7.05%	1.28%
Potencia aparente [VA]	30542.97	31592.38	32248.37	32507.55
Potencia activa [W]	29120.97	30712.59	31570.55	31757.3
Potencia reactiva [VAr]	8938.21	7388.35	5981.34	6926.05
Potencia armónica [VAH]	2225.01	477.15	2735.21	494.97
Factor de potencia	95.34%	97.22%	97.90%	97.69%

En cuanto al contenido armónico de cada configuración, se puede comprobar que las que presentan mejores resultados son (ii) y (iv), de donde se prefiere la configuración (iv) para realizar el estudio en el filtro electrónico, debido a que utiliza un valor de impedancia característica shunt menor.

4.3 Simulación utilizando filtro electrónico

El esquema mostrado en la Figura 4-6 presenta el filtro pasa altos realizado con el inductor electrónico sólo en la rama shunt, ya que como se estudió anteriormente, su uso en un filtro serie no da resultado. Este filtro es equivalente al que se presentó en la Figura 4-3, donde se ha calculado el valor de inductor L_o con la ecuación (1-17).

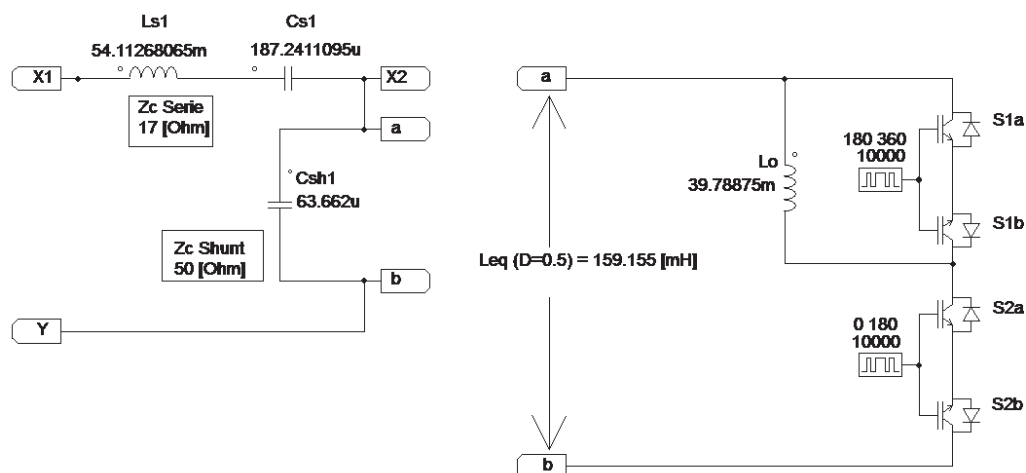


Figura 4-6: Filtro pasa altos electrónico equivalente a la configuración (iv).

Las formas de onda de tensión y corriente en la fuente obtenidas de la simulación del circuito con el filtro pasa altos electrónico, se presentan en la Figura 4-7, en donde se puede observar

que los valores de distorsión armónica de tensión y corriente son similares a los presentados en la Figura 4-4, por lo tanto el filtro implementado presenta el comportamiento esperado según los valores obtenidos por la simulación del filtro pasa altos convencional.

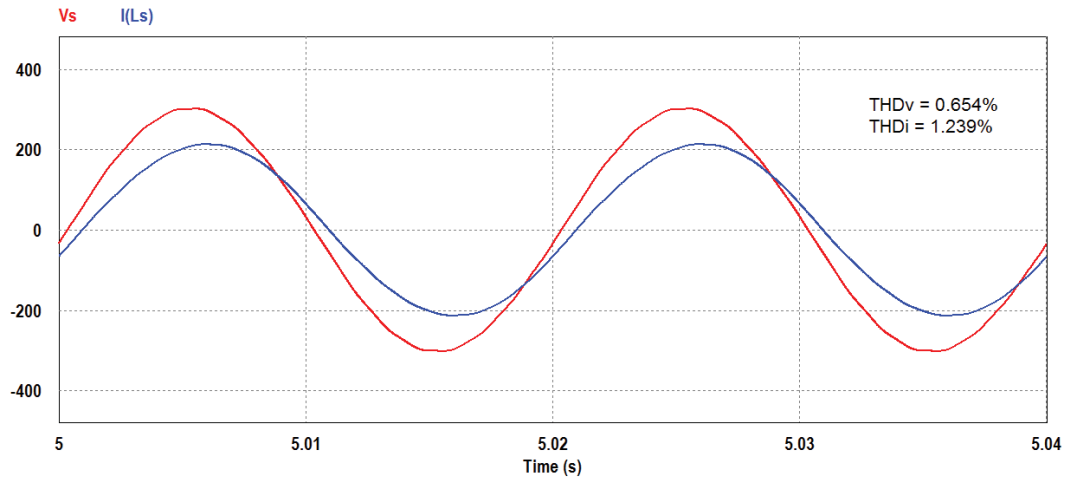


Figura 4-7: Forma de onda de tensión y corriente en el PCC al utilizar filtro pasa altos electrónico.

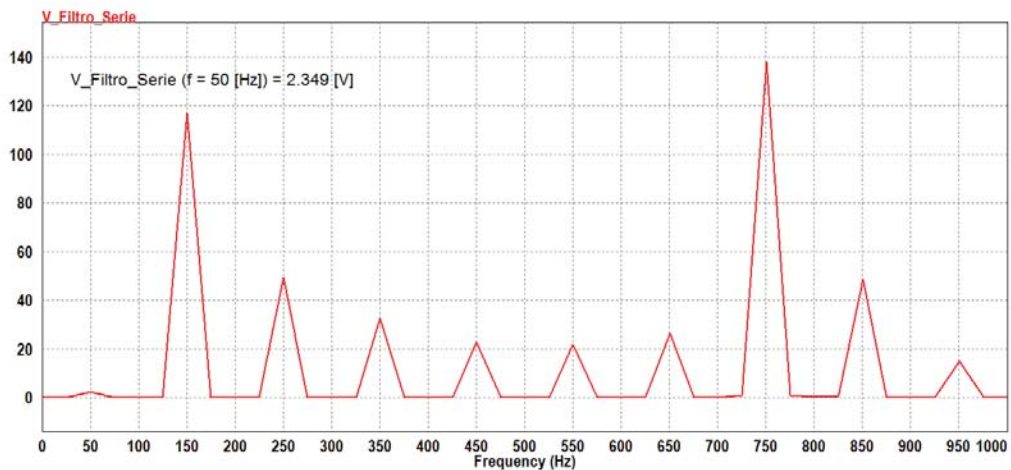


Figura 4-8: Espectro de coeficientes de Fourier para la forma de onda de tensión en el filtro serie

En la Figura 4-8 puede observar una caída de tensión de 2.349[V] en el filtro serie para la frecuencia fundamental, lo cual no implica una pérdida de potencia considerable para el sistema rectificador UPS. Por otro lado se puede comprobar que el comportamiento de la tensión en el filtro serie es el esperado según la Figura 4-5.

4.3.1 Comparación de resultados

Las variables de interés consideradas en las simulaciones, se presentan la Tabla 4-4 para comparar los resultados obtenidos al aplicar el filtro convencional y el electrónico.

Tabla 4-4: Comparación entre los resultados obtenidos de la simulación utilizando filtro pasa altos convencional y electrónico.

Variable	Valor utilizando filtro convencional	Valor utilizando filtro electrónico	Error porcentual
THDv	0.66%	0.65%	1.5%
THDi	1.28%	1.30%	1.6%
Potencia aparente [VA]	32507.55	32473.57	0.1%
Potencia activa [W]	31757.3	31791.47	0.1%
Potencia reactiva [VAr]	6926.05	6602.29	4.7%
Potencia armónica[VAH]	494.97	494.73	0.0%
Factor de potencia	97.69%	97.90%	0.2%

En general los resultados obtenidos con el filtro electrónico son similares a los del filtro pasa altos convencional, la única variable que presenta mayor diferencia, es la potencia reactiva del sistema, debido a que la inductancia shunt utilizada en el filtro electrónico es de menor valor, y como consecuencia hay un menor consumo de reactivos.

4.4 Conclusiones

El estudio de esta nueva configuración de filtro ha presentado una positiva respuesta en cuanto a mitigar la distorsión armónica en el sistema. Las pérdidas en la línea que se presentaron en el Capítulo 3 han disminuido para la frecuencia fundamental al utilizar el filtro serie sintonizado. Por otro lado la sintonía del filtro de bloqueo (shunt) evita las posibles pérdidas para 50 [Hz] por esta rama, que ha sido principalmente diseñada para presentar un camino de baja reactancia para las corrientes en frecuencias altas.

El estudio de las posibles configuraciones mediante el análisis de impedancia característica, ha sido práctico en el sentido de establecer una relación directa y gráfica entre los valores de inductancia y capacitancia a utilizar en cada filtro. Dentro de las configuraciones estudiadas se ha observado que los resultados obtenidos son muy similares al utilizar el filtro pasa altos sintonizado de manera convencional y electrónica, dando así las herramientas para la extensión del filtro estudiado al sistema trifásico.

5 Aplicación en un sistema industrial

En este capítulo se desarrollará la simulación del sistema UPS obtenido de [6], pero esta vez alimentado con una fuente de tensión trifásica, luego se estudiará el comportamiento del filtro pasa altos convencional y electrónico, ambos utilizando la configuración (iv) mostrada en el capítulo anterior (Tabla 4-2).

5.1 Sistema UPS con alimentación trifásica

En la Figura 5-1 se presenta el circuito utilizado para esta simulación. La fuente trifásica de tensión ha sido conectada en estrella con punto neutro, tal como si fuera el secundario de un transformador trifásico *Dyn*, una de las conexiones más comunes utilizada para alimentar cargas dentro de un sistema industrial.

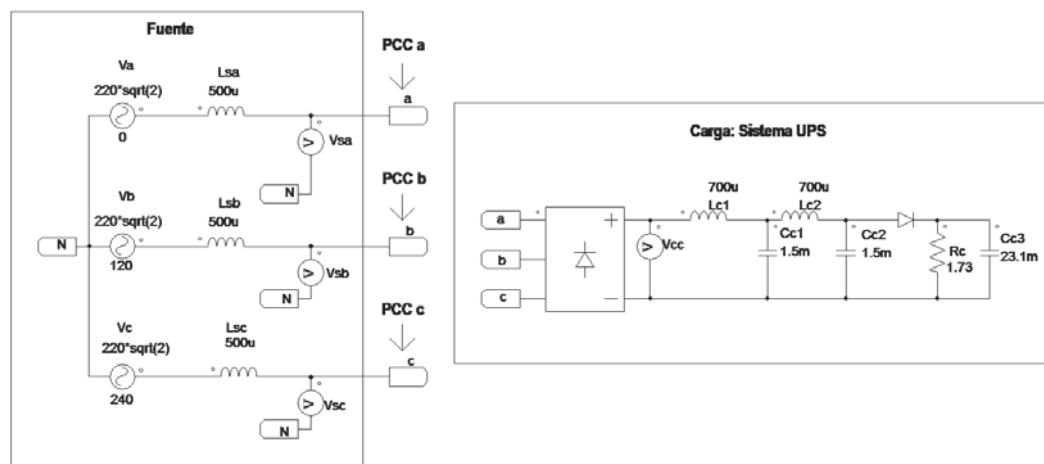


Figura 5-1: Sistema UPS industrial (trifásico) sin filtros de armónicos.

Para estudiar los cambios que presenta el sistema ante la instalación de filtros de armónicos, es necesario conocer el comportamiento del sistema sin filtros. En las siguientes figuras se presentarán las formas de onda y los valores que toman las variables de interés.

En la Figura 5-2 se presenta la forma de onda de tensión para cada fase, medidas entre el PCC y el punto neutro (N), junto con sus respectivos valores de distorsión armónica total entregados por el software. Los valores de tensión y corriente de cada componente armónica de la fase (a) se pueden revisar en el apéndice B.2.

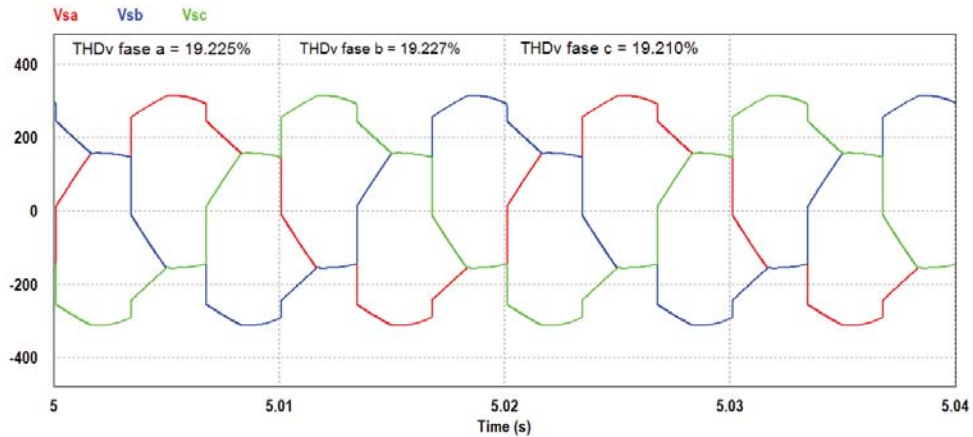


Figura 5-2: Formas de onda de tensión en el PCC para cada una de las fases del sistema.

Se presentan en la Figura 5-3 las magnitudes de las armónicas de tensión con mayor influencia en la forma de onda de tensión en el PCC, de donde se puede observar que no hay presencia de 3^a armónica ni múltiplos de esta al tratarse de un sistema trifásico balanceado.

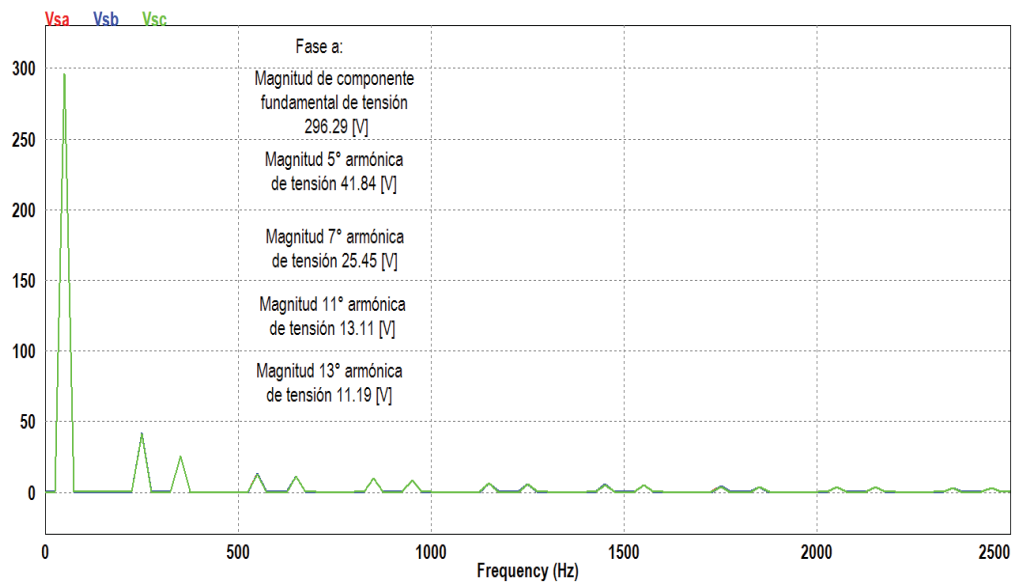


Figura 5-3: Espectro de coeficientes de Fourier para las formas de onda mostradas en la Figura 5-2.

De la misma forma en la Figura 5-4 se presentan las formas de onda de corrientes en cada fase junto con su distorsión armónica respectiva.

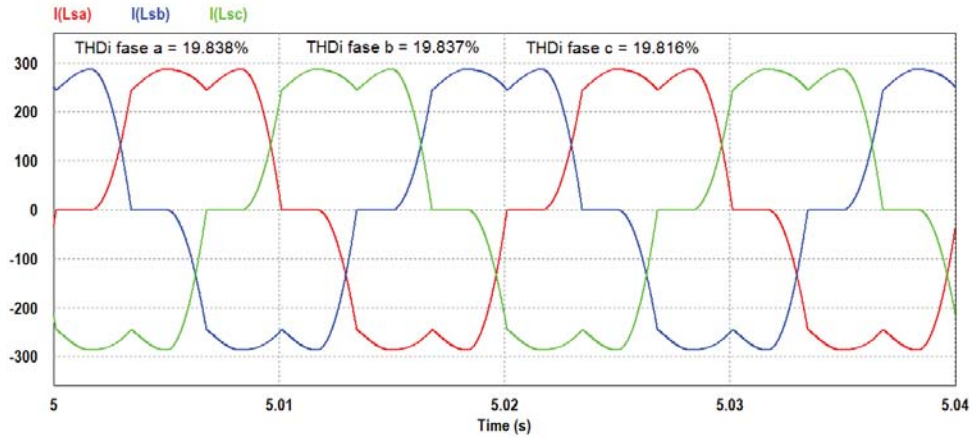


Figura 5-4: Formas de onda de corriente en el PCC para cada una de las fases del sistema.

Las magnitudes de las armónicas de corriente más influyentes en el sistema son presentadas en la Figura 5-5, donde los valores mostrados corresponden a cada fase, al igual que en la Figura 5-3.

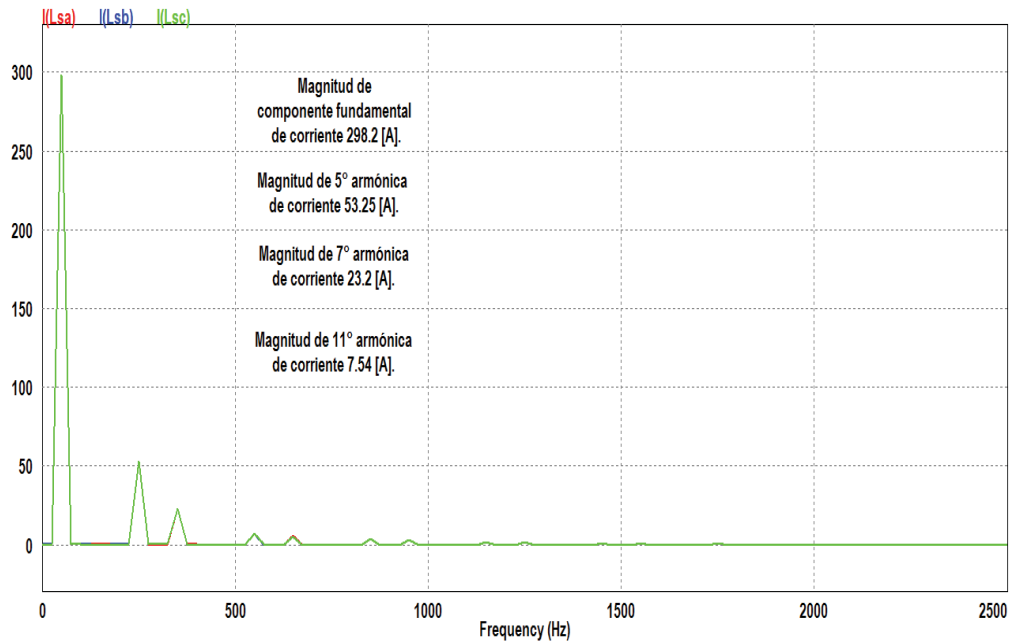


Figura 5-5: Espectro de coeficientes de Fourier para las formas de onda mostradas en la Figura 5-4.

Adicionalmente en la Figura 5-6 se muestran las formas de onda y la potencia activa entregada en la salida del rectificador trifásico.

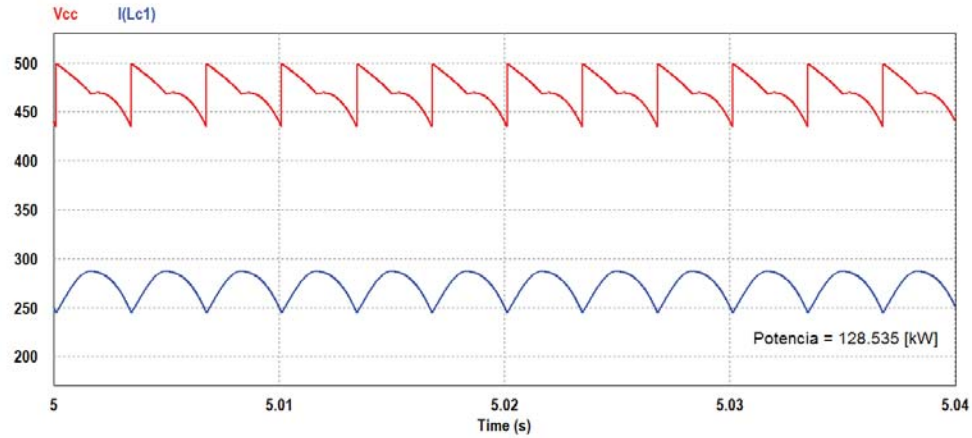


Figura 5-6: Forma de onda de tensión y corriente en la salida del rectificador trifásico.

Las variables de estudio en este sistema considerando sólo hasta la armónica 50, son presentadas en la Tabla 5-1. Se presentan sólo los resultados obtenidos de la fase (a), ya que son representativos de las otras dos fases debido al equilibrio de la carga.

Tabla 5-1: Variables de estudio en el sistema UPS trifásico sin filtros de armónicos.

Variable	Valor
THDv	18.74%
THDi	19.83%
Potencia aparente [VA]	45828.41
Potencia activa [W]	42844.18
Potencia reactiva [VAr]	9287.42
Potencia armónica[VAH]	13355.27
Factor de potencia	93.49%

Se puede destacar que el factor de potencia presenta un valor que está dentro de lo exigido por la normativa [7], mientras que los niveles de distorsión armónica de tensión y corriente se encuentran fuera del rango admitido por la normativa [2], es por esto que se hace necesaria la instalación de filtros.

5.2 Simulación utilizando filtro convencional

El filtro pasa altos presentado en la Figura 5-11 es equivalente al mostrado en la Figura 4-3, ya que se ha escogido la configuración (iv) de filtros para el estudio en el sistema trifásico.

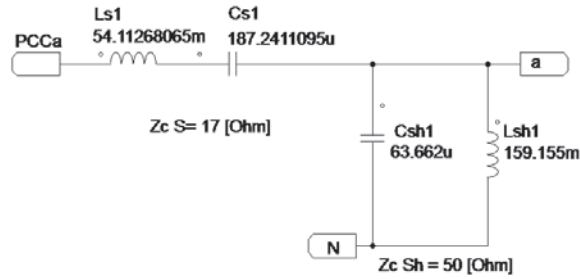


Figura 5-7: Esquema del filtro pasa altos convencional aplicado en el PCC de cada fase.

En la Figura 5-8 se puede observar que la distorsión armónica de tensión en cada fase, ha disminuido su contenido a valores cercanos al 0%, mismo resultado que se ha obtenido en la forma de onda de corriente en el PCC para cada una de las fases, tal como se muestra en la Figura 5-9.

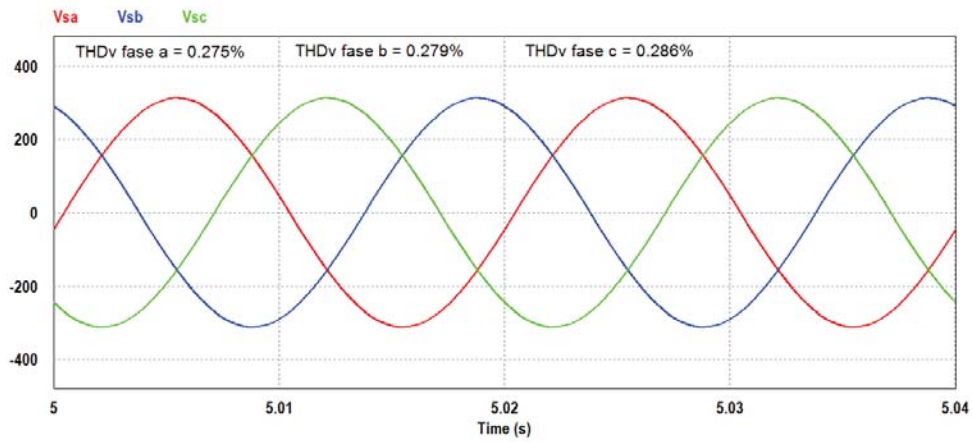


Figura 5-8: Formas de onda de tensión medidas en el PCC para cada fase utilizando filtro pasa altos convencional.

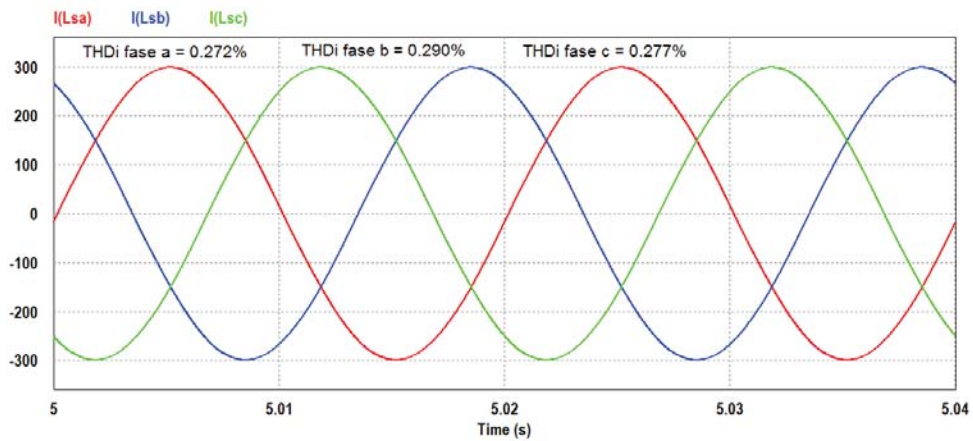


Figura 5-9: Forma de onda de corriente en el PCC para cada fase utilizando filtro convencional.

En la Figura 5-10 se presenta la forma de onda de tensión y corriente en la salida del rectificador trifásico, donde se destaca la potencia activa entregada, que es mayor a la mostrada en la Figura 5-6, debido a una sobrecompensación en el sistema debido a la instalación de los filtros.

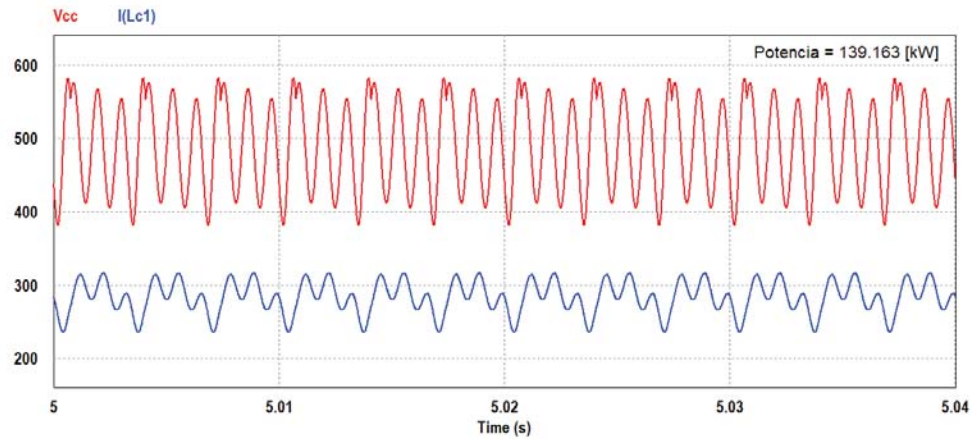


Figura 5-10: forma de onda de tensión y corriente en la salida del rectificador trifásico utilizando filtro pasa altos convencional.

En la Tabla 5-2 se presentan los valores obtenidos de la simulación considerando sólo hasta la armónica 50, en donde se verifica la actual sobrecompensación del sistema, ya que la potencia reactiva es negativa, provocando así el aumento de tensión y corriente en la salida del rectificador.

Tabla 5-2: Resultados obtenidos de la simulación con filtro pasa altos convencional aplicado al sistema trifásico.

Variable	Valor
THDv	0.28%
THDi	0.29%
Potencia aparente [VA]	46598.00
Potencia activa [W]	46408.91
Potencia reactiva [VAr]	-4190.13
Potencia armónica[VAH]	171.89
Factor de potencia	99.59%

5.3 Simulación utilizando filtro electrónico

El filtro mostrado en la Figura 5-11 corresponde al instalado en la fase (a), el cual es equivalente al convencional estudiado en 5.2, así mismo se instalan filtros de iguales características en las fases (b) y (c), para mantener el equilibrio del sistema. La frecuencia de conmutación de los interruptores es ajustada en 5 [kHz] y se mantiene el ciclo de trabajo en 50%.

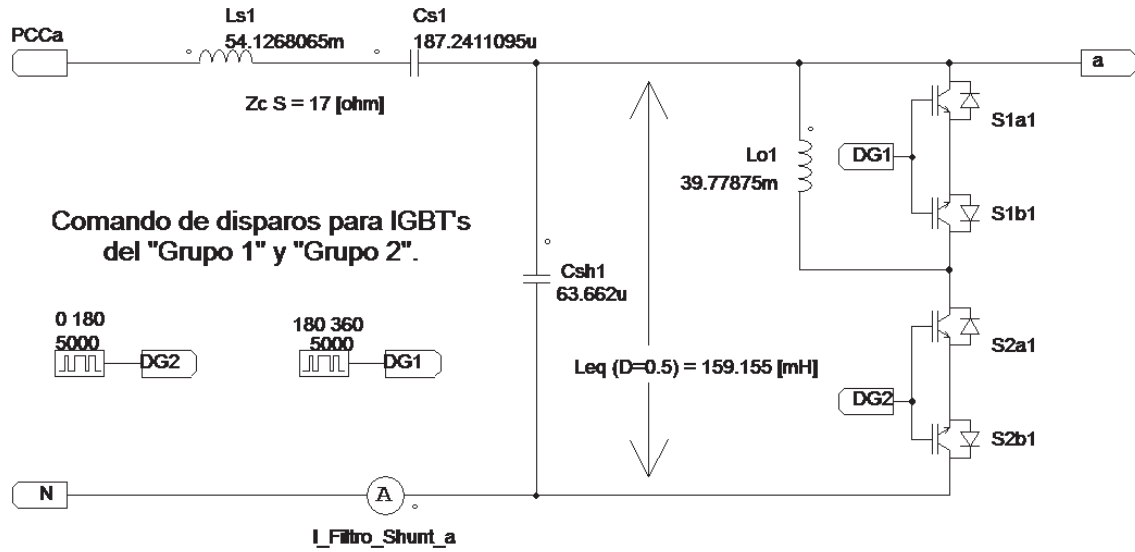


Figura 5-11: Filtro pasa altos electrónico aplicado en cada una de las fases del sistema, utilizando $D = 0.5[-]$.

Las formas de onda de tensión obtenidas en cada fase se presentan en la Figura 5-12 con sus respectivos valores de distorsión armónica. De la misma forma en la Figura 5-13 se muestran las formas de onda de corriente en cada fase, con valores de distorsión armónica cercanos al 0%, al igual que en las formas de onda de tensión.

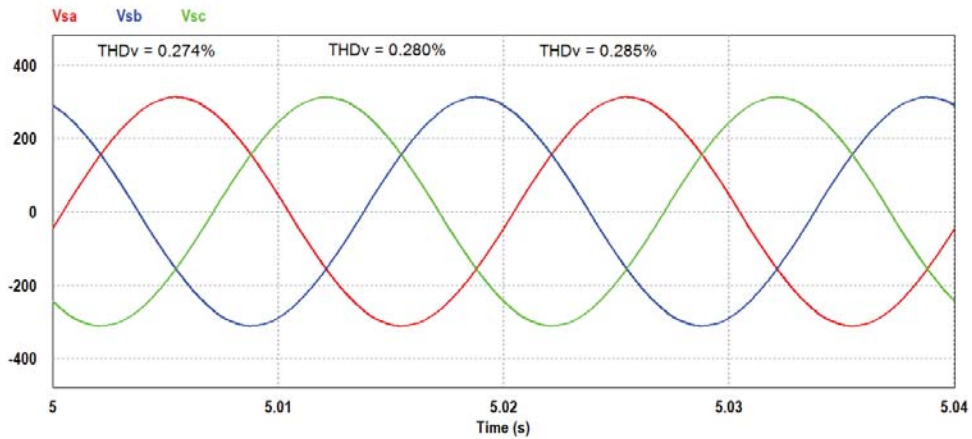


Figura 5-12: Forma de onda de tensión para cada fase en el PCC utilizando filtro pasa altos electrónico.

Se puede observar que la frecuencia de conmutación no afecta a las formas de onda de tensión y corriente en la fuente, pero sí afectará en las señales que se presentarán más adelante.

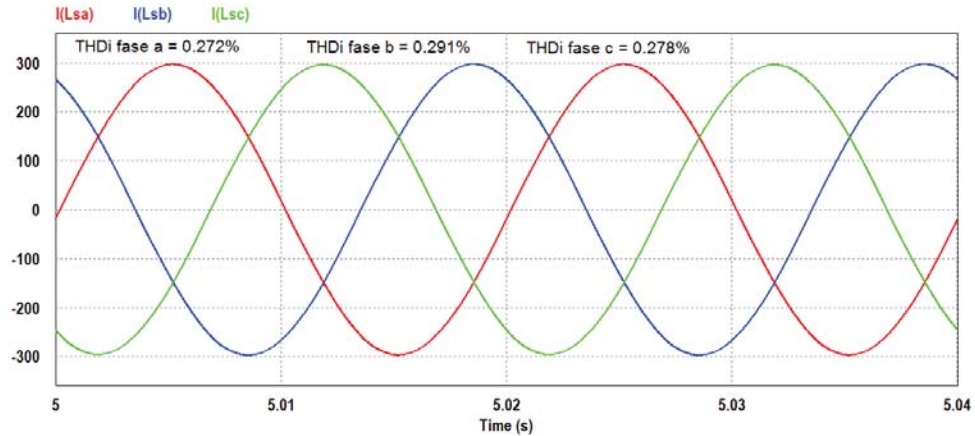


Figura 5-13: Forma de onda de corriente para cada fase en el PCC utilizando filtro pasa altos electrónico.

La Figura 5-14 presenta las formas de onda y potencia en la salida del rectificador, la cual ha disminuido aproximadamente en un 1% en comparación a los resultados obtenidos con el filtro pasa altos convencional. Esta diferencia se debe al cambio en la inductancia del filtro shunt por una de menor valor.

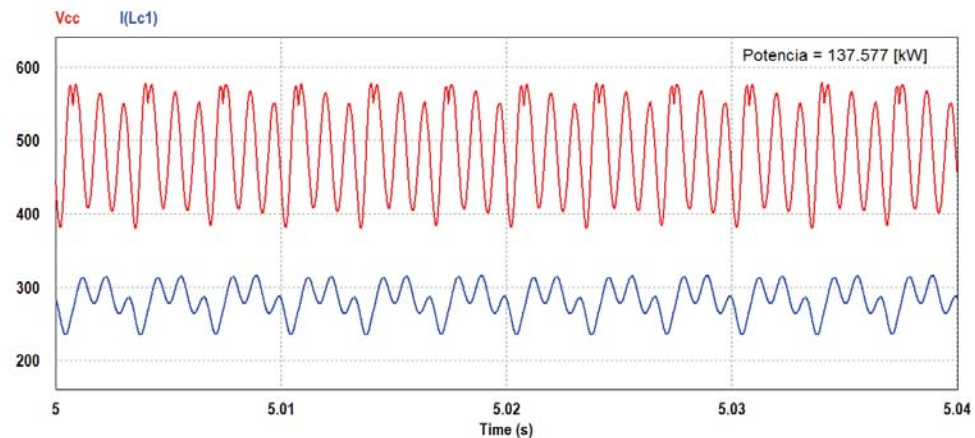


Figura 5-14: Forma de onda de tensión y corriente en la salida del rectificador trifásico utilizando filtro pasa altos electrónico.

El filtro shunt es un camino de baja impedancia para las corrientes armónicas, como se puede apreciar en la Figura 5-15, por este circulan las armónicas que provienen desde el sistema UPS con una distorsión en alta frecuencia, la cual es provocada por las armónicas de corriente inyectadas por la conmutación de los transistores.

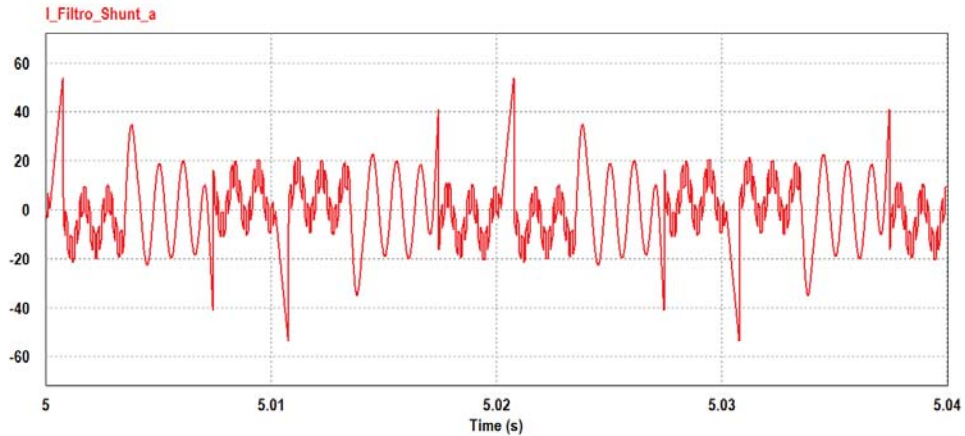


Figura 5-15: Forma de onda de corriente en la rama shunt del filtro pasa altos electrónico.

En la Figura 5-16 se presentan los coeficientes de Fourier de la señal de corriente en el filtro shunt, donde se destaca la aparición de los *side bands*, que significa que en la señal de corriente aparecen nuevos armónicos en vecindades de la frecuencia de conmutación y sus múltiplos, pares e impares, debido a que la forma de onda de corriente no cumple con la simetría de media onda [8].

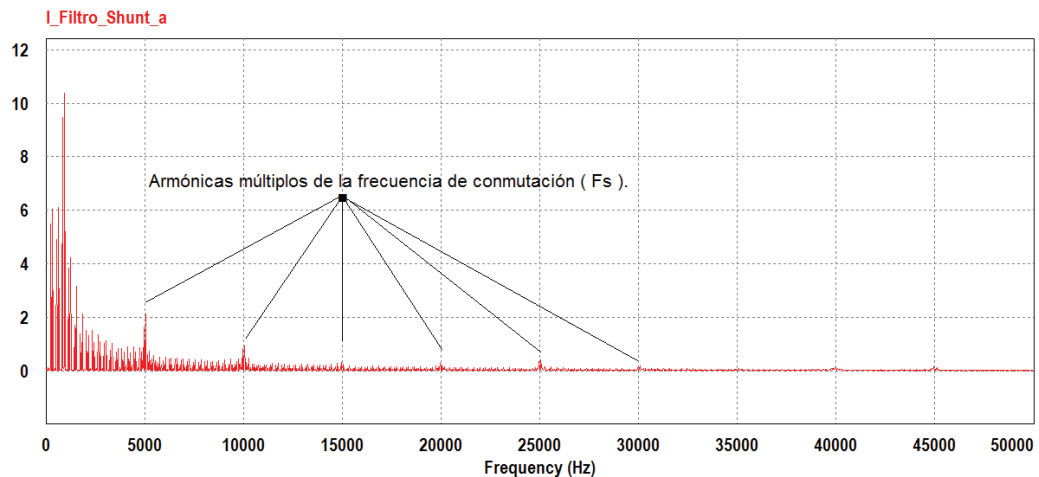


Figura 5-16: Espectro de coeficientes de Fourier para la forma de onda mostrada en la Figura 5-15.

En la Figura 5-17 se presentan los coeficientes del espectro de Fourier de la señal de corriente en el filtro shunt para las primeras 50 armónicas del sistema. Se puede observar que por el filtro no hay circulación de corriente en la frecuencia fundamental, pero sí de los armónicos superiores. También es posible observar que no hay corriente de 3^a armónica ni sus múltiplos, debido al balance de cargas del sistema.

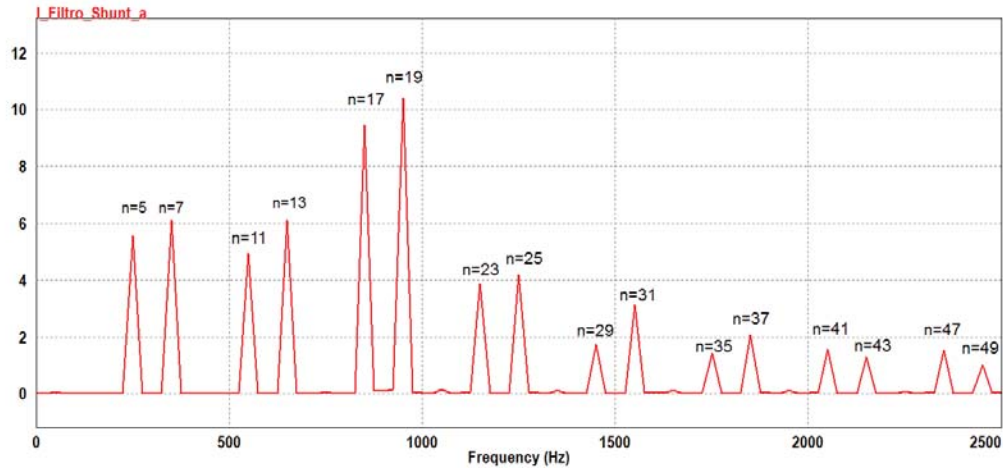


Figura 5-17: Espectro de coeficientes de Fourier de la señal de corriente en el filtro shunt para las primeras 50 armónicas.

5.3.1 Comparación de resultados

Los resultados obtenidos de la simulación con el filtro pasa altos electrónico se presentan en la Tabla 5-3, donde se puede apreciar prácticamente el mismo comportamiento de ambos filtros excepto en la potencia reactiva, y ya que se varía el valor de inductancia en el filtro shunt.

Tabla 5-3: Comparación de resultados de ambos filtros pasa altos.

Variable	Valor utilizando filtro convencional	Valor utilizando filtro electrónico	Error porcentual
THDv	0.28%	0.28%	0.0%
THDi	0.29%	0.29%	0.0%
Potencia aparente [VA]	46598	46118.39	1.0%
Potencia activa [W]	46408.91	45990.22	0.9%
Potencia reactiva [VAr]	-4190.13	-3431.6	18.1%
Potencia armónica[VAH]	171.89	171.73	0.1%
Factor de potencia	99.59%	99.72%	0.1%

La respuesta de la sintonización ha sido la esperada para los filtros serie y shunt que componen el filtro pasa altos electrónico, evitando las pérdidas para la frecuencia fundamental en la rama serie a la fuente, por otro lado el filtro shunt bloquea la circulación de la componente fundamental, privilegiando así la potencia recibida por el sistema UPS.

Como recopilación final, se presenta la Tabla 5-4 en donde se resumen los resultados de las variables estudiadas a lo largo del proyecto, en este caso modificando el ciclo de trabajo de las señales de comando de los interruptores y el valor del inductor L_o , según la ecuación (1-17), con el objetivo de mantener un circuito equivalente al de la configuración (iv) de la Tabla 4-2.

Tabla 5-4: Resultados obtenidos ante la variación del ciclo de trabajo en las señales de comando de los transistores.

Variable	D = 30%	D = 40%	D = 50%	D = 60%	D = 70%
THDv	0.28%	0.28%	0.28%	0.28%	0.28%
THDi	0.29%	0.29%	0.29%	0.29%	0.29%
Potencia aparente [VA]	46240.71	46249.73	46118.39	46285.54	46295.58
Potencia activa [W]	46085.65	46092.54	45990.22	46123.86	46131.12
Potencia reactiva [VAr]	-3779.78	-3806.10	-3431.60	-3861.52	-3894.98
Potencia armónica[VAH]	171.54	171.43	171.73	171.88	171.71
Factor de potencia	99.66%	99.66%	99.72%	99.65%	99.64%

5.4 Conclusiones

Se ha comprobado que el comportamiento del filtro pasa altos sintonizado, presenta la respuesta esperada en cuanto a la mitigación de armónicos, tanto en su desarrollo de manera convencional como al utilizar el inductor electrónico en el filtro de bloqueo shunt.

Ante la utilización de distintos valores del ciclo de trabajo en las señales de comando, modificando así la inductancia equivalente, se mantiene la respuesta en cuanto a la mitigación de armónicos entregada por el filtro, verificando así el correcto diseño de las ecuaciones buena respuesta como filtro pasa altos sintonizado.

La sobrecompensación del sistema observada ante la aplicación de los filtros, se debe a que el sistema UPS estudiado trifásicamente es el mismo que se ha utilizado en el análisis monofásico, por lo tanto, en el estudio trifásico, el filtro de la configuración (iv) simulado en el Capítulo 4, presenta un sobredimensionamiento en la capacitancia instalada en el filtro shunt.

Una solución a esta problemática es el nuevo estudio de configuraciones posibles, similar al realizado en 4.1, de modo que la capacitancia del condensador shunt disminuya.

Como se ha observado a lo largo del proyecto, el inductor electrónico de la rama paralela disminuye su valor en función del ciclo de trabajo de los gates, tomando valores desde el 9% del inductor fijo empleando $D = 0.3$, hasta un 49% del inductor fijo utilizando $D = 0.7$.

Discusión y conclusiones

Los objetivos propuestos en el presente informe, que aluden al análisis de los inductores electrónicos para encontrar la expresión de inductancia equivalente monofásica, que luego permita hacerlo trifásicamente, han sido abordados por medio de la implementación de un método iterativo de simulación de distintas configuraciones de filtros de corrientes armónicas, mediante la cual se han alcanzado diversos resultados, dependiendo de cada uno de los casos.

Para la resolución de las problemáticas que han dado origen al estudio y aquellas que se han presentado a lo largo de este, ha sido necesario, en primera instancia, comprender el funcionamiento del circuito de potencia del inductor electrónico. En esta misma línea, se ha demostrado la posibilidad de aumentar el valor de la inductancia equivalente por medio de la variación del ciclo de trabajo de las señales de comando de cada IGBT. Así, se ha demostrado que una de las ventajas del circuito estudiado en el primer capítulo, es utilizar un inductor cuya inductancia sea menor a la vista por el sistema, disminuyendo así, el costo, peso y tamaño del inductor para el filtro.

De esta forma, ha quedado en evidencia la versatilidad de este circuito de potencia, frente a los eventuales cambios de capacitancia que pueda presentar un condensador, esto al utilizar ambos elementos en un filtro sintonizado.

Posteriormente, la utilización del inductor electrónico en la configuración de filtros series presentada, no ha entregado los resultados esperados, en tanto los niveles de distorsión armónica en el circuito con filtro, han sido similares o mayores que en aquel circuito que carece de filtros de armónicos. Asimismo, las simulaciones han dejado ver discontinuidades no deseadas en la forma de onda de tensión, producto de las conmutaciones propias del circuito. La problemática de distorsión armónica no ha sido resuelta por medio de la conexión de dos filtros sintonizados, dado que durante los periodos de conducción del Grupo I de cada filtro, las corrientes armónicas han continuado circulando por la fuente.

Por otra parte, en el estudio del condensador auxiliar con filtros convencionales, se demostró que al disminuir la capacitancia de dicho condensador, se continúan inyectando armónicas que inicialmente no afectaban al sistema eléctrico, sin embargo en estas condiciones, la resonancia con la fuente ocurre en frecuencias más altas. En vista de que la utilización del condensador

auxiliar junto al filtro convencional no presentó resultados del todo favorables, no se ha desarrollado el estudio del circuito con filtros electrónicos

Luego, se ha estudiado la utilización de un filtro de 3^{er} orden, el cual ha reducido las distorsiones armónicas. De este mismo modo se ha comprobado que el comportamiento del filtro electrónico ha sido aceptable para las características del estudio, al presentar diferencias cercanas al 1% en las variables estudiadas, comparadas con el filtro convencional. No obstante lo anterior, la utilización de dichos filtros de 3^{er} orden (convencionales o electrónicos) se ha relacionado con la caída de tensión en el inductor L_1 , y por lo tanto, la disminución de la potencia de salida del rectificador, en comparación con la potencia que entrega este último en el circuito sin filtros, razón por la cual este circuito se debe descartar para fines de este estudio, puesto que tiene como implicancia que el sistema UPS no actúe con la potencia para la cual fue diseñado.

Considerando que la aplicación del inductor electrónico en un filtro de bloqueo ha presentado resultados óptimos en comparación con el filtro convencional, el estudio ha tomado parte de esta configuración para buscar una solución a la caída de tensión en el inductor serie a la fuente.

A continuación, se ha estudiado un filtro de características similares al desarrollado en el capítulo anterior, pero incorporando un filtro serie sintonizado en lugar de un inductor serie L_1 . Esta nueva configuración ha presentado una respuesta positiva respecto de la mitigación de distorsión armónica en el sistema, de la misma forma, las pérdidas de potencia a las que se ha hecho referencia anteriormente también han disminuido para la frecuencia fundamental al utilizar dicho filtro. Por su parte, la sintonía del filtro de bloqueo (*shunt*) se ha diseñado con el fin de proporcionar un camino de baja reactancia para las corrientes en frecuencias altas, lo que ha permitido evitar las posibles pérdidas para 50 [Hz] por esta rama.

Esta parte del estudio, que alude a las posibles configuraciones mediante el análisis de impedancia característica, ha resultado práctico, puesto que ha explicitado una relación directa y gráfica entre los valores de inductancia y capacitancia al implementar cada filtro. Entre las configuraciones presentadas en el estudio, se ha concluido que los resultados obtenidos, al utilizar el filtro pasa altos sintonizado de manera convencional y electrónica, son muy similares, lo que aporta las herramientas necesarias para extender el filtro estudiado al sistema trifásico.

Al final del estudio, y considerando la aplicación del filtro en el sistema trifásico, se logra comprobar que la respuesta del filtro pasa altos sintonizado, actúa positivamente, favoreciendo la mitigación de armónicos, en su modo convencional y al utilizar un inductor electrónico en el filtro de bloqueo *shunt*. Se ha logrado diseñar la configuración de filtro sintonizado electrónico que presenta los mismos resultados de distorsión armónica ante la variación del ciclo de trabajo de las señales de comando, lo que verifica que el filtro pasa altos electrónico mantiene su sintonía y respuesta armónica deseada ante variaciones de la capacitancia y correcto ajuste del ciclo de trabajo de los gates. Cabe mencionar que se ha evidenciado una sobrecompensación del sistema frente a la aplicación de los filtros, la cual responde a la utilización del mismo sistema UPS tanto en el estudio monofásico como en el trifásico, por lo tanto en este último, el

filtro de la configuración (iv), que ha sido presentado en el capítulo 4, muestra un sobredimensionamiento en la capacitancia instalada en el filtro de bloqueo *shunt*.

Finalmente, se hace relevante destacar que la problemática expuesta, permite proyectar la temática abordada a lo largo del presente proyecto de título, dando lugar a la eventual realización de un nuevo estudio de configuraciones posibles, que tenga como objeto conseguir que la capacitancia del condensador *shunt* disminuya, alcanzando su valor más adecuado para evitar la sobrecompensación y así obtener un correcto funcionamiento.

Bibliografía

- [1] E. Ramírez, «Distorsión armónica,» *Automatización, Productividad y Calidad S.A.*, nº 222, pp. 1-31, 2008.
- [2] DS 327, Ministerio de Minería, «IX Disposiciones Transitorias,» de *Reglamento de la Ley General de Servicios Eléctricos*, Santiago, Subsecretaría de Minería, 2008.
- [3] IEEE std 519-2014, «Recommended Practice and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems,» New York, 2014.
- [4] C. Santis y D. Ruiz, «Estudio y desarrollo de un compensador de reactivos con una mínima generación de armónicos, utilizando técnicas de conmutación de alta frecuencia,» Pontificia Universidad Católica de Valparaíso, Valparaíso, 2007.
- [5] I. Pérez, «Cálculo de parámetros de filtros pasivos de armónicos,» *Ingeniería Energética*, vol. XXXIII, nº 2/2012, pp. 134-143, Abril 2012.
- [6] D. Schneider, M. Oliveira, O. Perrone, J. Ledesma y O. Junior, «Desarrollo de filtro de potencia tipo "C" para control de parámetros de calidad de energía,» de *Biennial Congress of Argentina (ARGENCON)*, Buenos Aires, 2016.
- [7] DS 327, Ministerio de Minería, «VI Calidad de Servicio y Precios,» de *Reglamento de la Ley General de Servicios Eléctricos*, Santiago, Subsecretaría de Minería, 2008.
- [8] I. Barbi, «Generalização do conceito de retificador,» de *Eletrônica de Potência*, Florianópolis, Ivo Barbi, 2006, pp. 217-246.
- [9] R. Klempka, «A New Method for the C-Type Passive Filter Design,» *Przegląd Elektrotechniczny (Electrical Review)*, nº 7, pp. 277-281, Julio 2012.
- [10] Y. Xiao, «Theory for the design of C-type filter,» de *11th International Conference on*

-
- Harmonics and Quality of Power*, Lake Placid, 2004.
- [11] J. Das, «Passive Filters,» de *Power System Harmonics and Passive Filter Designs*, Wiley-IEEE Press, 2015, pp. 685-741.
- [12] N. Mohan, T. Undeland y W. Robbins, «Optimización de la interfaz de los sistemas de suministro de energía con sistemas de electrónica de potencia,» de *Electrónica de Potencia convertidores, aplicaciones y diseño*, México D.F., Mc Graw Hill, 2009, pp. 425-444.
- [13] A. Palominos y D. Ruiz, «Análisis y proyecto de filtros pasivos de doble sintonía,» Pontificia Universidad Católica de Valparaíso, Valparaíso, 2008.
- [14] N.-C. Yang y M.-D. Le, «Optimal design of passive power filters based on multi-objective bat algorithm and pareto front,» *Applied Soft Computing*, pp. 257-266, Octubre 2012.

A Variables de estudio

La instalación de filtros de armónicos en un sistema eléctrico provoca cambios en las características de este, aumentando o disminuyendo niveles de potencia, factor de potencia y la distorsión armónica.

Para estudiar los cambios que presenta cada sistema dentro del proyecto ante la instalación de filtros de armónicos, se calculará el valor de cada parámetro que se presenta a continuación.

A.1 Ecuaciones para cálculo de las variables de interés

A.1.1 Distorsión Armónica Total (THD)

En los sistemas eléctricos se tiene que la distorsión armónica de tensión total se calcula como se presenta en (A-1).

$$THD_V = \frac{\sqrt{\sum_{H=2}^{\infty} V_{H,ef}^2}}{V_{1,ef}} \quad (A-1)$$

Ya que la normativa [2] considera sólo las primeras 50 armónicas, la distorsión armónica de tensión se presenta en la ecuación (A-2).

$$THD_V \approx \frac{\sqrt{\sum_{H=2}^{50} V_{H,ef}^2}}{V_{1,ef}} \quad (A-2)$$

Donde:

H: Orden de la tensión armónica.

$V_{1,ef}$: Tensión eficaz medida en el PCC en [V].

$V_{H,ef}$: Tensión armónica eficaz de orden H medida en el PCC en [V].

De manera similar, la distorsión armónica de corriente en el sistema se calcula como se presenta en la ecuación (A-3).

$$THD_I = \frac{\sqrt{\sum_{H=2}^{\infty} I_{H,ef}^2}}{I_{1,ef}} \quad (A-3)$$

Ya que la normativa [2] considera sólo las primeras 50 armónicas, la distorsión armónica de tensión se presenta en la ecuación(A-4)

$$THD_I \approx \frac{\sqrt{\sum_{H=2}^{50} I_{H,ef}^2}}{I_{1,ef}} \quad (A-4)$$

Donde:

H: Orden de la corriente armónica.

$I_{1,ef}$: Corriente eficaz en el PCC medida en [A].

$I_{H,ef}$: Corriente armónica eficaz de orden H en el PCC medida en [A].

A.1.2 Potencia Aparente

La potencia aparente en un sistema eléctrico es medida en el PCC y se calcula como se muestra en la ecuación (A-5)

$$S_{TOTAL} = \sqrt{\sum_{H=1}^{\infty} V_{H,ef}^2} \cdot \sqrt{\sum_{H=1}^{\infty} I_{H,ef}^2} \quad (A-5)$$

Considerando sólo las primeras 50 armónicas, la potencia aparente del sistema está dada por la ecuación (A-6)

$$S_{TOTAL} \approx \sqrt{\sum_{H=1}^{50} V_{H,ef}^2} \cdot \sqrt{\sum_{H=1}^{50} I_{H,ef}^2} \quad (A-6)$$

A.1.3 Potencia Activa

La potencia activa total absorbida por el sistema se obtiene con la sumatoria de la potencia activa fundamental y las provocadas por las armónicas presentes, como se muestra en la ecuación (A-7)

$$P_T = \sum_{H=1}^{\infty} P_H = \sum_{H=1}^{\infty} V_{H,ef} \cdot I_{H,ef} \cos \varphi_H \quad (A-7)$$

La ecuación para la potencia activa de las primeras 50 armónicas se presenta en la ecuación (A-8).

$$P_T \sum_{H=1}^{50} \approx V_{H,ef} \cdot I_{H,ef} \cos \varphi_H \quad (\text{A-8})$$

El ángulo φ_H es la diferencia entre la fase de tensión y de corriente que presenta cada armónica, como se muestra en la ecuación (A-9).

$$\varphi_H = \angle \vec{V}_H - \angle \vec{I}_H \quad (\text{A-9})$$

A.1.4 Potencia Reactiva

La potencia reactiva total en el sistema se obtiene con la sumatoria de la potencia reactiva fundamental y las provocadas por las armónicas presentes, como se muestra en la ecuación (A-10).

$$Q_T = \sum_{H=1}^{\infty} Q_H = \sum_{H=1}^{\infty} V_{H,ef} \cdot I_{H,ef} \cdot \sin \varphi_H \quad (\text{A-10})$$

Considerando sólo las primeras 50 armónicas se tiene que la potencia reactiva total en el sistema se muestra en la ecuación (A-11)

$$Q_T \approx \sum_{H=1}^{50} V_{H,ef} \cdot I_{H,ef} \cdot \sin \varphi_H \quad (\text{A-11})$$

A.1.5 Potencia Armónica

La potencia armónica en el sistema se obtiene como se muestra en la ecuación (A-12).

$$H_T = \sqrt{S_T^2 - P_T^2 - Q_T^2} \quad (\text{A-12})$$

Donde:

S_T : Potencia aparente total medida en [VA].

P_T : Potencia activa total medida en [W].

Q_T : Potencia reactiva total medida en [VAR].

A.1.6 Factor de Potencia

Finalmente el factor de potencia del sistema está dado por la razón entre potencia activa total y la potencia aparente total como se muestra en la ecuación (A-13)

$$FP = \frac{P_T}{S_T} \quad (A-13)$$

B Evaluación según Normativa

B.1 Sistema UPS monofásico

Para obtener la distorsión armónica del sistema, se debe obtener la razón entre la corriente de cortocircuito del PCC y la corriente máxima de carga en frecuencia fundamental en el PCC.

La corriente de cortocircuito en el PCC se obtiene como se muestra a continuación.

$$I_{sc,ef} = \frac{V_{ef\ fase}}{Z_{sc}} = \frac{V_{ef\ fase}}{\omega \cdot L} = \frac{220 [V]}{2 \cdot \pi \cdot 50 [Hz] \cdot 500 [\mu H]}$$

$$I_{sc,ef} = 1400.56 [A]$$

La corriente de carga máxima se debe obtener como el promedio de los 12 valores previos a las máximas demandas mensuales en un sistema real. Para la simulación de cada sistema, el valor promedio de esta corriente en frecuencia fundamental se considera constante, por lo tanto desde la simulación del sistema UPS alimentado con fuente monofásica, se tiene que:

$$I_{L,ef\ fase} = \frac{I_{L,max\ fase}}{\sqrt{2}} = \frac{207.48}{\sqrt{2}} = 146.71 [A]$$

Finalmente la razón entre las corrientes se muestra a continuación.

$$\frac{I_{sc,ef}}{I_{L,ef\ fase}} = \frac{1400.56 [A]}{146.71 [A]} = 9.55 [-]$$

Por lo tanto el sistema monofásico debería tener un máximo de distorsión armónica total de corriente del 5%, y los niveles de distorsión para cada corriente armónica están determinados por la normativa [2].

En la Tabla 0-1 se presentan los valores de corrientes armónicas obtenidos de la simulación del sistema monofásico, la distorsión armónica que cada componente presenta y el porcentaje que difiere con el valor máximo permitido por la [2], destacando con signo negativo las armónicas fuera del rango permitido.

Tabla 0-1: Corrientes armónicas en el PCC del sistema monofásico y comparación con la normativa

n	f [Hz]	I_n [V]	I_n/I_1	Normativa	Holgura
1	50	207.618	-	-	-
2	100	1.210	0.58%	1.00%	0.42%
3	150	38.262	18.43%	4.00%	-14.43%
4	200	1.116	0.54%	1.00%	0.46%
5	250	28.088	13.53%	4.00%	-9.53%
6	300	0.604	0.29%	1.00%	0.71%
7	350	7.633	3.68%	4.00%	0.32%
8	400	0.502	0.24%	1.00%	0.76%
9	450	4.627	2.23%	4.00%	1.77%
10	500	0.477	0.23%	0.50%	0.27%
11	550	3.118	1.50%	2.00%	0.50%
12	600	0.419	0.20%	0.50%	0.30%
13	650	2.151	1.04%	2.00%	0.96%
14	700	0.345	0.17%	0.50%	0.33%
15	750	1.562	0.75%	2.00%	1.25%
16	800	0.262	0.13%	0.38%	0.25%
17	850	1.171	0.56%	1.50%	0.94%
18	900	0.173	0.08%	0.38%	0.29%
19	950	0.919	0.44%	1.50%	1.06%
20	1000	0.091	0.04%	0.38%	0.33%
21	1050	0.770	0.37%	1.50%	1.13%
22	1100	0.026	0.01%	0.15%	0.14%
23	1150	0.679	0.33%	0.60%	0.27%
24	1200	0.043	0.02%	0.15%	0.13%
25	1250	0.613	0.30%	0.60%	0.30%
26	1300	0.087	0.04%	0.15%	0.11%
27	1350	0.554	0.27%	0.60%	0.33%
28	1400	0.121	0.06%	0.15%	0.09%
29	1450	0.488	0.23%	0.60%	0.37%
30	1500	0.141	0.07%	0.15%	0.08%
31	1550	0.411	0.20%	0.60%	0.40%
32	1600	0.148	0.07%	0.15%	0.08%
33	1650	0.329	0.16%	0.60%	0.44%
34	1700	0.141	0.07%	0.08%	0.01%
35	1750	0.251	0.12%	0.30%	0.18%
36	1800	0.124	0.06%	0.08%	0.02%
37	1850	0.188	0.09%	0.30%	0.21%
38	1900	0.101	0.05%	0.08%	0.03%
39	1950	0.149	0.07%	0.30%	0.23%

B Evaluación según Normativa

40	2000	0.073	0.04%	0.08%	0.04%
41	2050	0.139	0.07%	0.30%	0.23%
42	2100	0.043	0.02%	0.08%	0.05%
43	2150	0.147	0.07%	0.30%	0.23%
44	2200	0.012	0.01%	0.08%	0.07%
45	2250	0.160	0.08%	0.30%	0.22%
46	2300	0.017	0.01%	0.08%	0.07%
47	2350	0.165	0.08%	0.30%	0.22%
48	2400	0.042	0.02%	0.08%	0.05%
49	2450	0.162	0.08%	0.30%	0.22%
50	2500	0.060	0.03%	0.08%	0.05%

En la Tabla 0-2 se presentan los valores de tensiones armónicas obtenidos de la simulación del sistema monofásico, la distorsión armónica que cada componente presenta y el porcentaje que difiere con el valor máximo permitido por [2], destacando con signo negativo las armónicas fuera del rango permitido.

Tabla 0-2: Tensiones armónicas en el PCC del sistema monofásico y comparación con la normativa

n	f [Hz]	V _n [V]	V _n /V ₁	Norma	Holgura
1	50	292.5974	-	-	-
2	100	0.0929	0.03%	2.00%	2.0%
3	150	18.0894	6.18%	5.00%	-1.2%
4	200	0.0814	0.03%	1.00%	1.0%
5	250	22.1334	7.56%	6.00%	-1.6%
6	300	0.0266	0.01%	0.50%	0.5%
7	350	8.1013	2.77%	5.00%	2.2%
8	400	0.0226	0.01%	0.50%	0.5%
9	450	6.3230	2.16%	1.50%	-0.7%
10	500	0.0203	0.01%	0.50%	0.5%
11	550	5.3706	1.84%	3.50%	1.7%
12	600	0.0179	0.01%	0.20%	0.2%
13	650	4.6034	1.57%	3.00%	1.4%
14	700	0.0180	0.01%	0.20%	0.2%
15	750	4.0895	1.40%	0.30%	-1.1%
16	800	0.0204	0.01%	0.20%	0.2%
17	850	3.6372	1.24%	2.00%	0.8%
18	900	0.0231	0.01%	0.20%	0.2%
19	950	3.2070	1.10%	1.50%	0.4%
20	1000	0.0252	0.01%	0.20%	0.2%
21	1050	2.8524	0.97%	0.20%	-0.8%
22	1100	0.0264	0.01%	0.20%	0.2%
23	1150	2.5763	0.88%	1.50%	0.6%
24	1200	0.0266	0.01%	0.20%	0.2%
25	1250	2.3730	0.81%	1.50%	0.7%
26	1300	0.0263	0.01%	0.20%	0.2%
27	1350	2.2322	0.76%	0.20%	-0.6%
28	1400	0.0253	0.01%	0.20%	0.2%
29	1450	2.1171	0.72%	1.32%	0.6%
30	1500	0.0240	0.01%	0.20%	0.2%
31	1550	2.0019	0.68%	1.25%	0.6%
32	1600	0.0227	0.01%	0.20%	0.2%
33	1650	1.8839	0.64%	0.20%	-0.4%
34	1700	0.0220	0.01%	0.20%	0.2%
35	1750	1.7681	0.60%	1.13%	0.5%
36	1800	0.0223	0.01%	0.20%	0.2%
37	1850	1.6660	0.57%	1.08%	0.5%
38	1900	0.0233	0.01%	0.20%	0.2%
39	1950	1.5870	0.54%	0.20%	-0.3%

40	2000	0.0248	0.01%	0.20%	0.2%
41	2050	1.5275	0.52%	0.99%	0.5%
42	2100	0.0262	0.01%	0.20%	0.2%
43	2150	1.4765	0.50%	0.96%	0.5%
44	2200	0.0269	0.01%	0.20%	0.2%
45	2250	1.4249	0.49%	0.20%	-0.3%
46	2300	0.0269	0.01%	0.20%	0.2%
47	2350	1.3681	0.47%	0.89%	0.4%
48	2400	0.0261	0.01%	0.20%	0.2%
49	2450	1.3092	0.45%	0.86%	0.4%
50	2500	0.0251	0.01%	0.20%	0.2%

B.2 Sistema UPS trifásico

Al igual que en el sistema monofásico, se determinan los niveles de distorsión armónica que presenta el sistema UPS alimentado por una fuente trifásica. Como la carga del sistema trifásico es balanceada, se considerarán los resultados del análisis de la fase (a) como representativos de las 2 fases restantes.

La corriente de cortocircuito es la misma para las 3 fases y a su vez tiene el mismo valor que la presentada en el sistema monofásico.

$$I_{sc,ef} = 1400.56 [A]$$

Considerando $I_{L,ef\ fase}$ como máxima corriente de carga de frecuencia fundamental en el PCC para la fase (a).

De la simulación del sistema UPS alimentado con fuente trifásica, se tiene que:

$$I_{L,ef\ fase(a)} = \frac{I_{L,max\ fase(a)}}{\sqrt{2}} = \frac{298.25}{\sqrt{2}} = 210.89 [A]$$

$$\frac{I_{sc,ef}}{I_{L,ef\ fase(a)}} = \frac{1400.56 [A]}{210.89 [A]} = 6.64 [-]$$

Por lo tanto el sistema trifásico, al igual que el monofásico, debería tener un máximo de distorsión armónica total de corriente del 5%, según la normativa [2].

En la Tabla 0-3 se presentan los valores de corrientes armónicas obtenidos de la simulación del sistema monofásico, la distorsión armónica que cada componente presenta y el porcentaje que difiere con el valor máximo permitido por norma [2], destacando con signo negativo las armónicas fuera del rango permitido.

Tabla 0-3: Corrientes armónicas de fase (a) del sistema trifásico y comparación con la normativa

n	f [Hz]	I_n [V]	I_n/I_1	Normativa	Holgura
1	50	298.247	-	-	-
2	100	0.103	0.03%	1.00%	0.97%
3	150	0.069	0.02%	4.00%	3.98%
4	200	0.088	0.03%	1.00%	0.97%
5	250	53.253	17.86%	4.00%	-13.86%
6	300	0.031	0.01%	1.00%	0.99%
7	350	23.275	7.80%	4.00%	-3.80%
8	400	0.064	0.02%	1.00%	0.98%
9	450	0.037	0.01%	4.00%	3.99%
10	500	0.029	0.01%	0.50%	0.49%
11	550	7.547	2.53%	2.00%	-0.53%
12	600	0.017	0.01%	0.50%	0.49%
13	650	5.537	1.86%	2.00%	0.14%
14	700	0.033	0.01%	0.50%	0.49%
15	750	0.019	0.01%	2.00%	1.99%
16	800	0.010	0.00%	0.38%	0.37%
17	850	3.689	1.24%	1.50%	0.26%
18	900	0.017	0.01%	0.38%	0.37%
19	950	2.930	0.98%	1.50%	0.52%
20	1000	0.029	0.01%	0.38%	0.37%
21	1050	0.018	0.01%	1.50%	1.49%
22	1100	0.009	0.00%	0.15%	0.15%
23	1150	1.763	0.59%	0.60%	0.01%
24	1200	0.015	0.01%	0.15%	0.14%
25	1250	1.510	0.51%	0.60%	0.09%
26	1300	0.023	0.01%	0.15%	0.14%
27	1350	0.015	0.00%	0.60%	0.60%
28	1400	0.006	0.00%	0.15%	0.15%
29	1450	1.246	0.42%	0.60%	0.18%
30	1500	0.015	0.01%	0.15%	0.14%
31	1550	1.091	0.37%	0.60%	0.23%
32	1600	0.021	0.01%	0.15%	0.14%
33	1650	0.014	0.00%	0.60%	0.60%
34	1700	0.008	0.00%	0.08%	0.07%
35	1750	0.777	0.26%	0.30%	0.04%
36	1800	0.014	0.00%	0.08%	0.07%
37	1850	0.700	0.23%	0.30%	0.07%
38	1900	0.018	0.01%	0.08%	0.07%
39	1950	0.013	0.00%	0.30%	0.30%

B Evaluación según Normativa

40	2000	0.007	0.00%	0.08%	0.07%
41	2050	0.619	0.21%	0.30%	0.09%
42	2100	0.014	0.00%	0.08%	0.07%
43	2150	0.563	0.19%	0.30%	0.11%
44	2200	0.017	0.01%	0.08%	0.07%
45	2250	0.013	0.00%	0.30%	0.30%
46	2300	0.008	0.00%	0.08%	0.07%
47	2350	0.440	0.15%	0.30%	0.15%
48	2400	0.013	0.00%	0.08%	0.07%
49	2450	0.404	0.14%	0.30%	0.16%
50	2500	0.015	0.00%	0.08%	0.07%

Finalmente en la Tabla 0-4 se presentan los valores de tensiones armónicas obtenidos de la simulación del sistema trifásico, la distorsión armónica que cada componente presenta y el porcentaje que difiere con el valor máximo permitido por [2], destacando con signo negativo las armónicas fuera del rango permitido.

Tabla 0-4: Tensiones armónicas de fase (a) del sistema trifásico y comparación con la normativa

n	f [Hz]	$V_{n \text{ fase (a)}} [V]$	$V_{n \text{ fase (a)}} / V_{1 \text{ fase (a)}}$	Norma	Holgura
1	50	296.2906	-	-	-
2	100	0.0968	0.03%	2.00%	2.0%
3	150	0.2413	0.08%	5.00%	4.9%
4	200	0.0773	0.03%	1.00%	1.0%
5	250	41.8414	14.12%	6.00%	-8.1%
6	300	0.0599	0.02%	0.50%	0.5%
7	350	25.4520	8.59%	5.00%	-3.6%
8	400	0.0488	0.02%	0.50%	0.5%
9	450	0.2068	0.07%	1.50%	1.4%
10	500	0.0373	0.01%	0.50%	0.5%
11	550	13.1160	4.43%	3.50%	-0.9%
12	600	0.0545	0.02%	0.20%	0.2%
13	650	11.1890	3.78%	3.00%	-0.8%
14	700	0.0494	0.02%	0.20%	0.2%
15	750	0.2178	0.07%	0.30%	0.2%
16	800	0.0533	0.02%	0.20%	0.2%
17	850	9.8837	3.34%	2.00%	-1.3%
18	900	0.0580	0.02%	0.20%	0.2%
19	950	8.5946	2.90%	1.50%	-1.4%
20	1000	0.0469	0.02%	0.20%	0.2%
21	1050	0.2115	0.07%	0.20%	0.1%
22	1100	0.0434	0.01%	0.20%	0.2%
23	1150	6.4035	2.16%	1.50%	-0.7%
24	1200	0.0550	0.02%	0.20%	0.2%
25	1250	5.7803	1.95%	1.50%	-0.5%
26	1300	0.0452	0.02%	0.20%	0.2%
27	1350	0.2148	0.07%	0.20%	0.1%
28	1400	0.0513	0.02%	0.20%	0.2%
29	1450	5.6933	1.92%	1.32%	-0.6%
30	1500	0.0575	0.02%	0.20%	0.2%
31	1550	5.1555	1.74%	1.25%	-0.5%
32	1600	0.0465	0.02%	0.20%	0.2%
33	1650	0.2130	0.07%	0.20%	0.1%
34	1700	0.0463	0.02%	0.20%	0.2%
35	1750	4.2810	1.44%	1.13%	-0.3%
36	1800	0.0551	0.02%	0.20%	0.2%
37	1850	3.9090	1.32%	1.08%	-0.2%
38	1900	0.0431	0.01%	0.20%	0.2%
39	1950	0.2133	0.07%	0.20%	0.1%

B Evaluación según Normativa

40	2000	0.0506	0.02%	0.20%	0.2%
41	2050	3.9892	1.35%	0.99%	-0.4%
42	2100	0.0570	0.02%	0.20%	0.2%
43	2150	3.6476	1.23%	0.96%	-0.3%
44	2200	0.0457	0.02%	0.20%	0.2%
45	2250	0.2135	0.07%	0.20%	0.1%
46	2300	0.0483	0.02%	0.20%	0.2%
47	2350	3.2443	1.09%	0.89%	-0.2%
48	2400	0.0552	0.02%	0.20%	0.2%
49	2450	2.9625	1.00%	0.86%	-0.1%
50	2500	0.0418	0.01%	0.20%	0.2%
