




Universidad de Concepción
Dirección de Postgrado
Facultad de Ingeniería - Programa de Magíster en Ciencias
de la Ingeniería con Mención en Ingeniería Eléctrica



**Diseño e Implementación de un Filtro Híbrido
para la Atenuación de Sub e Inter Armónicas
en Cicloconvertidores**

Tesis para optar al grado de Magíster en Ciencias de la Ingeniería con
Mención en Ingeniería Eléctrica

ÁLVARO LUIS SEGUEL SANHUEZA
CONCEPCIÓN-CHILE
2018

Profesor Guía: Luis Morán Tamayo
Dpto. de Ingeniería Eléctrica, Facultad de Ingeniería
Universidad de Concepción

UNIVERSIDAD DE CONCEPCIÓN
Facultad de Ingeniería
Departamento de Ingeniería Eléctrica

Profesor Patrocinante:
Dr. Luis A. Morán Tamayo

Diseño e Implementación de un Filtro Híbrido para la Atenuación de Sub e Inter Armónicas en Cicloconvertidores



Álvaro Luis Seguel Sanhueza

Tesis para optar al grado de
Magíster en Ciencias de la Ingeniería con Mención en Ingeniería Eléctrica

Mayo 2018

Resumen

En la industria minera, molinos SAG y de bolas son usados en el proceso de molienda. Estos molinos son energizados a través de cicloconvertidores con potencias en el rango cercano de los 20 MW. Estos convertidores afectan la calidad de suministro eléctrico por su alto consumo de potencia reactiva y la inyección de corrientes armónicas e inter-armónicas de frecuencia variable.

Para atenuar el contenido armónico y compensar la potencia reactiva se usan filtros pasivos sintonizados a distintas frecuencias. Sin embargo, la compensación pasiva no es efectiva para atenuar los sub e inter-armónicos de corriente generados por el cicloconvertidor y que se encuentran cercanos a la componente fundamental.

El objetivo de esta tesis es atenuar la amplitud de las componentes armónicas de corriente de baja frecuencia, menores a 100 Hz, usando un esquema de compensación híbrido conexión shunt. El esquema de compensación propuesto se compone de filtros pasivos, sintonizados a distintas frecuencias, y de un filtro activo conectado en serie al esquema de filtrado pasivo, definiéndose la topología propuesta como shunt debido a que se conecta en paralelo a la carga que se requiere compensar.

La ventaja del esquema de compensación propuesto, es que permite una atenuación efectiva de las componentes armónicas de corriente de baja frecuencia, en específico la sub e inter armónica de mayor amplitud, logrando reducir la distorsión armónica total de la corriente del sistema en forma importante. Otra ventaja del esquema propuesto en este trabajo, es la combinación de técnicas activa y pasiva que reduce la potencia nominal requerida por el filtro activo.

El presente informe se centra en el diseño del filtro activo y su interacción con el filtro pasivo, analizando sus principios de operación y sus características de compensación. La efectividad del esquema de filtrado propuesto se valida a través de resultados experimentales obtenidos en un prototipo de laboratorio de 10 kVA, donde se logró disminuir el THD en la corriente de entrada del sistema de un 19.8% a un 8.8%, con una potencia aparente del filtro activo de 0.5 kVA.

Agradecimientos

A todos quienes me apoyaron y creyeron en mí durante el desarrollo de esta tesis, en especial a mi familia por su apoyo incondicional. A mis compañeros de laboratorio Michel, Marcos, Gustavo y Jorge, con quienes formé una gran amistad, este logro es en gran parte gracias a ustedes.

Agradezco a mi profesor guía Luis Morán, ya que gracias a sus consejos y respaldo este trabajo pudo llegar a término.



Tabla de Contenidos

RESUMEN.....	III
LISTA DE TABLAS.....	VII
LISTA DE FIGURAS.....	VIII
CAPÍTULO 1. INTRODUCCIÓN.....	1
1.1. INTRODUCCIÓN GENERAL.....	1
1.2. REVISIÓN BIBLIOGRÁFICA.....	2
1.2.1 <i>Introducción</i>	2
1.2.2 <i>Publicaciones Revisadas</i>	2
1.2.3 <i>Discusión Bibliográfica</i>	10
1.3. HIPÓTESIS DE TRABAJO.....	12
1.4. OBJETIVOS.....	12
1.4.1 <i>Objetivo General</i>	12
1.4.2 <i>Objetivos Específicos</i>	12
1.5. ALCANCES Y LIMITACIONES.....	13
1.6. METODOLOGÍA.....	13
CAPÍTULO 2. GENERACIÓN ARMÓNICA DE CICLOCONVERSORES.....	14
2.1 INTRODUCCIÓN.....	14
2.2 OPERACIÓN Y TOPOLOGÍA.....	14
2.3 ANÁLISIS DE LA CORRIENTE DE ENTRADA.....	16
2.3.1 <i>Cicloconvertor de 3 pulsos</i>	17
2.3.2 <i>Cicloconvertor de 12 pulsos</i>	23
2.4 COMENTARIOS Y CONCLUSIONES.....	24
CAPÍTULO 3. FILTRO HÍBRIDO PARALELO.....	25
3.1 INTRODUCCIÓN.....	25
3.2 FILTROS PASIVOS.....	26
3.3 ETAPA ACTIVA Y PRINCIPIO DE OPERACIÓN.....	28
3.4 ESQUEMA DE CONTROL.....	34
3.4.1 <i>Método de Detección Armónica</i>	34
3.4.2 <i>Control de voltaje DC</i>	36
3.5 SIMULACIONES.....	38
3.5.1 <i>Simulación del Método de Detección Armónica</i>	38
3.5.2 <i>Simulación del Control DC</i>	43
3.6 EXPRESIONES DE POTENCIA DEL FILTRO HÍBRIDO.....	45
3.7 COMENTARIOS Y CONCLUSIONES.....	48
CAPÍTULO 4. IMPLEMENTACIÓN DEL FILTRO HÍBRIDO.....	49
4.1 INTRODUCCIÓN.....	49
4.2 IMPLEMENTACIÓN DE LA CARGA.....	49
4.3 IMPLEMENTACIÓN DEL CIRCUITO DE CONTROL.....	53
4.3.1 <i>Adquisición de Señales</i>	54
4.3.2 <i>Conversión Análogo/Digital de las Señales de Control</i>	56
4.3.3 <i>Generación de la Señal de Referencia</i>	57
4.3.4 <i>Generación de Señales de Disparo</i>	63
4.3.5 <i>Circuito de Disparos</i>	64
4.4 INVERSOR TRIFÁSICO FUENTE DE VOLTAJE.....	66
4.5 FILTROS PASIVOS.....	68
4.5.1 <i>Diseño</i>	68
4.5.2 <i>Implementación</i>	71

4.6	TRANSFORMADOR DE ACOPLAMIENTO	72
4.7	COMENTARIOS Y CONCLUSIONES	74
CAPÍTULO 5. RESULTADOS EXPERIMENTALES		75
5.1	CARGA PRUEBA DEL FILTRO.....	75
5.2	DETECCIÓN ARMÓNICA	77
5.3	COMPENSACIÓN PASIVA	78
5.4	COMPENSACIÓN HÍBRIDA	82
5.5	COMENTARIOS Y CONCLUSIONES	85
CAPÍTULO 6. CONCLUSIONES.....		87
6.1	SUMARIO	87
6.2	CONCLUSIONES.....	88
6.3	TRABAJO FUTURO.....	89
BIBLIOGRAFÍA.....		91
ANEXO A. MÉTODO CÁLCULO INTER-ARMÓNICOS		94



Lista de Tablas

Tabla 3.1 Componentes fundamental, sub e inter-armónico para simulación.....	42
Tabla 4.1 Características del Convertidor Triphase.....	50
Tabla 4.2 Características del Conversor Análogo-Digital.....	56
Tabla 4.3 Características de los IGBTs utilizados.....	66
Tabla 4.4 Características del condensador en la barra DC.....	67
Tabla 4.5 Parámetros de los filtros pasivos para armónicas características.....	69
Tabla 4.6 Parámetros del banco de filtro pasivos.....	71
Tabla 4.7 Datos de placa de los condensadores.....	72
Tabla 5.1 THD corriente de entrada del cicloconvertor sin filtrado.....	76
Tabla 5.2 Componentes armónicas de la señal de prueba del algoritmo DFT on-line.....	77
Tabla 5.3 THD corriente de entrada con filtrado pasivo.....	80
Tabla 5.4 Armónicas características de la corriente de entrada del cicloconvertor.....	81
Tabla 5.5 Corrientes sub e inter armónicas.....	82
Tabla 5.6 THD corriente de entrada con filtrado híbrido.....	84
Tabla 5.7 Corrientes sub e inter-armónicas.....	84



Lista de Figuras

Fig. 1.1 Topología del filtro híbrido propuesto.....	2
Fig. 2.1 Topología cicloconvertor con salida monofásica.....	14
Fig. 2.2 Esquema del control en modo sin corriente circulante.....	15
Fig. 2.3 Topología cicloconvertor trifásico de 12 pulsos.....	16
Fig. 2.4 Voltaje de salida y corriente de entrada de un cicloconvertor.....	17
Fig. 2.5 Corriente de salida y funciones de bloqueo del cicloconvertor.....	19
Fig. 2.6 Señal moduladora y funciones de switching.....	20
Fig. 2.7 Formas de onda de las señales para obtener la corriente de entrada de un cicloconvertor de 3 pulsos con carga monofásica.....	21
Fig. 2.8 Corriente de entrada del cicloconvertor de 3 pulsos.....	21
Fig. 2.9 Espectro armónico de la corriente de entrada del cicloconvertor de 3 pulsos.....	22
Fig. 3.1 Esquema de conexión de filtro híbrido paralelo.....	26
Fig. 3.2 Topologías de filtros pasivos y sus respuestas en frecuencia.....	27
Fig. 3.3 Configuración del Filtro Híbrido Paralelo.....	29
Fig. 3.4 Circuito equivalente monofásico filtro híbrido paralelo.....	30
Fig. 3.5 Factor de atenuación filtro híbrido para distintas ganancias.....	32
Fig. 3.6 Circuito monofásico equivalente del filtro híbrido para la compensación de corrientes armónicas.....	33
Fig. 3.7 Ejemplificación de la operación de la FFT.....	36
Fig. 3.8 Diagrama de bloques control tensión DC.....	37
Fig. 3.9 Esquema de detección armónica implementado en Simulink.....	39
Fig. 3.10 Señal de prueba del algoritmo de detección armónica.....	39
Fig. 3.11 Magnitudes de las sub e inter armónicas detectadas.....	40
Fig. 3.12 Ángulos de fase de las sub e inter armónicas detectadas.....	40
Fig. 3.13 Espectro armónico de la señal de prueba.....	41
Fig. 3.14 Resultados del método de detección armónica ante variaciones.....	42
Fig. 3.15 Registro en terreno de la velocidad de operación de un molino.....	43
Fig. 3.16 Filtro híbrido en Simulink para estudio con simulación.....	44
Fig. 3.17 Tensión en el enlace DC con el control PI.....	45
Fig. 3.18 Topología del filtro híbrido con transformador de acoplamiento.....	46
Fig. 3.19 Modelo monofásico equivalente para compensación de armónicos con filtro híbrido.....	46
Fig. 4.1 Esquema cicloconvertor de 6 pulsos en Simulink.....	49
Fig. 4.2 Modelo Simulink con los bloques necesarios para ser ejecutado por el equipo Triphase...	51
Fig. 4.3 Subsistema del modelo en Simulink correspondiente al centro de comandos.....	52
Fig. 4.4 Asignar tarjeta de equipo Triphase para ser usado en Simulink.....	53
Fig. 4.5 Esquema de comunicación para operar el convertidor Triphase.....	53
Fig. 4.6 Esquema de conexión celda LEM LA-55P.....	54
Fig. 4.7 Circuitos de obtención de voltajes y corrientes.....	55
Fig. 4.8 Entradas al convertor Análogo-Digital.....	56
Fig. 4.9 Diagrama esquemático del convertor A/D.....	57
Fig. 4.10 Esquema de control del filtro híbrido paralelo.....	58
Fig. 4.11 Ajuste y etiquetado de las señales de entrada en Simulink.....	59
Fig. 4.12 Esquema de detección armónica implementado en Simulink.....	59
Fig. 4.13 Esquema de control implementado en Simulink.....	63

Fig. 4.14 Diagrama esquemático de las salidas digitales.....	64
Fig. 4.15 Tarjeta eléctrica/óptica para generar pulsos de disparo de los IGBT.....	65
Fig. 4.16 Etapas implementadas para el control del filtro activo.....	65
Fig. 4.17 Diagrama del inversor trifásico fuente de voltaje implementado.....	66
Fig. 4.18 Inversor usado en la etapa activa del filtro híbrido.....	67
Fig. 4.19 Transformador para generar fuentes de alimentación aisladas.....	67
Fig. 4.20 Impedancias de los filtros pasivos FP-5 y FP-7 en función de la frecuencia.....	69
Fig. 4.21 Factor de atenuación entre el sistema y los filtros pasivos FP-5 y FP-7.....	70
Fig. 4.22 Factor de atenuación al agregar un filtro pasivo sintonizado a 200 Hz.....	71
Fig. 4.23 Componentes del banco de filtros pasivos.....	72
Fig. 4.24 Conexión transformadores de acoplamiento entre etapa pasiva y activa.....	73
Fig. 4.25 Transformadores de acoplamiento implementados en el setup experimental.....	73
Fig. 5.1 Corriente de entrada del cicloconvertor emulada por Triphase.....	75
Fig. 5.2 Espectro en frecuencia de la corriente de entrada sin filtrado $THD_{Total} = 19.8\%$	76
Fig. 5.3 Desfase entre voltaje y corriente sin filtrado.....	77
Fig. 5.4 Prueba online del método de detección armónica.....	78
Fig. 5.5 Voltaje de red y corriente de entrada del cicloconvertor con filtrado pasivo.....	79
Fig. 5.6 Espectro en frecuencia de la corriente de entrada con filtrado pasivo $THD_{Total}=14.4\%$..	79
Fig. 5.7 Corriente que circula por rama sintonizada a 250 [Hz].....	80
Fig. 5.8 Espectro en frecuencia de la corriente del filtro pasivo sintonizado a 250 [Hz].....	80
Fig. 5.9 Corriente de entrada del sistema y corriente a través del filtro con compensación híbrida.....	83
Fig. 5.10 Espectro en frecuencia de la corriente de entrada con filtrado híbrido $THD_{Total}=8.8\%$	83
Fig. 5.11 Señal de referencia y voltaje entre fases en terminales del inversor.....	83
Fig. 5.12 Impedancias de los filtros pasivos a las frecuencias sub e inter armónicas.....	85

Nomenclatura

v_{dc} :	Voltaje dc en la barra de continua
v_C :	Voltaje en terminales del convertidor
v_{FA} :	Voltaje del filtro activo
v_{FAh} :	h -armónica del voltaje del filtro activo
v_{LEM} :	Voltaje máximo obtenido en el secundario de la celda LEM
v_o :	Voltaje de salida del cicloconvertor
$v_{o,a}$:	Voltaje de salida del cicloconvertor en la fase a
v_S :	Voltaje del sistema
i_a :	Corriente de línea a
$i_{a,a}$:	Corriente de línea a debido a la tensión de la fase a
i_{Ch} :	Corriente en el lado del convertidor
i_{dc} :	Corriente dc en la barra de continua
i_e :	Señal de referencia en el control de voltaje dc
i_L :	Corriente de carga
i_{Lh} :	h -armónica de la corriente de carga
i_S :	Corriente del sistema
i_{Sh} :	h -armónica de la corriente del sistema
α :	Ángulo de disparo
a :	Razón de transformación
γ :	Factor de atenuación
C_{dc} :	Capacitancia del condensador en la barra de continua
f_I :	Frecuencia de la componente fundamental
f_h :	Frecuencia de la h -armónica
f_o :	Frecuencia de salida del cicloconvertor
f_{red} :	Frecuencia fundamental de la red
$G(s)$:	Función de transferencia entre v_{dc} e i_e
h :	Orden de la armónica
θ_o :	Fase de salida del cicloconvertor ($=2\pi f_o t$)
K :	Ganancia del filtro híbrido
K_P :	Ganancia proporcional del controlador PI
L_S :	Inductancia del sistema
N :	Número de muestras por periodo fundamental
q :	Factor de calidad del inductor
Q_{filtro} :	Potencia reactiva del filtro pasivo
r :	Índice de modulación
R_L :	Resistencia del inductor
R_M :	Resistencia burden de la celda LEM
T_i :	Tiempo integrativo del controlador PI
ϕ_h :	Fase de la h -armónica
Φ_o :	Desfase entre el voltaje y la corriente en la salida del cicloconvertor
x :	Señal de entrada
X_C :	Reactancia del condensador del filtro pasivo
X_h :	Vector de Fourier complejo
X_L :	Reactancia del inductor del filtro pasivo

- Z_{FP} : Impedancia del filtro pasivo
 Z_{FP_h} : Impedancia del filtro pasivo a la h -armónica
 Z_S : Impedancia del sistema
 Z_{Sh} : Impedancia del sistema a la h -armónica



Abreviaciones

A/D: Análogo/Digital
DFT: Transformada Discreta de Fourier
FFT: Transformada Rápida de Fourier
IGBT: Transistor Bipolar de Puerta Aislada
IEEE: Instituto de Ingenieros Eléctricos y Electrónicos
PWM: Modulación por Ancho de Pulsos
PCC: Punto de Acoplamiento Común.
THD: Distorsión Armónica Total
THDi: Distorsión Armónica Total de Corriente



Capítulo 1. Introducción

1.1. Introducción General

En la gran minería, molinos SAG y de bolas se usan en el proceso de molienda [1]. Estos molinos poseen un gran diámetro y son energizados a través de cicloconvertidores con potencias en el rango cercano de los 20 MW. Los cicloconvertidores son convertidores que afectan la Calidad de Suministro Eléctrico por su alto consumo de potencia reactiva y la inyección de corrientes armónicas e inter armónicas de frecuencia variable, generando distorsiones en el voltaje [2].

Para el caso de la topología de cicloconvertor usado en las aplicaciones de molienda, estos equipos generan en su corriente de entrada armónicas típicas de una topología de 12 pulsos y a la vez sub e inter-armónicas próximas a la componente fundamental [3]. Para poder atenuar este contenido armónico y compensar la potencia reactiva se usan filtros pasivos sintonizados a distintas frecuencias, y cumplen bien su función de atenuar las amplitudes de los armónicos característicos de alta frecuencia [4] (cumpliendo el Standard 519 del IEEE [5]). Sin embargo, la compensación pasiva no es efectiva para atenuar los sub-armónicos e inter-armónicos de corriente que se encuentran próximos a la componente fundamental, ya que sintonizar filtros a frecuencias cercanas a los 50 Hz puede generar resonancia con el sistema, provocando que las amplitudes de estos armónicos se vean amplificadas y generen flicker [6], además de posibles oscilaciones de baja frecuencia en sistemas mecánicos.

En base a lo desarrollado en trabajos anteriores [2] y [6], la propuesta de esta investigación consiste en presentar la especificación técnica y diseño de una topología híbrida con control selectivo de armónicas (figura 1.1), que consta de un filtro activo conectado en serie al filtro pasivo, permitiendo así modificar el desempeño de la parte pasiva en la atenuación armónica, en específico la mitigación de la sub e inter armónica de menor frecuencia. Para corroborar los resultados teóricos o de simulación, se implementó un filtro activo de 10 kVA conectado en serie a los filtros pasivos, para atenuar las armónicas de corriente generadas por un cicloconvertor emulado a través de una fuente de potencia controlada de 15 kVA. El esquema de la topología propuesta se muestra en la figura 1.1.

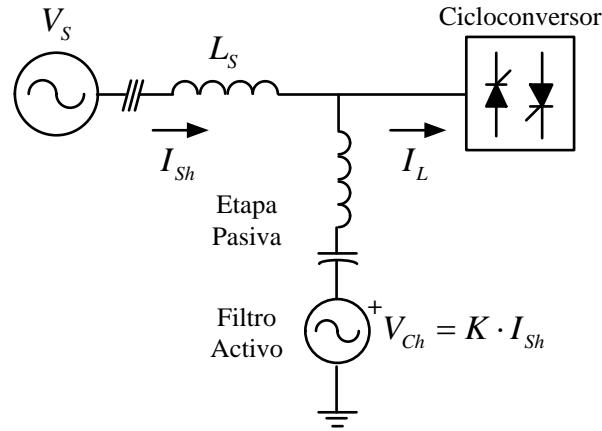


Fig. 1.1 Topología del filtro híbrido propuesto

Fuente: Elaboración propia.

1.2. Revisión Bibliográfica

1.2.1 Introducción

En este capítulo se presenta el estado del arte del tema desarrollado, se realizó una búsqueda de material bibliográfico en relación al tema propuesto para la investigación. A continuación se describen los principales documentos encontrados, los que se dividen en tres temas: *i)* Estudio de cicloconvertidores, *ii)* Filtros pasivos e híbridos, *iii)* Normas vigentes.

1.2.2 Publicaciones Revisadas

i) Estudio de cicloconvertidores

- *Thyristor Phase Controlled Converters and Cycloconverters*” B. R. Pelly, John Wiley & Sons, 1971.

Este libro presenta una descripción y explicación detallada de los principios de operación y control del cicloconvertor. Para las distintas topologías del cicloconvertor, se muestra una expresión general de las frecuencias armónicas que aparecen en la corriente de entrada, que se agregan a las armónicas características y que son independientes del número de pulsos del convertidor. Se muestran gráficas de cómo varía la potencia activa y reactiva para todo el rango de velocidad de un accionamiento energizado con un cicloconvertor y curvas que muestran las armónicas que se generan para esas velocidades (frecuencias de salida). A partir de este libro, se obtiene una

expresión de la corriente de entrada del cicloconvertor en función de las frecuencias de entrada/salida del convertidor y del factor de potencia de la carga.

- “*The Theory and Design of Cycloconverters*” W. McMurray, MIT Press, 1972.

Este libro entrega un tratamiento completo y detallado de los cicloconvertidores. Si bien el libro de Pelly entrega una buena cobertura sobre la teoría del cicloconvertor, este libro presenta un trabajo diferente que abarca otros aspectos, como un análisis acerca del límite práctico de utilización del cicloconvertor y una descripción de aplicaciones que usan cicloconvertidores. Del libro se extrae conceptos que son relevantes para entender de forma práctica el funcionamiento de los accionamientos con cicloconvertidores.

- R. Chu, J. Burns. “Impact of Cycloconverter Harmonics” *IEEE Transactions on Industry Applications*, 1989, Volume 25 pp. 427-435.

En este trabajo se presentan los resultados del estudio sobre armónicos a un cicloconvertor trifásico/monofásico de 15 MVA. Se muestra que a diferencia de rectificadores, la corriente de un cicloconvertor contiene sub e inter armónicas, cercanas a la frecuencia fundamental y con una amplitud que puede alcanzar un porcentaje importante de la componente fundamental. Se demuestra a través de simulación, que al usar un condensador para compensar factor de potencia, la resonancia armónica entre la impedancia del sistema y el condensador disminuye su efectividad en la compensación de reactivos, y que una forma de evitar esta resonancia es cambiando el valor de la reactancia de entrada, modificando así la frecuencia de resonancia.

- Y. Liu, G. Thomas, R. Chu. “The Power Quality Impact of Cycloconverter Control Strategies” *IEEE Transactions on Power Delivery*, 2005, Volume 20 pp. 1711-1718.

En esta publicación se analiza mediante simulación la generación de armónicas de corriente en un cicloconvertor ideal (sin pérdidas por conmutación). Se observa la variación en el $THDi$ de entrada con respecto al índice de modulación, tanto para las armónicas características como para las no características. Se establece el impacto de algunos factores de operación del cicloconvertor sobre la calidad de suministro, tales como el índice de modulación, factor de potencia por desplazamiento

de la carga y la frecuencia de salida. De esta publicación se extrae el impacto que generan las cargas accionadas por cicloconvertidores en la Calidad de Suministro, en específico el THD de corriente, siendo necesario el uso de un esquema de filtrado

ii) Filtros pasivos e híbridos

- P. Aravena. “*Compensación de Corrientes Armónicas y Potencia Reactiva en Cicloconvertidores Utilizando Filtro Híbrido*”, Informe de Memoria de Título, Departamento de Ingeniería Eléctrica, Universidad de Concepción, Mayo 2013.

En esta memoria de título se desarrolló el tema del filtro híbrido para atenuar armónicas en cicloconvertidores, se propuso una topología que consta de un filtro activo en serie a uno de los filtros de la etapa pasiva, con la cual se logró reducir la amplitud de las armónicas no características y a la vez atenuar resonancias, lo cual no es posible lograr cambiando solo las variables del filtro pasivo. El trabajo se enfoca en demostrar el potencial de compensación de esta topología y las limitantes en el control del filtro activo. Los resultados obtenidos muestran que es factible lograr una efectiva compensación, reduciendo el THD no característico y así disminuir el contenido armónico total en la corriente de entrada del cicloconvertidor. Sin embargo, sólo se obtienen resultados por simulación, lo que no valida el esquema propuesto de forma experimental.

- C. Albistur. “*Análisis de Topologías de Filtros Pasivos para Aplicaciones en Sistemas Industriales*”, Informe de Memoria de Título, Departamento de Ingeniería Eléctrica, Universidad de Concepción, Diciembre 2013.

En este trabajo se obtuvo que el diseño de filtros pasivos para cicloconvertidores debe considerar sintonizar topologías a bajas frecuencias (2° , 3° y de ser necesario la 4°), ya que al conectar filtros a mayores frecuencias ($>250\text{Hz}$) se desplazan las resonancias a frecuencias cercanas a la fundamental. También se concluyó que la topología de filtro tipo C es la mejor opción para compensación de armónicas de baja frecuencia (menor a 150Hz) por tener menores pérdidas y menor corriente inrush, mientras que para frecuencias superiores a 200Hz se recomienda sintonizar filtros Pasa Altos por su menor costo y efectividad de compensación similar con respecto al tipo C a esas frecuencias. A partir de la información de este documento, se diseñan los filtros pasivos usados en el setup experimental de la presente tesis.

- R. Hernández. “*Filtros Híbridos para la Compensación Activa de Cicloconvertidores de Potencia*”, Informe de Memoria de Título, Departamento de Ingeniería Eléctrica, Universidad de Concepción, Octubre 2013.

En este trabajo se analizó la topología híbrida, donde en primera instancia se usó la parte activa para compensar inter y sub-armónicos y se obtuvo que la potencia requerida para el convertidor debía ser un 0.9% de la potencia total instalada en filtros pasivos, mientras que, al utilizar el filtro activo sólo para compensar inter-armónicos se requiere mucho menos potencia, ya que el mayor requerimiento de potencia es para compensar las sub-armónicas. Sin embargo, el nivel de potencia es bajo comparado con la potencia de la parte pasiva y se logra una mejora importante en el *THD* no característico. También se propone que, para reducir el requerimiento de potencia de la parte activa, se debe conectar a un filtro pasivo de mayor potencia y sintonizado a una frecuencia cercana a las que se pretende compensar, de esta forma se evita que el requerimiento de voltaje en la parte activa aumente excesivamente y por ende, se requiera una mayor potencia en el convertidor. Los resultados obtenidos son a través de simulación, no se incluyen resultados experimentales que validen el esquema propuesto. De lo descrito en esta memoria de título se extrae las bases de diseño del filtro activo, en relación a la potencia aparente requerida por la parte activa.

- D. Rivas, L. Morán, J. Dixon, J. Espinoza. “Improving Passive Filter Compensation Performance With Active Techniques” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2003, Volume 50 pp. 161-170.

Se presenta el análisis de una topología de filtro híbrido compuesto de una etapa pasiva y activa conectadas en serie, ya que si bien los filtros pasivos son una buena alternativa de compensación de reactivos y corrientes armónicas, poseen aspectos críticos como no poder cambiar su característica de compensación dinámicamente y una posible resonancia en serie con el sistema de potencia. Se realizan simulaciones en un sistema con carga no lineal -rectificador/celdas electrolíticas- y se exhiben resultados experimentales de un prototipo de laboratorio, obteniéndose que la incorporación del filtro activo ofrece una mayor flexibilidad en las características de compensación y se concluye que una elevada ganancia del filtro activo mejora efectivamente la compensación, independiente del desempeño del filtro pasivo. En este trabajo se recomienda para

una aplicación de este tipo una ganancia del filtro activo mayor a 15, esto último se comprueba con los resultados experimentales obtenidos en la presente tesis.

- C. Mardones. “*Medición en línea de componentes sub-armónicos e inter-armónicos bajo 100 Hz*”, Informe de Tesis de Magíster, Departamento de Ingeniería Eléctrica, Universidad de Concepción, Mayo 2016.

Este trabajo propone el uso de un algoritmo basado en la transformada de Fourier, junto a la aplicación de funciones ventana, que permiten atenuar los efectos adversos encontrados en el uso directo de la DFT. El objetivo del algoritmo propuesto es obtener en línea los componentes inter-armónicos cercanos a la componente fundamental en la corriente de entrada de un cicloconvertor, para generar la señal de referencia de un filtro activo. A partir del trabajo desarrollado en esta tesis, se obtiene el algoritmo de detección armónica implementado en el control del filtro activo, usado para obtener los resultados experimentales en la presente tesis.

- M. Loskarn, K. Tost, C. Unger, R. Witzmann. “Mitigation of Interharmonics due to Large Cycloconverter-Fed Mill Drives” *IEEE 8th International Conference on Harmonics and Quality of Power*, Athens, Greece, 1998, pp. 122-126.

En este trabajo se presenta un análisis de las corrientes de entrada de un cicloconvertor especialmente la presencia de componentes inter armónicas. Se muestra el ejemplo de un banco de filtros pasivos para un cicloconvertor de 18 MVA, donde se tiene uno de los filtros sintonizado a la inter-armónica de 80 Hz para reducir la primera banda lateral de la componente fundamental, la cual contiene la inter armónica de mayor amplitud. Sin embargo, se comenta que esta solución es válida sólo para bajos rangos de velocidad debido al limitado ancho de banda del filtro; además debido al uso de un condensador extra para reducir las pérdidas a frecuencia fundamental, el costo del filtro es mucho mayor al de uno sintonizado a mayor frecuencia. En el documento no se muestran resultados de simulación ni de implementación experimental, pero se concluye que para evitar el uso de filtros pasivos sintonizados cercanos a la fundamental, una buena alternativa sería el uso de un filtro activo dedicado a atenuar cierta banda lateral de la fundamental, donde se debe generar un sofisticado control del filtro que sea capaz de seguir la referencia de la inter armónica a atenuar. Finalmente del documento se extrae que una topología híbrida sería recomendada por los autores.

- D. Basic, V. Ramsden, P. Muttik. “Hybrid Control System with Adaptive Filters for Selective Elimination of Harmonics and Interharmonics” *IEEE Proceedings – Electric Power Applications*, 2000, Volume 147 pp. 295-303.

En este paper se describen dos métodos de control para atenuar inter armónicas en cicloconvertidores. Se analiza el método de Detección Armónica Directa (todo el contenido armónico) y el método Selectivo de Armónicas; donde se hace uso de filtros digitales para obtener las componentes de frecuencia a mitigar. Ambos métodos son probados con simulación en un cicloconvertor trifásico de tres pulsos, donde el filtro activo es conectado en serie a filtros pasivos sintonizados a 5° , 7° y un filtro Pasa Altos. Se obtiene por simulación un mejor desempeño en atenuación inter armónica con el método selectivo de armónicas. Sin embargo, no logran buenos resultados al atenuar inter armónicas de baja frecuencia (incluyendo la sub armónica) debido a la gran impedancia que presentan los filtros pasivos a esa frecuencia, haciendo necesario generar una gran tensión en la etapa activa y saturando el inversor. Como conclusión se valida la topología híbrida con control selectivo de armónicas como una buena alternativa para compensar inter armónicas mediante el uso de un filtro activo de baja potencia. De esta publicación se extrae los inconvenientes técnicos al atenuar armónicas cercanas a la frecuencia fundamental, los cuales se consideraron al momento de diseñar el esquema propuesto en la presente tesis.

- D. Rivas, L. Morán, J. Dixon, J. Espinoza. “A Simple Control Scheme for Hybrid Active Power Filter” *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 2000, Volume 2 pp. 991-996.

Se presenta un esquema de control para la parte activa de un filtro híbrido conectado en paralelo a una carga no lineal (rectificador). En comparación a esquemas de control ya propuestos, no requiere de circuitos complejos para su implementación y presenta muy buenas características de compensación, dándole más flexibilidad al esquema de compensación pasiva. A través del estudio del circuito equivalente de la topología híbrida, se obtiene que al cambiar el valor de una ganancia, es posible compensar potencia reactiva tanto para cargas en atraso como en adelanto. Finalmente, se obtienen buenos resultados en la simulación e implementación -disminuyendo el THD en la corriente de línea de un 14.4% (compensación pasiva) a un 4.04% (compensación híbrida)-, los cuales concuerdan con el estudio analítico, probando así la validez y factibilidad del esquema propuesto. Si bien la carga compensada en esta publicación es un rectificador, el esquema de control

propuesto es tomado como base para la implementación del control del esquema híbrido propuesto en esta tesis.

- A. Gliglor. “Design and Simulation of a Shunt Active Filter in Application for Control of Harmonic Levels” *Acta Universitatis Sapientiae Electrical and Mechanical Engineering*, 2009, pp. 53-63.

El objetivo de este trabajo es describir la estructura y diseño de un filtro activo shunt, presentando a este tipo de filtro como una buena alternativa para controlar los niveles de armónicas en instalaciones industriales y así reducir los costos asociados a su circulación en la red eléctrica. Se presentan los conceptos teóricos en los cuales se basa la operación del filtro activo y se desarrolla un modelo en Matlab-Simulink para validar su desempeño a través de simulación, contrastando resultados en el *THD* de la corriente una vez habilitado el filtro en una carga no lineal.

- J. Pontt, J. Rodríguez, W. Valderrama, G. Sepúlveda, G. Alzamora. “Resonance effects, power quality and reliability issues of high-power converters-fed drives employed in modern SAG circuits” *Minerals Engineering*, 2004, Volume 17 pp. 1125-1134.

Este documento describe la importancia del diseño y confiabilidad en la operación de los cicloconvertidores usados para alimentar molinos SAG y de bolas en la gran minería, para lograr obtener mejoras en temas como rendimiento, factor de potencia, calidad de energía y compatibilidad con la operación de filtros armónicos y otros equipos eléctricos. Se analiza el diseño y operación de filtros pasivos en una planta de molienda moderna con 4 molinos del orden de los 20 MW. Se propone un esquema compuesto por filtros pasa altos y tipo C para mitigar las distorsiones en el voltaje por resonancias en el sistema, haciendo ver que esto último no es sencillo debido a que no se tiene siempre las mismas inter armónicas por la característica de operación a velocidad variable del accionamiento. Por otra parte, debido al consumo de potencia reactiva que se tiene a la entrada, se propone una relación simple para el diseño y modelamiento en el control de reactivos, donde se establece que el factor de potencia depende directamente de la velocidad. La relación propuesta resulta útil para calcular los requerimientos de potencia reactiva a compensar, siempre con el fin de disminuir costos de operación en tema de eficiencia energética. Lo descrito en esta publicación,

sirve para dar contexto al tema a tratar en la presente tesis, indicando las características de operación y diseño de los actuales accionamientos con cicloconvertidores.

iii) Normas vigentes

- “*IEEE Guide for Application and Specification of Harmonic Filters*”, IEEE Std. 1531-2003, 2003.

Este estándar del IEEE entrega una guía sobre la especificación de componentes, protección y control de filtros pasivos paralelos. Se hace referencia a los requerimientos de potencia reactiva aportada por los filtros en base a no producir cambios mayores a un 2% o 3% en el voltaje del sistema. Con respecto a la mitigación de armónicos se detalla que esta debe adecuarse tanto a las limitantes del sistema –según estándar IEEE 519-1992 - como a las limitantes de los equipos para operar con cierto contenido armónico. Se describen las ventajas/desventajas de ubicar el filtro en el PCC (mejor opción para mejorar el factor de potencia de la planta) o en paralelo a cada carga (mayor efectividad en la mitigación de armónicas). Respecto a la presencia de armónicas e inter armónicas, la norma dice que el diseño de los filtros debe adaptarse a ambas para controlar la resonancia paralela y así evitar una amplificación excesiva de armónicas. Finalmente, se detalla un procedimiento para el cálculo de los componentes del filtro y cómo su sintonización se ve afectada por la tolerancia en el valor de las capacitancias e inductancias.

- “*IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems*”, IEEE Std. 519-2014, 2014.

Este estándar presenta cambios respecto a la versión del año 1992. La nueva versión muestra nuevas definiciones, métodos y recomendaciones para el control armónico en sistemas eléctricos. Con respecto a las corrientes inter armónicas el estándar del año 1992 no las menciona ni recomienda límites en su magnitud. Uno de los cambios que se puede apreciar en la versión del 2014, es que se agrega que para el caso de corrientes inter armónicas, son los propios usuarios los que deben limitar estas componentes a niveles suficientemente bajos como para no producir efectos no deseados en el sistema eléctrico y en los equipos conectados. Por lo que se continúa sin establecer límites claros sobre corrientes inter armónicas, y su control queda totalmente a

consideración del usuario. Sin embargo, la versión 2014 incluye un anexo denominado “*Interharmonic voltage limits based on flicker*”, donde dependiendo del nivel de voltaje del sistema se entregan claros límites de voltajes inter armónicos en el PCC. Así, teniendo los límites en voltaje es posible derivar los de corrientes, ya que el grado de distorsión en voltaje depende de la magnitud de las corrientes y de la impedancia del sistema a esa frecuencia. El mismo estándar aclara que estos límites inter armónicos son basados solamente en relación al flicker y no en posibles efectos que se pueden causar en sistemas mecánicos, transformadores y filtros.

1.2.3 Discusión Bibliográfica

Uno de los problemas asociados al uso de cicloconvertidores de gran potencia en procesos industriales, es poder mantener los límites exigidos de potencia reactiva y contenido armónico en el punto de conexión del cliente con el sistema eléctrico. Estos límites se rigen por normativas y están relacionados con el nivel de tensión y corriente de cortocircuito/demanda máxima respectivamente.

La solución más común para compensar potencia reactiva y las corrientes armónicas, es con el uso de filtros pasivos, los cuales serán tratados brevemente en este trabajo debido a su amplio desarrollo y publicaciones previas. Al respecto se tienen los trabajos de Albistur [7] y Vallebuona [8], quienes proponen un procedimiento de cálculo, diseño y establecer ventajas y desventajas entre los diferentes tipos de filtros pasivos. Otros trabajos, como los desarrollados en [9] y [10], hacen énfasis en la significativa inyección de inter armónicas en el sistema eléctrico de parte de cicloconvertidores, donde los autores validan su hipótesis con simulaciones, pero no describen exhaustivamente cómo se originan estas armónicas.

Respecto al análisis teórico de cicloconvertidores, se tiene lo desarrollado en los libros de Pelly [11] y McMurray [12], donde es posible entender el funcionamiento de estos convertidores, tanto en aspectos como topología, control y distorsión armónica. Si bien en estos libros se entrega información y un desarrollo de las armónicas que se generan en la corriente de entrada, no se da mayor énfasis en las sub e inter armónicas. Sobre este tema incluso el mismo IEEE en su estándar 519 [5] se refiere a la corriente de entrada de un cicloconvertor como algo extremadamente complejo de desarrollar. Por esta razón, el primer objetivo de la presente investigación fue ampliar dicho estudio para poder determinar de forma analítica, usando las funciones de switching, el por qué la existencia de esas armónicas no características y de qué factores dependen.

El estudio de un filtro híbrido para la compensación de reactivos y armónicas está documentado en distintas publicaciones. Rivas *et al.* [13] (2003) presentan el análisis de una topología híbrida aplicada a una carga compuesta por rectificadores, por lo que se tienen armónicas con una clara diferencia de frecuencia entre ellas y alejadas de la componente fundamental, con esto el método de generación de referencia en el control es relativamente sencillo, no así para el caso de las sub e inter armónicas generadas por un cicloconvertor. Aravena [2] y Hernández [14] exponen trabajos con respecto al filtro híbrido en cicloconvertores, pero no entran en mayor detalle en lo relacionado con el control de la parte activa en la detección de las inter armónicas a atenuar, además de no mostrar resultados experimentales que validen el esquema propuesto. Sin embargo, Mardones [6] propone un algoritmo de detección armónica capaz de generar de forma correcta una señal de referencia considerando los términos sub e inter armónicos.

Por otra parte Basic *et al.* [15] proponen un filtro híbrido con un sistema de seguimiento de inter armónicas mediante filtros digitales. Este esquema les entrega buenos resultados atenuando inter armónicas de mayor frecuencia, pero no logran tener un buen desempeño en la atenuación de la sub e inter armónica de más baja frecuencia, esto último debido a que la conexión de la etapa activa se encuentra en un banco de filtros pasivos que presentan una alta impedancia a baja frecuencia haciendo que el inversor se sature.

Uno de los objetivos de la presente investigación, fue estudiar el problema de la optimización con base en la frecuencia de sintonización y potencia reactiva del filtro pasivo conectado en serie al convertidor.

Las técnicas de compensación tanto pasiva como híbrida para cicloconvertores de potencia están bien desarrolladas en los trabajos anteriormente mencionados, sin embargo, no existe un trabajo que entregue un completo análisis en cuanto a las características de especificación técnica y de diseño del filtro activo para atenuar la sub e inter armónica de menor frecuencia. Es por esto que la presente investigación se basa en implementar la topología híbrida para validar experimentalmente su uso en la atenuación de la sub e inter armónicas cercanas a la frecuencia fundamental.

1.3. Hipótesis de Trabajo

- La combinación de los filtros pasivos y un filtro activo shunt mejora en la atenuación de las componentes de corriente sub e inter armónica de mayor amplitud generadas por cicloconvertidores, que se encuentran cercanas a la frecuencia fundamental (bajo 100Hz).
- La topología híbrida tiene la capacidad de mejorar el desempeño de compensación de los filtros pasivos en una planta industrial. Los requerimientos de la etapa activa se pueden reducir a través de restricciones de compensación.
- Es posible validar el esquema propuesto con un prototipo experimental de laboratorio, disminuyendo el THD_{total} en la corriente de entrada de un cicloconvertidor.

1.4. Objetivos

1.4.1 Objetivo General

Proponer y validar experimentalmente un procedimiento de diseño de un filtro híbrido shunt para compensación de las corrientes de entrada de un cicloconvertidor de alta potencia, demostrando su efectividad en la compensación de potencia reactiva y corrientes armónicas características (parte pasiva) como en la detección y atenuación de sub e inter armónicas de corriente cercanas a la componente fundamental (parte activa).

1.4.2 Objetivos Específicos

- Implementar un modelo de cicloconvertidor sin corriente circulante, que corresponde a la topología usada en aplicaciones de molienda, para determinar los requerimientos de compensación de potencia reactiva y de corrientes armónicas.
- Analizar la corriente de entrada del cicloconvertidor y estudiar la generación de sub e inter armónicas, calcular su amplitud e identificar de qué depende.
- Estudiar los principios de operación y la capacidad de compensación del filtro híbrido paralelo, y cómo su desempeño se ve afectado por las características del filtro pasivo al cual se conecta.
- Diseñar e implementar un prototipo de laboratorio para validar experimentalmente el esquema de compensación propuesto.

1.5. Alcances y Limitaciones

El tema desarrollado tiene por alcance establecer las características de especificación técnica y de diseño del filtro activo en conexión híbrida para atenuar sub e inter armónicas de corriente en un cicloconvertor, de forma de validar el esquema de compensación propuesto. El estudio previo a la implementación está limitado a simulaciones en el software Matlab/Simulink R2014b. Para el estudio se considera un sistema con un cicloconvertor de topología 6 pulsos sin corriente circulante, energizado con tensión trifásica balanceada de frecuencia constante 50 [Hz] y un transformador primario por cada fase. La validación del esquema propuesto se realiza en un prototipo de laboratorio de 10 [kVA]. El filtro activo, se implementó con un inversor del tipo VSI con modulación PWM, operado a una frecuencia de conmutación de 2 [kHz] controlado desde un computador OPAL-RT que ejecuta en tiempo real el algoritmo de detección de armónicas basado en la DFT con interpolación (IpDFT).



1.6. Metodología

La metodología a seguir para el desarrollo de este trabajo de tesis:

- Recopilar información bibliográfica de las publicaciones y documentos relacionados al tema de esta tesis. Realizar un estudio de las características de operación de los cicloconvertores, en específico sobre la generación de sub e inter armónicas en la corriente de entrada.
- Identificar los modelos de cicloconvertor y esquema híbrido propuesto, que permita el desarrollo en herramientas computacionales, para lo cual se empleará el software Matlab y/o Simulink.
- Desarrollar un prototipo experimental con un sistema de control que ejecute en tiempo real el algoritmo de detección armónica necesario para el control del filtro propuesto.
- Realizar pruebas en un prototipo experimental de 10 kVA, para validar el correcto funcionamiento del filtro híbrido shunt propuesto en la atenuación de sub e inter armónicas de corriente bajo los 100 Hz.

Capítulo 2. Generación Armónica de Cicloconvertidores

2.1 Introducción

Un cicloconvertor es un equipo que convierte tensión de una frecuencia constante en su entrada a tensión de frecuencia más baja y variable en su salida, mediante un proceso de conversión de solo una etapa, es decir, sin almacenador de energía en su enlace dc. Si bien el principio de operación del cicloconvertor fue patentado en 1926, su uso práctico y comercial prosperó en la década del 70 [2], con la invención de tiristores y el desarrollo de los microprocesadores necesarios para su control. Hoy en día, estos convertidores estáticos son ampliamente usados en aplicaciones de gran potencia, como molinos, trenes de laminación, correas transportadoras y hélices propulsoras de grandes embarcaciones.

2.2 Operación y Topología

Para lograr la conversión directa de frecuencia AC/AC, se utilizan dos rectificadores controlados en conexión antiparalelo. Con el control del ángulo de disparo de los tiristores es posible variar la frecuencia y amplitud deseada del voltaje de salida. De esta forma, el voltaje de salida está compuesto de sucesivos segmentos de las tensiones de entrada de la red, las cuales tienen una mayor frecuencia.

Debido a su característica constructiva (figura 2.1) y de operación, el cicloconvertor es un convertidor con la capacidad de permitir el flujo de potencia en ambas direcciones, pudiendo así operar cargas con cualquier factor de potencia.

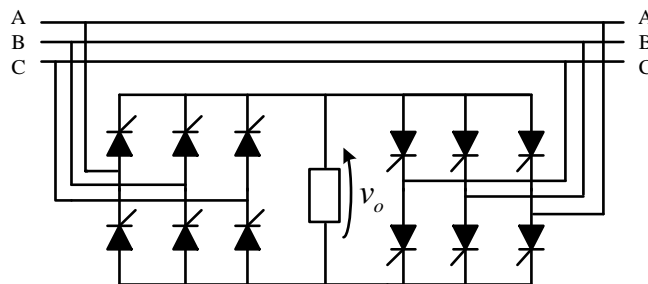


Fig. 2.1 Topología cicloconvertor con salida monofásica

Fuente: Elaboración propia.

El control del ángulo de disparo de los tiristores se realiza con una señal de referencia sinusoidal para operación del cicloconvertor en modo sin corriente circulante. En primer lugar, se detecta la dirección de la corriente de carga para de esta forma habilitar/bloquear los convertidores positivo o negativo según corresponda. Este resultado habilita los pulsos de disparo de uno de los convertidores, que se generan utilizando un método de sincronización el cual sigue a la función de modulación. La lógica de cómo opera el control se describe con el esquema mostrado en la figura 2.2.

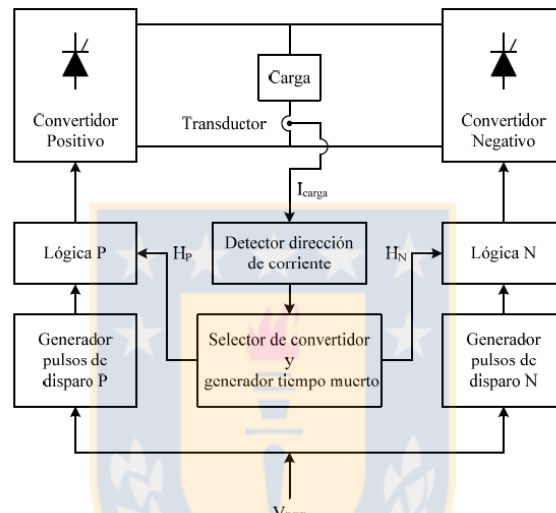


Fig. 2.2 Esquema del control en modo sin corriente circulante

Fuente: Elaboración propia.

Los cicloconvertores han sido usados en la mayoría de las aplicaciones donde la conversión de la frecuencia de alimentación es deseada. Desde el aspecto de la conversión de frecuencia, los cicloconvertores pueden ser clasificados de acuerdo a si la frecuencia de entrada o salida es variable o constante. En el caso de molinos usados en la minería, se tiene una frecuencia de entrada constante y se requiere una frecuencia de salida ajustable, para que el motor que impulsa el molino pueda rotar a una baja velocidad, en un rango de 3 a 10 rpm.

En el caso de un cicloconvertor, como el usado en aplicaciones de molienda de gran potencia, la topología que se utiliza es una de 12 pulsos sin corriente circulante, donde se tiene un transformador primario por cada fase y la carga en conexión estrella con neutro aislado, tal como se muestra en la figura 2.3.

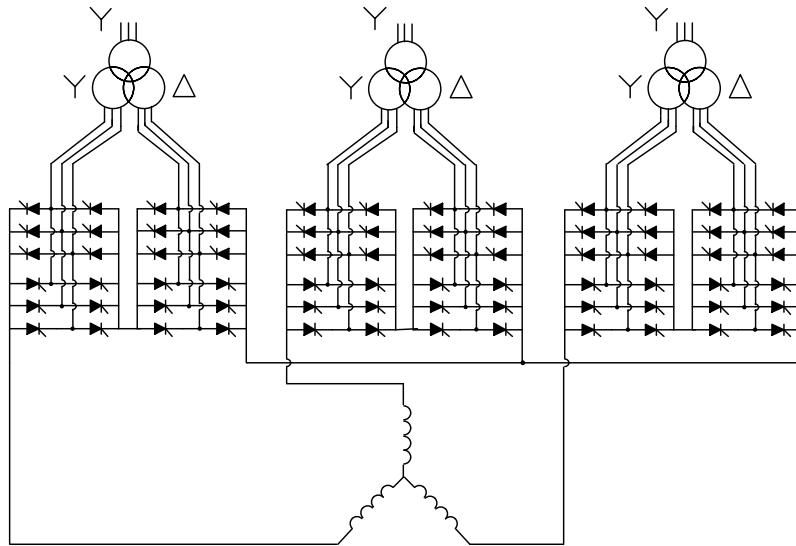


Fig. 2.3 Topología cicloconvertor trifásico de 12 pulsos

Fuente: Elaboración propia.

2.3 Análisis de la Corriente de Entrada

Dado que el voltaje de salida del cicloconvertor está formado por partes de las tensiones de líneas en la red, la corriente de línea que se tiene a la entrada del convertidor también se encuentra formada por parte de la corriente en la carga que circula por los tiristores que se encuentran en conducción.

En la figura 2.4, se tiene el voltaje de salida generado por un cicloconvertor con 36 tiristores de topología trifásico-trifásico. Se observa que la corriente por la línea a debido a la tensión a ($i_{a,a}$) está constituida por segmentos que se originan debido a la tensión de salida en la fase a ($v_{o,a}$). Dada la operación trifásica, la corriente total que circula por la línea a (i_a) está compuesta por la suma de las componentes de las corrientes de línea, donde se observa que esta corriente tiene términos armónicos superpuestos y su componente fundamental se encuentra en atraso con respecto al voltaje.

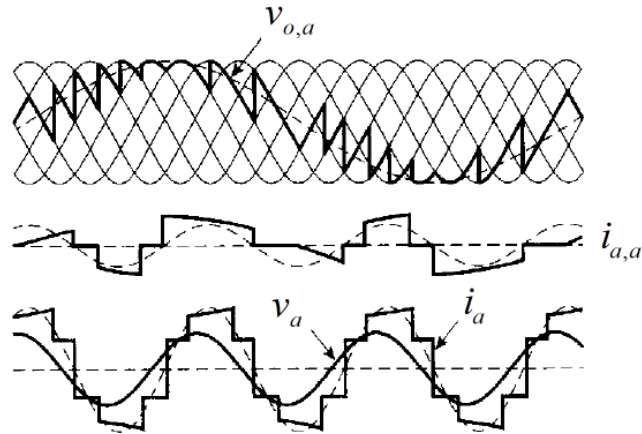


Fig. 2.4 Voltaje de salida y corriente de entrada de un cicloconversor

Fuente: Elaboración propia

Para poder deducir la forma de onda de una topología de 12 pulsos, es necesario estudiar la corriente de entrada de un convertidor de 3 pulsos con salida monofásica, ya que se ha demostrado que existe similitud en el contenido armónico de la corriente en la entrada de cicloconvertidores de diferentes números de pulsos y fases de salida [11]. Estas similitudes se deben a que la expresión de la corriente de entrada del cicloconversor con carga trifásica consiste en la suma de las corrientes debidas a cada fase por separado.

$$i_a = i_{a1} + i_{a2} + i_{a3} \quad (2.1)$$

Cada una de las componentes de la corriente de entrada i_a tienen la misma forma que la de las otras fases, la única diferencia entre ellas es que una está en términos de θ_o , y las otras dos en función $(\theta_o - 120^\circ)$ y $(\theta_o + 120^\circ)$ respectivamente.

2.3.1 Cicloconversor de 3 pulsos

Dada la naturaleza del cicloconversor, se tiene que la forma de onda de la corriente de entrada depende tanto de la corriente de salida, como de la función de conmutación de los tiristores. Debido a que el cicloconversor tiene un convertidor positivo y uno negativo, se tienen dos señales designadas $F_p(\theta_o)$ y $F_N(\theta_o)$ respectivamente. Estas señales habilitan o bloquean a los

convertidores según el estado de conducción en que se encuentren, es decir, pueden tomar los valores instantáneos de 1 o 0 según corresponda (ver Fig. 2.5).

$$\begin{array}{l} \text{Convertidor P en conducción} \\ \text{(Convertidor N bloqueado)} \end{array} \Rightarrow F_P(\theta_o) = 1 \quad \text{y} \quad F_N(\theta_o) = 0$$

$$\begin{array}{l} \text{Convertidor N en conducción} \\ \text{(Convertidor P bloqueado)} \end{array} \Rightarrow F_P(\theta_o) = 0 \quad \text{y} \quad F_N(\theta_o) = 1$$

Estas funciones, dependen tanto de θ_o como de ϕ_o y se representan a través de las siguientes expresiones:

$$\begin{aligned} F_P(\theta_o) &= \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \left(\sum_{n \text{ impar}} \frac{1}{n} \cdot \sin n(\theta_o + \phi_o) \right) \\ F_N(\theta_o) &= \frac{1}{2} - \frac{2}{\pi} \left(\sum_{n \text{ impar}} \frac{1}{n} \sin n(\theta_o + \phi_o) \right) \end{aligned} \quad (2.2)$$

donde,

ϕ_o : desfase entre el voltaje y la corriente en la salida del cicloconvertor.

θ_o : fase de salida del cicloconvertor, igual a $2\pi f_o t$.

En la figura 2.5 se muestran las formas de onda de las funciones de bloqueo de los convertidores, en función de la corriente de salida del cicloconvertor. Se observa que cuando el convertidor positivo está habilitado ($F_P(\theta_o)=1$) el convertidor negativo está deshabilitado ($F_N(\theta_o)=0$), y viceversa.

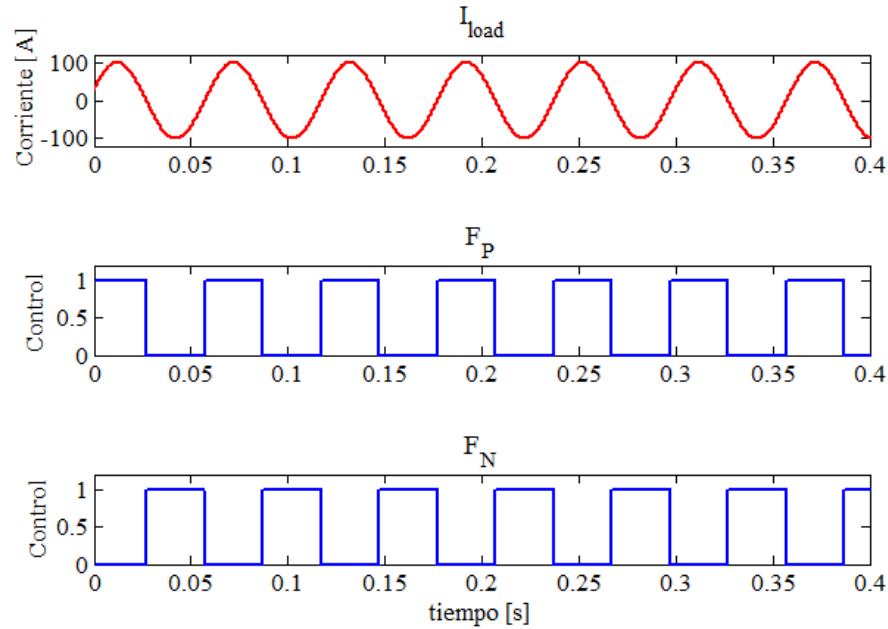


Fig. 2.5 Corriente de salida y funciones de bloqueo del cicloconversor

Fuente: Elaboración propia.

El método utilizado para controlar el cicloconversor es el control sinusoidal con inyección de tercera armónica, en el cual la señal moduladora es la indicada en la expresión (2.3).

$$f(\theta_o) = r \left(\sin \theta_o + \frac{1}{6} \sin 3\theta_o \right) \quad (2.3)$$

donde,

r : índice de modulación.

De esta forma, una vez conocidas las funciones de bloqueo del cicloconversor y la señal moduladora del ángulo de disparo, se definen las funciones de conmutación de los tiristores en relación al ángulo de disparo (α).

$$F_1(\theta_i - \alpha) = \frac{1}{3} + \frac{\sqrt{3}}{\pi} \left[\sin(\theta_i - \alpha) - \frac{1}{2} \cos 2(\theta_i - \alpha) - \frac{1}{4} \cos 4(\theta_i - \alpha) - \frac{1}{5} \sin 5(\theta_i - \alpha) - \frac{1}{7} \sin 7(\theta_i - \alpha) + \frac{1}{8} \cos 8(\theta_i - \alpha) + \frac{1}{10} \cos 10(\theta_i - \alpha) + \dots \right] \quad (2.4)$$

La ecuación (2.4) representa la función de conmutación asociada al tiristor 1 para un valor de α arbitrario, toma el valor 1 cuando el tiristor se encuentra encendido y tiene un ancho de pulso de

120° si α es constante. Para el caso de estudio, se tiene que el ángulo de disparo del cicloconvertor está dado por $\mp \frac{\pi}{2} \pm f(\theta_o)$, luego la función de switching del tiristor 1 en los convertidores positivo y negativo son de la forma $F_1\left(\theta_i \mp \frac{\pi}{2} \pm f(\theta_o)\right)$, y gráficamente tiene la forma mostrada en la figura 2.6.

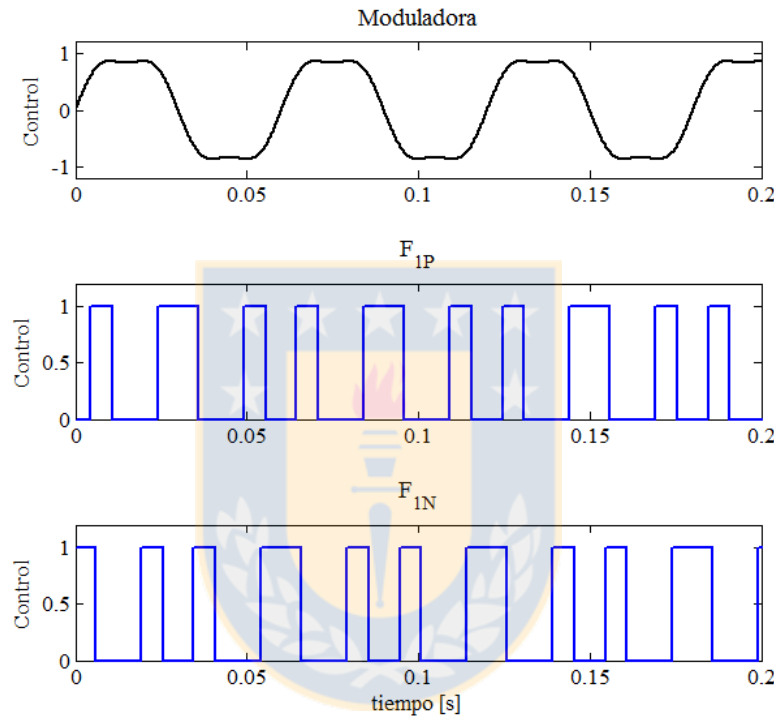


Fig. 2.6 Señal moduladora y funciones de switching

Fuente: Elaboración propia.

Así, ya definidas las señales asociadas a la conmutación de los tiristores, es posible definir la corriente de entrada de un cicloconvertor de 3 pulsos con salida monofásica -mostrado en la figura 2.1- , mediante la expresión indicada en (2.5).

$$\begin{aligned}
 i_A = & \widehat{I}_o \sin(\theta_o + \phi_o) \cdot F_1\left(\theta_i - \frac{\pi}{2} + f(\theta_o)\right) \cdot F_P(\theta_o) \\
 & + \widehat{I}_o \sin(\theta_o + \phi_o) \cdot F_1\left(\theta_i + \frac{\pi}{2} - f(\theta_o)\right) \cdot F_N(\theta_o)
 \end{aligned} \tag{2.5}$$

Las formas de onda con las cuales se compone la corriente de entrada del convertidor, se ilustran en la figura 2.7, donde se observa que debido a su forma, la señal de corriente posee un alto contenido armónico.

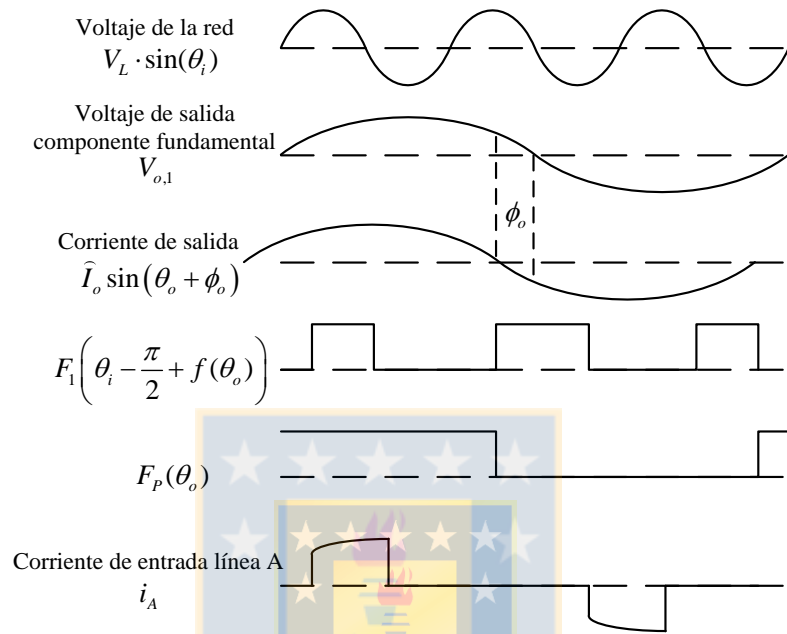


Fig. 2.7 Formas de onda de las señales para obtener la corriente de entrada de un cicloconvertidor de 3 pulsos con carga monofásica

Fuente: Elaboración propia.

Al obtener la corriente de entrada en Matlab, con el previo desarrollo de las señales de conmutación del cicloconvertidor y considerando una frecuencia de salida f_o de $50/3$ [Hz], se obtienen las figuras 2.8 y 2.9.

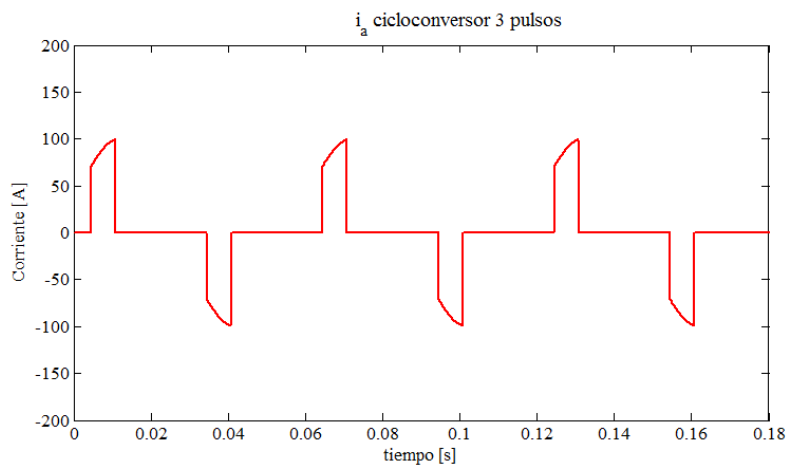


Fig. 2.8 Corriente de entrada del cicloconvertidor de 3 pulsos

Fuente: Elaboración propia.

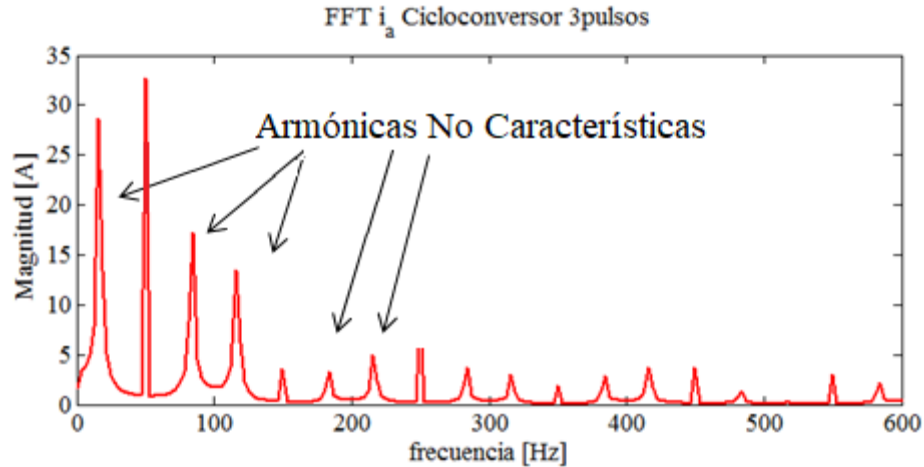


Fig. 2.9 Espectro armónico de la corriente de entrada del cicloconvertor de 3 pulsos $THD_{Total}=72.5\%$

Fuente: Elaboración propia.

De la forma de onda en la Fig. 2.8, es posible observar que la corriente inyectada a la red por el cicloconvertor de tres pulsos tiene un alto contenido armónico, tal como se muestra en la Fig. 2.9. Del espectro en frecuencia se obtiene un contenido armónico importante compuesto por armónicas no características, como sub e inter-armónicas que no son múltiplo entero de la fundamental. En el espectro se tienen cuatro armónicas dominantes en $16.\bar{6}$, 50 , 84 y $116.\bar{6}$ [Hz] que corresponden a la frecuencia de salida del cicloconvertor (f_o), la frecuencia de la red (f_{red}), la frecuencia $f_{red} + 2 \cdot f_o$ y $f_{red} + 4 \cdot f_o$ respectivamente. De esto último, se tiene que las frecuencias armónicas de la corriente de entrada son función de la frecuencia de operación de la carga.

En general, para un cicloconvertor de 3 pulsos con carga monofásica, las armónicas que aparecen en la corriente de entrada están definidas por la expresión (2.6) y sus amplitudes son elevadas debido al bajo número de pulsos.

$$f_H = |(6p \pm 1) \cdot f_{red} \pm 2n \cdot f_o| \quad (2.6)$$

donde,

p y n : números enteros desde cero a infinito: $0, 1, 2, 3, \dots$

En el análisis desarrollado en [11] de la corriente de entrada del cicloconvertor, se establece que la amplitud de cada componente armónica no depende de su frecuencia, si no es función del voltaje de salida y el ángulo de desplazamiento de la carga. Además, se deriva una expresión general

de la corriente de entrada en función de los números de pulsos de la topología, concluyéndose que para un voltaje de salida y ángulo de desplazamiento de carga establecidos, las componentes armónicas tienen siempre la misma amplitud relativa, independiente del número de pulsos o las cantidad de fases a la salida (carga monofásica o trifásica).

2.3.2 Cicloconvertor de 12 pulsos

Una vez obtenida la expresión para la corriente de entrada de un cicloconvertor de 3 pulsos con carga monofásica, es posible deducir las expresiones para cicloconvertores con diferentes números de pulsos y fases de salida. Los pasos a seguir para obtener la expresión de una topología de 12 pulsos con salida trifásica son los siguientes:

- Obtener expresión para 6 pulsos con salida monofásica a partir de la expresión de 3 pulsos con salida monofásica.
- Obtener expresión para 12 pulsos con salida monofásica a partir de la expresión de 6 pulsos con salida monofásica.
- Obtener expresión para 12 pulsos con salida trifásica a partir de la expresión de 12 pulsos con salida monofásica.

Para una topología de 6 pulsos, la corriente de entrada está dada por la expresión (2.7).

$$i_{A,6p} \angle 0 = \frac{1}{2} \left[i_{A,3p} \angle 0 - i_{A,3p} \angle \pi \right] \quad (2.7)$$

Luego, se tiene la expresión (2.8) para el caso de 12 pulsos con salida monofásica.

$$i_{A,12p} \angle 0 = \frac{1}{2} \left[i_{A,6p} \angle 0 + \frac{i_{A,6p}}{\sqrt{3}} \angle \frac{\pi}{6} + \frac{i_{A,6p}}{\sqrt{3}} \angle -\frac{\pi}{6} \right] \quad (2.8)$$

De esta última expresión es posible obtener la referida a una topología de 12 pulsos con carga trifásica. Para esto se deben aplicar las siguientes reglas a la expresión (2.8).

- La amplitud de los términos en los que no aparece θ_o deben ser multiplicados por 3.

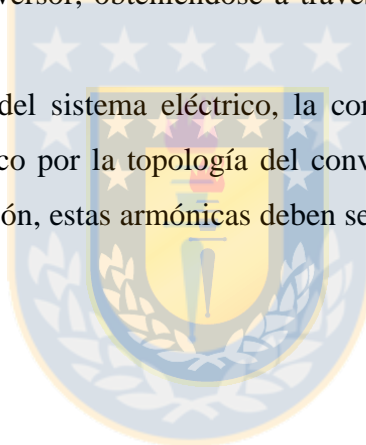
- La amplitud de todos los términos armónicos que contienen múltiplos enteros de $3\theta_o$ deben ser multiplicados por 3.
- Todos los demás términos armónicos desaparecen.

2.4 Comentarios y Conclusiones

En este capítulo se presentó un breve análisis de la corriente de entrada de un cicloconvertor de 3 pulsos con salida monofásica. Se derivó la función de conmutación del convertidor a partir de las funciones de bloqueo y la señal moduladora, obteniéndose la expresión de la corriente de entrada en función de los parámetros de operación del cicloconvertor.

Una vez desarrolladas las expresiones, se mostró gráficamente las señales que originan la corriente de entrada del cicloconvertor, obteniéndose a través de software la forma de onda de la corriente.

Desde el punto de vista del sistema eléctrico, la corriente de entrada del cicloconvertor presenta contenido armónico típico por la topología del convertidor y componentes armónicas no características debido a su operación, estas armónicas deben ser consideradas al momento de diseñar un esquema de compensación.



Capítulo 3. Filtro Híbrido Paralelo

3.1 Introducción

El aumento de cargas no lineales trae problemas que deben ser resueltos. Estos problemas están relacionados con la distorsión de corriente, tensión y pérdida de eficiencia. Es por esto, que los principales requerimientos de compensación en sistemas industriales, son la atenuación de corrientes armónicas y la compensación de potencia reactiva para corregir factor de potencia y mejorar la regulación de tensión. Para corregir el factor de potencia y reducir el contenido armónico en la corriente de entrada de los cicloconvertidores se usan filtros pasivos sintonizados a la frecuencia de las corrientes armónicas dominantes. Sin embargo, este esquema no posee un control dinámico y produce la amplificación de corrientes armónicas de baja frecuencia. Para lograr un mejor desempeño y poder tener un control dinámico en la compensación, los filtros activos son una alternativa que puede cumplir dicha función. Sin embargo, la instalación de un filtro activo de alta potencia implica dificultades en su construcción y sus costos son altos. Para poder reducir la potencia de los filtros activos se han propuesto topologías híbridas, que utilizan una combinación de ambos esquemas, logrando así reducir la potencia de la parte activa y generar una mejora significativa en las características de compensación de los filtros pasivos.

La configuración del filtro híbrido propuesto en este trabajo se muestra en la figura 3.1, y consta de un esquema conectado en paralelo a la carga y compuesto por un filtro activo en serie al filtro pasivo. Debido a que la parte pasiva cumple en general bien su función de compensar potencia reactiva y la parte activa tiene un mayor costo de compensación por kVAr, en esta tesis se parte por la premisa que el fin de esta topología es mejorar el desempeño de atenuación armónica de la parte pasiva, sin considerar la variable costo.

La principal ventaja de esta topología es la combinación de técnicas activa y pasiva, que reduce la potencia aparente requerida por el filtro activo, permitiendo el uso de inversores tipo PWM fuente de voltaje de una potencia menor al 10% de la potencia aparente en la carga. En comparación a la topología de filtro activo shunt, la topología híbrida presenta menor ripple de switching, menor variación en la tensión DC del condensador frente a cambios en la carga, y el convertidor en sí debe ser de menor potencia nominal.

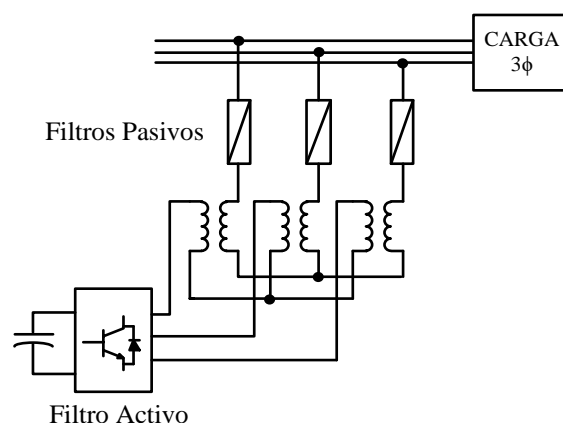


Fig. 3.1 Esquema de conexión de filtro híbrido paralelo

Fuente: Elaboración propia.

3.2 Filtros Pasivos

Los filtros pasivos se diseñan de acuerdo al espectro armónico de la carga que se desea compensar, se escogen los armónicos de mayor amplitud y se emplean distintas ramas RLC conectadas en paralelo con la carga y sintonizadas a las frecuencias de los armónicos, de forma que presenten una impedancia baja para una o más frecuencias específicas.

Una ventaja importante de este tipo de filtros, es que los condensadores que lo componen son capaces de suministrar potencia reactiva a la red, lográndose mejorar el factor de potencia de desplazamiento a frecuencia fundamental. Además, no necesitan ser tan robustos como un filtro sintonizado serie, ya que por su rama sólo circula la corriente fundamental para compensar factor de potencia y prácticamente no consume potencia activa, ya que la resistencia que posee es muy pequeña.

Existen diferentes topologías de filtros pasivos, en la figura 3.2 se muestran las más usadas en sistemas de distribución industrial. Como breve diferenciación entre el desempeño de las distintas topologías pasivas, en la misma figura se muestran las respuestas en frecuencia de filtros sintonizados a la 5° armónica, donde se observa el desempeño en la atenuación armónica. Los filtros están diseñados con una potencia de 5 [MVAR] en 23 [kV], con un factor de calidad q igual a 20 y una constante de diseño m igual 2. El parámetro m es una constante de diseño usada para el cálculo de la resistencia de amortiguación en los filtros Pasa Alto y en los filtros tipo C, sus valores típicos fluctúan entre 2 y 14. Mientras mayor sea el valor de m , aumenta el valor de la resistencia de

amortiguación y por ende disminuye la impedancia del filtro, mejorando así la atenuación armónica a la frecuencia sintonizada.

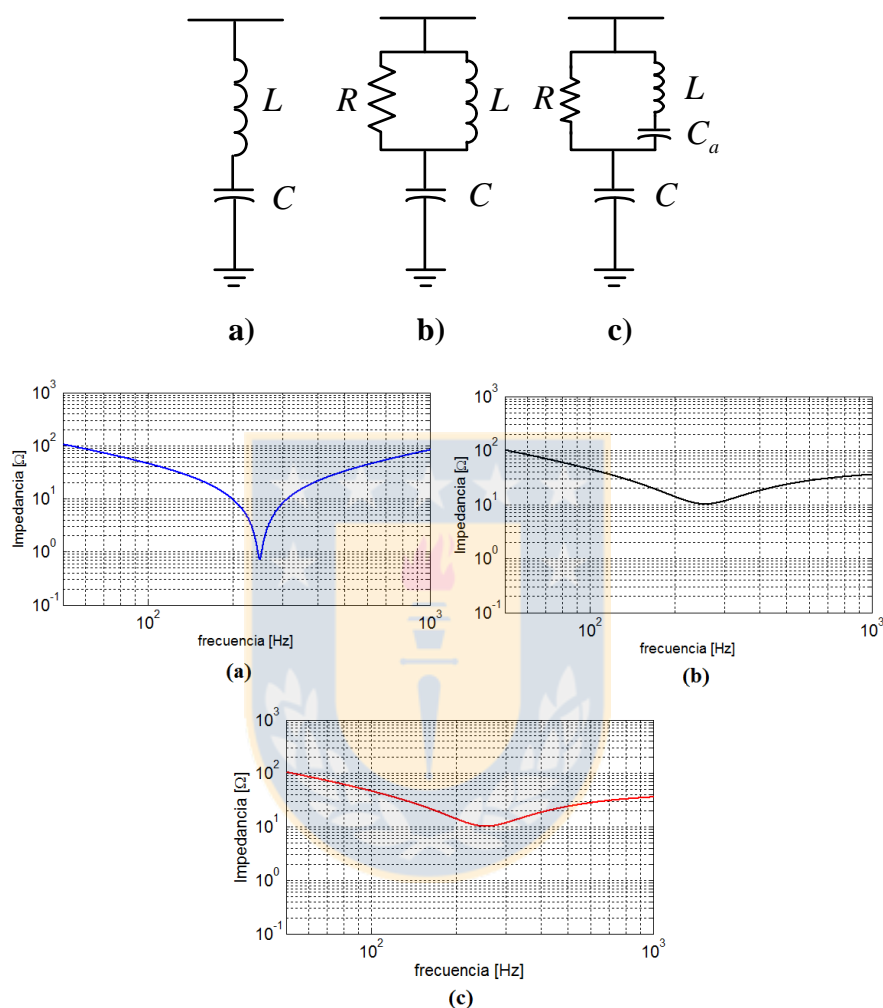


Fig. 3.2 Topologías de filtros pasivos y sus respuestas en frecuencia

a) Pasa Banda ; **b)** Pasa Alto ; **c)** Pasa Alto Tipo C

Fuente: Elaboración propia.

Los componentes de estos filtros se obtienen en función de las características de compensación deseadas, el voltaje en el punto de conexión y la frecuencia de sintonización. La elección de que topología es más adecuada depende de las respuestas en frecuencia que generan estos esquemas en el sistema. En [7] se concluyó que la topología pasa alto tipo C es la mejor opción para bajas frecuencias (menor a 150 Hz), por presentar menores pérdidas y menor corriente inrush, mientras que para frecuencias superiores a los 200 Hz se recomienda sintonizar filtros pasa altos por su menor costo y desempeño similar con respecto al tipo C.

Para determinar los parámetros de las distintas ramas de filtrado pasivo, en primer lugar se debe establecer la potencia reactiva fundamental que se quiere inyectar a cada una de las frecuencia sintonizadas, para esto se hace uso de la ecuación (3.1), donde se tiene que la potencia reactiva entregada por el filtro depende de las reactancias a frecuencia fundamental.

$$Q_{\text{filtro}} = \frac{3 \cdot V_{\text{fase}}^2}{Z_{\text{filtro}}} = \frac{3 \cdot V_{\text{fase}}^2}{X_C - X_L} \quad (3.1)$$

Luego de una manipulación algebraica, se obtienen en (3.2) los valores de la capacitancia e inductancia del filtro en función del voltaje, potencia reactiva y orden armónico h al cual se sintoniza.

$$C = \frac{(h^2 - 1) \cdot Q_{\text{filtro}}}{2\pi \cdot f_1 \cdot h^2 \cdot V_{\text{fase}}^2} \quad L = \frac{V_{\text{fase}}^2}{(h^2 - 1) \cdot 2\pi \cdot f_1 \cdot Q_{\text{filtro}}} \quad (3.2)$$

Cabe mencionar que los inductores al no ser ideales, tienen una resistencia que representa las pérdidas Joule del esquema pasivo, de forma que para modelar el filtro se utiliza una resistencia en serie al inductor (R_L) la cual queda determinada por el factor de calidad del inductor. Este factor representa la razón X/R de la bobina y se muestra en la expresión (3.3).

$$q = \frac{X_L}{R_L} = \frac{2\pi \cdot f_1 \cdot L}{R_L} \quad (3.3)$$

Mientras mayor sea el valor del factor de calidad que especifique el fabricante, menor será la resistencia del inductor. Al disminuir el valor de la resistencia parásita, disminuye la impedancia del filtro a la frecuencia de sintonización mejorando la atenuación de armónicos.

3.3 Etapa Activa y Principio de Operación

La parte activa del esquema de filtrado está compuesto por un inversor trifásico fuente de voltaje, constituido por 6 transistores IGBT y con un condensador en su barra de continua, (ver figura 3.3). Este convertidor se conecta a los filtros pasivos a través un transformador.

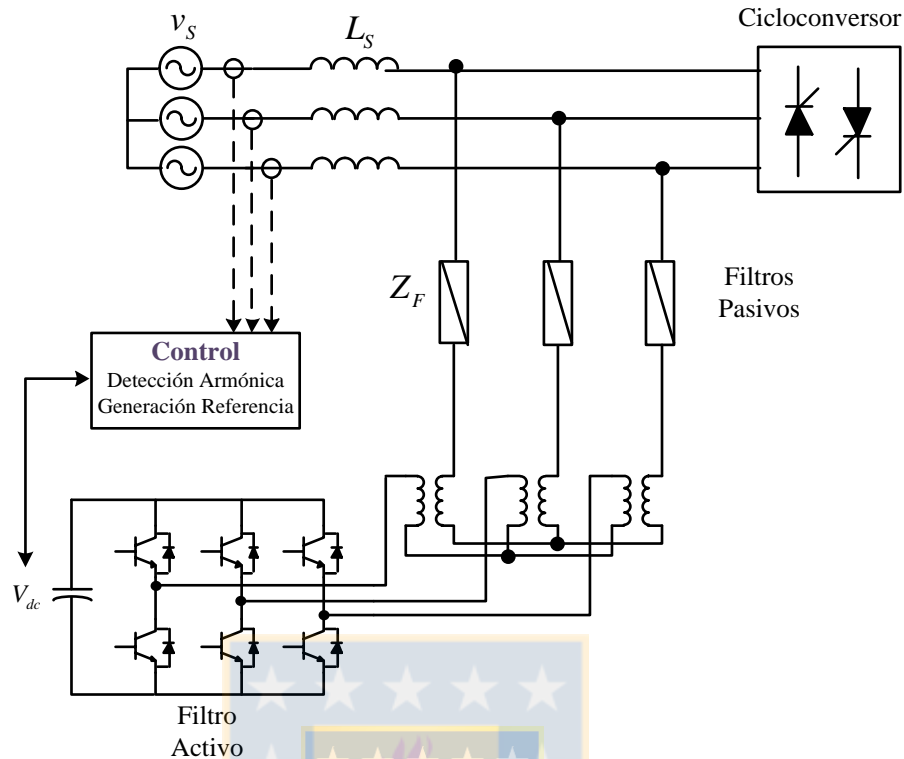


Fig. 3.3 Configuración del Filtro Híbrido Paralelo

Fuente: Elaboración propia.

El transformador que acopla ambos esquemas aísla los dos circuitos y se encarga de generar en los terminales de la bobina primaria el voltaje requerido para compensar corrientes armónicas.

Por otro lado, en la barra DC la capacitancia del condensador se selecciona para mantener la tensión con un ripple determinado, típicamente menor a 1%. Esto se debe a que las corrientes armónicas que circulan en el lado DC cargan y descargan el condensador, debido al flujo de energía oscilatorio por las pérdidas del convertidor. El valor del condensador dc (C_{dc}) se obtiene usando la ecuación (3.4), esta expresión se deriva del balance de potencia entre el lado ac y dc [16]. Con este valor de capacitancia, el condensador puede almacenar suficiente energía para alimentar la potencia instantánea requerida por el sistema sin modificar el valor del voltaje dc en más de un 1%.

$$C_{dc} = \frac{I_{conv}}{6\sqrt{2}\pi \cdot f \cdot \Delta V_{dc(pk-pk)}} \quad (3.4)$$

donde,

- I_{conv} : valor peak de la corriente en el filtro híbrido.
- f : frecuencia nominal de la red
- $\Delta V_{dc(pk-pk)}$: ripple peak to peak en el voltaje dc.

El principio básico de operación del filtro híbrido es simular una fuente de tensión en serie con la impedancia del filtro pasivo (ver figura 3.4), de esta forma el filtro activo genera un voltaje a la frecuencia deseada opuesta a la caída de tensión que se produce en esa impedancia, cortocircuitando así el filtro pasivo a la frecuencia deseada y produciendo que la corriente armónica tome esa trayectoria y no se vaya al sistema. De esta forma, la corriente armónica calculada en cada fase (i_{sh}) es amplificada por una ganancia K y usada como señal de referencia de voltaje del inversor.

$$v_{FA} = K \cdot i_{sh} \quad (3.5)$$

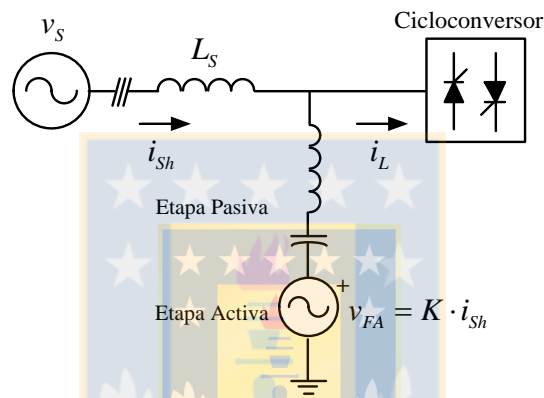


Fig. 3.4 Circuito equivalente monofásico filtro híbrido paralelo

Fuente: Elaboración propia.

De la figura 3.4 y considerando que el filtro activo es una fuente ideal controlable de voltaje (V_{FA}), la carga es una fuente de corriente (I_L), la impedancia del sistema es Z_S y la impedancia total del filtro es Z_F . Cuando el filtro activo no se encuentra conectado ($K=0$), una corriente armónica I_{Lh} es compensada por el filtro pasivo, donde las características de compensación dependen directamente de la relación entre las impedancias del sistema y el filtro pasivo. Así, la corriente armónica que circula por el sistema queda definida por la expresión (3.5).

$$I_{sh} = \frac{Z_F}{Z_S + Z_F} \cdot I_{Lh} \quad (3.5)$$

Nótese que la expresión (3.5) corresponde al divisor de corriente de la carga que circula hacia el sistema. Además, se puede observar que no se obtendría una característica de filtrado deseable en el caso que se produjese resonancia paralela entre Z_S y Z_F a una frecuencia específica

($|Z_S + Z_F| \approx 0$), causando una amplificación armónica y por lo tanto una corriente armónica mucho mayor que la de la carga fluirá por la red. Para cuantificar la incidencia del sistema en la compensación se recurre al factor de atenuación γ , que corresponde a la relación entre la corriente armónica que circula hacia el sistema y la que es inyectada por la carga, y está determinado por los parámetros del sistema y de los filtros pasivos según la expresión (3.6).

$$\gamma = \left| \frac{I_{Sh}}{I_{Lh}} \right| = \left| \frac{Z_{Fh}}{Z_{Sh} + Z_{Fh}} \right| \quad (3.6)$$

Cuando el filtro activo se encuentra conectado actuando como una fuente de voltaje contralada, cumpliendo la expresión (3.5), se tiene que el perfil de atenuación queda dado por la expresión (3.7).

$$I_{sh} = \frac{Z_F}{K + Z_S + Z_F} \cdot I_{Lh} \quad (3.7)$$

En este caso, el filtro activo fuerza a las armónicas contenidas en la señal de referencia a tomar como trayectoria el filtro pasivo, evitando que estas armónicas fluyan hacia el sistema. De esta forma, el esquema activo mejora el desempeño de atenuación del esquema pasivo y al no aplicarse voltaje fundamental para compensar reactivos se logra una gran reducción en el voltaje nominal del filtro activo.

Para evaluar el efecto del cambio de la ganancia del filtro activo en el desempeño del filtro híbrido se presenta la figura 3.5. El sistema consta de dos filtros pasivos sintonizados a las 5° y 7° armónicas y los parámetros usados son $C_5=100[\mu F]$, $L_5=4[mH]$, $C_7=50[\mu F]$, $L_7=4.1[mH]$ y $L_S=2[mH]$.

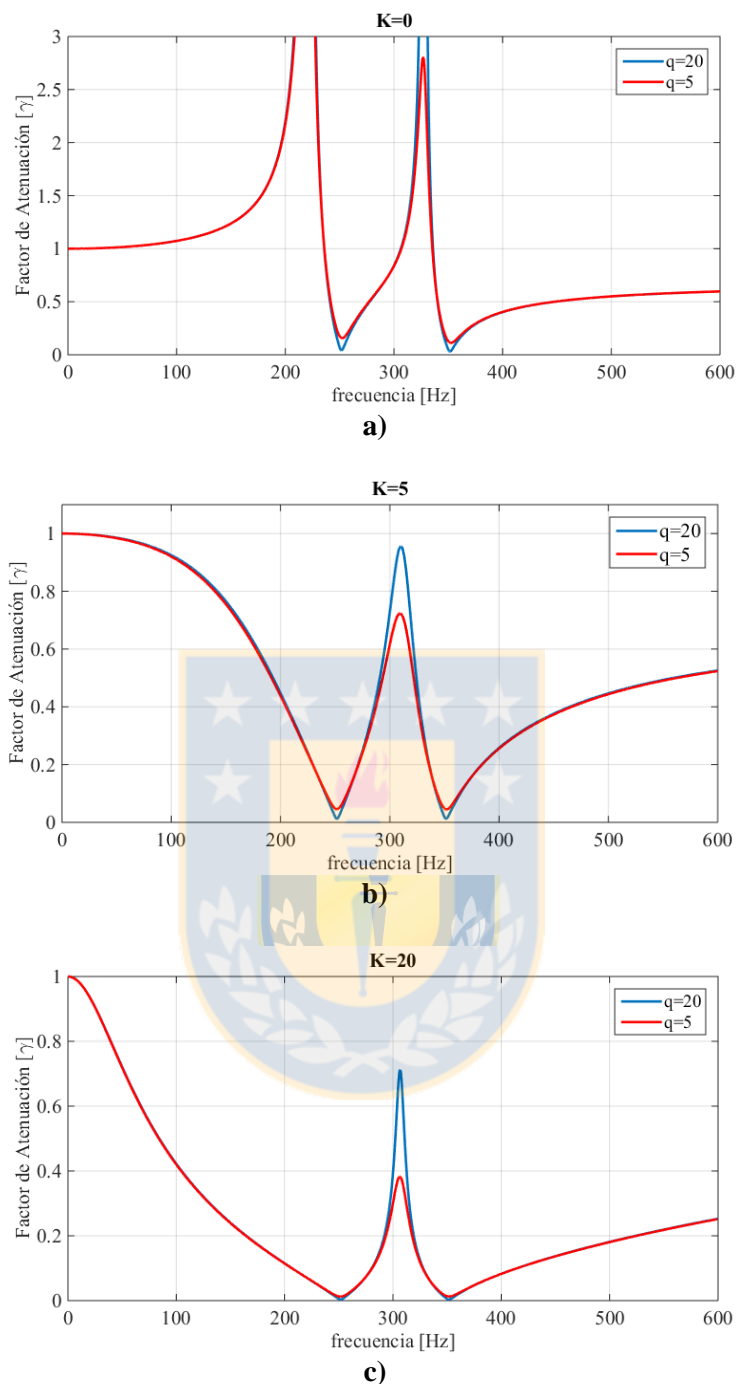


Fig. 3.5 Factor de atenuación filtro híbrido para distintas ganancias

a) Sólo Filtro Pasivos ($K=0$) ; **b)** Ganancia Filtro Activo $K=5$; **c)** Ganancia Filtro Activo $K=20$
 Fuente: Elaboración propia.

En la figura 3.5, se observa como variaciones en la ganancia K del filtro activo cambian la atenuación armónica de las corrientes de línea. En el primer caso (Fig. 3.5.a) se tiene que $K=0$, lo que es equivalente a no tener conectado el filtro activo. Se aprecia que los filtros pasivos cumplen su función de atenuar corrientes en sus frecuencias de sintonización, sin embargo, se produce un efecto

indeseado en frecuencias bajo la de sintonización ($\gamma > 1$). Este efecto es la resonancia paralela entre el filtro pasivo y el sistema que puede producir la amplificación del contenido armónico en esa banda de frecuencia.

Para el caso de una ganancia de $K=5$ (Fig. 3.5.b), se presenta una mejora en el factor de atenuación, logrando eliminar el fenómeno de resonancia con el sistema. Además, se observa un mejor perfil de atenuación para las frecuencias de sintonización, por lo que una correcta elección de la ganancia del filtro activo (K) permite un mejor desempeño en el filtrado, lo que es equivalente a mejorar el factor de calidad (q) en el filtro pasivo.

Al considerar que el filtro activo es una fuente de voltaje controlada (V_{FA}) y la carga es una fuente de corriente (I_L), el esquema propuesto puede ser representado por el circuito monofásico equivalente mostrado en la figura 3.6. Cuando el filtro activo actúa como fuente de tensión controlada ($V_{FAh} = K \cdot I_{Sh}$), este fuerza a las armónicas contenidas en la carga a circular a través del filtro pasivo.

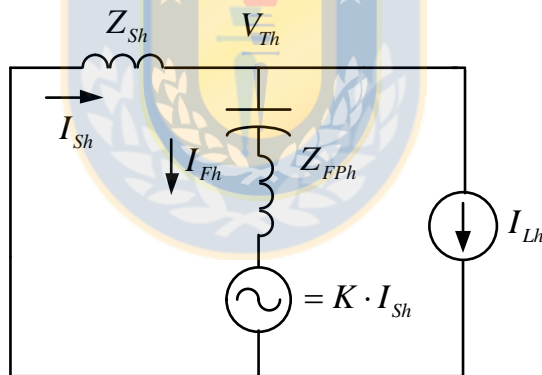


Fig. 3.6 Circuito monofásico equivalente del filtro híbrido para la compensación de corrientes armónicas

Fuente: Elaboración propia.

La figura 3.6 muestra el circuito equivalente del filtro híbrido para la compensación de corrientes armónicas. El filtro activo impone un voltaje en sus terminales de amplitud variable y proporcional a la corriente armónica que se desea compensar. En el caso que la tensión en terminales del filtro activo sea igual a la caída de tensión en el filtro pasivo para la h -armónica ($V_{FAh} = V_{FPh}$), se cortocircuita la rama del filtro y la corriente armónica circula en su totalidad por el filtro y no hacia el sistema ($I_{Sh} = 0$).

3.4 Esquema de Control

El control tiene por objetivo conocer las condiciones del sistema a través de mediciones y procesar los datos obtenidos, de forma de generar una señal de referencia para la operación del filtro activo.

3.4.1 Método de Detección Armónica

Una de las partes más importantes al implementar el filtro activo, es la generación de la señal de referencia. Debido a que se requiere detectar las sub e inter armónicas cercanas a la frecuencia fundamental, se impone un requerimiento significativo al método de generación de referencia, ya que no es suficiente calcular la DFT ciclo a ciclo, como ocurre para armónicas de mayor frecuencia. Sin embargo, la detección de la frecuencia de estas armónicas puede obviarse debido a que la frecuencia de salida del cicloconvertor se puede realimentar al circuito de control del filtro híbrido.

Existen diferentes métodos de detección de armónicas descritos en la literatura, los diferentes algoritmos se focalizan en distintos puntos, como la exactitud, velocidad, fácil implementación, etc.

Para el caso específico de los inter armónicos, los métodos presentados en la literatura se concentran en componentes de alta frecuencia y para análisis fuera de línea (offline). Por lo que la idea fue desarrollar un algoritmo de fácil implementación y operación confiable, para el cálculo en línea de componentes sub e inter armónicos cercanos a la componente fundamental, que pueden variar tanto en amplitud, frecuencia y fase.

En [21] se describe los diferentes métodos utilizados para la detección de inter armónicos, no obstante, estos métodos implican una mayor complejidad y una alta carga computacional, lo que dificulta su implementación en tiempo real. Es así, como la conocida transformada discreta de Fourier (DFT) se mantiene como una de las mejores opciones para el cálculo en tiempo real. Si bien, la DFT presenta problemas cuando existe desincronización de la frecuencia fundamental, existen métodos vistos en [6] que logran corregirlos y obtener un buen resultado. Sin embargo, en esta tesis no se entrará en mayor profundidad en corregir estos efectos ya vistos en [6], pero se aplicarán en el control de forma de obtener la mejor respuesta posible.

La DFT es una transformada matemática para señales discretas que entrega información de la amplitud y fase de las armónicas deseadas, calculadas mediante (3.8).

$$\bar{X}_h = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) \cdot \cos\left(\frac{2\pi \cdot h \cdot n}{N}\right) - j \cdot \sum_{n=0}^{N-1} x(n) \cdot \sin\left(\frac{2\pi \cdot h \cdot n}{N}\right) \quad (3.8)$$

$$\bar{X}_h = X_{hr} + j \cdot X_{hi}$$

donde,

- N : número de muestras por periodo fundamental.
 $x(n)$: es la señal de entrada (voltaje o corriente)
 X_h : es el vector de Fourier complejo de la armónica h , que contiene una parte real X_{hr} y una imaginaria X_{hi} .

De esta forma, con el cálculo de (3.8) –con la señal de entrada que corresponde a la corriente de entrada del cicloconvertor– se puede obtener la amplitud y fase de una determinada armónica.

$$|\bar{X}_h| = \sqrt{X_{hr}^2 + X_{hi}^2} \quad \varphi_h = \arctan\left(\frac{X_{hi}}{X_{hr}}\right) \quad (3.9)$$

La definición en (3.8) aplica para armónicos múltiplos enteros de la fundamental. Cuando en una señal existe un componente inter-armónico, la frecuencia de este componente se encuentra ubicada entre dos componentes discretos de la DFT, en consecuencia una parte de la información de ese componente inter-armónico se divide entre los componentes discretos de la DFT que son adyacentes al inter-armónico. Esto genera una imprecisión en el cálculo y una pérdida de información del componente inter-armónico. Este fenómeno de imprecisión, llamado comúnmente “picket fence”, es posible resolverlo mediante la aplicación de algoritmos de interpolación aplicados en el espectro de la frecuencia [17] y que implica estimar el componente inter-armónico a partir de la información contenida en los componentes de la DFT que son adyacentes a éste.

Una vez que se logra detectar y aislar las armónicas con (3.8), es posible generar una señal en el dominio del tiempo que contenga estas componentes y sirva como referencia para el control de corriente del filtro activo.

Otra forma de abordar la DFT para lograr reducir el número de cálculos, es usando la transformada rápida de Fourier (FFT) que sigue la misma representación matemática mostrada en (3.8). Este algoritmo usa una operación que se basa en la descomposición recursiva de una transformada de N puntos en dos transformadas de $N/2$ puntos (figura 3.7).

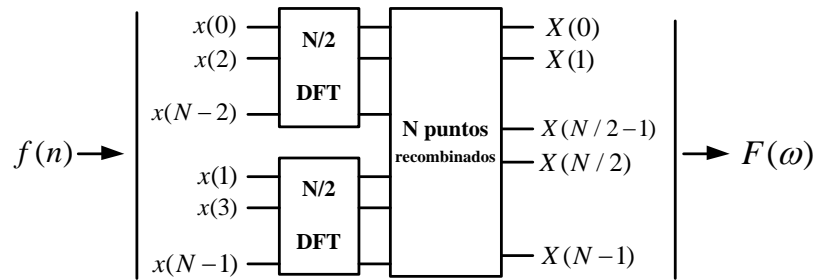


Fig. 3.7 Ejemplificación de la operación de la FFT

Fuente: Elaboración propia.

El proceso de la FFT puede ser aplicado a cualquier señal muestreada N veces, donde si N es potencia de 2, la descomposición puede ser aplicada repetitivamente hasta alcanzar la transformación trivial de 1 punto. Así, el número total de cálculos se reduce de N^2 a $N \cdot \log_2(N)$.

Este método cumple la metodología de medición de armónicas según norma, ya que actualmente, el IEC 61000-4-7 [23] es el estándar internacional aceptado para el cálculo de componentes armónicos. Inclusive, el estándar del IEEE 519 [5] recomienda que el cálculo de armónicos se realice usando el método descrito por el IEC 61000-4-7, que se basa en la DFT tanto para armónicos como inter-armónicos.

3.4.2 Control de voltaje DC

La tensión dc en el condensador varía de acuerdo a la potencia activa absorbida por el inversor, que en régimen estacionario debe ser igual a las pérdidas por conducción y conmutación de los semiconductores.

La potencia activa absorbida por el convertidor se controla ajustando la amplitud de la señal de referencia de potencia activa (i_e), esta señal se adiciona la componente activa d la cual está en fase con la corriente fundamental (análisis a través de las transformadas de Park y Clarke). En el diagrama en bloques de la figura 3.8 se muestra cómo opera este control. El error entre el voltaje dc medido y el valor de referencia (previamente definido) se procesa en un controlador PI, que se diseña de forma que su salida sea proporcional a la potencia ac a frecuencia fundamental absorbida y sus ganancias K_p y T_i se calculan de acuerdo a la respuesta dinámica que se desee obtener.

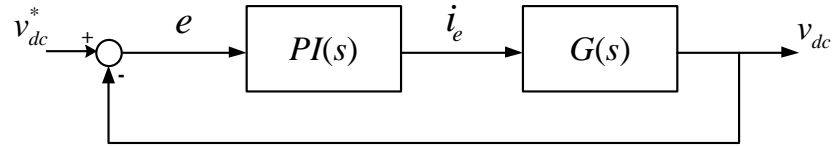


Fig. 3.8 Diagrama de bloques control tensión DC

Fuente: Elaboración propia.

La función de transferencia entre v_{dc} e i_e se obtiene realizando balance de potencias entre el lado dc y ac del convertidor. Se utiliza la ecuación (3.10) que indica la potencia en el condensador para encontrar una relación entre la señal de compensación i_{ex} y el voltaje dc v_{dc} .

$$P_{dc} = v_{dc}^* \cdot i_{dc} = v_{dc}^* \cdot \left(C_{dc} \cdot \frac{dv_{dc}}{dt} \right) \quad (3.10)$$

Por otro lado, la potencia activa a frecuencia fundamental que se transfiere en el punto de conexión del convertidor se puede escribir como:

$$P_{ac,1} = v_{a,1} \cdot i_{FAa,1} + v_{b,1} \cdot i_{FAb,1} + v_{c,1} \cdot i_{FAc,1} = \frac{3}{2} v_{FA,1} \cdot i_{FA,1} \quad (3.11)$$

Como se aprecia en la Fig. 3.8, la señal de compensación de voltaje del condensador, i_e , que sale del controlador PI pasa a través de las transformadas de Clarke y Park inversas. Es por esto que se debe terminar cómo se ve afectada dicha señal hasta llegar a la corriente de referencia del convertidor. Para esto sólo se considera el efecto de i_e en la componente activa.

$$\begin{bmatrix} i_a^* \\ i_b^* \\ i_c^* \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 1 & 0 \\ 1/\sqrt{2} & -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ 1/\sqrt{2} & -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \sin \omega t & -\cos \omega t \\ 0 & \cos \omega t & \sin \omega t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ i_e \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.12)$$

Multiplicando y utilizando relaciones trigonométricas fundamentales, se obtiene que:

$$\begin{pmatrix} i_a^* \\ i_b^* \\ i_c^* \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} i_e \begin{pmatrix} \sin(\omega t) \\ \sin\left(\omega t - \frac{2}{3}\pi\right) \\ \sin\left(\omega t + \frac{2}{3}\pi\right) \end{pmatrix} \quad (3.13)$$

Se tiene que la referencia de corriente fundamental se ve amplificada por la ganancia $K_e = \sqrt{2/3}$. Luego, a partir de la ecuación (3.11) se relaciona la potencia ac del convertidor, con la señal de compensación i_e .

$$P_{ac,1} = \frac{3}{2} v_{FA,1} K_e i_e \quad (3.14)$$

De esta forma, al igualar ambas expresiones (3.10) y (3.11) y aplicar la transformada de Laplace, se obtiene la función de transferencia en lazo cerrado equivalente del sistema con controlador PI.

$$\begin{aligned} P_{dc} &= v_{dc}^* \cdot \left(C_{dc} \cdot \frac{dv_{dc}}{dt} \right) / \mathcal{L} \\ P_{dc}(s) &= v_{dc}^* \cdot C_{dc} \cdot s \cdot v_{dc} \\ v_{dc}^* \cdot C_{dc} \cdot s \cdot v_{dc} &= \frac{3}{2} v_{FA,1} K_e i_e \\ G(s) = \frac{v_{dc}}{i_e} &= \frac{3}{2} \cdot \frac{1}{s} \cdot \frac{K_e v_{FA,1}}{C_{dc} v_{dc}^*} \end{aligned} \quad (3.15)$$

3.5 Simulaciones

3.5.1 Simulación del Método de Detección Armónica

Para probar el método de detección armónica, se utilizó un modelo en Simulink mostrado en la figura 3.9. Este sistema es capaz de detectar la sub e inter armónica de mayor amplitud cercanas a

la frecuencia fundamental, aplicando la DFT a una ventana móvil de puntos de la corriente de entrada del cicloconvertor.

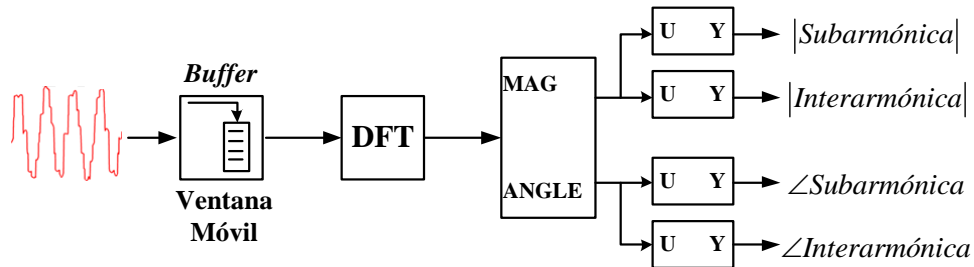


Fig. 3.9 Esquema de detección armónica implementado en Simulink

Fuente: Elaboración propia.

Se evalúa la precisión del método de detección armónica con una señal de prueba –mostrada en la figura 3.10- correspondiente a la corriente de entrada de un cicloconvertor de seis pulsos. La señal fue obtenida de la operación del cicloconvertor a 5 [Hz] y contiene componentes armónicos, inter-armónicos y sub-armónicos. En primer lugar se evalúa el método sin variaciones en las componentes armónicas, en segundo lugar frente a cambios en la corriente de entrada a un cicloconvertor.

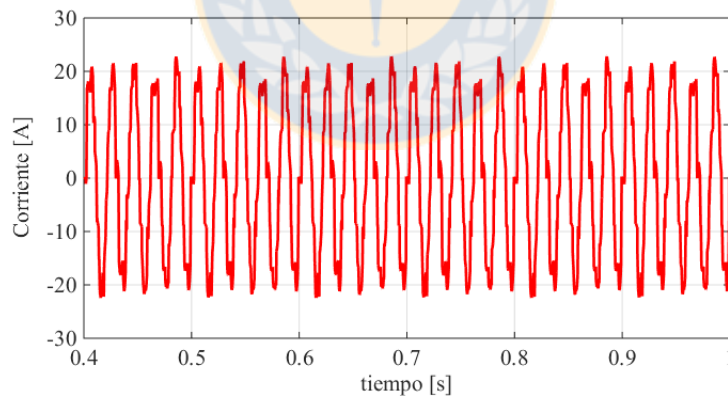


Fig. 3.10 Señal de prueba del algoritmo de detección armónica

Fuente: Elaboración propia.

- **Primera simulación: Sin variaciones en las componentes armónicas**

La simulación evalúa la señal de prueba sin cambios en la frecuencia de salida, manteniendo inalterada la amplitud, frecuencia y ángulo de fase de las componentes sub e inter-armónicas. El

tiempo de muestreo de la señal corresponde a $50 \text{ } [\mu\text{s}]$, la DFT se aplica a una ventana móvil de 4000 muestras (equivalente a $0.2 \text{ } [\text{s}]$) que corresponde al periodo de la sub-armónica ($5 \text{ } [\text{Hz}]$).

En las figuras 3.11 y 3.12 se presentan la evolución de la amplitud y fase estimada por el método de detección armónica con una ventana de $0.2 \text{ } [\text{s}]$.

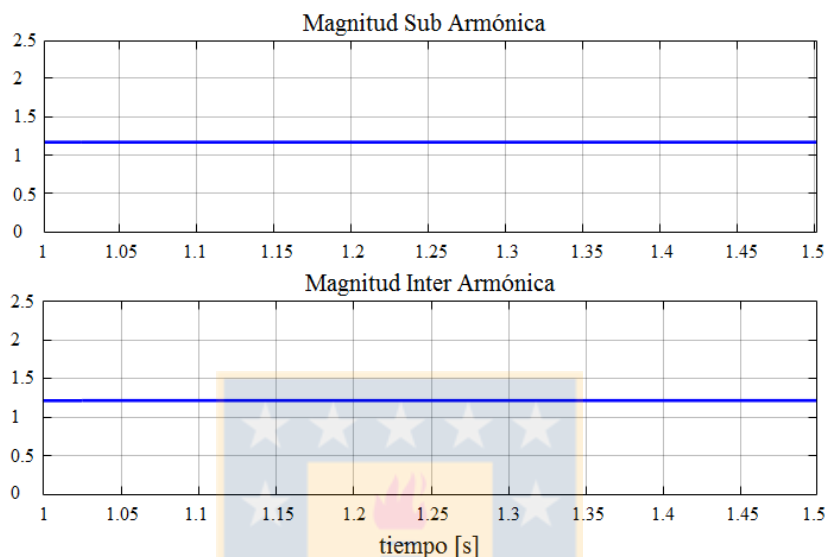


Fig. 3.11 Magnitudes de las sub e inter armónicas detectadas

Fuente: Elaboración propia.

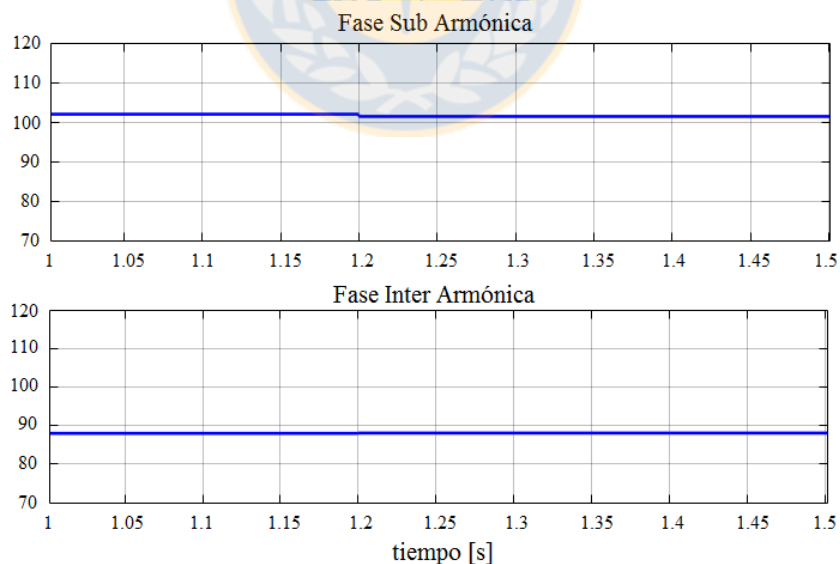


Fig. 3.12 Ángulos de fase de las sub e inter armónicas detectadas

Fuente: Elaboración propia.

Para comprobar que la precisión del método de detección online es adecuada, se aplica a la señal de prueba la herramienta *FFT* disponible en Simulink, obteniéndose el espectro armónico de la

figura 3.13 que es calculado de forma offline. La función *FFT* de Simulink entrega un resultado que cumple con la metodología de medición de armónicas según el estándar del IEC 61000-4-7 [23].

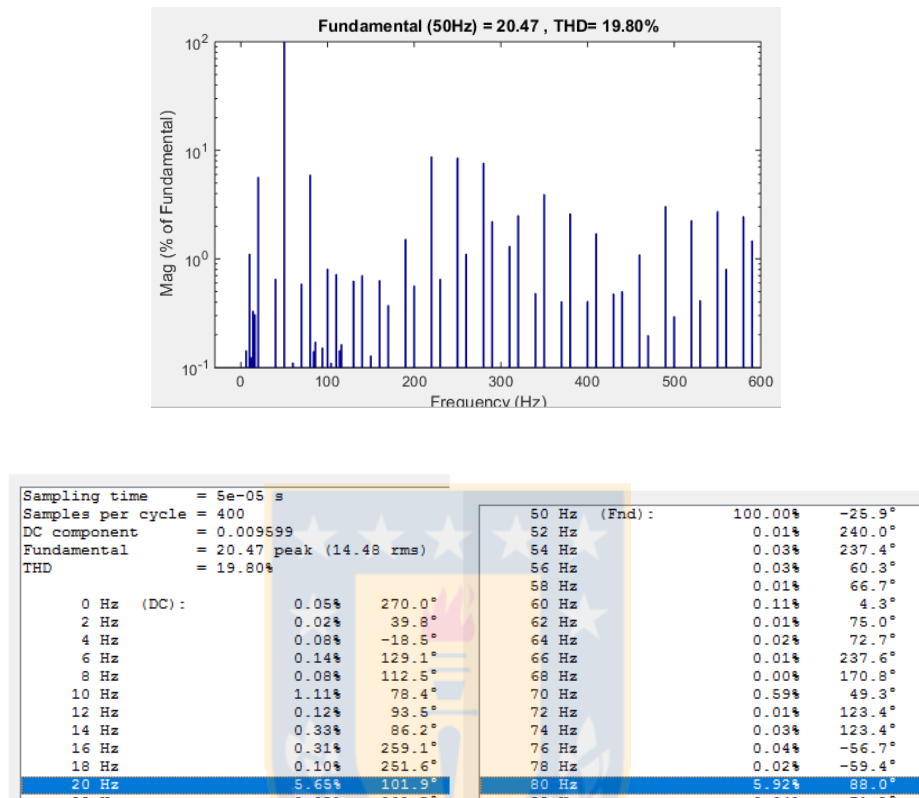


Fig. 3.13 Espectro armónico de la señal de prueba

Fuente: Elaboración propia.

De la figura 3.13 se tiene que las sub e inter- armónicas tienen una amplitud de 5.65% y 5.92% de la componente fundamental, que corresponden a 1.16 y 1.21 [A] respectivamente. Estos valores al igual que los de ángulos de fase, concuerdan con los resultados mostrados en la figura 3.11.

- **Segunda simulación: Con variaciones en las componentes armónicas**

En una aplicación industrial existen variaciones en la amplitud y frecuencia de los componentes sub e inter-armónicos, es por esto que se evalúa el algoritmo frente a cambios en la corriente de entrada a un cicloconvertor.

En este caso la señal contiene componentes armónicos fijos (5° , 7° , 11° y 13°) y componentes sub e inter armónicos variables en el rango de 0 a 100 Hz, presentados en la tabla 3.1.

TABLA 3.1 Componentes fundamental, sub e inter-armónico para simulación

Componente	Frecuencia [Hz]	Amplitud inicial [pu]	Amplitud final [pu]	Fase inicial [$^\circ$]	Fase final [$^\circ$]
Fundamental	50	1	1	0	0
Sub-armónica	20	0.6	0.4	60	100
Inter-armónica	80	0.7	0.2	15	30

Fuente: Elaboración propia.

La principal variable que afecta los tiempos de respuesta del algoritmo es la característica de la función ventana que se utiliza. La función ventana es usada para observar la señal en un tiempo definido y así poder aplicar la transformada de Fourier. Para los resultados expuestos en la figura 3.14 se utilizó una ventana móvil del tipo rectangular de largo 50 [ms], que corresponde al periodo de la armónica de menor frecuencia que se quiere detectar (sub-armónico).

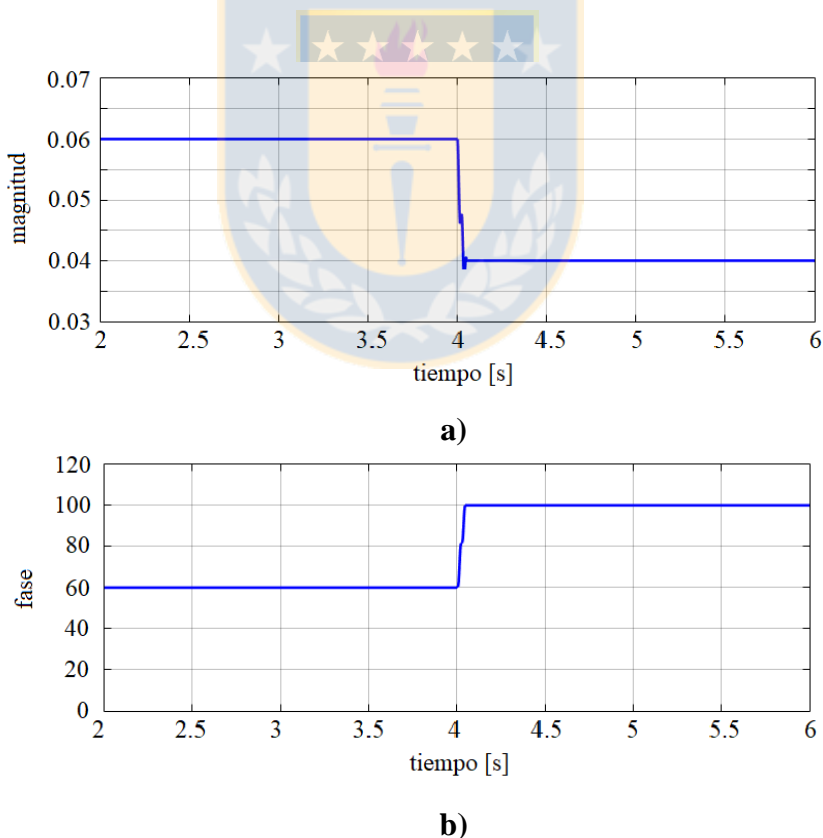


Fig. 3.14 Resultados del método de detección armónica ante variaciones

a) Magnitud de la sub-armónica ; b) Fase de la sub-armónica

Fuente: Elaboración propia.

De la figura 3.14, se tiene que el tiempo de respuesta es de 50 [ms] que corresponde a 2.5 ciclos de red. Este tiempo de respuesta y la precisión del algoritmo son adecuados para el correcto funcionamiento del control del filtro, permitiendo generar una señal on-line que es usada como referencia en el inversor. Cabe mencionar que el perfil de operación del cicloconvertor no presenta cambios reiterados en su frecuencia de operación, esto se puede corroborar mediante el registro en terreno de la velocidad de un molino -figura 3.15-, donde se tiene una velocidad constante de 10 rpm durante 17 horas de operación continua.

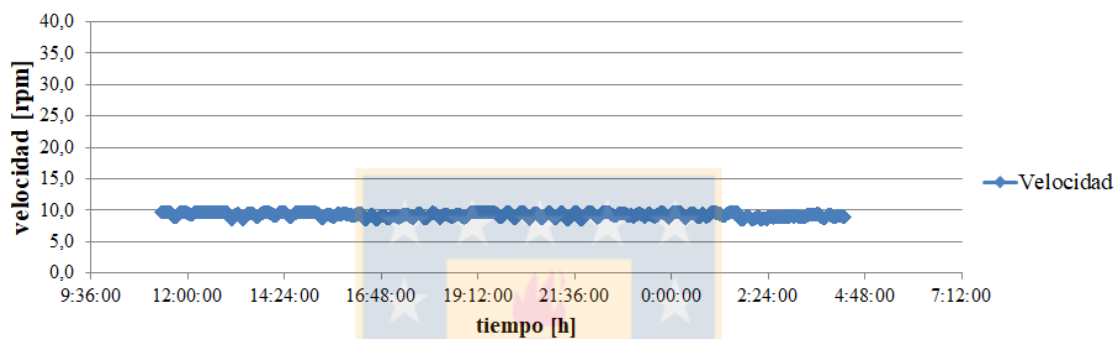


Fig. 3.15 Registro en terreno de la velocidad de operación de un molino

Fuente: Elaboración propia.

3.5.2 Simulación del Control DC

Para corroborar el esquema de funcionamiento y control del voltaje DC en el filtro híbrido, se simula un sistema compuesto por una carga no lineal (rectificador) y un filtro en conexión híbrida (figura 3.16). El filtro pasivo se encuentra sintonizado a la quinta armónica; mientras que el filtro activo se encarga de atenuar la séptima armónica al generar una señal de tensión proporcional a la corriente de séptima armónica que fluye por el sistema.

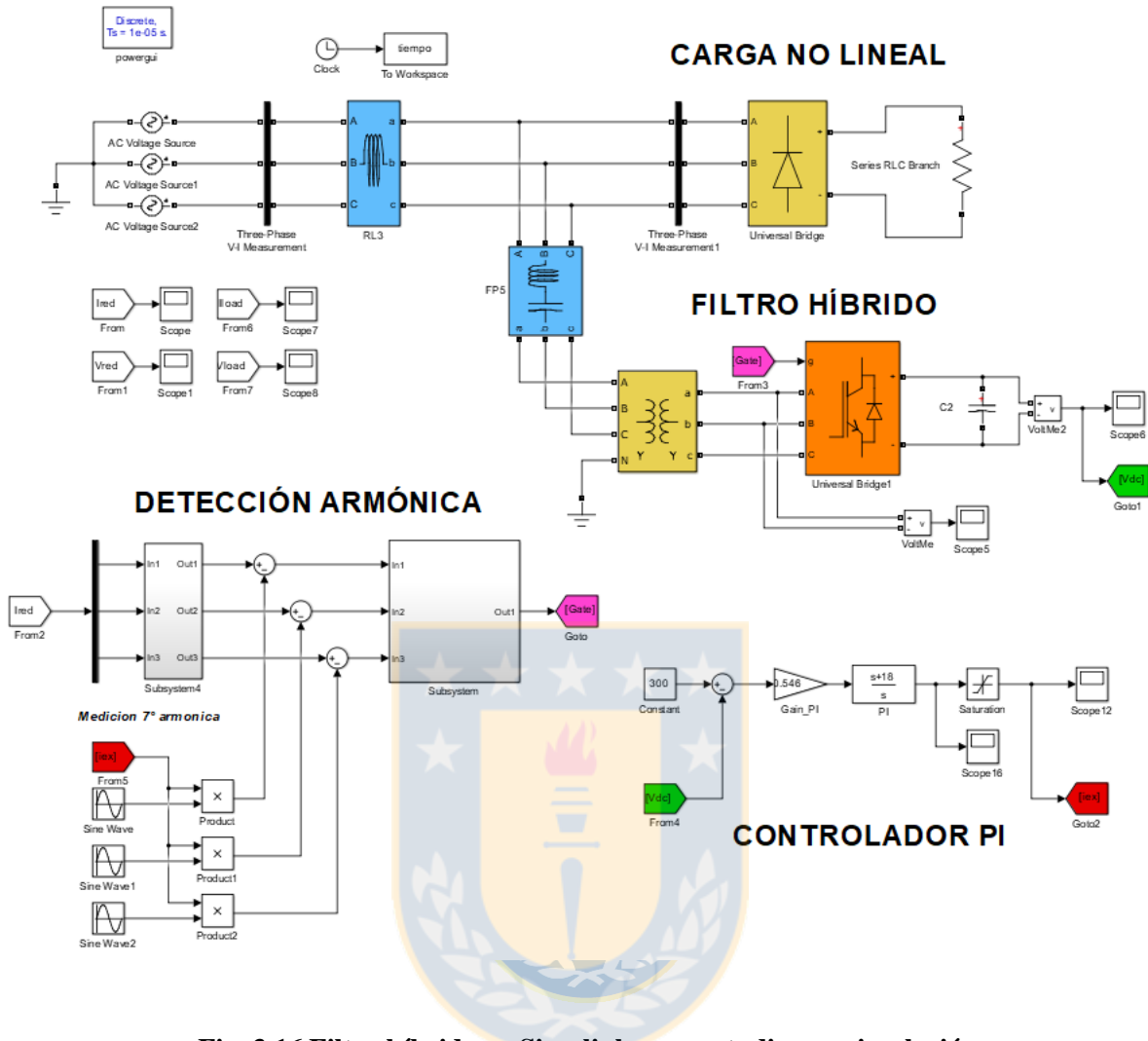


Fig. 3.16 Filtro híbrido en Simulink para estudio con simulación

Fuente: Elaboración propia.

En la figura 3.16 se observa que el control del filtro está compuesto por dos partes. La primera consta del bloque de detección armónica, donde con el uso de la DFT se genera una señal de referencia con la 7^o armónica que circula por el sistema. La segunda parte es el controlador PI que compara la tensión DC de referencia con el voltaje en el condensador, resultando una señal a frecuencia fundamental que sumada a la señal de la 7^o armónica generan la referencia del control PWM en el inversor.

En la simulación se obtuvo que al tener sólo el esquema pasivo, la séptima armónica alcanza un valor de 3.5% de la corriente fundamental. Al incorporar el filtro activo la séptima armónica disminuye a un 2.4%, mejorando la atenuación inicial del filtro pasivo. La tensión en el enlace DC se dejó 300 [V] y se usó un transformador de acoplamiento con razón 6:1.

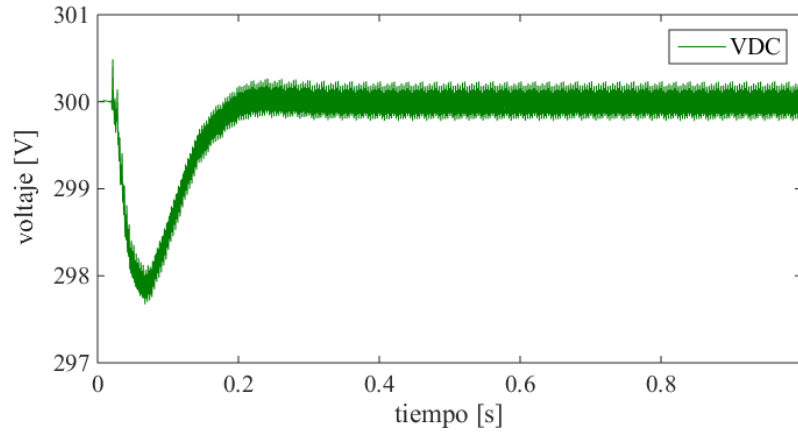


Fig. 3.17 Tensión en el enlace DC con el control PI

Fuente: Elaboración propia.

En la figura 3.17 se observa que el voltaje DC se mantiene constante debido a la acción del controlador PI, este controlador se diseñó con una frecuencia natural en lazo cerrado de 5 [Hz], para tener un sistema de control desacoplado.

3.6 Expresiones de Potencia del Filtro Híbrido

La potencia de la etapa activa que compone el filtro híbrido se obtiene a través de las tensiones y corrientes rms como se indica en las expresiones (3.16) a (3.18).

$$S_{FA} = 3 \cdot V_{FA_rms} \cdot I_{FA_rms} \quad (3.16)$$

$$V_{FA_rms} = \sqrt{|V_{FA1}|^2 + \sum_{h=2}^n |V_{FAh}|^2} \quad (3.17)$$

$$I_{FA_rms} = \sqrt{|I_{FA1}|^2 + \sum_{h=2}^n |I_{FAh}|^2} \quad (3.18)$$

Se determina a continuación las expresiones de potencia con respecto al método de control para la compensación armónica. Esto se realiza considerando transformadores de acoplamiento con razón $a:1$ como se muestra en la figura 3.18.

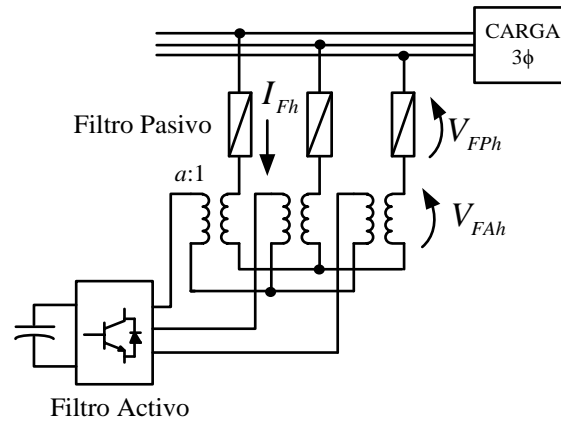


Fig. 3.18 Topología del filtro híbrido con transformador de acoplamiento

Fuente: Elaboración propia.

En la compensación armónica por control $V_{FAh} = K \cdot I_{Sh}$, se tiene el circuito equivalente mostrado en la figura 3.19, a partir del cual se puede derivar la expresión de potencia aparente en la etapa activa.

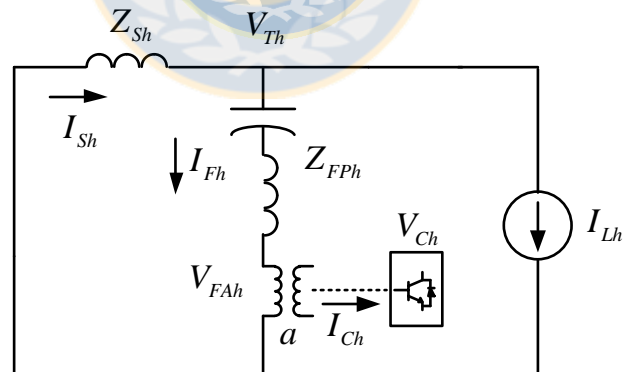


Fig. 3.19 Modelo monofásico equivalente para compensación de armónicos con filtro híbrido

Fuente: Elaboración propia.

Del circuito de la figura 3.19 se tiene que el voltaje y la corriente en el lado del convertidor están dados por las siguientes expresiones:

$$V_{Ch} = a \cdot V_{AFh} \quad (3.19)$$

$$I_{Ch} = \frac{I_{Fh}}{a} \quad (3.20)$$

La expresión de voltaje en el filtro activo queda determinada por el control.

$$V_{FAh} = K \cdot I_{Sh} \quad (3.21)$$

La corriente armónica en el sistema puede ser expresada según la expresión (3.7) desarrollada en la parte 3.3 del presente capítulo.

$$I_{Sh} = \frac{Z_{FPh}}{K + Z_{Sh} + Z_{FPh}} \cdot I_{Lh} \quad (3.22)$$

De esta forma, las expresiones de voltaje y corriente en el convertidor quedan expresadas en función de las impedancias y la ganancia del filtro.

$$V_{Ch} = a \cdot K \cdot \frac{Z_{FPh}}{K + Z_{Sh} + Z_{FPh}} \cdot I_{Lh} \quad (3.23)$$

$$I_{Ch} = \frac{1}{a} \cdot \frac{K + Z_{Sh}}{K + Z_{Sh} + Z_{FPh}} \cdot I_{Lh} \quad (3.24)$$

Finalmente, el voltaje rms de la etapa activa (convertidor) se obtiene de la componente fundamental y las componentes armónicas compensadas. Con las expresiones (3.25) y (3.26) es posible obtener la potencia aparente de la etapa activa.

$$V_{C_rms} = \sqrt{|V_{C1}|^2 + \sum_h |V_{Ch}|^2} \quad (3.25)$$

$$I_{C_rms} = \sqrt{|I_{C1}|^2 + \sum_h |I_{Ch}|^2} \quad (3.26)$$

3.7 Comentarios y Conclusiones

Se analizó el principio de operación del filtro híbrido en la compensación de corrientes armónicas, de forma de conocer que factores influyen en su desempeño y poder posteriormente diseñar un esquema de filtrado enfocado en la corriente de entrada en un cicloconvertor.

Por su topología, el filtro activo se encuentra conectado en serie al filtro pasivo a través de un transformador de acoplamiento, por lo que al imponer un voltaje en sus terminales se fuerza a las corrientes armónicas de la carga a circular por el filtro pasivo y no por el sistema. Para probar su funcionamiento se implementó una simulación del filtro híbrido compensando una carga no lineal, donde se logró disminuir el contenido armónico total de la corriente de entrada.

Se presentó el método de generación de referencia del filtro activo usando la Transformada Discreta de Fourier. Este método propuesto permitió detectar correctamente las sub e inter armónicas de corriente cercanas a la frecuencia fundamental, incluso ante variaciones en la corriente de entrada del cicloconvertor. El método tiene un tiempo de respuesta de 50 [ms] que corresponde a 2.5 ciclos de red. Este tiempo de respuesta y la precisión del algoritmo son adecuados para el correcto funcionamiento del control del filtro, permitiendo generar una señal online que es usada como referencia en el inversor.

Del análisis realizado en este capítulo se concluye que es factible implementar un método que detecte sub e inter-armónicas bajo los 100 Hz de forma on-line, el cual puede ser usado en el control de un esquema de filtrado híbrido que permita atenuar sub e inter armónicas en la corriente de entrada de un cicloconvertor.

Capítulo 4. Implementación del Filtro Híbrido

4.1 Introducción

En este capítulo se muestran los detalles de la implementación realizada en este trabajo. En primer lugar, se describe la carga utilizada para la prueba del filtro, luego se especifica la implementación del esquema de control y posteriormente el diseño e implementación de los esquemas pasivos y activo utilizados en el setup experimental. Las tareas de control necesarias para implementar el filtro activo fueron programadas en el computador Opal-RT, el cual cuenta con un procesador de seis núcleos de 3.46 GHz y una FPGA de gran capacidad. El computador Opal-RT tiene la ventaja que se programa a través de Matlab/Simulink, lo que permite el uso de los modelos previamente desarrollado en las simulaciones.

4.2 Implementación de la Carga

La carga trifásica a compensar consiste en un cicloconvertor trifásico de seis pulsos sin corriente circulante. Esta carga es emulada por un convertidor trifásico Triphase que puede operar como una fuente de corriente controlada.

El primer paso consiste en desarrollar un modelo del cicloconvertor en el software Simulink, de forma de utilizar la corriente de entrada del cicloconvertor como señal de referencia del convertidor Triphase. En la figura 4.1 se observa el esquema del cicloconvertor que consta de 36 tiristores. Para cada par de convertidores por fase, el control del ángulo de disparo se realiza con una señal moduladora sinusoidal (sincronía coseno), a la vez que es necesario muestrear las señales de corriente en la carga y voltajes de líneas en el lado secundario de los transformadores de entrada.

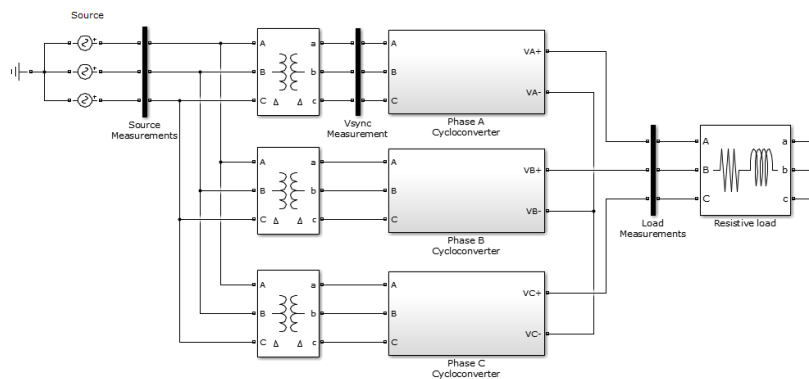


Fig. 4.1 Esquema cicloconvertor de 6 pulsos en Simulink

Fuente: Elaboración propia.

El modelo de la figura 4.1 energiza una carga RL y a través de su esquema de control es capaz de operar a diferentes frecuencias de salidas. Una vez que el modelo de Simulink funciona correctamente con un tiempo de muestreo de 50 [μ s], es necesario adaptarlo para poder ser emulado en tiempo real por el convertidor Triphase.

El convertidor trifásico Triphase corresponde al modelo PM15A30F30. Este equipo tiene las características detalladas en la tabla 4.1 y un esquema de conexión que permite generar señales de voltajes o corrientes dependiendo de la aplicación.

TABLA 4.1 Características del Convertidor Triphase

	PM15A30F30
Potencia (output power)	15 kVA
Corriente (output current)	24 ARMS
Voltaje AC	380 V

Fuente: Elaboración propia.

El equipo Triphase posee con un computador propio. Este computador consta de una tarjeta capaz de controlar el convertidor en tiempo real. Para poder operar el convertidor existen dos alternativas: la primera opción, a través de una plataforma ya incluida en el computador que es capaz de operar el convertidor en modo fuente de corriente, generando una señal de corriente con las armónicas que el usuario determine previamente; la segunda opción y la utilizada en esta implementación, consiste en conectar el computador de Triphase a un notebook vía cable Ethernet. De esta forma, el convertidor es capaz de emular una señal de referencia desde un modelo en Simulink.

En primer lugar, se deben instalar los toolbox de Triphase en Simulink, estos toolbox son entregados por el fabricante a la hora de adquirir el equipo y también se encuentran disponibles en la página web de soporte del fabricante (triphase.com/support). Una vez instalados los toolbox, se puede adaptar el modelo del cicloconvertor –ver figura 4.2- de forma de interactuar con el equipo Triphase.

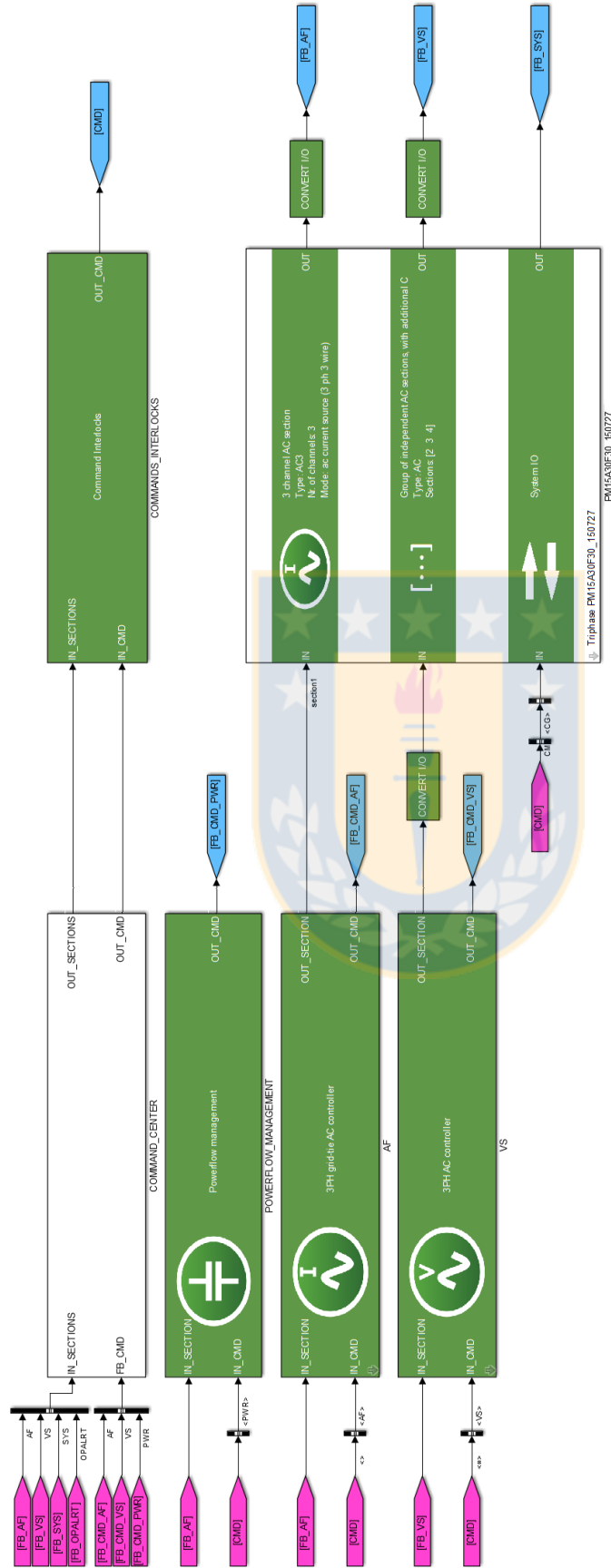


Fig. 4.2 Modelo en Simulink con los bloques necesarios para ser ejecutado por el equipo Triphase
 Fuente: Elaboración propia.

El modelo en Simulink de la figura 4.2 tiene macro bloques (de color verde) que se encargan del control y monitoreo del convertidor, en estos bloques el usuario no tiene mayor intervención ya que están diseñados para proteger el convertidor en caso de sobrecargas, fallas o aumentos de temperatura. Por otra parte, en el subsistema de interfaz con el usuario (de color blanco) se realiza el enlace con el modelo de Simulink y se tienen bloques para realizar comandos y monitoreo del estado de las variables. En la figura 4.3 se observa este último subsistema también llamado “Centro de Comandos”, el cual está separado en tres partes: control del enlace en continua “dc bus”, control del modo “Active Front End” y control del modo “AC Voltage Source”.

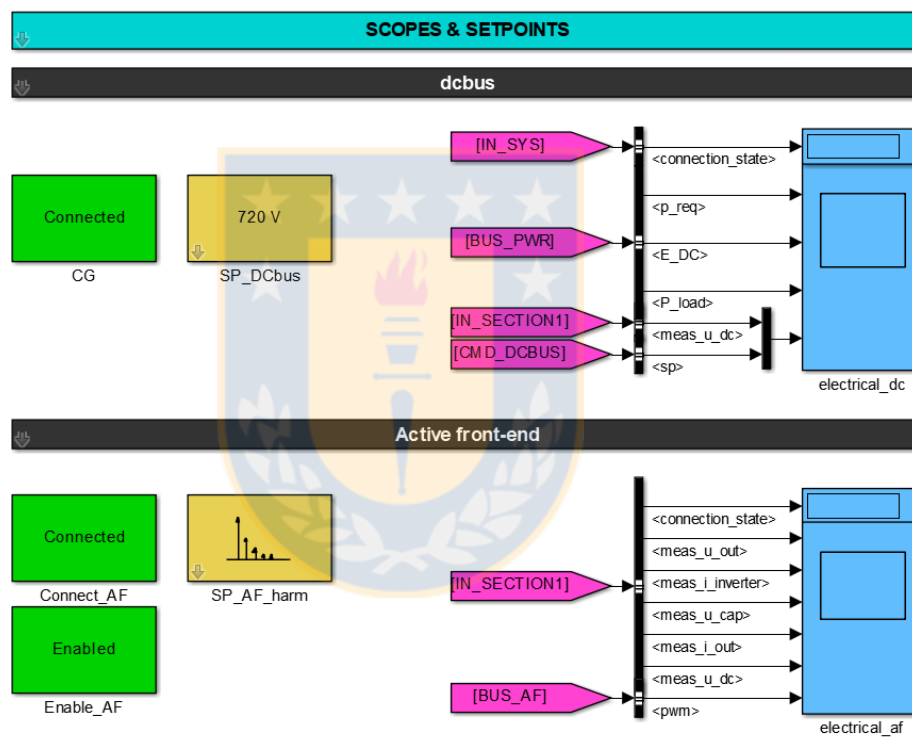


Fig. 4.3 Subsistema del modelo en Simulink correspondiente al centro de comandos

Fuente: Elaboración propia.

Teniendo el modelo ya adaptado, se debe conectar el notebook al computador de Triphase vía cable ethernet y asignar la dirección de la tarjeta del computador Triphase en Simulink. Esto se realiza en la pestaña “Triphase” / ChangeTarjet, donde se introduce la dirección IP asignada al computador, en este caso 192.168.5.49, tal como se observa en la figura 4.4.

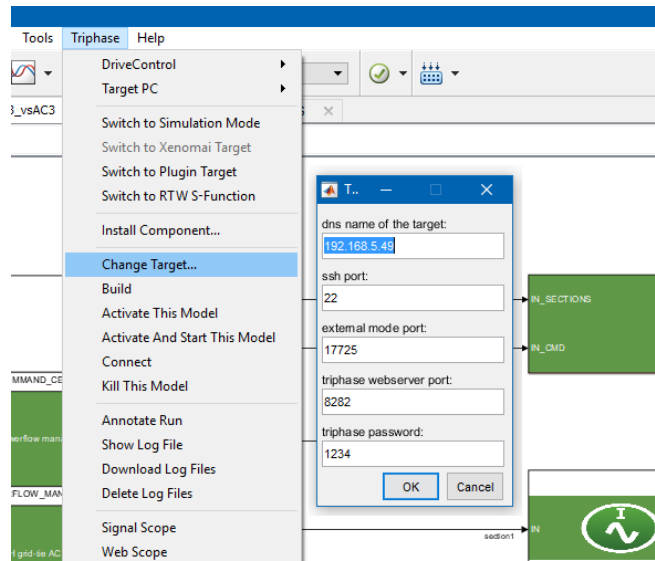


Fig. 4.4 Asignar tarjeta de equipo Triphase para ser usado en Simulink

Fuente: Elaboración propia.

Una vez asignada la tarjeta donde se ejecutará el modelo, se conecta el convertidor a la red trifásica y se energiza a través de la botonera verde en su tablero. Una vez energizado el gabinete del convertidor, se selecciona el icono “Connect to Target” y finalmente click en “Run” para ejecutar el modelo y obtener una señal de potencia en terminales del convertidor. Un esquema de conexión de las partes se muestra en la figura 4.5. Los resultados obtenidos son exhibidos en el Capítulo 5.



Fig. 4.5 Esquema de comunicación para operar el convertidor Triphase

Fuente: Elaboración propia.

4.3 Implementación del Circuito de Control

A continuación se describe en detalle las etapas que forman parte del esquema de control del filtro activo, además se muestran los valores de los parámetros utilizados en la implementación.

4.3.1 Adquisición de Señales

En primera instancia, se requiere adquirir las señales de corriente y voltaje que se utilizan en el control del filtro. En el caso del control implementado es necesario contar con las siguientes señales del circuito de potencia:

- Corrientes de entrada del cicloconvertor, para generación de la señal de referencia.
- Voltaje DC del inversor, para controlar la tensión en el condensador (filtro activo).
- Tensión AC en la red, para sincronizar la componente fundamental de la señal de referencia (filtro activo).

La adquisición de las corrientes de entrada del cicloconvertor se realiza con celdas LEM modelo LA-55P, de corriente nominal primaria 50 [A]. Estas celdas funcionan en base al efecto Hall, lo que permite medir las variables con buena precisión, bajo retardo y para mantener aislada la etapa de potencia de la de control. La celda es energizada con ± 15 [V] y entrega una corriente proporcional (1:1000) a la corriente que pasa a través de ella, el esquema de conexión de la celda se muestra en la figura 4.6.

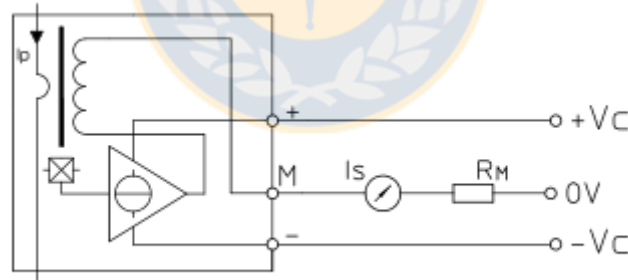


Fig. 4.6 Esquema de conexión celda LEM LA-55P

Fuente: Elaboración propia.

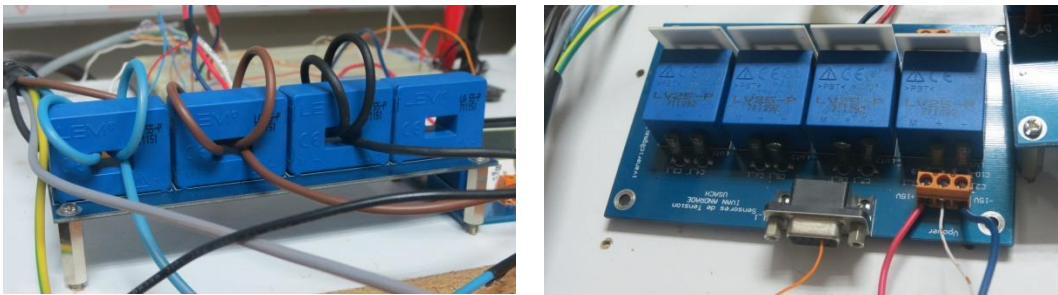
Las señales de salida de las celdas LEM, deben ser modificadas en una etapa de adaptación de señales, solo así, la etapa de control (implementada en el computador Opal-RT) puede utilizar estas señales para calcular la referencia del inversor. Para esto, la corriente entregada en el secundario de la celda debe circular por una resistencia (burden), la función de esta resistencia (R_M) es obtener una señal de voltaje proporcional a la corriente del primario, que es usada posteriormente como señal de entrada en el controlador.

En la implementación se utilizó un resistor burden de 150 [Ω], este valor se escogió para tener un rango de voltaje menor a la tensión máxima admisible en las entradas análogas del procesador Opal-RT. Para tener una mejor precisión en la medición de corriente, se hace pasar 3 vueltas de cable por celda, esto debido a que la corriente que se quiere medir alcanza valores máximos de 15 [A_{RMS}]. De esta forma, el voltaje máximo obtenido en el lado secundario de la celda LEM queda definido por la expresión (4.1).

$$V_{LEM,máx} = \left(\frac{N^{\circ}vueltas \cdot I_{máx}}{1000} \right) \cdot R_M = \left(\frac{3 \cdot 15}{1000} \right) \cdot 150 = 6.75 [V] \quad (4.1)$$

Este voltaje se encuentra dentro del rango admisible como señal de entrada en la Opal-RT ($\pm 20 [V]$). Sin embargo, se utilizó una tarjeta limitadora de voltaje para prevenir un posible daño en el convertidor análogo digital.

Para la adquisición de voltaje se utilizó una celda LEM modelo LV-25P, de voltaje nominal primario 500 [V]. Estas celdas de voltaje tienen un principio de operación similar a las de corriente, una corriente proporcional circula a través de un resistor conectado en serie con el circuito transductor. Al igual que en el caso anterior, se utilizó una resistencia de 150 [Ω], para asegurar una señal de control dentro del rango permitido en las entradas del conversor análogo-digital incorporado en la Opal-RT. En la figura 4.7 se muestra los circuitos implementados para la obtención de señales de control.



a)

b)

Fig. 4.7 Circuitos de obtención de voltajes y corrientes

a) Celdas LEM LV-25P ; b) Celdas LEM LA-55P ;

Fuente: Elaboración propia.

4.3.2 Conversión Análogo/Digital de las Señales de Control

Una vez sensadas las señales de voltaje y corriente con las celdas LEM, éstas se deben digitalizar para poder ser usadas en el esquema de control de Simulink. Para esto se utiliza el conversor análogo-digital (A/D) incorporado en el procesador Opal-RT (figura 4.8). Este conversor modelo OP5340 tiene las características mostradas en tabla 4.2.

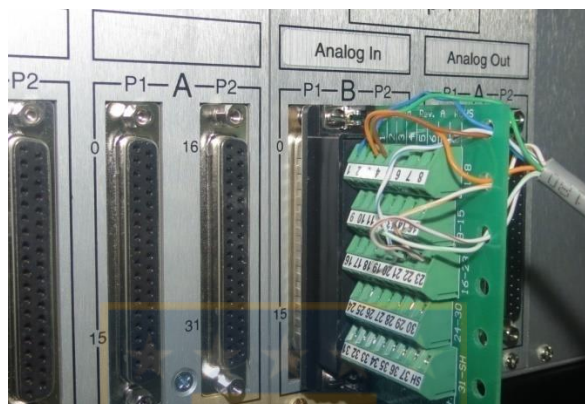


Fig. 4.8 Entradas al conversor Análogo-Digital

Fuente: Elaboración propia.

TABLA 4.2 Características del Conversor Análogo-Digital

	OP5340
N° de entradas análogas	16
Voltaje de entrada	± 20 [V]
Resolución	16 bits
N° de muestras por segundo	500 mil

Fuente: Elaboración propia.

El módulo OP5340 convierte señales análogas (desde las celdas LEM) a digitales, asegurando la captura simultánea desde múltiples canales, evitando así errores asociados a canales multiplexados. Cada canal puede adquirir hasta 500 mil muestras/segundo, dando un rendimiento total de 8 millones de muestras/segundo, siendo todos los canales muestreados simultáneamente. La placa del conversor también contiene protección contra sobretensiones, las cuales no deberían actuar por el diseño previo de la etapa de adquisición/adaptación de señales.

La figura 4.9 muestra un esquema simplificado de uno de los canales del módulo conversor OP5340. El esquema cuenta con tres etapas: la primera consiste de un amplificador operacional que funciona en modo entrada diferencial; la segunda etapa, genera la señal de entrada para el convertidor

A/D y es posible cambiar la ganancia para obtener un mayor rango de voltaje a la entrada (por defecto ± 20 V); la tercera etapa ocurre después de la conversión a digital y la señal es enviada al modelo para ser usada en el control.

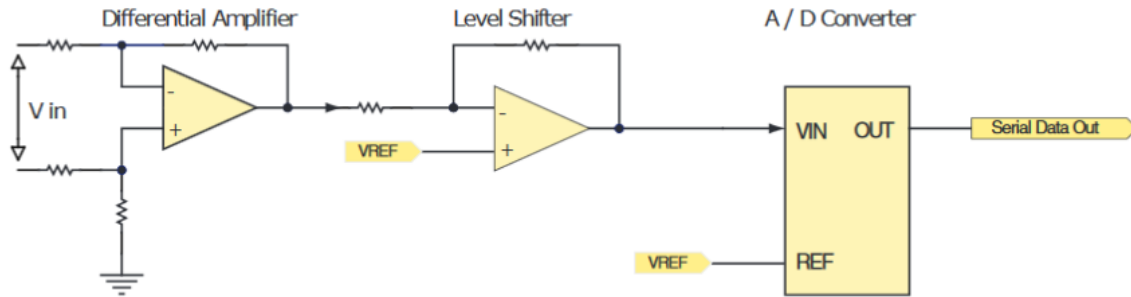


Fig. 4.9 Diagrama esquemático del conversor A/D

Fuente: Elaboración propia.

4.3.3 Generación de la Señal de Referencia

El control de la parte activa del filtro debe generar la forma de onda de la señal de referencia por cada fase, manteniendo el voltaje DC constante y generando las señales de disparo del convertidor. El esquema de control del filtro híbrido incluye la medición de las corrientes de entrada de la carga y la tensión en el enlace DC, la configuración del esquema se muestra en la figura 4.10.

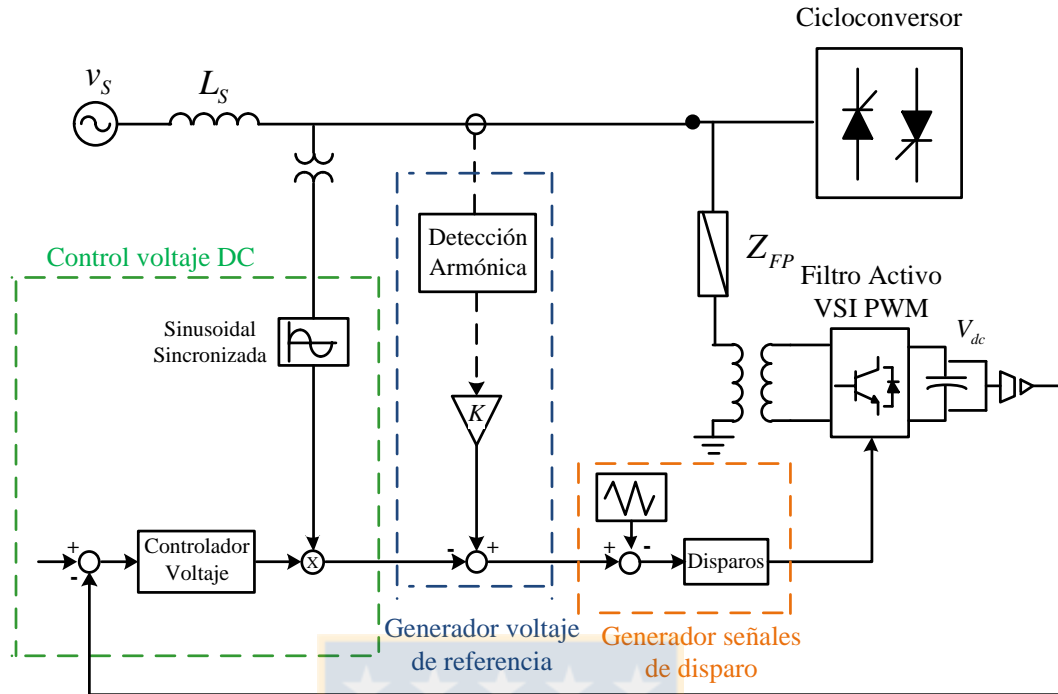


Fig. 4.10 Esquema de control del filtro híbrido paralelo

Fuente: Elaboración propia.

La generación de la señal de referencia del inversor se implementó a través de un modelo en Simulink capaz de ejecutarse en tiempo real en el computador Opal-RT. Este modelo de control utiliza las señales digitalizadas por el conversor A/D, que corresponden a la tensión en el condensador y las corrientes de entradas del sistema. Una vez diseñado el modelo en Simulink, se deben realizar ajustes para compilar en el software RT-LAB, que es el encargado de cargar y ejecutar el modelo en la Opal-RT. A continuación, se describen las partes desarrolladas en el modelo y cuál es la función de cada una.

En primera instancia, se toman las señales digitalizadas con el bloque 'Analog In' disponible en el toolbox de RT-LAB, mostrado en la figura 4.11. Este bloque entrega valores que deben ajustarse a través de una ganancia que considere: razón de transformación de la celda LEM, N° de vueltas del conductor y valor de la resistencia burden.

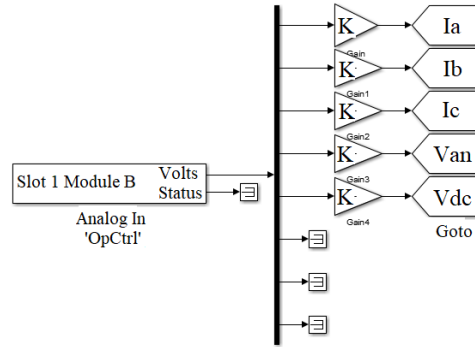


Fig. 4.11 Ajuste y etiquetado de las señales de entrada en Simulink

Fuente: Elaboración propia.

Para el caso de las corrientes la razón de transformación es 1:1000, el número de vueltas es 3 y la resistencia tiene un valor de 150 [Ω]. Luego con una ganancia de $1000/(150 \cdot 3)$ se ajusta al valor real medido.

Con las corrientes de entrada del cicloconvertor disponibles, se aplica el algoritmo de detección armónica para aislar las armónicas que se requiere compensar y generar la señal de referencia. Como se vio en el capítulo 3, el método utilizado es la Transformada Discreta de Fourier (DFT), que se implementa con el bloque FFT de Simulink. Debe quedar claro que la FFT no es una nueva transformada sino que se trata de un algoritmo para el cálculo de la DFT. Su importancia radica en el hecho que elimina una gran parte de los cálculos repetitivos a que está sometida la DFT, por lo tanto se logra un cálculo más rápido.

El algoritmo implementado pone algunas limitaciones en la señal y en el espectro resultante. Por ejemplo, la señal muestreada y que se va a transformar debe consistir de un número de muestras igual a una potencia de dos.

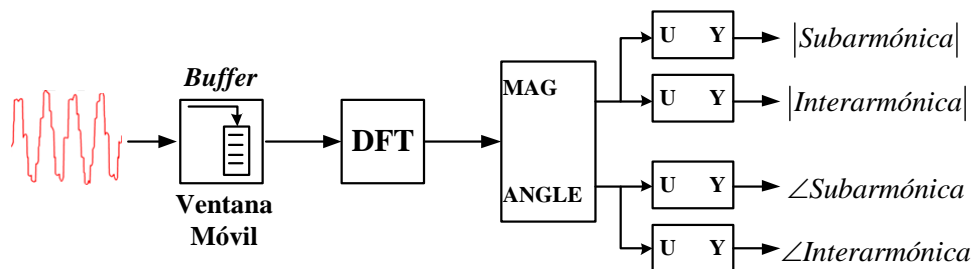


Fig. 4.12 Esquema de detección armónica implementado en Simulink

Fuente: Elaboración propia.

La figura 4.12 muestra el método implementado en Simulink. El bloque Buffer es el encargado de almacenar de forma temporal una cantidad predeterminada de muestras de la señal de corriente, para luego aplicar la FFT. El número de muestras necesarias depende del tiempo de muestreo con que se ejecuta el modelo. Para este caso, se tiene que el muestreo es de 5 [μ s], por lo que al tomar 2^{12} muestras se está considerando una ventana de tiempo de ≈ 200 [ms]. Esta ventana de tiempo implica una frecuencia de detección mínima de 5 [Hz], no teniendo inconvenientes en detectar armónicas sobre esta frecuencia.

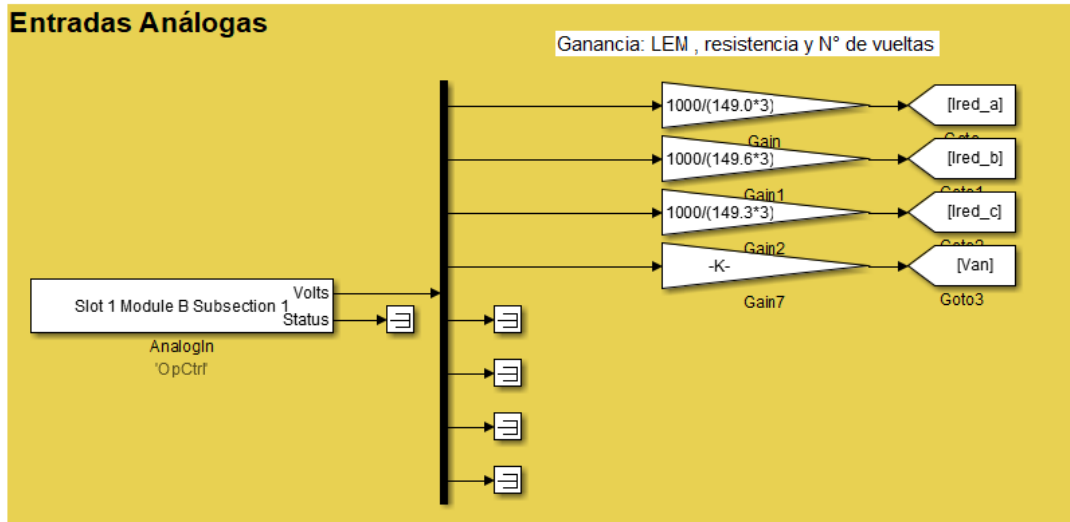
Los valores entregados por la FFT se actualizan cada 200 [ms] que corresponde al intervalo de tiempo de la ventana de datos. Este tiempo implica un tiempo de respuesta de 10 ciclos de red, lo cual no es adecuado para tener un control dinámico de las armónicas. Para solucionar esto se utiliza una ventana móvil, es decir, la ventana de datos del siguiente periodo esta superpuesta con la actual, de forma de ir actualizando los valores generados en un menor tiempo. Se optó por un tiempo de traslape de 50 [ms], de forma que el tiempo de respuesta sea cada 2.5 ciclos de red, tal como se obtuvo en las simulaciones descritas en el capítulo 3.

El control del voltaje DC implementado es el descrito en el capítulo 3. Resultados experimentales de este método son exhibidos en el capítulo 5.

En la figura 4.13 se observa el modelo implementado, que está compuesto por sub-sistemas enumerados del 1 al 4 y que cumplen las siguientes funciones:

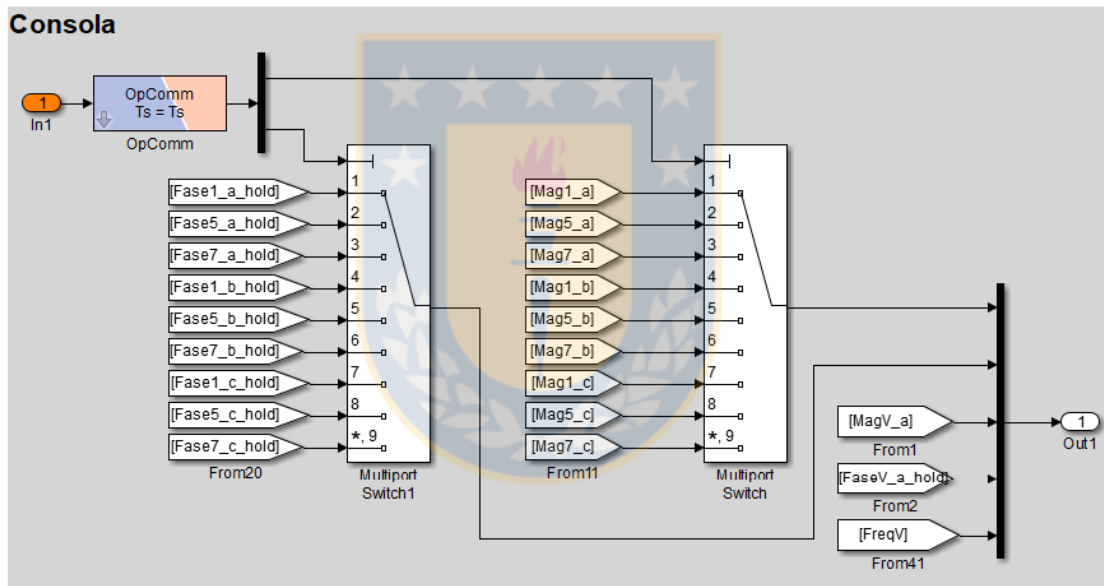
- Subsistema 1: Adapta las señales aplicando una ganancia a las entradas digitales, equivalente al número de vueltas y resistencia de salida en las celdas LEM.
- Subsistema 2: Es la consola que permite realizar pequeños cambios al modelo de forma online.
- Subsistema 3: Permite seleccionar las variables de control que se desean como salida, de forma de poder visualizarlas en el osciloscopio como señales de voltaje en un rango de ± 16 [V].
- Subsistema 4: Aplica el algoritmo de detección armónica a las señales provenientes del subsistema 1, generando la señal de referencia para el control PWM.

Entradas Análogas

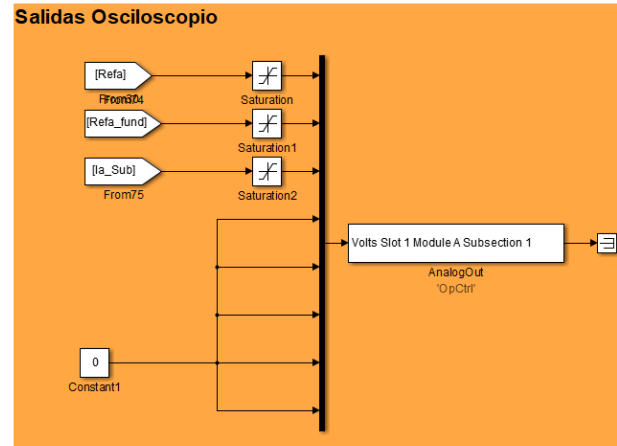


a)

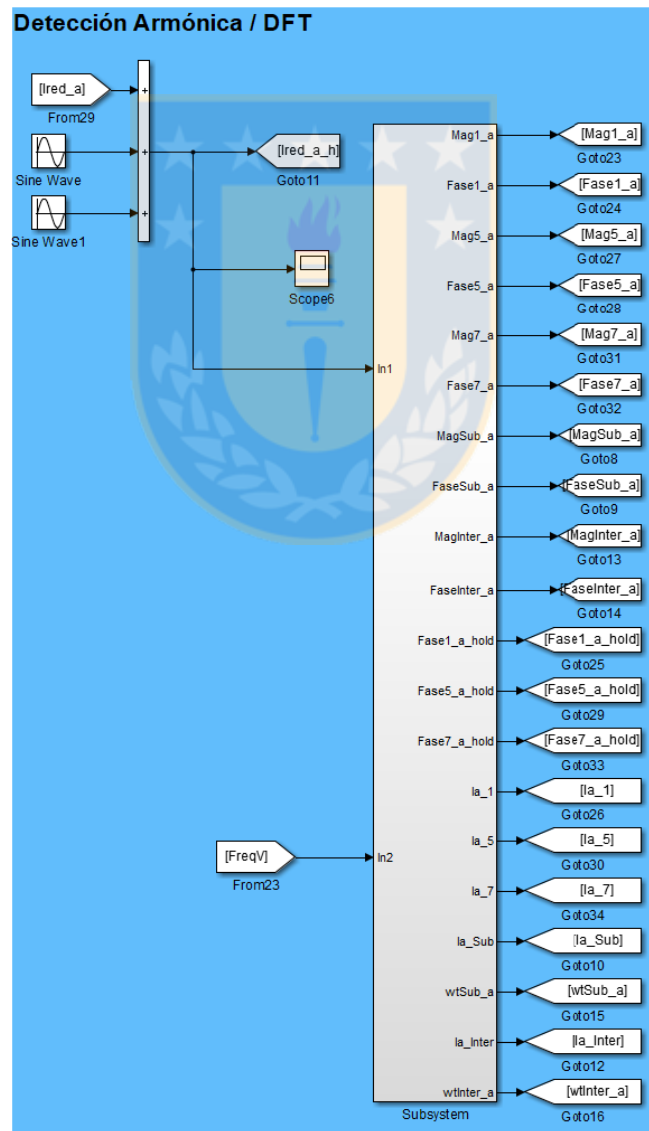
Consola



b)



c)



d)

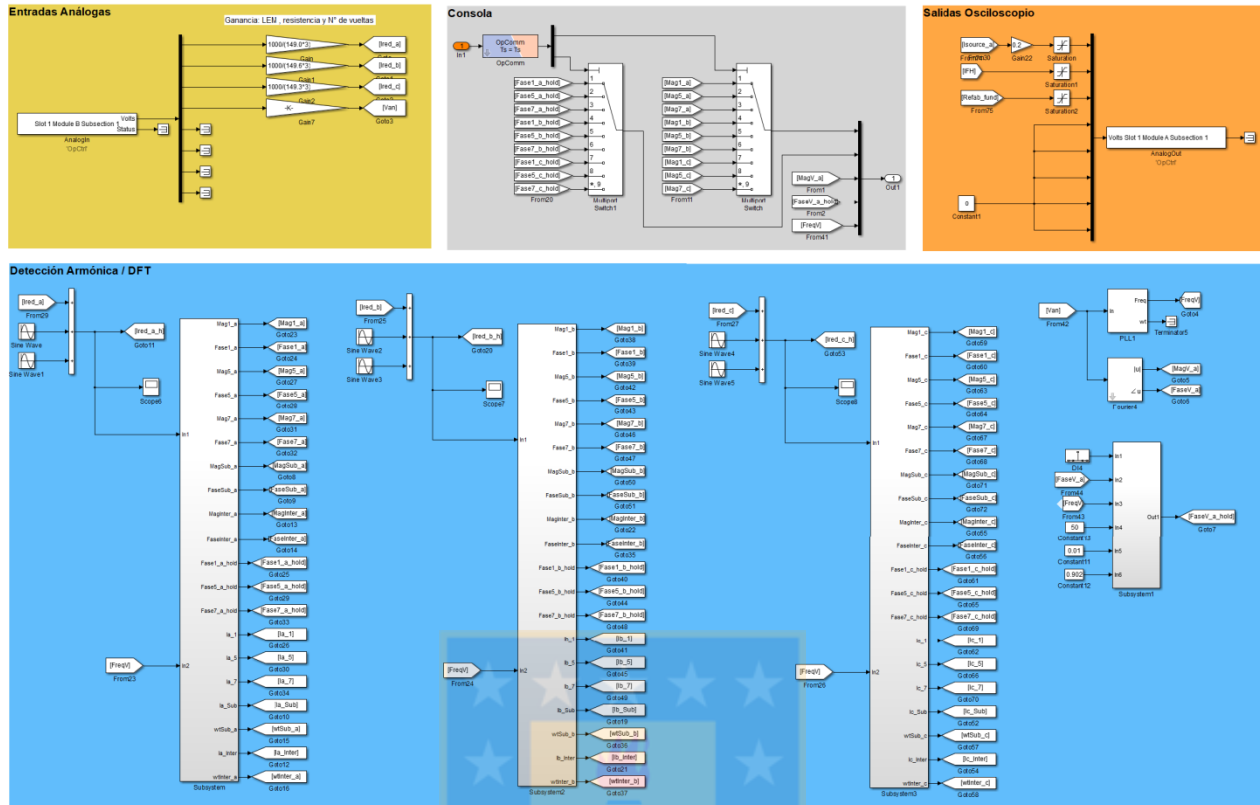


Fig. 4.13 Esquema de control implementado en Simulink

- a) Subsistema 1; b) Subsistema 2; c) Subsistema 3; d) Subsistema 4
e) Vista global del esquema de control

Fuente: Elaboración propia.

4.3.4 Generación de Señales de Disparo

Luego de obtener las señales de disparo en el modelo de Simulink (de forma virtual), se requiere que estas señales estén disponibles eléctricamente para su uso en el encendido y apagado de los transistores del inversor. Esto se logra a través del módulo OP5354 de salidas digitales incorporado en el procesador Opal-RT. El módulo OP5354 entrega señales digitales en su salida, las que cuentan con aislación galvánica para un buen funcionamiento en aplicaciones donde se requiere aislación de voltaje. Sus 32 salidas se emiten simultáneamente hasta una velocidad de 40 millones de muestras/segundo, adaptándose perfectamente con otros dispositivos y proporcionando un aislamiento eléctrico con protección contra cortocircuitos.

El nivel de tensión de las salidas digitales es proporcionado por el usuario, permitiéndose conectar una fuente DC externa de entre 5 a 30 [V]. La corriente máxima de salida es de 50 [mA]. En la figura 4.14 se muestra un diagrama esquemático de las salidas digitales, se tiene un transistor push-pull que puede operar en modo sink o source. La aislación galvánica es aportada por una fuente DC aislada interna.

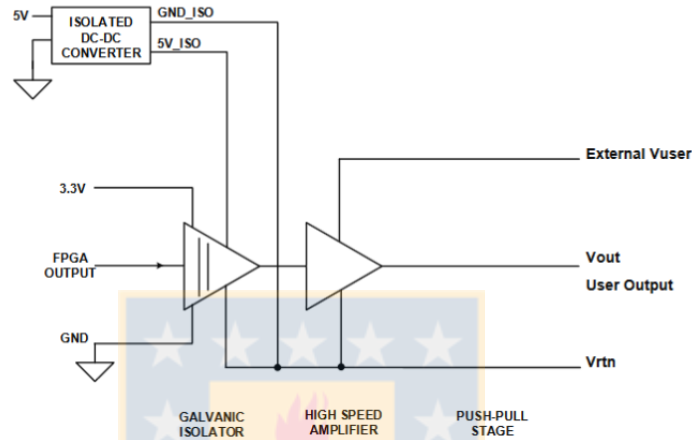


Fig. 4.14 Diagrama esquemático de las salidas digitales

Fuente: Elaboración propia.

Para la implementación, se utilizó una fuente DC externa de 5 [V], de esta forma las salidas digitales toman un valor de 0 o 5 [V] dependiendo si se encuentran en estado apagado (0) o encendido (1). Este valor se escogió para que sea compatible con la siguiente etapa del control, donde las señales de disparo son adaptadas por una tarjeta eléctrica/óptica para ser enviadas a los drivers de los IGBTs.

4.3.5 Circuito de Disparos

Con las señales de disparo disponibles de forma eléctrica desde el control, se deben adaptar nuevamente ya que no pueden ser aplicadas de forma directa en el gate de los IGBTs. Para esto se hace uso de una tarjeta eléctrica/óptica, mostrada en la figura 4.15. Esta tarjeta recibe los pulsos eléctricos del controlador PWM (provenientes desde el computador Opal-RT) y envía pulsos a través de fibra óptica para generar el encendido/apagado de los transistores IGBT, aislando el circuito de control con el circuito del convertidor.



Fig. 4.15 Tarjeta eléctrica/óptica para generar pulsos de disparo de los IGBT

Fuente: Elaboración propia.

La tarjeta de la figura 4.15 cuenta con 10 pines: 2 para energizar a través de una fuente DC externa y 8 pines de entradas para las señales eléctricas provenientes del control. Esta tarjeta opera es a través de un voltaje que genera una corriente que circula por un foto emisor, el cual emite una señal de luz que se transmite a través de la fibra óptica a la salida, permitiendo una transmisión eficiente y evitando interferencias.

La figura 4.16 muestra un esquema de las etapas del control descritas anteriormente. Resultados experimentales de la operación del control son exhibidos en el capítulo 5.

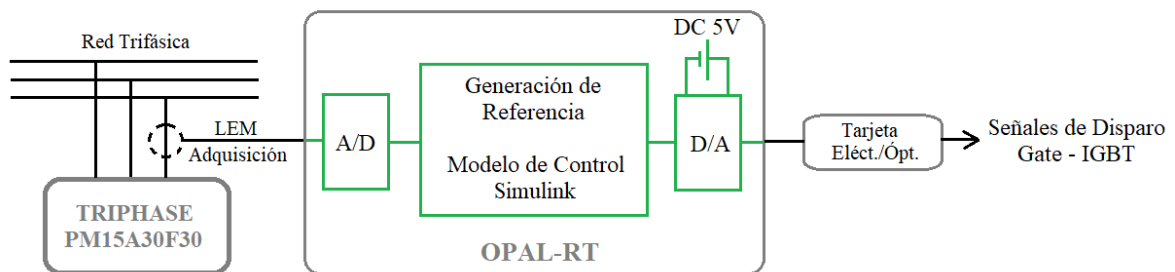


Fig. 4.16 Etapas implementadas para el control del filtro activo

Fuente: Elaboración propia.

4.4 Inversor Trifásico Fuente de Voltaje

La parte activa del esquema de filtrado está compuesto por un inversor trifásico fuente de voltaje, constituido por 6 transistores IGBT y con un condensador en su barra de continua, (ver figura 4.17).

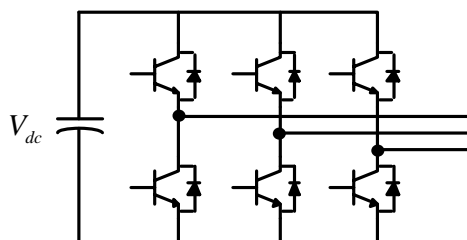


Fig. 4.17 Diagrama del inversor trifásico fuente de voltaje implementado

Fuente: Elaboración propia.

Para la construcción del inversor se utilizaron semiconductores de potencia tipo IGBT. Las especificaciones se encuentran en la tabla 4.3, mientras que en la figura 4.18 se muestra la configuración de los IGBT en el setup con sus respectivos drivers. Para el desacople en los drivers se utiliza optoacopladores alimentados por fuentes de tensión independientes, las cuales son generadas por el transformador mostrado en la figura 4.19.

TABLA 4.3 Características de los IGBTs utilizados

IGBT G4PH50KD	
Corriente máxima en el colector	24 A
Voltaje colector-emisor	1200 V
Voltaje gate-emisor	15 V
Diodo interno	Incorporado
Corriente continua directa en el diodo	16 A
Máxima corriente directa en el diodo	90 A

Fuente: Elaboración propia.



Fig. 4.18 Inversor usado en la etapa activa del filtro híbrido

Fuente: Elaboración propia.

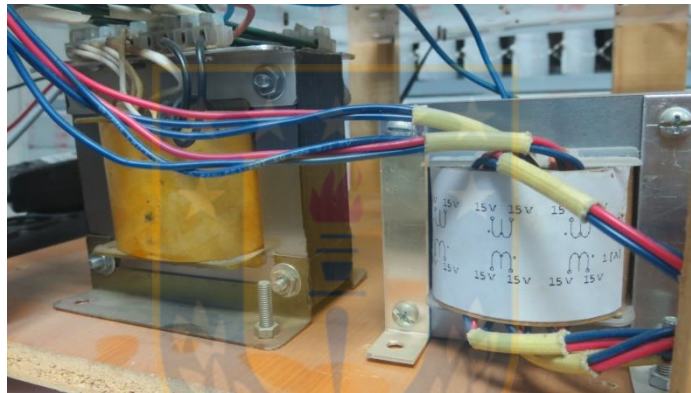


Fig. 4.19 Transformador para generar fuentes de alimentación aisladas

Fuente: Elaboración propia.

En la barra en continua se utilizó un condensador con las características mostradas en la tabla 4.4, la elección de su capacitancia se realizó a través de la ecuación (3.4), para un ripple máximo de 1% y una corriente peak en el filtro híbrido de 7 [A] (obtenido previa simulación). El valor obtenido fue de 3.6 [mF], pero debido a los elementos disponibles en el laboratorio se utilizó un condensador capacitancia 3.3 [mF].

TABLA 4.4 Características del condensador en la barra DC

Condensador	
Fabricante	Cornell Dubilier
Capacitancia	3300 μF
Tensión DC	500 V_{DC}

Fuente: Elaboración propia.

4.5 Filtros Pasivos

4.5.1 Diseño

Para el diseño de los filtros pasivos, se consideró lo expuesto en el capítulo anterior, analizando sus desempeños en la capacidad de filtrado de corrientes armónicas como en aporte de potencia reactiva. Tomando como referencia el estándar IEEE 519-2014 [5] que limita la distorsión armónica total de voltaje (THDv) y de corriente demandada.

En [7] se analizó el desempeño de las tres topologías mostradas en el capítulo anterior, para proponer la topología más conveniente frente al armónico que se desea atenuar. La primera recomendación extraída de ese trabajo es que a pesar de que lo lógico es sintonizar esquemas pasivos para atenuar los armónicos característicos producidos por las topologías de los cicloconvertidores, el diseño de los filtros pasivos debe considerar sintonizar topologías a baja frecuencia, específicamente a la segunda o cuarta armónica, ya que, al conectar filtros desde los 250 Hz en adelante, se desplazan las resonancias a frecuencias inferiores.

En base a lo anterior, se comenzó por diseñar los filtros encargados de atenuar las armónicas características de la topología de seis pulsos que corresponden a la 5° y 7° armónica. Además de considerar la frecuencia de sintonización de estos dos filtros, se consideró en su diseño el aporte de corriente reactiva fundamental, para mejorar el factor de potencia por desplazamiento. El diseño se basó en los resultados obtenidos en el capítulo 5, en la sección 5.1 “Carga prueba del Filtro”, donde se obtuvo que la corriente de carga sin compensar tiene un factor de desplazamiento de 0.7 (desfase entre el voltaje y corriente fundamental), que corresponde a 6.6 [kVAr].

A la hora de elegir la topología de filtro pasivo, se optó por el tipo Pasa Banda por su mayor sencillez a la hora de implementar en el laboratorio, donde si bien esta topología presenta la mejor atenuación armónica, para frecuencia menores a la de sintonización presentan mayor riesgo de amplificar corrientes armónicas.

Los valores de los parámetros usados en estos filtros de quinta armónica (FP-5) y séptima armónica (FP-7) se detallan en la tabla 4.5, los cuales fueron elegidos con el criterio de compensar los requerimientos de potencia reactiva de la carga (dimensionamiento de condensadores) y obtener la frecuencia de sintonización deseada (inductores).

Como se mencionó anteriormente, la potencia reactiva en la carga es de 6.6 [kVAr]. En base a este valor, los condensadores fueron dimensionados de forma de suministrar la potencia reactiva en la carga, distribuyendo un mayor aporte de potencia de reactiva a las ramas de menor frecuencia de sintonización. El aporte de potencia reactiva de cada filtro se obtiene a través de la ecuación (3.1) del capítulo 3, estos valores son expuestos en la tabla 4.6 donde se tiene el detalle de los filtros pasivos finalmente implementados.

TABLA 4.5 Parámetros de los filtros pasivos para armónicas características

	FP-5	FP-7
Inductancia	10.7[mH]	14[mH]
Resistencia del inductor	0.2[Ω]	0.3[Ω]
Condensador	39[μF]	15[μF]
Frec. de Resonancia	246[Hz]	347[Hz]

Fuente: Elaboración propia.

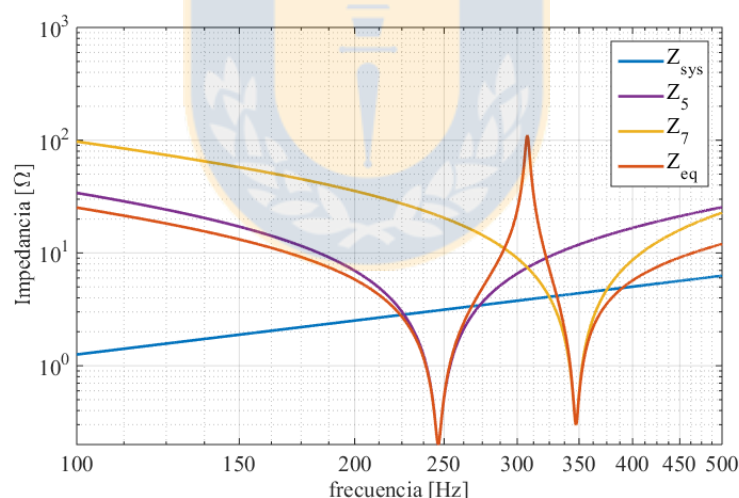


Fig. 4.20 Impedancias de los filtros pasivos FP-5 y FP-7 en función de la frecuencia

Fuente: Elaboración propia.

En la figura 4.20 se muestra el barrido en frecuencia para las impedancias de los filtros pasivos sintonizados a la 5^o y 7^o armónicas, como también la impedancia equivalente que corresponde al paralelo de ambas ramas. Se observa que las menores impedancias se producen a las frecuencias de sintonización de ambas ramas. Este mínimo valor corresponde a la parte resistiva del inductor y depende de sus características constructivas, denominado factor de calidad (q).

Para el caso del sistema, se consideró una impedancia tipo RL, con una razón X/R igual a 15, esto debido a que donde se probará el setup es una red de baja tensión, donde la relación X/R generalmente es baja con valores iguales o menores a 15. Al considerar la impedancia del sistema del tipo RL, su impedancia varía directamente con la frecuencia, tal como se observa en la figura 4.20, siendo no necesariamente así en sistemas de distribución industriales.

La efectividad de los filtros se mide con el factor de atenuación, que relaciona la impedancia equivalente del sistema y la impedancia del filtro. En la figura 4.21, se tiene el factor de atenuación obtenido sólo con la incorporación de los filtros de corrientes armónicas características.

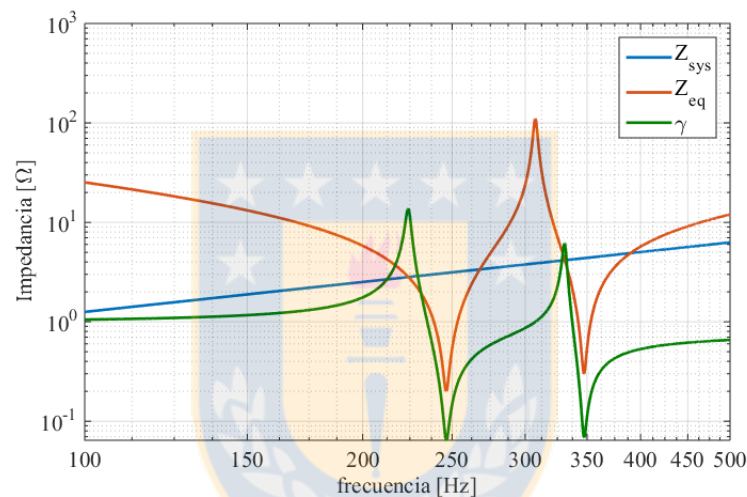


Fig. 4.21 Factor de atenuación entre el sistema y los filtros pasivos FP-5 y FP-7

Fuente: Elaboración propia.

A partir de lo obtenido en la figura 4.21, se observa dos tramos en donde el factor de atenuación es mayor a 1, produciéndose el efecto de resonancia paralela entre los filtros y el sistema, resultando en la amplificación del contenido armónico ubicado en esas bandas de frecuencia. Esto último debe ser considerado, debido a que el cicloconvertor genera inter armónicas en esas bandas de frecuencia cercanas a las armónicas características.

En función de los cálculos iniciales y de forma de evitar estas resonancias, se recurre a la recomendación extraída de [7] y se procede a agregar una rama sintonizada a menor frecuencia que corresponde a la cuarta armónica (FP-4), de esta forma la respuesta en frecuencia de los filtros pasivos y el factor de atenuación se modifican, tal como se observa en la figura 4.22.

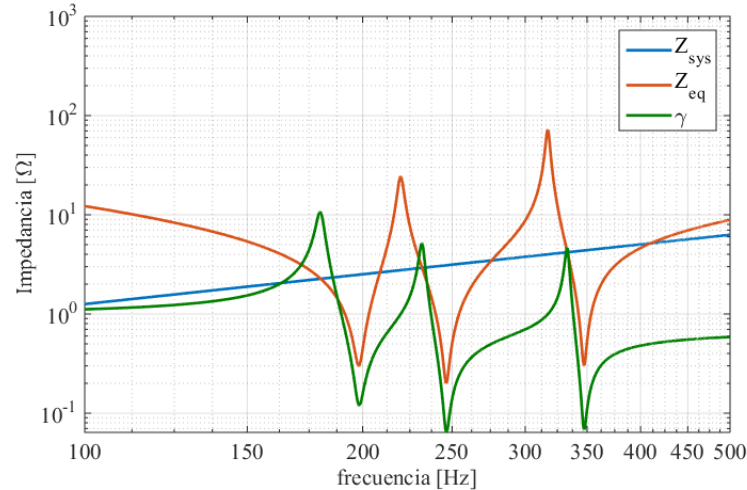


Fig. 4.22 Factor de atenuación al agregar un filtro pasivo sintonizado a 200 Hz

Fuente: Elaboración propia.

Al agregar un filtro sintonizado a la cuarta armónica, se reducen en un 75% las resonancias para las inter armónicas asociadas a la 5° y 7° armónica.

En resumen, el banco de filtros pasivos consiste de tres ramas resonantes sintonizadas a las 4°, 5° y 7° armónica, con un aporte de potencia reactiva total de 4.74 [kVAr]. Estos filtros generan resonancia paralela con la impedancia del sistema que provoca una amplificación de corriente en las frecuencias cercanas a la de sintonización, tal como se muestra en la figura 4.21.

4.5.2 Implementación

A partir del diseño previo, se implementó en el laboratorio el banco de filtros pasivos con los parámetros mostrados en la tabla 4.6.

TABLA 4.6 Parámetros del banco de filtro pasivos

	FP-4	FP-5	FP-7
Condensador	50[μF]	39[μF]	15[μF]
Inductor	12.9[mH]	10.7[mH]	14[mH]
Resistencia del inductor	0.3[Ω]	0.2[Ω]	0.3[Ω]
Factor de calidad q	14	17	15
Frec. de resonancia	198[Hz]	246[Hz]	347[Hz]
Potencia Reactiva Filtro	2.28 [kVAr]	1.78 [kVAr]	0.68 [kVAr]

Fuente: Elaboración propia.

Los valores de los condensadores vienen predeterminados, por lo que se eligieron para cumplir con los requerimientos de potencia reactiva de la carga, mientras que los inductores se fabricaron para obtener la resonancia requerida y soportar los requerimientos de corriente fundamental. El aporte total de potencia reactiva de los filtros es de 4.74 kVAr. En la figura 4.23 se muestran imágenes de los componentes una vez implementados en el laboratorio. En la tabla 4.7 se detalla los datos de placa de los condensadores adquiridos.

TABLA 4.7 Datos de placa de los condensadores

Condensador	50[μ F]	39[μ F]	15[μ F]
Marca - Modelo	Weg-UCW0.83V34	Arteche	Weg-UCW0.83V40
Voltaje [V]	230	480	380
Potencia reactiva [kVAr]	0.83	2.78	0.69
Corriente nominal [A]	3.6	5.8	1.8
Resistor de descarga	180 k Ω /3W	270 k Ω /3W	560 k Ω /3W

Fuente: Elaboración propia.



Fig. 4.23 Componentes del banco de filtros pasivos

Fuente: Elaboración propia.

4.6 Transformador de Acoplamiento

La corriente máxima que puede circular por el inversor está dada por los semiconductores. En el setup se utilizaron transistores IGBT modelo G4PH50KD que poseen una corriente nominal de 24 [A]. Por otra parte, debido a que se requiere que el filtro pasivo trabaje en serie con el filtro activo, es necesario el uso de un transformador de acoplamiento que aísla los dos circuitos. La razón

de transformación de este transformador debe cumplir de no exceder los requerimientos de potencia del filtro activo. Para la implementación se utilizó transformadores con razón $a = 2:1$ en conexión estrella (figura 4.24). La razón de transformación se eligió de forma de no superar la corriente soportada por el convertidor (circuito de los IGBT), considerando que la corriente en el lado secundario (red) corresponde principalmente a la corriente fundamental aportada por los filtros pasivos, sin embargo, al disminuir el nivel de corriente en el convertidor se reduce el nivel de tensión aplicado a los filtros pasivos, limitando las características de atenuación. Los transformadores implementados se muestran en la figura 4.25, y poseen un diámetro de conductor capaz de soportar la corriente del filtro.

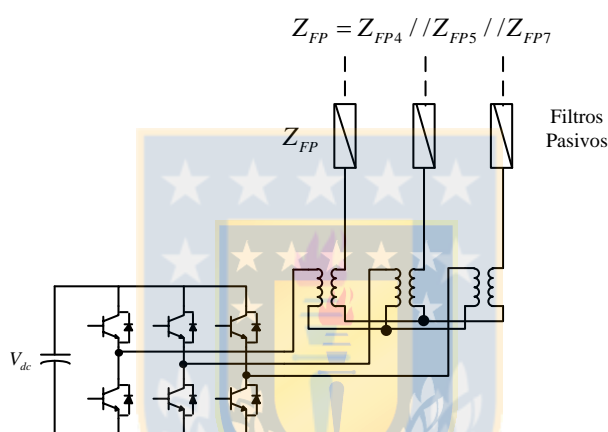


Fig. 4.24 Conexión transformadores de acoplamiento entre etapa pasiva y activa
Fuente: Elaboración propia.



Fig. 4.25 Transformadores de acoplamiento implementados en el setup experimental
Fuente: Elaboración propia.

El voltaje en la barra de continua del inversor es de $500 [V_{DC}]$, luego el máximo voltaje en terminales del filtro es de $V_{FA,máx} = (1/\sqrt{3}) \cdot V_{DC} / m = 144.3 [V]$.

4.7 Comentarios y Conclusiones

En este capítulo se presentó la implementación de cada una de las partes que componen el filtro híbrido, esta tarea fue la que necesitó la mayor cantidad de tiempo en la presente investigación. Esto último debido al casi nulo conocimiento previo sobre la operación/interacción de los equipos Opal-RT y Triphase con elementos externos. A partir de lo desarrollado en este capítulo se logró hacer operar ambos equipos en conjunto (resultados se muestran en el capítulo 5), dejando registro de los pasos realizados para ser usados en futuras investigaciones.

Si bien en aplicaciones industriales se utilizan topología de 12 pulsos, por un tema de factibilidad técnica en este trabajo se implementará una topología de 6 pulsos para validar experimentalmente el funcionamiento del filtro propuesto, debido a que esta topología –al igual que la de 12 pulsos- presenta en su corriente de entrada las sub e inter-armónicas ($f_i \pm 6 \cdot f_o$).



Capítulo 5. Resultados Experimentales

Para corroborar el correcto funcionamiento del sistema de filtro propuesto, se realizaron pruebas de laboratorio con la misma configuración que se describió en los capítulos anteriores.

5.1 Carga Prueba del Filtro

Se realizaron pruebas de laboratorio con el modelo del cicloconvertor trifásico –sin corriente circulante- alimentando una carga RL y operando a una frecuencia de salida de 5 [Hz]. Esto emulado por el convertidor Triphase en modo fuente de corriente.

En la figura 5.1 se tiene la corriente del sistema, que corresponde a la corriente de entrada del cicloconvertor -sin filtrar-. Esta forma de onda obtenida a la salida del módulo Triphase, consiste en una corriente con componente fundamental en atraso y términos armónicos, sub e inter armónicos superpuestos.

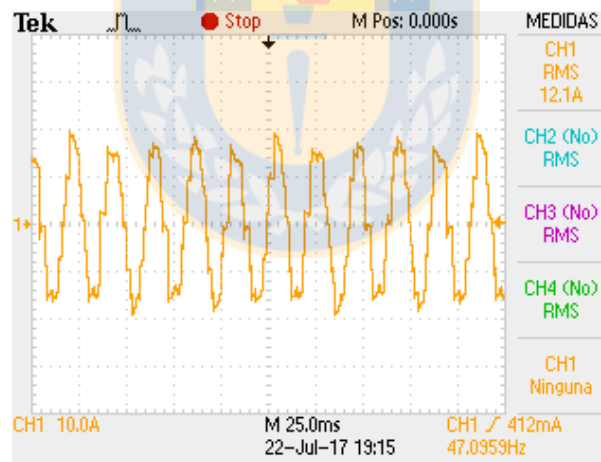


Fig. 5.1 Corriente de entrada del cicloconvertor emulada por Triphase

Fuente: Elaboración propia.

El espectro en frecuencia de la corriente de entrada se muestra en la figura 5.2, donde se tienen componentes sub e inter armónicas próximas a la componente fundamental, las cuales corresponden al subarmónico $f_1 - 6f_o$ y el interarmónico $f_1 + 6f_o$ y tienen una amplitud con respecto a la fundamental de 6.08% y 5.90% respectivamente. Para cuantificar la distorsión armónica se

consideró un THD_{Caract} (armónicas múltiplos enteros), $THD_{No-Caract}$ (sub e inter armónicas) y el THD_{Total} (todas las armónicas).

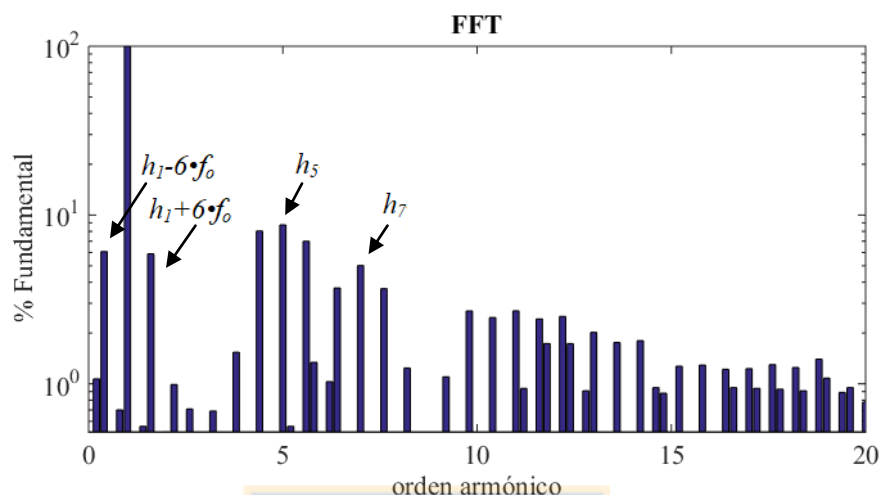


Fig. 5.2 Espectro en frecuencia de la corriente de entrada sin filtrado $THD_{Total} = 19.8\%$

Fuente: Elaboración propia.

Del espectro en frecuencia de la figura 5.2, se observa un contenido armónico importante compuesto por las armónicas características de una topología de seis pulsos (5° y 7°) y armónicas no características. Bajo los 100 [Hz], se tienen dos componentes de mayor amplitud, que corresponden al sub e inter armónico $f_1 \pm 6f_0$, y sus frecuencias dependen directamente de la frecuencia de operación de la carga.

Así como se tienen inter armónicas asociadas a la frecuencia fundamental, aparecen inter armónicas de amplitud considerable en cercanías de cada armónica característica, por ejemplo, la 5° armónica posee dos inter armónicas ubicadas en $5f_1 \pm 6f_0$, que corresponde a 220 y 280 [Hz] respectivamente. El THD de la corriente de entrada sin filtrado es detallado en la tabla 5.1.

TABLA 5.1 THD corriente de entrada del cicloconvertor sin filtrado

THD característico	10.8%
THD no-característico	16.7%
THD total	19.8%

Fuente: Elaboración propia.

En la figura 5.3 se presenta el desfase entre la corriente y el voltaje de la red. Resulta importante conocer el factor de potencia por desplazamiento del cicloconvertor a su entrada, ya que provee información con respecto al flujo de potencia reactiva debido a la operación del convertidor.

Para el caso de la corriente emulada, se tiene un factor de desplazamiento de 0.7 (desfase entre el voltaje y corriente fundamental) que corresponde a una potencia reactiva de 6.6 [kVAr], que deberá ser compensada con filtros pasivos.

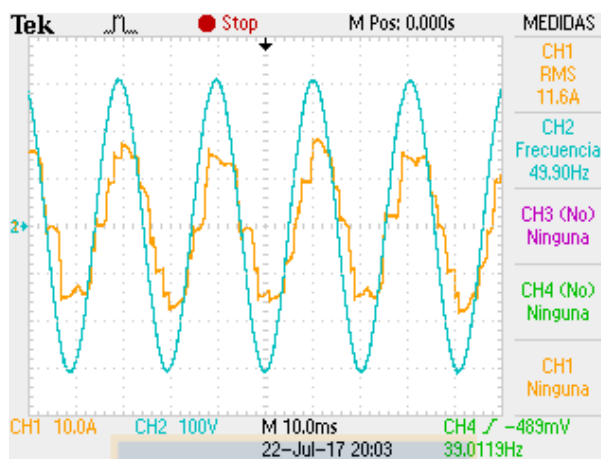


Fig. 5.3 Desfase entre voltaje y corriente sin filtrado

Fuente: Elaboración propia.

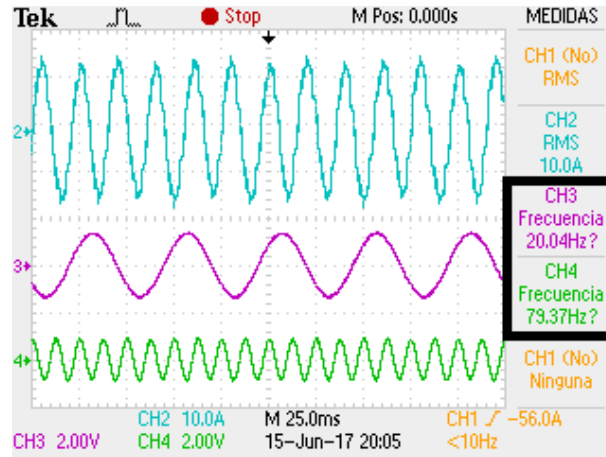
5.2 Detección Armónica

Para validar el uso del modelo experimentalmente, se aplicó el algoritmo a una corriente eléctrica emulada con el convertidor Triphase con presencia de sub e inter armónicas, la señal de prueba contiene los armónicos detallados en la tabla 5.2. Los resultados son mostrados en la figura 5.4.

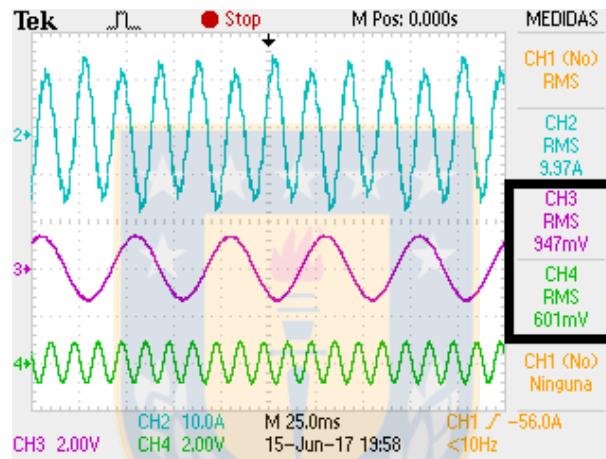
TABLA 5.2 Componentes armónicas de la señal de prueba del algoritmo DFT on-line

	Fundamental	Sub-armónica	Inter-armónica
Amplitud [pu]	1	0.1	0.06
Frecuencia [Hz]	50	20	80
Fase	0°	30°	15°

Fuente: Elaboración propia.



a)



b)

Fig. 5.4 Prueba online del método de detección armónica
 a) Frecuencias medidas ; b) Amplitudes medidas

Fuente: Elaboración propia.

En las imágenes mostradas en la figura 5.4, se observa las frecuencias y magnitudes medidas por el osciloscopio, las cuales coinciden con la sub e inter-armónica de la señal de prueba, comprobándose el adecuado funcionamiento on-line del algoritmo de detección armónica. Posteriormente las corrientes calculadas en cada fase son amplificadas por la ganancia K del filtro y usadas como referencia de voltaje del controlador PWM.

5.3 Compensación Pasiva

Los resultados experimentales en estado estacionario al probar los filtros pasivos se muestran en las figuras 5.5 a 5.8.

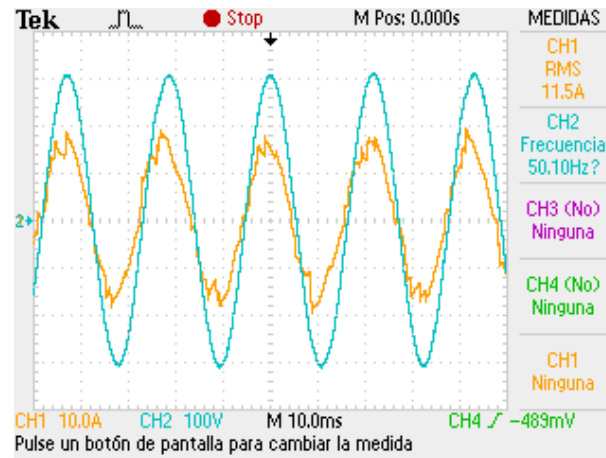


Fig. 5.5 Voltaje de red (azul) y corriente de entrada del cicloconvertor (amarillo) con filtrado pasivo

Fuente: Elaboración propia.

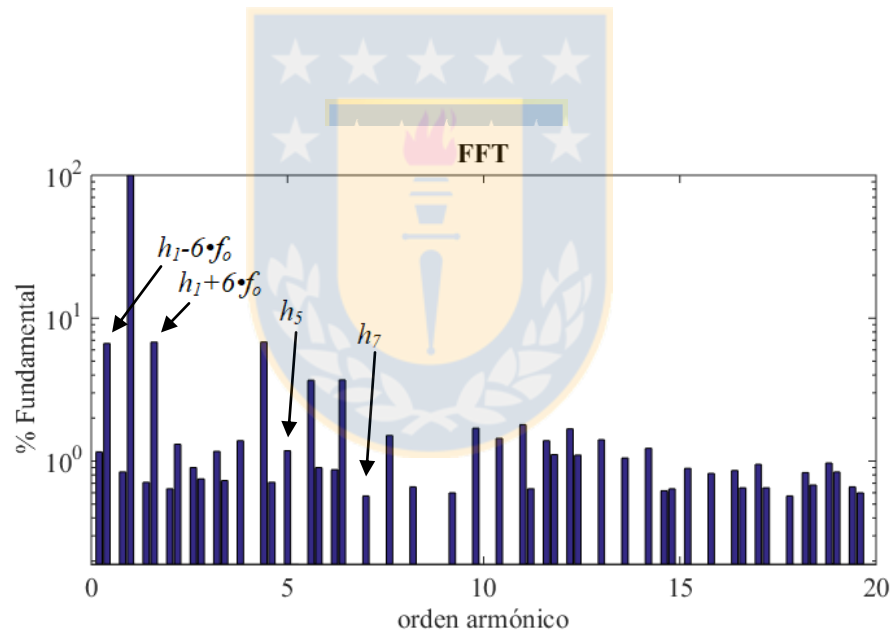


Fig. 5.6 Espectro en frecuencia de la corriente de entrada con filtrado pasivo $THD_{Total}=14.4\%$
Fuente: Elaboración propia.

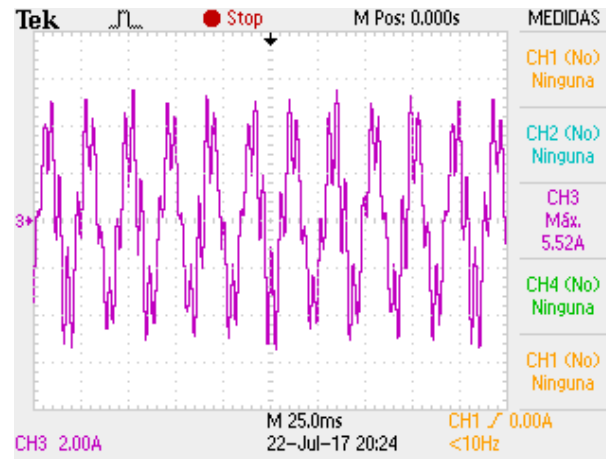


Fig. 5.7 Corriente que circula por rama sintonizada a 250 [Hz]

Fuente: Elaboración propia.

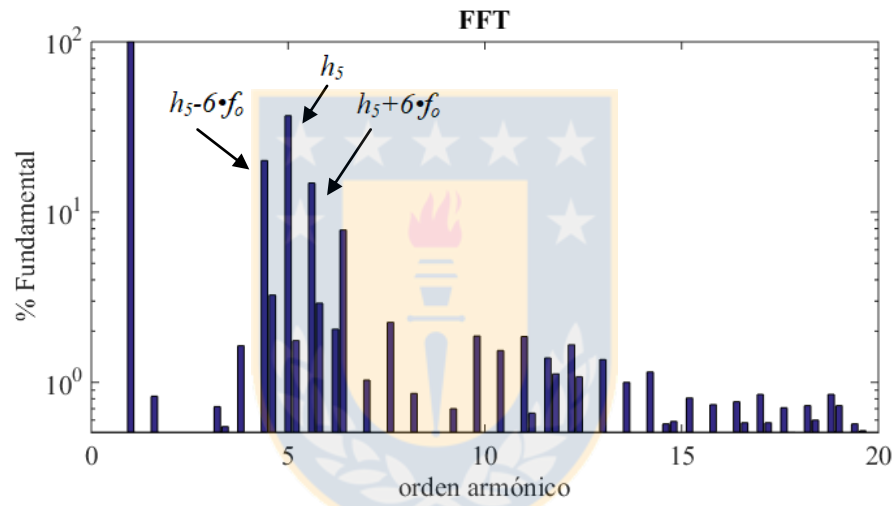


Fig. 5.8 Espectro en frecuencia de la corriente del filtro pasivo sintonizado a 250 [Hz]

Fuente: Elaboración propia.

En la figura 5.5 se muestra la corriente de entrada del cicloconvertor (amarillo) con filtrado pasivo; se observa una disminución del ángulo de desfase con el voltaje de la red (azul). La potencia reactiva aportada por los filtros pasivos permite mejorar el factor de potencia que se tenía sin filtrado (figura 5.3), logrando un factor de potencia de 0.98.

En relación al contenido armónico, se tiene que el THD_{Total} disminuyó desde un 19.8% a un 14.4% (ver tabla 5.3). Se busca reducir este valor con la conexión del filtrado activo.

TABLA 5.3 THD corriente de entrada con filtrado pasivo

THD característico	2.9%
THD no-característico	14.2%
THD total	14.4%

Fuente: Elaboración propia.

En la tabla 5.4 se contrastan los valores de las armónicas características obtenidas antes y después del filtrado pasivo.

TABLA 5.4 Armónicas características de la corriente de entrada del cicloconversor

Frecuencia [Hz]	Armónico orden	Sin Filtros [%] de I_L	Con Filtros [%] de I_L
100	2	0.52	0.64
250	5	8.74	1.18
350	7	5.02	0.57
550	11	2.71	1.80
650	13	2.02	1.41
850	17	1.23	0.95
950	19	1.08	0.84

Fuente: Elaboración propia.

Los límites armónicos en el estándar 519-2014 del *IEEE* se establecen en base al nivel de tensión y la relación entre la corriente de cortocircuito (I_{SC}) y la corriente de demanda máxima (I_L), y no son específicos para cargas individuales, ya que consideran el total de corriente inyectado en el PCC.

Con respecto a las corrientes sub e inter armónicas, en la tabla 5.5 se contrastan los valores antes y después de agregar los filtros pasivos. Si bien se produjo una disminución en el THD_{Total} , se observa que el efecto de incorporar los filtros pasivos produjo la amplificación de las sub e inter armónicas menores a 100 [Hz].

Es importante destacar que la amplificación armónica a baja frecuencia no tiene mayor incidencia en aplicaciones con cargas no-lineales típicas de 6 y 12 pulsos. Sin embargo, la presencia de cicloconvertidores implica la inyección de contenido armónico de baja frecuencia. En el caso mostrado, la sub armónica f_1-6f_o tuvo una amplificación de un 9%, mientras que la inter armónica f_1+6f_o aumentó su amplitud en un 15%.

TABLA 5.5 Corrientes sub e inter armónicas

Frecuencia [Hz]	Armónico orden	Sin Filtros [%] de I_L	Con Filtros [%] de I_L
20	$h_1-6\cdot f_0$	6.08	6.65
80	$h_1+6\cdot f_0$	5.90	6.79
220	$h_5-6\cdot f_0$	8.04	6.82
280	$h_5+6\cdot f_0$	6.99	3.68
320	$h_7-6\cdot f_0$	3.70	3.65
380	$h_7+6\cdot f_0$	3.66	1.51
520	$h_{11}-6\cdot f_0$	2.47	1.44
580	$h_{11}+6\cdot f_0$	2.42	1.39

Fuente: Elaboración propia.

5.4 Compensación Híbrida

Ya implementadas cada una de las partes del filtro híbrido se procedió a probar su funcionamiento. Los resultados mostrados en las figura 5.9 fueron obtenidos con la misma carga de las pruebas anteriores, es decir, con el cicloconvertor operando a una frecuencia de salida de 5 [Hz].

Si bien se enfocó el filtrado activo en atenuar la sub e inter armónicas de mayor amplitud, que corresponden a las frecuencias 20 [Hz] y 80 [Hz], al atenuarlas se logró una baja disminución en el THD_{Total} . Debido a esto último, para mejorar el desempeño del esquema híbrido, además de atenuar la sub e inter-armónica cercanas a la frecuencia fundamental, se utilizó el filtro activo para atenuar otras inter-armónicas correspondientes a las $h_{5\pm 6\cdot f_0}$ y $h_{7-6\cdot f_0}$.

A cual o cuales filtros pasivos se debe conectar el filtro activo es un tema no menor, ya que se debe buscar tener el camino de menor impedancia a las frecuencias que se desean atenuar. En el setup de laboratorio se optó por conectar el filtro activo a las tres ramas de filtros pasivos, ya que en conjunto presentan una menor impedancia a bajas frecuencias en comparación a conectarlos únicamente a la rama sintonizada a la 4° armónica y además se logra atenuar inter-armónicas asociadas a la 5° y 7° armónicas. Sin embargo, debido a la conexión en serie de ambos esquemas, conectar el convertidor a más de un filtro pasivo implica que la corriente que circula por el filtro activo aumenta.

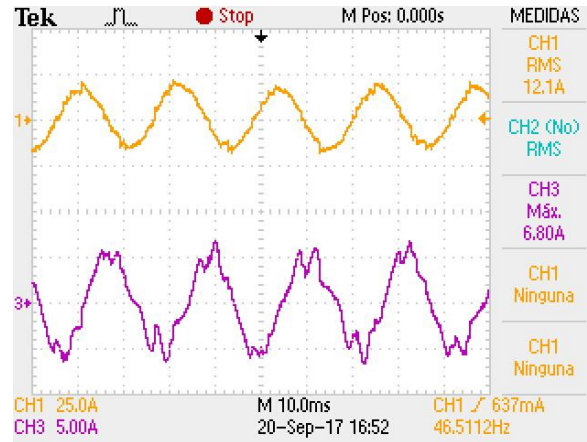


Fig. 5.9 Corriente de entrada del sistema y corriente a través del filtro con compensación híbrida

Fuente: Elaboración propia.

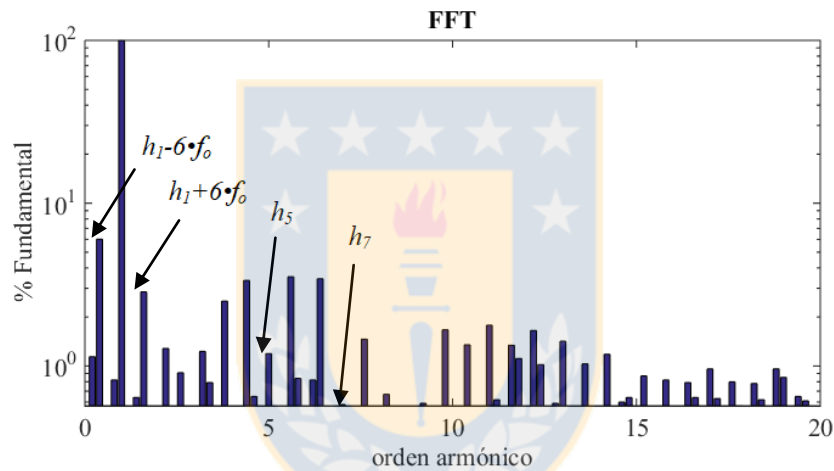


Fig. 5.10 Espectro en frecuencia de la corriente de entrada con filtrado híbrido $THD_{Total}=8.8\%$

Fuente: Elaboración propia.

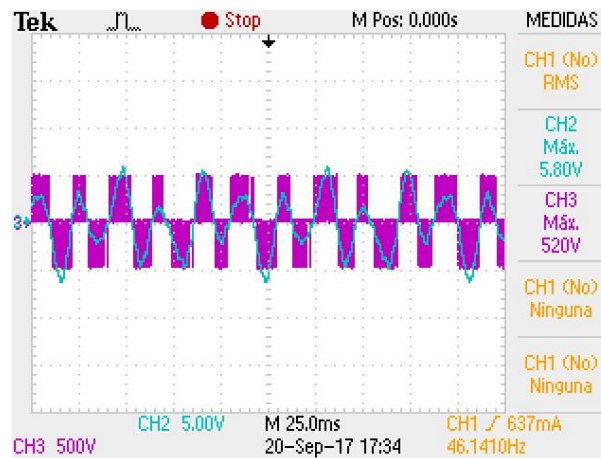


Fig. 5.11 Señal de referencia y voltaje entre fases en terminales del inversor

Fuente: Elaboración propia.

La figura 5.9 muestra en su parte superior la corriente de entrada después del filtrado híbrido, mientras que en la parte inferior se tiene la corriente a través del filtro, formada por una componente fundamental –aporte de potencia reactiva- y componentes sub e inter-armónicos usados en la señal de referencia. Con respecto a la corriente de entrada, se obtuvo una disminución considerable en el $THD_{no-caract}$, mejorando el THD_{Total} (tabla 5.6), esto al atenuar las inter-armónicas de mayor amplitud, tal como se observa en la figuras 5.9 - 5.10 y se detalla en la tabla 5.7.

Estos resultados se obtuvieron con una ganancia del filtro híbrido $K=35$ y no se pudo aumentar más debido a que con K mayores se producen resonancias que desmejoran el THD_{Total} excesivamente.

Por otra parte, en la figura 5.11 se tiene la señal de referencia (en color azul) generada por el esquema de control, correspondiente a la suma de todas las inter-armónicas que se desea atenuar más una componente fundamental por el control de tensión en el enlace DC. Esta señal de referencia es correctamente replicada en terminales del inversor mediante el control PWM (señal color morado).

El espectro en frecuencia asociado a la corriente de entrada con filtrado híbrido se muestra en la figura 5.10, donde se observa una disminución en la amplitud de la inter-armónica cercana a la fundamental ubicada en 80 [Hz], la cual disminuyó un 58% su amplitud; mientras que la sub-armónica disminuyó su amplitud un 17%. En la tabla 5.7 se detalla los valores obtenidos después del filtrado activo.

TABLA 5.6 THD corriente de entrada con filtrado híbrido

THD característico	2.9%
THD no-característico	8.3%
THD total	8.8%

Fuente: Elaboración propia.

TABLA 5.7 Corrientes sub e inter-armónicas

Frecuencia [Hz]	Armónico	C/ Filtrado Pasivo [%I ₁]	C/ Filtrado Híbrido [%I ₁]
20	$h_1 - 6 \cdot f_o$	6.65	5.51
80	$h_1 + 6 \cdot f_o$	6.79	2.50
220	$h_5 - 6 \cdot f_o$	6.82	2.81
280	$h_5 + 6 \cdot f_o$	3.68	1.04
320	$h_7 - 6 \cdot f_o$	3.65	2.68

Fuente: Elaboración propia.

A partir de las expresiones de potencia del filtro híbrido desarrolladas en la sección 3.6 del presente informe y de las condiciones de operación del setup implementado, se obtuvo que la potencia aparente de la etapa activa es de 0.572 [kVA], que corresponde aproximadamente a un 5% de la potencia aparente de la carga.

Por las características del banco de filtros usado, se logró un mejor desempeño atenuando la inter-armónica más que la sub-armónica, esto debido a que los filtros pasivos presentan una mayor impedancia a menor frecuencia siendo más complejo atenuarlas con el esquema activo, esto se puede apreciar en la figura 5.12 donde se muestra las diferencias de impedancias entre una y otra frecuencia.

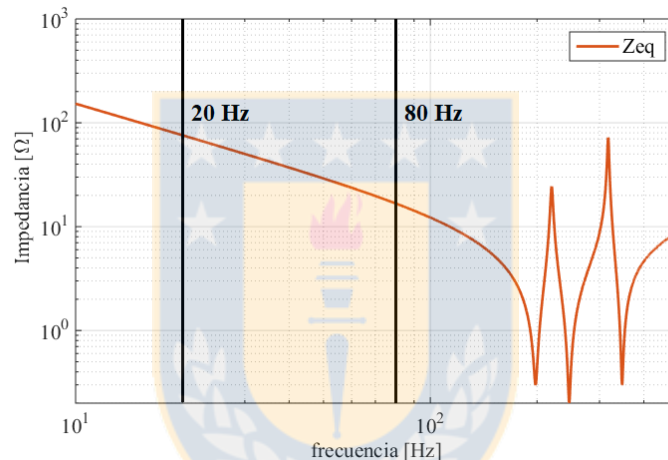


Fig. 5.12 Impedancias de los filtros pasivos a las frecuencias sub e inter armónicas
Fuente: Elaboración propia.

5.5 Comentarios y Conclusiones

Los resultados obtenidos en este capítulo validan el funcionamiento del esquema propuesto en la atenuación de corrientes armónicas producidas por un cicloconvertor. Sobre el convertidor Triphase, se tuvo un buen desempeño emulando la corriente de entrada del cicloconvertor, por sus características de diseño este convertidor es capaz de generar una señal fundamental de corriente con un THD < 1% y tiene un tiempo de respuesta menor a 0.5 [ms]. Se logró atenuar la sub armónica y las inter armónicas de corriente. Estos resultados se obtuvieron después de superar dificultades técnicas que se generaban a medida que se avanzaba con la implementación, por los numerosos factores involucrados en el funcionamiento del filtro híbrido en cada una de sus etapas.

Si bien se logró atenuar las sub e inter armónicas bajo los 100 Hz, los resultados obtenidos pueden mejorarse al disminuir la impedancia equivalente de los filtros pasivos en ese rango de frecuencia. El valor de impedancia equivalente obtenido (en base al diseño previo de los filtros pasivos) fue el menor posible con los componentes que se tenía disponible.



Capítulo 6. Conclusiones

6.1 Sumario

a) Se realizó un estudio de la corriente de entrada del cicloconvertor, a través del análisis de las funciones de conmutación asociadas al funcionamiento del equipo. A partir de este estudio, se derivó una expresión de la corriente de entrada para topologías de 3, 6 y 12 pulsos. Se obtuvo que la forma de onda de la corriente tiene un espectro en frecuencia compuesto por armónicas características de la topología ($kp \pm 1$) y un contenido armónico importante compuesto por armónicas no características, como sub e inter-armónicas que no son múltiplo entero de la fundamental. La ubicación de estas armónicas no características en el espectro de frecuencia depende directamente de la frecuencia de la red y la frecuencia de salida del cicloconvertor, mientras que su magnitud depende de las características del sistema.

b) Se realizó una descripción de los filtros pasivos, presentando las topologías de filtros pasivos típicamente utilizadas en la industria y la influencia de sus parámetros en la operación de la parte activa. Se presentó el esquema de conexión de la parte pasiva y activa, describiendo el principio de operación de esta última en la atenuación de contenido armónico a través de su circuito equivalente.

c) Se describió como el esquema activo mejora el desempeño de atenuación del esquema pasivo, también se explicó que al dejar el esquema activo exclusivamente para mejorar la atenuación armónica, es posible una reducción en el voltaje nominal del filtro activo al no aplicarse voltaje fundamental para compensar reactivos.

d) Se agruparon los resultados obtenidos del análisis de la topología propuesta para el diseño y posterior implementación de un setup experimental para validar la topología con resultados experimentales. Se obtuvieron resultados positivos, atenuando la amplitud de la corriente sub-armónica e inter-armónicas.

6.2 Conclusiones

a) Debido a que el filtro activo para compensar potencia reactiva no es una opción económicamente viable, el fin de la topología propuesta se enfoca en mejorar el desempeño de atenuación armónica de la parte pasiva.

b) En la implementación realizada del filtro híbrido, se logró mejorar el desempeño del filtrado pasivo a través de la atenuación de las inter-armónicas de mayor amplitud, disminuyendo el THD_{Total} de un 14.4% (sólo filtrado pasivo) a un 8.8% (filtrado híbrido). Sin embargo, no fue posible conseguir una mayor atenuación de la sub-armónica principal, debido a la alta impedancia que presentan los filtros pasivos a esa frecuencia. En específico, se logró una disminución en la amplitud de un 58% en la corriente inter-armónica cercana a la frecuencia fundamental (80 [Hz]); mientras que la corriente sub-armónica (20 [Hz]) disminuyó su amplitud en un 17%.

c) La principal ventaja del esquema propuesto es la mayor efectividad que se logra en la atenuación de las corrientes armónicas de baja frecuencia. De esta forma, se mejora la operación del sistema de distribución, disminuyendo de manera efectiva las pérdidas, y reduciendo la contaminación armónica en las corrientes.

Otra ventaja del esquema implementado en este trabajo, es la combinación de técnicas activa y pasiva que reduce la potencia nominal requerida por el filtro activo, permitiendo el uso de inversores comerciales tipo PWM fuente de voltaje. En el caso de la condición de operación del setup implementado, se obtuvo que para compensar una carga de potencia 10 kVA, se requiere una potencia aparente del filtro activo de 0.5 kVA, lo que corresponde a un 5%.

d) Con la implementación del esquema propuesto se logró mejorar el factor de potencia en la carga (filtros pasivos) y se disminuyó el contenido armónico presente en la corriente demandada (filtro activo). Al implementar esta topología en un sistema industrial (planta de molienda con cicloconvertidores), se estaría liberando capacidad al sistema eléctrico (se reduce el flujo de potencia aparente), siendo factible aumentar la producción al instalar más equipos en la misma planta sin la necesidad de modificar el sistema de distribución actual. Otro beneficio es la reducción en las pérdidas del sistema de distribución y la reducción en la contaminación armónica.

e) La elección de donde conectar el filtro activo es un tema significativo, ya que se debe buscar tener la menor impedancia (en los filtros pasivos) a las frecuencias que se desea atenuar, de esta forma se logra un filtrado más efectivo y no es necesario generar un voltaje elevado en el filtro activo, evitando que el inversor se sature.

f) Por la conexión en serie entre el filtro pasivo y activo, este último debe permitir la circulación de la corriente fundamental debida al aporte de potencia reactiva del filtro pasivo, por lo que el convertidor debe ser especificado a lo menos para esta corriente. Esto impone como requerimiento al control de la etapa activa la generación de una tensión fundamental necesaria sólo para compensar las pérdidas en el convertidor y en el enlace DC.

g) La potencia aparente en el filtro activo está definida por las corrientes que circulan por él, y de los voltajes en sus terminales, es por esta razón que los filtros pasivos tienen una incidencia directa en la potencia de la parte activa. Si bien, el filtro debe soportar la corriente fundamental del aporte de potencia reactiva de los filtros pasivos, la ventaja de la topología híbrida es que el voltaje en terminales de la etapa activa puede ser menor a la tensión de la red, reduciendo así la potencia requerida y el estrés en los semiconductores.

6.3 Trabajo Futuro

Del desarrollo de este trabajo, se proponen temas para ser desarrollados como trabajo futuro. Estos se indican a continuación:

a) Estudiar la posibilidad de implementar el control del filtro activo sobre una plataforma DSP o similar, el cual debe incluir: medición de señales, cálculo de armónicas (uso de la DFT) y generación de señales de disparo; analizando su desempeño y optimizando el código al máximo. Esto con el fin de reducir costos en la implementación y no depender de un “supercomputador” para realizar el control del filtro.

- b)** Mejorar el desempeño del filtro híbrido, para esto se debe estudiar el efecto que tiene la conexión de un filtro pasivo sintonizado a menor frecuencia (por ejemplo a la 2da armónica). La idea es obtener la menor impedancia equivalente de los filtros pasivos a las frecuencias de las armónicas que se desean atenuar.
- c)** Cuantificar el ahorro energético que produciría la implementación del esquema propuesto en una planta de molienda real. Para esto es necesario conocer información referente a: características de operación del molino, parámetros de los filtros pasivos instalados y parámetros del sistema de distribución. A partir de este estudio, sería posible también cuantificar la reducción de la huella de carbono relacionada al menor consumo energético.



Bibliografía

- [1] J. Pontt, J. Rodríguez, W. Valderrama, G. Sepúlveda, G. Alzamora. “Resonance effects, power quality and reliability issues of high-power converters-fed drives employed in modern SAG circuits” *Minerals Engineering*, 2004, Volume 17 pp. 1125-1134.
- [2] P. Aravena. “*Compensación de Corrientes Armónicas y Potencia Reactiva en Cicloconvertidores Utilizando Filtro Híbrido*”, Informe de Memoria de Título, Departamento de Ingeniería Eléctrica, Universidad de Concepción, Mayo 2013.
- [3] P. Aravena, L. Morán, R. Burgos, P. Astudillo, C. Olivares, D. Melo. “High-Power Cycloconverter for Mining Applications: Practical Recommendations for Operation, Protection, and Compensation” *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2015, Volume 51 pp. 82-91.
- [4] P. Aravena, G. Vallebuona, L. Morán, J. Dixon, O. Godoy. “Passive Filters for High Power Cycloconverter Grinding Mill Drives” *IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, 2009, pp. 1-7.
- [5] “*IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems*”, IEEE Std. 519-2014, 2014.
- [6] C. Mardones. “*Medición en línea de componentes sub-armónicos e inter-armónicos bajo 100 Hz*”, Informe de Tesis de Magíster, Departamento de Ingeniería Eléctrica, Universidad de Concepción, Mayo 2016.
- [7] C. Albistur. “*Análisis de Topologías de Filtros Pasivos para Aplicaciones en Sistemas Industriales*”, Informe de Memoria de Título, Departamento de Ingeniería Eléctrica, Universidad de Concepción, Diciembre 2013.
- [8] G. Vallebuona. “*Diseño de Filtros Pasivos para Cicloconvertidores de Alta Potencia*”, Informe de Memoria de Título, Departamento de Ingeniería Eléctrica, Universidad de Concepción, Abril 2010.
- [9] R. Chu, J. Burns. “Impact of Cycloconverter Harmonics” *IEEE Transactions on Industry Applications*, 1989, Volume 25 pp. 427-435.
- [10] Y. Liu, G. Thomas, R. Chu. “The Power Quality Impact of Cycloconverter Control Strategies” *IEEE Transactions on Power Delivery*, 2005, Volume 20 pp. 1711-1718.
- [11] “*Thyristor Phase Controlled Converters and Cycloconverters*” B. R. Pelly, John Wiley & Sons, 1971.
- [12] “*The Theory and Design of Cycloconverters*” W. McMurray, MIT Press, 1972.

- [13] D. Rivas, L. Morán, J. Dixon, J. Espinoza. “Improving Passive Filter Compensation Performance With Active Techniques” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2003, Volume 50 pp. 161-170.
- [14] R. Hernández. “*Filtros Híbridos para la Compensación Activa de Cicloconvertidores de Potencia*”, Informe de Memoria de Título, Departamento de Ingeniería Eléctrica, Universidad de Concepción, Octubre 2013.
- [15] D. Basic, V. Ramsden, P. Muttik. “Hybrid Control System with Adaptive Filters for Selective Elimination of Harmonics and Interharmonics” *IEEE Proceedings – Electric Power Applications*, 2000, Volume 147 pp. 295-303.
- [16] A. Unnikrishnan, E. Chandira Sekaran, G. Subhash Joshi, A. Manju, A. Joseph. “Shunt Hybrid Active Power Filter for Harmonic Mitigation: A Practical Design Approach” *Indian Academy of Sciences*, 2015, Volume 40 Part 4 pp. 1257-1272.
- [17] F. Zhang, Z. Geng, W. Yuan. “The Algorithm of Interpolating Windowed FFT for Harmonic Analysis of Electric Power System” *IEEE Transactions on Power Delivery*, 2001, Volume 16 pp. 160-164.
- [18] M. Loskarn, K. Tost, C. Unger, R. Witzmann. “Mitigation of Interharmonics due to Large Cycloconverter-Fed Mill Drives” *IEEE 8th International Conference on Harmonics and Quality of Power*, Athens, Greece, 1998, pp. 122-126.
- [19] D. Rivas, L. Morán, J. Dixon, J. Espinoza. “A Simple Control Scheme for Hybrid Active Power Filter” *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 2000, Volume 2 pp. 991-996.
- [20] A. Gliglor. “Design and Simulation of a Shunt Active Filter in Application for Control of Harmonic Levels” *Acta Universitatis Sapientiae Electrical and Mechanical Engineering*, 2009, pp. 53-63.
- [21] L. Asiminoaei, F. Blaabjerg, S. Hansen. “Evaluation of Harmonic Detection Methods for Active Power Filter Applications” *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, 2005, pp. 635-641.
- [22] “*Interharmonics in Power Systems*”, IEEE Interharmonic Task Force, 2001.
- [23] “*IEC Electromagnetic compatibility, Testing and measurement techniques – General guide on harmonics and interharmonics measurements and instrumentation, for power supply systems and equipment connected thereto*”, IEC 61000-4-7, 2002.
- [24] “*The Effects of Changes to IEEE 519-1992 to IEEE 519-2014*”, EATON Company, 2014.

- [25] “*Power Quality Application Guide - Harmonics, Interharmonics*”, Z. Hanzelka, A. Bien, Copper Development Association, 2014.
- [26] M. Baier, J. Sheppard. “Case Study of a Unique Power Quality Problem and Solution. Application of a Damped Harmonic Filter to a Cycloconverter” *IEEE Industrial and Commercial Power Systems Technical Conference*, 1996, pp. 117-122.
- [27] Z. Wang, Y. Liu. “Modeling and Simulation of a Cycloconverter Drive System for Harmonics Studies” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2000, Volume 47 pp. 533-541.



Anexo A. Método Cálculo Inter-Armónicos

A continuación, se exhibe el código Matlab [6] que se utilizó como base para la implementación del método de detección armónica. El código utiliza la DFT con Interpolación (IpDFT) para el cálculo del sub e inter-armónicos.

```

close all, clear all, clc, format long
ts = 1/1600;      % tiempo de muestreo
fs = 1/ts;       % frecuencia de muestreo
tf = 0.5;        % tiempo total de la simulacion
L = tf/ts;       % cantidad de datos
f1n = 50;        % frecuencia fundamental
t=linspace(0,tf-ts,L); % vector de tiempo
%%% Parámetros para la FFT %%%
M = 0.02/ts;     % Número de muestras por ciclo
M = 2^nextpow2(M); % Se redondea a la potencia de dos más cercana
N = 10*M;        % tamaño de la ventana
W = ones(N,1);  % vector ventana (rectangular)
n = linspace(0,N-1,N); % vector de tiempo discreto
f0 = fs/N;      % frecuencia de resolución para la FFT
% Creación de la señal sinusoidal de prueba
k = 217;        % ubicación del tono sub armónico
a_sub_ref = 0.04;
ph_sub_ref = pi/3;
a_int_ref = 0.03;
ph_int_ref = -pi/3;
for z=1:length(t)
    hh = [1.000 0.1*(k-1)*0.02 2-0.1*(k-1)*0.02 5 7 11 13 ];
    % componentes armónicas
    Ah = [1 a_sub_ref a_int_ref 0.02 0.01 0.01 0.01];
    % amplitudes de las armónicas
    phi = [0 ph_sub_ref ph_int_ref 0 0 0 0 ];
    % angulos de fase de cada componente
    y(z)= cos(2*pi*f1n*t(z)*hh + phi)*Ah'; % señal
end
% Aplicación de la función ventana en el dominio del tiempo
for i=1:N
    W(i,1) = y(i); % Señal truncada a N datos
    HW(i,1) = 0.5*(1-cos(2*pi*n(i)/N)); % Función ventana de Hanning
    W_w(i,1) = W(i,1)*HW(i,1); % Aplicación de la ventana
end
% Aplicación de la FFT
Fr = fft(W_w);
Frk = (2/N)*abs(Fr(1:N/2+1));
Frk(1) = Frk(1)/2;
Angr = angle(Fr(1:N/2+1));

% CALCULO DEL SUBARMONICO
km = 1;
Frkm = Frk(1);

```

```

f_lim = (f1n/f0+1)-3;
for h=1:f_lim
    if Frk(h)>Frkm
        Frkm = Frk(h); % busca el componente de mayor amplitud
        km = h;
    end
end

% Estimación del subarmónico mediante interpolación
if Frk(km+1)>Frk(km-1)
    alpha = Frk(km+1)/Frk(km);
    delta = (2*alpha-1)/(1+alpha);
    if delta<=0
        delta=1e-9;
    end
    clear i;
    Am_sub = Frk(km)*(pi/sin(delta*pi))/abs(-0.25/(delta-1)+0.5/delta-
    0.25/(delta+1)); % Amplitud del sub-armónico
    fm_sub = (km-1+delta)*fs/N; % Frecuencia del sub-armónico
    ph_sub = Angr(km)+ angle(exp(-1i*delta*pi*(N-1)/N)); % Angulo de fase
else
    alpha = Frk(km-1)/Frk(km);
    delta = (2*alpha-1)/(1+alpha);
    clear i;
    if delta<=0
        delta=1e-9;
    end
    Am_sub = Frk(km)*(pi/sin(delta*pi))/abs(-0.25/(delta-1)+0.5/delta-
    0.25/(delta+1)); % Amplitud del sub-armónico
    fm_sub = (km-1-delta)*fs/N; % Frecuencia del sub-armónico
    ph_sub = Angr(km)- angle(exp(-1i*delta*pi*(N-1)/N)); % Angulo de fase
end
while ph_sub>=pi
    ph_sub=ph_sub-2*pi;
end
while ph_sub<=-pi
    ph_sub=ph_sub+2*pi;
end

% CALCULO DEL INTER-ARMONICO
f_lim2 = (f1n/f0+1)+3;
f_lim3 = (2*f1n/f0+1)-1;
km = f_lim2;
Frkm = Frk(f_lim2);
for j=f_lim2:f_lim3
    if Frk(j)>Frkm
        Frkm = Frk(j); % busca el componente de mayor amplitud
        km = j;
    end
end

% Estimación del interarmónico con el método de interpolación
if Frk(km+1)>Frk(km-1)
    alpha = Frk(km+1)/Frk(km);
    delta = (2*alpha-1)/(1+alpha);
    if delta<=0
        delta=1e-9;
    end
    clear j;

```

```

Am_int = Frk(km)*(pi/sin(delta*pi))/abs(-0.25/(delta-1)+0.5/delta-
0.25/(delta+1));
fm_int = (km-1+delta)*fs/N;
ph_int = Angr(km)+ angle(exp(-j*delta*(pi/N)*(N-1)));
else
alpha = Frk(km-1)/Frk(km);
delta = (2*alpha-1)/(1+alpha);
if delta<=0
    delta=1e-9;
end
clear j;
Am_int = Frk(km)*(pi/sin(delta*pi))/abs(-0.25/(delta-1)+0.5/delta-
0.25/(delta+1));
fm_int = (km-1-delta)*fs/N;
ph_int = Angr(km)- angle(exp(-j*delta*(pi/N)*(N-1)));
end
while ph_int>=pi
    ph_int=ph_int-2*pi;
end
while ph_int<=-pi
    ph_int=ph_int+2*pi;
end
% Se presentan los valores obtenidos y los errores de estimación
format short;
sub_est = [Am_sub, fm_sub, ph_sub]
error_sub = [100*(Am_sub-a_sub_ref)/a_sub_ref, 100*(fm_sub-0.1*(k-
1)*0.02*50)/(0.1*(k-1)*0.02*50), 100*(ph_sub-ph_sub_ref)/ph_sub_ref]
int_est = [Am_int, fm_int, ph_int]
error_int = [100*(Am_int-a_int_ref)/a_int_ref, 100*(fm_int-(2-0.1*(k-
1)*0.02)*50)/((2-0.1*(k-1)*0.02)*50), 100*(ph_int-ph_int_ref)/ph_int_ref]

```