

**UNIVERSIDAD NACIONAL DE INGENIERÍA**

**FACULTAD DE INGENIERÍA ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA**



**UTILIZACIÓN DE FILTROS ACTIVOS EN LA MITIGACIÓN DE  
ARMÓNICOS EN PLANTAS CON HORNOS DE INDUCCIÓN**

**INFORME DE SUFICIENCIA**

**PARA OPTAR EL TÍTULO PROFESIONAL DE:**

**INGENIERO ELECTRICISTA**

**PRESENTADO POR:**

**GROVER RAÚL CHOQUE DÍAZ**

**PROMOCIÓN  
2005 - I**

**LIMA – PERÚ  
2014**

**UTILIZACIÓN DE FILTROS ACTIVOS EN LA MITIGACIÓN DE ARMÓNICOS  
EN PLANTAS CON HORNOS DE INDUCCIÓN**

## **DEDICATORIA**

A mis padres, por su dedicación  
integral en mi formación.

A mi Alma Máter la UNI.

A mis asesores por su orientación y  
ayuda brindada para la realización  
de este informe.

A mis compañeros de clase con  
quienes compartimos días de  
intenso aprendizaje.

## **SUMARIO**

Los hornos de inducción son de uso común en la industria de los metales y en especial en la industria del acero para el tratamiento de la chatarra y su refinamiento.

En este informe se ha realizado un resumen de las principales fuentes de armónicos que perturban el sistema eléctrico, y las normas tales como la NTCSE y la IEEE 519-1992, que nos indican los límites de distorsiones armónicas que pueden presentarse en los sistemas eléctricos.

También se muestra el esquema unifilar típico desde la alimentación hasta el horno de inducción, donde se indican sus componentes básicos; asimismo, se resumen los armónicos y distorsiones que provocan en el sistema donde está conectado.

Como parte de este informe se ha realizado un programa de mediciones de calidad de energía en la fundición de acero Fumasa, cuyos resultados muestran la distorsión que produce el horno de inducción que está instalado en la planta y alimentado a 460V.

Finalmente se elabora una propuesta para mitigar las distorsiones armónicas producidas por el horno de inducción mediante el uso de un filtro activo, cuyos componentes se dimensionan mediante simulaciones y cálculos utilizando la herramienta Simulink del Matlab. Asimismo, con este mismo software se verifica la eficacia de este filtro activo para mitigar distorsiones armónicas tanto de corriente como de tensión.

## ÍNDICE

<b>PROLOGO .....</b>	<b>1</b>
<b>CAPÍTULO I .....</b>	<b>3</b>
<b>GENERALIDADES.....</b>	<b>3</b>
1.1 Planteamiento del problema .....	3
1.2 Objetivos del informe.....	5
<b>CAPITULO II.....</b>	<b>6</b>
<b>GENERACIÓN DE ARMONICOS .....</b>	<b>6</b>
2.1 Definiciones generales .....	6
2.2 Armónicos en sistemas trifásicos.....	7
2.2.1 Armónicos bajo condiciones de carga balanceada.....	7
2.2.2 Armónicos bajo condiciones de carga desbalanceada .....	8
2.3 Efectos negativos de la distorsión armónica .....	8
2.4 Fuentes de distorsión armónica .....	9
2.4.1 Fuentes comunes de distorsión armónica.....	10
2.5 Normas relacionadas con la distorsión armónica .....	10
2.5.1 Norma técnica de calidad de los servicios eléctricos.....	11
2.5.2 Norma IEEE 519-1992.....	12
2.6 Evaluación de la distorsión armónica .....	14
2.6.1 Distorsión armónica total de corriente .....	14
2.6.2 Distorsión armónica total de tensión.....	15
2.7 Medición de armónicos .....	15
2.7.1 Ubicación de los equipos de medición.....	16
<b>CAPITULO III .....</b>	<b>17</b>
<b>HORNO DE INDUCCIÓN.....</b>	<b>17</b>
3.1 Clasificación de los hornos de inducción.....	17
3.1.1 Equipos con núcleo magnético .....	18

3.1.2 Equipos sin núcleo magnético .....	18
3.2 Componentes de los hornos de inducción sin núcleo .....	20
3.3 Diagrama Unifilar del sistema de alimentación al Horno de Inducción .....	21
3.4 Convertidores de media frecuencia a tiristores.....	22
3.4.1 Ondulador paralelo.....	22
3.4.2 Ondulador en serie .....	23
3.4.3 Ondulador de inyección de corriente .....	24
3.5 Refrigeración del horno.....	24
3.6 Ventajas de los hornos de inducción.....	25
<b>CAPITULO IV.....</b>	<b>26</b>
<b>LA FUNDICIÓN Y MEDICIONES DE CALIDAD DE ENERGÍA .....</b>	<b>26</b>
4.1 Planta bajo estudio .....	26
4.2 Características de la cargas.....	27
4.3 Características del equipo analizador de red .....	27
4.4 Análisis de las mediciones .....	28
4.5 Resumen de armónicos a mitigarse.....	32
<b>CAPITULO V .....</b>	<b>33</b>
<b>DIMENSIONAMIENTO DEL FILTRO ACTIVO DE POTENCIA .....</b>	<b>33</b>
5.1 Principio de funcionamiento de un filtro activo .....	33
5.2 Composición de un filtro activo de potencia.....	33
5.2.1 Convertidor de potencia .....	34
5.2.2 Elementos de almacenamiento de energía.....	36
5.2.3 Sistema de Control .....	36
5.3 Topologías de convertidores del filtro activo.....	36
5.4 Teorías usadas para la determinación de la corriente de referencia en el filtro activo ..	37
5.4.1 Teoría de la potencia reactiva instantánea.....	37
a) Representación de la tensión y corriente en los ejes a-b-c y $\alpha$ - $\beta$ -0.....	37
5.5 Diagrama para la determinación de la corriente de referencia .....	42
5.8 Cálculo de la capacitancia del condensador en la barra de tensión continua .....	48
5.9 Control de la tensión DC del condensador.....	49
5.10 Control del inversor mediante el uso de la onda portadora triangular .....	50
5.11 Dimensionamiento de los interruptores de potencia del filtro.....	52
<b>CAPITULO VI.....</b>	<b>53</b>

<b>ANÁLISIS DEL FILTRO ACTIVO EN LA FUNDICIÓN .....</b>	<b>53</b>
6.1 Cálculo de la Impedancia equivalente del sistema .....	53
6.1.1 Impedancia del sistema .....	54
6.2 Modelamiento de cargas en el sistema eléctrico de la fundición.....	54
6.2.1 Carga del tablero de 460V .....	54
6.2.2 Cargas del tablero de 220V .....	54
6.3 Elección de la topología del convertidor que usa el filtro.....	54
6.4 Corrientes de referencia .....	55
6.5 Control de la tensión del bus de continua.....	56
6.6 Seguimiento de la corriente de referencia .....	56
6.7 Corrientes de la carga y de compensación .....	58
6.8 Análisis de la mitigación de armónicos.....	59
6.8.1 Corriente en el horno de inducción con y sin filtro.....	59
6.8.2 Tensión en el tablero de 460 V con y sin filtro.....	60
6.9 Mitigación de los componentes armónicos de corriente y tensión. ....	60
<b>CAPITULO VII .....</b>	<b>62</b>
<b>PRESUPUESTO Y ESPECIFICACIONES DE UN FILTRO ACTIVO</b>	
<b>COMERCIAL.....</b>	<b>62</b>
7.1 Barra de Continua .....	62
7.2 Circuito Inversor .....	62
7.2.1 Tarjeta de potencia .....	62
7.2.2 Tarjetas de disparo .....	63
7.3 Tarjeta de control .....	63
7.4 Transductor de corriente.....	63
7.5 Transductor de tensión .....	64
7.6 Software utilizado .....	64
7.7 Especificaciones de los parámetros para el uso de un filtro activo comercial. ....	65
7.8 Pasos para la selección del filtro activo comercial .....	66
7.9 Condiciones para la instalación de un filtro activo.....	67
7.10 Conexión de un filtro activo .....	67
<b>CONCLUSIONES .....</b>	<b>69</b>
<b>ANEXO A.....</b>	<b>72</b>
<b>TRANSFORMACIÓN DE COORDENADAS .....</b>	<b>72</b>

<b>ANEXO B.....</b>	<b>76</b>
<b>LISTA DE FIGURAS DE LA MEDICIÓN DE ARMÓNICOS .....</b>	<b>76</b>
<b>ANEXO C.....</b>	<b>87</b>
<b>SIMULACION.....</b>	<b>87</b>
<b>SIMULACION DEL FILTRO ACTIVO.....</b>	<b>88</b>
<b>BIBLIOGRAFIA .....</b>	<b>90</b>



## PROLOGO

En este informe se realiza el análisis y diseño de un filtro activo para mitigar los problemas de distorsión armónica que provocan los hornos de inducción eléctrica. Este tipo de horno de uso muy común para la fundición de metales, tales como la chatarra de acero, representa para el sistema una carga especial.

Para que sea entendido de manera clara el diseño de los filtros activos de potencia se ha segmentado en varias etapas, cada una de las cuales es explicada con detalle en el desarrollo de este trabajo.

Se destaca que en este trabajo ha sido de mucha utilidad el entorno Simulink de Matlab en el que se ha realizado la totalidad de los cálculos para la determinación de los principales componentes del filtro activo.

En el desarrollo del informe se resalta claramente la parte referida a la generación de la corriente de referencia en la que se determina la corriente que debe inyectar el circuito inversor. Otra etapa muy importante es aquella en la que se aplica el método de control al inversor.

### **Alcance del informe**

En el informe se desarrolla la corrección de los problemas de distorsión armónica que producen los hornos de inducción por medio del uso de un filtro activo. Durante el desarrollo de este informe se mencionan algunas de las ventajas que presenta el filtro propuesto respecto a los filtros tradicionalmente usados.

Se dimensionan los componentes principales de los filtros activos y se desarrollan los diferentes controles del filtro mediante el software Simulink de Matlab. Por lo tanto, se hace el modelado de este filtro en el entorno Simulink de Matlab, verificándose la mitigación de la distorsión armónica de tensión y corriente a niveles por debajo de normas tales como la NTCSE. Aunque un filtro activo se utiliza para mitigar diversos problemas asociados a la calidad de energía, también se utiliza para la compensación de armónicos,

por lo cual en este informe se detalla principalmente el dimensionamiento de las etapas de potencia del filtro y su control.

El informe de suficiencia ha sido organizado de la siguiente manera:

Capítulo I: Presenta un resumen de la evolución en el tiempo que han experimentado los filtros activos, enumerando los diversos métodos utilizados para mitigar los problemas de calidad de energía que generan los hornos de inducción eléctrica y finalmente se selecciona el tipo de filtro motivo del presente trabajo.

Capítulo II: Se muestran las diferentes fuentes de armónicos y su impacto sobre el sistema de potencia, así como los métodos y las normas actualmente utilizadas para su evaluación.

Capítulo III: En este capítulo se describe la estructura de los hornos de inducción eléctrica y sus principales componentes, su campo de aplicación y la operación de esta carga especial en el sistema de potencia.

Capítulo IV: En este capítulo se muestran las mediciones de calidad de energía realizadas en una planta de fundición, que serán usadas en el diseño del filtro.

Capítulo V: En este capítulo, además de la metodología para el diseño del filtro activo, se desarrollan los métodos de control a ser usados en la etapa de generación de las corrientes de referencia, así como por el filtro activo. En este último control se analizan los efectos sobre el funcionamiento del filtro activo.

Capítulo VI: En este capítulo se dimensionan los componentes del filtro y se modela la planta de fundición seleccionada para el informe. Mediante la comparación del funcionamiento de la planta con y sin filtro activo se muestra la mejora obtenida cuando se instala el filtro propuesto.

Capítulo VII: En base al dimensionamiento (diseño del filtro) del capítulo VI se especifican los componentes principales del filtro y como los precios para su adquisición.

Luego se resume un conjunto de conclusiones y recomendaciones obtenidas en el desarrollo de este informe.

Finalmente se indican las referencias bibliográficas consideradas en el desarrollo del informe y los anexos correspondientes.

## **CAPÍTULO I**

### **GENERALIDADES**

Los problemas originados por la contaminación armónica han estado presentes en los sistemas eléctricos desde mucho tiempo atrás. Actualmente, estos problemas han aumentado de manera considerable en los diversos sectores eléctricos (industrial, comercial y doméstico), debido a la proliferación de equipos electrónicos, que constituyen cargas de comportamiento no lineal.

Como consecuencia del incremento de estas cargas no lineales en el sistema eléctrico de potencia, la distorsión armónica de tensión y corriente ha aumentado considerablemente generando problemas en el funcionamiento de diversos equipos, así como fallas y pérdida de su vida útil.

Existe una variedad de cargas no lineales que producen un alto contenido de armónicos, siendo el horno de inducción uno de los equipos de uso común y de alta contaminación armónica. Además, se debe tener en cuenta que esta carga trabaja normalmente con potencias que están en el rango de los cientos de kVA.

Para resolver distorsiones armónicas asociadas al horno de inducción se puede utilizar los filtros pasivos sintonizados o filtros resultantes de la combinación de activos y pasivos. Sin embargo, los del tipo pasivo, presentan desventajas en la mitigación de problemas provocados por los hornos de inducción, tales como eventuales resonancias, así como problemas en la sintonización debido a que estas cargas no lineales producen un amplio espectro de armónicos, lo que imposibilita la compensación efectiva de las distorsiones en simultáneo.

#### **1.1 Planteamiento del problema**

A partir de los años 70, fue propuesto un nuevo método para limitar la distorsión armónica producida por las cargas no lineales, se trataba de un filtro desarrollado en base el uso del amplificador de potencia para obtener una compensación activa de potencia. Sin embargo, en aquella época no había ningún avance significativo en el uso de este tipo de filtros, que

sólo se trabajaba a nivel pruebas en laboratorio, debido a que la tecnología de los circuitos de esa época era muy pobre para poder realizar su fabricación.

Unos pocos años después, en 1982, con el desarrollo de la electrónica de potencia (transistores de unión bipolar y tiristores de inducción estática), recién se produjo una aplicación práctica para la compensación de los armónicos. Esta fue la fabricación e instalación de un filtro activo *shunt* de 800 kVA, desarrollado con inversores de fuente de corriente PWM utilizando tiristores GTO[1]. En la década de los noventa se desarrollaron rápidamente los dispositivos de conmutación de potencia y procesadores de señal digital de gran rendimiento, lo que hace posible una mejora en las estrategias de control aplicadas a los filtros activos. Esta mejora se ha convertido en un factor clave para el progreso rápido de los filtros activos. También a partir de esa década las aplicaciones industriales requieren un mejor rendimiento de los filtros activos.

Desde entonces, paulatinamente ha mejorado el desempeño de los dispositivos semiconductores de potencia, microprocesadores y procesadores de señal digital. Con estos avances se ha logrado implementar los filtros activos a niveles de potencia más alta con niveles de frecuencia de conmutación más elevados.

Hoy en día los filtros activos modernos son superiores en la capacidad de filtrado, son de menor tamaño y más flexibles en las aplicaciones.

Los hornos de inducción para fundición generan corrientes que provocan una serie de armónicos e interarmónicos. Para tratar con estos problemas es común el uso de los filtros pasivos, inductancias en serie, compensadores estáticos de potencia reactiva (SVC), compensadores estáticos de distribución (DSTATCOM).

Los filtros pasivos presentan inconvenientes para realizar la compensación de armónicos de frecuencia variable, los inductores en serie no constituyen una solución efectiva al problema porque reducen la potencia de cortocircuito, con lo cual se intensifica el fenómeno armónico. En el caso de los SVC, conocidos por su uso para compensar los problemas de calidad de energía de los hornos de arco eléctrico, presentan el inconveniente de inyectar corrientes armónicas. Finalmente, se debe decir que los DSTATCOM, aun cuando son más rápidos y generan menos armónicos que los SVC, solamente compensan la potencia reactiva a la frecuencia fundamental.

Se puede resumir que los hornos de inducción constituyen fuentes generadoras de armónicos de corriente de magnitud considerablemente alta, tal como se mostrará en las mediciones realizadas en la Planta de Fundición FUMASA y utilizadas en el informe.

Por lo tanto, en este informe para mitigar los armónicos de corriente producidos por los hornos de inducción se propone un filtro activo con una configuración *shunt*.

## **1.2 Objetivos del informe**

El objetivo general de este informe es el análisis y los cálculos para el diseño de un filtro activo, a ser utilizado para mitigar los armónicos que generan los hornos de inducción.

Como objetivos específicos se puede señalar:

- (1) El modelado y análisis del filtro diseñado en el ambiente de trabajo Simulink de Matlab. Con el modelo desarrollado en Simulink se va a realizar el análisis para especificar las diversas etapas que hay en el desarrollo de los filtros activos, tales como son la generación de referencias del filtro activo y su control, que es de vital importancia para la compensación de armónicos en la red eléctrica.
- (2) El dimensionamiento de los componentes activos de tal manera que sus especificaciones puedan ser cumplidas por dispositivos disponibles en el mercado eléctrico.

## CAPÍTULO II

### GENERACIÓN DE ARMONICOS

Una calidad de energía ideal es aquella en la que el campo electromagnético generado es prácticamente sinusoidal, con lo cual las tensiones son sinusoidales, tal que cuando se aplican a cargas de comportamiento lineal se producen corrientes sinusoidales. Sin embargo en el sistema eléctrico existen y están proliferando cargas con comportamiento no-lineal, que distorsionan las corrientes en el sistema.

Por lo tanto, este tipo de calidad de energía no existe ya que cuando una fuente de voltaje sinusoidal es aplicada a un equipo o carga no lineal, la corriente que se genera no es perfectamente sinusoidal. Es así que en presencia de la impedancia del sistema, esta corriente causa una caída de voltaje no sinusoidal por lo que se produce una distorsión de tensión en los terminales de la carga. [2]

#### 2.1 Definiciones generales

Cualquier señal periódica puede ser expresada matemáticamente como una serie de funciones sinusoidales, lo que es conocido como la serie de Fourier y se expresa matemáticamente en la siguiente ecuación:

$$u(t) = U_{dc} + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \sin(n\omega t) + b_n \cos(n\omega t)) \quad (2.1)$$

Los coeficientes son calculados de la siguiente manera:

$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} u(t) \sin(n\omega t) d\omega t \quad (2.2)$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} u(t) \cos(n\omega t) d\omega t \quad (2.3)$$

Donde:  $n$  es un entero,  $\omega = 2\pi/T$  y  $T$  es el periodo de tiempo fundamental.

La ecuación 2.1 se puede simplificar más, lo que conduce a:

$$u(t) = c_0 + \sum_{n=1}^{\infty} c_n \sin(n\omega t + \phi_n) \quad (2.4)$$

donde:

$$c_0 = U_{dc} \quad (2.5)$$

$$c_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2} \quad (2.6)$$

$$\phi_n = \tan^{-1}\left(\frac{b_n}{a_n}\right) \quad (2.7)$$

Las formas de onda de los armónicos de tensión o corriente pueden ser concebidos como componentes sinusoidales perfectas de frecuencias múltiplos de la fundamental, lo que se indica en la siguiente relación:

$$f_h = (h) \times (\text{frecuencia fundamental}) \quad (2.8)$$

Donde: h es un entero.

## 2.2 Armónicos en sistemas trifásicos

En las redes eléctricas existen tanto cargas balanceadas como desbalanceadas pero en las siguientes definiciones se va considerar el caso de que se trabaja con cargas balanceadas.

### 2.2.1 Armónicos bajo condiciones de carga balanceada

Las tensiones y corrientes fundamentales en un sistema trifásico balanceado están desfasadas un tercio de un ciclo en cada una de sus fases, de la siguiente manera:

$$x_R(t) = x(t) \quad (2.9)$$

$$x_S(t) = x(t - T/3) \quad (2.10)$$

$$x_T(t) = x(t + T/3) \quad (2.11)$$

En el caso que la forma de onda presente armónicos las expresiones anteriores se convierten en:

$$x_{R(n)}(t) = \sqrt{2}x_{(n)} \cos(n2\pi ft + \phi_{(n)}) \quad (2.12)$$

$$x_{S(n)}(t) = \sqrt{2}x_{(n)} \cos\left(n2\pi ft + \phi_{(n)} - n\frac{2\pi}{3}\right) \quad (2.13)$$

$$x_{T(n)}(t) = \sqrt{2}x_{(n)} \cos\left(n2\pi ft + \phi_{(n)} + n\frac{2\pi}{3}\right) \quad (2.14)$$

### 2.2.2 Armónicos bajo condiciones de carga desbalanceada

Cuando se presenta desbalance de carga o desbalance del sistema de potencia, los componentes fundamentales de tensión y de corriente, así como los componentes armónicos pueden representar componentes de secuencia positiva, negativa y cero, según se indica en la siguiente ecuación:

$$\begin{bmatrix} X_{1(n)} \\ X_{2(n)} \\ X_{0(n)} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_{R(n)} \\ X_{S(n)} \\ X_{T(n)} \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

Donde:  $a = e^{j120^\circ}$  [3].

### 2.3 Efectos negativos de la distorsión armónica

La distorsión armónica no es un fenómeno nuevo en los sistemas eléctricos, revisando información pasada se observa que existen muchos artículos respecto del tema, en los cuales se resume que entre los principales problemas que ocasionan, están:

- Interferencia con los sistemas de telecomunicación, en especial ruido sobre las líneas telefónicas.
- Los transformadores, motores y dispositivos de maniobra experimentan un incremento de pérdidas y un excesivo calor.
- Los interruptores pueden fallar al cortar las corrientes debido a la operación inapropiada de las bobinas de extinción, las características tiempo-corriente de los fusibles se pueden ver alteradas.
- Los motores de inducción podrían no arrancar o funcionar a velocidades subsíncronas.
- Los condensadores pueden atraer grandes valores de corriente y presentar fallas prematuras.
- Errores en las mediciones con equipos de medición del tipo inducción, tales como los contadores de energía que pueden dar lecturas erróneas en sistemas con una distorsión severa, con lo cual un pequeño error en las mediciones puede costar una significativa cantidad de dinero.
- El malfuncionamiento de los equipos de computo y otros relacionados tales como controladores programables, los cuales frecuentemente requieren fuentes de alimentación en corriente alterna que tengan no más de 5% de factor de distorsión



armónica de tensión con el armónico individual más alto debajo de 3% del voltaje fundamental.

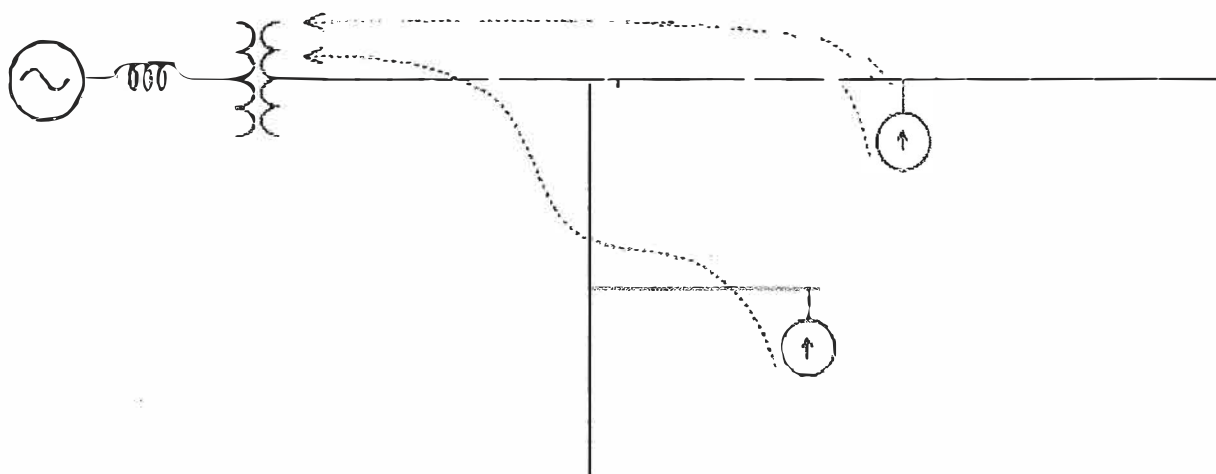
La ocurrencia de tales efectos se incrementa notablemente cuando se presenta la condición de resonancia [4].

Los efectos de la distorsión armónica dependen de la proporción que exista entre la carga no lineal y la carga total del sistema, generalmente cuando la carga no lineal representa menos del 20% de la carga total, la distorsión armónica está dentro de los límites establecidos por la norma IEEE, sin que exista la necesidad de efectuar algún tipo de filtrado. Los problemas de distorsión armónica ocurren generalmente cuando la carga no lineal es más del 20% de la carga total, asimismo, por la existencia de bancos de condensadores se puede provocar condiciones de resonancia incrementándose estos efectos [5].

#### 2.4 Fuentes de distorsión armónica

Equipos tales como Ups, computadoras, dispositivos electrónicos y de entretenimiento proliferan en estos días en instalaciones residenciales, comerciales e industriales, este tipo especial de cargas representan fuentes formidables de corrientes armónicas y esto se incrementa con el uso de otros equipos electrónicos sensibles.

Las corrientes armónicas producidas por las cargas no lineales son inyectadas hacia el sistema de potencia, tal como se muestra en la figura 2.1. Estas corrientes pueden actuar negativamente sobre una amplia variedad de equipos del sistema eléctrico, especialmente condensadores, transformadores y motores [6].



**Fig. 2.1** Flujo de Armónicos que ingresan al sistema eléctrico

### **2.4.1 Fuentes comunes de distorsión armónica**

Anteriormente al desarrollo de la electrónica de potencia, la propagación de las corrientes armónicas fue considerada principalmente debido al diseño y operación de equipos de potencia con núcleos magnéticos de hierro, tales como máquinas eléctricas y transformadores, de hecho en aquellos tiempos la fuente principal de armónicos solo involucraba a los transformadores de la subestación operando en la región de saturación y a los clientes de la zona.

Hoy en día la distorsión armónica producida por la saturación del transformador probablemente operando en la demanda pico o con voltajes elevados cuando la carga está muy ligera, es solamente uno de los numerosos casos en los que se genera distorsión armónica.

Las fuentes de distorsión armónica en los sistemas eléctricos son múltiples y en instalaciones industriales la distorsión armónica puede ser encontrada en cargas muy pequeñas del rango de 1kVA hasta el rango de varias decenas de MVA. Sin embargo las instalaciones comerciales y residenciales pueden convertirse en fuentes de armónicos considerables, lo cual es cierto cuando se toma en cuenta los efectos de las cargas armónicas individuales que provienen del mismo alimentador.

Entre las fuentes de armónicos más conocidas se puede mencionar:

- Cicloconvertidores.
- Hornos de arco.
- Computadoras, máquinas de fotocopiado y equipos de televisión.
- Compensadores estáticos de potencia.
- Transmisión HDVC.
- Lámparas fluorescentes y balastos electrónicos.
- Cargadores de baterías y celdas de combustión.
- Generadores de energía eólica y solar.
- Sistemas de accionamiento eléctrico[6].

### **2.5 Normas relacionadas con la distorsión armónica**

Las normas más difundidas referentes a la calidad de energía son la IEC-61000 y la IEEE 519-1992. En el informe se va a utilizar la IEEE 519-1992 y la norma técnica de calidad de servicios eléctricos (NTCSE), que se utiliza en el Perú para evaluar los problemas de distorsión armónica y otros problemas de calidad de energía. La NTCSE se basa en las

normas IEEE pero en el caso de la distorsión armónica solo considera los límites de armónicos de tensión.

### 2.5.1 Norma técnica de calidad de los servicios eléctricos

En la NTCSE se establece que los valores de las tensiones armónicas individuales y totales no debe superar los valores establecidos en la tabla 2.1.

**TABLA N° 2.1** Límites de distorsión de tensión de acuerdo a la norma NTCSE[7]

<b>ORDEN (n) DE LA ARMÓNICA ó THD</b>	<b>TOLERANCIA EN % RESPECTO A LA TENSIÓN NOMINAL DEL PUNTO DE MEDICIÓN</b>	
	<b>ALTA Y MUY ALTA TENSIÓN</b>	<b>MEDIA Y BAJA TENSIÓN</b>
<b>(Armónicas Impares no múltiplos de 3)</b>		
5	2.0	6.0
7	2.0	5.0
11	1.5	3.5
13	1.5	3.0
17	1.0	2.0
19	1.0	1.5
23	0.7	1.5
25	0.7	1.5
Mayores de 25	$0.1+2.5/n$	$0.2+12.5/n$
<b>(Armónicas Impares múltiplos de 3)</b>		
3	1.5	5.0
9	1.0	1.5
15	0.3	0.3
21	0.2	0.2
Mayores de 21	0.2	0.2
<b>(Pares)</b>		
2	1.5	2.0
4	1.0	1.0
6	0.5	0.5
8	0.2	0.5
10	0.2	0.5
12	0.2	0.2
Mayores de 12	0.2	0.2
<b>THD</b>	3	8

### 2.5.2 Norma IEEE 519-1992

Esta norma es muy difundida y de mucho uso para observar los límites de distorsión armónica de corriente para diferentes niveles de tensión, tal como es mostrado en las siguientes tablas:

**TABLA N° 2.2** Límites de distorsión de corriente para sistemas de distribución general desde 120V hasta 69000V[8]

<b>Máxima Distorsión de Corriente Armónica en Porcentaje de <math>I_L</math></b>						
<b>Orden Armónico Individual (Armónicos Impares)</b>						
$I_{sc} / I_L$	$h < 11$	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 23$	$23 \leq h < 35$	$35 \leq h$	<i>TDD</i>
<20*	4.0	2.0	1.5	0.6	0.3	5.0
20<50	7.0	3.5	2.5	1.0	0.5	8.0
50<100	10.0	4.5	4.0	1.5	0.7	12.0
100<1000	12.0	5.5	5.0	2.0	1.0	15.0
>1000	15.0	7.0	6.0	2.5	1.4	20.0

**TABLA N° 2.3** Límites de distorsión de corriente para sistemas de distribución general desde 69001V hasta 161000V[8]

<b>Máxima Distorsión de Corriente Armónica en Porcentaje de <math>I_L</math></b>						
<b>Orden Armónico Individual (Armónicos Impares)</b>						
$I_{sc} / I_L$	$h < 11$	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 23$	$23 \leq h < 35$	$35 \leq h$	<i>TDD</i>
<20*	2.0	1.0	0.75	0.3	0.15	2.5
20<50	3.5	1.75	1.25	0.5	0.25	4.0
50<100	5.0	2.25	2.0	0.75	0.35	6.0
100<1000	5.0	2.75	2.5	1.0	0.5	7.5
>1000	7.5	3.5	3.0	1.25	0.7	10.0

**TABLA N° 2.4 Límites de distorsión de corriente para sistemas de transmisión en general (>161kV), generación y cogeneración dispersa[8]**

<b>Máxima Distorsión de Corriente Armónica</b>						
<b>en Porcentaje de <math>I_L</math></b>						
<b>Orden Armónico Individual (Armónicos Impares)</b>						
$I_{sc} / I_L$	$h < 11$	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 23$	$23 \leq h < 35$	$35 \leq h$	<i>TDD</i>
<50	2.0	1.0	0.75	0.3	0.15	2.5
$\geq 50$	3.0	1.5	1.15	0.45	0.22	3.75

En cada una de las tablas adicionalmente se tendrá en cuenta lo siguiente:

- Los armónicos pares están limitados al 25% de los límites de armónicos impares de las tablas anteriores.
- No están permitidas las distorsiones de corriente que resulten por un desplazamiento DC, por ejemplo convertidores de media onda.
- Todo equipo de generación de potencia está limitado a estos valores de distorsión de corriente sin considerar la relación  $I_{sc}/I_L$  real.

Donde:

$I_{sc}$ : máxima corriente de cortocircuito en el punto de acoplamiento.

$I_L$ : máxima corriente de carga demandada (componente de frecuencia fundamental en el punto de acoplamiento).

Para el caso de la distorsión armónica de tensión, los límites son los establecidos en la siguiente tabla:

**TABLA N° 2.5 Límites de distorsión de voltaje[8]**

<b>Voltaje de Barra en el PCC</b>	<b>Distorsión de Voltaje Individual (%)</b>	<b>Distorsión de Voltaje Total THD (%)</b>
69 kV y por debajo	3.0	5.0
69.001 V a 161 kV	1.5	2.5
161.001 V y por encima	1.0	1.5

**Nota:**

Los sistemas de alto voltaje pueden estar por encima del 2% de THD cuando la causa es un terminal HVDC que se atenuará por el tiempo que se derive para un usuario.

Estas tablas pueden ser usadas como valores para el diseño para el peor caso en condiciones normales (condiciones que duran más de una hora).

Cuando las cargas que generan armónicos utilizan convertidores con número de pulsos  $q$  mayor que 6, los límites indicados en la tablas de distorsión de corriente se incrementan por un factor igual al indicado en la siguiente ecuación:

$$(2.16)$$

## 2.6 Evaluación de la distorsión armónica

La distorsión armónica tanto para tensión como para la corriente deben ser determinadas a partir de mediciones de armónicos de ambas cantidades. Se debe mencionar la norma con la cual se evalúa a distorsión armónica.

### 2.6.1 Distorsión armónica total de corriente

La distorsión armónica total de corriente se evalúa en función de la demanda máxima de la corriente de cada usuario. Para realizar la evaluación de la distorsión armónica es necesario hacer las mediciones y cálculos que a continuación se describen:

- $I_h$ : Magnitud de componentes armónicos individuales
- $I_{sc}$ : Corriente de cortocircuito en la acometida.
- $I_L$ : Componente fundamental de la máxima demanda en la acometida. Esta se calcula como el promedio máximo mensual de demanda de corriente en los últimos 12 meses.
- TDD: Es la distorsión de demanda total que se toma como referencia para establecer límites aceptables en la distorsión de corriente, y es obtenida de la siguiente relación:

$$TDD_1 = \frac{\sqrt{\frac{\sum I_h^2}{2}}}{I_L} \times 100\% \quad (2.17)$$

Para conocer los límites de armónicos establecidos en cualquiera de las tablas 2.1, 2.2, 2.3, 2.4 ó 2.5 es necesario conocer la relación  $I_{sc}/I_L$ , considerando los siguientes pasos:

- Determinar la corriente de corto circuito trifásica  $I_{sc}$  en la acometida. Este valor puede ser obtenido directamente de la compañía concesionaria y expresada en amperios
- Encontrar la demanda promedio de los 12 meses precedentes, la que puede ser encontrada de la información de la facturación.
- Calcular la demanda de corriente en Amperios utilizando:

$$I_L = \frac{\text{Demanda}}{\sqrt{3} \cdot V \cdot \cos\phi} A \quad (2.18)$$

Donde  $\cos\phi$  es el factor de potencia promedio facturado

Luego la relación de cortocircuito se obtiene mediante el siguiente cálculo:

$$\text{Relación de cortocircuito} = \frac{I_{sc}}{I_L} \quad (2.19)$$

Esta relación de cortocircuito se considera como una medida de la fortaleza que presenta el sistema en estudio para evitar la distorsión armónica que producen las armónicas, y se va a obtener los límites de distorsión armónica permitidos según la norma IEEE 519-1992, con lo que es posible determinar si en la medición de armónicos realizada se superan los límites permitidos tanto individualmente como la distorsión armónica total.

### 2.6.2 Distorsión armónica total de tensión

Las tensiones armónicas son referidas al valor fundamental de la forma de onda, con respecto al periodo de la muestra. Un periodo de observación de una semana es usualmente requerido para conocer un THD representativo. La distorsión armónica total de tensión se obtiene mediante la siguiente relación:

$$\text{THD}_V = \frac{\sqrt{\sum_2 V_h^2}}{V_1} \times 100\% \quad (2.20)$$

Donde:

- $V_1$ : Es la componente fundamental de la tensión
- $V_h$ : Son los componentes armónicos que presenta nuestra forma de onda
- $\text{THD}_V$ : Es la distorsión armónica de tensión total

Una vez de evaluada la distorsión armónica en el informe se verificará que con el uso del filtro activo se mitiga la distorsión armónica a niveles establecidos por la NTCSE.

### 2.7 Medición de armónicos

Con el incremento en el uso de dispositivos de estado sólido en instalaciones comerciales, residenciales e industriales, se incrementa el nivel de armónicos en el sistema, por lo cual las empresas de servicio público enfrentan el desafío de llevar a cabo mediciones confiables debido a la distorsión de la forma de onda de las señales de tensión y corriente.

Debido a que todos los clientes de las compañías de servicio público de electricidad pueden ser considerados hasta cierto punto como productores de armónicos puede ser muy difícil dar con la correcta ubicación de las fuentes generadoras de armónicos (las de mayor

participación en la distorsión), especialmente cuando hay redes potencialmente resonantes. Por ello, las compañías de servicio público pueden necesitar mediciones en diferentes ubicaciones que involucren clientes sospechosos antes de que puedan decidir la fuente de armónicos para empezar a discutir las soluciones a estas distorsiones.

Desde el punto de vista de las compañías de servicio público las razones para la medición de armónicos pueden ser resumidas de la siguiente manera:

- Verificar el orden y magnitud de las corrientes armónicas en la subestación y ubicaciones remotas donde las fuentes de armónicos pueden estar afectando las instalaciones vecinas.
- Determinar la distorsión resultante de la onda.
- Comparar las mediciones existentes con límites recomendados o niveles planificados.
- Dar recomendaciones en el control de niveles de armónicos dentro de límites aceptables.
- Considerar la posibilidad de resonancia, la que puede incrementar los niveles de distorsión armónica, particularmente en o cerca de los condensadores.

### **2.7.1 Ubicación de los equipos de medición**

Un problema de distorsión armónica que puede ser considerablemente serio en una instalación a veces se detecta mediante la simple inspección de las cargas que están trabajando en esta instalación, pero para ello se requiere tener familiaridad con el espectro de los armónicos de estas cargas. Sin embargo cuando se quiere conocer la distorsión causada en casos tales como la saturación del transformador o debido a resonancias, se debe realizar una evaluación más precisa, lo que implica realizar mediciones en puntos tales como la acometida o en puntos donde se conecta la carga no lineal.

La principal ubicación para realizar las mediciones es en el punto donde se conectan el suministrador y el usuario final, pues de acuerdo a las normas IEEE es aquí donde se evalúan los límites de la distorsión armónica.

La medición de armónicos se hace en la ubicación de las cargas no lineales, cuando se requiera el diseño de filtros de armónicos, lo cual ocurre con mucha probabilidad en ambientes comerciales o industriales donde están instaladas estas cargas generadoras de armónicos. Otra ocasión en la cual los estudios de armónicos son necesarios es cuando se está produciendo una operación anormal o falla prematura de equipos, inesperados disparos de relés de protección o excesiva interferencia telefónica [9].



## **CAPÍTULO III**

### **HORNO DE INDUCCIÓN**

El principio del fundido por inducción se basa en el modo de operación de un transformador, en el cual, un circuito de alta tensión está conectado a una fuente y el de baja tensión, que no tiene conexión directa con el primero, está en cortocircuito.

En 1887 Ferranti propuso un horno de inducción elemental que consistía de un núcleo magnético con un devanado primario al que se aplicaba una corriente alterna de 50 Hz. Concéntrico con este devanado se colocaba el cuerpo del horno en forma de anillo con su revestimiento refractario; dicho anillo de metal hacía de secundario de transformador, comportándose como una espira en cortocircuito.

El primer horno de inducción hecho para derretir metales fue patentado por Edward Allen Colby en 1890. El primer uso práctico del horno de inducción fue hecho en Gysinngge, Suecia por Kjellin; este horno era similar al de Colby. El primer horno de inducción trifásico fue construido en Alemania en 1906 por Rochling- Rodenhauser.

El calentamiento por inducción es una manera simple de transferir energía calorífica, sin contacto ni llama; la cual, en segundos, puede poner al rojo vivo una sección determinada de una barra metálica con gran precisión.

Cuando se realiza correctamente, la fundición por inducción es extremadamente rápida, limpia y uniforme; es tan limpia que permite omitir la fase de purificación que resulta necesaria cuando se utilizan otros métodos[10]. Los hornos de inducción se utilizan principalmente para fundir (derretir) y hacer posible la aleación de una amplia variación de metales.

#### **3.1 Clasificación de los hornos de inducción**

Se pueden clasificar en equipos con núcleo magnético y sin núcleo magnético tal como se explica a continuación.

### 3.1.1 Equipos con núcleo magnético

Estos equipos funcionan a la frecuencia de red (50-60 Hz) y tienen un comportamiento similar al de un transformador con el secundario formado por una espira en cortocircuito. Tal como se muestra en la figura 3.1.

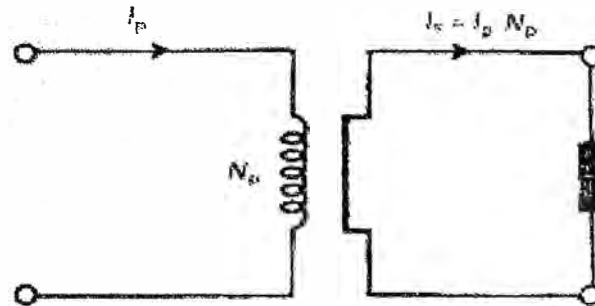


Fig. 3.1 Secundario en cortocircuito en un transformador

En la figura 3.1 se representa un transformador con reactancia de fugas nula tal que la intensidad en el secundario esté relacionada con la intensidad del primario por la relación de vueltas entre ambos. En este caso con el secundario en cortocircuito su intensidad será muy elevada, siendo,  $N_p$  el número de vueltas en el primario y  $N_s$  el número de vueltas en el secundario.

Si se idealiza el número de vueltas de secundario con  $N_s = 1$  entonces se tendrá la siguiente relación entre las corrientes del primario y secundario:

$$I_s = I_p \cdot N_p \quad (3.1)$$

En estos equipos una bobina rodea una pequeña porción de la unidad, es decir la bobina o bobinas hace las veces de primario y el bucle o movimiento cerrado del propio metal fundido de secundario.

En el secundario se producen las pérdidas por efecto Joule o  $I^2 \cdot R_s$ , que es realmente el efecto que se desea.

### 3.1.2 Equipos sin núcleo magnético

En estos equipos su disposición es tal que el bobinado de cobre actúa como el primario y la carga (chatarra de acero) actúa como secundario.

Lo esencial en el funcionamiento de estos hornos es que la corriente alterna que circula por el primario crea un campo eléctrico alterno, por lo tanto variable. Por lo que según la ley de Lenz, en toda sustancia conductora de electricidad que se encuentra sometida a un campo magnético variable, se induce una corriente eléctrica. Esta corriente inducida en la

carga, de naturaleza alterna, creará a su vez un campo magnético alternativo que se opone al creado por la corriente en el primario, por lo que:

- Las corrientes en el primario y la carga tienen sentidos opuestos.
- Si la carga es maciza y de diámetro suficiente, el campo magnético será nulo en el centro y máximo en la superficie de la carga.
- La intensidad de la corriente en la carga tendrá un máximo en la superficie  $i_0$  anulándose en el centro.

Las corrientes inducidas, denominadas corrientes parásitas o de Foucault, disipan calor por efecto Joule en la carga, efecto útil proporcional al cuadrado de la intensidad.

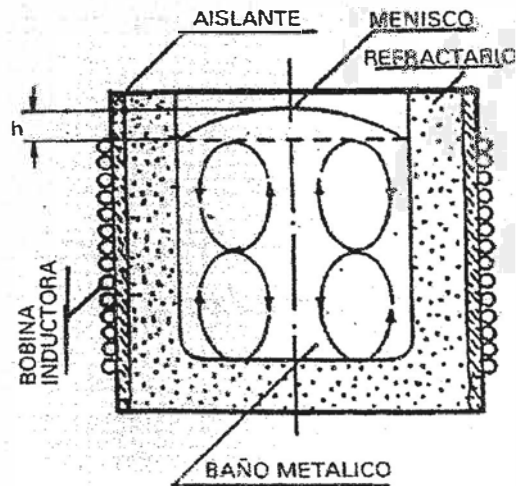
La bobina inductora no es necesariamente un solenoide, pues todo conductor recorrido por una corriente periódica genera un campo magnético  $H$  alterno, el cual da lugar a corrientes inducidas en todo cuerpo conductor colocado en sus proximidades.

Estos hornos están constituidos principalmente por un crisol, una bobina de cobre, y armazón sobre soportes para poder inclinarlo. Cuando el horno es de más de 50 kW se utiliza un crisol apisonado, pero para hornos pequeños se usa crisol preformado.

El corazón de los hornos de inducción sin núcleo es la bobina que consiste de una sección hueca de una tubería de cobre de alta conductividad para servicio pesado, la cual es doblada a una forma helicoidal. La bobina está contenida dentro de un casco de acero, y una pantalla magnética usada para prevenir el calentamiento del casco de soporte. Para protegerse del sobrecalentamiento la bobina es enfriada por agua. El casco es soportado por muñones sobre los cuales el horno se ladea para facilitar la colada.

Durante el funcionamiento una vez que el material de carga es derretido, la interacción del campo magnético y el flujo de corriente eléctrica en la bobina de inducción produce una acción de agitación en el metal derretido.

La acción de agitación fuerza al metal fundido a elevarse una altura  $h$  en el centro respecto al nivel del baño, causando el característico menisco en la superficie del metal. Dentro del baño metálico esta acción, es importante ya que esto ayuda con la mezcla de aleaciones, derretimiento y homogenización de la temperatura a través del horno. Un esquema de esto se observa en la figura 3.2.



**Fig. 3.2** Agitación electromagnética

En el caso de la planta en estudio el horno es de 1t de capacidad y tiene una frecuencia de 1200 Hz, por lo que este se clasifica dentro de los equipos de media frecuencia, además de que el horno es dedicado a la fundición.

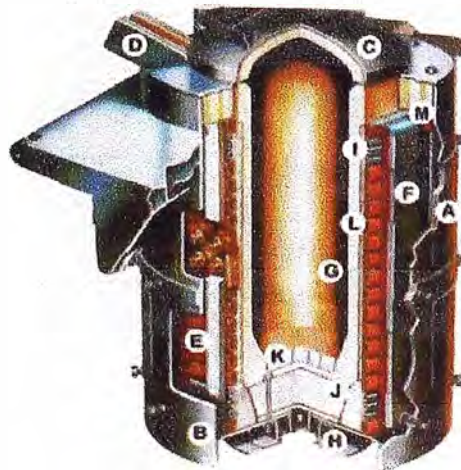
Para trabajar a media frecuencia se necesitan utilizar métodos para generar estas frecuencias tales como:

- Grupos de motor alternador.
- Multiplicadores estáticos.
- Generadores estáticos de tiristores.

Los métodos de grupos motor alternador y multiplicadores estáticos fueron ampliamente utilizados hasta la década de los setenta, actualmente lo más usado es la generación de frecuencia mediante cicloconvertidores.

### 3.2 Componentes de los hornos de inducción sin núcleo

En la figura 3.3 se muestran los principales componentes de los hornos de inducción sin núcleo.

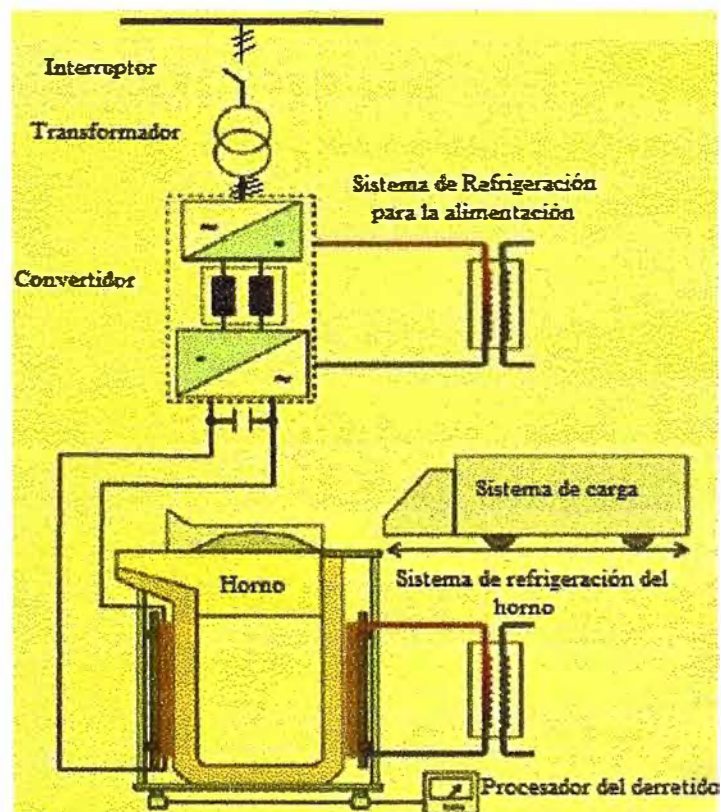


**Fig. 3.3** Componentes del horno de inducción sin núcleo

- A: Paneles: Están contruidos de acero resistente para proteger la bobina durante la operación de horneo.
- B: Casco de protección: Funciona como una barrera impenetrable entre el metal salpicado y la bobina.
- C: Tapas aisladas: Minimizan la pérdida de calor.
- D: Anillo recolector de humo: Su uso es para eliminar el humo nocivo durante el ciclo de fundición.
- E: Espiras macizas: Optimizan el rendimiento de la fundición.
- F: Yugos magnéticos: Reducen el calor excesivo.
- G: Espacios entre las espiras.
- H: Parte inferior abierta, esto favorece a la reducción de la humedad y la ventilación.
- I: Bobinas de enfriamiento: Son para incrementar la vida del recubrimiento.
- J: Formas refractarias.
- K: Localización de fugas con polo a tierra para mayor seguridad.
- L: Tubería adecuada para su uso.
- M: Aislamiento de alta temperatura.[10]

### 3.3 Diagrama Unifilar del sistema de alimentación al Horno de Inducción

El diagrama es mostrado en la siguiente figura.

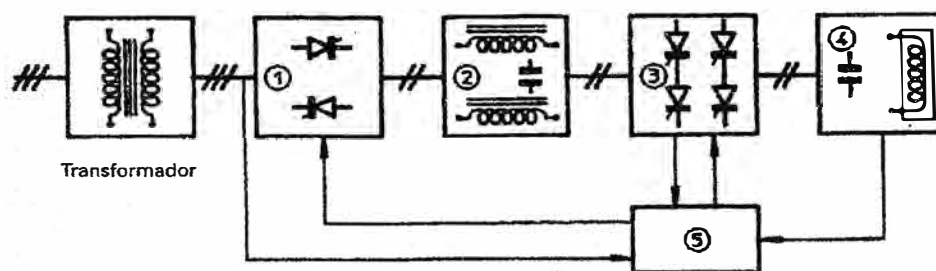


**Fig. 3.4** Esquema de alimentación de un horno

En este esquema se pueden observar los principales componentes de todo el sistema, desde la alimentación hasta el horno de inducción. La fuente de alimentación está conformada por el transformador, el inversor y el banco de condensadores. Asimismo se muestra el arreglo de carga, el sistema de refrigeración para la fuente de alimentación y la bobina del horno, así como el sistema de control de proceso.

### 3.4 Convertidores de media frecuencia a tiristores

Estos equipos son los más usados en la actualidad para que puedan convertir la frecuencia del sistema a media frecuencia, esta última está comprendida entre 150 a 10000 Hz. La siguiente figura muestra un esquema de este tipo de convertidores:



**Fig. 3.5** Convertidor estático de tiristores

Estos equipos constan de:

- 1: Un rectificador a 50-60 Hz en Puente de Graetz.
- 2: Un equipo de filtrado adecuado que consiste de una reactancia y a veces un condensador, que opera por intensidad o tensión.
- 3: Un convertidor de frecuencia a base de tiristores.
- 4: Un circuito de descarga constituido por una reactancia y un banco de condensadores que forman un circuito de descarga oscilante con los condensadores en serie o en paralelo con la bobina.
- 5: El circuito de mando o control.

Los convertidores de tiristores se pueden clasificar de la siguiente manera:

- Ondulador paralelo o de conmutación de corriente, utilizado en toda clase de equipos.
- Ondulador serie, usado en hornos de fusión de crisol.
- Ondulador de inyección de corriente, que es utilizado en tratamientos térmicos de elevada cadencia.

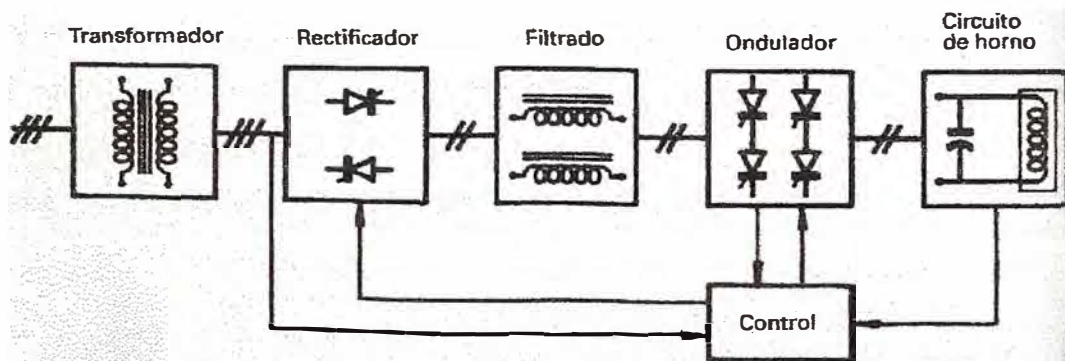
A continuación se explican cada uno de estos tipos de convertidores.

#### 3.4.1 Ondulador paralelo

Este tipo de convertidores se componen de:

- Un transformador de doble bobinado para reducir o elevar la tensión de entrada a la tensión de funcionamiento del equipo.
- Un rectificador de corriente de tiristores del tipo de puente de Graetz, con una corriente de alisado para obtener una corriente continua adecuada.

Normalmente para potencias medias o pequeñas (hasta 1.5 MW) el rectificador es de seis pulsos, como el mostrado en la figura 3.6. En equipos de varios MW se utiliza un rectificador de 12 pulsos que actúa sobre dos devanados en el secundario del transformador convenientemente desfasados.



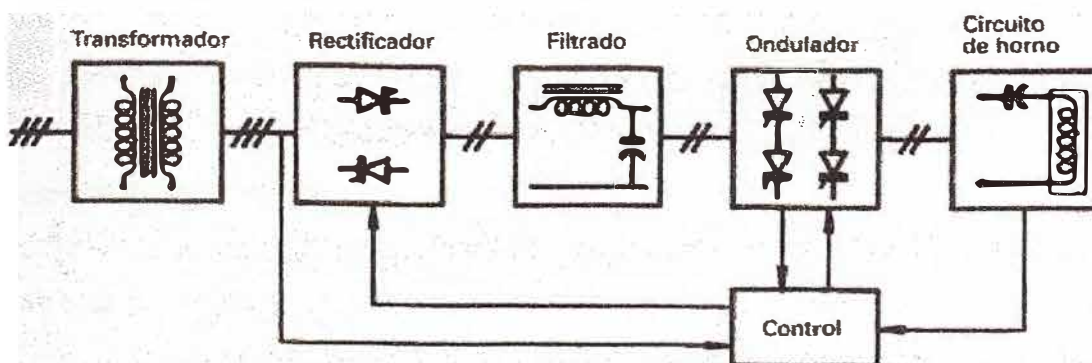
**Fig. 3.6 Ondulador en paralelo**

- Un ondulator de tiristores monofásico para la transformación de la corriente continua de entrada en corriente de media frecuencia.
- El circuito del horno formado bien por la bobina del horno o calentador, o bien por el inductor y el banco de condensadores de corrección del factor de potencia propio del equipo.

Estos convertidores tienen un rendimiento muy elevado, de un orden de 96 a 97 % para frecuencias de hasta 1000 Hz reduciéndose al 92-94% para frecuencias entre 3000 y 10000 Hz.

### 3.4.2 Ondulador en serie

El esquema de este equipo es mostrado en la figura 3.7:



**Fig. 3.7 Ondulador en serie**

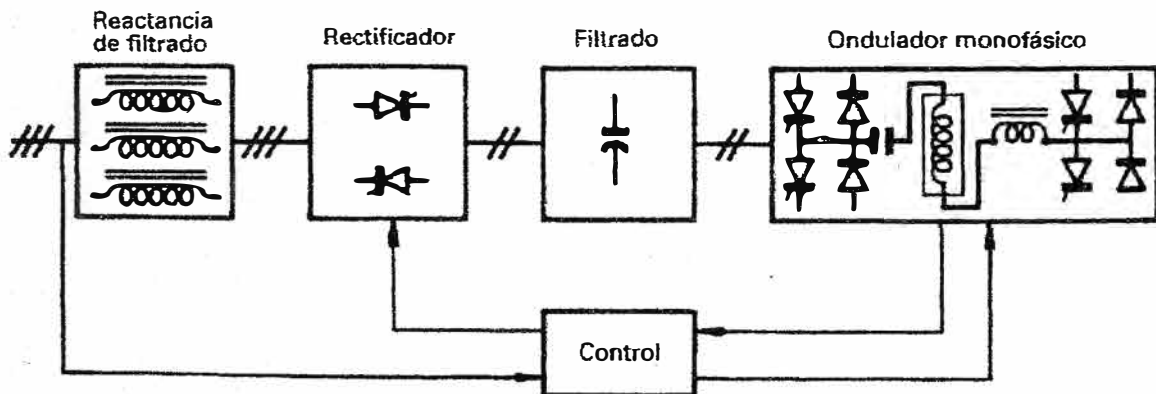
Tiene prácticamente los mismos componentes que el ondulator paralelo, aunque:

- A veces el rectificador es a base de diodos, lo que permite regular la tensión de salida.
- Se disponen de condensadores a continuación de la reactancia de alisado, que actúan en conjunto como filtro y protección contra fallos.
- El banco de condensadores del circuito oscilante está en serie con el inductor o bobina acoplado magnéticamente a la carga.

Los tiristores del inversor están sometidos a una tensión muy inferior a la del horno, lo cual presenta ventajas económicas en el convertidor. La frecuencia resonante es prácticamente constante y el control de potencia se hace actuando sobre sobre el circuito resonante de carga, acercándolo más o menos a dicha resonancia.

### 3.4.3 Ondulador de inyección de corriente

Es representado en el esquema de la figura 3.8:



**Fig. 3.8** Ondulador en inyección

Se compone de:

- Un juego de reactancias de entrada en cada línea para asegurar un filtrado adecuado.
- Un rectificador trifásico de diodos de silicio, montado en puente de Graetz.
- Un ondulator monofásico de tiristores sobre el circuito de carga, de tipo resonante, adaptado a la frecuencia del ondulator.

El ondulator resulta un generador de impulsos de corriente sinusoidal de frecuencia constante inyectada en la carga. La frecuencia de repetición de impulsos es variable, esto permite variar la potencia inyectada en la carga [11].

### 3.5 Refrigeración del horno

Los hornos de inducción están equipados con un sistema de refrigeración en el que circula agua dentro de los conductores eléctricos por los que fluye la corriente eléctrica que puede llegar al rango de miles de amperios. Sin esta refrigeración los hornos de inducción no pueden funcionar.



La bobina del horno no ha sido diseñada para sobrecalentamiento. Aunque algo de calor es conducido desde el baño derretido a través del revestimiento hacia la bobina, la mayor parte de la carga de calor sobre la bobina es ocasionada por el flujo de corriente a través de ella. Ese es el motivo por el que está debe de estar continuamente refrigerada, no sólo para mejorar su eficiencia eléctrica sino también para evitar un derretimiento de este componente.

Típicamente el sistema de refrigeración es tenido en cuenta en la construcción de la bobina, la cual está hecha de una tubería de cobre hueca en la cual fluye el agua de enfriamiento. Debido a esta refrigeración que el calor ocasionado por la corriente y el calor conducido desde el metal hasta el refractario son llevados a un intercambiador de calor para su extracción.

Si se produce una falla eléctrica o mecánica sobre la bomba que hace circular el agua, un peligroso incremento de calor podría conducir al daño del aislamiento de la bobina, arqueado de la bobina, incremento de vapor y fuga de agua. Esto podría conducir a una explosión mayor que podría ocurrir en minutos por lo que los hornos de inducción deben de tener un sistema de refrigeración de respaldo, el cual puede ser alimentado a baterías, bombas de agua accionadas por motor o una conexión del agua de la ciudad que puede ser conectada si la bomba en uso falla.

### **3.6 Ventajas de los hornos de inducción**

Las ventajas de los hornos de inducción para la industria de la fundición son consecuencias de sus características esenciales, entre las ventajas se puede mencionar:

- Poseen una operación amigable con el medio ambiente y reducen el requerimiento para el polvo resultante.
- Costos de operación bajos, tanto en la materia prima como en la mano de obra.
- Producen un bajo porcentaje de desperdicio por oxidación.
- Cargas eléctricas estables, por lo que hay una menor variación de tensión.
- Mayor control de temperatura por medio de sistemas electrónicos.
- Alta tasa de fusión a consecuencia de un mayor factor de potencia, lo que deriva en una mayor producción y utilización del equipo.
- Debido a la disminución de la intensidad del ruido, calor hay una mayor seguridad, produciendo un mejor ambiente laboral.
- Por la agitación natural del material de fundición que ayuda a controlar el proceso de aleación se obtiene un producto de mayor calidad.

## **CAPITULO IV**

### **LA FUNDICIÓN Y MEDICIONES DE CALIDAD DE ENERGÍA**

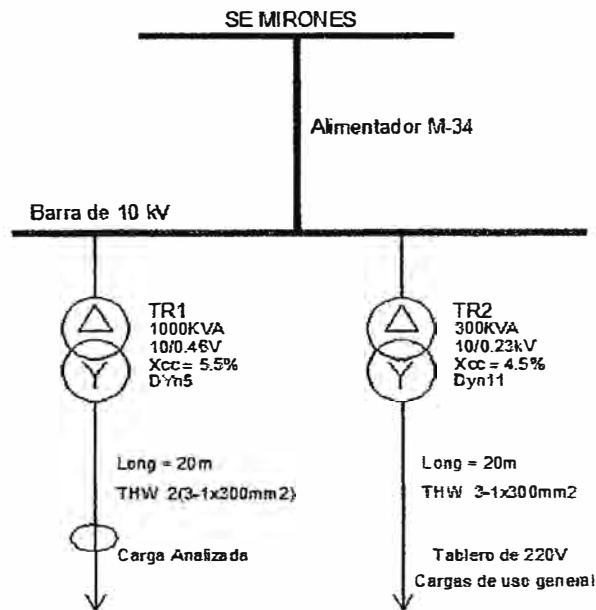
Los equipos de calentamiento por inducción no ocasionan polvo ni emisión de ruidos durante su operación pero causan problemas de calidad de energía en el sistema eléctrico. Los hornos de derretimiento por inducción alimentados por convertidores de media frecuencia generan armónicos fijos y variables. Estos inversores alimentados por corriente y tensión generan armónicos que retornan a las líneas de energía durante el proceso de rectificado de AC a DC. Estos armónicos que fluyen en la red pueden causar pérdidas adicionales y disminución del tiempo de vida de los equipos.

#### **4.1 Planta bajo estudio**

Se ha realizado el estudio de calidad de energía en la fundición Fumasa, que está ubicada en el cercado de Lima. Se suministra energía a la planta desde el alimentador aéreo M-34 que opera en la zona alimentada por la SET de Mirones, la tensión de alimentación es de 10 kV.

En la fundición hay dos transformadores. El primer transformador tiene relación de transformación 10/0.46 kV y 1000 kVA de potencia en conexión D-Y y es el que suministra energía al horno de inducción. El segundo transformador tiene relación de transformación 10/0.23 kV y 300 kVA de potencia en conexión D-Y, que suministra energía a otras cargas que están instaladas en la fundición.

A continuación se muestra el esquema unifilar de la fundición a partir de la alimentación en 10 kV.



**Fig. 4.1** Representación unifilar del sistema bajo estudio

#### 4.2 Características de la cargas

El horno de inducción es la carga altamente contaminante que existe en la fundición y es alimentada por el tablero de 460 V. Esta carga tiene una potencia nominal de 750 kW, una frecuencia de 1200 Hz y una tonelada de capacidad. Para obtener esta frecuencia del horno de inducción se utiliza equipos convertidores de media frecuencia; estos son los componentes de electrónica de potencia que producen la distorsión armónica más contaminante en la fundición.

Existen otras cargas como las bombas de horno, horno de tratamiento térmico, áreas de iluminación, vigilancia y oficinas administrativas que son alimentadas desde el tablero de 220 V de tensión, que no producen una distorsión considerable tanto de corriente como de tensión, por lo que en ese tablero no se necesita utilizar algún filtro para armónicos.

#### 4.3 Características del equipo analizador de red

El analizador que se utilizó para las mediciones en el tablero de 460 V es de marca IMS y presenta las siguientes características:

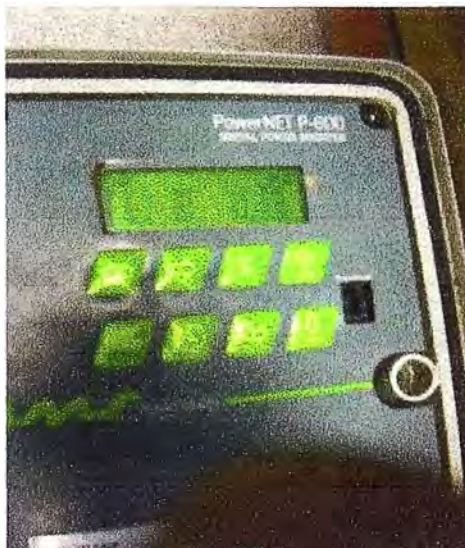
- Modelo: PowerNet P-600
- Número de canales: Cuatro canales de tensión, independientes y cuatro canales de corriente, independientes
- Precisión:  $\pm 1\%$  para tensión/ $\pm 1\%$  para corriente
- Rango de operación: De 50 hasta 500 Voltios rms, para el rango tensión; de 0 hasta 3000 Amperios rms, para el rango de corriente el cual cambia según la capacidad de la pinza que se usa para la medición.

En la figura 4.2 se muestra la conexión del equipo analizador en el tablero de 460 V.



**Fig. 4.2** Instalación del analizador de redes en el tablero de 460 V

En la figura 4.3 se muestra una imagen del equipo analizador de redes utilizado.



**Fig. 4.3** Analizador de redes PowerNet P-600 utilizado en el estudio

#### **4.4 Análisis de las mediciones**

Las mediciones fueron realizadas en los tableros de baja tensión de 460 V y 220 V, alimentados por los dos transformadores instalados en la planta, utilizando un equipo analizador de redes que proporciona una imagen instantánea de las principales características de calidad de energía del horno de inducción en prueba.

De los resultados de estas mediciones se obtienen los gráficos mostrados en el anexo B y un archivo de resultados. Para determinar los valores representativos de las distorsiones armónicas, con este archivo se puede considerar hacer la evaluación de las distorsiones con cuatro valores estadísticos de las mediciones, tales como son los máximos, mínimos, promedios o el percentil 95. Las distorsiones se analizarán en el tablero de 460 V donde se ha determinado que estas son altas, en el tablero de 220 V se ha determinado que las distorsiones armónicas son pequeñas como se puede observar en la figura B.31 del anexo B, por lo tanto no se tendrán en cuenta y se van a despreciar.

El inconveniente si se consideraran valores estadísticos de distorsión máximos o mínimos es que estos valores no plasman el comportamiento del estado permanente de la carga, siendo que para el caso de valores mínimos se subvaloran las distorsiones armónicas, y para el caso de los máximos se estarían sobrevalorando. Además se ha de tener en cuenta que estos valores máximos ó mínimos son alcanzados en cada una de sus fases por separado. En el caso del valor medio, el problema que se presenta es que la distorsión que este representa descarta el espectro armónico que se genera cuando ocurren distorsiones armónicas altas.

Cuando se calcula el percentil 95, que por definición indica el valor por debajo del cual está el 95% de los datos, se está eligiendo un valor representativo de las distorsiones máximas, y esto a la vez elimina el inconveniente de considerar sólo los valores instantáneos de distorsión. Otro aspecto a considerar es que si el percentil 95 es mayor al valor límite establecido por la NTCSE, esto es un indicativo de que se supera la norma por más del 5% periodo de medición, lo cual es el criterio a tener en cuenta para considerar a estas distorsiones armónicas de tensión como peligrosas para el sistema eléctrico y por lo que tienen que ser mitigadas[12].

En las tablas 4.1 y 4.2 se indican las distorsiones armónicas de tensión y corriente respectivamente, las cuales son calculadas teniendo en cuenta el valor estadístico del percentil 95. En la tabla 4.1 también se indican los límites de distorsiones establecidos por la NTCSE.

TABLA N° 4.1 Distorsiones armónicas de tensión en %

Orden de Armónico	Fase R	Fase S	Fase T	Norma
2	2.7	1.7	1.7	2
3	1.5	1	0.7	5
4	1.6	1	0.8	1
5	7.2	7.8	7.7	6
6	0.6	1	1.3	0.5
7	4.2	4.1	4	5
8	0.6	0.6	0.5	0.5
9	0.6	0.7	0.7	1.5
10	0.9	0.9	0.8	0.5
11	3.3	3.6	3.5	3.5
12	0.6	1.1	1.3	0.2
13	3.2	2.8	2.8	3
14	0.9	0.8	0.6	0.2
15	0.7	0.8	0.6	0.3
16	0.8	0.9	0.6	0.2
<b>Total</b>	10.6	11	10.8	8

TABLA N° 4.2 Distorsiones armónicas de corriente en %

Orden de Armónico	Fase R	Fase S	Fase T
2	2.6	2.9	3.6
3	3.2	2.5	2.9
4	2.7	2.6	3.4
5	20.6	20.9	19.9
6	3.8	3.5	1.7
7	11.3	11.8	11.9
8	1.7	1.9	2.7
9	2.2	1.9	2.3
10	2.2	2.1	2.7
11	7.6	7.6	7
12	2.7	2.7	1.4
13	5.2	5.8	6.0
14	1.5	1.5	2.3
15	2	1.8	2.9
16	1.7	1.4	2.2
<b>Total</b>	27.3	27.8	27.8

En las tablas 4.1 y 4.2 se han incluido los principales componentes armónicos tanto de corriente como de tensión, y se observa que la distorsión total es elevada, tanto para la corriente como para la tensión. De acuerdo a la NTCSE la distorsión total de tensión supera sus límites establecidos en cada una de sus fases.

En ambas tablas se pueden notar los componentes armónicos que resaltan a simple vista por su elevada magnitud, tales como son: 2°, 4°, 5°, 6°, 7°, 10°, 11°, 12° y 13° armónicos, siendo claramente los armónicos 5° y 7° los componentes más contaminantes, que son debido a las distorsiones típicas generadas por los hornos de inducción.

En el caso de los componentes armónicos de corriente, estos serán utilizados para el modelado de la carga, y son los componentes que serán mitigados por el filtro activo.

En la tabla 4.3 se muestran valores estadísticos de la distorsión total de tensión para cada una de las fases.

**TABLA N° 4.3** Distorsión total de tensión mínima, promedio, máxima y percentil 95 en % respecto a la componente fundamental

<b>Distorsión total</b>	<b>Fase R</b>	<b>Fase S</b>	<b>Fase T</b>
<b>Mínimo</b>	2.5	2.6	2.5
<b>Máximo</b>	11.5	11.7	11.6
<b>Promedio</b>	5.97	6.23	6.1
<b>Percentil 95</b>	10.6	11	10.8

En la tabla 4.3 se observa que si se eligiera usar los valores estadísticos mínimos y promedios, de acuerdo con la NTCSE, las distorsiones de tensión estarían debajo de los límites indicados por la norma.

En la tabla 4.4 se muestran valores estadísticos de la distorsión total de corriente para cada una de las fases.

**TABLA N° 4.4** Distorsión total de corriente mínima, promedio, máxima y percentil 95 en % respecto a la fundamental

<b>Distorsión total</b>	<b>Fase R</b>	<b>Fase S</b>	<b>Fase T</b>
<b>Mínimo</b>	21.60	21.70	21.00
<b>Promedio</b>	24.52	24.79	24.25
<b>Máximo</b>	92.40	91.80	98.60
<b>Percentil 95</b>	27.30	27.80	27.80

De esta última tabla se nota claramente que para cualquier valor estadístico que se considere la distorsión de corriente es elevado superando cualquier límite máximo

impuesto por la norma IEEE 519-1992, por lo que el mitigar las distorsiones de corriente con el filtro activo es lo más apropiado. En el caso del valor estadístico máximo, que refleja una distorsión momentánea, no es lo más representativo de la distorsión total de corriente, y sería muy exagerado considerar esta distorsión para compararse con los límites establecidos en la norma.

En ambas tablas se muestra que el percentil 95 es el valor óptimo a tener en cuenta para el análisis de las mediciones hechas.

#### 4.5 Resumen de armónicos a mitigarse

Como resultado de las mediciones realizadas se han obtenido las siguientes magnitudes eléctricas en el tablero de 460 V:

- Máxima demanda activa: 750 kW
- Mínima demanda activa: 0 kW
- Máxima demanda reactiva: 165 kVAR
- Mínima demanda activa: 0 kVAR

En la tabla 4.5 se muestra el cuadro resumen de los armónicos de corriente principales en el tablero de 460 V que serán utilizados en la simulación y para la especificación de los parámetros del filtro activo.

**TABLA N° 4.5 Armónicos de corriente en el tablero de 460 V**

Fases	Armónicos de corriente a compensar (A)								
	2do	4to	5to	6to	7mo	10mo	11vo	12vo	13vo
Fase R	23.24	24.14	184.16	33.97	101.02	19.67	67.94	24.14	46.49
Fase S	25.93	23.24	186.85	31.29	105.49	18.77	67.94	24.14	51.85
Fase T	32.18	30.40	177.91	15.20	106.39	24.14	62.58	12.52	53.42



## CAPITULO V

### DIMENSIONAMIENTO DEL FILTRO ACTIVO DE POTENCIA

Para mitigar la distorsión armónica que originan los hornos de inducción eléctrica en las plantas de fundición de metales, se puede utilizar filtros activos, pasivos ó híbridos. En este informe se usa los filtros activos debido a una serie de ventajas que estos presentan sobre los filtros pasivos y por los inconvenientes que los filtros pasivos ocasionan.

Entre las desventajas de los filtros pasivos está la pobre sincronización debido a la dispersión de sus parámetros característicos y a que puede aparecer resonancia con la impedancia de la red eléctrica. Los filtros activos tienen elevado costo y limitaciones para trabajar con sistemas de gran potencia y media o alta tensión.

#### 5.1 Principio de funcionamiento de un filtro activo

El concepto de filtro activo se basa en la electrónica de potencia para producir corrientes armónicas que cancelen las componentes armónicas de corriente que producen las cargas no lineales. El filtro activo mide la corriente no lineal y calcula su grado de distorsión para inyectar al circuito de potencia una corriente de compensación para conseguir una corriente con una distorsión muy baja. El filtro que se analiza es el tipo *shunt*, y cuyo principio de funcionamiento básico se muestra en la siguiente figura:

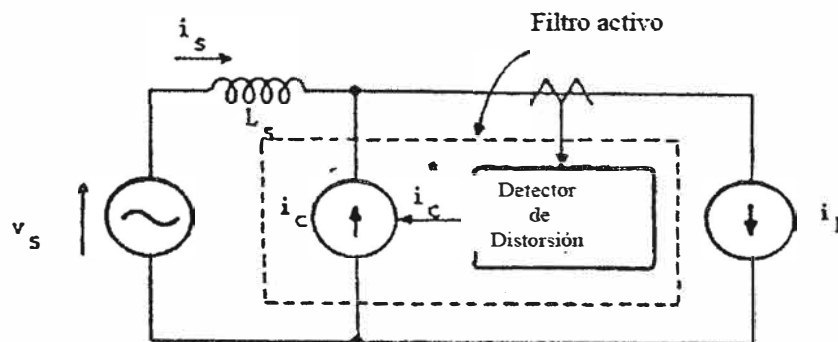
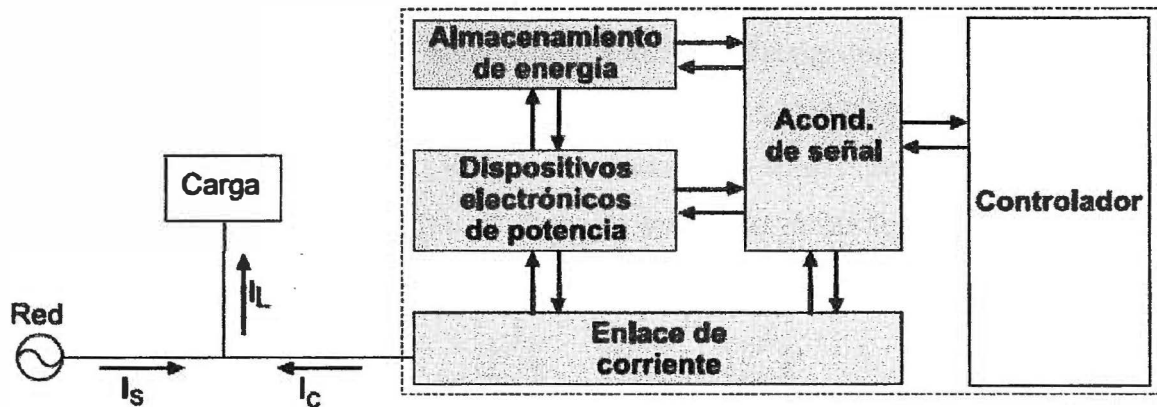


Fig. 5.1 Principio de funcionamiento del filtro activo

#### 5.2 Composición de un filtro activo de potencia

El filtro activo tiene los siguientes componentes: el convertidor de potencia que es conectado a la red por medio del elemento de enlace de corriente, el controlador,

dispositivos de acondicionamiento de señales de potencia, el elemento almacenador de energía. En la figura 5.2 se muestra un esquema básico de los componentes de un filtro activo.



**Fig. 5.2** Componentes de un filtro activo de potencia

A continuación se van a indicar las funciones de los principales componentes de un filtro activo de potencia mostrando también algunas de las diferentes configuraciones que pueden tener.

### 5.2.1 Convertidor de potencia

El convertidor de potencia tiene la función de realizar la compensación armónica ya que mediante la conmutación de sus dispositivos electrónicos de potencia se produce el intercambio de energía entre los componentes del filtro y la red.

Con el avance de la electrónica de potencia se ha pasado del uso de los convertidores con tiristores, los cuales son acompañados de circuitos de conmutación forzada, que operan a unos cientos de hertzios, a los semiconductores modernos usados en nuestros días.

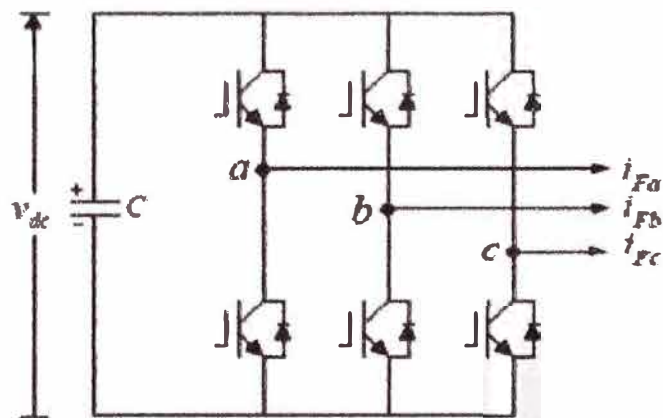
Los semiconductores modernos se basan en transistores IGBT, son bastante robustos e incorporan circuitos tales como el circuito driver, el cual tiene que lograr el accionamiento del dispositivo desde las señales lógicas de control con aislamiento galvánico, y otros circuitos tales como: los circuitos de protección térmica frente a sobrecargas y cortocircuito directo[13].

#### a) Estructura de los convertidores de potencia

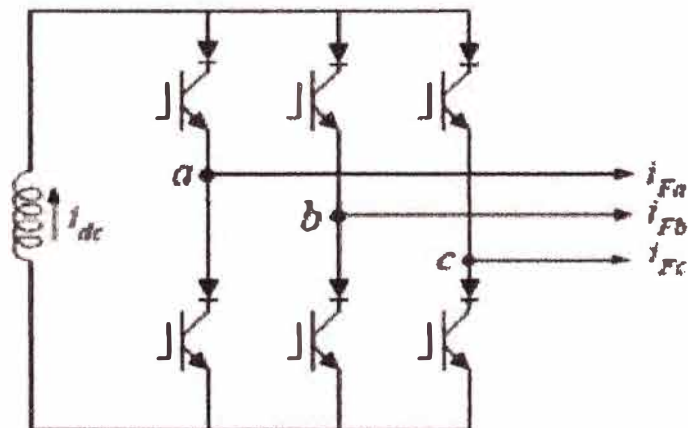
Los convertidores pueden tener desde una rama hasta cuatro, dependiendo si el sistema es monofásico, trifásico o de cuatro hilos. El circuito convertidor está conformado por dispositivos electrónicos de potencia, como son: los interruptores de potencia y los diodos. Los interruptores de potencia juegan un papel fundamental ya que por medio de su

conmutación es posible sintetizar la señal de referencia, la cual se obtiene por medio de un algoritmo de control[14].

En las aplicaciones de filtros activos es muy común utilizar dispositivos semiconductores como es el caso de los transistores bipolares con puerta aislada (IGBTs), los cuales incluyen un diodo conectado en antiparalelo con los interruptores, lo que permite que la conducción de corriente sea de manera bidireccional. Generalmente los convertidores usan inversores de fuente de tensión (VSI) o inversores de fuente de corriente (CSI) y para ambos existen diferentes estructuras tal como se muestran en las figuras 5.3 y 5.4.



**Fig. 5.3** Inversor de fuente de tensión



**Fig. 5.4** Inversor de fuente de corriente

Los inversores de fuente de tensión poseen una barra de continua autosoportada con un condensador para tensión continua. Estos inversores son los preferidos por la industria debido a ventajas comparativas tales como su bajo costo y la facilidad en el control de la tensión del condensador. Pueden conseguir gran capacidad de almacenamiento en el condensador, son ligeros y se puede expandir a sistemas de gran potencia por medio de estructuras multinivel y multietapa[14].

### **5.2.2 Elementos de almacenamiento de energía**

En un filtro activo, la potencia media consumida debe ser nula en un periodo de red, salvo las pérdidas; por lo cual es necesario que se cuente con un elemento que almacene energía porque la potencia instantánea no es nula.

En su mayor parte los elementos almacenadores de energía son del tipo capacitivo porque son más fáciles de controlar y para determinar el nivel de energía del filtro por medio de la medición de su tensión continua. También se tienen elementos inductivos (bobinas) para la compensación, sin embargo casi la totalidad de los compensadores activos usan inversores tipo fuente de tensión, porque los de tipo fuente de corriente necesitan una inductancia de un gran valor para almacenar energía, con lo cual se incrementa el costo y las pérdidas eléctricas; además, no es posible el uso de este tipo de inversor en estructuras multinivel y multietapa por lo que tienen un uso limitado.

### **5.2.3 Sistema de Control**

Asegura que se compensen las corrientes no activas por medio de la generación de las corrientes de referencia, la regulación de la tensión continua del inversor y el seguimiento de corriente de compensación. El sistema de control genera las señales de mando para que se activen los IGBT con el propósito de crear las corrientes de compensación. Otra función importante del sistema de control es regular la tensión en la barra de corriente continua proporcionada por el condensador que almacena energía, además de regular la carga de este condensador.

### **5.3 Topologías de convertidores del filtro activo**

De acuerdo a la estructura del sistema seleccionado, la topología que presente el filtro activo es elegida teniendo en cuenta las características de la carga a compensar, como por ejemplo si la red presenta neutro o no. Para el caso de redes trifásicas es muy común usar una topología como las mostradas en las figuras 5.3 ó 5.4, las que podrán sintetizar tensiones de secuencia positiva e inversa, pero no se podrá realizar la compensación inyectando corrientes homopolares en caso de que se presente el problema de desbalance. Se ha elegido la topología de la figura 5.3 ya que en este informe se busca hacer una compensación de armónicos y no de desbalances, asimismo por las ventajas que ofrece el inversor de fuente de tensión sobre el inversor de fuente de corriente.

Dependiendo de la topología requerida para realizar una compensación se puede escoger los inversores medios o completos. Los inversores medios son usados cuando la compensación que se necesita es a baja potencia, pero en el caso de trabajar con potencias

elevadas, es mejor el uso de inversores completos para que así la tensión de salida sea del doble de magnitud que en el caso de los inversores medios.

#### **5.4 Teorías usadas para la determinación de la corriente de referencia en el filtro activo**

Para determinar la corriente de referencia se pueden utilizar diversas teorías que existen para este fin; las cuales permiten obtener la corriente necesaria para compensar los armónicos y corregir estas perturbaciones[15]. En este informe se ha utilizado la teoría de la potencia reactiva instantánea.

La corriente de referencia es definida de la siguiente manera:

$$i_{\text{Ref}}(t) = i_L(t) - i_{\text{fund}}(t) \quad (5.1)$$

Donde:

$i_{\text{Ref}}$  : Es la corriente de referencia

$i_L$ : Corriente de la carga

$i_{\text{fund}}$ : Corriente fundamental

##### **5.4.1 Teoría de la potencia reactiva instantánea**

Esta teoría se basa en el concepto de valor instantáneo para las ondas de tensión y corriente, se utiliza como base para los algoritmos de control de los filtros activos y se expresa en un sistema trifásico con sistemas de ejes ortogonales entre sí.

La teoría de la potencia reactiva instantánea es una de las más usadas tanto a nivel teórico como también en aplicaciones prácticas. El propósito de esta teoría es generar las corrientes de referencia que debe de seguir la corriente inyectada por filtro activo. Estas referencias son muy importantes para realizar la compensación de manera eficiente y por lo cual se deben generar de manera muy cuidadosa en cada uno de sus pasos, porque al obtenerse corrientes de referencia erróneas no se mitigará los armónicos de corriente e incluso se pueden generar mayores distorsiones armónicas.

##### **a) Representación de la tensión y corriente en los ejes a-b-c y $\alpha$ - $\beta$ -0**

Para representar las ondas de tensión y corriente en los sistemas a-b-c y  $\alpha$ - $\beta$ -0 se usa la transformación de Concordia, cuyo fundamento teórico se explica en el anexo A. La matriz de Concordia que tiene la siguiente expresión:

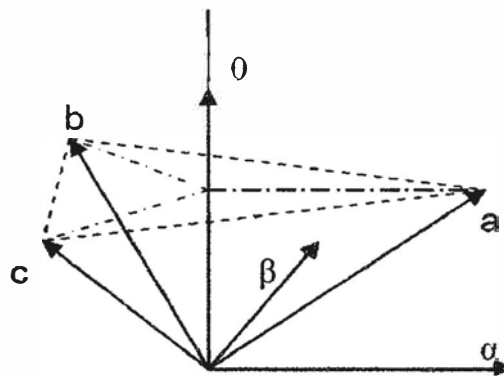
$$[C] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (5.2)$$

Mediante la transformación de Concordia se obtiene la transformación de las expresiones de corriente y tensión del sistema a-b-c al sistema  $\alpha$ - $\beta$ -0 de la siguiente manera:

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ v_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (5.3)$$

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (5.4)$$

En la figura 5.5 se muestra la ubicación de vectores en el sistema trifásico y el sistema de ejes ortogonales.



**Fig. 5.5** Sistema de ejes ortogonales y trifásicos

Ahora que se conocen las corrientes y las tensiones en los ejes  $\alpha$  y  $\beta$ , entonces se definen las magnitudes  $p$  y  $q$  de la siguiente manera:

$$p = v_\alpha \cdot i_\alpha + v_\beta \cdot i_\beta \quad (5.5)$$

$$q = v_\alpha \cdot i_\beta - v_\beta \cdot i_\alpha \quad (5.6)$$

Estas magnitudes  $p$  y  $q$  se denominan potencia activa instantánea y potencia reactiva instantánea respectivamente, donde  $p$  tiene el significado de potencia activa ya que es el producto de tensiones y corrientes de los mismos ejes.

Para los sistemas que presentan desbalances existirán componentes de secuencia cero por lo que se define el término  $p_0$  de la siguiente manera:

$$p_0 = v_0 \cdot i_0 \quad (5.7)$$

Las ecuaciones 5.5, 5.6 y 5.7 se pueden expresar de forma matricial así:

$$\begin{bmatrix} p \\ q \\ p_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta & 0 \\ -v_\beta & v_\alpha & 0 \\ 0 & 0 & v_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} \quad (5.8)$$

Cuando además de armónicos se presenta un problema de desbalance es necesario el uso de la descomposición mediante componentes simétricas y hacer una compensación a los componentes de secuencia cero. Aplicando la teoría de componentes simétricas explicada en el anexo A se deduce una expresión general para las expresiones de tensión y corriente.

Para las componentes de tensión se obtienen las siguientes expresiones:

$$V_a = \sum_{n=1}^{\infty} V_{0n} \cdot \sin(\omega_n t + \varphi_{0n}) + \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2} \cdot V_{+n} \sin(\omega_n t + \varphi_{+n}) \\ + \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2} \cdot V_{-n} \sin(\omega_n t + \varphi_{-n}) \quad (5.9)$$

$$V_b = \sum_{n=1}^{\infty} V_{0n} \cdot \sin(\omega_n t + \varphi_{0n}) + \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2} \cdot V_{+n} \sin\left(\omega_n t + \varphi_{+n} - \frac{2\pi}{3}\right) \\ + \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2} \cdot V_{-n} \sin\left(\omega_n t + \varphi_{-n} + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (5.10)$$

$$V_c = \sum_{n=1}^{\infty} V_{0n} \cdot \sin(\omega_n t + \varphi_{0n}) + \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2} \cdot V_{+n} \sin\left(\omega_n t + \varphi_{+n} + \frac{2\pi}{3}\right) \\ + \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2} \cdot V_{-n} \sin\left(\omega_n t + \varphi_{-n} - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (5.11)$$

De las ecuaciones 5.3, 5.9, 5.10 y 5.11 se deducen las expresiones para las componentes de tensión en los ejes  $\alpha$ ,  $\beta$  y 0:

$$V_\alpha = \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{3} \cdot V_{+n} \sin(\omega_n t + \varphi_{+n}) + \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{3} \cdot V_{-n} \sin(\omega_n t + \varphi_{-n}) \quad (5.12)$$

$$V_{\beta} = \sum_{n=1}^{\infty} -\sqrt{3} \cdot V_{+n} \cos(\omega_n t + \varphi_{+n}) + \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{3} \cdot V_{-n} \cos(\omega_n t + \varphi_{-n}) \quad (5.13)$$

$$V_0 = \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{6} \cdot V_{0n} \cdot \sin(\omega_n t + \varphi_{0n}) \quad (5.14)$$

De manera análoga se deducen las expresiones para las componentes de corriente:

$$i_{\alpha} = \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{3} \cdot I_{+n} \sin(\omega_n t + \psi_{+n}) + \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{3} \cdot I_{-n} \sin(\omega_n t + \psi_{-n}) \quad (5.15)$$

$$i_{\beta} = \sum_{n=1}^{\infty} -\sqrt{3} \cdot I_{+n} \cos(\omega_n t + \psi_{+n}) + \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{3} \cdot I_{-n} \cos(\omega_n t + \psi_{-n}) \quad (5.16)$$

$$i_0 = \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{6} \cdot I_{0n} \cdot \sin(\omega_n t + \psi_{0n}) \quad (5.17)$$

A estas últimas ecuaciones se puede aplicar la expresión 5.8 para obtener las expresiones de potencia, y se obtienen componentes activos y reactivos de potencia en los ejes  $\alpha$ ,  $\beta$  y 0.

Los componentes de potencia se pueden definir en las siguientes expresiones:

$$p = p^{cd} + p^{ca} \quad (5.18)$$

$$q = q^{cd} + q^{ca} \quad (5.19)$$

$p^{cd}$  : Componente continua de la potencia activa, este valor está relacionado a la potencia activa asociada a los componentes fundamentales de tensión y corriente.

$p^{ca}$  : Componente alterna de la potencia activa, este valor está relacionado con los componentes armónicas de tensión y corriente.

$q^{cd}$  : Componente continua de la potencia reactiva, este valor está relacionado a los componentes fundamentales de tensión y corriente.

$q^{ca}$  : Componente alterna de la potencia reactiva, este valor está relacionado con los componentes armónicas de tensión y corriente.

Se debe de tener en cuenta que la inclusión de la componente homopolar de tensión y corriente es tratada como un circuito monofásico que es independiente de las otras componentes, en este caso también son definidas sus componentes alterna y continua que se denotan de la siguiente manera:



$p_0^{cd}$  : Componente continua de la potencia activa de secuencia cero, este valor está relacionado con los componentes fundamentales de tensión y corriente

$p_0^{ca}$  : Componente alterna de la potencia activa de secuencia cero, este valor está relacionado con los componentes armónicas.

Definiendo como  $p_c$  y  $q_c$  a las potencias que el filtro debe de inyectar para que se realice la compensación requerida, y si por medio de filtros de señales se separan los términos de continua y alterna de ambas potencias (expresiones 5.18 y 5.19) de tal manera que se tiene:

$$p_c = -p^{ca} \quad (5.20)$$

$$q_c = -q^{cd} - q^{ca} \quad (5.21)$$

Por medio de este proceso de separación se genera la corriente de referencia, por tanto hay que tener cuidado que las corrientes de alterna no estén atenuadas ni desfasadas.

Incluso se puede trabajar de una manera particular con las expresiones 5.18 y 5.19 de tal manera que se tengan opciones especiales de compensación, por lo que se debe notar que en la expresión 5.21 se ha incluido el término de  $q^{cd}$ , debido a que también se mejorará el factor de potencia.

En el caso que se desee que el filtro realice también una compensación por desbalance, adicionalmente se deberá considerar el siguiente término:

$$p_c = -p_0 \quad (5.22)$$

Sustituyendo las potencias de compensación en la ecuación 5.8, se obtiene la siguiente expresión:

$$\begin{bmatrix} p_{c0} \\ p_c \\ q_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_0 & 0 & 0 \\ 0 & v_\alpha & v_\beta \\ 0 & -v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{0c} \\ i_{\alpha c} \\ i_{\beta c} \end{bmatrix} \quad (5.23)$$

De la cual se deduce que:

$$\begin{bmatrix} i_{0c} \\ i_{\alpha c} \\ i_{\beta c} \end{bmatrix} = \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \begin{bmatrix} \frac{v_\alpha^2 + v_\beta^2}{v_0} & 0 & 0 \\ 0 & v_\alpha & -v_\beta \\ 0 & v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p_{c0} \\ p_c \\ q_c \end{bmatrix} \quad (5.24)$$

De las ecuaciones 5.22 y 5.23 se desprende que:

$$i_{0c} = -i_0 \quad (5.25)$$

Para conocer los componentes en los ejes a-b-c se aplica la transformación inversa a la ecuación 5.24 con lo que se obtiene la siguiente expresión:

$$\begin{bmatrix} i_{aC} \\ i_{bC} \\ i_{cC} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 1 & 0 \\ 1/\sqrt{2} & -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ 1/\sqrt{2} & -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{0c} \\ i_{\alpha C} \\ i_{\beta C} \end{bmatrix} \quad (5.26)$$

Con la expresión 5.26 se determina las corrientes de referencia, cuyas componentes en las fases a, b y c son definidas de la siguiente manera:

$i_{aC}$ : Corriente de compensación de la fase a usada como referencia.

$i_{bC}$ : Corriente de compensación de la fase b usada como referencia.

$i_{cC}$ : Corriente de compensación de la fase c usada como referencia.

Cabe mencionar que debido a que no se busca hacer la compensación para el caso de desbalance se va a descartar las expresiones para calcular las componentes de secuencia cero.[16]

## 5.5 Diagrama para la determinación de la corriente de referencia

Una parte fundamental en el funcionamiento del filtro activo es la estrategia de control, que esencialmente consiste en la detección de las señales de referencia y el control del inversor, por lo que el primer paso de esta etapa de control es la extracción de las señales de referencia, para que una vez que estas han sido determinadas, se puedan utilizar las estrategias de control para que la corriente del circuito inversor siga a esta corriente de referencia.

Para obtener las señales de referencia se usará el ambiente de trabajo Simulink de Matlab, estas corrientes se han obtenido por medio de un diagrama de bloques en el que se resume lo determinado en la sección 5.4.1 y esto ha sido segmentado en diversas etapas.

### 5.5.1 Primera etapa:

**Conversión de las señales de los ejes a-b-c a  $\alpha$ - $\beta$ -0:** En la primera etapa por medio de la transformación de Concordia se realiza el cambio del sistema de coordenadas ortogonales al sistema de ejes  $\alpha$ - $\beta$ -0 conforme a las ecuaciones 5.3 y 5.4.

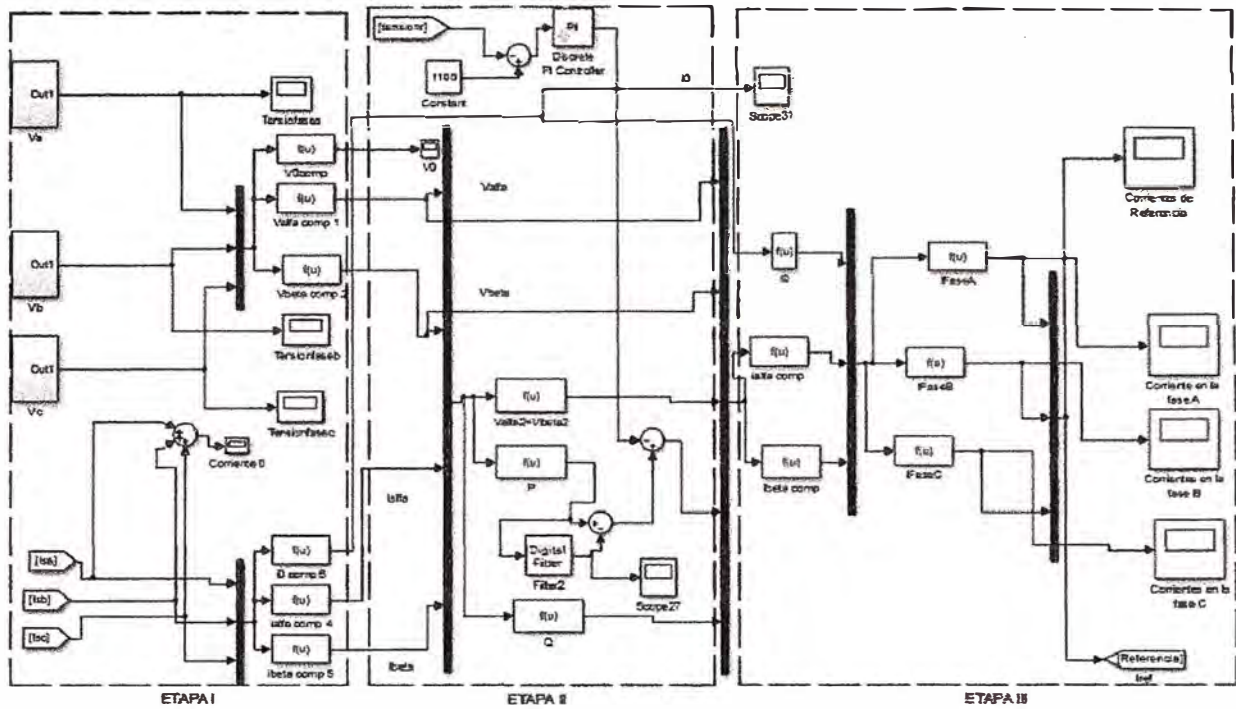
### 5.5.2 Segunda etapa:

**Potencias en el eje  $\alpha$ - $\beta$ -0:** En esta etapa se hace el cálculo de las potencias en los ejes  $\alpha$ - $\beta$ -0 mediante el uso de la matriz de transformación de coordenadas además de que en este caso mediante un filtro de Butterworth sólo se permitirá el paso de las componentes de corriente alterna que se desean compensar, se ha determinado que para el filtro de Butterworth a usar, se debe de tener una frecuencia de corte de 0.9Hz y este debe ser del quinto orden. También se debe tener en cuenta que no se va a utilizar un filtro pasa altos de manera directa ya que esto puede ocasionar un desfase en los componentes secuenciales que se desea compensar, generando corrientes de referencia erróneas, resultando una mala compensación. Debido a esto es que se utiliza un filtro pasabajos, tal como se indica en el diagrama de bloques de la figura 5.6, y la salida de esto será restado de la entrada de potencia activa P, para finalmente obtener las potencias activa y reactiva en el eje  $\alpha$ - $\beta$ -0. En el diagrama 5.6 se observa que no se aplica ningún filtro a la potencia reactiva Q, porque también se quiere compensar los reactivos.

### **5.5.3 Tercera etapa:**

**Potencias en los ejes a-b-c:** Ahora que se conocen los componentes para la compensación en los ejes  $\alpha$ - $\beta$ -0 se va a determinar las corrientes de referencia de compensación en los ejes a-b-c, para esto se utiliza la matriz de transformación inversa que está dada en la ecuación 5.26.

El esquema usado en el entorno Simulink de Matlab se muestra en la figura 5.6, donde se indican cada una de las etapas de cálculo explicadas para la generación de las corrientes de referencia.



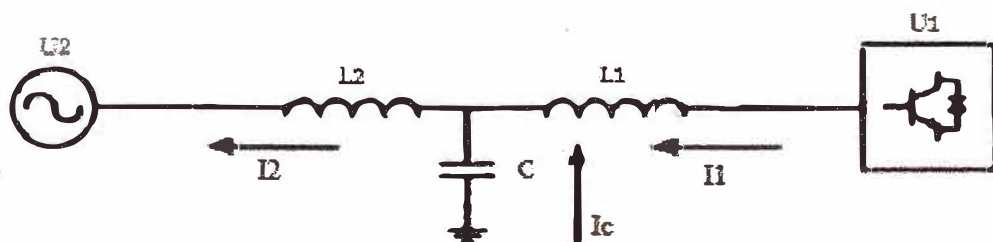
**Fig. 5.6** Diagrama de bloques en Simulink para la generación de las corrientes de referencia

## 5.6 Cálculo de los componentes del filtro de salida que usará el filtro activo

Para que el filtro activo genere las corrientes de compensación, se controla al convertidor del filtro activo usando métodos de modulación por ancho de pulsos de alta frecuencia (PWM). Debido a que los inversores PWM generan corrientes armónicas indeseables alrededor de la frecuencia de modulación y sus múltiplos, es necesario usar un filtro de salida para reducir esta distorsión armónica generada. Uno de los filtros más efectivos para esto es el filtro LCL, cuyos parámetros se deducen a continuación.

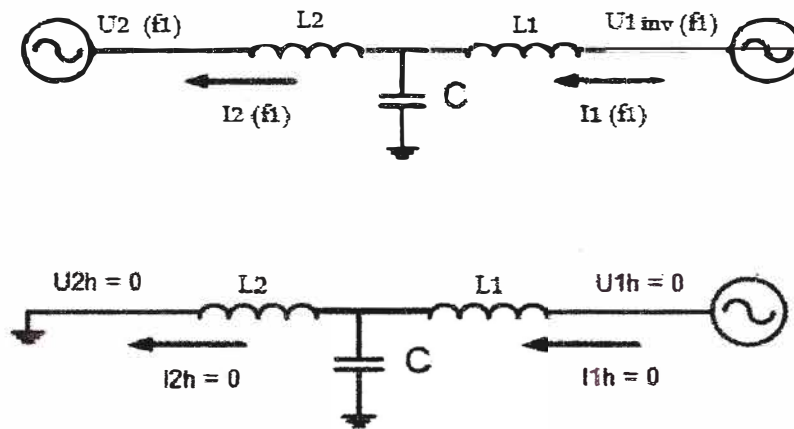
### 5.6.1 Filtro de salida LCL

Este filtro comprende dos inductores y un condensador conectados en una sección en T, es conectado como una interfaz entre el filtro activo y la red. En la figura 5.7 se muestra su esquema equivalente:



**Fig. 5.7** Esquema equivalente del Filtro interface LCL

La configuración equivalente del filtro mostrada en la siguiente figura muestra que si el voltaje es sinusoidal, el filtro se comporta como un cortocircuito con respecto a los armónicos de orden superior.



**Fig. 5.8** Configuración equivalente del filtro de salida a la frecuencia fundamental y a las frecuencias armónicas

De acuerdo con las leyes de Kirchoff, observando el circuito de las figuras anteriores se cumplen las siguientes expresiones:

$$i_1 = i_2 + i_c \quad (5.27)$$

$$u_1 - u_c = L_1 \cdot \frac{di_1}{dt} \quad (5.28)$$

$$u_2 - u_c = L_2 \cdot \frac{di_2}{dt} \quad (5.29)$$

$$i_c = C \cdot \frac{dU_c}{dt} \quad (5.30)$$

Aplicando la transformada de Laplace a las ecuaciones anteriores se deducen las siguientes expresiones:

$$\frac{I_1(s)}{U_1(s)} = sC \frac{1 + s^2 L_2 C - \frac{U_2(s)}{U_1(s)}}{(1 + s^2 L_1 C) \cdot (1 + s^2 L_2 C) - 1} \quad (5.31)$$

$$\frac{I_2(s)}{U_1(s)} = sC \frac{1 - \frac{U_2(s)}{U_1(s)} (1 + s^2 L_1 C)}{(1 + s^2 L_1 C) \cdot (1 + s^2 L_2 C) - 1} \quad (5.32)$$

Si se considera que las corrientes de entrada y salida  $i_1$  e  $i_2$  son corrientes armónicas y  $U_2(s)=0$ , la expresión anterior se reduce a:

$$\frac{I_2(s)}{I_1(s)} = \frac{1}{1 + s^2 L_2 C} \quad (5.33)$$

La expresión anterior tiene la forma de un sistema de segundo orden, cuya forma general está dada por la siguiente expresión:

$$H(s) = \frac{1}{T^2 s^2 + 2\varepsilon T s + 1} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\varepsilon \omega_n s + \omega_n^2} \quad (5.34)$$

donde:

$\omega_n$ : frecuencia natural no amortiguada

$\varepsilon$ : factor de amortiguamiento relativo del sistema

Comparando las expresiones 5.33 y 5.34, se concluye que:

$$2\varepsilon \omega_n = 0 \text{ y } \omega_n = \frac{1}{\sqrt{L_2 C}}$$

Este filtro de salida debe de ser capaz de rechazar los armónicos causados por la conmutación del inversor sin afectar los armónicos a ser compensados, es por eso que la frecuencia de corte debe de estar debajo de la frecuencia de conmutación a fin de obtener una pendiente de rechazo de corriente de -40db/década, para esto se requiere la siguiente condición:

$$f_s \geq \sqrt{2} f_n = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \cdot \sqrt{L_2 C}} \quad (5.35)$$

Donde:

$f_s$ : frecuencia de conmutación

Otro requerimiento es que la frecuencia mínima que determina este filtro debe exceder la frecuencia armónica de mayor orden a ser mitigada, la segunda condición queda expresada así:

$$f_N \leq \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{2L_2 C}} \quad (5.36)$$

Donde:

$f_N$  es la frecuencia más alta entre las frecuencias armónicas a ser mitigadas.

De 5.35 y 5.36 la condición para dimensionar el filtro de salida se puede escribir como:

$$\frac{1}{2\pi^2 f_s^2} \leq L_2 C \leq \frac{1}{8\pi^2 f_N^2} \quad (5.37)$$

Para el caso analizado en este informe, al filtro de salida, se le va a imponer una frecuencia de conmutación de 20kHz, y la frecuencia de mayor orden entre las armónicas a ser compensadas es de 780Hz, de manera que usando 5.37 se obtiene la siguiente expresión:

$$1.27 \times 10^{-10} \leq L_2 C \leq 2.08 \times 10^{-8} \quad (5.38)$$

Analizando la expresión 5.38 se observa que existe un amplio rango de valores de  $L_2$  y  $C$ , por lo que para reducir este rango que pueden tomar ambos parámetros, se ha de tener en cuenta los siguientes criterios adicionales:

- El mejor valor óptimo para poder dimensionar el producto de  $L_2 C$  corresponde al menor valor dado por la expresión 5.38.
- El incremento de la inductancia sobre 4 mH requiere el incremento de voltaje del condensador de compensación, para asegurar el comportamiento dinámico de la corriente[17].

Teniendo en cuenta estos criterios y la disponibilidad comercial de las inductancias y condensadores se determina que  $L_2 = 0.6$  mH y  $C = 1.2$  uF. Para el dimensionado de la otra inductancia del filtro de salida se debe de tener en cuenta que  $L_1$  es de un valor mucho menor que  $L_2$ , por lo que se ha elegido  $L_1 = 0.1$  mH.

### 5.7 Cálculo del voltaje de continua que alimenta al inversor

Para una adecuada compensación de los armónicos de corriente además de usar un método adecuado de control que garantice el seguimiento de las corrientes de referencia es necesario un nivel adecuado de tensión de la barra de continua. Por lo tanto es necesario que la tensión de continua que alimenta al inversor sea mayor al pico de tensión del lado de alterna del inversor, y para que la tensión de continua sea óptima es necesario que se cumplan también las siguientes condiciones:

- Variación de la tensión de alimentación en  $\pm 20\%$  (en el lado de alterna).
- Índice de modulación de la amplitud  $m_a = 0.8$ .

Por lo que la tensión de continua se calcula mediante la siguiente expresión:

$$V_{cd} = \frac{2}{m_a} \times \widehat{v_{ac}} \quad (5.39)$$

En esta expresión  $\widehat{v_{ac}}$  representa el pico de tensión máxima por fase en el lado de alterna, de manera que la tensión continua se calcula a continuación:

$$v_{cd} = \frac{2}{0.8} \times \sqrt{\frac{2}{3}} \times 460 \times 1.2 = 1126.7 \text{ V}$$

### 5.8 Cálculo de la capacitancia del condensador en la barra de tensión continua

Para realizar este cálculo se tiene que estimar algunos parámetros que den unas condiciones tal que permitan un funcionamiento adecuado del circuito inversor. Una vez que estos han sido determinados, se impone un máximo rizado a la que está sometida la tensión de los condensadores.

Considerando que el filtro activo requiere entregar la máxima corriente por dos fases en simultáneo, en ese caso esta corriente fluye por los condensadores, por lo que se cumple que:

$$2i_{Fmax} \leq C \cdot \frac{dv_{DC}}{dt} \quad (5.40)$$

$I_{Fmax}$ : Corriente de referencia máxima.

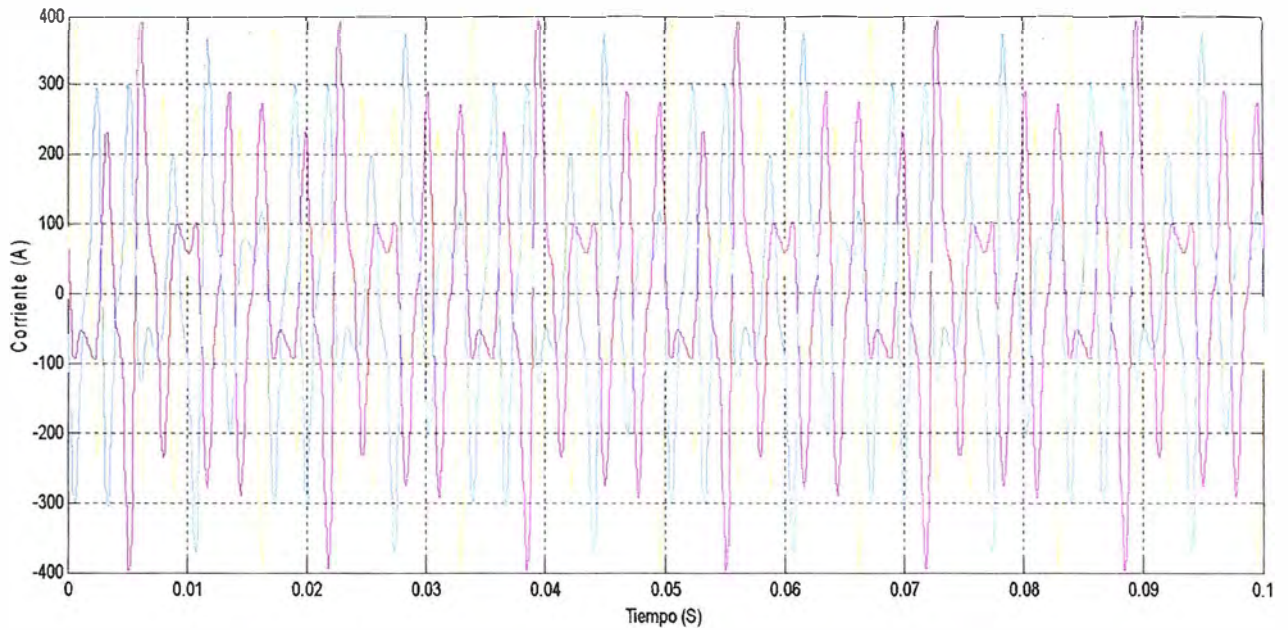
C: Capacitancia del condensador que alimenta al circuito inversor.

$\frac{dv_{DC}}{dt}$  : Variación de tensión en el condensador

Mediante la expresión 5.40 se puede estimar capacidad del condensador de la barra de continua. Para lo que en primer lugar se va a considerar una variación de tensión en el condensador de 5 V y la frecuencia de conmutación que se impone es de 20kHz.

Por lo que para conocer esta capacitancia, es necesario tener un estimado de la corriente de referencia máxima. Para la estimación se debe de tener en cuenta que idealmente esta corriente está compuesta de los componentes armónicos de corriente de la carga. Teniendo en cuenta esto, en la siguiente figura se muestra la suma de las corrientes armónicas exceptuando la componente fundamental.





**Fig. 5.9** Estimación de la corriente de referencia

En la figura se observa una estimación para  $I_{Fmax}$  de 400 A. De manera que de acuerdo a la expresión 5.40 se ha calculado que la capacitancia del condensador C es de 8000  $\mu$ F.

### 5.9 Control de la tensión DC del condensador

En esta sección se deduce la manera de hacer el control que se va a aplicar al condensador que trabaja como fuente de tensión continua, aunque en la deducción para el control del inversor se usará la teoría de control del marco de referencia síncrono.

Es conveniente usar un sistema de referencia d-q que se mueva solidario al vector de tensión de red  $v$ , donde la componente q del vector espacial de red es nula [18]. Ya que esta componente es nula, la potencia activa y reactiva intercambiada entre el filtro activo y su fuente de alimentación está dada por:

$$p = v_d \cdot i_d \quad (5.41)$$

$$q = -v_d \cdot i_q \quad (5.42)$$

Para mantener el voltaje de continua a un valor deseado, las pérdidas a través del componente resistivo del filtro activo pueden ser compensadas actuando sobre  $i_d$  [17].

Como ha quedado establecido en el modelo establecido en [17] se cumple que:

$$C \cdot \frac{dv_{CD}}{dt} = d_{nd} \cdot i_d + d_{nq} \cdot i_q \quad (5.43)$$

Una entrada equivalente  $U_{CD}$  se define como:

$$U_{CD} = d_{nd} \cdot i_d + d_{nq} \cdot i_q \quad (5.44)$$

Para regular la tensión de continua  $V_{CD}$  a un valor fijo, el error de esta tensión está determinado por la diferencia del valor de referencia de continua con el valor obtenido a la salida de la tensión del condensador, lo cual es calculado por la siguiente expresión:

$$\Delta V_{CD} = V_{CDref} - V_{CD} \quad (5.45)$$

Esta señal de error pasa por un controlador PI, en el que se cumple la siguiente ecuación:

$$U_{CD} = K_p \Delta V_{CD} + K_i \int \Delta V_{CD} dt \quad (5.46)$$

La función de transferencia de lazo cerrado de la regulación de voltaje de continua, tiene la siguiente función de transferencia:

$$\frac{V_{CD(s)}}{V_{CDref(s)}} = 2\varepsilon \cdot \omega_{nv} \cdot \frac{s + \frac{\omega_{nv}}{2\varepsilon}}{s^2 + 2\varepsilon \cdot \omega_{nv} \cdot s + \omega_{nv}^2} \quad (5.47)$$

Donde las constantes proporcional e integral está dadas por las siguientes expresiones:

$$k_p = 2 \cdot \varepsilon \cdot \omega_{nv} \cdot c \quad (5.48)$$

$$k_i = \omega_{nv}^2 \cdot c \quad (5.49)$$

La tensión continua del inversor debe de estar controlada y sostenida a un valor constante para de esta manera mantener la operación normal del inversor. Debido a la conducción y maniobra asociadas con los diodos y los inversores IGBT se generan pérdidas en los filtros activos que tienden a reducir el valor de la tensión de continua del condensador, por lo que es necesario implementar un circuito de control para que se sostenga este voltaje.

La tensión de la barra de continua es controlada disminuyendo la potencia activa una cantidad  $P_{av}$  lo que corresponde a la pérdida del filtro activo mencionada en el párrafo anterior, además de que se debe de notar que la potencia reactiva no tiene efecto sobre la tensión del condensador. El circuito de control tiene un lazo de retroalimentación negativa para cortar  $P_{av}$ . En este controlador la tensión de la barra de continua es retroalimentada y comparada con la tensión de continua estimada que alimenta al condensador, la diferencia es alimentada al controlador PI que tiene como salida  $P_{av}$ , lo que es añadido como pérdida para el cálculo de la potencia p.

### **5.10 Control del inversor mediante el uso de la onda portadora triangular**

El control del inversor es muy importante ya que esto garantiza que la corriente que inyecte el inversor siga las referencias de corriente, para lo que el control se hará mediante

el uso de la onda portadora triangular. En este método en primer lugar se determina el error de corriente mediante la diferencia de la corriente de referencia y la corriente que inyecta el inversor para cada una de las fases. Este error de corriente es comparado con una onda portadora triangular de amplitud y frecuencia fijas. La razón para el uso de esta onda es estabilizar la frecuencia de conmutación del inversor forzándola a ser constante e igual a la frecuencia de la onda portadora triangular[19].

El criterio de comparación consiste en que si el error es menor que la onda de referencia triangular el interruptor superior del inversor es activado, pero si es mayor el interruptor inferior es activado.

Este error tiene que ser filtrado por un controlador PI en cada una de las fases. Este controlador PI compara la corriente de referencia y la corriente del filtro.

Las constantes del controlador PI son elegidas teniendo en cuenta que estas tienen que cumplir con el modelo matemático del controlador que es representado con la siguiente ecuación:

$$V_{inv} = K_p(i_F^* - i_F) + \frac{K_I}{s}(i_F^* - i_F) \quad (5.50)$$

Se comprueba que la dinámica de este regulador puede ser mejorada ajustando la ganancia  $K_p$  de la parte proporcional a un valor mayor que  $2L/T_{sw}$  y para el caso de la ganancia de la parte integral  $K_I$ , esta debe de tener un valor igual a la frecuencia de la onda triangular.

Donde:

$T_{sw}$ : Es el tiempo de muestreo.

L: Inductancia del filtro de interface.

Teniendo en cuenta estos criterios, los valores de las constantes proporcional e integral son:

$$K_p = 1000 \text{ y } K_I = 20000$$

El control del inversor es muy importante porque es el que genera los pulsos para la operación del inversor y este control es modelado en el siguiente diagrama de bloques.

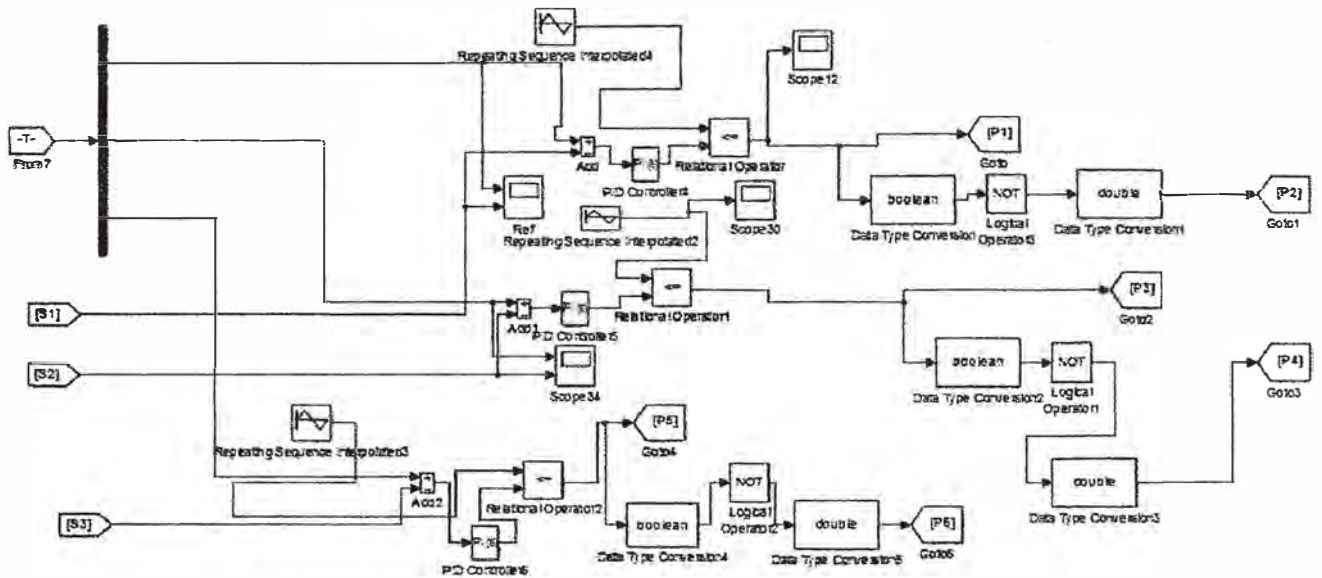


Fig. 5.10 Diagrama de bloques para el control del inversor

### 5.11 Dimensionamiento de los interruptores de potencia del filtro

Con la estimación de la corriente de referencia máxima de 400A mostrada en la figura 5.9 y la tensión a continua estimada de 1100V a la que está sometido el condensador. Se tiene que esta tensión de 1100V es la que deben de soportar los interruptores sin entrar en avalancha. Teniendo en cuenta estos valores, en el capítulo VII se van a elegir los componentes de potencia adecuados que cumplan con las especificaciones de tensión y corriente requeridas.

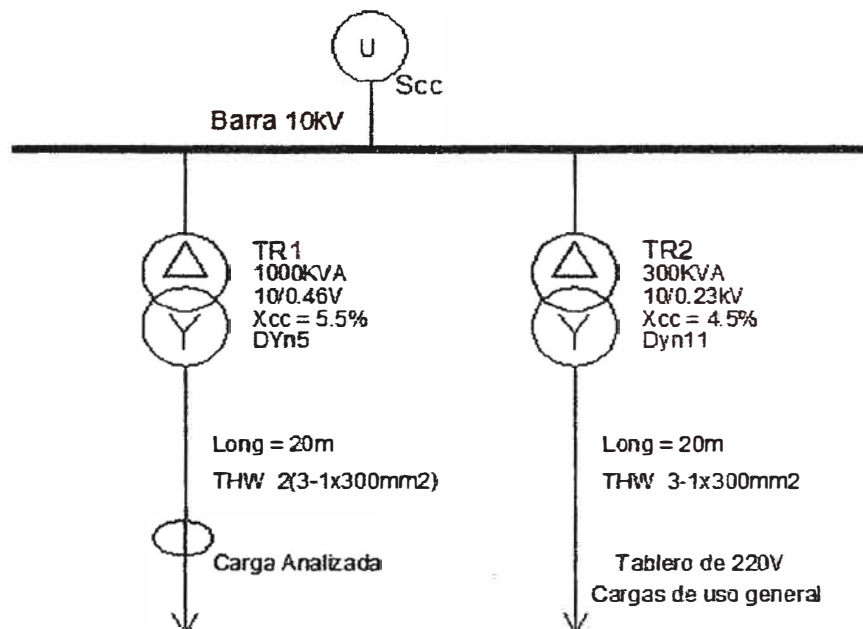
## CAPITULO VI

### ANÁLISIS DEL FILTRO ACTIVO EN LA FUNDICIÓN

Para el análisis de los resultados del filtro activo modelado en el entorno Simulink de Matlab primero se debe de calcular la impedancia del sistema eléctrico de la fundición en el que opera el horno de inducción que genera la distorsión armónica a ser compensada; luego serán modeladas las cargas en función de mediciones realizadas en los tableros.

#### 6.1 Cálculo de la Impedancia equivalente del sistema

El diseño del filtro activo de potencia se realiza para compensar los armónicos medidos en el tablero de 460V, debido que allí opera el horno de inducción que ocasiona la distorsión analizada en el capítulo IV. En primer lugar se va a encontrar el equivalente Thevenin a partir de la potencia de cortocircuito en la barra de 10kV. En la siguiente figura se muestra el esquema del sistema para realizar la reducción Thevenin en la barra de 10kV.



**Fig. 6.1** Representación desde la barra de 10kV del sistema bajo estudio

Para el cálculo de la impedancia Thevenin vista desde la barra de 10kV, se debe de conocer la potencia de cortocircuito en este punto de suministro. Este valor es:  $S_{cc} = 315\text{MVA}$ .

### 6.1.1 Impedancia del sistema

A partir de la potencia de cortocircuito y la tensión de la barra de suministro, se calcula la impedancia Thevenin del sistema con la siguiente ecuación:

$$Z_{\text{sis}} = \frac{V_s^2}{S_{\text{cc}}} \quad (6.1)$$

Reemplazando  $V_s = 10\text{kV}$  y  $S_{\text{cc}} = 315\text{MVA}$  resulta:

$$Z_{\text{sis}} = 0.32\Omega$$

## 6.2 Modelamiento de cargas en el sistema eléctrico de la fundición

En base a las mediciones realizadas en los tableros de 460V y 220V, con el equipo analizador de redes, se modela el total de las cargas instaladas en ambos tableros.

### 6.2.1 Carga del tablero de 460V

Esta es la carga principal bajo estudio y corresponde al horno de inducción, que será modelado como fuentes de corriente en paralelo, cuyas componentes son la corriente fundamental y sus armónicos. Estos valores son tomados de las mediciones realizadas en la fundición, mostradas en el cuadro resumen en la tabla 4.1.

### 6.2.2 Cargas del tablero de 220V

Son las cargas de uso general, como oficinas, equipos de iluminación y algunas máquinas que representan unas cargas muy pequeñas en comparación con el horno de inducción.

La distorsión armónica medida es baja en este tablero, por lo que en cada fase esta carga es modelada como:

$$P + jQ \quad (6.2)$$

Donde:

$$P = 53\text{kW}$$

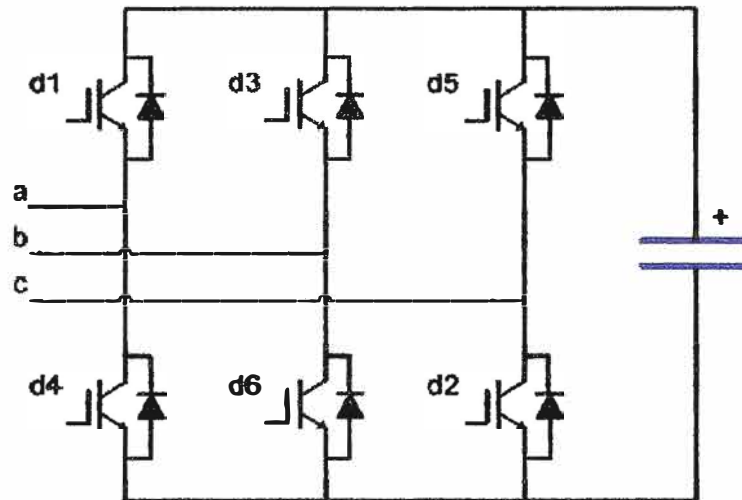
$$Q = 27\text{kVar}$$

Ambas cargas van a ser modeladas en Simulink teniendo en cuenta los criterios establecidos en 6.2.1 y 6.2.2.

## 6.3 Elección de la topología del convertidor que usa el filtro

Para el diseño del filtro activo se puede escoger entre inversores de fuente de corriente o inversores de fuente de tensión.

Por las ventajas detalladas en la sección 5.7 del capítulo V se ha elegido los inversores de fuente de tensión. Se pueden escoger de entre diversas topologías existentes para el trabajo con una carga trifásica, las cuales son de tres o cuatro ramas siendo estas últimas las requeridas para corregir problemas de desbalances. Debido a que el presente trabajo se enfoca a corregir problemas de armónicos entonces se utiliza una topología de tres ramas con condensador, como se muestra en la figura 6.2.

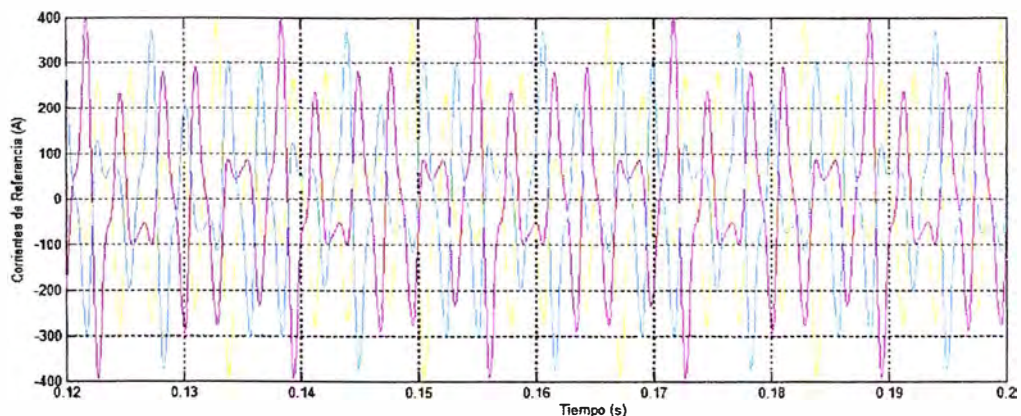


**Fig. 6.2** Topología del inversor del filtro activo

#### 6.4 Corrientes de referencia

Estas corrientes son las que idealmente debe inyectar el filtro activo, además de que la estrategia de control en el circuito inversor se encarga de que se haga un seguimiento a estas con respecto a la corriente real que inyecta el inversor.

El diagrama de bloques del filtro activo mostrado la figura 5.6 es el que genera las corrientes de referencia, cuya simulación con el programa Simulink es mostrada en la figura 6.3:

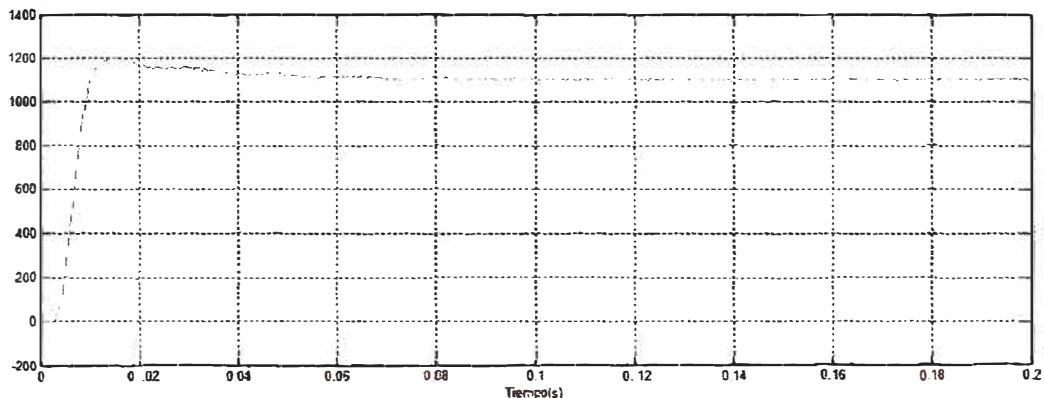


**Fig. 6.3** Corrientes de referencia en las tres fases del filtro activo

### 6.5 Control de la tensión del bus de continua.

De acuerdo a lo explicado en el capítulo V (5.12), la tensión en la barra de continua proporcionada por el banco de condensadores debe seguir la tensión de referencia cuyo valor estimado en la sección 5.7 del capítulo anterior es de 1126.7 V, por lo que para el diseño se va a escoger que esta tiene un valor de 1100 V. La señal que genera este banco de condensadores es comparada con la tensión de referencia, de esa manera se obtiene la señal de error, que pasa por el controlador PI.

Para la determinación de los componentes de  $K_p$  y  $K_i$  del controlador PI usado, se ha tenido en cuenta que ambos cumplen las relaciones establecidas en 5.48 y 5.49, por lo que se ha realizado numerosas simulaciones con diversos valores para  $\varepsilon$  y  $w_{nv}$ , a fin de que se consiga obtener un resultado adecuado para el control de la barra de continua. De este modo se ha determinado que los valores de estos componentes adecuados para el control son:  $K_p = 397$  y  $K_i = 6.48E-07$ . En la figura 6.4 se muestra que realizando el control de la tensión que el condensador suministra al filtro, se logra conseguir que la tensión se aproxime bastante a la tensión de referencia en un tiempo muy corto.

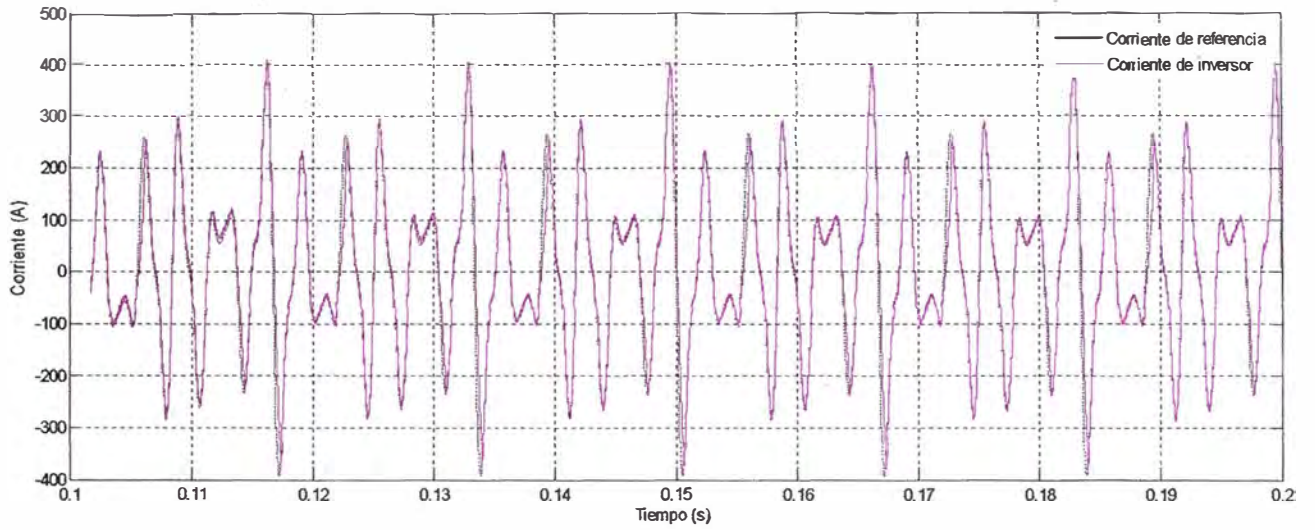


**Fig. 6.4** Control de tensión en el bus de continua

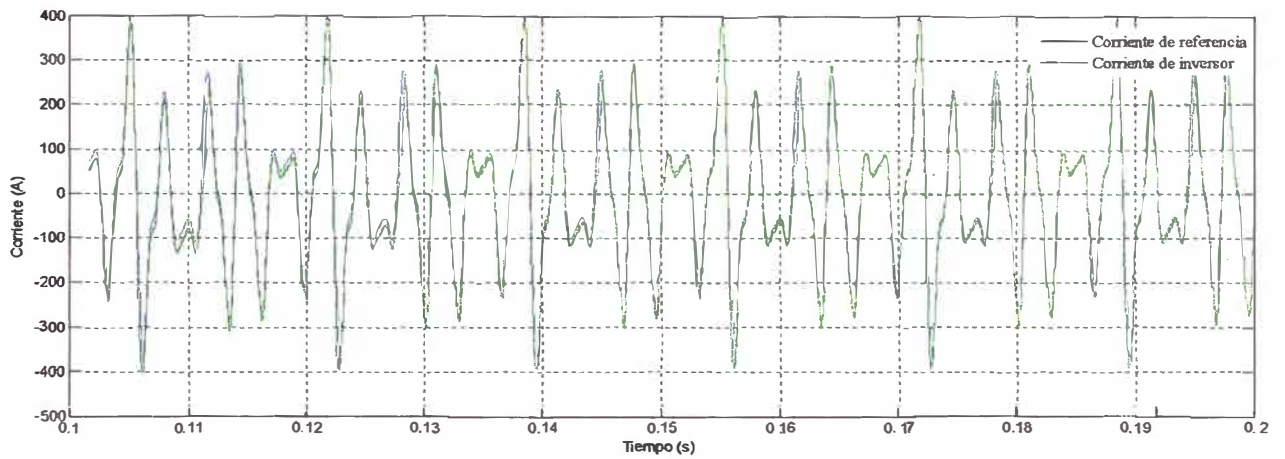
### 6.6 Seguimiento de la corriente de referencia

Es importante mencionar que el aspecto esencial en cuanto al funcionamiento y efectividad de un filtro activo shunt es que la corriente que el inversor inyecte al sistema eléctrico, debe seguir la corriente de referencia. En las siguientes figuras se muestran ambas corrientes en las tres fases donde se conecta el filtro activo.

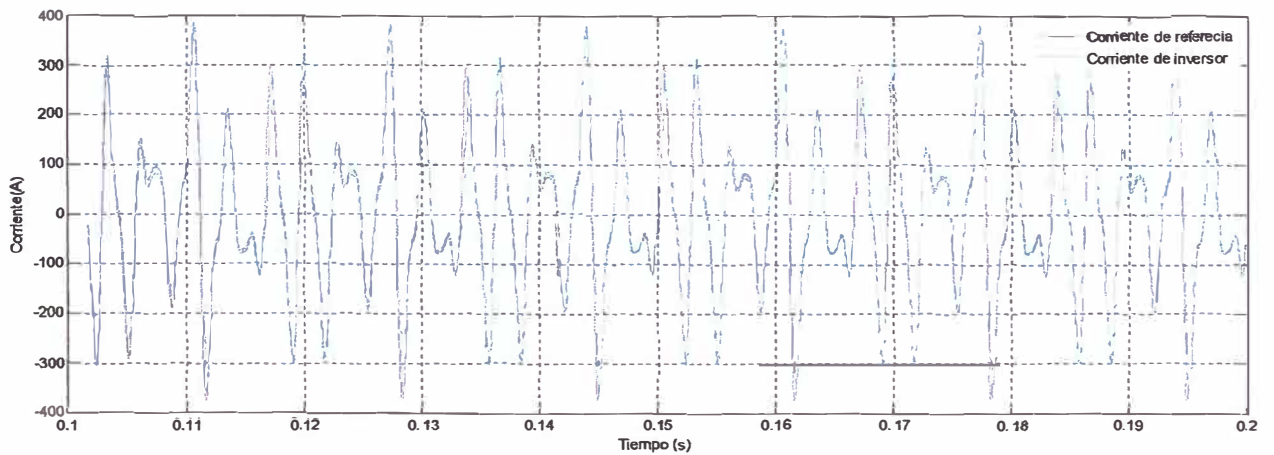




**Fig. 6.5** Seguimiento de la corriente de referencia en la fase R



**Fig. 6.6** Seguimiento de la corriente de referencia en la fase S

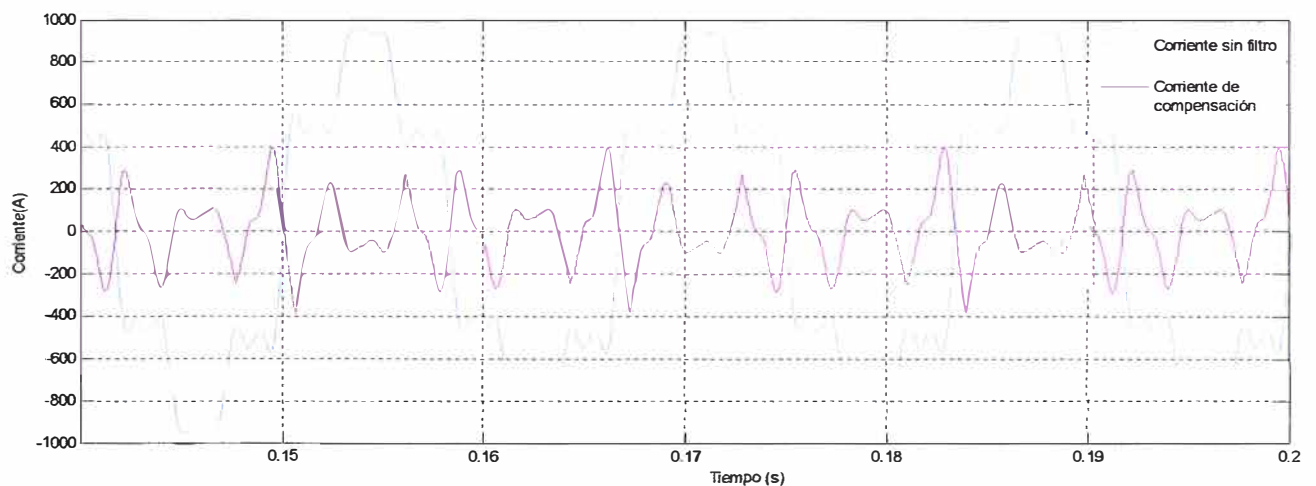


**Fig. 6.7** Seguimiento de la corriente de referencia en la fase T

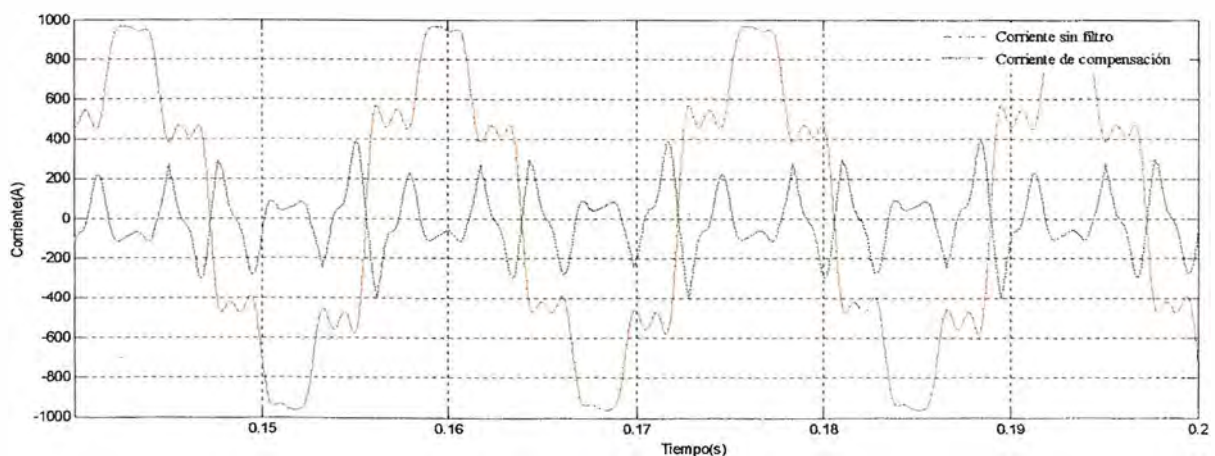
En las figuras anteriores se puede observar la efectividad en el seguimiento de las corrientes de referencia, ya que en cada una de las figuras se nota que la corriente del inversor y de referencia están prácticamente superpuestas, para las tres fases del filtro activo y como consecuencia de esto se va a producir una compensación eficaz de la distorsión armónica de corriente, con lo cual también se mitigan las distorsiones de tensión. Este resultado se ha conseguido con la adecuada aplicación del método de control del inversor mediante el uso de la onda portadora triangular, tal como es explicado en el capítulo anterior (5.10).

### 6.7 Corrientes de la carga y de compensación

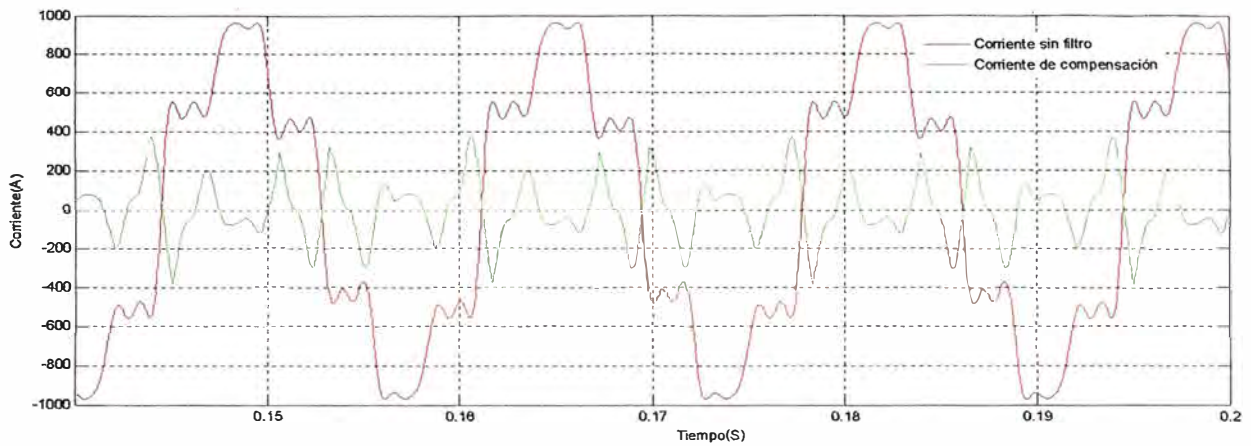
En las siguientes figuras se muestran las corrientes de la carga sin que el filtro activo esté funcionando y la corriente de compensación que inyecta el filtro activo cuando este está funcionando, para cada una de las fases del sistema.



**Fig. 6.8** Corriente sin filtro y corriente de compensación en la fase R



**Fig. 6.9** Corriente sin filtro y corriente de compensación en la fase S



**Fig. 6.10** Corriente sin filtro y corriente de compensación en la fase T

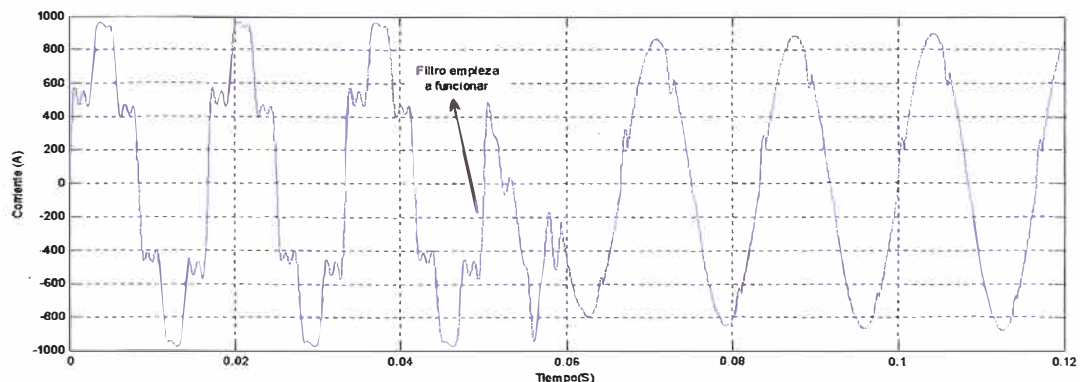
Es importante notar que los componentes armónicos de la corriente de compensación que genere el filtro activo deben tener un sentido opuesto a los componentes armónicos de corriente de la carga sin filtrar, ya que en eso se basa el principio de funcionamiento del filtro activo *shunt*.

### 6.8 Análisis de la mitigación de armónicos.

A continuación se muestran los resultados de la simulación del filtro activo y se verifica la efectividad del filtro activo. Para lo que se modela en Simulink el sistema eléctrico de la fundición, teniendo en cuenta las mediciones en los tableros. Para poder observar claramente la mitigación de armónicos a consecuencia de la instalación del filtro activo, se simula que este empieza a funcionar a partir de los 50 mS.

#### 6.8.1 Corriente en el horno de inducción con y sin filtro

En la figura 6.11 se muestra la corriente que fluye por el horno de inducción antes y después de que empiece a funcionar el filtro activo.

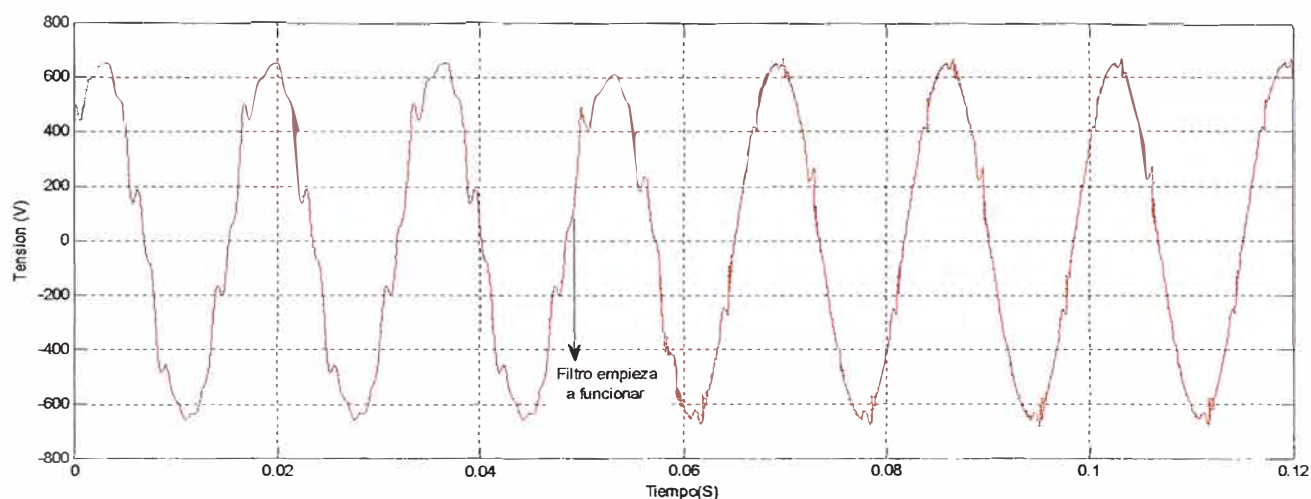


**Fig. 6.11** Corriente mitigada cuando opera el filtro activo

Analizando la figura anterior se puede observar la notable disminución de la distorsión de la onda de corriente. Aunque se observa un transitorio debido a la instalación del filtro por un intervalo de corta duración de tiempo, y que es despejado prontamente dando como consecuencia que la onda de corriente se estabilice. A partir de ese momento el filtro activo compensa los armónicos de corriente eficazmente, por lo que se nota claramente la reducción de distorsión armónica.

### 6.8.2 Tensión en el tablero de 460 V con y sin filtro

En la siguiente figura se muestra la tensión en el horno de inducción antes y después de que el filtro empiece a funcionar.



**Fig. 6.12** Tensión mitigada cuando opera el filtro activo

También se nota el transitorio por un tiempo muy corto que se presenta al conectar el filtro activo, tal como en el caso de la corriente se observa la disminución en la distorsión de tensión cuando empieza a funcionar el filtro activo luego de que el transitorio es despejado.

### 6.9 Mitigación de los componentes armónicos de corriente y tensión.

En las siguientes tablas se muestran los componentes armónicos de tensión y corriente de mayor magnitud, antes y después de que opere el filtro activo.

**TABLA N° 6.1** Armónicos de corriente sin filtro y con filtro activo

Componentes armónicos	Armónicos de Corriente(A)								
	2do	4to	5to	6to	7mo	10mo	11vo	12vo	13vo
Sin Filtro	23.24	24.1	164.08	84.44	46.97	24.69	67.9	24.1	46.1
Con filtro	12.51	11.08	16.89	2.23	16.71	9.20	12.06	1.87	12.24

**TABLA N° 6.2 Armónicos de tensión sin filtro y con filtro activo**

Componentes armónicos	Armónicos de Tensión(V)								
	2do	4to	5to	6to	7mo	10mo	11vo	12vo	13vo
Sin Filtro	12.42	7.36	33.12	2.76	19.32	4.14	15.18	2.76	14.72
Con filtro	0.69	1.19	2.66	0.14	3.73	2.53	4.32	0.23	5.15

En estas últimas tablas se puede notar de que la mitigación de armónicos de corriente y tensión es muy eficiente, en especial para el 5to y 7mo armónicos, que son los armónicos de mayor magnitud producidos ampliamente por los componentes de electrónica de potencia del horno de inducción.

De las figuras 6.11 y 6.12 se ve las mejoras en la disminución de la distorsión armónica tanto para corriente como tensión, cuando actúa el filtro activo, con lo que se logra compensar la distorsión armónica de corriente eficazmente. La distorsión armónica de corriente fue reducida de un valor de 27.64 % a 4.67%. Para el caso de la distorsión armónica de tensión, esta se redujo de un nivel de 10.60% a un nivel de 3.91%, lo que cumple con estar debajo del 8% conforme a los límites establecidos por la NTCSE.

## **CAPITULO VII**

### **PRESUPUESTO Y ESPECIFICACIONES DE UN FILTRO ACTIVO COMERCIAL**

En este capítulo se dan las especificaciones técnicas de los componentes más importantes del filtro activo y sus costos cuyo dimensionamiento se ha realizado en capítulos anteriores. Los costos de estos dispositivos se han obtenido de diferentes proveedores, en varios casos los precios de estos proveedores han sido tomados del sitio web: <http://www.sindopower.com>, entre otros. Se han considerado los precios FOB de diversos fabricantes que al ser de diferentes países serán considerados en una moneda común, es decir en dólares americanos. También se dan las especificaciones a proporcionar a los fabricantes para la selección de un filtro activo comercial.

#### **7.1 Barra de Continua**

El suministro de energía del filtro activo de potencia va a ser proporcionado por condensadores de 8000 uF de capacidad con 1100 V de tensión, por lo que se necesitará uno de estos condensadores que se conectarán en paralelo. El condensador usado es el tipo Film, que presenta una serie de ventajas sobre el condensador electrolítico, tales como: vida más larga, alta resistencia de aislamiento, construcción seca y por lo cual se van a evitar problemas de fuga electrolítica, soporta tensiones más altas, etc. Un fabricante que proporciona este tipo de condensadores es Epcos y el modelo es B32656S, cuyo precio por unidad es de US \$14.51.

#### **7.2 Circuito Inversor**

El circuito inversor que se usa en esta aplicación es un inversor en puente de onda completa de tres ramas y su correspondiente circuito de disparo. El inversor tiene dos circuitos impresos básicos, los cuales son: la tarjeta de potencia y la tarjeta de disparo.

##### **7.2.1 Tarjeta de potencia**

Para el diseño del inversor se van a utilizar los dispositivos IGBT, los cuales son los principales componentes de potencia. En la tarjeta de potencia se van a ubicar los IGBTs con su conexión de control, los reles de conmutación, etc.

#### **a) Especificaciones de los módulos IGBT**

El modulo elegido es el SKM600GB126D de la marca Semikron, este es un dispositivo IGBT que supera las especificaciones requeridas para el filtro propuesto, las especificaciones consideradas para el dimensionamiento del módulo son la corriente y tensión que actúan sobre el filtro. Para la topología elegida de tres ramas, es necesario usar tres de estos dispositivos. El costo de cada uno es US\$318.92 por lo que el costo de los módulos IGBT requeridos por el filtro es de US\$956.75.

#### **7.2.2 Tarjetas de disparo**

Esta es la otra tarjeta del circuito inversor, la cual requiere de polarización, para que los IGBT puedan conducir es necesario que se genere una señal de tensión de 15V entre la puerta y el emisor. La tarjeta de disparo elegida es la SKHI22BR de dos canales del fabricante Semikron, para el filtro se requieren tres de estas unidades. El precio por cada unidad es de US\$ 114.08, pero en este caso se deben de adquirir doce de estas unidades ya que Semikron sólo los vende en paquetes de 12, entonces el costo total es US \$1368.95.

#### **7.3 Tarjeta de control**

Una tarjeta adecuada en la que se implementan los algoritmos de control de la barra de continua, la determinación de las referencias y el control de inyección de la corriente del filtro activo es la d-Space 1104, cuyas principales especificaciones son:

- Procesador MPC 8240 con núcleo PpC603e.
- Subsistema DSP esclavo: DSP TMS320F240 Texas Instruments para generar señales PWM.
- E/S digital de 20bit paralelo.
- Tarjeta para uso en la Pc, se puede conectar a la ranura PCI.
- Interfaz serial UART.
- 8 entradas analógicas/digitales que tienen cuya alimentación tiene un rango de  $\pm 10$  V.

Se requiere una de estas tarjetas. El precio de esta tarjeta es de US \$7550.

#### **7.4 Transductor de corriente**

Los transductores de corriente están conectados a las líneas secundarias de un transformador de corriente y proporcionan una salida de corriente continua proporcional a

la corriente de entrada, el transductor que se utiliza es el LA 305-S del fabricante LEM. Se realiza la medición de corriente con el DSP, para lo que es necesario transformar la señal de corriente a señal de tensión mediante una resistencia de alta precisión con lo que se obtiene una tensión proporcional a la corriente.

El transductor requerido tiene un rango de medición de hasta 300A y tiene una salida de hasta 120 mA; su precisión es de  $\pm 0.8\%$  de su valor nominal a una temperatura de 25°C. El costo de cada uno es de US \$120.61 y serán necesarios tres unidades, por lo que el costo total es US \$361.83.

### **7.5 Transductor de tensión**

Un transductor de tensión que cumple con las especificaciones determinadas teniendo en cuenta el dimensionamiento del filtro activo es el LV 25-1200 de LEM. Para la medición de la tensión son utilizados los transductores de tensión, estos requieren de un aislamiento galvánico entre el primario y secundario.

El transductor requerido tiene un rango de medición de hasta 1800 V y una salida de 25 mA; esta salida de corriente tiene una relación proporcional a la tensión del primario. Es necesario medir la tensión, por lo que se convierte la salida de corriente a tensión.

Algunas de las características importantes de este dispositivo son:

- Presentan un error de  $\pm 0.8\%$  de la corriente nominal a una temperatura de 25°C.
- Su aislamiento galvánico supera la prueba de 4.1 kVrms/50 Hz, 1min.

El precio de cada uno es de US\$100.65, para el filtro son requeridas tres unidades, de manera que el costo total es US \$301.95.

### **7.6 Software utilizado**

Para el modelamiento del sistema eléctrico se utiliza el software Simulink, debido a que esta herramienta presenta las ventajas de trabajar con Matlab y además en una sola ventana se puede implementar tanto las etapas de potencia como las de control. El software Matlab es necesario para ser usado con el Simulink, su costo es de US\$2150, la herramienta Simulink tiene un costo de US\$3250. También es necesario utilizar el software de la tarjeta de control proporcionada por el fabricante, por lo que son necesarios el ControlDesk Next Generation Basic Module y el ControlDesk Standard Platforms, el precio de ambos es de US\$3085 y US\$2350 respectivamente. Por último es necesario una interface para el Simulink y la tarjeta de control, esta es la librería RTI y que tiene un costo de US\$2350.

En la tabla 7.1 se muestra un resumen del costo de los principales componentes del filtro:



**TABLA N° 7.1 Costo de los componentes del filtro activo**

COMPONENTES	CANTIDAD	COSTO (US \$)
Condensadores para la alimentar al inversor	1	14.51
Módulos IGBT	3	956.70
Tarjeta de control	1	7550.00
Tarjetas de disparo	3	1368.95
Transductores de corriente	3	361.83
Transductores de tensión	3	301.95
Software Matlab y Simulink	1	5400.00
Software para la tarjeta de control	1	7785.00
Costo Total		23738.94

### 7.7 Especificaciones de los parámetros para el uso de un filtro activo comercial.

Es también importante conocer un método necesario para que en base a los parámetros eléctricos y mediciones realizadas en la fundición se proporcionen las especificaciones requeridas para que los fabricantes puedan proveer de filtro activo comercial. Los parámetros eléctricos necesarios a proporcionar a los fabricantes para dimensionar el filtro que irá conectado en el secundario del transformador de 10/0.46 kV en función de la distorsión total de tensión son mencionados a continuación:

- Potencia de las cargas no lineales, se va a considerar la potencia nominal.
- La distorsión armónica de tensión en el lado de baja tensión, donde se va a conectar el filtro activo, que ha sido obtenido por mediciones en la fundición.
- La distorsión armónica deseada, que es el nivel de distorsión que se tiene como objetivo luego de instalar el filtro activo.

De acuerdo a las mediciones y requerimientos los parámetros mostrados en la siguiente tabla son los necesarios para poder especificar el filtro activo:

**TABLA N° 7.2** Parámetros para dimensionar el filtro activo en función de la distorsión armónica de tensión

<b>Potencia(kW)</b>	<b>THDV<sub>medido</sub></b>	<b>THDV<sub>objetivo</sub></b>
750kW	10.6%	4%

También es posible hacer el dimensionamiento del filtro activo en base a las distorsiones armónicas de corriente. En este caso son necesarios los siguientes datos:

- Identificación del punto en el cual la distorsión armónica tiene que ser disminuida.
- Distorsión total de corriente en el punto identificado, que se ha obtenido por mediciones.
- Corriente fundamental total en el punto identificado.
- La distorsión total deseada en este punto identificado.

En base a estos datos, se especifican los parámetros necesarios a proporcionar al fabricante en la siguiente tabla.

**TABLA N° 7.3** Parámetros para dimensionar el filtro activo en función de la distorsión de corriente

<b>THDI<sub>medido</sub></b>	<b>I<sub>total</sub></b>	<b>THDI<sub>objetivo</sub></b>
27.64%	894A	5%

Con los parámetro obtenidos en la tabla anterior se pueden especificar los pasos para el dimensionamiento del filtro activo.

### **7.8 Pasos para la selección del filtro activo comercial**

Es necesario realizar los siguientes pasos para poder dimensionar el filtro activo a elegir para la aplicación a realizarse:

#### **Paso 1:**

Conocer el voltaje nominal trifásico y la frecuencia nominal.

#### **Paso 2:**

Calcular o medir la corriente fundamental.

**Paso 3:**

Calcular o medir la distorsión armónica total de corriente:  $THDI_0$ .

**Paso 4:**

Especificar la distorsión armónica total de corriente objetivo  $THDI_F$ .

**Paso 5:**

Calcular la corriente RMS mínima del filtro activo a instalar aplicando la siguiente expresión:

$$I_{RMS(A)} = 0.013(THDI_0 - THDI_F) \times I_1 \quad (7.1)$$

**Paso 6:**

Consultando las tablas que tengan el voltaje y frecuencia adecuados, se debe de elegir el filtro activo con la corriente RMS que sea superior al valor determinado en el paso anterior.

**7.9 Condiciones para la instalación de un filtro activo**

Los filtros activos son apropiados para instalaciones al interior en áreas bien ventiladas, sin polvo ni gases excesivamente agresivos. Los parámetros del ambiente donde el filtro será instalado no debe de exceder los siguientes valores:

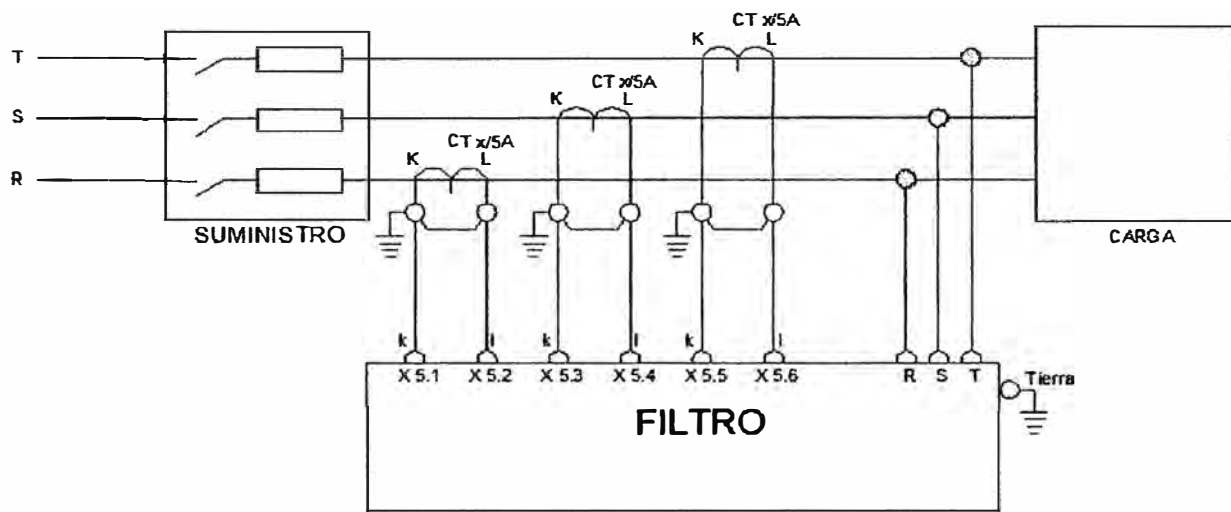
- Temperatura máxima: 40°C.
- Temperatura promedio sobre 24 horas: 30°C.
- Temperatura mínima: 5°C.
- Humedad de menos de 95% de humedad relativa sin condensación.

**7.10 Conexión de un filtro activo**

Es conectado en las tres fases de una red trifásica con o sin neutro. Para el cableado se requiere de:

- Tres conexiones eléctricas por cubículo.
- Conexión a tierra.
- Seis cables de control de los transformadores de corriente.

En la siguiente figura se muestra la conexión típica de un filtro activo en una red trifásica.



**Fig. 7.1** Esquema de conexión de un filtro activo[21].

## CONCLUSIONES

1. De las mediciones de calidad de energía realizadas en la fundición FUMASA, se concluye que el horno de inducción es una carga que produce una considerable contaminación de armónicos. Se ha analizado las distorsiones armónicas de corriente y tensión provocadas por el horno de inducción de FUMASA y han resultado de un amplio espectro, siendo considerablemente altos el 5to y 7mo armónicos.
2. Se ha estudiado los tipos de filtros y la literatura técnica al respecto indica que los filtros activos se aplican cuando se quiere mitigar los efectos de hornos de inducción. Los filtros activos pueden presentar diversas topologías dependiendo de las características de los problemas de calidad de energía que ocasiona el horno de inducción, por lo que en este caso se eligió la topología de tres ramas y tres hilos, en virtud a que el informe está enfocado a la compensación de armónicos más no de desbalances.
3. El tipo de filtro elegido ha sido diseñado considerando las características especiales del tipo de carga que causa la perturbación de la onda de tensión. El filtro analizado en este informe puede ser muy útil para tratar varios de los problemas de calidad de energía que provoca el horno de inducción de manera simultánea, aunque este informe se ha enfocado a la solución del problema de distorsión armónica.
4. Se ha determinado que un aspecto esencial en la operación de los filtros activos es la etapa de control. Por esta razón, para el control de los inversores se eligió el método de control mediante el uso de la onda portadora triangular, debido a que este método proporciona una respuesta rápida y porque puede reaccionar a cambios instantáneos de la corriente de referencia manteniendo constante la frecuencia de conmutación.
5. Es necesario remarcar que la etapa de generación de corrientes de referencia es muy importante, porque determina las corrientes de compensación a inyectar por el filtro activo. La determinación de estas corrientes de referencia debe hacerse con mucho

cuidado, ya que algún error, en alguna de sus etapas de generación, puede ocasionar desfasajes, que traerían como consecuencia una pobre mitigación de armónicos.

6. Para obtener resultados adecuados en la compensación de las corrientes armónicas, es decir, atenuar los armónicos que se producen por la conmutación de los interruptores de potencia, se eligió una configuración LCL como filtro de salida.
7. Se ha utilizado exitosamente el Simulink como herramienta de simulación para el diseño y la verificación de la eficacia del filtro activo en la mitigación de las distorsiones armónicas de tensión y corriente. Con estas simulaciones se determinó que la distorsión armónica de tensión total fue disminuida de 10.6% a 3.91% y la de corriente disminuyó de 27.64% a 4.67%.

## **ANEXOS**

**ANEXO A**  
**TRANSFORMACIÓN DE COORDENADAS**



## TRANSFORMACIÓN DE COORDENADAS

En el desarrollo de este trabajo se utilizan varios métodos para convertir las tensiones y corriente expresadas en el sistema de coordenadas rectangulares a otros sistemas de coordenadas.

### A.1 Teoría de las componentes simétricas

En el estudio de redes eléctricas es común realizar la transformación de un sistema desequilibrado a los tres siguientes sistemas equilibrados: sistema directo o de secuencia positiva, sistema inverso o de secuencia negativa y sistema de secuencia cero. Para hacer esta transformación se utiliza la matriz de Fortescue, que tiene la siguiente expresión:

$$[F] = \frac{1}{3} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \end{bmatrix} \quad (\text{A.1})$$

Donde:

$$a = e^{j \cdot \frac{2\pi}{3}} \quad (\text{A.2})$$

Cuya transformación inversa es:

$$[F]^{-1} = \frac{1}{3} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & a^2 & a \\ 1 & a & a^2 \end{bmatrix} \quad (\text{A.3})$$

Para hacer la transformación del sistema desequilibrado al de componentes simétricas se aplica la siguiente expresión:

$$x_{0+-} = [F]x_{abc} \quad (\text{A.4})$$

Para que la potencia sea invariante en las transformaciones es necesario modificar el coeficiente de la matriz de transformación, resultando la siguiente expresión:

$$[F_1] = \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \end{bmatrix} \quad (\text{A.5})$$

## A.2 Transformación de Concordia

Sea el sistema de ejes coordenados ortogonales a-b-c, donde se define un vector  $\mathbf{x}$ , que es representado en este sistema como:

$$\mathbf{x} = x_a \vec{a} + x_b \vec{b} + x_c \vec{c} \quad (\text{A.6})$$

Sea  $x_0$  la componente homopolar, entonces las señales del sistema trifásico se pueden escribir como:

$$x_a = x_a' + x_0 \quad (\text{A.7})$$

$$x_b = x_b' + x_0 \quad (\text{A.8})$$

$$x_c = x_c' + x_0 \quad (\text{A.9})$$

Donde:

$$x_a' + x_b' + x_c' = 0 \quad (\text{A.10})$$

Se definen dos vectores que tienen producto escalar nulo:

$$\mathbf{X}' = \begin{bmatrix} x_a' \\ x_b' \\ x_c' \end{bmatrix} \quad \text{y} \quad \mathbf{X}_0 = \begin{bmatrix} x_0 \\ x_0 \\ x_0 \end{bmatrix} \quad (\text{A.11})$$

Definiendo la base de coordenadas  $\alpha$ - $\beta$ -0 que está conformada por tres ejes  $\alpha$ - $\beta$ -0 que cumplen las siguientes condiciones:

- El eje 0 es colineal y con la misma dirección que  $x_0$
- Los ejes  $\alpha$  y 0 están situados en el mismo plano que el eje a del sistema de coordenadas rectangulares.

Se realiza la transformación de coordenadas de un sistema a otro, aplicando la siguiente expresión:

$$x_{\alpha\beta 0} = [C]x_{abc} \quad (\text{A.12})$$

La matriz de Concordia, está dada por la siguiente expresión:

$$[C] = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (\text{A.13})$$

La inversa de esta matriz es:

$$[C]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1/\sqrt{2} \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 & 1/\sqrt{2} \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (\text{A.14})$$

La matriz de Concordia es una matriz ortonormal, ya que  $[C]^{-1} = [C]^T$ , lo cual es algo esencial para la transformación en los ejes que va a realizar, ya que el producto escalar de vectores y el módulo del producto vectorial no van a cambiar, con lo cual la potencia es invariante en los dos sistemas de coordenadas.

Mediante esta matriz se convierte las expresiones de corriente y tensión de la siguiente manera:

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ v_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (\text{A.15})$$

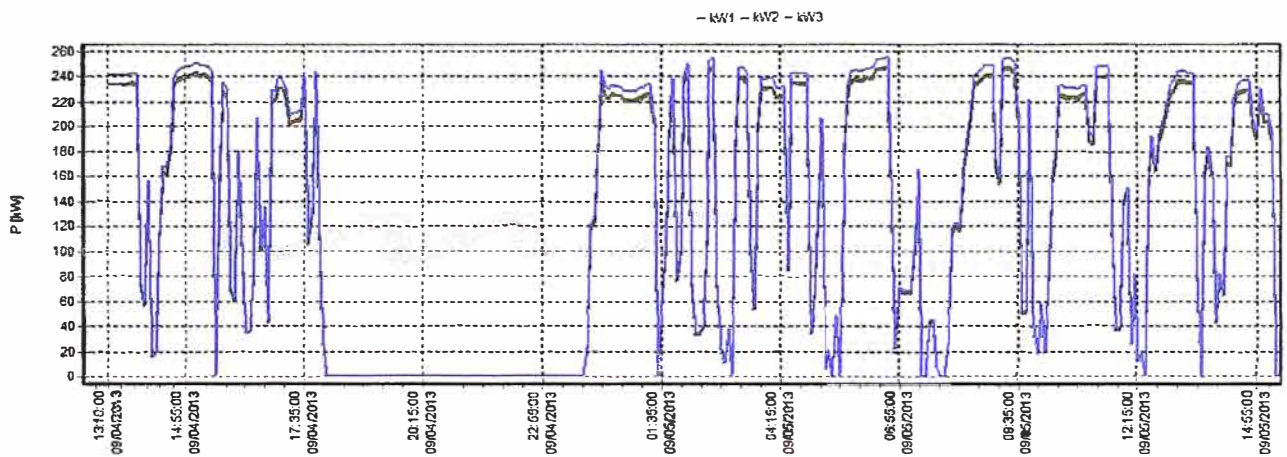
$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (\text{A.16})$$

[20]

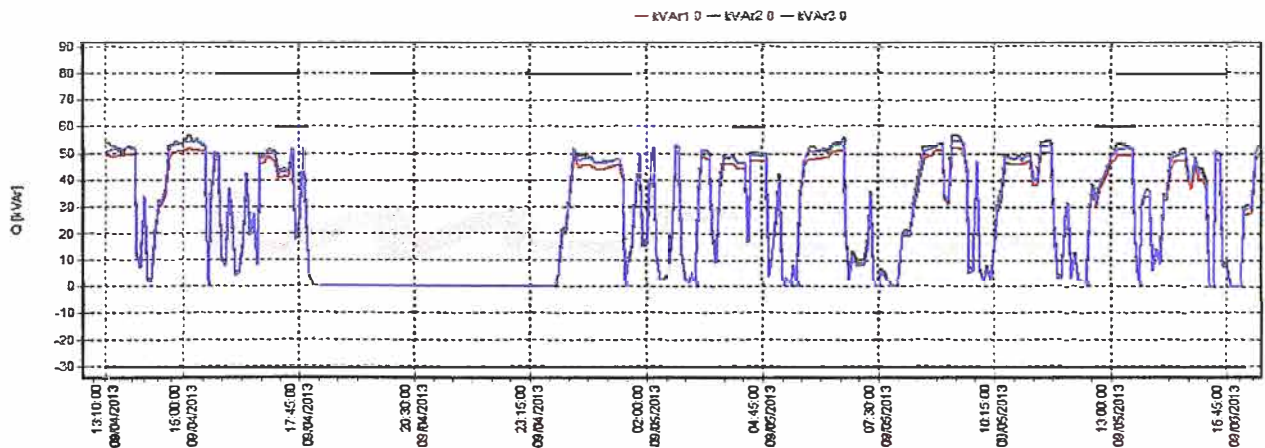
**ANEXO B**  
**LISTA DE FIGURAS DE LA MEDICIÓN DE ARMÓNICOS**

## LISTA DE FIGURAS DE LA MEDICIÓN DE ARMÓNICOS

En las siguientes figuras se muestran los resultados de las mediciones realizadas en el tablero de 460 V:



**Fig. B.1** Potencia activa en las fases R, S y T



**Fig. B.2** Potencia reactiva en las fases R, S y T

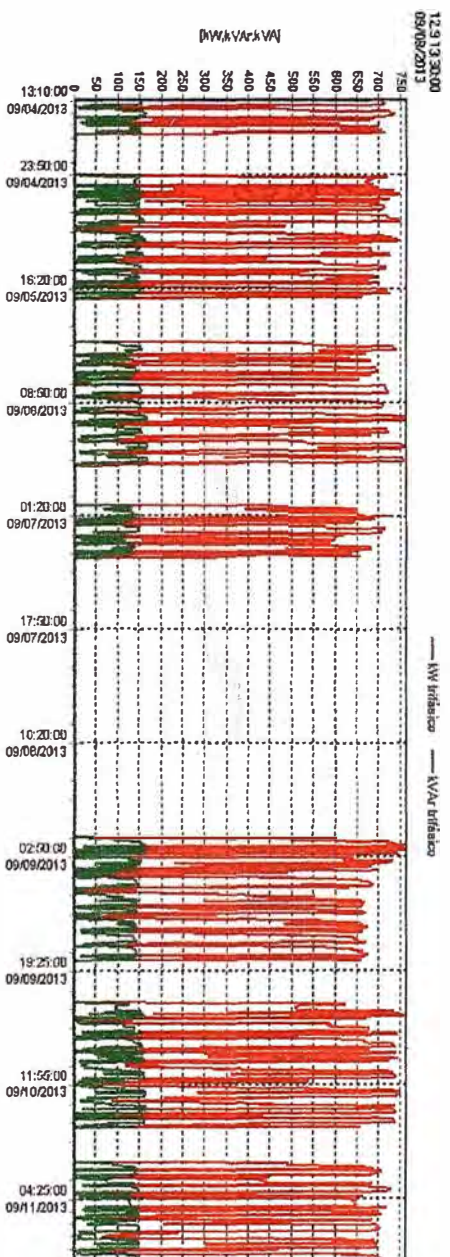


Fig. B.3 Potencia activa media y reactiva media

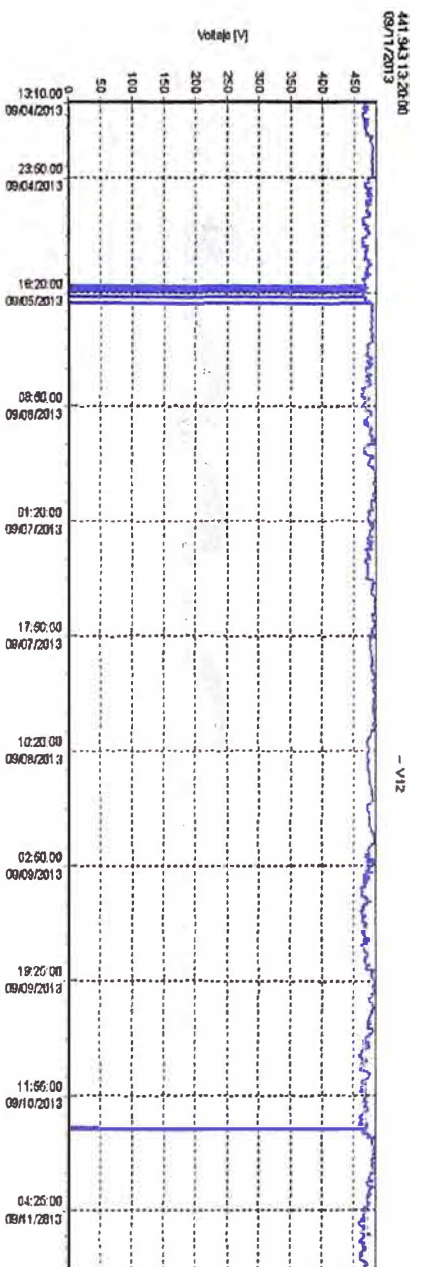


Fig. B.4 Tensión de línea RS

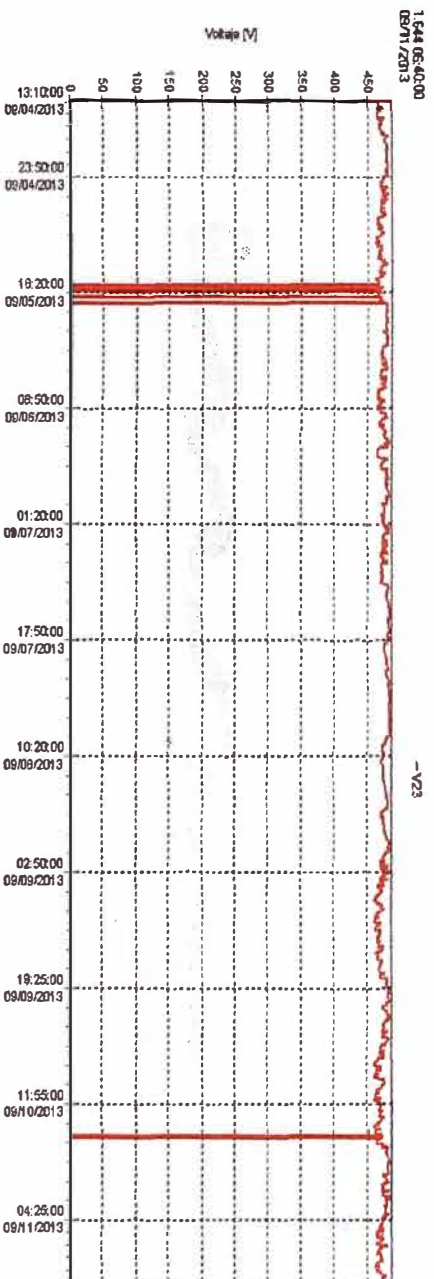


Fig. B.5 Tensión de línea ST

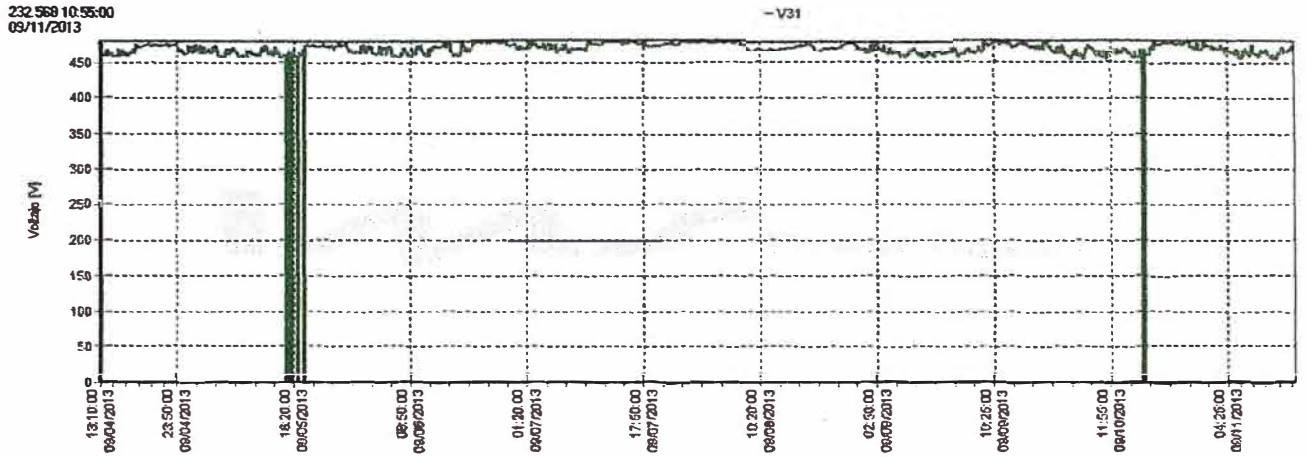


Fig. B.6 Tensión de línea TR

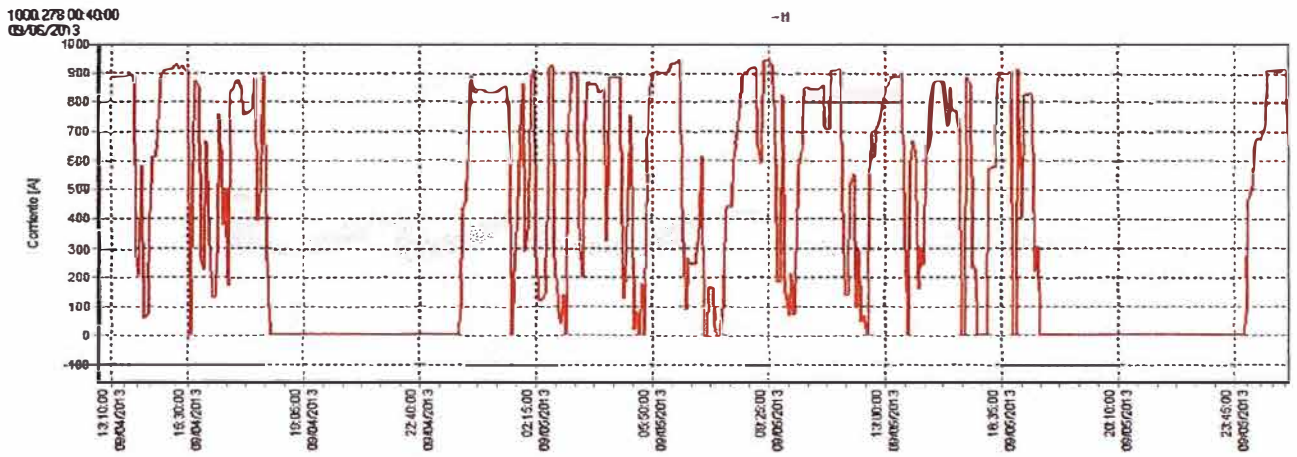


Fig. B.7 Corriente instantánea en la fase R

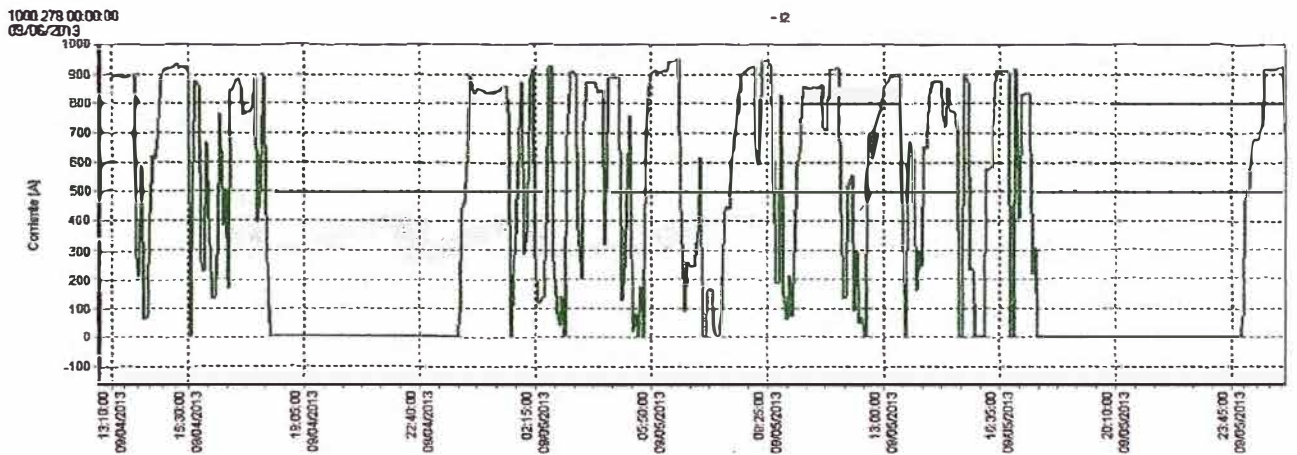
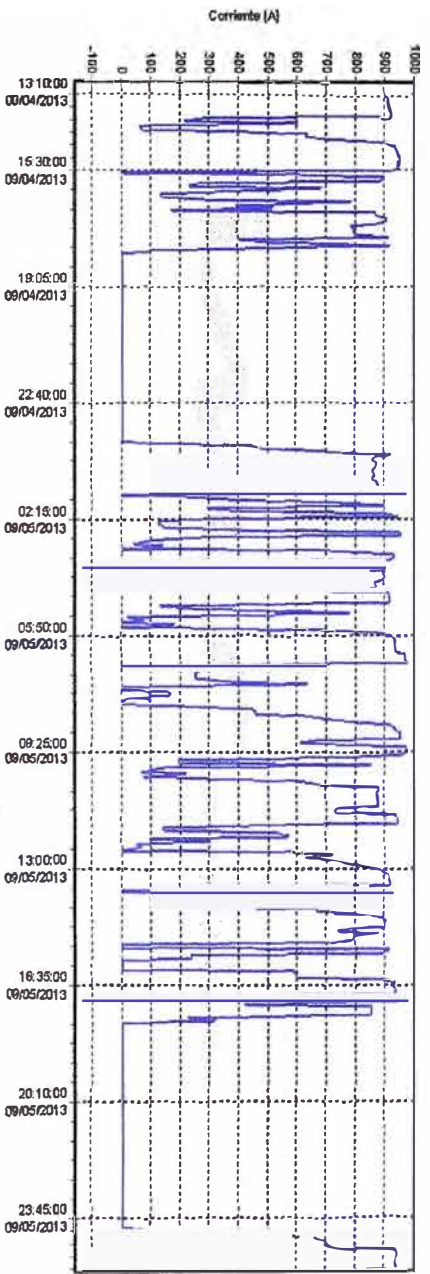
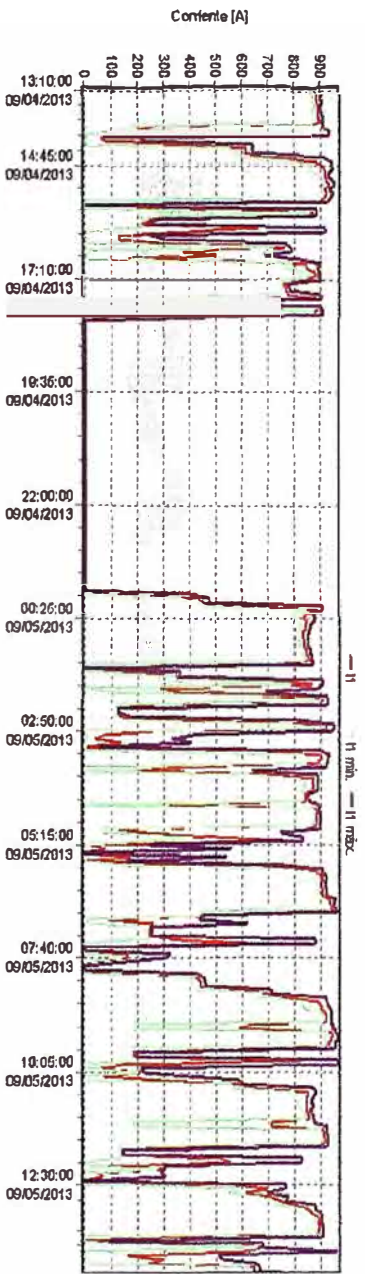


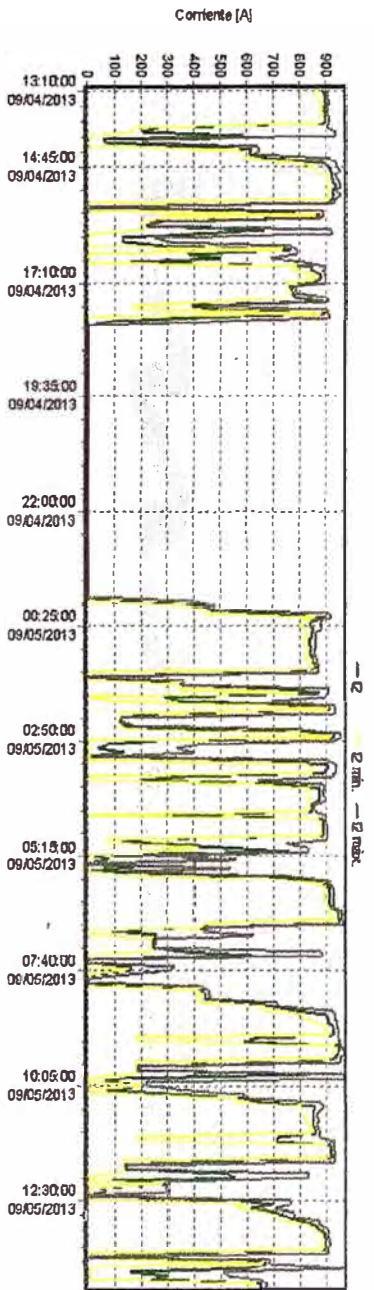
Fig. B.8 Corriente instantánea en la fase S



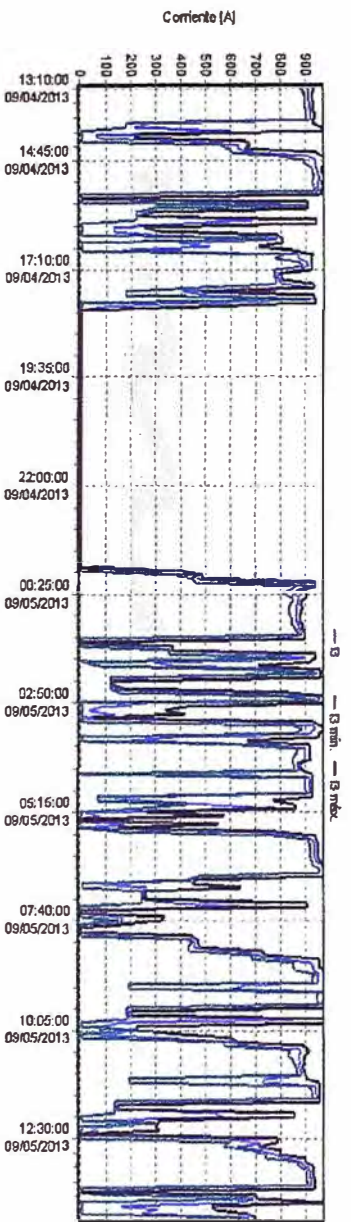
**Fig. B.9** Corriente instantánea en la fase T



**Fig. B.10** Corrientes Máxima, Mínima y RMS en la fase R



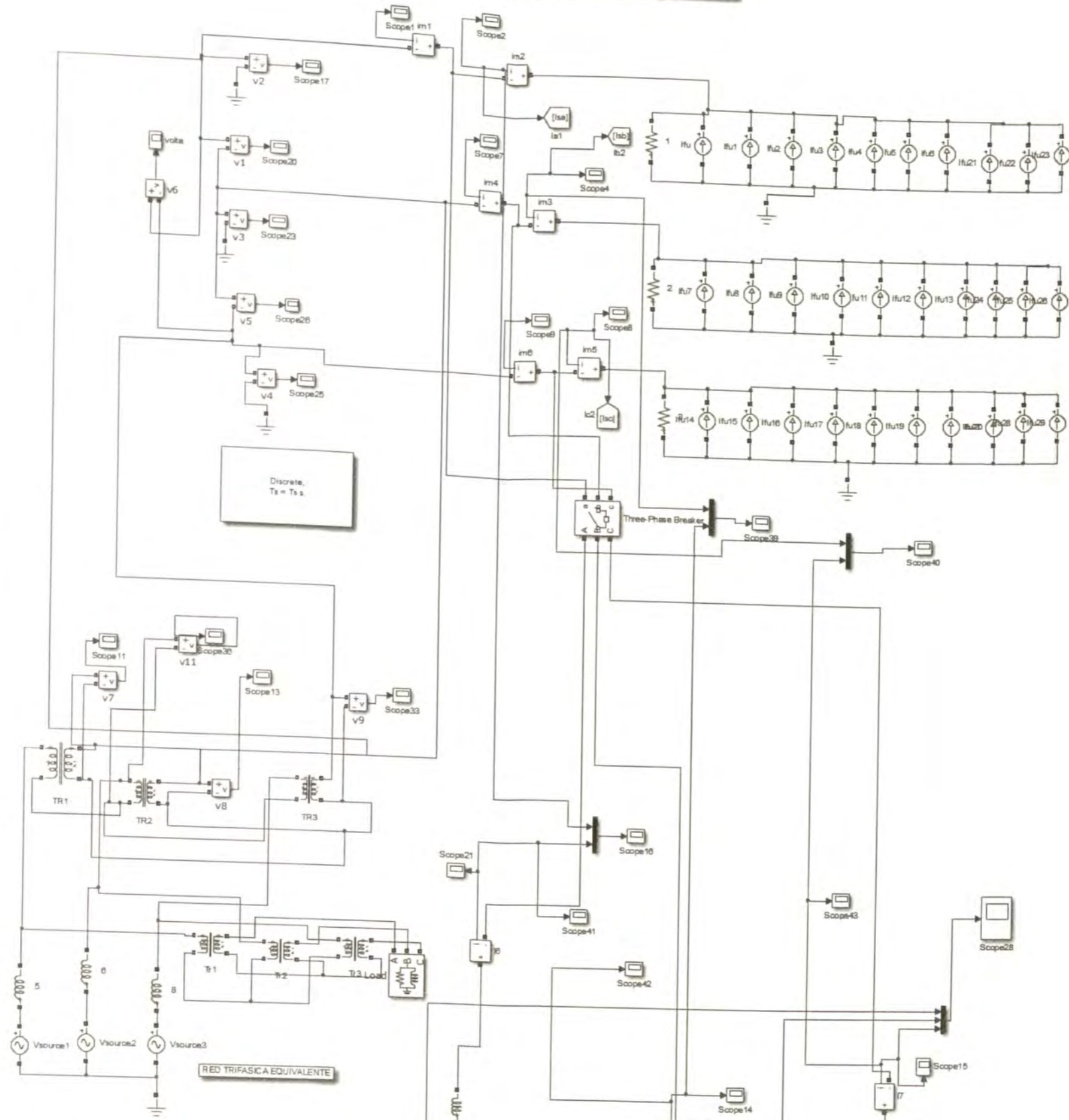
**Fig. B.11** Corrientes Máxima, Mínima y RMS en la fase S



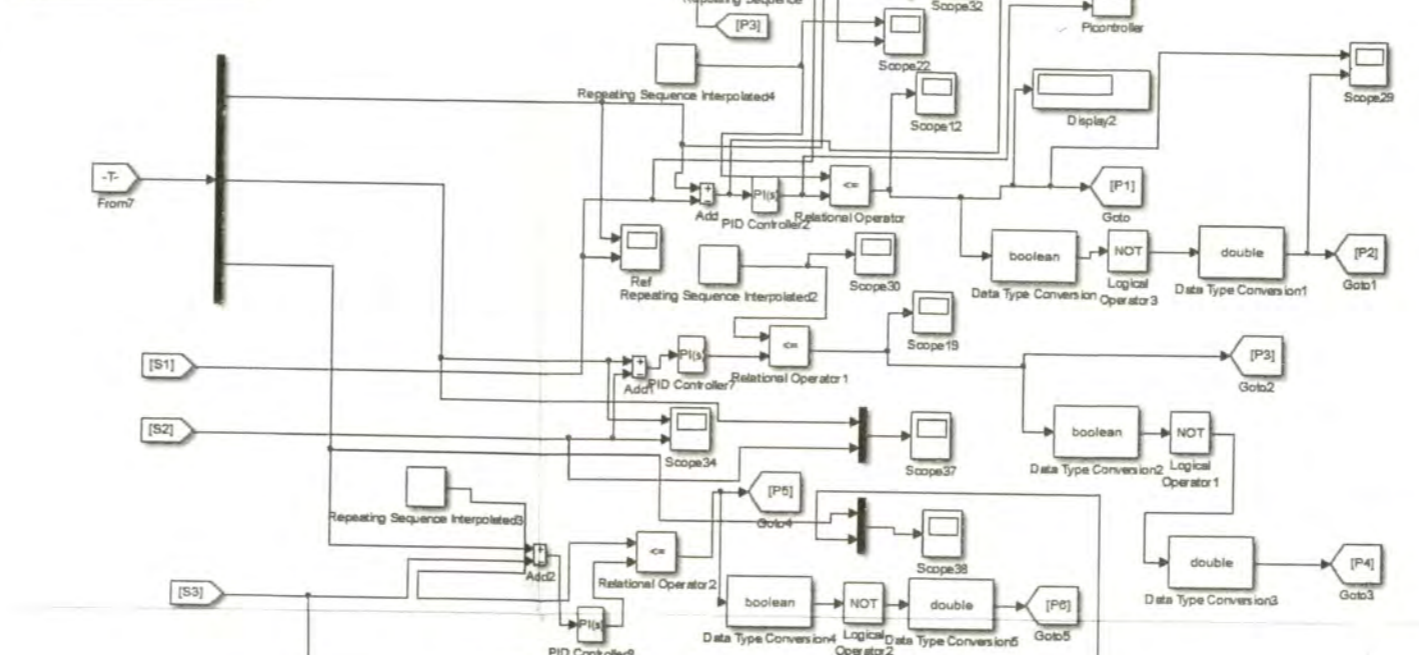
**Fig. B.12** Corrientes Máxima, Mínima y RMS en la fase T



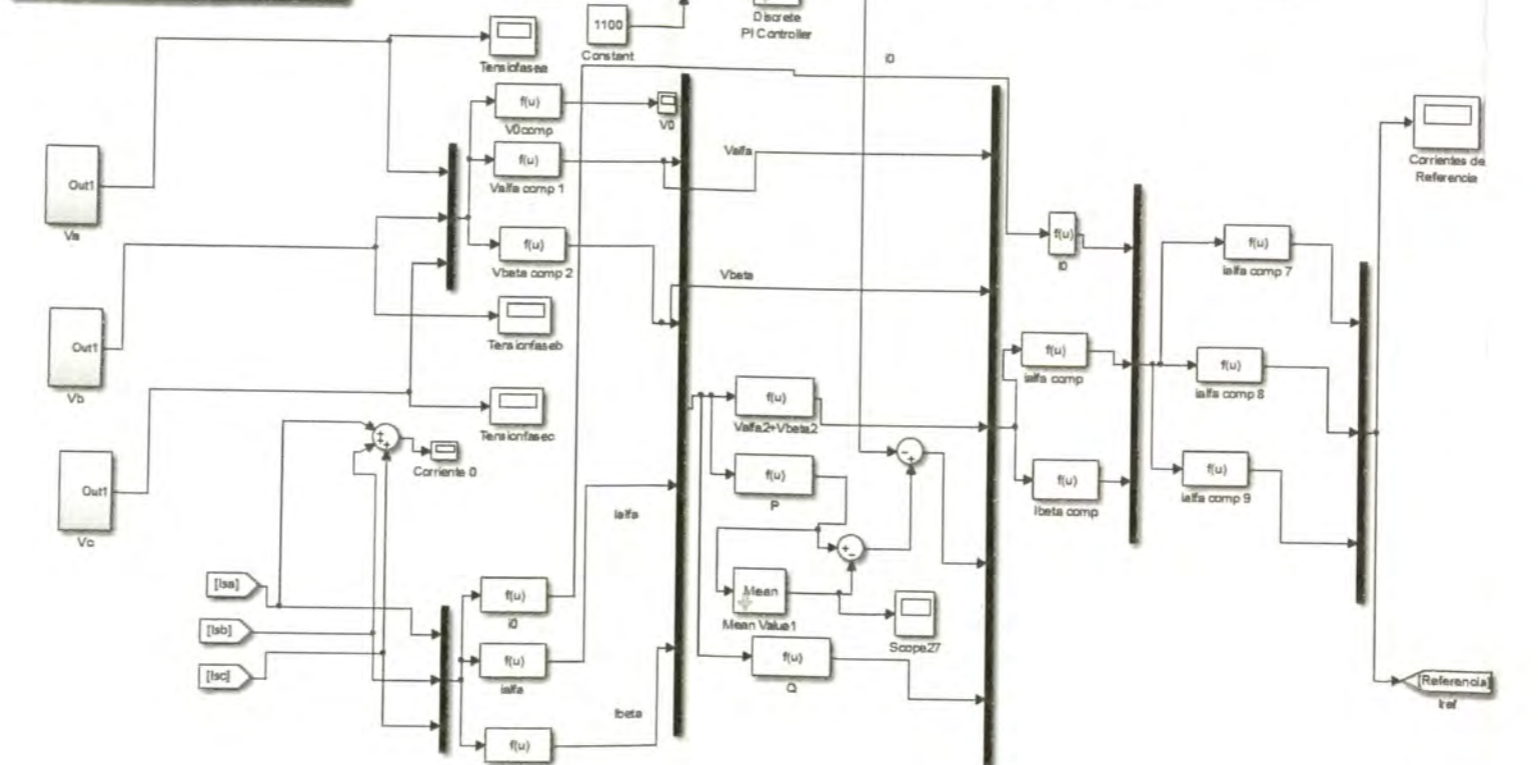
MODELADO DEL FILTRO ACTIVO



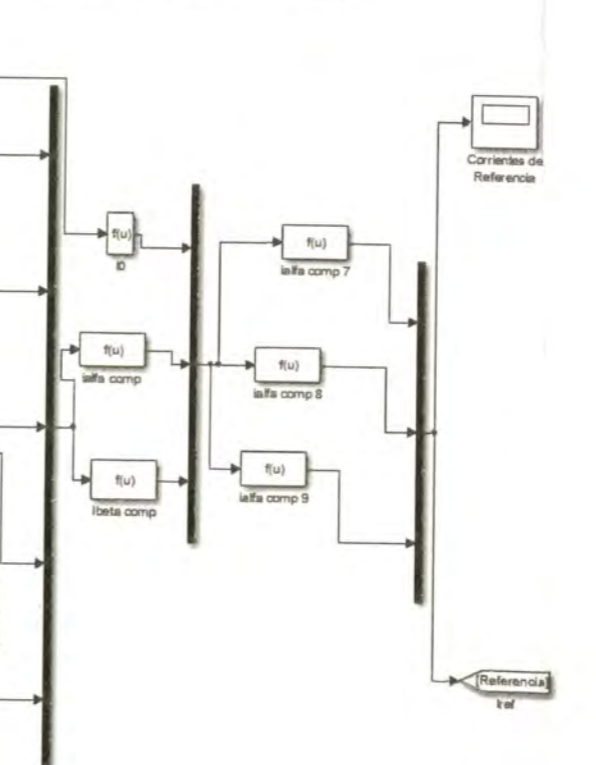
ETAPA DE CONTROL DE CORRIENTE

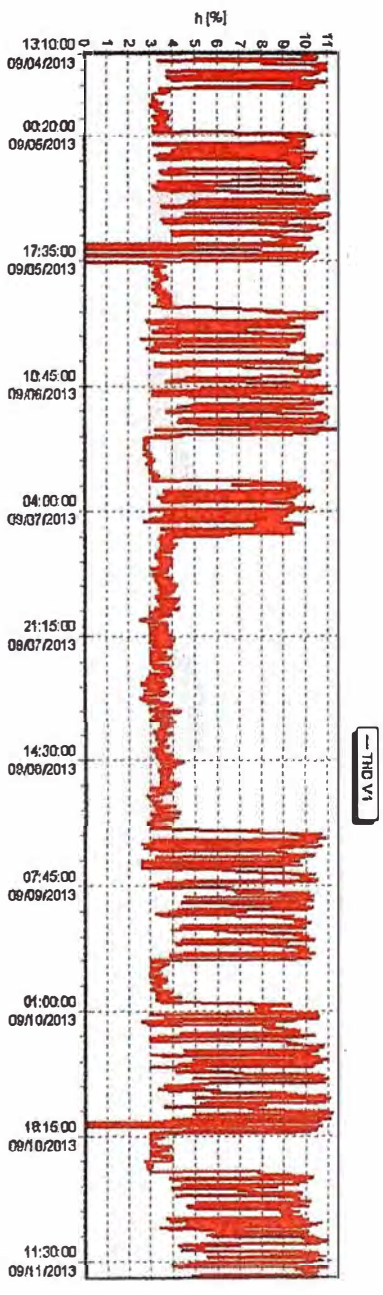


DETERMINACION DE CORRIENTES DE REFERENCIA

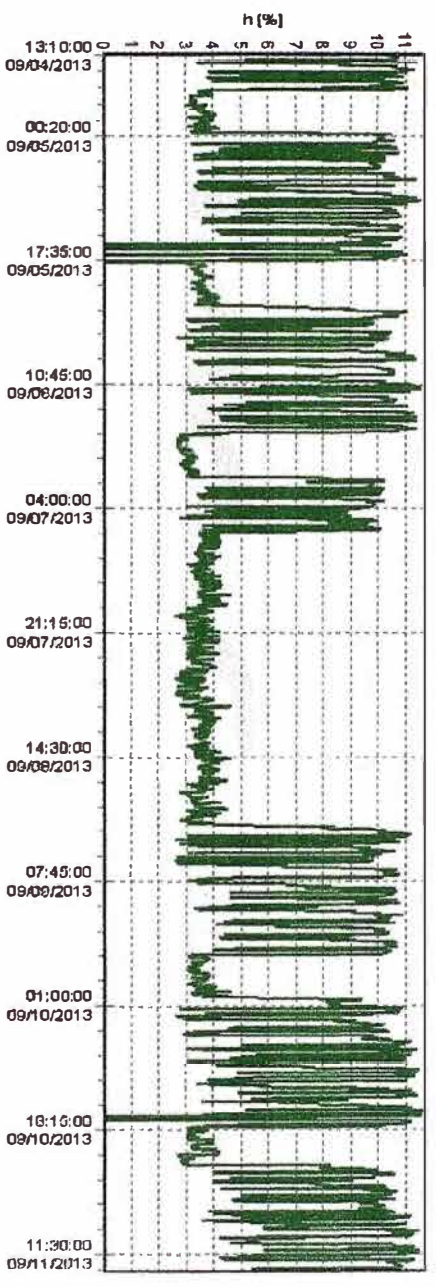


CONTROL DE LA TENSION EN EL CONDENSADOR

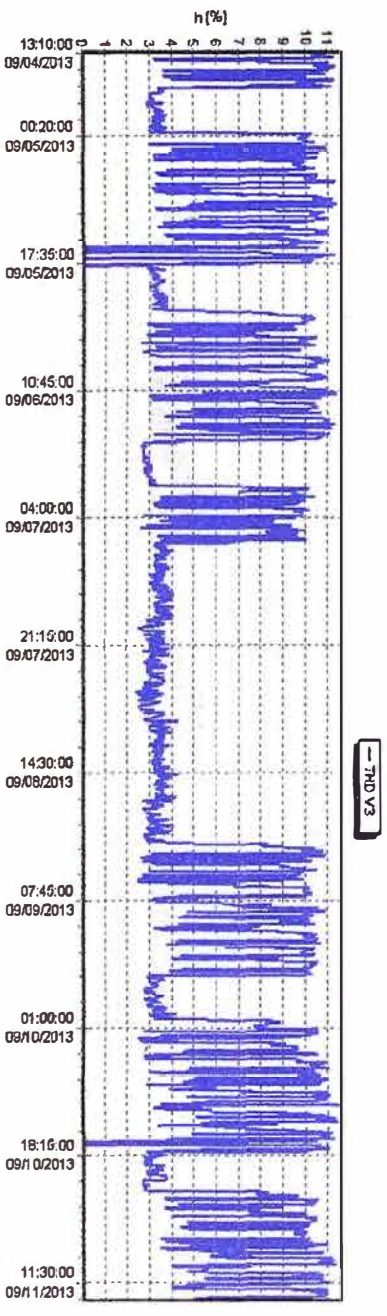




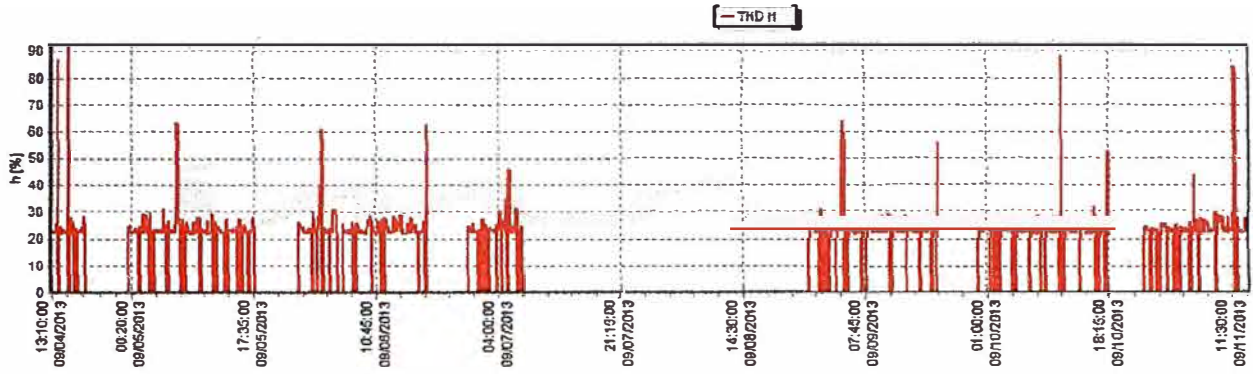
**Fig. B.13** Distorsión armónica total de tensión en la fase R



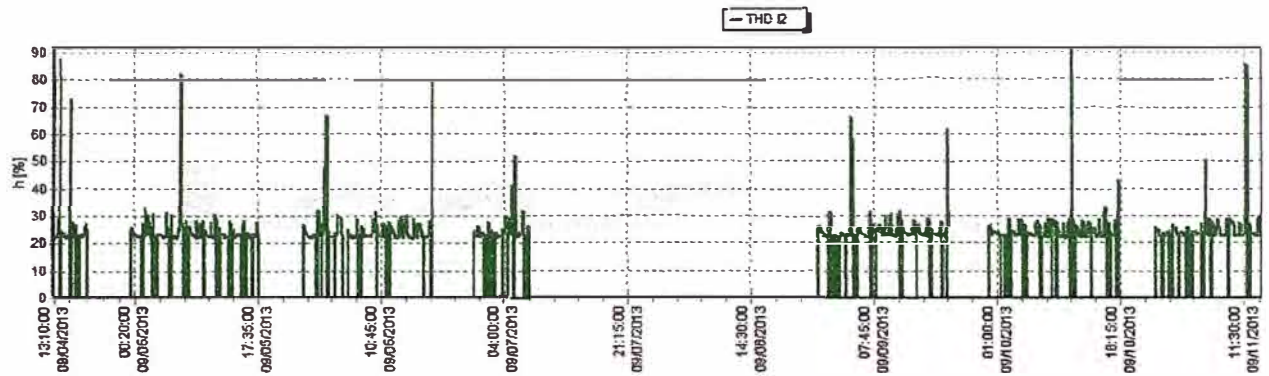
**Fig. B.14** Distorsión armónica total de tensión en la fase S



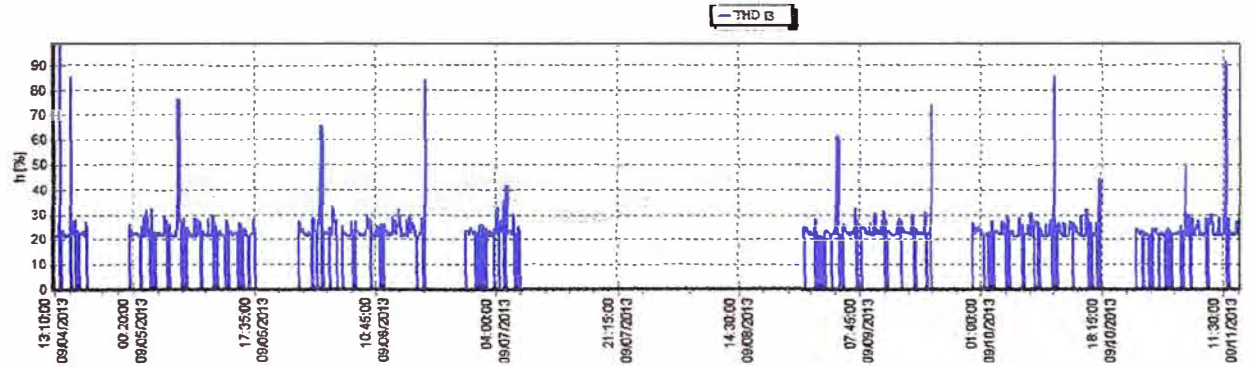
**Fig. B.15** Distorsión armónica total de tensión en la fase T



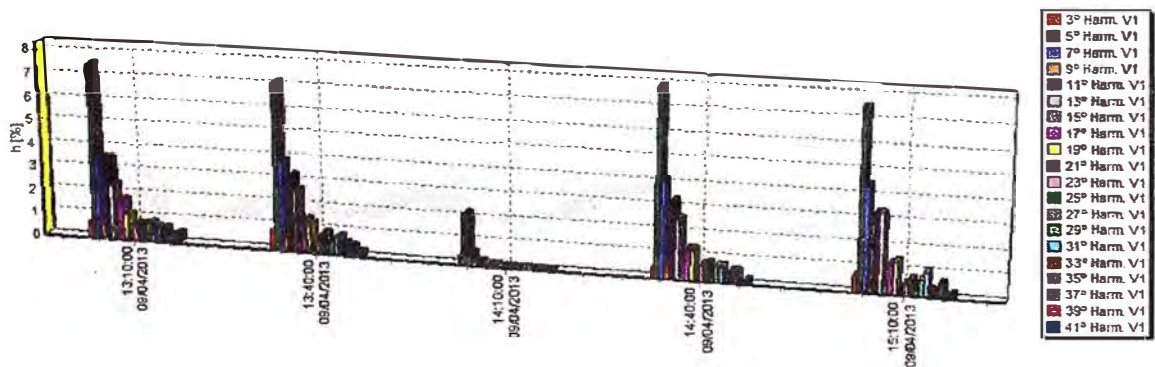
**Fig. B.16** Distorsión armónica total de corriente en la fase R



**Fig. B.17** Distorsión armónica total de corriente en la fase S



**Fig. B.18** Distorsión armónica total de corriente en la fase T



**Fig. B.19** Distorsiones armónicas individuales de tensión impares en la fase R

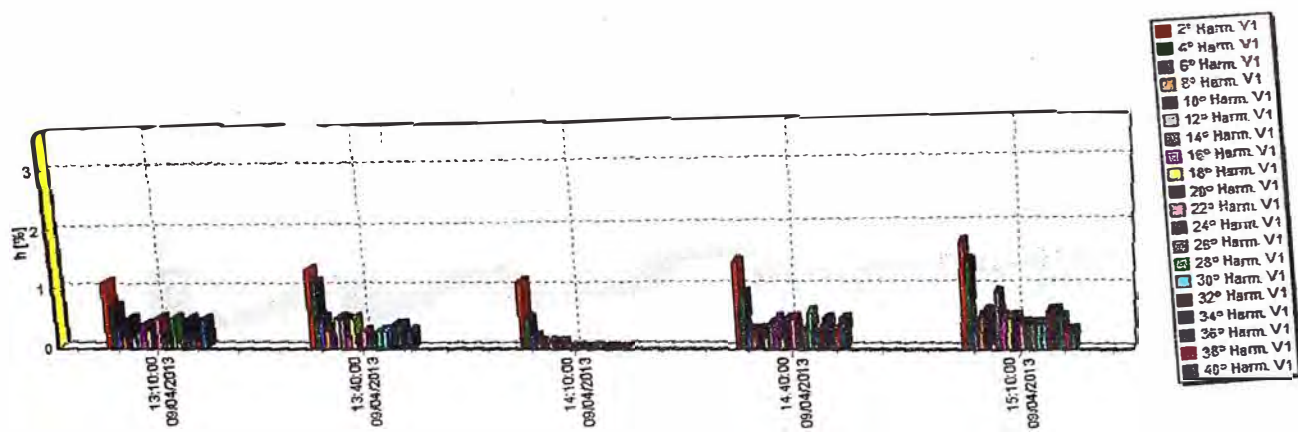


Fig. B.20 Distorsiones armónicas individuales de tensión pares en la fase R

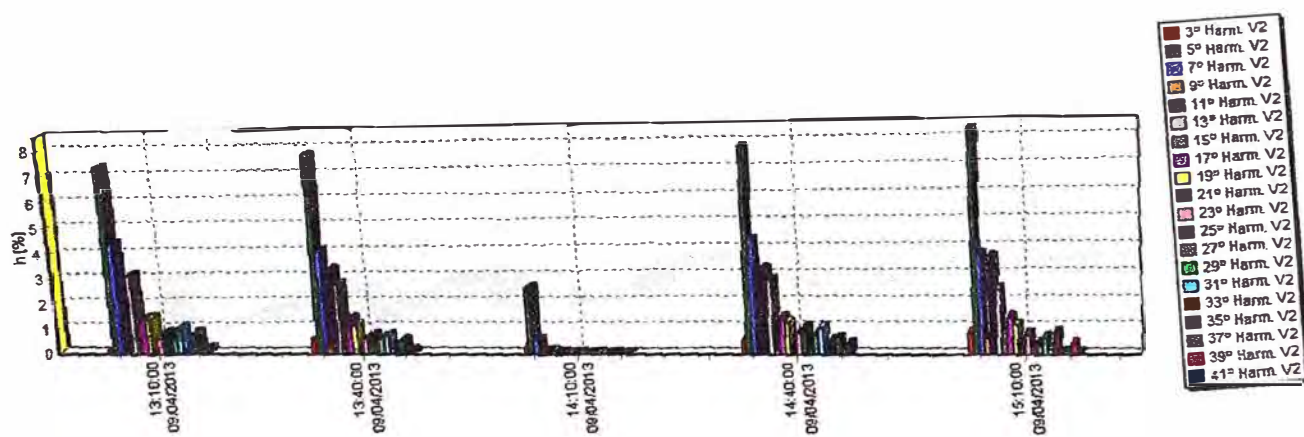


Fig. B.21 Distorsiones armónicas individuales de tensión impares en la fase S

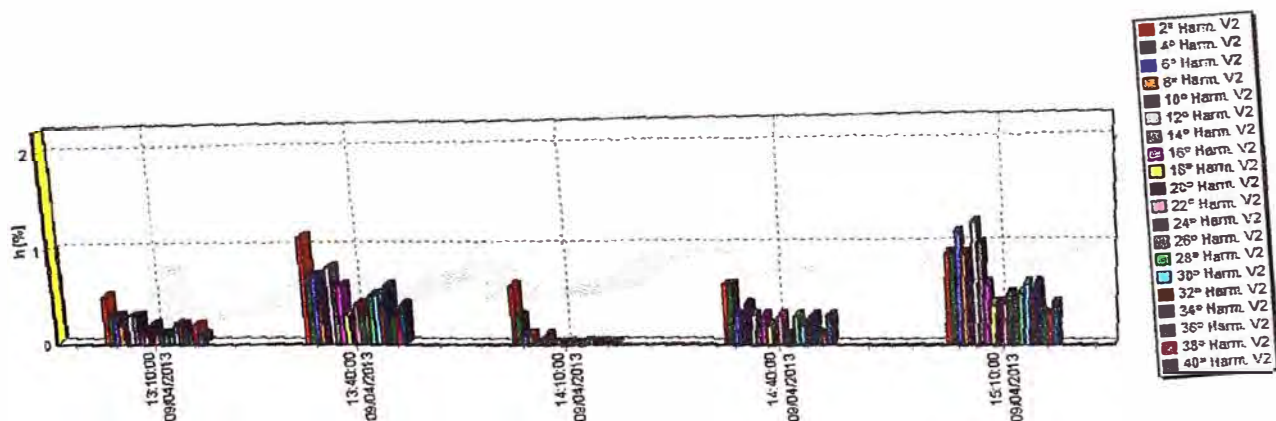


Fig. B.22 Distorsiones armónicas individuales de tensión pares en la fase S

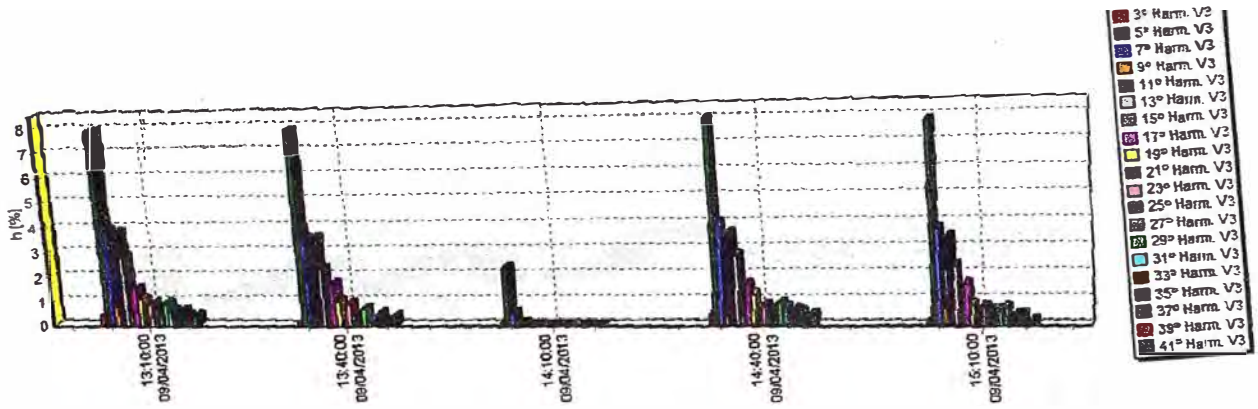


Fig. B.23 Distorsiones armónicas individuales de tensión impares en la fase T

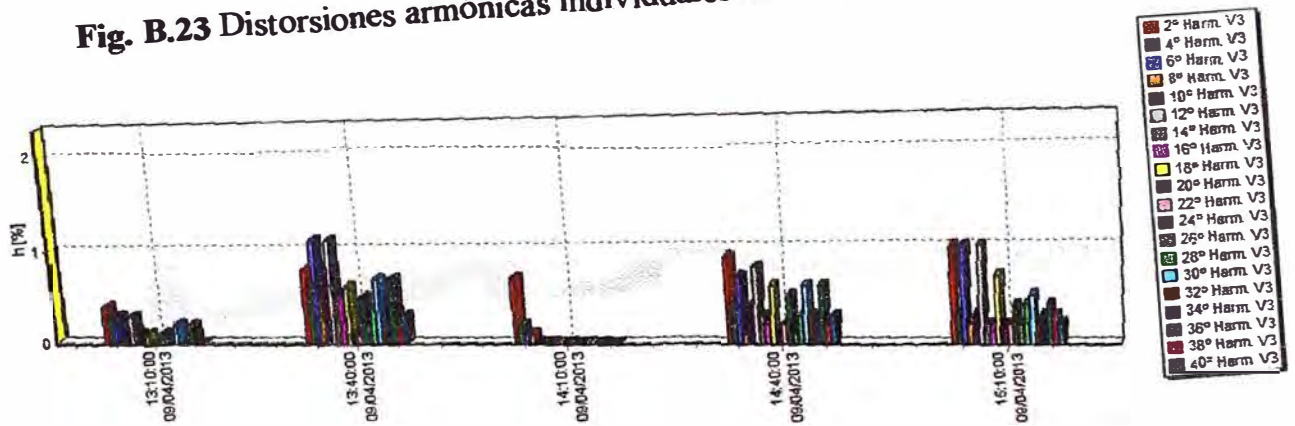


Fig. B.24 Distorsiones armónicas individuales de tensión pares en la fase T

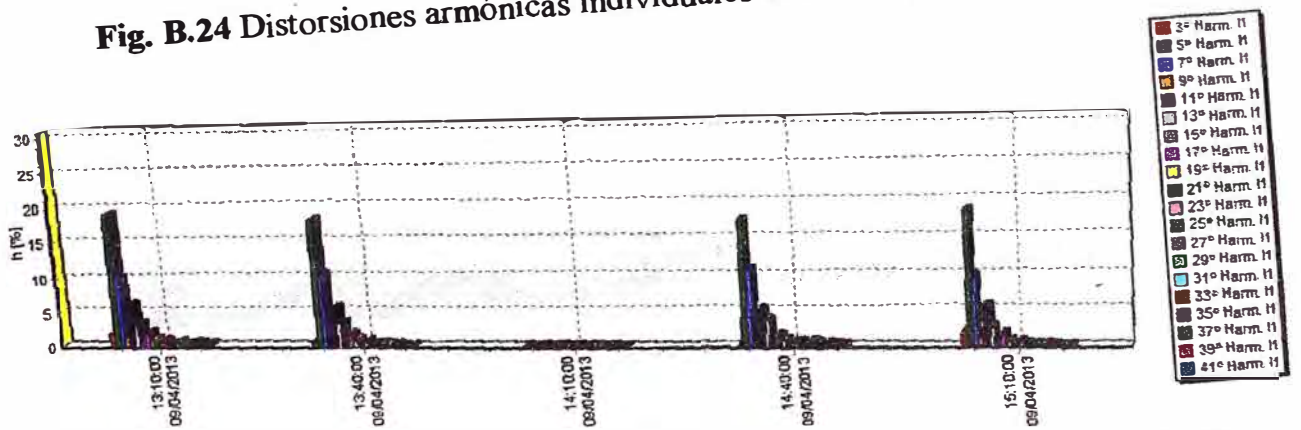


Fig. B.25 Distorsiones armónicas individuales de corriente impares en la fase R

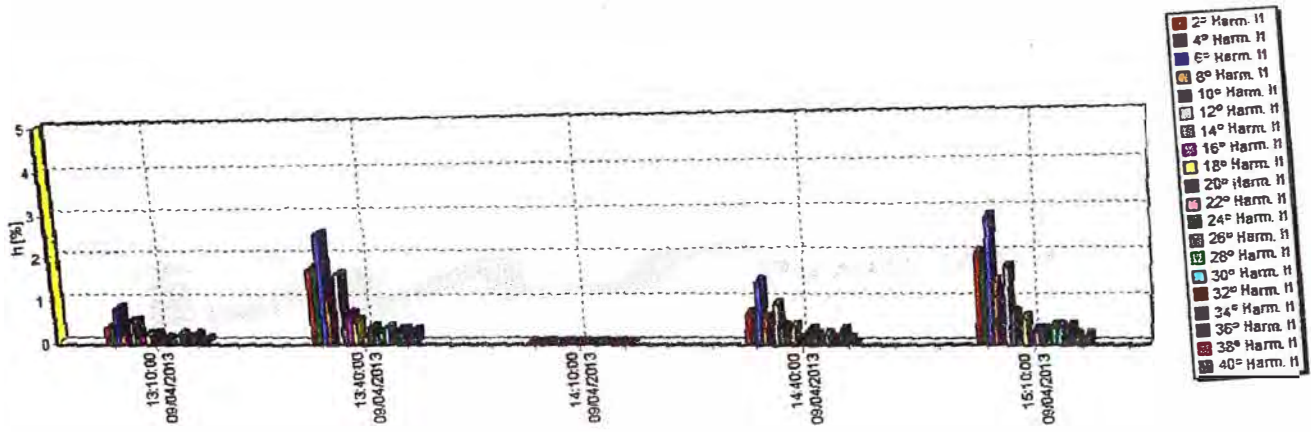


Fig. B.26 Distorsiones armónicas individuales de corriente pares en la fase R

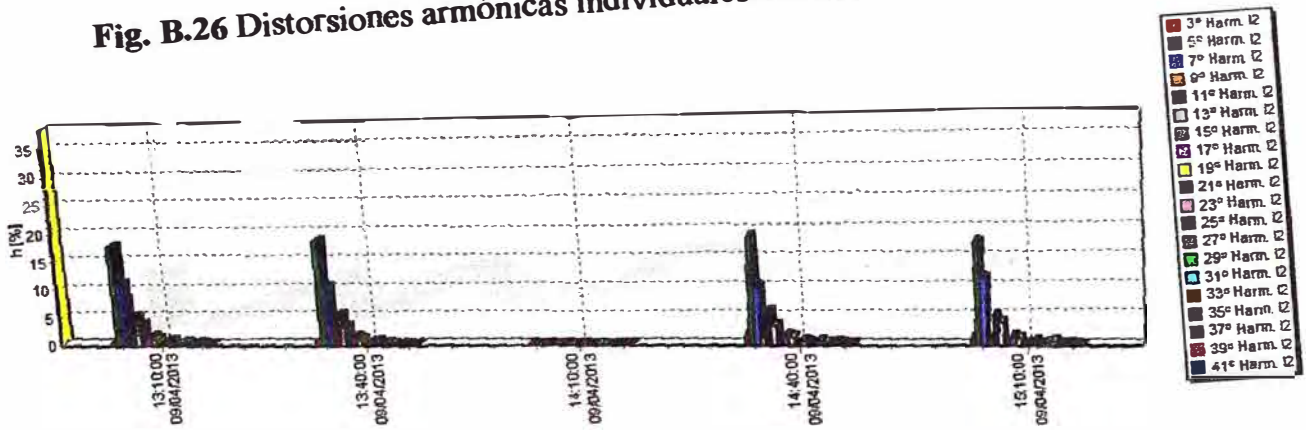


Fig. B.27 Distorsiones armónicas individuales de corriente impares en la fase S

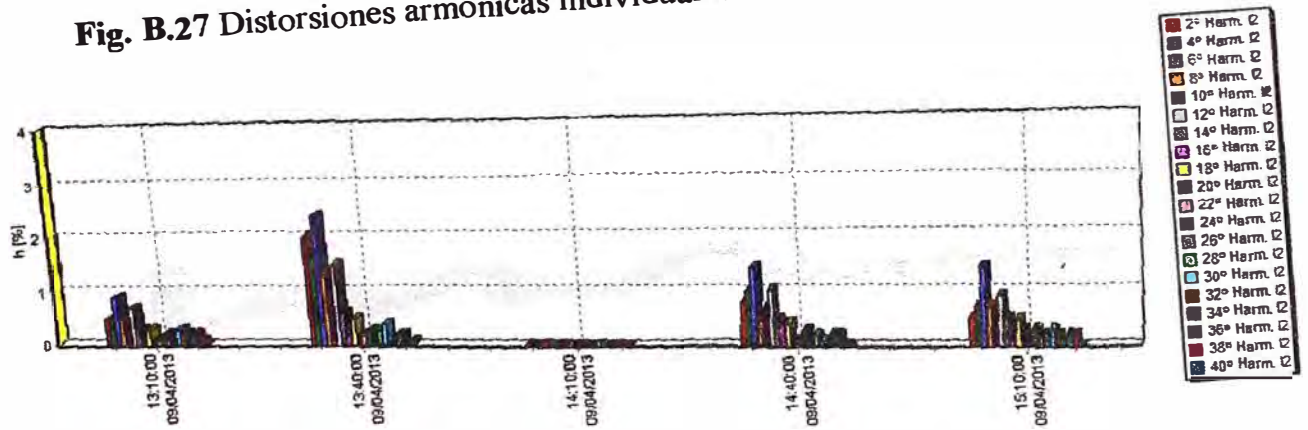
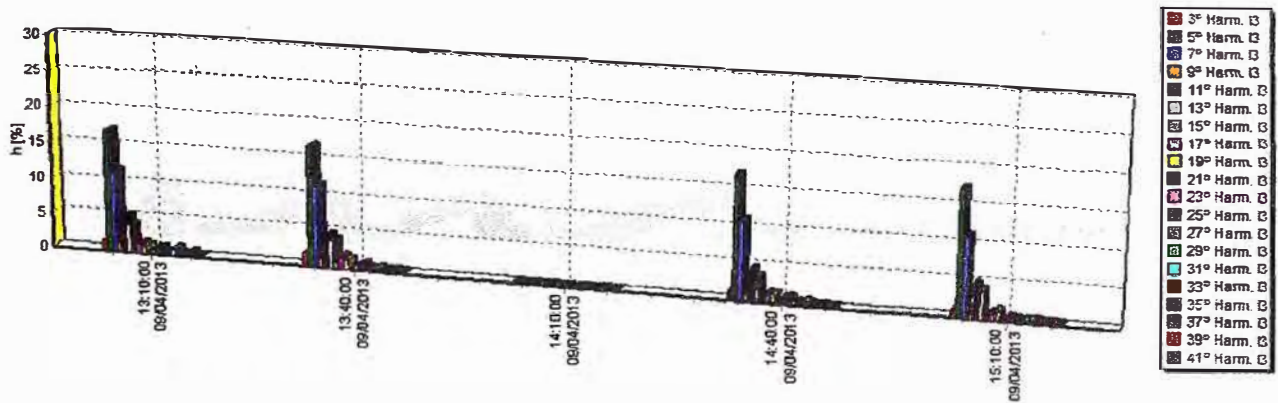
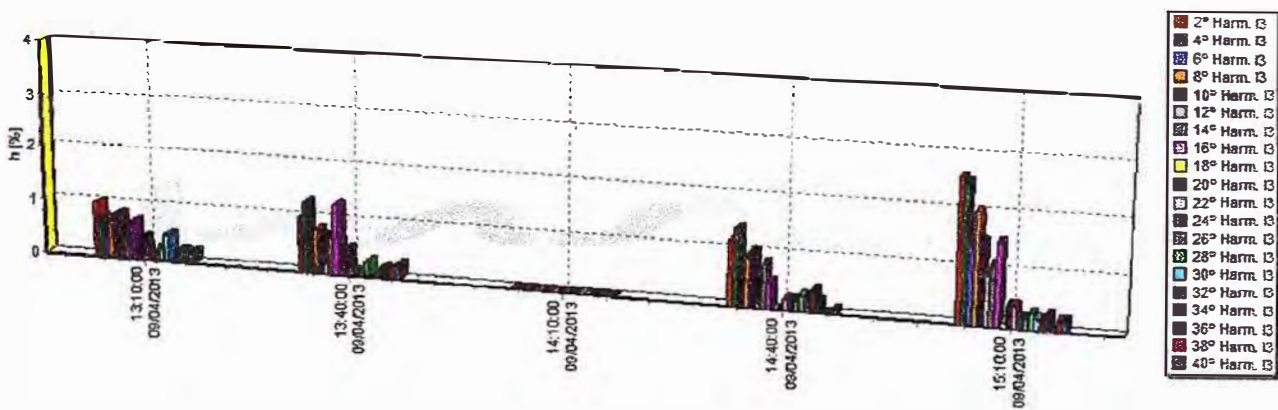


Fig. B.28 Distorsiones armónicas individuales de corriente pares en la fase S

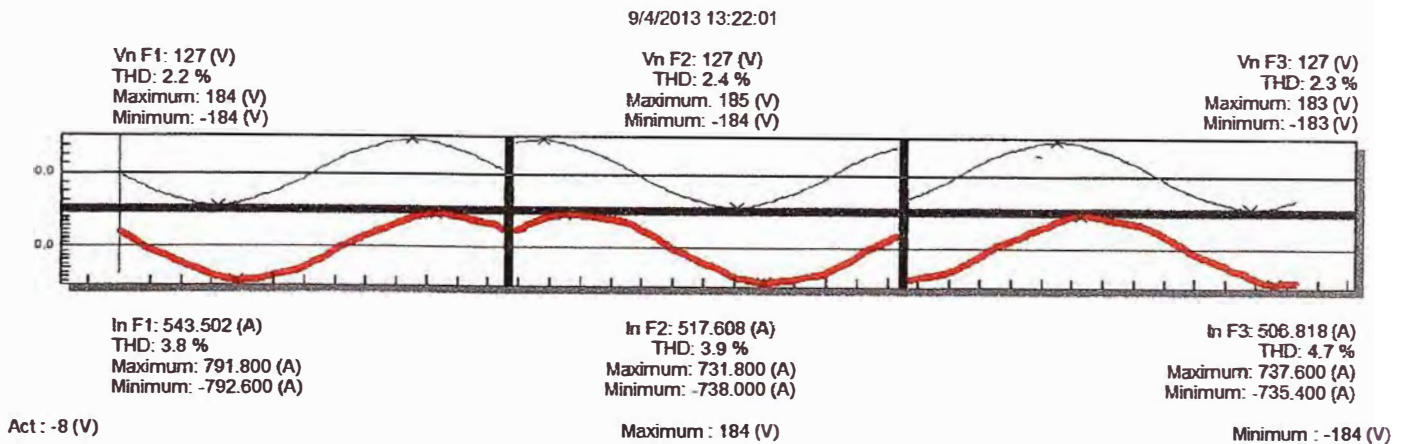


**Fig. B.29** Distorsiones armónicas individuales de corriente impares en la fase T



**Fig. B.30** Distorsiones armónicas individuales de corriente pares en la fase T

En la figura B.31 se muestra las formas de onda de corriente y tensión obtenidas en las mediciones en el tablero de 220 V.



**Fig. B.31** Ondas de corriente y tensión medidas en el tablero de 220 V

**ANEXO C**  
**SIMULACION**



## **SIMULACION DEL FILTRO ACTIVO**

Los diagramas de bloques usados para la simulación del filtro activo, han sido segmentados en etapas como son: la generación de las corrientes de referencia, la etapa del control y la etapa de potencia. A continuación se escribe un resumen de estas.

### **Etapas de generación de señales de referencia**

Se reciben señales de los datos adquiridos y en base a esto se generan las señales de referencia que idealmente debe de compensar el filtro activo.

### **Etapas de control**

Esta etapa se encarga de que el filtro deba de hacer un seguimiento a las señales de referencia y por medio de la onda portadora triangular se generan los pulsos necesarios para que se activen los convertidores de potencia.

### **Etapas de potencia**

Esta etapa está conformado por los dispositivos de potencia IGBT y un condensador que se utiliza como elemento almacenador de energía.

Un parámetro necesario a definir para poder simular el modelo es el período de muestreo, y para este informe se utilizó el periodo  $T_s = 2e-6$  s.

En el siguiente plano muestra el modelado filtro activo utilizado en la simulación, además de la indicación de sus principales etapas que se han descrito en capítulos anteriores.

## BIBLIOGRAFIA

- [1] Hirofumi Akagi, Trends in active power line conditioners, Okayama University, 1993.
- [2] J. Arrillaga, N. R. Watson, Power System Armonics, Wiley, 2003.
- [3] Johan Lundquist, On harmonic distorsion on power systems, University of Technology SE-412 96 Göteborg, 2001.
- [4] Rockwell Automation A Reference Guide to Causes, Effects and Correctives measures Power System Harmonics, Allen Bradley, 2001.
- [5] Ing. Eugenio Téllez Ramírez, Distorsión Armónica, AP & C.
- [6] Surya Santoso, H. Wayne Beaty, Roger C. Dugan y Mark F. Mc. Grana, Electrical Power Systems Quality, 2002.
- [7] Ministerio de energía y minas, Norma técnica de calidad de servicios eléctricos, Versión 2010.
- [8] IEEE Std 519-1992 Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems, 1993.
- [9] Francisco C. De La Rosa, Harmonics and Power Systems, Taylor & Francis Group, 2006.
- [10] Federico Botero, Hornos de inducción, [www.metalactual.com](http://www.metalactual.com).
- [11] Julio Astigarraga Urquiza, José Luis Aguirre Ormazá, Hornos industriales de inducción, McGraw-Hill/Interamericana de España, 1995.
- [12] Joint Working Group Cigré C4.07 / Cired, Power Quality Indices and Objectives, Cigré, 2004.
- [13] Manuel Ángel Perales Esteve, Aplicación de nuevas técnicas de control para el desarrollo de reguladores activos de potencia, Universidad de Sevilla, 2002.
- [14] Jesses James Marulanda Durango, Julián Cadavid Rodríguez, Control por histéresis de la corriente en los filtros activos de potencia, Universidad Tecnológica de Pereira, 2008.

- [15] Johan Farith Petit Suárez, Control de filtros activos de potencia para la mitigación de armónicos y mejora del factor de potencia en sistemas desequilibrados, Universidad Carlos III de Madrid, 2007.
- [16] M.C. Ciro Alberto Nuñez Gutiérrez, Estrategias de control no lineal aplicadas a filtros activos de potencia, Universidad Nacional de Educación a Distancia, 2002.
- [17] Alexandro Bitoleanu, Michaela Popescu, Daniel Marin, Mircea Dobriceanu, LCL interface filter design for shunt active power filters, University of Craiova, 2009.
- [18] Nassar Mendalek ans Kamal Al-Haddad, Modeling and nonlinear control of Shunt active power filter in the synchronous reference frame, Harmonics and Quality of Power, 2000. Proceedings. Ninth International Conference on, Vol. 1, 2000.
- [19] Berrin Süslüoğlu, Vedat M. Karşlı, A comparative study of SAPF with two different control strategies, University of Gaziantep.
- [20] Manuel Román Lumberras, Filtros activos de potencia para la compensación instantánea de armónicos y energía reactiva, Universitat Politècnica de Catalunya, 2006.
- [21] ABB, Power Quality Filter, 1999.