



**INSTITUTO SUPERIOR MINERO METALURGICO DE MOA  
"Dr. Antonio Núñez Jiménez"  
FACULTAD DE METALURGIA ELECTROMECHANICA  
DEPARTAMENTO DE ELECTRICA**

# **REDUCCION DE ARMONICOS MEDIANTE FILTRADO ACTIVO EN LA EMPRESA MECANICA DEL NIQUEL**

**AUTORA: Ing. GRETTEL PARODI MACIAS**

**TUTOR: Dr. C. SECUNDINO MARRERO RAMIREZ**

**Moa, 2004**

**"Año del 45 Aniversario del Triunfo de la Revolución Cubana"**

## RESUMEN

La presente investigación, titulada "Reducción de Armónicos mediante Filtrado Activo en la Empresa Mecánica del Níquel", se realizó con el objetivo de proponer soluciones para minimizar los efectos negativos asociados a la generación de corrientes armónicas en el horno de inducción, que contribuyan al mejoramiento de su eficiencia y en consecuencia a la calidad de la energía del sistema.

Se desarrollan, en un primer capítulo, todos los elementos necesarios para comprender el problema y crear las bases necesarias para su solución, se abordan los efectos de los armónicos en redes industriales y las normas consideradas internacionalmente para el control y reducción de estas perturbaciones.

En el segundo capítulo se determinó y aplicó una metodología de filtrado activo de corriente para disminuir los niveles de armónicos, generados por el horno de inducción, que afectan el sistema eléctrico de la empresa.

Finalmente, en un tercer capítulo, se realizaron las corridas del modelo y se seleccionó la variante óptima considerando la eficiencia en la disminución de armónicos y los aspectos económicos.

## ABSTRACT

The present research: Reuction of armonics by means of active filtration at "Mechanical Enterprise of Nickel", was carried out with the objetive of making proposals for minimizing the negative effects asocieted with the generation of armonic currents in the induction oven, that contribute to the improvement of its efficiency and consequently to the quality of the energy sistem.

In the first chaptev all the necessary elements are developed to understand the problem and to create the necessary bases for its solution, there is also an analisis of the effects of the armonics in industrial networks and the standards, considered internationally, for the control and reduction of these perturbation.

In the second chapter it was determined and applied a methodology of active filtration of current to reduce the level of armonics, generated in the induction oven, that affects the electrical sistem of the enterprise.

Finally in a third chapter the model was simulated several times and the optimal variant was choosen, considering the efficiency in the reduction of armonics and in the economical aspects.

## ÍNDICE

Contenidos	Pág.
<b>Introducción</b>	1
<b>Capítulo I. Fundamentación Teórica de la Influencia de Armónicos en Redes Industriales</b>	4
1.1. Introducción al Capítulo	4
1.2. Caracterización General de la Empresa	4
1.2.1. Caracterización del Sistema de Suministro Eléctrico de la Empresa	5
1.3. El horno de Inducción	5
1.3.1. Comportamiento Energético del Horno de Inducción	6
1.4. Armónicos en Redes Industriales	7
1.5. Clasificación de las Perturbaciones en la Tensión y en la Corriente	8
1.6. Efecto y Origen de los Armónicos	11
1.6.1. Efecto de los Armónicos de Corriente en los Sistemas de Potencia	12
1.6.2. Principales Fuentes Generadoras de Armónicos	13
1.6.3. Fuentes de Armónicos	14
1.7. Normas para la Regulación de Armónicos	16
1.8. Reducción de la influencia de armónicos en redes industriales	26
1.8.1. Filtros Activos	28
1.8.2. Filtros Pasivos	28
1.8.3. Filtros Mixtos	29
1.8.4. Filtros de Protección	30
1.8.5. Filtros de Absorción de Armónicos	32
1.8.6. Filtros de Rechazo	33
1.9. Resumen del Capítulo	33
<b>Capítulo II. Selección y Modelación de Filtros para el Horno de Inducción</b>	34
2.1. Introducción al Capítulo	34
2.2. Fuentes de Armónicos	34
2.3. Metodología para la Evaluación de Armónicos	35
2.4. Análisis de las Armónicas Generadas	36

2.4.1. Características del Horno de Inducción	37
2.4.2. Modelo de la Red	38
2.5. Aplicación de Métodos para la Reducción de Armónicos	39
2.5.1. Empleo de un Puente de IGBT	43
2.5.2. Otros Métodos de Reducción de Armónicos	43
2.5.3. Propuesta de Solución Activa	49
2.6. Conclusiones del Capítulo	60
<b>Capítulo III. Experimentación y Validación del Esquema de Filtrado</b>	<b>62</b>
3.1. Introducción al Capítulo	62
3.2. Aportes Armónicos	62
3.2.1. Caracterización del Horno de Inducción	63
3.2.2. Equipos y Planificación de Mediciones	64
3.3. Experimentación con el Modelo Propuesto	67
3.3.1. Parametrización del Modelo	69
3.3.2. Corridas de Simulación	69
3.4. Validación	71
3.4.1. Comentarios sobre Variantes de Simulación	72
3.4.2. Comparación de las Corridas	72
3.4.3. Variaciones en Filtrado Pasivo y Respuesta Espectral	73
3.5. Análisis Económico de la Variante Propuesta	73
3.5.1. Evaluación de las Pérdidas por Consumo en el Horno de Inducción	73
3.5.2. Análisis Económico de los Resultados Obtenidos	76
3.6. Conclusiones del Capítulo	79
<b>Conclusiones</b>	<b>80</b>
<b>Recomendaciones</b>	<b>81</b>
<b>Bibliografía</b>	<b>82</b>
<b>Anexos</b>	

## INTRODUCCIÓN

Los constantes cambios en el sector eléctrico, ocasionados por el desarrollo del mercado y el incremento de las cargas, siguen influyendo sobre las exigencias que han de satisfacer los equipos de transporte de energía y sobre la calidad de la electricidad suministrada. Mientras que las compañías eléctricas concentran sus esfuerzos en un uso más eficiente de los sistemas de transporte ya existentes, conceden su importancia a la alta fiabilidad y a la calidad de la energía.

La calidad de la energía es una característica física del suministro de electricidad, se entrega en condiciones normales de funcionamiento sin producir perturbaciones ni interrupciones en el sistema.

En los sistemas eléctricos de potencia, la existencia de cargas no lineales provoca el surgimiento de efectos indeseables en el suministro de corriente alterna. Estas cargas no lineales aportan corrientes no sinusoidales, es decir, corrientes que además de la frecuencia fundamental contienen otras que son múltiplos de la esta y que se conocen como armónicos.

El problema de los armónicos tiende al crecimiento, debido principalmente a la proliferación de dispositivos electrónicos de potencia y su uso generalizado en todos los ámbitos de la electricidad.

En el sector industrial es mayor cada vez la instalación de variadores de velocidad electrónicos para motores asincrónicos de jaula de ardilla, debido a que son motores que requieren un bajísimo mantenimiento y son muy robustos. Además existen hornos de inducción de corriente alterna de alta frecuencia, generada a partir de una corriente continua rectificada de la red, con la consiguiente inyección de armónicos que esto produce y casi toda la iluminación en las empresas se realiza con lámparas de descarga (vapor de sodio, de mercurio, de alta o baja presión) con un factor de potencia muy bajo y una producción de perturbaciones eléctricas muy elevada. Tampoco hay que olvidar la existencia de los hornos eléctricos de arco y de sus graves consecuencias en cuanto a las perturbaciones emitidas a la red, llegando a ser necesaria la utilización de líneas de alta tensión específicas para alimentarlos por separado del resto de los consumos de la empresa.

Los armónicos pueden ocasionar también errores de disparo a los tiristores en equipos convertidores y en instalaciones SVC, inexactitudes en las mediciones, y falsos disparos en los dispositivos de protección.

La existencia de corrientes armónicas circulantes debido a cargas no lineales constituyen una motivación que nos condiciona a la realización de un estudio en la Empresa Mecánica de Níquel "Gustavo Machín Hoed de Beche", entidad en la que las mayores dificultades están dadas en el funcionamiento de los hornos eléctricos y donde los niveles de armónicos son más preocupantes que el resto de las otras cargas instaladas.

Considerando esta situación, o sea, la existencia de corrientes armónicas circulantes y las pérdidas provocadas por éstas en el horno de inducción de la empresa, nos hemos planteado como *problema* de la presente investigación *la necesidad de realizar un estudio que permita proponer y ajustar métodos para disminuir los niveles de armónicos generados en el horno de inducción de la Empresa Mecánica del Níquel.*

Para dar solución al problema planteado nos proponemos como *objetivo general* de la investigación *valorar soluciones para minimizar los efectos negativos asociados a la generación de corrientes armónicas en el horno de inducción, que contribuyan al mejoramiento de su eficiencia y en consecuencia a la calidad de la energía del sistema.*

Como *objetivos específicos* nos planteamos:

1. Caracterizar la generación de armónicos en el horno de inducción.
2. Modelar el funcionamiento del sistema de potencia contaminado por armónicos.
3. Evaluación del comportamiento de filtros para la disminución de los armónicos.

Como *hipótesis de investigación* nos planteamos que *si evaluamos el nivel de contaminación armónica provocado por el horno de inducción a la red del sistema, entonces es posible reducir las pérdidas con la instalación de filtros y mejorar la calidad de la energía.*

La investigación se desarrolló en tres etapas, con objetivos y tareas bien definidos:

Etapa No 1 (Observación del problema): se desarrolló una recopilación exhaustiva de todos los elementos necesarios para comprender el problema y crear las bases necesarias para su solución.

Etapa No 2 (Modelación del problema): se determinó y aplicó una metodología de filtrado de corriente para disminuir los niveles de armónicos generados por el horno de inducción que afectan el sistema eléctrico de la empresa.

Etapa No 3 (Comprobación de los resultados): se realizaron las corridas del modelo y se seleccionó la variante óptima considerando la eficiencia en la disminución de armónicos y los aspectos económicos.

# **Capítulo 1: Fundamentación Teórica de la Influencia de Armónicos en Redes Industriales**

## **1.1. Introducción al Capítulo**

## **1.2. Caracterización General de la Empresa**

## **1.3. El Horno de Inducción**

## **1.4. Armónicos en Redes Industriales**

## **1.5. Clasificación de las Perturbaciones en la Tensión y en la Corriente**

## **1.6. Efectos y Origen de los Armónicos de Corriente**

## **1.7. Reducción de Armónicos**

## **1.8. Reducción de Armónicos en redes Industriales**

## **1.9. Conclusiones del Capítulo**

### **1.1. Introducción al Capítulo**

El objetivo de este capítulo es lograr el basamento teórico – metodológico necesario para desarrollar esta investigación. En el mismo se presentan las características fundamentales de la Empresa Mecánica del Níquel, lugar donde se ubica nuestro objeto de estudio, del cual se detallan las características más importantes.

Además se dedican varios epígrafes al desarrollo de elementos teóricos vinculados al origen, efectos y tratamiento de corrientes armónicas en redes industriales.

### **1.2. Caracterización General de la Empresa**

La Empresa Mecánica del Níquel es llamada fábrica de fábricas, por haber sido creada para solucionar los problemas que puedan surgir en las industrias niquelíferas en cuanto a la elaboración mecánica de las plantas actuales y otras en ejecución.

Esta tiene la tarea de ocuparse de las actividades de diseños especializados y fabricación de elementos y conjuntos mecánicos a través de la normalización.

En la Empresa se realizan producciones que se caracterizan por ser pequeñas, medianas y de grandes formatos y unidades, pero de pequeña serie. Se han automatizado con tecnología moderna en casi todos los talleres, no en su totalidad pero ya se cuenta con algunos autómatas que realizan producciones en serie, el

resto del equipamiento son máquinas y equipos universales y otras máquinas especiales que garantizan en gran medida la mecanización.

### **1.2.1. Caracterización del Sistema de Suministro Eléctrico de la Empresa**

La recepción y distribución de la energía eléctrica en la Empresa Mecánica del Níquel, se realiza a través de un sistema radial integrado por la subestación reductora principal de 33/10.5 cha conectada a la red nacional. Esta suministra la energía eléctrica a las nueve subestaciones interiores y puntos de distribución. En los talleres de fundición existen escalones de 10.5 – 6 – 0.48 kV para la alimentación de los hornos que trabajan a través de convertidores de elevada frecuencia. (Anexo 1).

En la entidad existen 21 transformadores de fuerza, de ellos 18 se encuentran al 50 % o menos de capacidad. No obstante, 16 de ellos cuentan con la posibilidad de enlazarse con otros transformadores, y esto se aprovecha.

En la Empresa el sistema de suministro es ineficiente, reflejado por los parámetros de calidad, esto se debe al bajo nivel de cargas en las subestaciones, y a la circulación de armónicos por la red, originados por la influencia de las cargas no lineales presentes en ella. Estos armónicos también influyen en la compensación de la potencia reactiva.

Existen varias máquinas generadoras de armónicos que distorsionan o perturban la estabilidad del sistema, en este caso tenemos a los hornos de inducción y de arco eléctrico y las máquinas de soldar como los principales generadores de armónicos.

La calidad de la energía que se consume en la empresa puede ser mejorada si la operación de los hornos de inducción y de arco eléctrico y otras cargas no lineales que generan armónicos, son controladas o mejoradas, a través de soluciones que reduzcan los voltajes en los nodos, consecuencia de estos armónicos.

### **1.3. El Horno de Inducción**

En el horno de inducción, durante la fusión, las perturbaciones son máximas y las corrientes de este contienen casi todos los armónicos, estas corrientes no sinusoidales provoca que las líneas sean afectadas y por lo tanto exista un

incremento de pérdidas para el sistema, por lo que se hace necesario realizar un estudio para minimizar el contenido de armónicos y las pérdidas por este concepto. Para la realización del estudio es necesario contar con algunos parámetros que nos permitan caracterizar el objeto, dentro de estos encontramos: la potencia activa, potencia reactiva, factor de potencia y por ciento de la tasa total de distorsión de armónicos, por lo que se hace necesaria la realización de mediciones para poder implementar cualquier variante de solución.

### 1.3.1. Comportamiento Energético del Horno de Inducción

El horno de inducción en cuanto a su composición presenta en la entrada de alimentación un convertidor tipo puente trifásico o hexafásico no controlado como también puede llamarse por tener en su composición 6 elementos semiconductores. La señal alterna llega a los diodos, los que de forma cíclica rectifican la corriente de AC a DC a una frecuencia de 60 Hz. De forma general el principio de funcionamiento del convertidor estático es conocido.

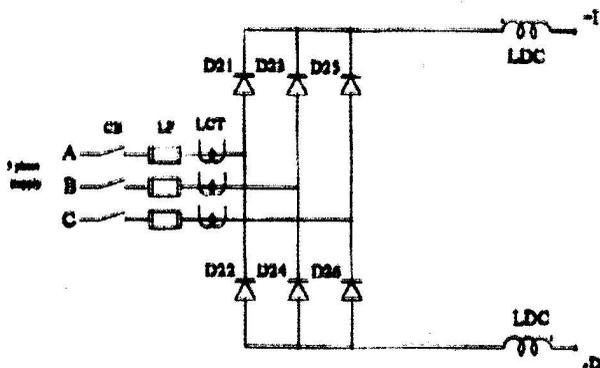


Figura 1.1 Esquema del convertidor AC – DC.

El horno, además de poseer un convertidor en su estructura, a la salida lleva un dispositivo llamado inversor cuya función no es más que invertir la corriente de salida de directa del convertidor en alterna otra vez pero con una frecuencia diferente a la de entrada. El mismo está formado por dos tiristores con su circuito de mando y por dos diodos conectados en antiparalelo a cada tiristor respectivamente.

Su funcionamiento consiste en que cuando el tiristor THN se activa aparece una corriente  $I_s$  a través de la carga, que es una rama LC. Cuando se activa el tiristor THP aparece una corriente  $-I_s$  en la salida, ya que en la entrada se polariza de

forma inversa y esta corriente volverá a circular por la carga LC del inversor. Los diodos D41 y D42 conducen respectivamente, estos retroalimentan la energía de la fuente y se dice que son de retroalimentación. A estos diodos se les conoce también como diodos de libre camino.

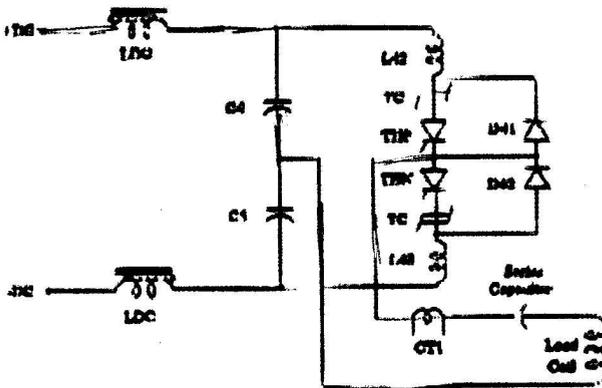


Figura 1.2 Esquema del inversor del horno.

#### 1.4. Armónicos en Redes Industriales

En el sector industrial existe un desconocimiento sobre la problemática de los armónicos y los efectos que pueden ocasionar en sus instalaciones. Este fenómeno ha ido en aumento debido al desarrollo de equipos con componentes no lineales que ocasionan distorsiones y desviaciones de diversa índole de los parámetros de la red eléctrica.

Al mismo tiempo, esta red eléctrica es la fuente a partir de la cual se alimentan la mayor parte de equipos eléctricos, electrónicos, informáticos y de comunicaciones, originándose un problema de "compatibilidad" entre los niveles de perturbación generados por unos y los niveles de inmunidad de otros.

El primer aspecto es proteger los equipos de las perturbaciones presentes en las redes, principalmente de los armónicos.

El segundo es el de intentar medir los parámetros de la red en presencia de dichas perturbaciones y llegar a cuantificar y registrar la naturaleza y magnitud de las mismas.

Si se logran realizar estos aspectos se pueden minimizar las pérdidas del sistema e incrementar la calidad de la energía.

## 1.5. Clasificación de las Perturbaciones en la Tensión y en la Corriente

Un problema de calidad de potencia se puede entender como una perturbación que hace que la tensión, o corriente, del sistema difiera de su apariencia ideal.

Las perturbaciones pueden clasificarse según el espectro de armónico, su duración y amplitud en:

**Transitorios:** Son variaciones de muy corta duración en la tensión o corriente del sistema y se clasifican en:

- **Impulsionales:** Correspondiente a respuestas sobreamortiguadas, que duran algunas decenas de nanosegundos hasta algunos milisegundos. Ejemplo: corriente provocada por el impacto de un rayo.
- **Oscilantes:** Correspondiente a respuestas subamortiguadas que duran desde algunos microsegundos a algunas decenas de milisegundos, y cuyas frecuencias abarcan desde algunas decenas de hertzios hasta algunos megahertzios. Ejemplo: oscilaciones transitorias de tensión y corriente que aparecen en la carga inicial de los bancos de condensadores.

**Variaciones de corta duración:** Están ligadas con variaciones de corta duración en la tensión, y son causadas por fallas en las líneas, por las elevadas corrientes de energización de grandes cargas, o por fallos en las condiciones del sistema, se clasifican en:

- **Interrupciones:** Consiste en descensos de la tensión por debajo de un 10 % de su valor nominal, con una duración que no excede el minuto. A las interrupciones también se les conoce como microcortes, pueden ser causadas por fallas en el sistema de potencia determinada por la duración del tiempo de respuesta y rearme de las protecciones, el rearme instantáneo limitará la duración de la interrupción a menos de 30 ciclos, el rearme retardado extiende la duración de la misma, las otras interrupciones pueden estar causadas por fallos en la aparamenta, o por disfunciones en el control.
- **Huecos:** Son descensos de la tensión entre un 90% y un 10% de su valor nominal, con una duración que abarca desde medio ciclo hasta un minuto. Los huecos son usualmente asociados a cortocircuitos en las líneas, a la energización de grandes cargas, o al arranque de grandes motores. Cuando el

hueco es debido a un cortocircuito, el tiempo de respuesta de la protección de sobrecorriente limita la duración del mismo a un período comprendido entre 3 y 30 ciclos. Un hueco debido al arranque de grandes motores puede durar varios segundos.

- **Sobretensiones momentáneas:** Se trata de subidas de la tensión entre un 110% y un 180% de su valor nominal, con una duración que abarca desde medio ciclo hasta un minuto. Estas sobretensiones son asociadas a fallas en el sistema, aunque no son tan frecuentes como los huecos. Ejemplo: sobretensión que se produce en las fases sanas cuando se produce un cortocircuito monofásico a tierra.

**Variaciones de larga duración:** Son variaciones en la tensión que duran más de un minuto. Generalmente no son ocasionadas por fallas en las líneas, sino que suelen estar originadas por variaciones en la carga y por operaciones de reconexión en el sistema.

- **Sobretensiones:** Consiste en subidas de la tensión más allá del 110% de su valor nominal durante más de un minuto. Las sobretensiones pueden ser debidas a la desconexión de grandes cargas, o a fallos en la regulación de la tensión.
- **Subtensiones:** Son bajadas de la tensión más allá del 90% de su valor nominal durante más de un minuto. Las subtensiones suelen aparecer en la conexión de grandes cargas, o en la energización de bancos de condensadores, y se mantienen hasta que el sistema de regulación lleva la tensión a su nivel de referencia.
- **Interrupciones mantenidas:** Son cortes absolutos de la alimentación durante períodos de tiempo superiores a un minuto. Estas se suelen producir cuando la restauración del sistema requiere de la intervención humana (generalmente para su reparación).

**Distorsión de las formas de ondas:** Se da cuando los efectos de los armónicos dan lugar a que la forma de onda de tensión o corriente de régimen permanente difiera de la puramente sinusoidal. Dentro de las distorsiones se encuentran:

- **Armónicos:** Son tensiones o corrientes sinusoidales, cuya frecuencia es un múltiplo entero de la fundamental. La combinación de los armónicos y de la senoide de frecuencia fundamental da lugar a formas de onda distorsionadas. Generalmente, las cargas no lineales dan lugar a la inyección de armónicos de corriente, los cuales, al circular por el sistema de potencia, dan lugar a distorsión armónica en las tensiones.
- **Interarmónicos:** Son componentes armónicas de la tensión o de la corriente, cuya frecuencia no es múltiplo entero de la fundamental. Los interarmónicos pueden presentarse a frecuencias discretas, o distribuidos a lo largo de una determinada banda del espectro. Las principales fuentes generadoras de interarmónicos son los convertidores estáticos de frecuencia, los cicloconvertidores, los hornos de inducción y los dispositivos generadores de arco eléctrico.
- **Microcortes:** Son huecos estrechos, que aparecen periódicamente en la forma de onda de tensión como consecuencia de la conmutación de la corriente entre las fases de los convertidores estáticos conectados a la red. La duración de estos suele ser de algunas centenas de microsegundos, y generalmente son provocados por la conmutación de los rectificadores controlados y no controlados.
- **Componentes de continua:** Consiste en la aparición de componentes de continua en la forma de onda de tensión y corriente. Las mismas pueden ser originadas por perturbaciones geomagnéticas o asimetrías en los convertidores estáticos de potencia.
- **Ruido de alta frecuencia:** Son señales indeseables con un espectro armónico disperso, cuya frecuencia suele ser inferior a 200 kHz. Estas señales se encuentran superpuestas a las formas de onda de tensión o corriente, y suelen estar originadas por sistemas electrónicos de potencia.

**Variaciones de la frecuencia:** Consiste en desviaciones de la frecuencia fundamental del sistema de potencia respecto de su valor nominal. Estas variaciones de frecuencia suelen ser debidas a desequilibrios bruscos entre la producción y la carga, y son más importantes en sistemas débiles o aislados.

## 1.6. Efectos y Origen de los Armónicos de Corriente

Las tensiones en la cabecera de los sistemas de potencia (a la salida de los generadores) pueden ser consideradas como sinusoides perfectas y equilibradas. De hecho, las tensiones existentes en la mayoría de los sistemas de transmisión presentan una distorsión inferior al 1%. La distorsión de estas formas de onda de tensión se incrementa a medida que nos aproximamos a las cargas finales del sistema. La forma de onda de la corriente solicitada por determinadas cargas dista mucho de ser sinusoidal, lo cual da lugar a una serie de efectos que conllevan a la distorsión de la tensión.

En determinadas ocasiones las formas de ondas de corriente pueden considerarse aleatorias, en la mayoría de los casos tienen un carácter periódico, con lo que es posible su descomposición armónica mediante series de Fourier.

Para explicar la relación entre los armónicos de tensión y corriente consideremos el sistema de la figura 1.3. Los sistemas de potencia son principalmente inductivos a frecuencia fundamental, despreciándose normalmente los efectos capacitivos de las líneas de distribución, y su impedancia equivalente es conocida como impedancia de cortocircuito ( $Z_s$ ). Cuando los armónicos de corriente generados por alguna carga (en este caso  $L_1$  y  $L_2$ ) circulan a través de esta impedancia, se produce una caída de tensión en la misma, y como resultado, aparece en la distorsión de la tensión del punto de acoplo común con el resto de cargas del sistema (PCC – Point of Common Coupling).

Aunque las corrientes de la carga sean las responsables de dicha distorsión de tensión, una carga individual no puede controlar dicha distorsión, ya que también depende de las corrientes solicitadas por el resto de las cargas y de la impedancia del sistema de potencia. La norma IEEE 519 establece para el control de estos armónicos:

- El control sobre la cantidad de armónicos de corriente inyectados en el sistema tendrá lugar en el punto final de consumo.
- Si se asume que la inyección de armónicos de corriente está en los límites razonables, el control sobre la distorsión de tensión será ejercido por la

entidad que tiene el control sobre la impedancia del sistema, la cual generalmente es la compañía suministradora.

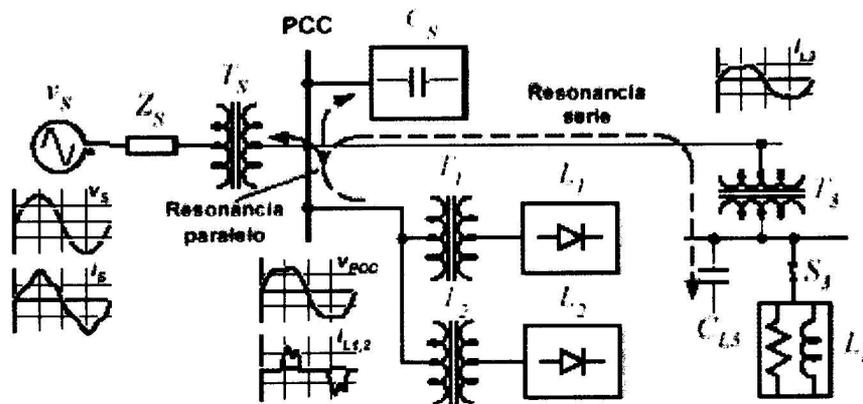


Figura 1.3 Distorsión de tensión debida al flujo de armónicos de corriente.

Cuando se insertan bancos de condensadores en el sistema de potencia, ya sea en el lado del consumidor para corregir el factor de potencia ( $C_{L3}$ ), o en el embarrado de la subestación para controlar el nivel de tensión ( $C_S$ ), la impedancia de cortocircuito pasa a ser un parámetro decisivo en el análisis de la respuesta frecuencial del sistema. La inserción de condensadores en el sistema no genera armónicos, sin embargo, su presencia puede ocasionar distorsión. Los circuitos que contienen múltiples condensadores e inductancias presentan más de una frecuencia natural de resonancia. En un sistema cuando una de esas frecuencias de resonancia coincide con algunas de las frecuencias de los armónicos de tensión y de corriente, puede aparecer una situación de resonancia, y las tensiones y corrientes a esa frecuencia pueden alcanzar valores peligrosamente elevados.

### 1.6.1. Efectos de los Armónicos de Corriente en los Sistemas de Potencia

El constante aumento de armónicos de corriente en el sistema, debido a cargas no lineales, trae consigo una serie de problemas:

- En los conductores los armónicos de corriente generan un incremento de pérdidas por efecto Joule. Hay que destacar que las corrientes de alta frecuencia, debido al efecto pelicular, sólo circulan por la superficie de los conductores, concentrando el calentamiento en estas zonas.

- En los bancos de condensadores, la existencia de tensiones armónicas en la red da lugar a la circulación de corrientes armónicas en los mismos. Aunque no aparezcan resonancias, la circulación de una corriente excesiva por los bancos de condensadores aumentará el calentamiento, provocará fallos de aislamiento, y disminuirá la vida útil de los mismos.
- En los transformadores y reactancias, los armónicos de corriente aumentarán las pérdidas en el cobre, mientras que los armónicos de tensión aumentarán las pérdidas en el hierro, incrementándose estas últimas aproximadamente con el cuadrado de la frecuencia. Ambas pérdidas producen calentamiento, que además de acortar la vida del equipo y provocar fallos de aislamiento, reducen la potencia útil del mismo.

### 1.6.2. Principales Fuentes Generadoras de Armónicos

El origen de los armónicos viene dado por la influencia que ejercen las cargas no lineales en el sistema. A continuación se detallan algunas de estas cargas:

- Rectificadores polifásicos: estos se usan para obtener un bus de continua en los inversores de los sistemas electrónicos de potencia. El principal exponente de este tipo de equipos lo constituyen los variadores de velocidad para motores. La potencia de estos equipos industriales suele ser superior a los del sector doméstico, y la amplitud de los armónicos que inyectan en la red dependen de la impedancia del lado de alterna y del tipo de filtrado utilizado en el lado de continua (capacitivo, inductivo o ambos). En aplicaciones de gran potencia, como pueden ser los procesos electroquímicos, la transmisión en alta tensión de continua, o grandes inversores utilizados en prensas o molinos, se utilizan rectificadores de 12 pulsos o más, estos rectificadores ya sean controlados o no controlados, generan microcortes en la tensión a consecuencia de cortocircuitos instantáneos que se producen en las fases del sistema de potencia cuando la corriente conmuta de una fase a otra del rectificador.
- Los convertidores alterna – alterna basados en el recorte de la onda de tensión mediante tiristores o triacs se utilizan de forma extensiva para los

compensadores estáticos de reactiva, en los arrancadores suaves de motores de inducción, y en los reguladores de lámparas de incandescencia. En estos sistemas, los armónicos de corriente aparecen como consecuencia que no existe conducción durante todo el período de la onda de tensión.

- Los hornos de arco presentan una característica de tensión – corriente severamente no lineal, que además es muy variable en el tiempo, en función del estado de fusión del material, del refinado de este y de la longitud del arco eléctrico dentro del horno. Estos dispositivos no presentan una distribución armónica constante de régimen permanente, y su característica se describe a partir de valores probabilísticos.
- Los transformadores generan armónicos de corriente debido a la característica no lineal de su núcleo ferromagnético. Para que exista un flujo sinusoidal en el núcleo de los transformadores. Es preciso que las corrientes magnetizantes presentes distorsión, principalmente del tercer armónico, que da lugar aun sobrepico en las mismas, más algo del quinto y séptimo armónico. Este fenómeno se ve agravado con el grado de saturación del núcleo del transformador, principalmente si las corrientes circulantes presentan alguna componente continua. Los transformadores también dan lugar a otro fenómeno, que está ligado a las enormes corrientes de irrupción que se producen, de manera transitoria durante la energización de estos.

### 1.6.3. Fuentes de Armónicos

Las cargas pueden ser consideradas como fuentes de corriente distorsionada y como fuentes de tensión distorsionadas.

Carga no lineal en fuente de corriente: Los rectificadores (controlados y no controlados) son una típica fuente de armónicos de corriente. La figura 1.4. (a) muestra un rectificador que alimenta una carga en la que se supone que la inductancia  $L_L$  es lo suficientemente grande como para conseguir una corriente prácticamente constante en el lado de continua. Las tensiones en el PCC ( punto de acoplo común) de esta carga se muestran en la figura 1.5. (a), y las corrientes que suministra la fuente en la figura 1.5. (b).

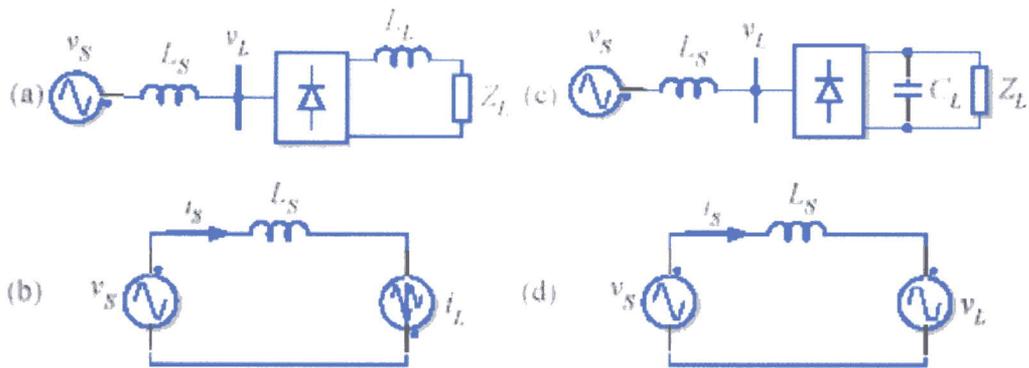


Figura 1.4 Cargas no lineales en fuentes de corriente y tensión.

- a) Rectificador alimentando una carga inductiva. b) Circuito equivalente por fase del rectificador con carga inductiva. c) Rectificador alimentando una carga capacitiva. d) Circuito equivalente por fase del rectificador con carga capacitiva.

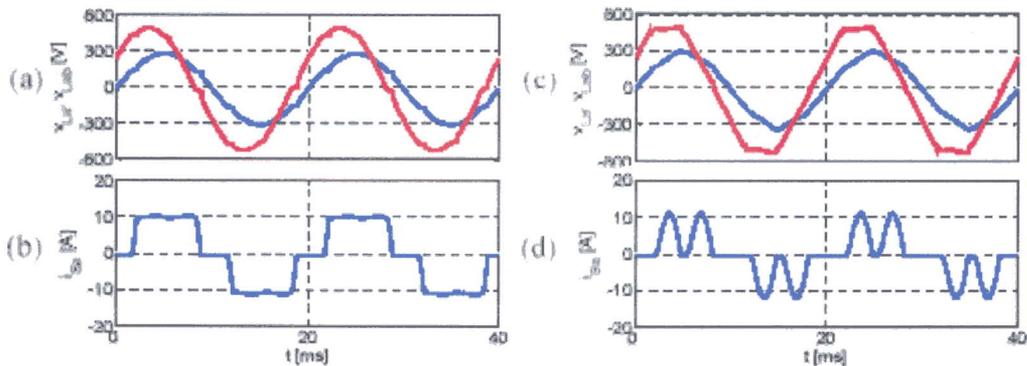


Figura 1.5 a) Tensiones en el PCC de la carga en fuente de corriente. b) Corriente en el lado de la fuente debida a la carga en fuente de corriente. c) Tensiones en el PCC de la carga en fuente de tensión. d) Corriente en el lado de la fuente debida a la carga en fuente de tensión.

La inductancia en el lado de continua es mucho mayor que la inductancia de la red, por lo que la corriente absorbida por la carga, no experimentará grandes variaciones ante cambios razonables de esta última inductancia. Teniendo en cuenta que la corriente absorbida por la carga, y las características del sistema, prácticamente no varían ante cambios de la fuente, se puede entender que dicha carga se comporta como una fuente de corriente armónica. Por tanto en aquellas cargas en las que exista una inductancia que tienda a mantener constante el valor de la corriente, se podrá utilizar el circuito equivalente de la figura 1.4. (b) para representar el comportamiento del sistema. Según este circuito equivalente, para anular la circulación de corrientes armónicas en el lado de la fuente, sería necesario

cortocircuitar la corriente  $I_L$  mediante un camino que ofrece baja impedancia a dichas frecuencias armónicas y alta impedancia a la frecuencia fundamental.

Carga no lineal en fuente de tensión: Los rectificadores no siempre se alimentan de cargas inductivas, sino que como muestra la figura 1.4. (c), en muchas ocasiones poseen un gran condensador de filtrado ( $C_L$ ) conectado en su salida para conseguir una tensión prácticamente constante en el lado de continua. La figura 1.5. (c) muestra las formas de onda de tensión en el PCC de esta carga, y la figura 1.5. (d) representa la corriente suministrada por la fuente.

En este caso, la impedancia del lado de continua es mucho menor que la impedancia de red, por lo que la corriente absorbida por la carga se verá fuertemente afectada por el valor de la inductancia de la red. Sin embargo, la tensión de salida del rectificador, y la tensión en el PCC, prácticamente no variarán ante cambios razonables de la impedancia del lado de la fuente, pudiéndose entender que esta carga se comporta como una fuente de tensión armónica conectada a la red. Por tanto en aquellas cargas en las que exista un condensador que tienda a mantener constante el valor de la tensión, se podrá utilizar el circuito equivalente de la figura 1.4. (d) para representar el comportamiento del sistema. Según este circuito equivalente, para anular la circulación de corrientes armónicas en el lado de la fuente, sería necesario conectar en serie con  $L_s$  algún elemento que ofrezca alta impedancia a dichas frecuencias armónicas y baja impedancia a la frecuencia fundamental.

### 1.7. Normas para la Regulación de Armónicos

Existen varias organizaciones dedicadas a la elaboración de normativas que regulan los límites de distorsión de armónicos en los sistemas de potencia, y establecen una serie de recomendaciones prácticas para asegurar la compatibilidad necesaria entre equipos y consumidores.

Norma IEC – 61000 – 3 – 2

Esta norma internacional regula los límites de emisión de corrientes armónicas para equipos que tengan una corriente de entrada menor o igual a 16 A por fase, y que se

pretendan conectar a redes públicas de baja tensión. En ella los equipos se clasifican por categorías:

Clase A: Equipos trifásicos equilibrados, accionadores de motores y todos aquellos equipos que no pertenezcan a cualquier otra clase y cuya forma de onda de corriente de entrada tenga más de un 5% fuera de la máscara de forma de onda especial de la figura 1.7.

Clase B: Equipos portátiles (no trifásicos).

Clase C: Equipos de iluminación (no trifásicos).

Clase D: Equipos con una potencia menor de 600 vatios que no pertenezcan al resto de clases y con una forma de onda de corriente de entrada que quede incluida en más de un 95% dentro de la máscara de forma de onda especial. Formas de onda que tengan pequeños picos fuera de la máscara serán clasificadas por tanto como clase D. La línea central, M, coincide con el valor de pico de la forma de onda.

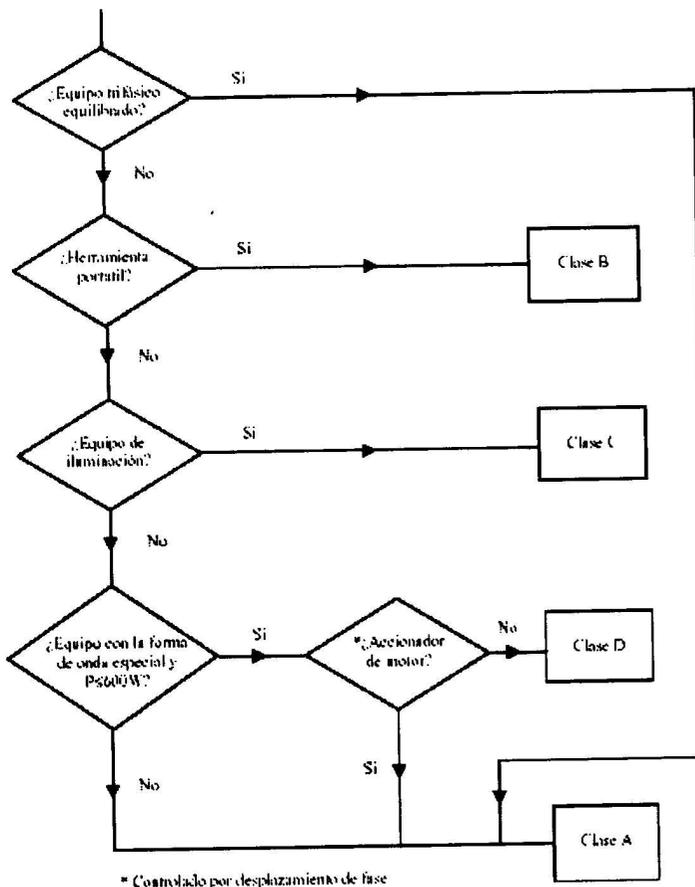


Figura 1.6. Diagrama de flujo para la clasificación de equipos según la norma IEC 61000 – 3 - 2.

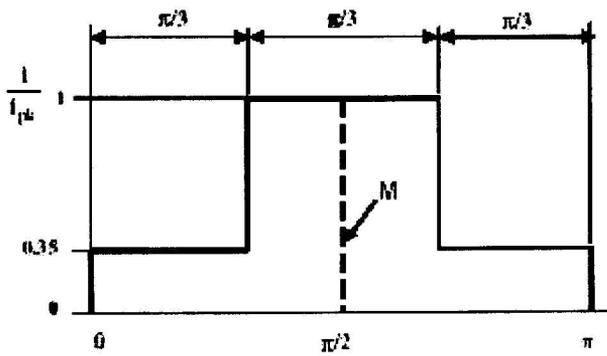


Figura 1.7. Máscara de la corriente de entrada para clasificar los equipos como clase D o A.

En las tablas 1.1., 1.2., y 1.3. se muestran los límites de corrientes armónicas, es necesaria una lectura detenida de la misma para determinar algunas situaciones particulares como los equipos de iluminación cuando su potencia es inferior de 25 W, o cuando son reguladores mediante dimmers cuando son disparados por ángulo de fase, así mismo hay que indicar que esos límites no se aplican a equipos de gran potencia ( $P > 1\text{kW}$ ) de uso profesional, los cuales no están concebidos para venderse al público.

Orden de armónicos impares.	Máxima corriente admisible (A).	Orden de armónicos pares (h).	Máxima corriente admisible (A).
3	2.30	2	1.08
5	1.14	4	0.43
7	0.77	6	0.30
9	0.40	$8 \leq h \leq 40$	1.84/h
11	0.33		
13	0.21		
$15 \leq h \leq 39$	2.25/h		

Tabla 1.1. Límites de emisión de corrientes armónicas para equipos de clase A.

La clase (B) se obtiene multiplicando los límites de armónicos de corriente de la clase A por 1.5.

Orden de armónico (h)	Máxima corriente admisible <sup>(1)</sup> (%)
2	2
3	$30 * \lambda^{(2)}$
5	10
7	7
9	5
$11 \leq h \leq 39$	3
(1) Porcentaje de la corriente de frecuencia fundamental.	
(2) $\lambda$ es el factor de potencia del circuito.	
(*) La potencia de las luminarias debe ser $P > 25\text{ W}$ .	

Tabla 1.2. Límites de emisión de corrientes armónicas para equipos de clase C.

Orden de armónico (h)	Máxima corriente admisible	
	(mA/W) <sup>(1)</sup>	(A)
3	3.40	2.30
5	1.90	1.14
7	1.00	0.77
9	0.50	0.40
11	0.35	0.33
13	0.296	0.21
15 ≤ h ≤ 39	3.85/h	2.25/h
(1) Corriente relativa a la potencia del equipo (P).		
(*) No existen límites para equipos con P < 75 W.		

Tabla 1.3. Límites de emisión de corrientes armónicas para equipos de clase D.

### Norma IEC – 61000 – 3 – 4

Esta norma internacional regula los límites de emisión de equipos eléctricos y electrónicos con una corriente nominal que excede los 16 A por fase que se pretendan conectar a redes públicas de baja tensión (principalmente industriales) de corriente alterna de 50 – 60 Hz de las siguientes maneras:

- Conexión monofásica a redes de hasta 240 V de tensión nominal de dos o tres conductores.
- Conexión trifásica a redes de hasta 600 V de tensión nominal de tres a cuatro conductores.

El cumplimiento de esta norma se puede realizar a partir de medidas directas de emisión armónica y la simulación.

Existen algunas definiciones para el correcto entendimiento de los límites que en ella se especifican.

Punto de acoplo común (PCC – Point of common coupling): Punto de la red pública que está más próximo al consumidor afectado y en el cual están o pueden estar, conectados otros consumidores.

Tasa de distorsión de armónicos (THD – Total harmonic distortion):

$$THD(\%) = 100 \sum_{h=2}^{40} \left( \frac{I_h}{I_1} \right)^2 \dots\dots\dots(1.1)$$

Distorsión de armónicos parcial ponderada (PWHHD – Partial weighted harmonic distortion):

$$PWHD(\%) = 100 \sum_{h=14}^{40} h \left( \frac{I_h}{I_1} \right)^2 \dots\dots\dots(1.2)$$

Potencia de cortocircuito ( $S_{sc}$  – Short – circuit – power):

Se calcula a partir de la tensión nominal de línea a línea ( $U_{nom}$ ) y de la impedancia ( $Z$ ) en el PCC:

$$S_{sc} = \frac{U_{nom}^2}{Z} \dots\dots\dots(1.3)$$

Potencia aparente nominal ( $S_{equ}$  – Rated apparent power):

Se calcula a partir del valor eficaz de la corriente nominal del equipo ( $I_{equ}$ ) y de la tensión nominal ( $U_p$  entre fase y neutro,  $U_1$  entre fases).

$$S_{equ} = U_p * I_{equ} \text{ equipos conectados entre fase y neutro. } \dots\dots\dots(1.4a)$$

$$S_{equ} = U_1 * I_{equ} \text{ equipos conectados entre fase y fase. } \dots\dots\dots(1.4b)$$

$$S_{equ} = \sqrt{3} * U_1 * I_{equ} \text{ en equipos trifásicos equilibrados. } \dots\dots\dots(1.4c)$$

$S_{equ} = 3 * U_f * I_{equ} - \max$  en equipos trifásicos desequilibrados ( $I_{equ} - \max$ ) es el máximo valor eficaz de corriente que fluye en cualquiera de las tres fases.

Ecu 1.4d.

Relación de cortocircuito ( $R_{sc}$  – Short – circuit ratio): Relación entre la potencia de cortocircuito en el punto de acoplo a red ( $S_{sc}$ ) y la potencia aparente nominal del equipo a conectar ( $S_{equ}$ ) donde:

$$R_{sce} = \frac{S_{sc}}{3S_{equ}} \text{ para equipos conectados entre fase y neutro. } \dots\dots\dots(1.5a)$$

$$R_{sce} = \frac{S_{sc}}{2S_{equ}} \text{ para equipos conectados entre fase y fase. } \dots\dots\dots(1.5b)$$

$$R_{sce} = \frac{S_{sc}}{S_{equ}} \text{ para equipos trifásicos. } \dots\dots\dots(1.5c)$$

A partir de la relación de cortocircuito ( $R_{sce}$ ), existen diferentes procedimientos de conexión a la red que definen las siguientes etapas:

Etapa 1

Conexión simplificada: Los equipos que cumplen con los límites de la etapa 1 pueden ser conectados en cualquier punto del sistema de potencia donde la relación de cortocircuito sea  $R_{sc} \geq 33$ . Tabla 1.4.

## Etapa 2

Conexión basada en los datos de la red y del equipo: En los equipos que no cumplen con los límites de la etapa 1, se podrán permitir valores superiores de emisión armónica, sobre la base del estudio de las características del enlace a red, siempre y cuando la relación de cortocircuito sea  $R_{sc} \geq 33$ . Tablas 1.5 y 1.6.

## Etapa 3

Conexión basada en la potencia declarada del consumidor: Si no se satisfacen las condiciones expuestas en las etapas 1 y 2, o si la corriente del equipo excede de 75 A, la autoridad suministradora puede aceptar la conexión del equipo sobre la base de la potencia activa declarada en la instalación del consumidor. En este caso se aplican los requerimientos impuestos por la autoridad suministradora.

Orden de armónicos (h)	Máxima corriente $I_h/I_1$ (%)	Orden de armónicos (h)	Máxima corriente $I_h/I_1$ (%)
3	10.7	3	21.6
5	7.2	9	3.8
7	3.1	15	0.7
9	2.0	21	$\leq 0.6$
11	1.2	27	$\leq 0.6$
13	1.1	33	$\leq 0.6$
15	0.9	(*) Para armónicos pares $\leq 8/h$ ó $S_{sc}/33$	
17	0.8		
19	0.7	(**) $I_1$ Corriente nominal de frecuencia fundamental.	
21	0.7		

Tabla 1.4. Límites de emisión para equipos de la Etapa 1 ( $Se_{cu} \leq S_{sc}/33$ ).

Mín. $R_{scc}$ <sup>(1)</sup>	Tasa total admisible (%).		Tasa individual admisible (%).					
	THD	PWHD	$I_3/I_1$	$I_5/I_1$	$I_7/I_1$	$I_9/I_1$	$I_{11}/I_1$	$I_{13}/I_1$
66	25	25	23	11	8	6	5	4
120	29	29	25	12	10	7	6	5
175	33	33	29	14	11	8	7	6
250	39	39	34	18	12	10	8	7
350	46	46	40	24	15	12	9	8
450	51	51	40	30	20	14	12	10
600	57	57	40	30	20	14	12	10

(1) Para valores intermedios de  $R_{scc}$  se puede interpolar.  
 (\*) El valor relativo de los armónicos pares no debe sobrepasar 16 / h %  
 (\*\*) En caso de sistema trifásico desequilibrado, estos valores se aplican a cada fase.

Tabla 1.5. Límites de emisión para equipos de la Etapa 2 conectados entre fase y neutro, entre fase y fase y trifásicos desequilibrados ( $R_{se} \geq 33$ ).

Min. Rsce <sup>(1)</sup>	Tasa total admisible (%).		Tasa individual admisible (%).			
	THD	PWHD	$I_3 / I_1$	$I_5 / I_1$	$I_7 / I_1$	$I_9 / I_1$
66	25	25	23	11	8	6
120	29	29	25	12	10	7
175	33	33	29	14	11	8
250	39	39	34	18	12	10
350	46	46	40	24	15	12
450	51	51	40	30	20	14
600	57	57	40	30	20	14
(1) Para valores intermedios de Rsce se puede interpolar.						
(*) El valor relativo de los armónicos pares no debe sobrepasar 16 / h %						

Tabla 1.6. Límites de emisión para equipos de la Etapa 2 con conexión trifásica equilibrada ( $R_{se} \geq 33$ ).

Se despreciarán los armónicos de corriente inferiores a un 0.6% de la frecuencia fundamental. Así mismo, las emisiones armónicas con duración inferior a 10 segundos que aparecen cuando un equipo es puesto en funcionamiento o cuando es desconectado, ya sea manual o automáticamente, no excederán en 1.5 veces los límites establecidos en la etapa correspondiente. Los límites de corriente se aplicarán sobre cualquier transitorio que aparezca durante la evaluación del equipo, o parte del mismo. Para los armónicos pares, cuyos órdenes estén comprendidos entre el 2 y el 10 y para los armónicos impares cuyos órdenes estén comprendidos entre el 3 y el 19 se permitirán valores que no superen en más de 1.5 veces los límites establecidos para cada armónico durante un máximo de un 10% de un período de observación de 2.5 minutos.

#### Norma IEEE – 519

Las normas estadounidenses con respecto a los armónicos han sido agrupadas por la IEEE en la norma 519: IEEE Recomendaciones Prácticas y Requerimientos para el Control de armónicas en Sistemas Eléctricos de Potencia. En la misma se hace referencia no sólo al nivel absoluto de armónicos producidos por una fuente individual sino también a su magnitud con respecto a la red de abastecimiento.

El propósito de la IEEE – 519 es el de recomendar límites en la distorsión armónica según dos criterios distintos:

- Existe una limitación sobre la cantidad de corriente armónica que un consumidor puede inyectar en la red de distribución eléctrica.
- Se establece una limitación en el nivel de voltaje armónico que una compañía de distribución de electricidad puede suministrar al consumidor.

Los límites de inyección de corriente en el PCC, se fijan en función de la relación entre la potencia de la carga y la potencia de cortocircuito en el punto de acoplo. Para determinar estos límites:

Tasa de distorsión en la demanda (TDD – Total Demand Distortion): Expresa la distorsión de corriente en relación a la demanda de corriente de la carga:

$$TDD(\%) = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{h_{max}} I_h^2}}{I_L} \dots\dots\dots(1.6)$$

$I_L$ : corriente máxima de frecuencia fundamental, demandada por la carga (durante 15 ó 30 minutos) en el PCC, y se calcula a partir de la media de los máximos en la corriente demandada durante los últimos 12 meses.

$h_{max}$ : indica el orden armónico máximo que debe ser considerado en los cálculos. La única referencia que existe acerca de este valor específico que  $h_{max} = 50$

Relación de cortocircuito (Rsc – Short – circuit ratio):

$$Rsc = \frac{Isc}{I_L} \dots\dots\dots(1.6a)$$

$$Isc = \frac{Ssc}{\sqrt{3}Unom} = \frac{Unom}{\sqrt{3}Z} \dots\dots\dots(1.6b)$$

donde: siendo Unom la tensión nominal de línea a línea, y Z la impedancia de la red en el PCC.

El objetivo general de esta norma, es limitar la inyección de corrientes armónicas para que la tensión en el PCC no presente ninguna armónica individual con una amplitud superior a un 3% de la componente fundamental, y que el THD de tensión, no sea superior al 5% en sistemas en los que no existe una resonancia paralelo a una frecuencia específica.

Rsc (en el PCC).	Máximo en los armónicos individuales de la U <sup>(1)</sup> (%).	Suposición relacionada.
10	2.50 – 3.00	Sistema dedicado.
20	2.00 – 2.50	1 – 2 consumidores grandes.
50	1.00 – 1.50	Algunos consumidores relativamente grande.
100	0.50 – 1.00	5 – 2 consumidores de tamaño medio.
1000	0.05 – 0.10	Muchos consumidores pequeños.

(1) Porcentaje de la tensión de frecuencia fundamental.

Tabla 1.7. Bases para la limitación de corrientes armónicas.

<b>Límites de Corriente Armónica para carga no lineal en el Punto Común de acoplamiento con otras cargas, para voltajes entre 120 – 69.000 volts.</b>						
Máxima Distorsión Armónica Impar de la Corriente, en % del armónico fundamental.						
ISC/IL	<I <sub>1</sub>	I <sub>1</sub> ≤ h ≤ 17	17 ≤ h ≤ 23	23 ≤ h ≤ 35	35 ≤ h	TDD
< 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
<b>Límites de Corriente Armónica para carga no lineal en el Punto Común de acoplamiento con otras cargas, para voltajes entre 69.000 – 161.000 volts.</b>						
Máxima Distorsión Armónica Impar de la Corriente, en % del armónico fundamental.						
ISC/IL	<I <sub>1</sub>	I <sub>1</sub> ≤ h ≤ 17	17 ≤ h ≤ 23	23 ≤ h ≤ 35	35 ≤ h	TDD
< 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	6.0	2.75	2.5	1.0	0.5	7.5
>1000	7.5	3.5	3.0	1.25	0.7	10.0
<b>Límites de Corriente Armónica para carga no lineal en el Punto Común de acoplamiento con otras cargas, para voltajes &gt; 161.000 volts.</b>						
Máxima Distorsión Armónica Impar de la Corriente, en % del armónico fundamental.						
ISC/IL	<I <sub>1</sub>	I <sub>1</sub> ≤ h ≤ 17	17 ≤ h ≤ 23	23 ≤ h ≤ 35	35 ≤ h	TDD
< 50	2.0	1.0	0.75	0.30	0.15	2.5
50	3.0	1.5	1.15	0.45	0.22	3.75
Los armónicos pares se limitan al 25% de los límites de los armónicos impares mostrados anteriormente.						
* Todo equipo de generación se limita a estos valores independientemente del valor de I <sub>sc</sub> /I <sub>1</sub> que presente.						
Donde ISC = corriente máxima de cortocircuito en el punto de acoplamiento común. IL= máxima demanda de la corriente de carga (a frecuencia fundamental) en el punto de acoplamiento común.						
TDD = distorsión total de la demanda (RSS) en % de la demanda máxima.						

Tabla 1.7.1 Límites de distorsión armónica más especificados.

## Norma IEC 555 – 2

Esta norma establece las exigencias sobre armónicas que deben cumplir todos aquellos equipos que consuman menos de 16 A por fase en la red de 220 V a 415 V. Entre ellos figuran las computadoras personales y televisores.

En la tabla 1.8., se muestran los límites que todo equipo de más de 50 W debe cumplir. Bajo esa potencia no existirá límite alguno. La norma establece los límites sobre la base de valores eficaces (rms) de cada armónica. La relación entre valor eficaz y valor máximo es:

$$I_{rmsn}(A_{rms}) = \frac{I_{mn}(A_{max})}{\sqrt{2}} \dots\dots\dots(1.7)$$

Los límites expuestos en la tabla 1.9, se aplican, a modo de ejemplo, al consumo de un computador personal que posee una fuente de alimentación de 200 W. La fuente tiene una eficiencia de un 75% de modo que absorbe de la red 267 W. La misma además contiene los derivados del estándar. En este caso como todo equipo menor a 670 W, el límite está impuesto por el valor en mA/W descrito en la norma.

Armónica N	Límite mA/W	Límite A
3	3.4	2.30
5	1.9	1.14
7	1.0	0.77
9	0.5	0.40
11	0.35	0.33
13 y más	3.85/n	0.15*15/n

Tabla 1.8. Límite de norma IEC 555 - 2

Así, usualmente, los computadores distorsionan la red con una corriente armónica que es levemente superior a la admitida por la norma. Debe hacerse notar que, en 1982, la norma IEC sólo establecía el límite absoluto en amperes indicado en la tabla 1.8., que en el caso de la armónica 11 es 0.33, es decir, bastante superior al límite aceptado hoy.

La solución al problema, entre otras cosas, consiste en agregar una inductancia en serie con la fuente (del orden de 10 mH). Con ello, los valores se modifican y prácticamente cumplen con lo exigido. En todo caso la norma permite inyectar un 75% de armónica 3, situación que será necesario considerar en los sistemas de alumbrado.

Armónica N	Límite (Arms)	Onda (Arms)
1		1.201
3	0.908	0.977
5	0.508	0.620
7	0.266	0.264
9	0.133	0.068
11	0.094	0.114
13	0.079	0.089
15	0.069	0.029
17	0.061	0.042
19	0.054	0.044
21	0.049	0.019
23	0.045	0.020

Tabla 1.9. Límite aplicado a un PC de 200 W.

Los valores de la onda que se encuentran con asterisco corresponden a valores excedidos.

La norma IEC define en forma levemente diferente estos factores:

$$D_{HV} = \frac{\sqrt{V_2^2 + V_3^2 + \dots + V_n^2}}{\sqrt{V_1^2 + V_2^2 + \dots + V_N^2}} * 100 \quad \text{en \%} \quad \dots\dots\dots(1.8)$$

$$D_{HI} = \frac{\sqrt{I_2^2 + I_3^2 + \dots + I_n^2}}{\sqrt{I_1^2 + I_2^2 + \dots + I_N^2}} * 100 \quad \text{en \%} \quad \dots\dots\dots(1.9)$$

En España, el límite aceptado por la UNIPEDA (Unión de Productores y Distribuidores de Energía Eléctrica) es de THD(U)= 5% para redes industriales de baja tensión, mientras que en alta tensión el nivel máximo recomendado por los organismos internacionales es de THD(U)= 3%

Existen otras normas como:

IEC 61000 –1 –1 Generalidades y definiciones.

IEC 61000 – 2- 1 y 2 – 2 Ambientes y límites de compatibilidad para perturbaciones de baja frecuencia.

EN 61000 – 4 – 7 Medición de armónicos.

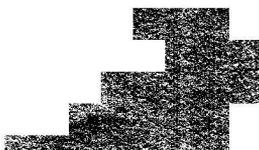
IEC 289 Reactancias para filtros y limitación de corrientes de cortocircuito.

Fenómeno de Resonancias en la Red:

La impedancia de bobinas y condensadores dependen de la frecuencia. La conexión en serie o paralelo de inductancias y condensadores da lugar a situaciones singulares, denominadas de resonancia, en las cuales la impedancia se hace mínima o máxima. Estas condiciones de resonancia son precisamente las que se controlan para obtener distintos tipos de filtros.

**1.8. Reducción de Armónicos en Redes Industriales**

El hecho de reducir el contenido armónico viene motivado por el constante aumento de cargas no lineales que se conectan a la red, con el consiguiente perjuicio que eso provoca en el resto de usuarios conectados a dicha red.



Muchos de los problemas de las perturbaciones pueden ser corregidas mediante la instalación de filtros. Un filtro de armónicos se puede entender como un dispositivo que presenta una severa variación de su impedancia en función de la frecuencia. La inserción de estos dispositivos en el sistema de potencia modificará la respuesta frecuencial del mismo, con lo que se podrá alterar el camino de circulación de armónicos de corriente. Sobre la base de esta concepción, los filtros de armónicos se podrán clasificar en dos categorías fundamentales:

- Filtros paralelo: Presenta baja impedancia en un determinado rango de frecuencias. La conexión de este tipo de filtros en paralelo con la carga permitirá establecer un camino de baja impedancia para los armónicos de corriente seleccionados, evitándose así que estos fluyan por el lado de la fuente.
- Filtros serie: Son complementarios a los anteriores, ofrecen alta impedancia a determinadas frecuencias. La conexión de este tipo de filtro serie con la carga aumentará la impedancia que ofrece el sistema a los armónicos seleccionados, con lo que su amplitud se verá atenuada.

Estos filtros presentan un campo de aplicación específico. Teniendo en cuenta los modelos de las cargas no lineales que se mostraron en la figura 1.4., en los cuales se modelaban dichas cargas mediante fuentes de corriente o de tensión, es posible dibujar las topologías de filtrado mostradas en la figura 1.8. En la misma la carga no lineal tiende a imponer la corriente solicitada por la red (rectificador con inductor en el lado de continua), el uso de un filtro en paralelo será la mejor opción posible. La correcta sintonización del filtro paralelo, el cual puede estar constituido por varias células de filtrado, permitirá que los armónicos seleccionados circulen mayoritariamente a través del mismo. La inserción del filtro paralelo disminuirá la impedancia que presenta la red a las frecuencias seleccionadas, con lo que mejorará la forma de onda de tensión en el PCC. La figura 1.8. (b) muestra una topología de filtrado basada en un filtro serie, la cual es idónea para cargas no lineales que tienden a mantener constante la tensión en su punto de conexión a la red (rectificador con un gran condensador en el lado de continua). La correcta sintonización del filtro serie aumentará la impedancia de la línea para las frecuencias

seleccionadas, con lo que los armónicos de corriente a dichas frecuencias se verán fuertemente atenuados. La inserción del filtro serie aumentará la impedancia de la línea aguas abajo del PCC, lo cual mejorará la forma de onda de tensión en dicho punto.

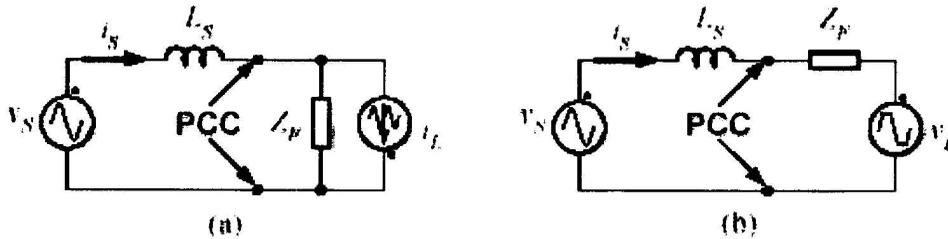


Figura 1.8. Circuito equivalente por fase de conexión del filtro de armónicos. a) Conexión paralelo. b) Conexión serie.

### 1.8.1. Filtros Activos

Los filtros activos son circuitos electrónicos especiales que analizan continuamente la corriente de carga y generan una corriente de compensación que resulta igual a la diferencia entre la corriente de carga y la corriente de frecuencia fundamental. Esta diferencia, que es la suma de las corrientes armónicas defasadas en  $180^\circ$ , se inyecta a la carga de modo que la resultante no contenga componentes armónicos. Los filtros activos presentan excelentes prestaciones en el acondicionamiento de tensiones y corrientes. Mediante estos sistemas, no sólo se consigue reducir las perturbaciones armónicas de la red con un elevado ancho de banda y gran velocidad de respuesta, sino que también es posible actuar sobre las componentes de tensión y corriente de frecuencia fundamental, ofreciendo prestaciones adicionales como son el equilibrado de las fases y la compensación precisa de la potencia reactiva.

### 1.8.2. Filtros Pasivos

Los filtros pasivos, como su nombre indica, están contruidos mediante la asociación de inductancias y capacidades, calculadas para la eliminación de armónicos concretos. Los filtros activos, en cambio, están contruidos por uno o varios inversores, normalmente de tensión (VSI), controlados. Las configuraciones más comunes:

**Sintonizado simple:** Es el más sencillo, consiste en un banco de condensadores conectados en serie con un inductor. Ambos se sintonizan a la frecuencia que se

desea atenuar. Se debe considerar que se usan para eliminar solamente una armónica determinada.

Pasa alto de 2<sup>do</sup> orden: Es el más común de los filtros que presenta una característica amortiguada. La conexión de una resistencia en paralelo con el inductor le da un comportamiento amortiguado para un amplio rango de frecuencias. Estos filtros también tienen una frecuencia de sintonía, y se usan para eliminar un amplio rango de armónicas.

Los filtros pasivos de armónicos de corriente, aunque no consiguen resultados óptimos, son una solución simple y económica. Su utilización debe ir acompañada de un estudio pormenorizado de la instalación, y no se puede garantizar su efectividad ante condiciones cambiantes en la red o ante envejecimientos. En algunos casos particulares, la instalación de filtros pasivos puede llegar a ocasionar graves problemas en la red.

### 1.8.3. Filtros Mixtos

Los filtros mixtos, están formados por la asociación de filtros pasivos y activos. Los filtros de potencia, pueden estar formados por un único filtro o por la combinación de varios. En una combinación de filtro serie – paralelo cada bloque, a su vez, puede estar formado por la asociación de distintos filtros. Además, se pueden conectar filtros activos o pasivos en cada caso, dando lugar a múltiples combinaciones.

En las figuras 1.9., 1.10., 1.11. y 1.12. se presentan algunas de las combinaciones posibles.

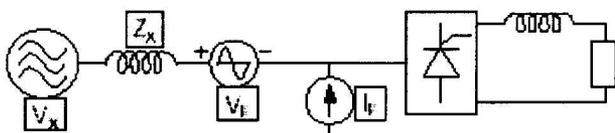


Figura 1.9. Combinación de filtros activos serie y paralelo.

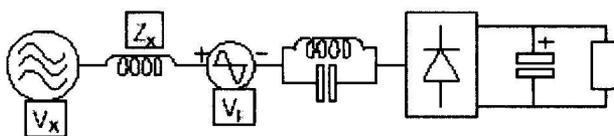


Figura 1.10. Filtros serie formados por la combinación de dos filtros activo y pasivo.

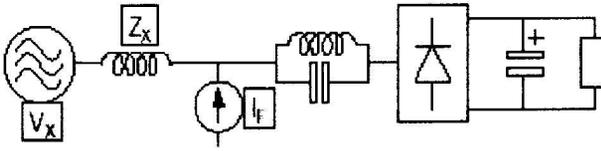


Figura 1.11. Filtro activo paralelo, combinado con un filtro pasivo serie.

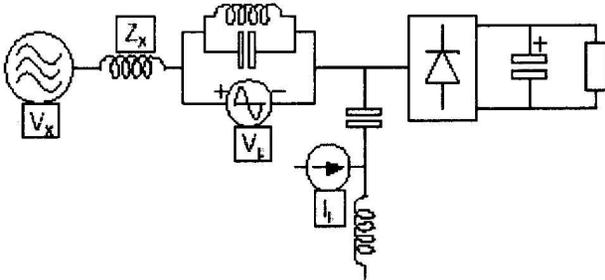


Figura 1.12. Combinación de filtros serie y paralelo activos y pasivos.

La combinación de filtros activos y pasivos permite reducir el tamaño, y por lo tanto el coste de los filtros activos manteniendo las ventajas que presentan estos últimos frente a los filtros pasivos. En general las aplicaciones de las distintas estructuras son las siguientes:

Filtros serie:

- a) Reducción de armónicos de tensión en la carga.
- b) Regulación de la tensión.
- c) Reducción del Flicker y los microcortes de tensión.

Filtros Paralelo:

- a) Reducción de los armónicos de corriente.
- b) Compensación del factor de potencia.
- c) Reducción de la corriente por el neutro.

#### 1.8.4. Filtros de Protección

Los filtros de protección son usados en redes de distribución que tienen un alto nivel de distorsión armónica, cuando el objetivo final es la compensación del factor de

potencia a la frecuencia fundamental. Su propósito es impedir las sobrecargas por corrientes armónicas en el capacitor, desviándolas hacia la red.

Los filtros de protección se realizan mediante la conexión de inductancias antirresonantes en serie con los capacitores, y se diseñan de forma que el filtro presente una elevada impedancia para todas las frecuencias armónicas indeseables. Para las frecuencias menores a la frecuencia de resonancia del conjunto capacitor-inductor, el mismo se comporta como un capacitor que mejora el factor de potencia, de tal forma que la frecuencia de sintonización de cada filtro se ajusta a un valor entre la frecuencia fundamental y la frecuencia del menor armónico presente en la red, el que generalmente es el 5º armónico, consiguiéndose además una leve atenuación en el nivel de distorsión armónica de la onda de tensión resultante. Hay que considerar que la conexión de una inductancia en serie con un capacitor de potencia hace que la tensión de trabajo del capacitor sea mayor que la tensión de la red. A causa de ello, deben estar diseñados para trabajar a tensiones mayores que los capacitores normales.

Por lo tanto, la elección del punto de sintonización del filtro, es un compromiso entre la cantidad de armónicos rechazados por el filtro y el incremento de tensión producido en el capacitor a la frecuencia fundamental.

Además hay que tener en cuenta que la potencia reactiva proporcionada por el filtro a la frecuencia fundamental es diferente a la que proporcionaría el capacitor sin el inductor. En la práctica, la inductancia que normalmente se elige es aquella que su impedancia es el 7% de la impedancia del capacitor al que protege. Esto nos dará una frecuencia de sintonización, por ejemplo a 50 Hz, de 189 Hz. Evidentemente puede sintonizarse a otras frecuencias si el caso lo requiere.

Tanto estos filtros como los del próximo apartado, generalmente deben ser diseñados caso por caso, e incluyen aparatos de maniobra y protección, como fusibles de alta capacidad de ruptura para la protección en caso de cortocircuito y la colocación de sensores térmicos en los núcleos de las reactancias para la protección térmica del filtro.

### 1.8.5. Filtros de Absorción de Armónicos

Estos filtros se usan cuando el principal objetivo es la reducción de la distorsión armónica presente en la instalación, generalmente están formados por un conjunto de una o varias etapas filtrantes serie inductancia-capacitor (con un resistor para ajustar el factor de calidad), sintonizadas en el entorno de las frecuencias características que se desean eliminar, comenzando por la menor de las mismas, y sin omitir ninguna frecuencia característica intermedia (caso contrario, la misma se amplificaría).

Ya que la mayor parte de las corrientes armónicas van a ser derivadas por cada filtro respectivo, los mismos deben diseñarse térmicamente para poder soportarlas. Asimismo, las tolerancias de los elementos constitutivos son muy estrictas, pues la frecuencia de sintonía real debe coincidir con la prevista en la etapa de diseño. A menudo, los capacitores y los reactores constitutivos se suministran con "taps", para poder realizar un ajuste fino de las frecuencias de sintonía del filtro.

Asimismo también hay que tener en cuenta que la impedancia de los filtros es capacitiva por debajo de su frecuencia de sintonización. Por ello, en la práctica los filtros están sintonizados a frecuencias ligeramente inferiores al armónico a filtrar, para contribuir en parte a la compensación del factor de potencia a la frecuencia fundamental.

Las armónicas de bajo orden poseen en general mayores amplitudes, y exigen por lo tanto filtros de baja impedancia para frecuencias en el entorno de estas frecuencias armónicas. En general, es más barato utilizar un filtro sintonizado cada una de esas armónicas en lugar de utilizar solamente un filtro de banda ancha.

Por el contrario, como los armónicos de mayor frecuencia suelen tener una amplitud reducida, es habitual que se disponga un sólo filtro de banda ancha para todos los armónicos de orden superior.

Si bien los filtros proporcionan potencia reactiva a la frecuencia fundamental, esta potencia generalmente no es suficiente para la compensación del factor de potencia de la instalación, por lo que el filtro de absorción debe ser complementado con un banco de capacitores a la potencia requerida.

La instalación de los filtros produce una modificación importante en la topología del sistema eléctrico de alimentación. Por esta razón, el diseño de los filtros de absorción debe ser realizado mediante un cuidadoso análisis y un estudio del sistema completo en todas las situaciones operativas. La eficacia de cualquier instalación de filtros depende del rendimiento reactivo del filtro, la exactitud de su sintonización y la impedancia de la red en el punto de conexión.

#### **1.8.6. Filtros de Rechazo**

El objetivo del filtro de rechazo es impedir la resonancia paralela entre el transformador y el condensador y evitar la sobrecarga de armónicos en las baterías de condensadores. El filtro está compuesto por varias ramas LC con una configuración y una curva de respuesta determinada para dicho tipo de filtro. El mismo puede formarse con tantas ramas como sean necesarias para compensar la energía reactiva de la instalación. La frecuencia de resonancia suele escogerse entre 180 y 210 Hz y dependiendo de esta se genera una determinada sobre tensión en los condensadores que suelen estar entre un 5% y un 7.5%.

#### **1.9. Conclusiones del Capítulo**

El número de cargas no lineales conectadas a la red aumenta día a día de forma considerable. Para reducir los armónicos generados por estas cargas y propagados por la red eléctrica, es necesario colocar filtros entre la carga o cargas perturbadoras y la red. Los tipos de filtros a colocar dependen del tipo de cargas no lineales.

Los filtros activos permiten reducir diversos tipos de perturbaciones, sin embargo, para una topología de filtro concreta, sus prestaciones dependen del tipo de perturbación y de diversos parámetros de diseño.

La combinación de varios filtros activos, o activos y pasivos permite mejorar las prestaciones compensando distintos tipos de perturbaciones.

## **Capítulo 2: Selección y Modelación de Filtros para el Horno de Inducción**

### **2.1. Introducción al Capítulo**

### **2.2. Fuentes de Armónicos**

### **2.3. Metodología para la Evaluación de Armónicos**

### **2.4. Análisis de las Armónicas Generadas**

### **2.5. Aplicación de Métodos para la Reducción de Armónicos**

### **2.6. Conclusiones del Capítulo**

### **2.1. Introducción al Capítulo**

Existen muchas opciones para la atenuación de armónicos dentro del sistema de accionamiento o de forma externa. Todos tienen ventajas y desventajas e implicaciones en cuanto al coste. La mejor solución dependerá de la carga total, de la alimentación al emplazamiento y de la distorsión.

### **2.2. Fuentes de Armónicos**

En la red industrial existen varias fuentes generadoras y consumidoras de armónicos, las más notables:

Horno de Inducción 2

Horno de arco eléctrico 1

En el entorno de esta red existen otras cargas como motores y luminarias.

Características de estas cargas:

Principal fuente: horno de arco que aporta hasta el 50% de la contaminación armónica, en los casos del 5to y el 11no, se estiman valores en el orden del 30% de la fundamental.

Fuente secundaria: la constituye por su número el horno de inducción de los que pueden existir trabajando simultáneamente hasta cuatro y su contaminación se produce por los convertidores inherentes a su estructura que los convierten en generadores de hasta el 25% del total de la contaminación armónica.

Fuentes terciarias: motores y luminarias, constituyen tanto consumidores como generadores de armónicos, siendo responsables de la diseminación en la red por su distribución espacial y por el número de conmutaciones que asocian en su operación.

### 2.3. Metodología para la Evaluación de Armónicos

La evaluación de los armónicos identificados se realizó teniendo en cuenta la metodología que se muestra en la figura 2.1., basada en los límites de armónicos P519A/D6 enero de 1999 [2].

Esta metodología contiene los métodos normados de límites de armónicos y los criterios que permiten calificar y seleccionar las estrategias para la posterior estructuración de los métodos de reducción de la contaminación armónica y la evaluación de la calidad de la energía.

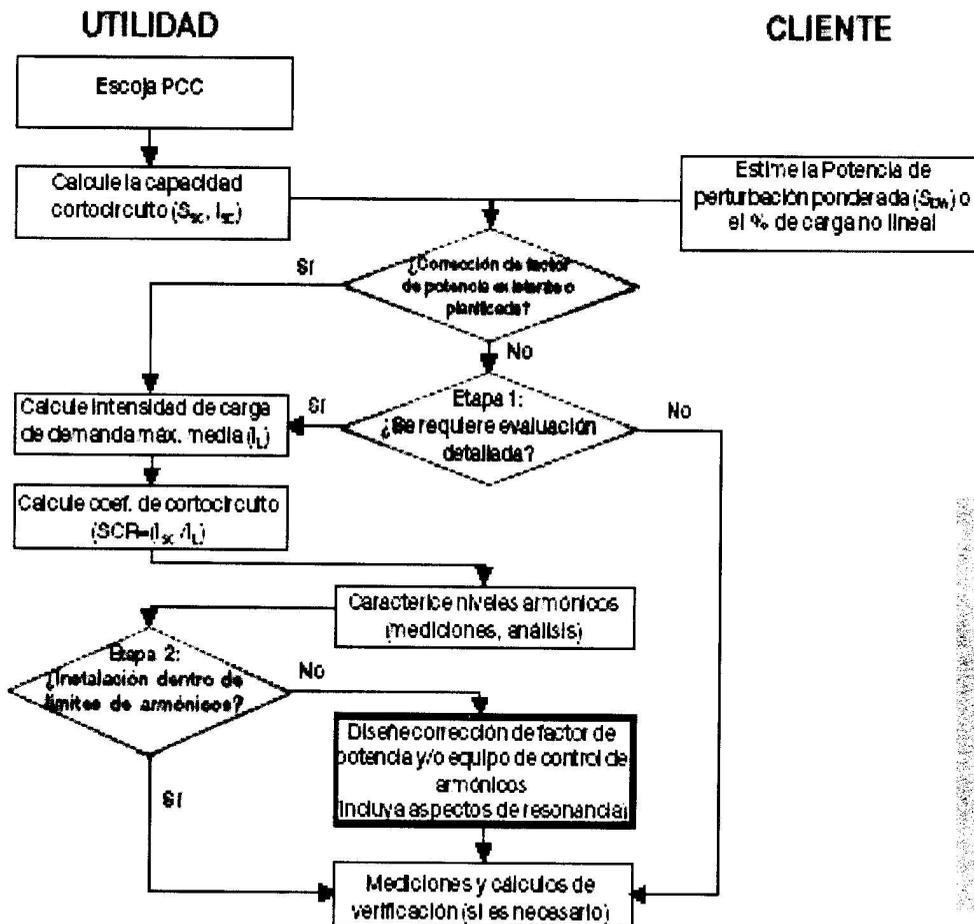


Figura 2.1. Evaluación de la distorsión de armónicos.

## 2.4. Análisis de armónicas generadas

En las tablas siguientes se comparan las distintas acciones internas con el sistema básico sin inductor. El contenido de armónicos se facilita con una carga del 100%. Los costes son válidos para convertidores pequeños. Para varios convertidores la solución de 12 pulsos es mucho más barata.

Rectificador de 6 pulsos sin inductor

Coste de fabricación del 100%

Componentes de intensidad de armónicos típicos.

Fundamental	5°	7°	11°	13°	17°	19°
100%	63%	54%	10%	6,1%	6,7%	4,8%

Rectificador de 6 pulsos con inductor

Coste de fabricación del 120%. Reactancia de CA y CC añadida

Componentes de intensidad de armónicos típicos.

Fundamental	5°	7°	11°	13°	17°	19°
100%	30%	12%	8,9%	5,6%	4,4%	4,1%

Rectificador de 12 pulsos con transformador polycon

Coste de fabricación del 200%

Componentes de intensidad de armónicos típicos.

Fundamental	5°	7°	11°	13°	17°	19°
100%	11%	5,8%	6,2%	4,7%	1,7%	1,4%

Rectificador de 12 pulsos con transformador de bobinado doble

Coste de fabricación del 210%

Componentes de intensidad de armónicos típicos.

Fundamental	5°	7°	11°	13°	17°	19°
100%	3,6%	2,6%	7,5%	5,2%	1,2%	1,3%

Rectificador de 24 pulsos

Coste de fabricación del 250%. No es significativo si aún así se requiere frenado eléctrico.

Componentes de intensidad de armónicos típicos.

Fundamental	5 <sup>o</sup>	7 <sup>o</sup>	11 <sup>o</sup>	13 <sup>o</sup>	17 <sup>o</sup>	19 <sup>o</sup>
100%	2,6%	3,4%	3,0%	0,1%	2,1%	2,2%

Rectificador de IGBT activo

Coste de fabricación del 250%

Componentes de intensidad de armónicos típicos.

Fundamental	5 <sup>o</sup>	7 <sup>o</sup>	11 <sup>o</sup>	13 <sup>o</sup>	17 <sup>o</sup>	19 <sup>o</sup>
100%	4,0%	2,7%	1,0%	0,7%	1,4%	1,4%

### 2.4.1. Características del Horno de Inducción

El horno, a los efectos de las mediciones, demuestra comportarse como un generador, que puede pensarse para su análisis como una fuente de corriente armónica que incorpora los armónicos 5to, 7mo, 11vo, 13vo, 17vo y 19vo, aunque fundamentalmente el 5to y el 11no, con secuencia positiva y el 7mo con secuencia negativa, aportan contenidos significativos a la distorsión armónica.

Capacidad de colada .....	1000 Kg
Temperatura de colada .....	1650 -1700°C
Frecuencia	
Circuito de alimentación del convertidor .....	60 Hz
Circuito del inductor .....	1310 Hz
Tensión	
Tensión del circuito de alimentación .....	440 V
Tensión del circuito de mando .....	220 V
Tensión de salida del convertidor.....	1600 V
Tensión nominal de la batería de condensadores .....	2000 V
Tiempo de colada .....	Máx. 1.5 horas.
Potencia del convertidor .....	568 kW
Potencia nominal reactiva de la batería de condensadores.....	9000 kVar
Corriente nominal .....	313 A
Peso del horno .....	5.5 ton

### 2.4.2. Modelo del Nodo

Utilizando la descripción funcional, que corresponde al horno de inducción junto a los elementos mencionados en el epígrafe 2.3 y otras fuentes representadas en el lenguaje de simulación MATLAB/Simulink podemos representar el nodo de la siguiente forma:

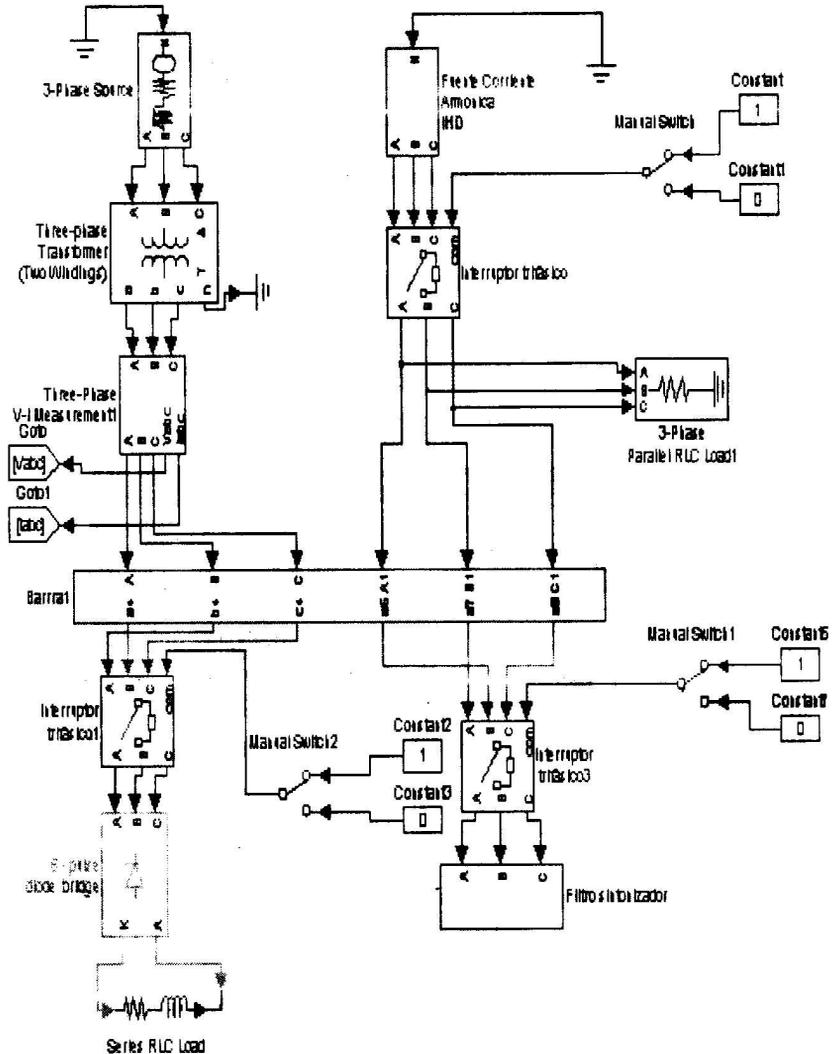


Figura 2.2. Modelo del horno de inducción.

Una representación más detallada como modelo del horno de inducción en sus dos variantes sería:

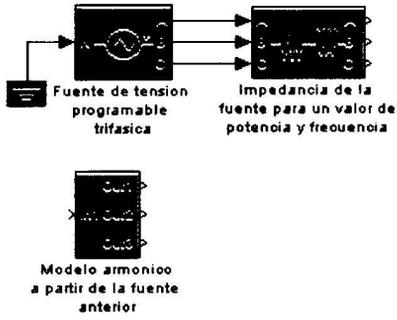


Figura 2.3. Modelo como fuente de tensión

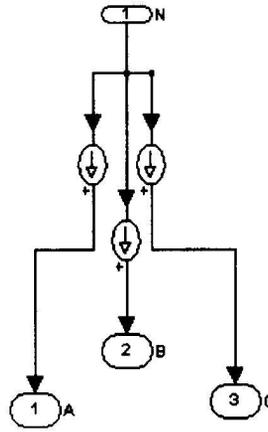
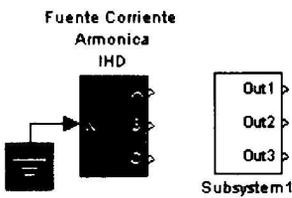


Figura 2.4. Modelo en fuente de corriente trifásica

## 2.5. Aplicación de Métodos para la Reducción de Armónicos

En los últimos años se han desarrollado distintas estructuras para la reducción de armónicos, de las mencionadas anteriormente [epígrafe 1.8]. La Figura 2.5 muestra los elementos del horno de inducción que son causantes de la generación de armónicos.

Los armónicos en intensidad dependen de la estructura del convertidor y los armónicos en tensión son los armónicos en intensidad, multiplicados por las impedancias de alimentación.

Las conexiones para las distintas soluciones de rectificadores se muestran en la Figura 2.6. El circuito rectificador más común en los accionamientos de CA trifásicos es un puente de diodos de 6 pulsos. Consta de seis rectificadores o diodos no

controlables y un inductor, que junto con un condensador de CC forman un filtro de paso bajo para filtrar la intensidad de CC. El inductor puede hallarse en la etapa de CC o CA o puede dejarse completamente en el exterior.

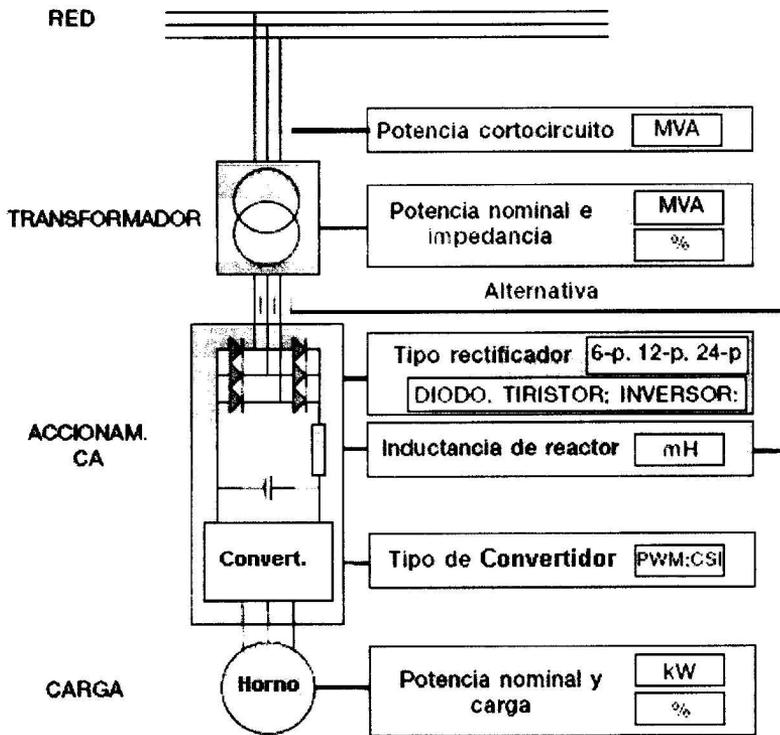


Figura 2.5. Características del sistema que afectan el contenido de armónicos.

El rectificador de 6 pulsos es sencillo y barato pero genera una gran cantidad de armónicos del orden bajo quinto, séptimo y undécimo, especialmente con una inductancia de filtrado reducido.

El modo de la intensidad se muestra en la Figura 2.6. Si la mayor parte de la carga consiste en convertidores con un rectificador de 6 pulsos, el transformador de alimentación tienen que sobredimensionarse y el cumplimiento de los requisitos en las normas puede llegar a complicarse. Suele ser necesario algún tipo de filtrado de armónicos.

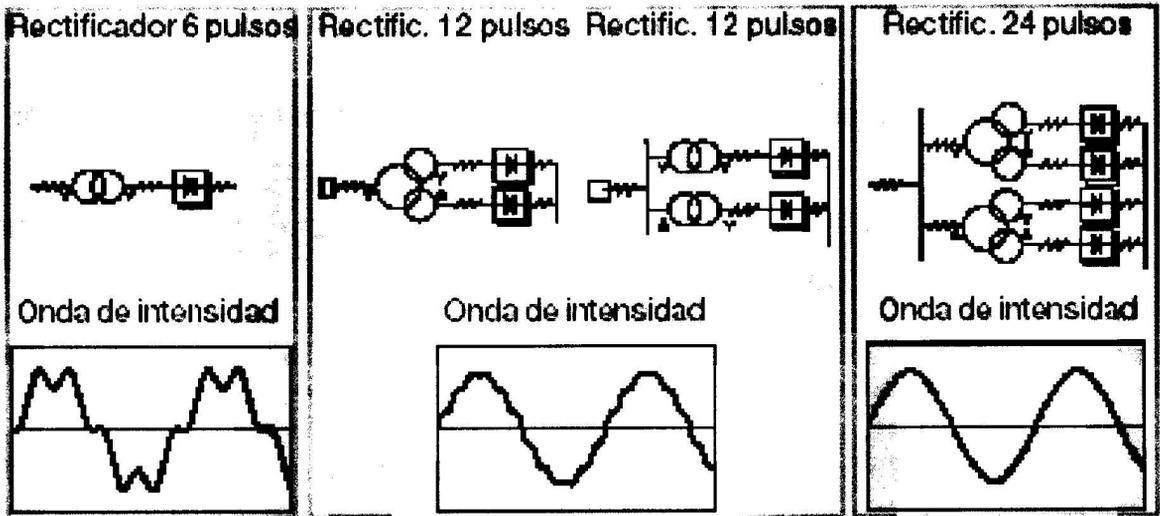


Figura 2.6. Armónicos en la intensidad de red con distintas estructuras de rectificadores

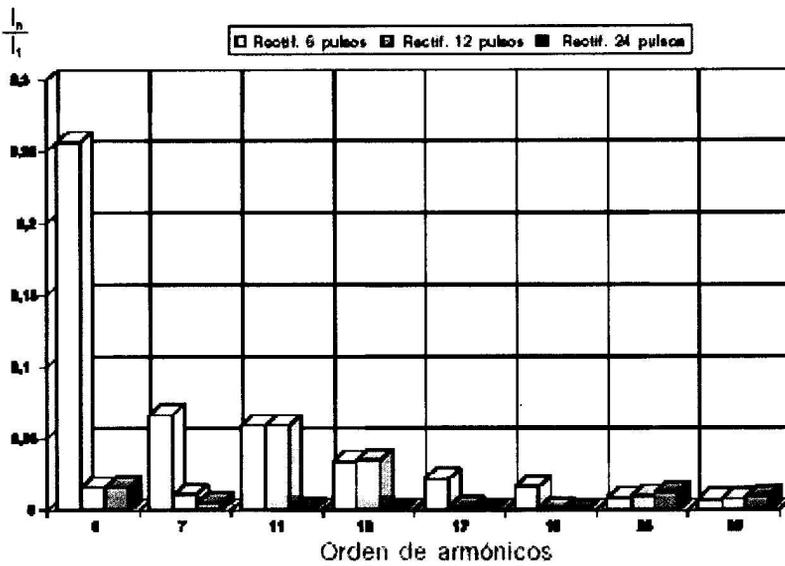


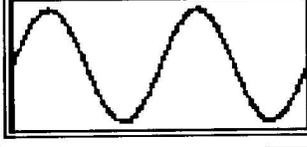
Figura 2.7. Componentes armónicos con distintos rectificadores

Las configuraciones estándar de bus de CC e inversor no permiten el cambio de polaridad de la tensión de CC y es más común conectar otro puente de tiristores antiparalelo respecto al primero, para permitir la inversión de la polaridad de la intensidad. En esta configuración el primer puente conduce en modo de rectificación y el otro en modo regenerativo.

Las ondas de intensidad de los rectificadores controlados por fase, son similares a las de los rectificadores de diodos de 6 pulsos, pero dado que absorben potencia con

un factor de potencia de desplazamiento alternante, el factor de potencia total con carga parcial es bastante bajo. El factor de potencia bajo provoca una intensidad aparente elevada y las intensidades de armónicos absolutas son más elevadas que las propias de un rectificador de diodos.

Además de estos problemas, los convertidores controlados por fase provocan interrupciones de conmutación en la onda de tensión de la utilidad. La posición angular de las interrupciones varía con el ángulo de disparo.

Tipo de alimentac.	TDH de intensidad (%)	TDH de tensión (%) RSC=20	TDH de tensión (%) RSC=100	Onda de intensidad
Rectificador de 6 pulsos	30	10	2	
Rectificador de 12 pulsos	10	6	1,2	
Unidad de alimentación IGBT	4	8	1.8	

**Distorsión en % de valores eficaces**

Figura 2.8. Distorsión de distintos tipos de unidades de alimentación. Los valores pueden variar según el caso.

La introducción de un puente rectificador, formado por componentes autoconmutadas, aporta diversas ventajas y oportunidades en comparación con los conmutados por fase. Al igual que un rectificador conmutado por fase, este equipo permite la rectificación y la regeneración, pero posibilita el control del nivel de tensión de CC y el factor de potencia de desplazamiento de forma separada, con independencia de la dirección del flujo de potencia.

Las principales ventajas son:

- Función segura en caso de desaparición de la alimentación de red.
- Elevada dinámica del control del convertidor incluso en el rango de debilitamiento de campo.

### 2.5.1. Empleo de un Puente de IGBT

- Posibilidad de generar potencia reactiva e incluso compensar intensidades de armónicos de cargas paralelas.

- Intensidad de alimentación casi sinusoidal con un bajo contenido en armónicos.

Un IGBT tiene armónicos muy bajos a frecuencias menores, pero son bastante más elevados a frecuencias más altas.

- Capacidad de sobrepasar de tensión. En caso de tensión de alimentación baja, la tensión de CC puede incrementarse para mantener la tensión del motor a un nivel mayor que la tensión de alimentación.

El inconveniente principal es el elevado coste del puente de IGBT y el filtrado extra requerido.

### 2.5.2. Otros Métodos de Reducción de Armónicos

El filtrado es un método para la reducción de armónicos en una planta industrial, cuando se ha aumentado gradualmente la distorsión por armónicos o como una solución total en una nueva planta. Hay dos métodos básicos: filtros activos y pasivos.

El principio de un filtro pasivo de rama ajustada se muestra en la figura 2.9. Para sistemas que suministran principalmente una carga industrial probablemente sea el quinto armónico. Este tipo consta de un inductor en serie, con un banco de condensadores y la mejor ubicación para el filtro pasivo es cerca de las cargas generadoras de armónicos.

El principio de este filtro se muestra en la figura 2.9. Tiene varias ramas ajustadas a dos o más componentes armónicos que deberían ser las frecuencias de armónicos significativas menores en el sistema. El filtro múltiple tiene mejor absorción de armónicos que el sistema de una rama.

#### *Filtro Pasivo de Múltiples Ramas Ajustadas*

Desajuste - Una sola frecuencia de ajuste.

Armónicos absorbidos por encima de la frecuencia ajustada.

Posible amplificación de armónicos por debajo de ésta.

Reducción de armónicos limitada por KVAR y la red.

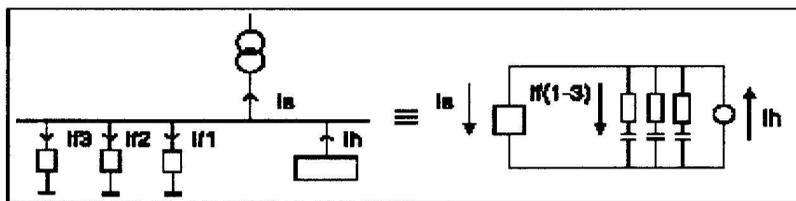


Figura 2.9. Filtro pasivo de una sola rama ajustada

Los filtros pasivos de múltiples ramas se suelen emplear en grandes instalaciones de accionamientos de CC, en las que un transformador dedicado, alimenta a toda la instalación. Un filtro pasivo ajustado introduce nuevas resonancias que pueden provocar problemas por armónicos adicionales. Las nuevas tecnologías de electrónica de potencia brindan productos que pueden controlar la distorsión por armónicos con control activo.

Estos filtros activos, véase la figura 2.10, proporcionan compensación para los componentes armónicos en el sistema de utilidad basada en la generación de armónicos existente en cualquier momento.

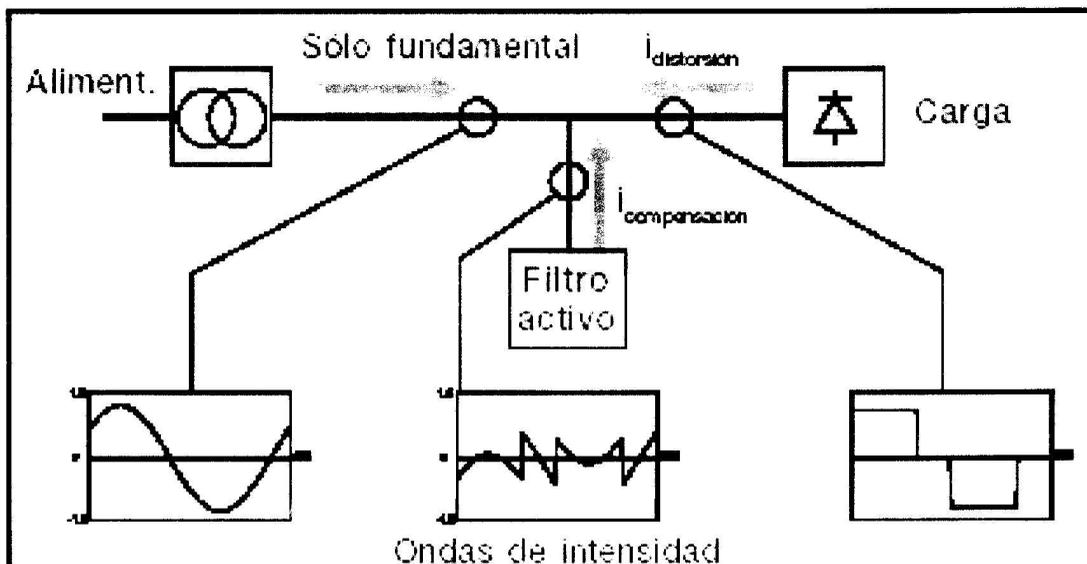


Figura 2.10. Diagrama del principio del filtro activo externo

El filtro activo compensa los armónicos generados por cargas no lineales, generando los mismos componentes armónicos en la fase opuesta, como se muestra en la Figura 2.11. Los filtros activos externos son los más adecuados para varios convertidores pequeños. Son relativamente caros en comparación con otros métodos.

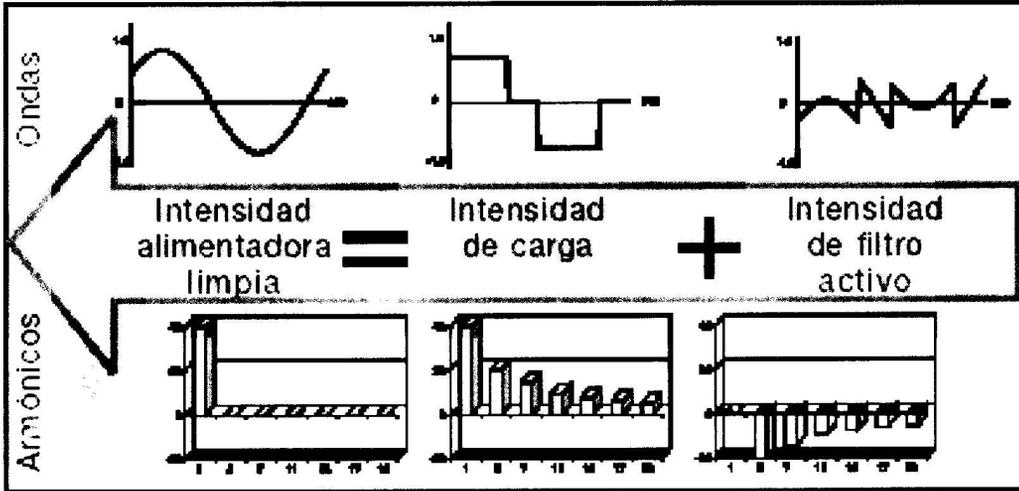


Figura 2.11. Ondas y armónicos del filtro activo externo.

### Estructura de un APF. Diagrama de bloques

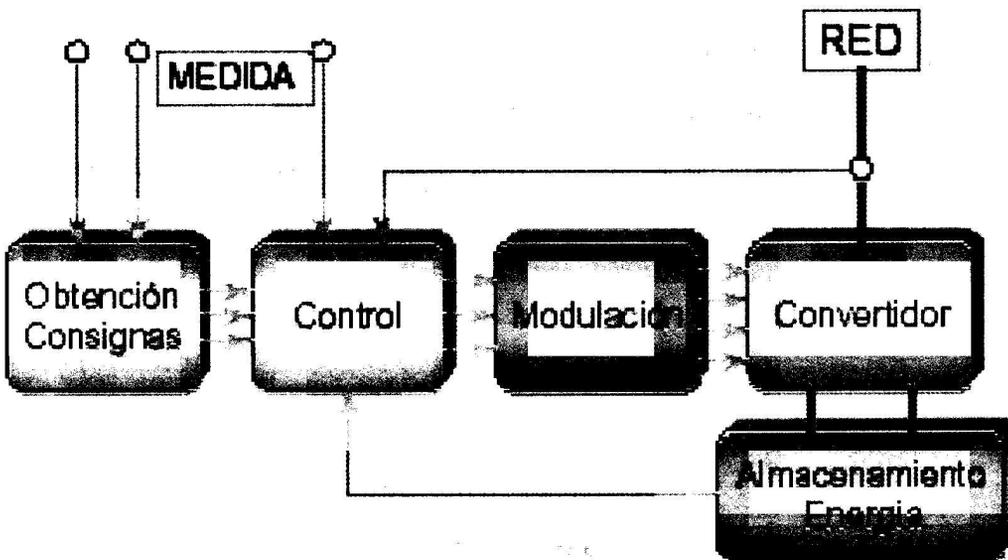


Figura 2.12. Diagrama de bloques de un APF

El bloque de obtención de Consignas es el encargado de separar la componente fundamental, de la corriente que absorbe la carga de los armónicos presentes en esta corriente. Estos armónicos son los que forman la consigna aplicada al control del APF. El bloque de control debe actuar sobre el convertidor para que las corrientes que absorbe el filtro (armónicos) coincidan con las consignas anteriores.

La función del bloque de modulación es la de transformar unas señales de tensión, variables en amplitud, procedentes del control en los tiempos de encendido y apagado de cada uno de los interruptores del VSI.

En ciertos casos, dependiendo del tipo de control utilizado los bloques de control y modulación no son separables (Por ejemplo, cuando se utiliza un control de corriente por banda de histéresis).

A pesar que la potencia media consumida por un APF, en un período de red, debe ser nula, salvo pérdidas, es necesario un elemento que almacene energía, ya que la potencia instantánea no será nula.

Una de las características de los filtros activos del tipo VSI, es la utilización de un bus de DC para el almacenamiento temporal de energía. Si se debe conectar este filtro directamente a la red (sin utilizar transformador de acoplamiento), la tensión del bus de continua debe ser superior a la tensión de pico de la red; por lo tanto los interruptores (usualmente IGBT) deben soportar tensiones elevadas. La utilización de convertidores multinivel reduce la tensión máxima que deben soportar estos interruptores y añade algunas ventajas como son la reducción del rizado y una respuesta temporal más rápida.

La combinación de filtros activos y pasivos permite reducir el tamaño, y por lo tanto el coste de los filtros activos, manteniendo las ventajas que presentan estos últimos frente a los filtros pasivos.

Como se señaló en el Capítulo I, las aplicaciones fundamentales de las distintas estructuras son las siguientes:

Filtros serie:

a) Reducción de armónicos de tensión en la carga

Filtros Paralelo:

a) Reducción de los armónicos de corriente

Un APF se compone en general por un convertidor, normalmente un inversor de tensión (VSI), un bloque de control y un sistema de medida de los parámetros de red. Además, el APF puede contar con transformadores y o bobinas para su conexión a la red. En la figura 2.13 se muestra un bloque básico de un APF paralelo.

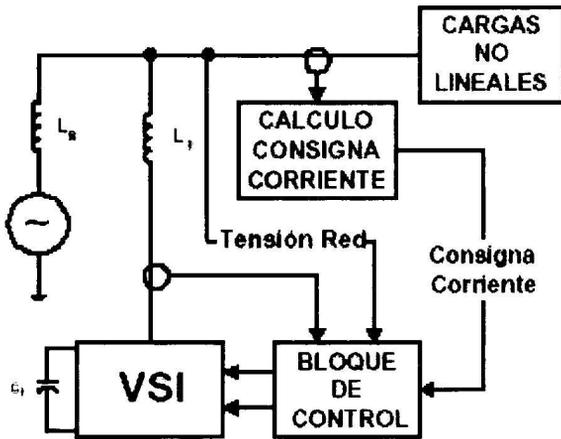


Figura 2.13. Diagrama de bloques de un APLC paralelo.

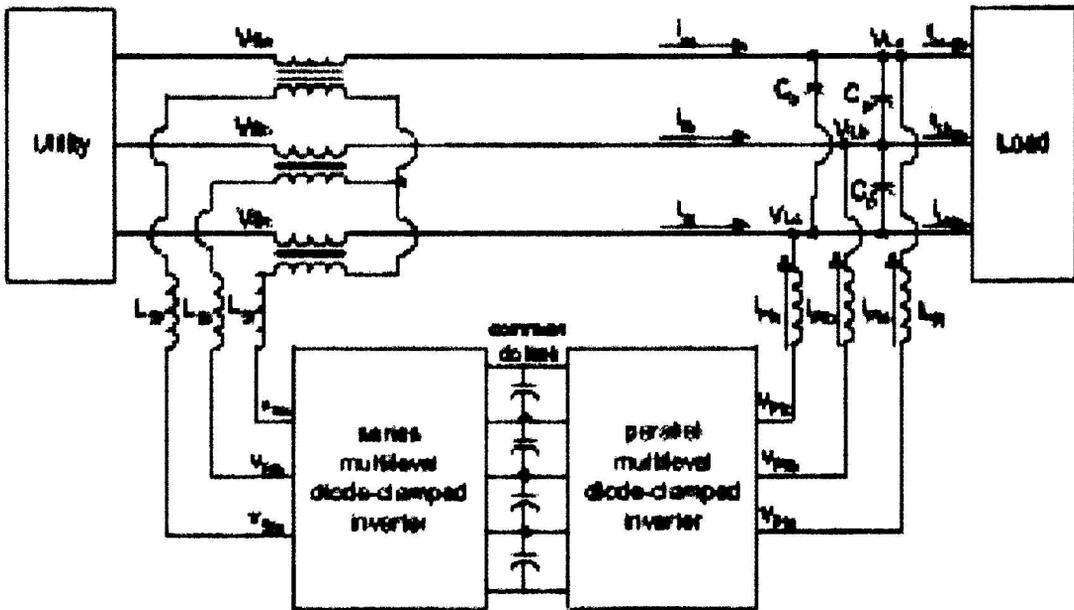


Figura 2.14. Ejemplo de la estructura de potencia de un filtro activo combinado serie - paralelo

### Compensador estático de VARs

Un compensador estático de vars se emplea para compensar potencia reactiva, usando un control de la magnitud del voltaje en un bus particular de un sistema eléctrico de potencia.

Anteriormente los condensadores síncronos, los cuales eran capacitores o inductores conmutados mecánicamente y reactores saturados, habían sido aplicados al control del voltaje del sistema.

Después de los años 60, los reactores controlados por tiristores (TCR), consistentes de capacitores fijos o tiristores conmutando capacitores han sido utilizados para inyectar o absorber potencia reactiva.

El TCR inyecta diferentes armónicas dependiendo del ángulo de disparo (3a, 5a, 7a, 9a). Algunas armónicas (múltiplos de tres) se pueden eliminar si se tiene un TCR trifásico conectado en delta. La figura muestra el modelo de un TCR monofásico.

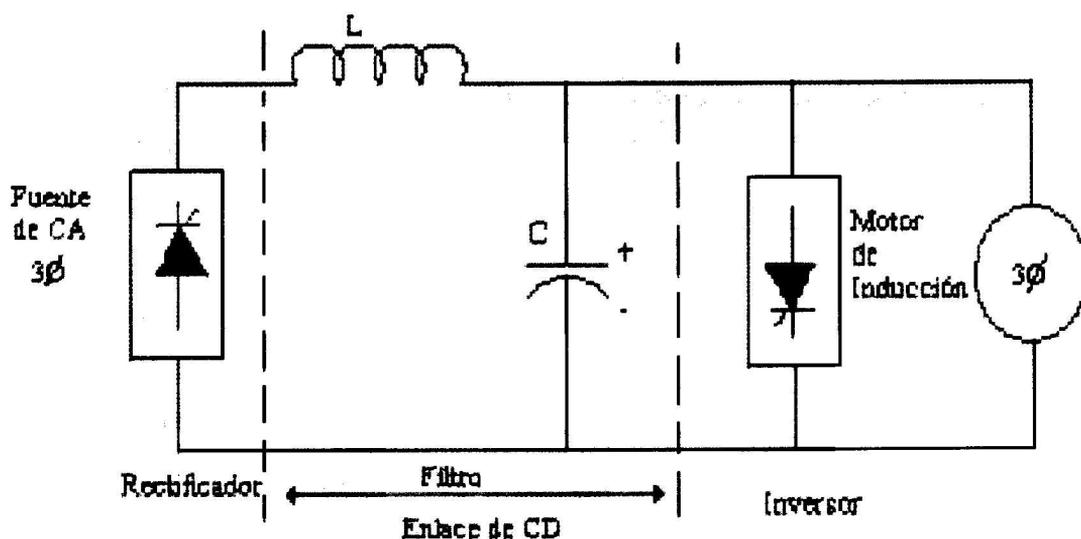


Figura 2.15. Modelo de un TCR monofásico.

Este convertidor siempre irá acompañado de un sistema de control, que garantice que la corriente realmente inyectada en la red sigue fielmente las señales aportadas como referencia.

Desde un punto de vista ideal, el conjunto formado por el convertidor más el controlador de corriente, debería comportarse como una fuente lineal capaz de inyectar en todo momento las corrientes de compensación que se le aporten como referencia. Lógicamente, debido a las características intrínsecas del convertidor y del

controlador, este comportamiento será inalcanzable, y sólo existirá un determinado rango de operación en el cual la respuesta del sistema podrá ser considerada como lineal.

Para minimizar la amplitud de este rizado de corriente, sería deseable que la frecuencia de conmutación del convertidor fuese lo más elevada posible. En algunas aplicaciones, para minimizar el estrés en los transistores, se recurre al uso de convertidores con topologías avanzadas. En este grupo se encuentran los convertidores multinivel, los convertidores en cascada, o las estructuras resonantes.

Independientemente del tipo de convertidor utilizado, en la salida del mismo siempre existirá una etapa de filtrado pasivo cuyo objetivo será “*cortocircuitar*” las corrientes de alta frecuencia, evitando así, que estas corrientes sean inyectadas en la red.

En este punto, la frecuencia de conmutación del convertidor vuelve a ser importante, ya que es conveniente que la frecuencia de sintonización de este filtro pasivo esté muy por encima de la máxima frecuencia que puedan presentar las corrientes de referencia que se aportan al convertidor.

Como quedará justificado en este Capítulo, y suponiendo igualdad de condiciones para los diferentes casos, la capacidad de inyección de corriente del convertidor depende de la topología utilizada en el mismo. Generalmente, aquellas topologías con menor capacidad de inyección de corriente presentan en contrapartida un sistema más simple de control para el inversor, mientras que las topologías con mayor capacidad de inyección de corriente necesitan un sistema de control más sofisticado. Esta dicotomía entre prestaciones y simplicidad en el control, hace que no todos los fabricantes de filtros activos utilicen la misma topología en el diseño del convertidor estático.

### **2.5.3. Propuesta de Solución Activa**

El convertidor estático de un SAPF enlaza con la red de potencia mediante elementos reactivos. Así mismo, el convertidor acumula energía en su lado de continua mediante otro elemento reactivo. La correcta elección de los valores y parámetros de trabajo de dichos elementos reactivos condicionará en gran medida la

respuesta estática y dinámica del sistema resultante, determinando finalmente el ancho de banda de la hipotética fuente de corriente [30].

El sistema utilizado para el control de la corriente inyectada por el convertidor es una cuestión determinista de las prestaciones finales del SAPF. En un SAPF, la velocidad de respuesta en el seguimiento de las corrientes de referencia, es crucial, lo cual hace intuir que los controladores no lineales que trabajan directamente sobre la corriente inyectada presentarán mejores prestaciones en este sentido, sin embargo, esta velocidad en la respuesta del controlador puede dar lugar a que el convertidor estático se encuentre conmutando bajo condiciones no óptimas, lo cual se traducirá en un incremento excesivo de las pérdidas de conmutación. Así mismo, es posible que aparezcan secuencias de conmutación que no puedan ser generadas debido a las limitaciones dinámicas de los transistores. La priorización de la respuesta dinámica del SAPF frente a una correcta secuencia de conmutación en el convertidor, también puede llevar asociada una pérdida en el control del rizado de corriente inyectada por el convertidor, tanto de su amplitud, como de su frecuencia.

Teniendo en cuenta que dicho rizado no puede ser inyectado en la red, el diseño del filtro pasivo del lado de alterna del convertidor resultará más complicado e ineficiente cuando las conmutaciones del convertidor no sean apropiadamente secuenciadas. Por tanto, sobre todo en aplicaciones de gran potencia, es necesario adoptar un sistema de control que asegure, no sólo una correcta inyección de corriente inyectada, si no que además, el convertidor estático se encuentre trabajando en unas condiciones idóneas.

### *Topología del convertidor estático*

De manera general, el convertidor estático de un SAPF se puede implementar mediante un inversor en fuente de tensión (VSI – *Voltage Source Inverter*), o un inversor en fuente de corriente (CSI – *Current Source Inverter*). En la Figura 4.16. se muestra la estructura de ambos inversores para sistemas trifásicos de tres hilos. En esta figura, también se ha representado el filtro pasivo destinado a la atenuación de las componentes de alta frecuencia a la salida del inversor. El inversor en fuente de corriente resulta ser más robusto, aunque también es más caro de implementar [32], el inversor en fuente de tensión presenta menores pérdidas y es más económico . En

este trabajo se utilizará un convertidor en fuente de tensión, lo que concuerda con la tendencia existente en la mayoría de los equipos disponibles comercialmente [14].

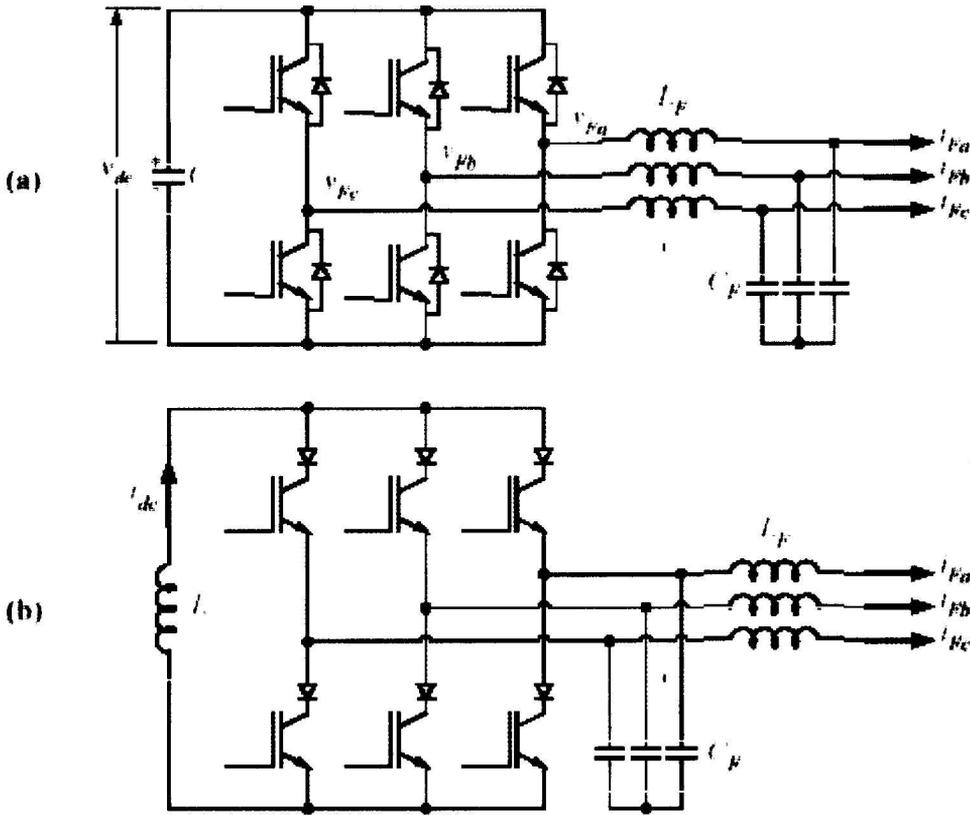


Figura 2.16. Convertidor estático de SAPF para redes trifásicas de tres hilos.

(a) Inversor en fuente de corriente (CSI)

(b) Inversor en fuente de tensión (VSI)

El inversor mostrado en la Figura 4.16. recibe el nombre de “inversor de tres ramas en puente completo” (TLFB – *Three-Leg Full-Bridge*) y su aplicación en el filtrado activo de corriente en redes trifásicas de tres hilos fue presentada por Akagi en 1984 [14], convirtiéndose en un clásico dentro de este tipo de aplicaciones, y apareciendo multitud de nuevas aportaciones desde entonces[27],[34]. Mediante el inversor TLFB resulta imposible inyectar corrientes homopolares en la red, utilizándose para acondicionar las corrientes consumidas por cargas trifásicas sin neutro. En un inversor TLFB, para optimizar el control sobre la corriente inyectada en la red, es importante que las tensiones de secuencia positiva y negativa sintetizadas a la salida del mismo puedan llegar a alcanzar el máximo valor posible.

Existen multitud de trabajos que estudian diferentes técnicas de modulación del inversor TLFB con el objetivo de conseguir el máximo aprovechamiento de la tensión de su bus de continua, y a su vez, obtener unas secuencias de conmutación óptimas en el mismo. En este sentido, la "modulación vectorial" se ha erigido como una técnica de modulación avanzada que consigue resultados óptimos en ambos aspectos. Sin embargo, la implementación convencional de esta técnica de modulación implica la utilización de un potente procesador de señal, y el consumo de un elevado tiempo de cálculo.

En sistemas trifásicos de cuatro hilos, de media y baja potencia, es habitual la existencia de cargas monofásicas conectadas entre fase y neutro. En estos casos, se hace necesaria la utilización de otras topologías en el convertidor estático del SAPF que permitan la inyección de corrientes de secuencia homopolar en la red. La solución más simple en este caso consiste en la topología mostrada en la Figura 4.17. Este inversor recibe el nombre de "inversor de tres ramas con condensador repartido" (TLSC – *Three-Leg Split-Capacitor*).

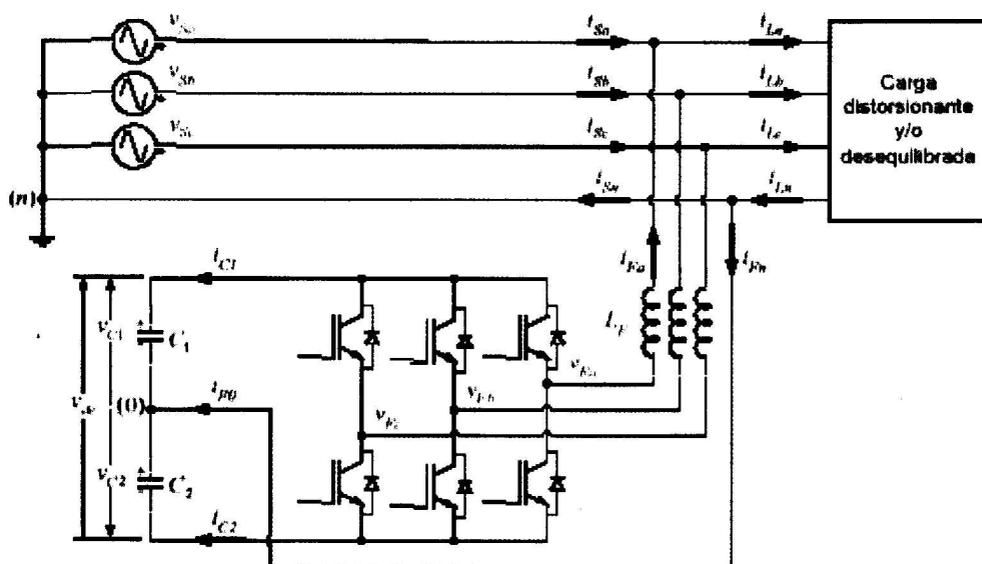


Figura 2.17. Estructura de un SAPF con un inversor TLSC.

En el inversor TLSC, al estar conectado el neutro de la carga con el punto intermedio de su bus de continua, las tres ramas del mismo trabajan de manera independiente; es decir, la tensión de salida de cada rama depende únicamente del estado de conmutación de sus dos transistores. Esta simplicidad en el control de la tensión de

salida es la principal ventaja que ofrece el inversor TLSC, lo cual ha animado a los fabricantes de equipos a utilizarlo en filtros activos para redes de cuatro hilos de media y baja potencia. Sin embargo, esta topología presenta ciertas limitaciones e inconvenientes. La primera limitación consiste en que, cuando se están sintetizando tensiones de salida de secuencia únicamente positiva y negativa, sin secuencia homopolar, el inversor TLSC no aprovecha completamente la tensión del bus de continua.

Otra limitación de esta topología consiste en que, en un momento dado, la máxima amplitud de la tensión de secuencia homopolar generable en la salida, no es independiente de la amplitud de tensión de secuencia positiva y negativa que se esté suministrando en ese momento; ya que ambas componentes de tensión deben ser sintetizadas por las tres únicas ramas del inversor.

En el inversor TLSC existe un problema que puede llegar a complicar su control, y hace que los condensadores del bus de continua deban ser sobredimensionados. Este problema estriba en el hecho de que la totalidad de la corriente de secuencia homopolar que es inyectada por las tres ramas del filtro debe retornar por el punto intermedio del bus de continua del mismo, nodo '0'. La inyección de corriente en este nodo da lugar a la aparición de desequilibrio en el reparto de la tensión total del bus entre cada uno de los condensadores que componen el mismo, lo cual provoca que las ramas del inversor dejen de funcionar de manera simétrica, esto es, el valor absoluto de tensión de salida de las ramas será diferente.

La técnica de modulación utilizada en el inversor TLSC para la inyección de esta corriente es una modulación estándar por anchura de pulsos (SPWM – *Standard Pulse Width Modulation*), con una frecuencia de conmutación de 20kHz, y para la regulación de esta corriente se ha utilizado un sistema de control lineal.

Ahora, manteniendo las mismas condiciones de red, de bus de continua, de frecuencia de conmutación y de inductancia de acoplo, se utilizará el inversor de cuatro ramas en puente completo, FLFB, para inyectar las mismas corrientes que en el caso anterior. Para inyectar estas corrientes, la técnica de modulación utilizada en el inversor FLFB es una modulación vectorial tridimensional (3D-SVM – *Three*

*Dimensional Space-Vector Modulation*). Así mismo, para la regulación de la corriente inyectada se ha utilizado un control lineal.

Hay que indicar que la independencia existente entre las componentes de tensión generables con secuencia positiva y negativa, y con de secuencia homopolar, no se mantiene indefinidamente, existiendo un momento en el que dichas componentes de tensión comienzan a ser dependientes.

En tales circunstancias, toda esa corriente de secuencia homopolar debería estar circulando por la cuarta rama del inversor, haciendo que los transistores de dicha rama tuviesen que presentar excelentes prestaciones.

La utilización de una determinada topología en aplicaciones de filtrado activo vendrá determinada, no sólo por las prestaciones intrínsecas del propio convertidor, sino también por la facilidad de su control en este tipo de aplicaciones. En este sentido, la topología de tres ramas y condensador partido, TLSC, resulta fácilmente aplicable, por lo que se propondrá una modificación de la misma a modo de solventar los inconvenientes asociados con el desequilibrio en las tensiones de los condensadores de su bus de continua.

### *Controlador de corriente*

El controlador de corriente del SAPF tiene por objetivo conseguir que las corrientes de salida del inversor sigan fielmente a las referencias aportadas al mismo.

Con independencia de la técnica de control elegida, y suponiendo que no existe ningún tipo de filtro pasivo para las componentes de alta frecuencia, la corriente inyectada en la red presentará un rizado superpuesto. Dicho rizado de corriente resulta de la conmutación de las ramas del inversor, y sus parámetros característicos son su frecuencia y su amplitud. En los filtros activos en derivación, ambos parámetros son contrapuestos, ya que, debido a la evolución temporal de la tensión de red, no existe ninguna técnica de control que permita mantener constantes la frecuencia y la amplitud del rizado de corriente de manera simultánea. Mantener constante la frecuencia del rizado de la corriente, o lo que es lo mismo, mantener constante la frecuencia de conmutación, se traducirá en una mayor sencillez a la hora de sintonizar el pequeño filtro pasivo de la salida del inversor, y se minimizará el problema de las resonancias que pudieran aparecer. Si se mantiene constante la

amplitud del rizado, las corrientes inyectadas tendrán una apariencia más uniforme, aunque es posible que aparezcan secuencias de conmutación que no puedan ser convenientemente ejecutadas debido a las limitaciones impuestas por los tiempos de muertos de los transistores.

Los avances acontecidos en el campo de los procesadores digitales de señal (*DSP's*) han dado lugar a la aparición de diferentes técnicas en el control de la corriente inyectada por el convertidor estático. En [23],[24] se realiza una revisión general de estas técnicas para inversores trifásicos. Debido a la aleatoriedad en la forma de onda de la corriente que debe ser inyectada por el inversor, y a la influencia de las variaciones en las tensiones de red, no todas las técnicas de control citadas en las referencias anteriores son apropiadas para aplicaciones de filtrado activo. En se ofrece una comparación de algunas técnicas de control utilizadas en filtros activos. A modo de revisión, a continuación se detallan las técnicas de control de corriente que han demostrado mayor efectividad en aplicaciones prácticas de filtrado activo, describiendo en cada una de ellas sus principales características.

#### (A) Control lineal de corriente.

La versión convencional del control lineal de corriente utiliza una modulación PWM estándar del convertidor. En este control, la señal moduladora que se compara con la portadora triangular proviene de la salida de un regulador lineal, generalmente un regulador proporcional-integral. Una variante al método convencional consiste en modificar la moduladora original añadiéndole una señal de secuencia homopolar. Para inversores en puente completo, esta variante del método convencional consigue extender el rango lineal del convertidor y permite disminuir las pérdidas de conmutación en el mismo. La elección de los parámetros del regulador es directa cuando se trabaja en tiempo continuo.. Este método de control presenta una excelente inmunidad al ruido, teniendo en cuenta que el limitado ancho de banda del regulador elimina las componentes de alta frecuencia de la señal de error de corriente. En sistemas continuos, la limitación del ancho de banda se debe a la restricción impuesta por la máxima pendiente de la señal moduladora, la cual no puede superar en ningún momento la pendiente de la portadora triangular. En sistemas discretos, esta limitación viene impuesta por la constante de tiempo de

actualización de consignas en el modulador. La limitación del ancho de banda del regulador lineal, implica errores significativos en el seguimiento de la señal de referencia de armónicos de orden elevado. Por tanto, en aplicaciones de filtrado activo, el retardo introducido por el modulador, y el efecto de la respuesta natural del regulador, hace que el control lineal de corriente no consiga unos resultados completamente satisfactorios en la compensación armónica de corrientes de red con alto grado de variabilidad.

### *Convertidor estático del filtro activo de potencia*

#### (B) Control predictivo de corriente

Este tipo de control predice, en cada período de modulación, y sobre la base del error actual y a los parámetros del sistema, el valor que debería de adoptar la tensión de salida del inversor para asegurar que la corriente inyectada alcance el valor de referencia.

Otro aspecto importante en este control es la influencia del filtro pasivo de alta frecuencia que está colocado a la salida del inversor, el cual debe ser tenido en cuenta en el modelo, dando lugar a un aumento adicional del tiempo de procesado.

#### (C) Control deslizante de corriente

El control en modo deslizante es un control de estructura variable, el cual selecciona el estado de conmutación adecuado en el inversor para guiar la trayectoria de las variables de estado hacia una superficie de conmutación predefinida.

La respuesta dinámica del sistema, restringida a esa superficie de control, representa el comportamiento del sistema controlado. En este tipo de control, básicamente se deben considerar tres pasos, que son: proponer la superficie de control, verificar la existencia de control en modo deslizante, y analizar la estabilidad del sistema en esa superficie. En filtros activos, la aplicación del control deslizante de corriente en tiempo continuo es una práctica habitual. La discretización del control soluciona este problema, dando como resultado una frecuencia de conmutación constante.

#### (D) Control por histéresis de corriente

El control por histéresis se ha utilizado extensamente en la regulación de corriente de convertidores estáticos, y concretamente, en el campo del filtrado activo de corriente, este controlador ya fue empleado en los primeros desarrollos [14]. En la versión

básica de este controlador, la corriente inyectada se compara con la corriente de referencia, y el error resultante se aplica a un comparador de histéresis de banda fija, obteniéndose así las señales de conmutación de los transistores para mantener el error en la corriente inyectada dentro de esta banda de histéresis [24].

La principal desventaja es que da lugar a una frecuencia de modulación variable en el inversor de potencia, lo cual complica el diseño del filtro pasivo de salida del mismo, y puede dar lugar a resonancias con la red. El control por histéresis se aplica fácilmente a inversores en los que las ramas de transistores trabajan de manera independiente, sin embargo en inversores en puente completo, la interacción entre las corrientes de las fases afecta de manera negativa en el funcionamiento de este controlador.

### *Procedimiento resumido de Modelación y Diseño del filtro activo (SAPF). Modelo de la etapa pasiva*

El siguiente procedimiento muestra la forma en la cual se determina el valor del filtro requerido para eliminar la armónica deseada.

Primeramente se calculará el valor de la impedancia:

$$Z = \frac{U}{I} \quad (2.1)$$

Con este valor se calcula la resistencia y reactancia de la línea.

$$R = Z * \cos \varphi \quad (2.2)$$

$$X = Z * \sin \varphi \quad (2.3)$$

Con el valor de la reactancia se determina la reactancia capacitiva del filtro para cada armónico:

$$X_{C_5} = (n)^2 * X_{L1} \quad (2.3)$$

$$X_{C_7} = (n)^2 * X_{L1} \quad (2.3.1)$$

$$X_{C_{11}} = (n)^2 * X_{L1} \quad (2.3.2)$$

$$X_{C_{13}} = (n)^2 * X_{L1} \quad (2.3.4)$$

Se calcula la capacitancia e inductancia a la que se va a sintonizar el filtro para la frecuencia fundamental y para cada armónico:

$$C = \frac{1}{2\pi * f * n * X_{Cn}} \quad (2.4.1)$$

$$L = \frac{X_{Ln}}{2\pi * fn} \quad (2.5.1)$$

A 60Hz la  $X_L$  se resta de  $X_C$ :

$$X_{FILTRO} = X_L - X_C \quad (2.6)$$

donde:

Z: Impedancia ( $\Omega$ ).

n: Orden del armónico.

$X_C$ : Reactancia capacitiva ( $\Omega$ ).

$X_L$ : Reactancia inductiva ( $\Omega$ ).

L: Inductancia (H).

C: Capacitancia (F).

$f_n$ : Frecuencia de cada uno de los armónicos.

F: Frecuencia fundamental.

Con los valores calculados se pasa al diseño y construcción de los filtros para la eliminación de armónicas:

### *Estructura y modelo de la etapa activa*

Se deriva a partir de las decisiones sobre:

- topología del convertidor para la cancelación de la tensión de los armónicos.
- conexión respecto a la carga, la línea y la naturaleza de ambas.
- número de hilos de conexión.
- frecuencia de conmutación.
- tipo y parámetros de regulación.

Luego, y a partir de los criterios anteriormente analizados, para los objetos de trabajo podemos plantear un TLSC con SPWM a 20 KHz y regulación lineal de corriente y como alternativa un FLFB ( Inversor de cuatro ramas en puente completo) y con variantes tanto VSI como CSI. El modelo en lenguaje de simulación se plantea en la figura 2.18. a continuación.

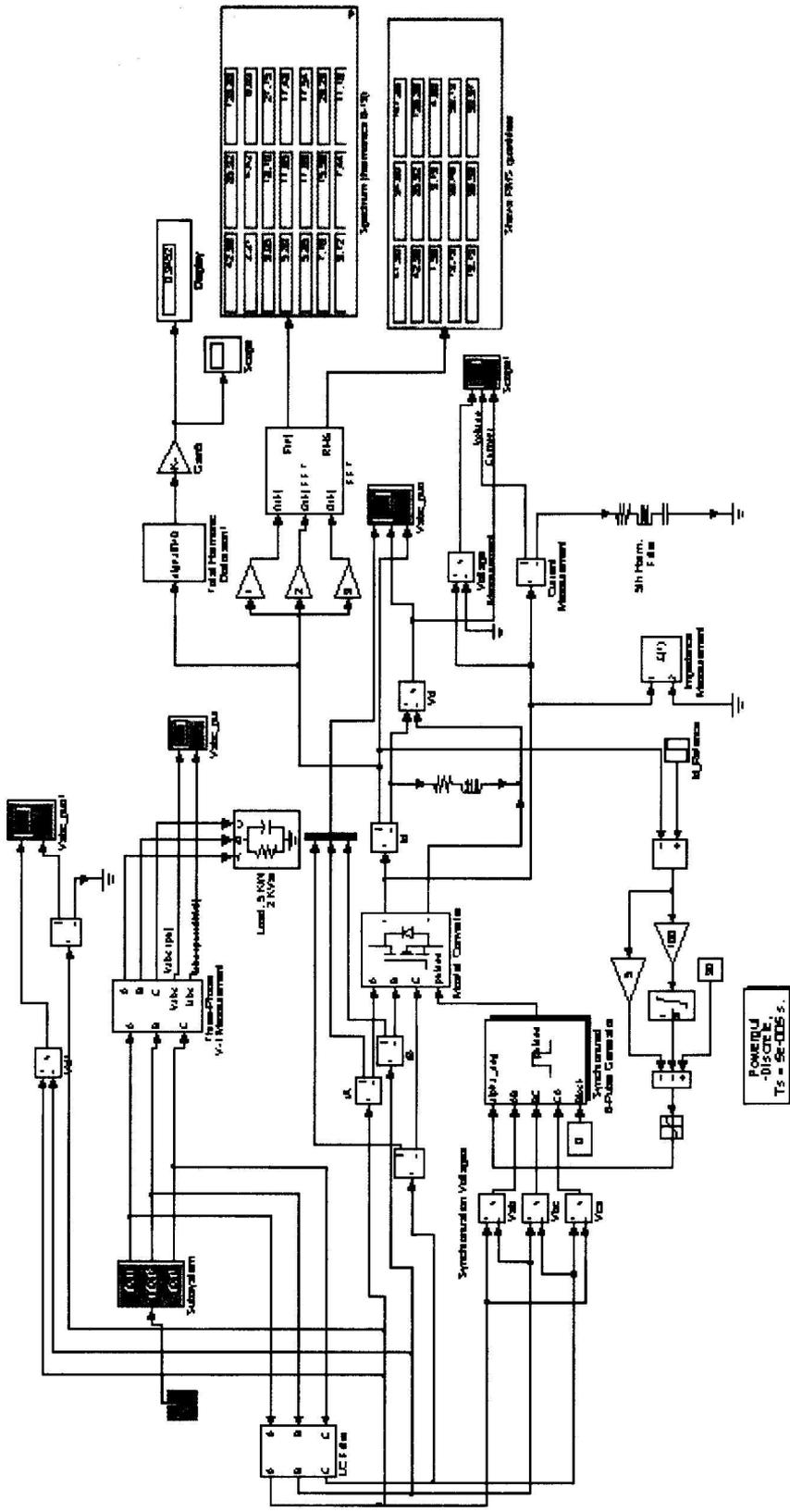


Figura 2.18. Modelo en lenguaje de simulación.

## 2.6. Conclusiones del Capítulo

Se han abordado las topologías más usuales del inversor estático de potencia que se utiliza en las aplicaciones de filtrado activo de corriente sobre redes trifásicas de tres y cuatro hilos, y se han revisado los principales métodos de control de la corriente inyectada por el mismo. y habida cuenta de las ventajas e inconvenientes de los inversores TLSC y FLFB, se propone el uso de una topología, la cual reporta una serie de ventajas que se expondrán a continuación.

El análisis detallado de la estructura del SAPF permite obtener un modelo promediado en espacio de estado, que resume el comportamiento de las diferentes topologías anteriormente citadas, y permite agilizar las tareas de simulación.

Basándose en las ecuaciones obtenidas en el modelo promediado, se presenta la estructura de un control lineal de la corriente inyectada por el mismo. El análisis de la evolución instantánea de la corriente en cada periodo de conmutación del inversor permite la obtención de un algoritmo para el control de corriente.

Además se anota que:

*i)* En un SAPF de cuatro hilos, el inversor TLSC presenta un control sencillo, ya que el hecho de tener el nodo intermedio del bus de continua conectado al neutro de la red, hace que las tres ramas del mismo trabajen de manera independiente. Esta sencillez en el control, equivalente al de tres inversores monofásicos, da lugar a que este inversor haya sido bien aceptado por fabricantes e investigadores. En este inversor, al no existir tensión de flotación, no se consigue un aprovechamiento óptimo de los recursos de tensión de dicho bus, lo cual, más que una desventaja, se debe considerar como una característica particular asociada con el hecho de que el inversor sólo disponga de tres ramas de transistores. Un inconveniente importante en el inversor TLSC consiste en el desequilibrio que se produce en el reparto de tensión entre los condensadores del bus de continua cuando dicho inversor inyecta corrientes de secuencia homopolar.

*ii)* El inversor FLSC es una extensión del TLSC, y dispone de una cuarta rama que inyecta corriente en el punto intermedio del bus de continua para controlar el desequilibrio de tensión en mismo. El control de este inversor es tan simple

como el del TLSC, ya que las ramas continúan trabajando de manera independiente, por lo que resulta factible el uso de un sistema de control de bajo coste (véase la modulación ZSS-PWM).

*iii)* El modelo promediado en espacio de estado del SAPF constituye una herramienta muy útil para la simulación de situaciones de larga duración, reduciendo muchísimo el coste de procesado. Este modelo generalizado recoge las tres topologías de inversor que se utilizan con más frecuencia en los SAPF's de cuatro hilos, permitiendo, además, la simulación de sistemas de tres hilos basados en el inversor TLFB.

## **Capítulo 3. Experimentación y Validación del Esquema de Filtrado**

### **3.1. Introducción al Capítulo**

### **3.2. Aportes Armónicos**

### **3.3. Experimentación con el Modelo Propuesto**

### **3.4. Validación**

### **3.5. Análisis Económico de la Variante Propuesta**

### **3.6. Conclusiones del Capítulo**

### **3.1. Introducción al Capítulo**

Partiendo de la recopilación teórico-metodológica de los capítulos anteriores se pueden aplicar las herramientas y modelos sugeridos, de forma que puedan someterse a criterio el alcance de los objetivos propuestos y evaluar los resultados alcanzados desde la modelación hasta el comportamiento simulado de la solución con filtro activo alcanzada.

### **3.2. Aportes Armónicos**

Las mayores contaminantes de armónicos en la Empresa Mecánica del Níquel son:

- ❖ Horno # 1 de inducción de alta frecuencia para la fundición de acero con capacidad 1 t.
- ❖ Horno # 2 para la fundición de acero capacidad 1 t.
- ❖ Horno # 3 de inducción de frecuencia industrial para la fundición de hierro capacidad 2,5 t.
- ❖ Horno # 4 de inducción de alta frecuencia para la fundición de bronce capacidad 430 Kg (actualmente fuera de servicio por el mal estado técnico del convertidor y el sector de fundición no ferrosa).
- ❖ Horno # 5 de inducción de frecuencia industrial para la fundición de aluminio capacidad 400 Kg. (actualmente fuera de servicio por el mal estado técnico del convertidor y el sector de fundición no ferrosa).
- ❖ Horno # 6 de inducción de 60 Kg. (actualmente fuera de servicio por el mal estado técnico del convertidor y el sector de fundición no ferrosa)

- ❖ Horno # 7 de arco eléctrico de 1.5 t.

Considerando el objetivo planteado para este trabajo, realizaremos el análisis para la reducción de armónicos en el horno de inducción # 1. Los resultados validados constituirían un patrón extensible a otros 2 hornos con características similares al caso de estudio y generalizables a otras fuentes contaminantes o distorsionadoras de la calidad de la energía.

Si determinamos el por ciento de armónicos que genera uno de ellos y cuantificamos la reducción que se lograría con el empleo de filtros, entonces se podrían tomar medidas con relación a los demás.

### 3.2.1. Caracterización del Horno de Inducción

El horno de inducción está conformado por las siguientes partes:

- ❖ Convertidor de frecuencia
- ❖ Inductor
- ❖ Batería de condensadores
- ❖ Armario de mando
- ❖ Sistema Hidráulico
- ❖ Contactores

Equipo: Horno de Inducción de Acero.

Modelo : NCT-1/0.5M4T. Código : 08-Hac-012.

<b>Convertidor</b>	<b>U/M</b>	<b>Simbología</b>	<b>Valor</b>
Potencia del generador.	kW	Pn	568
Tensión Nominal del circuito del generador.	V	Un	1600
Corriente Nominal del circuito del generador.	A	In	313
Frecuencia Nominal.	Hz	F	1310
<b>Inductor</b>	<b>U/M</b>	<b>Simbología</b>	<b>Valor</b>
Potencia consumida por el horno.	kW	P	500
Frecuencia en el circuito del inductor.	Hz	F	1310
Tensión nominal en el circuito del inductor.	V	Un	1765+180
Temperatura del metal.	C°	Tem	1600
Factor de potencia de deformación.		cosφ	0.068

Factor de potencia compensado.		$\cos\phi$	1
Productividad.	Tn/h		0.63
Consumo específico de potencia.	kWh/Tn	P	745
Tiempo de duración de una colada.	H	T	1.6
Capacidad del horno.	Tn	C	1
<b>Batería de condensadores</b>	<b>U/M</b>	<b>Simbología</b>	<b>Valor</b>
Potencia Reactiva instalada.	kVAr	Q	9000+- 900
Tensión Nominal.	V	Un	2000
Corriente Nominal.	A	In	3040+300
Frecuencia Nominal.	Hz.	F	1310
<b>Sistema de enfriamiento</b>	<b>U/M</b>	<b>Simbología</b>	<b>Valor</b>
Inductor.	M <sup>3</sup> /h		4.7
Banco de Condensadores.	M <sup>3</sup> /h		3.42
Convertidor.	M <sup>3</sup> /h		5.4
Cables de fuerza.	M <sup>3</sup> /h		0.72
Presión en las ramas del inductor.	0.8Kgf/cm <sup>2</sup>		0.8

Tabla 3.1. Características del horno de inducción.

### 3.2.2. Equipos y Planificación de Mediciones

La caracterización armónica del horno se obtiene a partir de un programa de mediciones organizado por secuencias tomadas a partir del trabajo con un analizador de redes. Dicho instrumento mide tres canales de tensión y registra simultáneamente todos los parámetros de calidad.

Permite capturar y registrar de manera temporizada la cantidad de datos programados con límites referidos a la precisión y memoria usada, así como el ciclo de descargas.

El tratamiento de datos se realiza en tiempo diferido, transfiriendo los datos del analizador a un fichero y programando el proceso posterior de datos. Esto permite obtener registros gráficos donde se puede tener una visión general de la evolución de cualquier magnitud eléctrica y permite también obtener tablas numéricas que muestran los valores en un determinado instante o intervalo de tiempo.

El tipo de conexión utilizada para el programa de mediciones con el analizador de redes sobre el horno de inducción #1 de la Empresa Mecánica del Níquel fue mediante una línea trifásica a 4 hilos. En la figura 3.1. se muestra la conexión utilizada para la realización de las mediciones en el estudio.

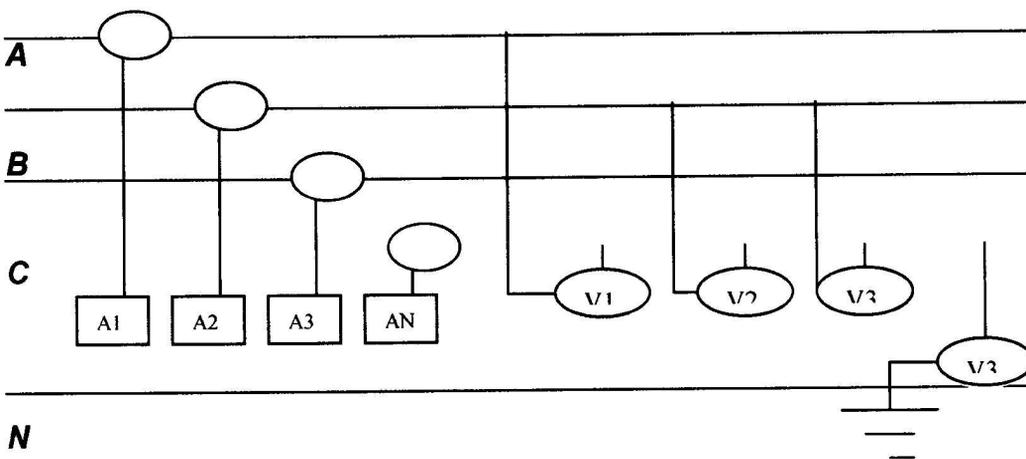


Figura 3.1. Esquema de conexión de línea trifásica a 4 hilos (con neutro desconectado).

### Conformación del programa de mediciones

El programa de mediciones se estructura para secuencias de 12 horas con muestras cada cinco minutos, debido al sistema de trabajo del objeto bajo estudio y a la densidad de datos requerida para lograr una aproximación aceptable entre el cálculo y las mediciones de la contaminación armónica total, a través del parámetro o variable de medición THD (Total Harmonic Distortion)

El número de armónicos se toma hasta el 15vo y con su importancia precalculada. Por último puede asignarse un proceso compartido y sumatorio estimado de la contaminación armónica total en la red y extenderse a criterios de compatibilidad electromagnética.

### Otros parámetros

- Potencia activa por fase,
- Potencia reactiva por fase,
- Corriente por fase,
- Tensión por fase
- Factor de potencia.

En la tabla 3.2., se pueden apreciar las distintas magnitudes sin la aplicación del filtro, donde muestra el efecto de los armónicos.

FASES	5 <sup>to</sup> armónico		7 <sup>mo</sup> armónico		11 <sup>no</sup> armónico	
	Corriente (A)	Voltaje (V)	Corriente (A)	Voltaje (V)	Corriente (A)	Voltaje (V)
A	89.89	5.69	50.97	5.77	31.21	4.92
B	88.52	6.30	51.05	5.90	30.70	5.16
C	87.18	5.93	51.36	5.85	28.85	4.79

Tabla 3.2. Mediciones sin proceso de filtrado.

Otros resultados muestras de las mediciones pueden ser consultados en el Anexo 2. En la siguiente gráfica se muestra el comportamiento de las ondas de corriente y tensión con la influencia de los armónicos, existe una deformación de estas ondas producto a la característica que presenta esta carga, donde tiene incorporado elementos no lineales inyectan armónicos a la red de suministro y provocan estas deformaciones que luego repercuten en otras cargas conectadas al sistema.

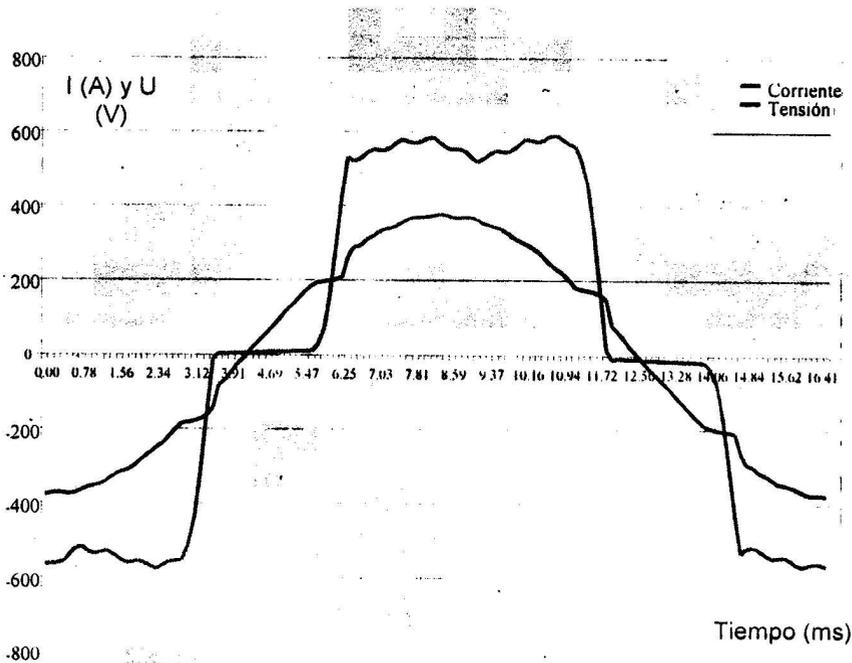


Figura 3.2. Gráfico de ondas de tensión y corriente con la influencia de los armónicos.

En el siguiente gráfico, están representados los armónicos de corriente, los mayores valores de corrientes armónicas corresponden al 5<sup>to</sup>, 7<sup>mo</sup>, 11<sup>no</sup> y 13<sup>vo</sup>, por lo que

trabajaremos en función de reducir los mismos, para que su efecto sobre el sistema sea menor.

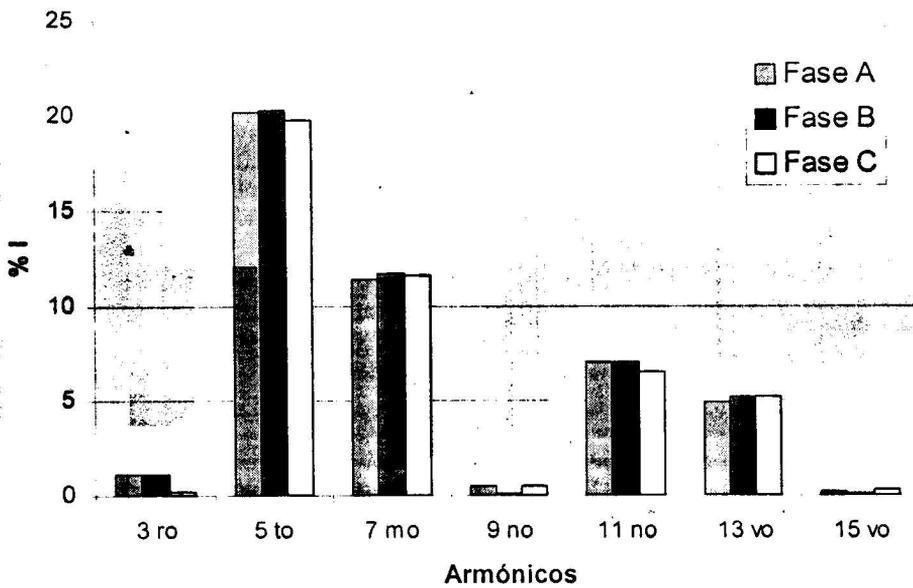


Figura 3.3. Gráfico de la influencia de armónicos de corriente.

En la tabla 3.2, se recogen distintas magnitudes donde se aprecia claramente la acción del filtro, este reduce la corriente y aumenta el voltaje provocando así que la potencia activa aumente.

Si comparamos los resultados obtenidos con lo que plantea la norma IEEE-519 con respecto a los valores de tensión admisibles para distintos tipos de niveles de tensión, nos percatamos que estos son insignificantes. En cuanto a los armónicos de corriente, se manifiesta mayor problema con la influencia del 5, 7, 11 y 13, debido a que son mayores los niveles de distorsión, esto trae como consecuencia pérdidas al sistema, por tal motivo debemos trabajar en este sentido para lograr una disminución de los mismos y por consiguiente mejorar la calidad de la energía.

### 3.3. Experimentación con el Modelo Propuesto

Cálculo de impedancia:

$$Z = \frac{266V}{445.2A} = 0.5975\Omega$$

$$R = 0.5975 * 0.96 = 0.5736\Omega$$

$$X = 0.5975 * 0.28 = 0.1673\Omega$$

Cálculo de reactancia capacitiva para cada armónico:

$$X_{c_5} = (5)^2 * 0.1673 = 4.1825\Omega$$

$$X_{c_7} = (7)^2 * 0.1673 = 8.1977\Omega$$

$$X_{c_{11}} = (11)^2 * 0.1673 = 20.2433\Omega$$

$$X_{c_{13}} = (13)^2 * 0.1673 = 28.2737\Omega$$

Cálculo de capacitancia e inductancia para sintonizar el filtro:

$$C = \frac{1}{2 * 3.14 * 60Hz * 0.1673\Omega} = 0.0158633F$$

$$L = \frac{0.1673\Omega}{2 * 3.14 * 60Hz} = 0.0004440H$$

Cálculo de capacitancia e inductancia para 300Hz (5<sup>to</sup> armónico):

$$L = \frac{0.1673\Omega}{2 * 3.14 * 300Hz} = 0.0000888H$$

$$C = \frac{1}{2 * 3.14 * 300Hz * 4.1825\Omega} = 0.0001269F$$

Cálculo de capacitancia e inductancia para 420Hz (7<sup>mo</sup> armónico):

$$L = \frac{0.1673\Omega}{2 * 3.14 * 420Hz} = 0.00006343H$$

$$C = \frac{1}{2 * 3.14 * 420Hz * 8.1977\Omega} = 0.00004625F$$

Cálculo de capacitancia e inductancia para 660Hz (11<sup>no</sup> armónico):

$$L = \frac{0.1673\Omega}{2 * 3.14 * 660Hz} = 0.00004036H$$

$$C = \frac{1}{2 * 3.14 * 660Hz * 20.2433\Omega} = 0.00001192F$$

Cálculo de capacitancia e inductancia para 780Hz (13<sup>vo</sup> armónico):

$$L = \frac{0.1673\Omega}{2 * 3.14 * 780Hz} = 0.00003415H$$

$$C = \frac{1}{2 * 3.14 * 780Hz * 28.2737\Omega} = 0.00000722F$$

### 3.3.1. Parametrización del Modelo

Para la utilización de los modelos realizados en el capítulo 2, ya citado, deben incorporarse los siguientes parámetros:

- Método numérico: ode23tf para posibles singularidades y ode45 para modelos suaves
- Tiempo mínimo de Simulación: 5 s
- Salidas simples: Scope, Displays
- Salidas compuestas: Display multiarmónicos, Medidor de distorsión armónica total

### 3.3.2. Corridas de Simulación

Las corridas de simulación fueron montadas en el software profesional Matlab 6.5. Para el diseño se utilizaron las librerías de la SymPower Systems que contienen modelos de equipos y dispositivos eléctricos como generadores, transformadores, líneas, máquinas asincrónicas y dispositivos de electrónica de potencia y la librería de "Simulink" que contiene bloques relacionados con el tratamiento y visualización de señales como multiplexores, demultiplexores, selectores de señal, "displays", "scopes", etc.

Los modelos compuestos en el capítulo 2 de este trabajo permiten ejecutar varias corridas distribuidas en la siguiente forma:

- Corridas según el tipo de fuente (corriente armónica, tensión).
- Corridas según el tipo o magnitud de la carga (impedancia o activa).
- Corridas según el tipo de inversor (PWM AC-DC-AC, AC-AC, de tres hilos, de cuatro hilos, con VSI, con CSI).

- Corridas según la composición y posición de la etapa pasiva (simple f, múltiple f, entrada, salida, paralelo, serie, en cascada, factor de mérito).
- Corridas según la sintonía (contenido y número de armónicos a tener en cuenta).

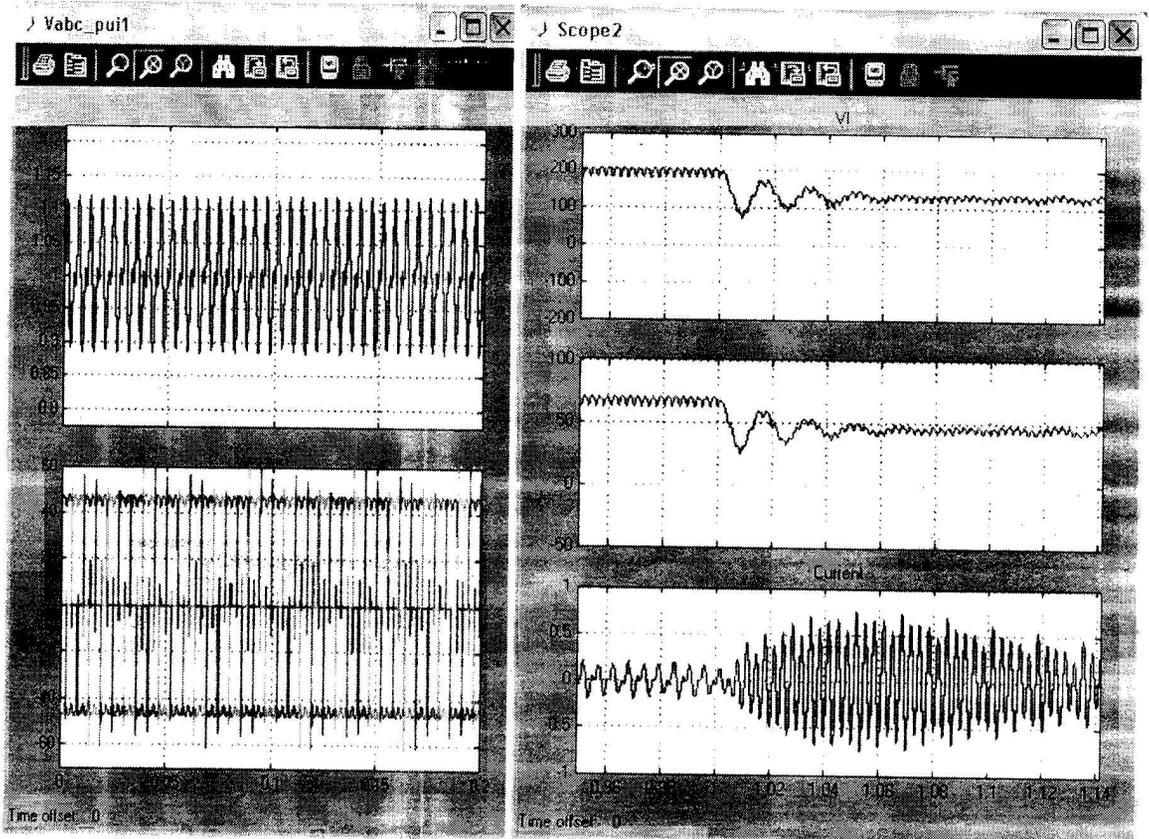


Figura 3.4a. solución en corriente de salida, corriente filtrada y formas de tensión para los modelos.

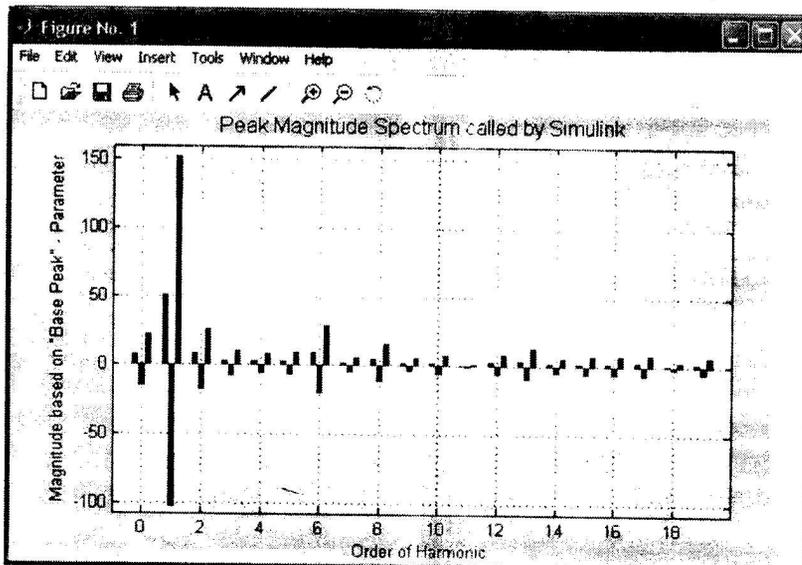


Figura 3.4b. Distribución de amplitudes armónicas.

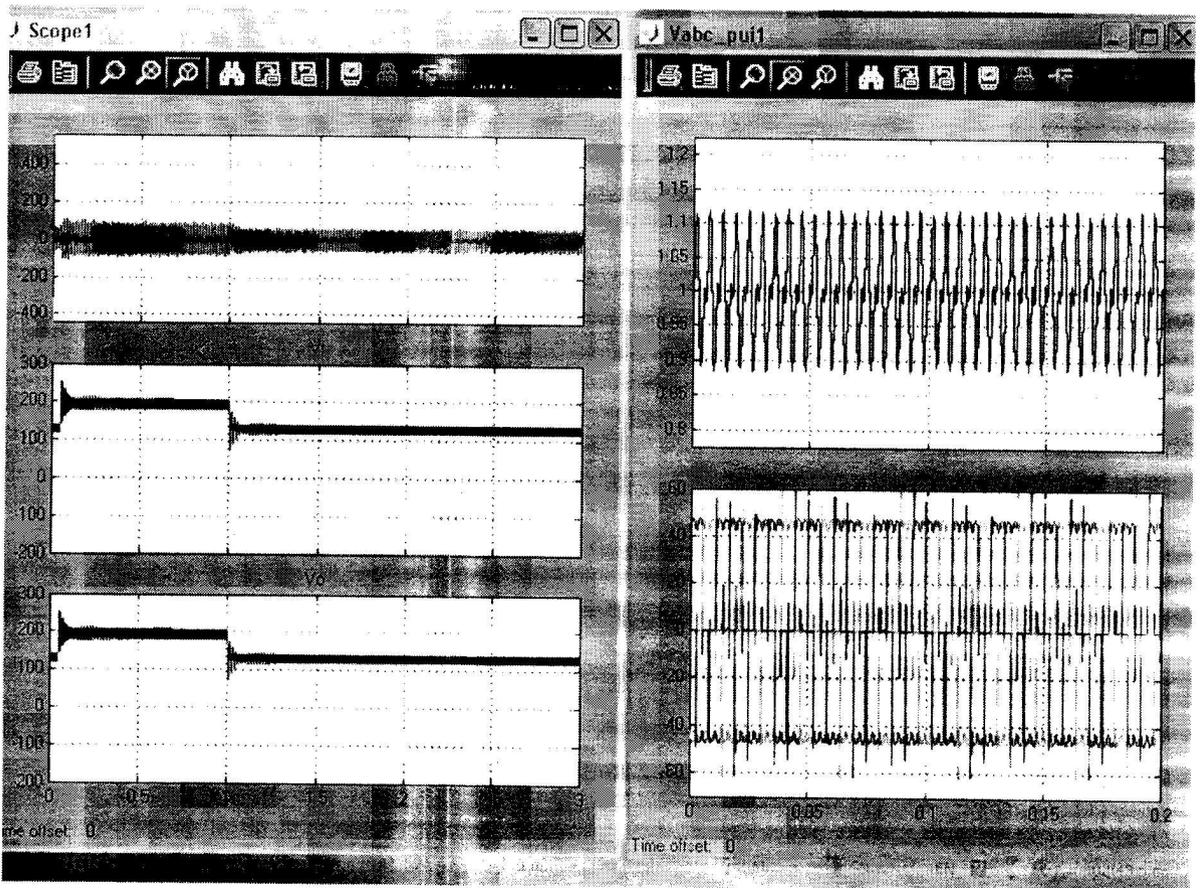


Figura 3.5. solución en corriente de salida, corriente filtrada y formas de tensión para los modelos.

### 3.4. Validación

Las variantes planteadas se comprueban tanto por su compatibilidad con otros trabajos precedentes o las referencias bibliográficas.

Las figuras anteriores (3.4. y 3.5.) nos muestran la forma que se obtiene de la solución en corriente de salida, corriente filtrada y formas de tensión para los modelos y experimentos diseñados y en el anexo 4 pueden verse variantes grafo-numéricas más explícitas y analíticas.

Estos resultados nos permiten hacer válido el trabajo de la solución obtenida, es decir, notar las ventajas de la solución activa sobre la pasiva y además entre las diferentes sintonías o parametrizaciones propuestas y que pueden continuarse en función de optimizar y hacer dinámicos los conjuntos de parámetros y en

consecuencias soluciones para el trabajo con el objeto de aplicación, el horno de inducción.

### 3.4.1. Comentarios sobre Variantes de Simulación

Se consideran estables las tres variantes propuestas de modelo:

- PWM AC-DC-AC.
- Fuente trifásica armónica de corriente.
- Fuente trifásica armónica de tensión.

En el primer caso se hace necesario cambiar el método numérico pues se introducen singularidades y en la segunda variante se hacen menos linealizables las mediciones.

### 3.4.2. Comparación de las Corridas

Las corridas sucesivas con parámetros de carga, de contaminación armónica a partir de la fuente y de sintonía del filtro por etapas constituyen la base de las comparaciones que nos permitieron llegar a los resultados que relacionamos como sigue:

- . La ubicación de una etapa LC multifase a la entrada contribuye a la contaminación armónica.
- . Los filtros multietapa a la salida mejoran el contenido armónico pero representan un desacoplamiento eléctrico y una carga para el inversor. Aunque no se establecieron relaciones cuantitativas se muestran las variaciones del THD.

### 3.4.3. Variaciones en Filtrado Pasivo y Respuesta Espectral

Consisten en la sustitución de las estructuras y parámetros de la etapa pasiva y que constituye la salida del filtro activo.

Las variantes son:

- Filtro simple pasabajos sintonizado para el quinto armónico ( $f = 300$  Hz).

- Filtro compuesto: ramas para quinto armónico seguida por ramas (etapa) para el séptimo armónico.

La respuesta obtenida difiere en dos aspectos que son amplitud y contenido espectral.

Se estimó un procedimiento para mejorar a partir de cambios en los componentes activos, resistencia de salida y tiempo en activo o transitorio de conmutación, la respuesta espectral del filtro combinado.

La limpieza de la señal inyectada desde el filtro de quinto orden fue notable.

### 3.5. Análisis Económico de la Variante Propuesta

#### 3.5.1. Evaluación de las Pérdidas por Consumo en el Horno de Inducción

Para determinar las pérdidas totales de energía utilizamos la siguiente metodología:

$$\Delta E_t = \Delta E_{60} + \Delta E_n \quad (3.1)$$

donde:

$\Delta E_t$  : Pérdidas por consumo totales.

$\Delta E_{60}$  : Pérdidas por consumo a frecuencia fundamental.

$\Delta E_n$  : Pérdidas por consumo de la armónica.

La ecuación 3.2 nos permitirá determinar el resultado de la diferencia entre las pérdidas de la red sin la conexión del filtro y con la conexión del filtro, por lo que según la ecuación, este resultado se obtiene solamente calculando la variación de las pérdidas de las armónicas correspondientes donde:

$$\Delta E_n = 3T \sum_{n=5}^{13} K_\phi^2 * I_n^2 * R_n \quad (3.2)$$

$R_n$  : Resistencia armónica ( $\Omega$ ).

$K_f$  : Coeficiente de deformación de la onda.

$T$  : Tiempo de trabajo en horas.

El valor numérico del coeficiente de deformación de la onda se obtiene a través de la gráfica de coeficiente de deformación de la onda vs orden del armónico:

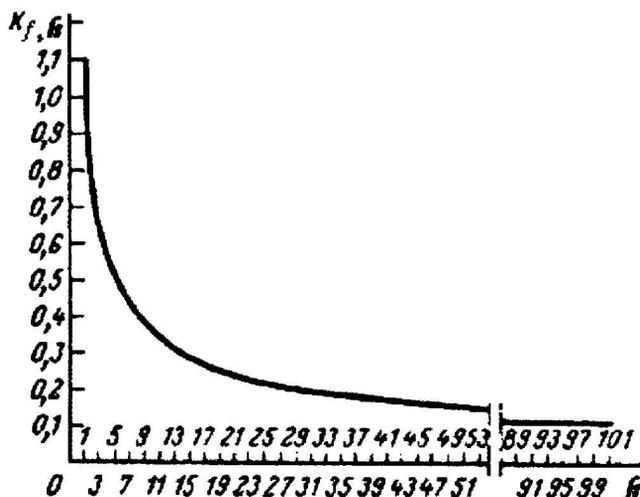


Figura 3.6. Curva del coeficiente de deformación de la onda.

De acuerdo a la curva de la figura 3.6., se toma el coeficiente de deformación  $K_\phi$ , que nos servirá para encontrar las potencias consumidas para cada uno de los armónicos.

En la tabla 3.3., se detallan los valores de  $K_\phi$  que se han tomado para los armónicos 5,7,11,13, que son los mas representativos para el caso de estudio.

Numero de armónico (h)	Coeficiente (K $\phi$ )
5	0,5
7	0,45
11	0,35
13	0,3

Tabla 3.3. Coeficiente de deformación de la onda para cada armónico.

A partir de la fórmula (3.1), se va a calcular la potencia consumida para cada uno de los armónicos característicos del horno de inducción, mostrada en la tabla 3.5., se asumió que el valor de:

$$R_n = \frac{V_n}{I_n}$$

La potencia consumida para cada armónico se determina partiendo de la ecuación 3.2. por la siguiente ecuación:

$$P_{arm} = U_{arm} * I_{arm}$$

Donde:

$I_{arm}$ : Corriente para cada armónico (A).

$P_{arm}$ : Potencia consumida por cada armónico (W).

$U_{arm}$ : Tensión consumida para cada armónico (V).

Número de armónico (n)	$I_n/I_1$ en %	$U_n/U_1$ en %	$I_{arm}$ (A)	$U_{arm}$ (V)	$R_n$ ( $\Omega$ )	Potencia consumida (W)
5	20.07	2.25	88.53	5.97	0.0674	528.52
7	11.59	2.20	51.13	5.84	0.1142	298.60
11	6.86	1.86	30.25	4.96	0.1640	150.04
13	5.08	1.68	22.43	4.46	0.1988	100.03

Tabla 3.4. Valores para obtener las pérdidas de consumo en el horno de inducción.

La potencia total consumida, es la sumatoria del  $n=5$  hasta  $n=11$ :

$$P_{arm} = 528.52W + 298.60W + 150.04 W = 977.16 W$$

En la tabla 3.4. se muestran todos los valores necesarios para obtener el consumo de pérdidas de energía por armónicos teniendo en cuenta los demás parámetros, el consumo fue calculado por la ecuación 3.2.

Armónicos	Consumo en (kWh)
5-13	1.078

Tabla 3.5. Pérdidas por consumo de energía.

Las pérdidas totales de armónicos por consumo de energía del horno de inducción en un año:

$$\Delta E_n = 3 * 8760h * 1.078kW = 28329.840kWh$$

La tarifa eléctrica en la industria posee un costo en dependencia del horario de trabajo, como valor promedio se tomó 0.08 USD por kWh consumido, por lo que en términos económicos se determina por:

$$\Delta E_n = \Delta E_n * 0.08 = 981120 \text{ (UC)}$$

Pérdidas de energía del horno a frecuencia fundamental:

$$\Delta E_{60} = 112kW * 8760h = 981120kWh$$

Pérdidas de energía sin el uso de filtros:

$$\Delta E_T = \Delta E_{60} + \Delta E_n = 1009454.77kWh$$

La potencia que se ahorraría en un año, con la utilización de filtros, es de 28329.84kWh lo que en dinero significaría unos 2266.38 USD anuales.

### 3.5.2. Análisis Económico de los Resultados Obtenidos

Para realizar un análisis económico de los resultados obtenidos en el epígrafe anterior se debe tener en cuenta los gastos incurridos por inversión, es decir por la compra del filtro en general, por el tiempo de montaje del filtro en relación con los ahorros adquiridos en un año por la instalación del filtro.

El filtro está compuesto por tres elementos eléctricos conectados en serie que son:

- Resistor.
- Inductor.
- Capacitor.

Cálculo de la capacidad de los condensadores:

$$Q_c = P * \tan(\arccos 0.95) = 37.36kVAr$$

De los tres elementos, los más significantes son el inductor y el capacitor. Según datos obtenidos en industrias que se dedican al diseño y fabricación, el costo del filtro (determinado por catálogo de precio de condensadores):

$$C_{filtro} = C_L + C_C \quad (3.3.)$$

$$C_{filtro} = 1183.4USD$$

donde:

$C_{filtro}$ : costo total del filtro

$C_L$ : costo del inductor

$C_C$ : costo del condensador

Por lo que el precio total del filtro es de **\$1183.4 USD**.

Costo de montaje del filtro y del convertidor se utilizará como mano de obra tres trabajadores de la industria:

Técnico superior

Técnico medio

Obrero calificado

Estos trabajadores tienen un salario diario distinto que devengan por la labor que desempeñan cada uno de estos:

Técnico superior: 15 MN

Técnico medio: 13.33 MN

Obrero calificado: 11.66 MN

El tiempo de montaje de los filtros con los convertidores, se estima que sea de 5 días, por lo que el salario de cada uno será:

Técnico superior: 75 MN

Técnico medio: 66.65 MN

Obrero calificado: 58.3 MN

$$C_{\text{montaje}} = C_{ts} + C_{tm} + C_{oc} = 75 + 66.65 + 58.3 = 199.95 \text{ MN}$$

donde

$C_{\text{montaje}}$ : Costo de montaje.

$C_{ts}$ : Salario del técnico superior.

$C_{tm}$ : Salario del técnico medio.

$C_{oc}$ : Salario del obrero calificado.

Por lo que el costo de montaje de los filtros será de 199.95 MN

Si sumamos el costo del montaje, con el costo de la compra de los filtros, con el costo del convertidor, nos dará el costo total de la inversión.

$$C_{\text{total}} = C_{\text{filtro}} + C_{\text{montaje}} + C_{\text{convertidor}}$$

Los resultados del costo total de la instalación aparecen en la siguiente tabla:

Detalle de costos	N° de unidades	Precio c/u	Precio total en USD
Costo total del filtro	3	1183.4	3550.2
Costo del convertidor	1	9684	9684
Costo de la instalación			300
			13534.2

Tabla 3.6. Detalle de costos de la instalación.

$$C_{total} = 13534.2 \text{ USD} + 199.95 \text{ MN}$$

Si realizamos el cálculo con el % en dólar que ganan cada uno de estos trabajadores de su salario:

Para un 4% el Técnico superior gana al mes 14.40 USD: 0.6 por día.

Técnico medio: 12.8 USD: 0.53 por día.

Obrero calificado: 11.2 USD: 0.47 por día.

En 5 días : 3 USD, 2.65 USD, 2.35 USD

$$C_{total} = 13534.2 \text{ USD} + 8 \text{ USD} = 13542.2 \text{ USD}$$

El tiempo de recuperación del capital esta dado por la relación entre la inversión y el ahorro que se logra con la instalación del filtro.

$$TRI = \frac{\text{Inversion}}{\text{Ahorro}} \quad (3.4)$$

$$TRI = \frac{13542.2}{2266.78}$$

$$TRI = 5.9 \text{ años}$$

En el cálculo económico realizado no se ha entrado a considerar los beneficios económicos indirectos que pueden obtenerse por la eliminación de los daños causados por los armónicos a los equipos eléctricos sensibles (computadoras, etc.) .

Si se realiza un análisis de estos daños, seguramente los indicadores económicos serían mas alentadores y los beneficios pudieran ser mas evidentes.

### **3.6. Conclusiones del Capítulo**

Una vez aplicadas las herramientas y modelos sugeridos se puede establecer que la variante de filtrado activo es muy factible desde el punto de vista técnico, pues elimina con elevada eficiencia los niveles de armónicos. Sin embargo económicamente, considerando solo los beneficios directos por ahorro de energía, es menos factible, debido a los costos elevados de algunos elementos, como es el caso del convertidor.

## CONCLUSIONES

Como resultado de la investigación realizada se ha podido llegar a las siguientes conclusiones:

1. Se demostró que existe un amplio espectro de soluciones económicamente viables que pueden mejorar la calidad de la energía y reducir costos de explotación sin grandes inversiones.
2. Se mostró que a pesar de la existencia de varias alternativas el filtrado activo es una solución que puede ser exitosamente implementada para lograr disminuir la contaminación armónica.
3. Con la solución propuesta se puede, desde el punto de vista teórico, llevar la distorsión armónica total a valores muy bajos compatibles con las normas publicadas al respecto.
4. Los resultados de los experimentos arrojan una convergencia entre la representación virtual por software y los resultados de las mediciones. Se destaca con especial notoriedad la efectividad de los filtros de los armónicos 5to y 7mo.
5. El análisis económico demostró que existe un retorno de inversión compatible con el ajuste y la generalización del resultado, permitiendo a su vez el análisis de otras formas de impacto de la contaminación armónica.

## CONCLUSIONES

Como resultado de la investigación realizada se ha podido llegar a las siguientes conclusiones:

1. Se demostró que existe un amplio espectro de soluciones económicamente viables que pueden mejorar la calidad de la energía y reducir costos de explotación sin grandes inversiones.
2. Se mostró que a pesar de la existencia de varias alternativas el filtrado activo es una solución que puede ser exitosamente implementada para lograr disminuir la contaminación armónica.
3. Con la solución propuesta se puede, desde el punto de vista teórico, llevar la distorsión armónica total a valores muy bajos compatibles con las normas publicadas al respecto.
4. Los resultados de los experimentos arrojan una convergencia entre la representación virtual por software y los resultados de las mediciones. Se destaca con especial notoriedad la efectividad de los filtros de los armónicos 5to y 7mo.
5. El análisis económico demostró que existe un retorno de inversión compatible con el ajuste y la generalización del resultado, permitiendo a su vez el análisis de otras formas de impacto de la contaminación armónica.

## BIBLIOGRAFÍA

1. M. Hava, R. J. Kerkman, and T. A. Lipo, "A high performance generalized discontinuous PWM algorithm," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 34, pp. 1059-1071, Sep./Oct. 1998.
2. ABB, "Guía de los armónicos con accionamientos de corriente alterna". Guía técnica número 6,1992.
3. Álvarez Argemiro y Gutiérrez Orlando "Armónicos: Efecto de los Filtros Pasivos sobre los Sistemas de Distribución de Energía Eléctrica", Proyecto de Grado dirigido por Gabriel Ordóñez Plata. Universidad Industrial de Santander. 2000.
4. Arciniega V. Franco A, "Regulación de armónicos en sistemas eléctricos industriales", 2004.
5. Qiao, T. Jin, and K. M. Smedley, "One-cycle control of three-phase active power filter with vector operation," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 51, pp. 455-463, Apr. 2004.
6. Caicedo M y Solano R "Armónicos en Sistemas de Distribución: Compensación de la Potencia Ficticia con Condensadores en Alimentadores de Distribución". Proyecto de Grado dirigido por Gilberto Carrillo Caicedo. Universidad Industrial de Santander.1999.
7. Calvo Moya Mario y del Nuevo "Filtros en la Red" <http://www.energía.com.pdf>.1999.
8. Chaer Rubén, "Trabajo escrito para el curso: Filtros activos de corrientes armónicas", Montevideo, Uruguay. Feb.2003.
9. Chaparro Néstor y Villamizar Rodolfo "Sistemas de Distribución bajo Cargas No Lineales: Minimización de Pérdidas Mediante Filtros Predeterminados" Proyecto de Grado dirigido por Gilberto Carrillo Caicedo. Universidad Industrial de Santander. 1999.
10. M. Brod and D. W. Novotny, "Current control of VSI-PWM inverters," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. IA-21, pp. 562-570, May/June 1985.
11. Fang Zheng Peng "Harmonic Sources and Filtering Approaches", *IEEE Industry Applications Magazine*, July/August 2001, pp 18-25.
12. Grady W. M. Harmonic Power Flow Studies Ph.D Tesis Purdue University West Lafayette. IN. Agosto 1983.
13. H. Akagi, "New Trends in Active Filters", in *Proc. Eur. Conf. Power Electron. and Applicat. (EPE'95)*, vol. 0, 1995, pp. 17-26.
14. H. Akagi, "Trends in active power line conditioners", *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 9, pp. 263-268, May 1994.
15. H. Akagi, Y. Kanazawa, and A. Nabae, "Instantaneous reactive power compensators comprising switching devices without energy storage

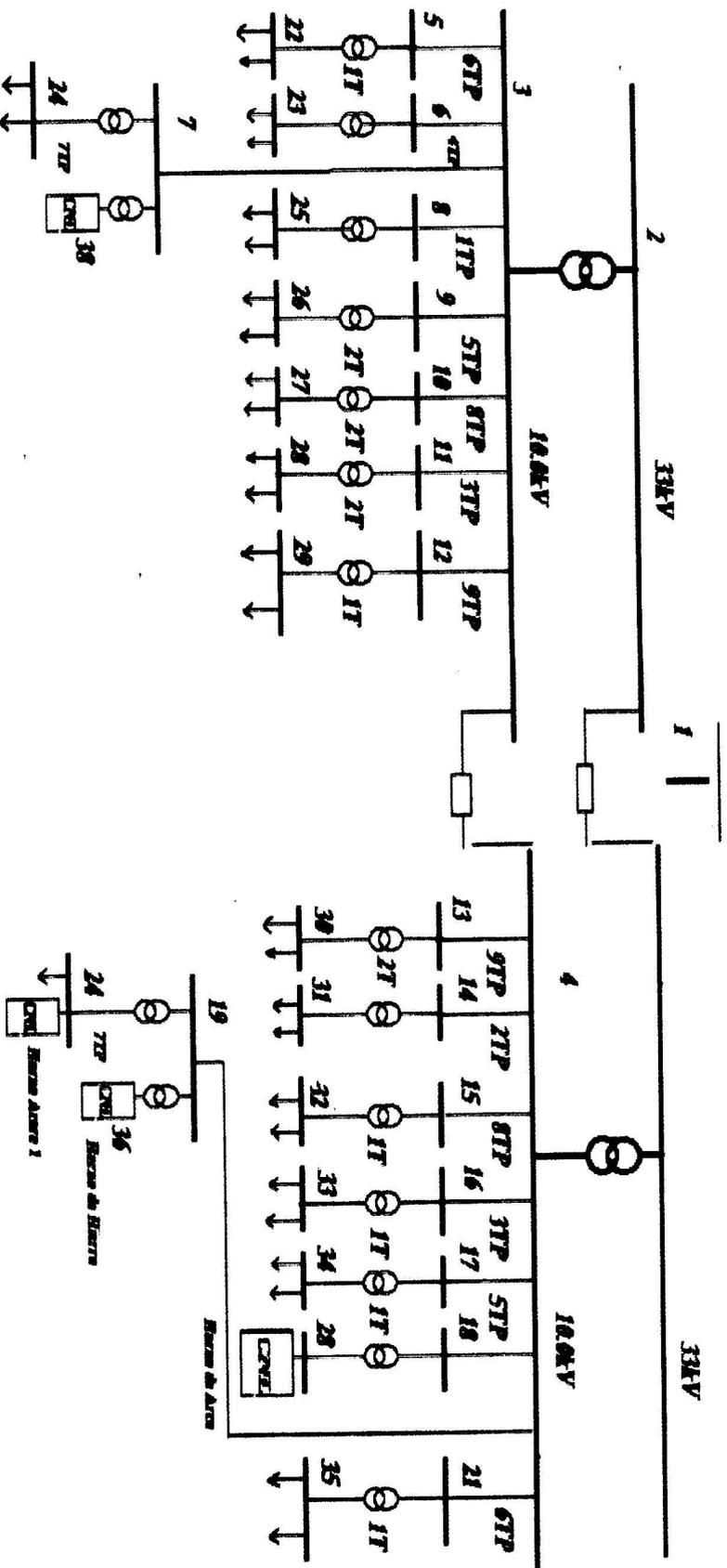
- components," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. IA-20, pp. 625-630, May/Jun. 1984.
16. Josep Balcells, Manuel Lamich, David Gonzalez "Parallel active filter based on three level inverter" EPE'99 CDRUM, Lausanne, Switzerland, 7-9 September 1999.
17. L. Malesani and P. Tomasin, "PWM current control techniques of voltage source converters - A survey," in *Proc. IEEE Ind. Electron. Conf. (IECON'92)*, vol. 2, 1992, pp. 670-675.
18. Labanino L. Maikel, " Evaluación del sistema de suministro eléctrico de la empresa Mecánica del Níquel: Gustavo Machin Hoed de Beche", 2004.
19. Lamich A. Manuel "Filtros activos, Introducción y Aplicaciones", Universidad Politécnica de Cataluña.
20. Lázaro C. Isidro, "Armónicas en Sistemas de Potencia", Notas, 1998.
21. M. Cichowlas and M. Kazmierkowski, "Comparison of current control techniques for PWM rectifiers," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, in *Proc. IEEE Int. Symp. Ind. Electron. (ISIE'02)*, vol. 4, 2002, pp. 1259-1263.
22. M. Labben-Ben, F. Fnaiech, and K. Al-Haddad, "Comparison of direct current control techniques for a three-phase shunt active filter," in *Proc. IEEE Int. Symp. Ind. Electron. (ISIE'02)*, vol. 4, 2002, pp. 1217-1221.
23. M. P. Kazmierkowski and L. Malesani, "Current control techniques for three-phase voltage-source PWM converters: A survey," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 45, pp. 691-703, Oct. 1998.
24. M. P. Kazmierkowski and M. A. Dzieniakowski, "Review of current regulation techniques for three-phase PWM inverters," in *Proc. IEEE Ind. Electron. Conf. (IECON'94)*, vol. 1, 1994, pp. 567-575.
25. Mohan, Undeland, M. Madrigal, "Análisis Armónico en Sistemas Eléctricos", ITM-DIEEE-PGIIIE, Julio 1998. Robbins, "Power Electronics": Converters, Applications, Design". John Wiley and Sons, 1989.
26. Muhammad H. Rashid, "Electrónica de Potencia: Circuitos, Dispositivos Y Aplicaciones.
27. Olivares M. Katiel, " Evaluación del comportamiento de cargas no lineales y calidad de la energía en los SEI", 2004.
28. P. Mattavelli, "A close-loop selective harmonic compensation for active filters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 17, pp. 273-278, Mar. 2002.
29. R. Velásquez, H. Sarmiento, F. De la Rosa, "Análisis, Medición y Control de Armónicas en Redes de Distribución", Memoria de la IV Reunión de Verano de Potencia, 1991, pp 259-268, RVP-91-Dis-28.
30. Ref. MGE 0121-UKI, 1998, in website [www.mgeups.com](http://www.mgeups.com).

31. Rodríguez C. Pedro "Aportaciones a los acondicionadores activos de corriente en derivación para redes trifásicas de cuatro hilos", Tesis Doctoral dirigida por Juan Bergas Jané, Universidad Politécnica de Catalunya. Barcelona.2005.
32. S. Buso, L. Malesani, and P. Mattavelli, "Comparison of current control techniques for active filter applications," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 45, pp. 722-729, Oct. 1998.
33. S. Fukuda, T. Endoh, "Control method for a combined active filter system employing a current source inverter and a high pass filter", *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 31, pp. 590-595, May/June 1995.
34. SineWave, active harmonics conditioner, "Second generation of power active harmonic conditioner based on the current injection principle," documentation from *MGE UPS Systems*,
35. T. E. Núñez-Zúñiga and J. A. Pomillo, "Shunt active power filter synthesizing resistive loads," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 37, pp. 81-89, Jan./Feb. 2001.
36. V. M. C'ardenas, C. Nuñez, and M. Vázquez, "Analysis and evaluation of control techniques for active power filters: sliding mode control and proportional-integral control," in *Proc.*
37. Y. Hayashi, N. Sato, K. Takahashi, "A novel control of a current-source active filter for ac power system harmonic compensation", *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 27, pp. 380-385, Mar./Apr. 1991.

## Listado de Anexos

1. Esquema monolineal de la Empresa Mecánica del Níquel "Gustavo Machín Hoed de Beche".
2. Resultados de las mediciones de armónicos de corriente en el horno de inducción de la Empresa Mecánica del Níquel "Gustavo Machín Hoed de Beche".
3. Resultados de las mediciones de armónicos de tensión en el horno de inducción de la Empresa Mecánica del Níquel "Gustavo Machín Hoed de Beche".
4. Resultados de otras mediciones.
5. Resultados grafo - numéricos de las simulaciones realizadas.

Anexo No 1: Esquema monolineal de la Empresa Mecánica del Níquel "Gustavo Machin Hoed de Beche".



**Anexo No 2: Resultados de las mediciones de armónicos de corriente en el horno de inducción de la Empresa Mecánica del Níquel "Gustavo Machín Hoed de Beche".**

Fase A	Fase B	Fase C	Fase A	Fase B	Fase C	Fase A	Fase B	Fase C	Fase A	Fase B	Fase C	Fase A	Fase B	Fase C
MI5	MI5	MI5	MI7	MI7	MI7	MI11	MI7	MI7	MI11	MI11	MI11	MI3	MI3	MI3
4.69	2.38	4.04	0.83	1.08	6.34	1.45	1.08	6.34	1.45	0.45	1.35	1.27	0.8	0.39
4.26	4.71	1.77	2.33	2.33	2.82	0.78	2.33	2.82	0.78	1.96	5.53	1.03	2.48	2.36
4.49	2.48	8.84	1.75	4.41	6.56	3.83	4.41	6.56	3.83	1.11	5.62	0.96	1.06	1.71
5.13	4.39	6.17	0.91	0.7	3.76	1.47	0.7	3.76	1.47	2.03	1.1	0.48	1.22	5.38
4.21	4.36	2.82	0.73	1.36	4.56	2.16	1.36	4.56	2.16	0.74	2.28	1.85	0.5	1.97
20.66	20.6	20.13	11.27	11.46	11.66	7.22	11.46	11.66	7.22	7.14	6.89	5.15	5.24	5.39
20.75	20.85	20.23	11.05	11.53	11.46	7.15	11.53	11.46	7.15	7.11	7.01	5.08	5.23	5.34
20.8	20.3	19.81	11.27	11.18	11.71	7.17	11.18	11.71	7.17	6.88	6.6	4.99	4.98	5.27
20.14	20.01	19.9	11.83	11.35	11.89	7.01	11.35	11.89	7.01	7.12	6.69	4.99	5.06	5.35
20.19	20.27	19.76	11.45	11.69	11.64	7.01	11.69	11.64	7.01	7.03	6.54	4.92	5.18	5.16
20.18	20.39	20.03	11.15	11.49	11.66	6.79	11.49	11.66	6.79	7.06	6.65	4.97	5.12	5.16
20.26	20.37	19.94	11.29	11.49	11.65	6.93	11.49	11.65	6.93	6.94	6.65	4.96	5.12	5.17
20.15	20.45	20	11.49	11.44	11.56	6.97	11.44	11.56	6.97	7.03	6.72	5.01	5.07	5.11
5.64	2.73	11.02	1.8	1.2	6.64	2.08	1.2	6.64	2.08	3.13	10.03	1.67	0.43	1.99
6.65	4.04	3.21	2.81	2.74	6.03	1.76	2.74	6.03	1.76	2.01	2.92	0.7	2.14	3.27
20	20.1	20.3	11.21	11.53	11.62	6.9	11.53	11.62	6.9	6.77	6.74	4.79	5.14	5.1
20.33	20.27	20.05	11.12	11.52	11.65	6.88	11.52	11.65	6.88	6.95	6.71	4.94	5.07	5.16
20.69	20.27	20.02	11.05	11.03	11.55	6.86	11.03	11.55	6.86	6.74	6.6	4.97	4.83	5.07
20.29	20.06	19.81	11.41	11.56	11.58	6.96	11.56	11.58	6.96	6.87	6.61	4.84	4.98	5.08
19.89	20.22	20.11	11.3	11.68	11.59	6.75	11.68	11.59	6.75	6.9	6.78	4.93	5.15	5.03

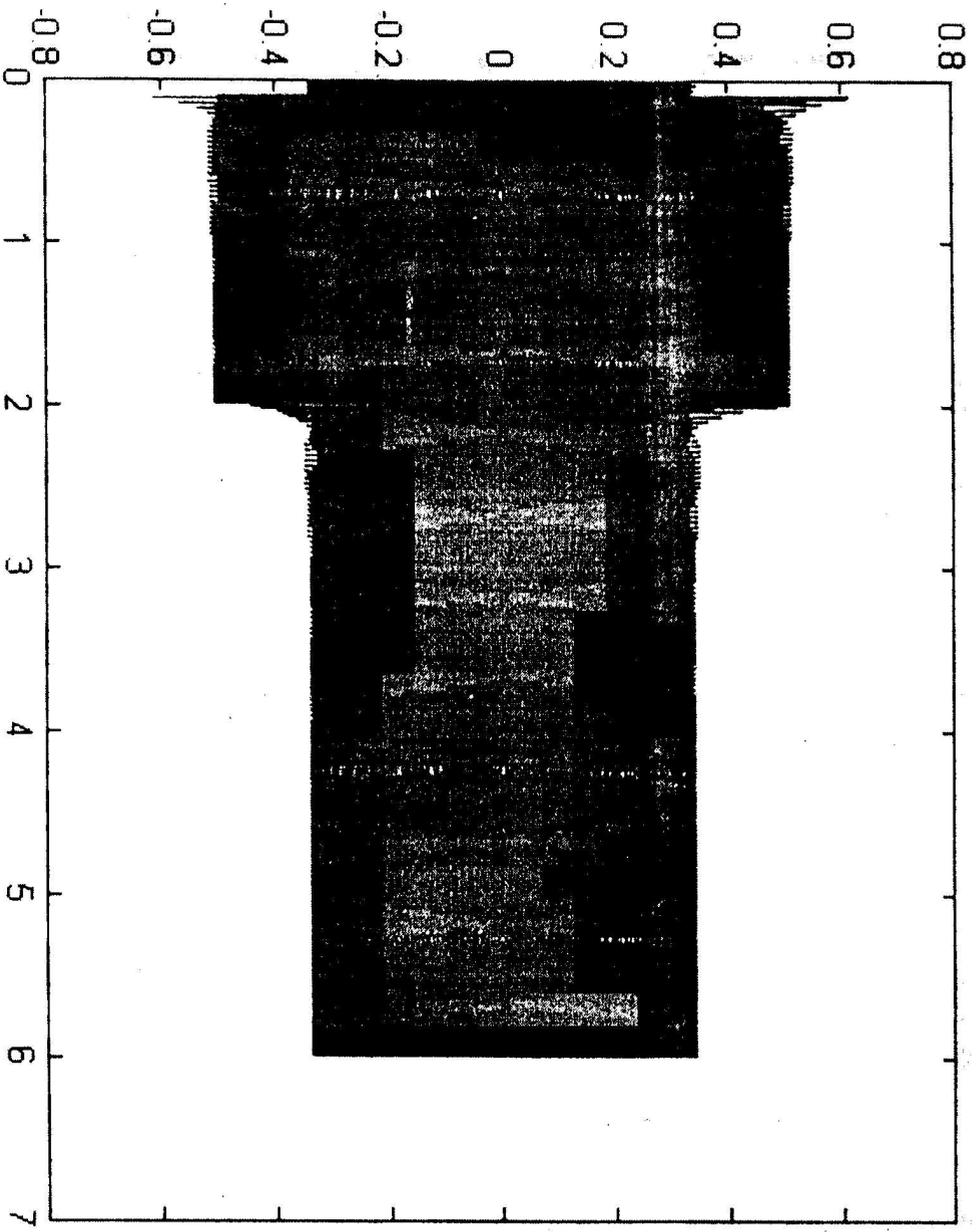
**Anexo No 3: Resultados de las mediciones de armónicos de tensión en el horno de inducción de la Empresa Mecánica del Niquel "Gustavo Machin Hoed de Beche".**

Fase A	Fase B	Fase C	Fase A	Fase B	Fase C	Fase A	Fase B	Fase C	Fase A	Fase B	Fase C	Fase A	Fase B	Fase C
MV5	MV5	MV5	MV7	MV7	MV7	MV11	MV11	MV11	MV13	MV13	MV13	MV13	MV13	MV13
0.93	0.88	0.91	0.13	0.16	0.16	0.07	0.07	0.03	0.05	0.01	0.03	0.03	0.03	0.03
0.95	0.87	0.91	0.17	0.19	0.19	0.07	0.05	0.02	0.04	0.02	0.03	0.03	0.03	0.03
1	0.9	0.93	0.17	0.18	0.16	0.11	0.09	0.06	0.05	0.05	0.03	0.03	0.03	0.03
1.08	0.94	0.98	0.14	0.16	0.16	0.08	0.05	0.02	0.02	0.03	0.03	0.03	0.03	0.03
1.04	0.93	0.92	0.17	0.2	0.19	0.05	0.04	0.02	0.05	0.04	0.03	0.03	0.03	0.03
1.75	1.76	1.87	1.88	1.95	2.03	1.65	1.69	1.69	1.63	1.18	2.03	2.03	2.03	2.03
1.59	1.71	1.77	1.79	1.98	1.95	1.66	1.7	1.65	1.4	1.42	2	2	2	2
2.03	2.08	2.09	2.08	2.12	2.23	1.84	1.86	1.8	1.77	1.33	2.14	2.14	2.14	2.14
2.14	2.15	2.31	2.09	2.12	2.24	1.78	1.93	1.87	2.02	1.39	1.81	1.81	1.81	1.81
2.14	2.37	2.23	2.17	2.22	2.2	1.85	1.94	1.8	1.69	1.99	1.36	1.36	1.36	1.36
1.85	2	2.03	2.14	2.13	2.16	1.77	2.01	1.82	1.81	1.44	2.06	2.06	2.06	2.06
1.95	2.03	1.99	2.12	2.09	2.18	1.84	1.86	1.85	1.72	1.87	1.31	1.31	1.31	1.31
2.01	2.11	2.08	2.1	2.07	2.17	1.83	1.89	1.84	1.95	1.5	1.52	1.52	1.52	1.52
1.24	1.23	1.24	0.3	0.27	0.25	0.08	0.07	0.08	0.04	0.02	0.06	0.06	0.06	0.06
1.4	1.22	1.21	0.16	0.22	0.2	0.09	0.08	0.01	0.09	0.04	0.04	0.04	0.04	0.04
1.85	1.93	2.02	2.12	2.15	2.26	1.88	1.9	1.88	1.84	1.87	1.33	1.33	1.33	1.33
1.94	1.94	2.02	2.07	2.1	2.25	1.88	1.92	1.92	1.94	1.35	2.01	2.01	2.01	2.01
1.81	1.87	1.94	2.19	2.2	2.39	1.97	1.94	1.93	2.03	1.53	1.69	1.69	1.69	1.69
2	2.08	2.13	1.96	1.97	2.15	1.96	1.99	1.95	1.79	1.91	1.54	1.54	1.54	1.54
1.88	2.06	2.01	1.94	1.92	2.03	1.84	1.98	1.96	1.52	1.83	1.86	1.86	1.86	1.86

Anexo No 4: Factor de potencia medido en el horno de inducción de la Empresa Mecánica del Niquel "Gustavo Machin Hoed de Beche".

Power Factor 1	Power Factor 2	Power Factor 3	Power Factor Total
0.93	0.6	0.55	0.74
0.93	0.6	0.54	0.73
0.93	0.6	0.55	0.74
0.93	0.61	0.55	0.74
0.93	0.61	0.54	0.74
0.95	0.95	0.95	0.95
0.96	0.95	0.96	0.96
0.96	0.95	0.96	0.95
0.96	0.95	0.96	0.95
0.96	0.95	0.96	0.95
0.96	0.95	0.96	0.95
0.96	0.95	0.95	0.95
0.96	0.95	0.95	0.95
0.92	0.62	0.5	0.73
0.95	0.94	0.95	0.95
0.96	0.95	0.96	0.95
0.96	0.95	0.96	0.95
0.96	0.95	0.96	0.96
0.96	0.95	0.96	0.96

Anexo No5 : Resultados grafo - numéricos de las simulaciones realizadas.



$\times 10^4$

Hitrada =	Vfiltrada =
-0.0406	0.0058
-0.0394	0.0081
-0.0378	0.1625
-0.0358	1.9162
-0.0336	0.6326
-0.0311	1.7942
-0.0283	0.5543
-0.0253	1.6822
-0.0221	0.4863
-0.0187	1.5778
-0.0151	0.4268
-0.0114	1.4795
-0.0076	0.3745
-0.0038	1.3865
0.0001	0.3288
0.0040	1.2983
0.0078	0.2891
0.0115	1.2144
0.0151	0.2548
0.0186	1.1343
0.0219	0.2256
0.0250	1.0578
0.0279	0.2011
0.0305	0.9845
0.0329	0.1809
0.0349	0.9143
0.0367	0.1648
0.0380	0.8468
0.0389	0.1524
0.0395	0.0251
0.0398	0.0856
0.0397	0.0144
0.0392	0.0922
0.0384	0.0038
0.0373	0.0989
0.0359	-0.0067
0.0375	-0.0000