

UNIVERSIDAD DON BOSCO



FACULTAD DE INGENIERIA

TRABAJO DE GRADUACIÓN

**“TOPOLOGÍAS Y SISTEMAS DE CONTROL PARA FILTROS
ACTIVOS DE POTENCIA EN BAJO VOLTAJE PARA REDUCCIÓN
DE DISTORSIÓN ARMÓNICA”**

Presentan:

Mario Dubón Franco

Francisco Salvador Taura

San Salvador, Abril de 2002.

INDICE

1. Introducción.....	1
2. Efectos Adversos de la Distorsión Armónica	3
2.1 Sobrecalentamiento de Conductores.....	5
2.2 Sobrecalentamiento de Transformadores.....	5
2.3 Fallas en las protecciones.....	6
2.4 Falla en los capacitores de corrección del factor de potencia..	6
2.5 Sobrecalentamiento en los motores de inducción.....	7
2.6 Vibración y ruido.....	7
2.7 Interferencia en circuitos de comunicación y control.....	7
2.8 Disturbios creados por campos electromagnéticos.....	7
2.9 Resonancia.....	7
2.10 Otros.....	8
3. Tipos de cargas No-Lineales.....	9
3.1 Horno de Arco Eléctrico.....	9
3.1.1 Hornos AC.....	12
3.1.2 Hornos DC.....	12
3.2 Lámparas de Descarga.....	14
3.3 Rectificadores.....	18

3.4	Cicloconvertidores	20
3.5	Armónicas en Tiristores y Rectificadores.....	22
3.6	Transformadores	24
3.6.1	Excitación normal.....	26
3.6.2	Sobre excitación	26
3.6.3	Cicloconvertidores como carga.....	27
3.6.4	Corrientes geomagnéticamente inducidas.....	27
4.	Estándares.....	28
4.1	Definiciones.....	28
4.2	Estándar EN/IEC 61000-3-2.....	32
4.3	Sumario de Normas Europeas.....	35
4.3.1	En cuanto al suministro de energía.....	35
4.3.2	En cuanto al consumo de energía.....	36
4.4	Estándar IEEE 519-1981/1992.....	38
5.	Metodologías de Compensación de armónicos...40	
5.1	Métodos Tradicionales.....	40
5.1.1	Modificación en instalaciones de suministro energía.....	40
5.1.1.1	Reducción de la impedancia armónica de la fuente.....	40
5.1.1.2	Redistribución de la carga.....	40

5.1.1.3	Sobredimensionamiento del neutro.....	41
5.1.1.4	Utilización de neutro separado.....	41
5.1.1.5	Utilización de transformadores factor K.....	41
5.1.2	Utilización de Elementos pasivos.....	43
5.1.2.1	Inductancia serie.....	43
5.1.2.2	Rectificador de doble puente con transformador de doble secundario.....	43
5.1.2.3	Utilización de filtros pasivos.....	45
5.2	Filtros activos de potencia.....	48
5.2.1	Definiciones de potencia bajo condiciones no-senoidales.....	48
5.2.1.1	Definiciones de potencia en el dominio de la frecuencia.....	50
5.2.1.2	Definiciones de potencia en el dominio del tiempo.....	51
5.2.1.3	Potencia eléctrica en sistemas trifásicos.....	52
5.2.1.4	Cálculo de potencia reactiva por el método de minimización de Lagrange.....	54
5.2.1.5	Cálculo de las potencias instantáneas por el método de la transformada de Clarke.....	55
5.2.1.6	Potencia activa y reactiva instantánea en coordenadas α - β -0.....	58
5.2.1.6.1	Significado físico en el marco α - β -0.....	65

5.2.2	Compensación mediante filtro activo paralelo.....	67
5.2.2.1	Convertidor PWM.....	67
5.2.2.2	Estrategias de control para filtro activo paralelo.....	69
5.2.3	Compensación mediante filtro activo serie.....	74
5.2.3.1	Descripción general de un filtro activo serie.....	74
5.2.3.2	Circuito de potencia de el filtro activo serie.....	75
6.	Generalidades de filtros Activos comerciales.....	76
6.1	Características de algunos filtros activos paralelos disponibles en mercado.....	80
6.1.1	SINEWAVE de MGE.....	80
6.1.1.1	especificaciones técnicas.....	81
6.1.1.2	Resultados de la aplicación de un filtro sinewave en diferentes cargas no lineales.....	84
6.1.2	Power Quality Filter de ABB.....	87
6.1.2.1	Especificaciones Técnicas.....	89
7.	Consideraciones prácticas para la instalación de un filtro activo.....	92
7.2	Determinación de el tamaño de un filtro paralelo.....	92

8. Diseño de un filtro activo paralelo monofásico.....	94
8.2 Principio de operación.....	94
8.2.3 Etapa de potencia.....	94
8.2.4 Etapa de control.....	97
8.2.5 Etapa de Diseño.....	101
Conclusiones.....	110
Referencias.....	111
Apéndice A.....	113
Apéndice B.....	121
Apéndice C.....	123

1. INTRODUCCIÓN

Mientras el crecimiento en la concentración de equipo electrónico en los ambientes personal y profesional, hacen la vida y el trabajo mas confortables, esto va acompañado de una degradación en los sistemas de distribución y fuentes de energía. La mayoría de los sistemas emplea una variedad de dispositivos que representan cargas no-lineales, provocando una serie de efectos adversos en la red eléctrica, además es frecuente que los equipos que producen distorsión armónica, son generalmente los mas susceptibles a la misma.

En general la distorsión en la red eléctrica es producida por varios factores: consumidores que toman armónicos de corriente y alteran la forma de onda de tensión (cargas no-lineales), compañías de generación que no entregan energía completamente libre de distorsiones, descargas eléctricas atmosféricas, y corrientes geomagnéticas.

Los efectos negativos de la distorsión en diversos aparatos, son presentados en detalle, así como las fuentes de donde se originan, posteriormente son tratados los métodos de corrección, haciendo énfasis en el filtrado activo de los armónicos y detallando algunas características y modo de selección de un par de filtros activos comerciales, así como las consideraciones prácticas para su implementación, para finalizar con el diseño de un pequeño filtro activo monofásico.

Las técnicas de corrección del factor de potencia y los filtros de potencia activos, se consideran soluciones viables para disminuir los problemas de factor de potencia y distorsiones armónicas, las implementaciones pueden ser **activas o pasivas**, estas ultimas ocupan inductores, capacitores y otros componentes pasivos, y hasta hace poco tiempo han sido la opción preferida en aplicaciones de relativa baja potencia comprometidas con el costo, pero el tratamiento activo está teniendo mayor acogida, debido a las nuevas aplicaciones técnicas, alto desempeño, y principalmente reducción de costos.

Las soluciones tradicionales en la corrección del factor de potencia en sistemas que involucran múltiples subsistemas, no resulta factible tanto económica como estructuralmente; transformadores especiales (factor K), son efectivos solo para ciertas frecuencias armónicas; la mayoría de filtros pasivos, una vez instalados y sintonizados, son difíciles de incrementar en capacidad, y pueden generar resonancia en el sistema; la corrección activa del factor de potencia, necesita corregir cada fuente individual de potencia o carga en el sistema, lo que complica la arquitectura e incrementa los costos.

Al contrario de las técnicas de control del factor de potencia, los filtros activos de potencia, proveen solo la potencia no-activa que cancela la generada por cargas no-lineales, procesando solo una pequeña porción de la energía, que conlleva una mayor eficiencia y mayor posibilidad de manejo de potencia.

A través de un método para determinar la distorsión armónica generada por la carga o suministrada por la fuente, los filtros de potencia activos, compensan esa deficiencia mediante la inyección de energía almacenada en elementos capacitivos o inductivos. Esta técnica ha sido usada desde años en sistemas trifásicos de gran potencia, pero sus costos hacían prohibitivo su aplicación en sistemas de menor tamaño monofásicos y trifásicos.

Es primordial no perder el enfoque de la situación cuando se tiene problemas de distorsión armónica de voltaje ocasionado por cargas no lineales “grandes” comparadas con la impedancia de la fuente. Deben realizarse primero las correcciones que demanden menor inversión y esfuerzo, pero a veces muy convenientes; es decir las técnicas tradicionales, dejando como última opción la implementación de filtros activos.

La mayoría de soluciones están enfocadas a la disminución de la distorsión armónica en el voltaje que produce mal funcionamiento en equipo sensible, conectado a un punto de multiconexión (panel de distribución).

2. EFECTOS ADVERSOS DE LA DISTORSIÓN ARMÓNICA

Una de las causas que genera distorsión armónica en los sistemas de distribución de energía eléctrica son las cargas no lineales (Equipo con operación de arco eléctrico, luminarias, equipos electrónicos y transformadores operando en la región no lineal) que se conectan al sistema.

Las armónicas (múltiplos enteros de la frecuencia fundamental) producidas por las cargas no lineales generan tres tipos de secuencias, las cuales se muestran en la tabla 2.1:

Secuencia	Fun	2 ^a	3 ^a	4 ^a	5 ^a	6 ^a	7 ^a	8 ^a	9 ^a
Positiva									
Negativa									
Cero									

Tabla 2.1

En un sistema de distribución de energía alterna normalmente no se producen armónicas pares, por lo tanto solo se tendrán secuencias positivas, negativas y cero en las armónicas impares. En un motor de inducción trifásico las armónicas con secuencia positiva generan un campo giratorio positivo y las armónicas de secuencia negativa producirán un campo giratorio negativo. Las armónicas de secuencia cero no producen campos giratorios pero si generan corrientes que se suman algebraicamente en el neutro.

En la tabla 2.2 se muestran las armónicas impares según su secuencia de fase, donde “n” es un número entero.

SECUENCIA	ARMÓNICA	ORDEN
POSITIVA	$6n + 1$	7,13,19,25,...
NEGATIVA	$6n - 1$	5,11,17,23,...
CERO	$6n - 3$	3,9,15,21,....

Tabla 2.2 Cuadro resumen de las secuencias armónicas impares.

Un problema muy serio ocasionado por la distorsión armónica debido a cargas no lineales es el flujo de corrientes de 3^{as} armónicas (y en general de secuencia cero) en el conductor de neutro, dicho fenómeno se ilustra claramente en la figura 2.1, en donde se observa como se suman algebraicamente dichas corrientes armónicas.

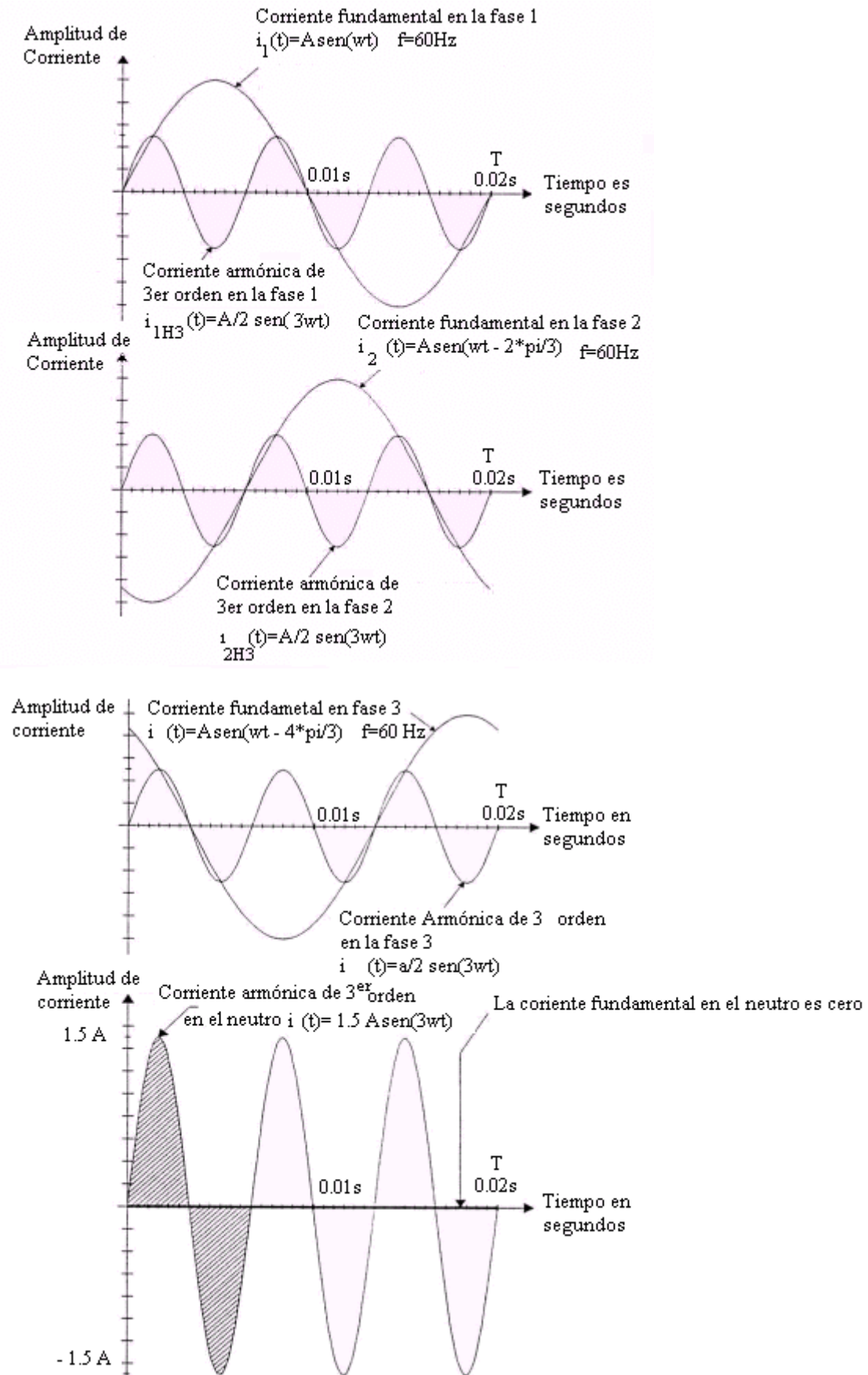


Figura 2.1. Suma de corrientes armónicas en el neutro.

Los efectos que produce la distorsión armónica son los siguientes:

- Sobrecalentamiento en conductores.
- Sobrecalentamiento y mal funcionamiento en los transformadores.
- Fallas de las protecciones.
- Fallas en los capacitores de corrección de factor de potencia.
- Sobrecalentamiento de los motores de inducción.
- Vibración y ruido.
- Interferencia en circuitos de comunicación y control.
- Disturbios creados por campos electromagnéticos.
- Resonancia
- Otros.

2.1 SOBRECALENTAMIENTO EN CONDUCTORES.

El sobrecalentamiento en conductores provoca dos efectos: El primero un deterioro del aislamiento en los conductores de una instalación eléctrica debido a un incremento en la corriente RMS total. El segundo una distorsión del voltaje de la fuente. La distorsión armónica máxima de voltaje permisible para los cables conductores es del 10%.

2.2 SOBRECALENTAMIENTO EN TRANSFORMADORES.

Las cargas no lineales conectadas en el secundario de un transformador en una conexión Δ/Y aterrizada, generan corrientes armónicas que se suman algebraicamente en el neutro, por lo tanto la corriente en los devanados secundarios se incrementa y al reflejar dichas corrientes en el primario del transformador utilizando la relación del transformador, ocasiona un recalentamiento del mismo.

El sobrecalentamiento de los transformadores se manifiesta de la siguiente manera:

- a) Incremento en las pérdidas debido al cobre.

Las pérdidas por efecto Joule aumentan, ya que por cada armónica de corriente incrementará la temperatura de los devanados.

$$P_{cu} = R \cdot I_n^2 \text{ RMS} \quad (2.1)$$

- b) Incremento de las pérdidas en el entrehierro.

Las pérdidas en el entrehierro son las sumas de las pérdidas por histéresis y por corrientes de eddy, las cuales son proporcionales con la frecuencia y a la raíz de la frecuencia respectivamente. Para considerar estas pérdidas es necesario aplicar una fórmula empírica estandarizada (NFC 52-514), con la cual se determina el factor k de degradación del transformador.

$$k = \frac{1}{\sqrt{1 + .01 \sum_{n=2}^{n=\infty} H_n^2 n^{1.6}}} \text{ donde: } H_n = \frac{I_n}{I_1} \quad (2.2)$$

Por ejemplo cuando:

$H_5=25\%$, $H_7=14\%$, $H_{11}=9\%$, $H_{13}=8\%$, el factor k de degradación es de 0.91.

Es importante no confundir este factor k con el factor K para manejo de cargas no lineales, del cual se hablará posteriormente en la metodología de corrección.

- c) Distorsión de Voltaje.
Debido al aumento de la impedancia interna total del transformador, la cual es proporcional a la frecuencia.
- d) Deterioramiento.
Debido al incremento de la corriente RMS total.

2.3 FALLAS EN LAS PROTECCIONES.

Las protecciones en los paneles de distribución fallan debido al aumento de calor generado por las corrientes armónicas y los valores picos de las corrientes instantáneas.

2.4 FALLA DE LOS CAPACITORES DE CORRECCIÓN DE FACTOR DE POTENCIA.

Los capacitores de corrección de factor de potencia pueden fallar si estos entran en resonancia con la inductancia de la red debido a las corrientes armónicas generadas por las cargas no lineales. Los capacitores fallarán debido a que su impedancia disminuirá debido al aumento de la frecuencia, ya que la impedancia de un capacitor está representada por:

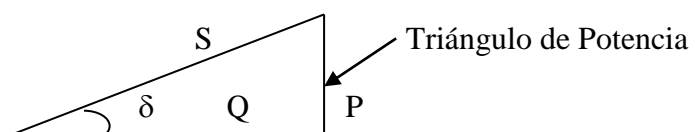
$$Z_c = \frac{1}{2 * \pi * f * C} \quad (2.3)$$

La impedancia permanecerá constante para cada armónica, pero cuando la frecuencia de la armónica sea muy grande la impedancia tenderá a cero y fluirá por el capacitor una elevada corriente que podrá ocasionar daño.

Otro problema que presentan los capacitores es el recalentamiento producido por pérdidas que se deben a dos fenómenos: conducción e histéresis dieléctrica, los cuales son proporcionales a la raíz cuadrada de la corriente rms. Los capacitores son sensibles a las sobrecargas, sean estas debidas a un valor excesivamente alto en la fundamental o la presencia de armónicos de voltaje.

Estas pérdidas son definidas mediante el ángulo de pérdidas δ , que es el ángulo cuya tangente es la relación entre la potencia activa y la potencia reactiva. Valores alrededor de 10^{-4} son comunes para la tangente de δ y el calor producido puede llevar a una ruptura del dieléctrico.

$$\tan \delta = \frac{P}{Q} \quad (2.4)$$



El límite permisible de corriente de distorsión armónica suministrada a la carga cuando hay capacitores de corrección de factor de potencia es del 83% correspondiente a una sobrecarga para el banco del 30% (1.3 veces mayor que la corriente de trabajo); y sobretensiones que pueden alcanzar un máximo del 10%.

2.5 SOBRECALENTAMIENTO EN LOS MOTORES DE INDUCCIÓN.

El sobrecalentamiento en los motores de inducción se debe a las corrientes armónicas y la distorsión de voltaje. Las armónicas de secuencia positiva generan un campo giratorio positivo el cual produce un torque positivo, en cambio las armónicas de secuencia negativa producen un campo giratorio negativo lo cual genera un torque negativo, la combinación de ambos torques produce una reducción del par motor y un sobrecalentamiento debido a la acción del torque inverso, ocasionando así un aumento de las pérdidas del rotor y del estator.

El límite máximo de corriente armónica en el estator para un motor síncrono es de 1.3 a 1.4%, y para un motor asíncrono es de 1.5 a 3.4%

2.6 VIBRACIÓN Y RUIDO.

Las fuerzas electrodinámicas producidas por las corrientes instantáneas asociadas a las corrientes armónicas causan vibración y ruido acústico en dispositivos electromagnéticos (transformadores, bobinas, etc). El torque mecánico pulsante, debido al campo rotatorio armónico, puede producir vibraciones en las máquinas eléctricas.

2.7 INTERFERENCIA EN CIRCUITOS DE COMUNICACIÓN Y CONTROL.

Los teléfonos, los circuitos de control y monitoreo absorben las perturbaciones cuando dichos dispositivos están conectados a lo largo de un circuito de distribución de potencia, el cual conduce corrientes de distorsión. Los parámetros que se deben tomar en cuenta debido a dicho problema son la longitud del cable, la frecuencia armónica y la distancia de separación entre los circuitos.

2.8 DISTURBIOS CREADOS POR CAMPOS ELECTROMAGNÉTICOS.

Cuando las "Líneas de transmisión de datos" están cerca de líneas de distribución de energía en las cuales fluye una corriente armónica, en estas se inducirán corrientes que provocarán un mal funcionamiento de los equipos que estén conectados a ellas.

2.9 RESONANCIA.

La resonancia es el fenómeno que existe cuando en un circuito LC la reactancia capacitiva (X_C) es igual a la reactancia inductiva (X_L) para un valor de frecuencia de la señal de entrada. Este mismo fenómeno sucede cuando la reactancia de la red en una instalación eléctrica se iguala con la reactancia del banco de capacitores de compensación del factor de potencia, donde la distorsión armónica generada por cargas no lineales pueden provocar distorsión armónica voltajes cuya frecuencia se sintonice con el circuito equivalente.

El problema que en una instalación eléctrica con banco de capacitores de compensación exista una resonancia, es debido al decremento de la reactancia equivalente ($X_L // X_C$), por el lazo LC circulará una corriente muy elevada y el banco de capacitores estará expuesto a una elevada sobretensión que ocasionará que este se dañe.

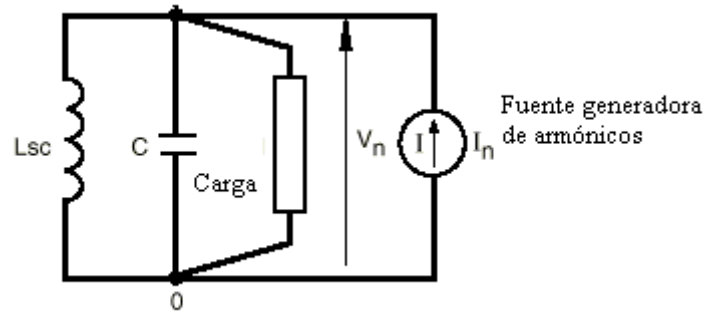


Figura 2.2. Representación eléctrica de un sistema monofásico

El dispositivo generador de armónicas será el encargado que el sistema entre en resonancia, ya que una de las armónicas (múltiplos de la fundamental) que este inyecte al sistema provocará dicha condición. A esta frecuencia se le conoce como **frecuencia de resonancia** (f_r).

Como se puede observar en la figura 2.3, a medida que se incrementa la frecuencia la reactancia equivalente varía desde ser puramente inductiva hasta puramente capacitiva, pero en el instante de que la frecuencia armónica generada por equipo perturbador es igual a la frecuencia de resonancia, la reactancia es igual a cero.

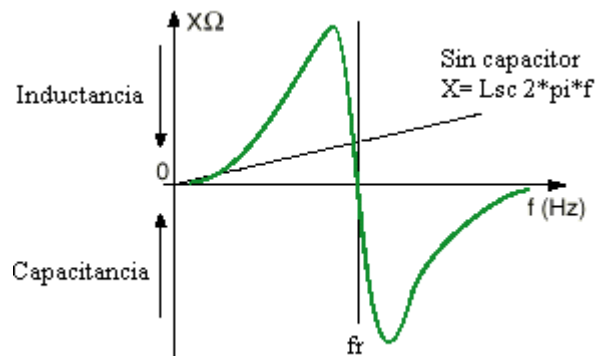


Figura 2.3. Comportamiento de la reactancia con la frecuencia.

2.10 OTROS.

Otro efecto de la distorsión armónica se da en los convertidores estáticos en donde los sistemas fallan debido a una señal de voltaje muy distorsionada que provoca falsos cruces por cero. Además en los medidores de consumo energético que trabajan con un disco de inducción, los armónicos afectan la medición de consumo, por ejemplo en un medidor clase 2 el error se incrementará en un 0.3% debido a una 5ª armónica de voltaje y corriente del 5%.

3. TIPOS DE CARGAS NO LINEALES

Existen dos tipos de cargas, las cargas lineales y las no lineales. Se dice que una carga es lineal cuando existe una relación lineal entre el voltaje y la corriente al ser alimentada por una fuente sinusoidal pura o dc. Cuando dicha relación no se cumple estamos en presencia de una carga no lineal, ya que ésta absorbe una corriente no sinusoidal, aún cuando la fuente de voltaje sea sinusoidal.

Por lo tanto una carga es lineal cuando su resistencia permanece constante y una carga no lineal es aquella en la cual su resistencia es variable. En la industria hoy en día es mayor la presencia de cargas no lineales, las cuales generan corrientes armónicas perjudiciales para los equipos y la red de distribución. Entre las cargas no lineales tenemos equipos que trabajan con arco eléctrico, las lámparas fluorescentes, inversores, computadoras, equipos electrónicos, cargadores de baterías, cicloconvertidores, Automatas Programables y UPS.

3.1 HORNO DE ARCO ELÉCTRICO

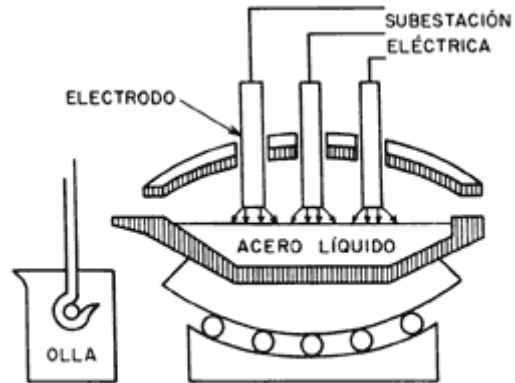
Generalidades

El proceso de producción de Acero a partir de una aleación de hierro y carbono consiste en quemar excesos de hierro e impurezas del carbón en un horno de refinamiento, la dificultad de este proceso radica en el elevado punto de fusión del acero, el cual es de aproximadamente 1,400 °C. Para realizar este proceso se han desarrollado tres tipos de horno para refinamiento del acero, los cuales son:

- i. Horno de Crisol.
- ii. Horno de Oxígeno Básico.
- iii. Horno de Arco Eléctrico.

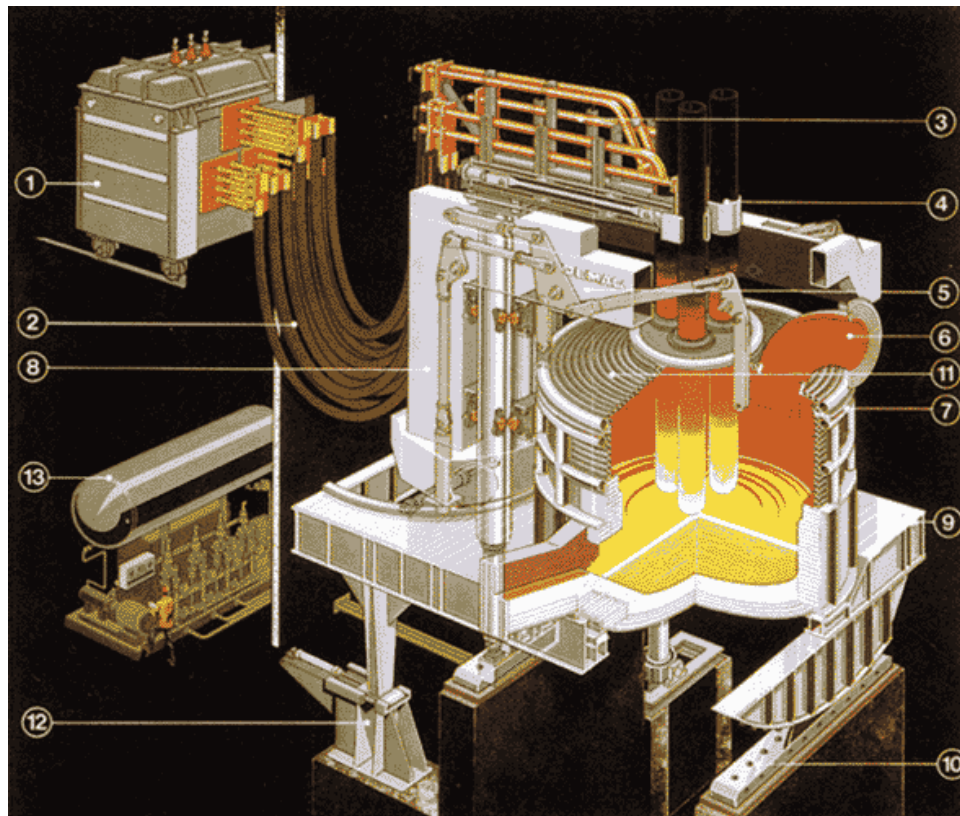
En cada uno de estos hornos el oxígeno se combina con las impurezas y el carbono en el metal fundido, el cual puede ser introducido directamente mediante presión, dentro o sobre la carga de chatarra en el horno a través del oxígeno en el aire, o en forma de óxido de hierro. El proceso de fundición del acero consiste en colocar una gran cantidad de chatarra y piedra caliza sobre un crisol, el cual posteriormente debe de ser calentado hasta la temperatura de fusión del acero.

El horno de Arco eléctrico posee una gran ventaja sobre el horno de Crisol y de Oxígeno, la cual es que con este horno se puede realizar un control de temperatura de forma eléctrica y así alcanzar temperaturas de hasta 1,930 °C; el horno de arco produce un acero de mayor calidad debido a que en el no se introducen impurezas como el fósforo, el silicio y el manganeso, los cuales son utilizados con los otros tipos de hornos. Por esta razón el horno de arco se utiliza para fabricar aceros para herramientas, aceros inoxidables y aceros especiales. El horno de Arco Eléctrico utilizado en la industria metalúrgica se muestra en la figura 3.1 y 3.2.



HORNO DE ARCO ELÉCTRICO

Figura 3.1.



- | | |
|--------------------------------|---------------------------|
| 1. TRANSFORMADOR | 8. ESTRUCTURA |
| 2. CONEXIÓN DE CABLE FLEXIBLE | 9. ESTRUCTURA OSCILANTE |
| 3. BRAZOS DE LOS ELECTRODOS | 10. CREMALLERA |
| 4. SUJECCIÓN DE LOS ELECTRODOS | 11. BÓVEDA REFRIGERADA |
| 5. PÓRTICO CON BRAZOS | 12. DISPOSITIVO DE VOLTEO |
| 6. SALIDA DE HUMOS REFRIGERADA | 13. GRUPO HIDRÁULICO |
| 7. PANELES REFRIGERADOS | |

Figura 3.2. Detalle de un horno eléctrico industrial

El proceso de fundición de la chatarra para obtener acero en horno eléctrico se basa en aplicar un voltaje a un circuito formado por dos placas conductoras cargadas cada una con una polaridad diferente y separadas por un material dieléctrico, si dicho voltaje es lo suficientemente grande para romper el material dieléctrico entonces se generará un arco de corriente en el dieléctrico con el cual fluirán electrones de la placa con polaridad negativa a la placa con polaridad positiva, por lo que el dieléctrico deja de ser un aislante y se convierte en un medio de conducción, tal como se presenta en la figura 3.3, el dieléctrico aire se rompe y por lo tanto se origina una corriente eléctrica en el circuito.

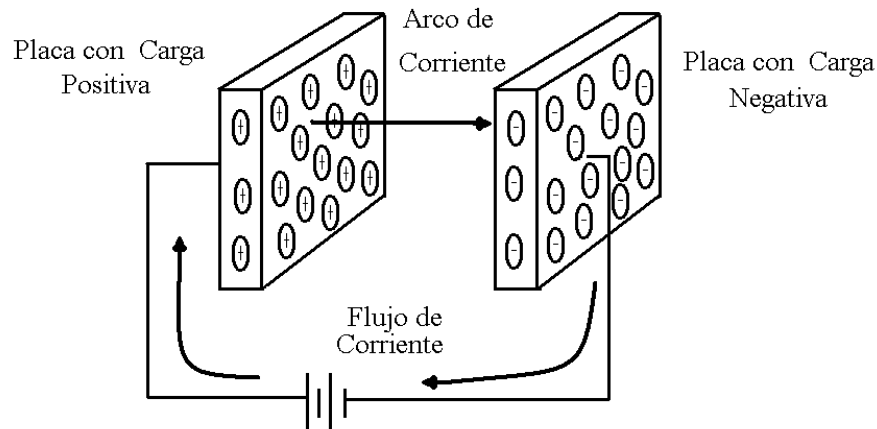


Figura 3.3. Circuito que demuestra el principio de operación

En el horno de Arco la placa con polaridad positiva la representa un electrodo de carbono el cual es infusible, es decir, que tiene un punto de fusión más alto que el del acero y la placa con polaridad negativa es representado por el depósito y la chatarra utilizada para la fundición, tal como se muestra en la figura 3.4.

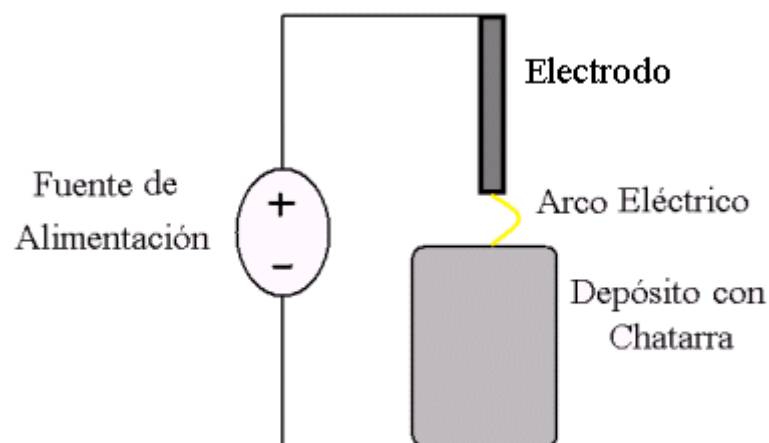


Figura 3.4. Esquema básico de operación

El horno mostrado en la figura 3.2, presenta tres electrodos de carbono, los cuales tienen un movimiento oscilatorio de arriba a bajo, con el objeto de remover la chatarra a medida que ésta se va derritiendo, mediante una corriente eléctrica que fluye por uno de los electrodos y forma un arco eléctrico hasta la carga metálica, recorre el metal y vuelve a formar un arco hasta el siguiente electrodo. La resistencia del metal al flujo de corriente genera calor, que sumado al producido por el arco eléctrico funde el metal con rapidez.

3.1.1 ARMONICOS EN INSTALACIONES DE HORNO DE ARCO ELÉCTRICO

Existen dos tipos de hornos de arcos que son los más utilizados en la industria: los hornos AC y los DC.

3.1.1.1 HORNOS AC

Los hornos AC son no-lineales, asimétricos e inestables. Generan un espectro que incluye armónicas pares e impares así como también un espectro continuo. El espectro depende del tipo de fundición, de la potencia y de las consideraciones de operación (fundición, refinamiento, etc)

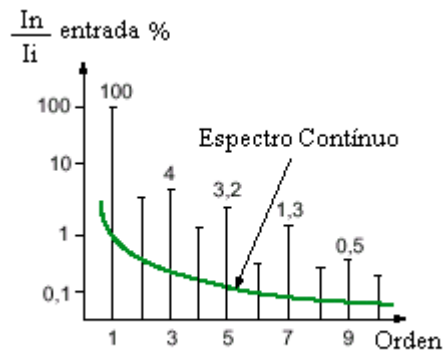


Figura 3.5. Espectro de Corriente de un horno de Arco AC

3.1.1.2 HORNOS DC

El horno DC es alimentado a través de un rectificador y es más estable que un horno AC. La corriente drenada puede ser dividida en dos:

- Una corriente que genera un espectro similar al de un rectificador.
- Una corriente que genera un espectro continuo que es menor al de un horno AC.

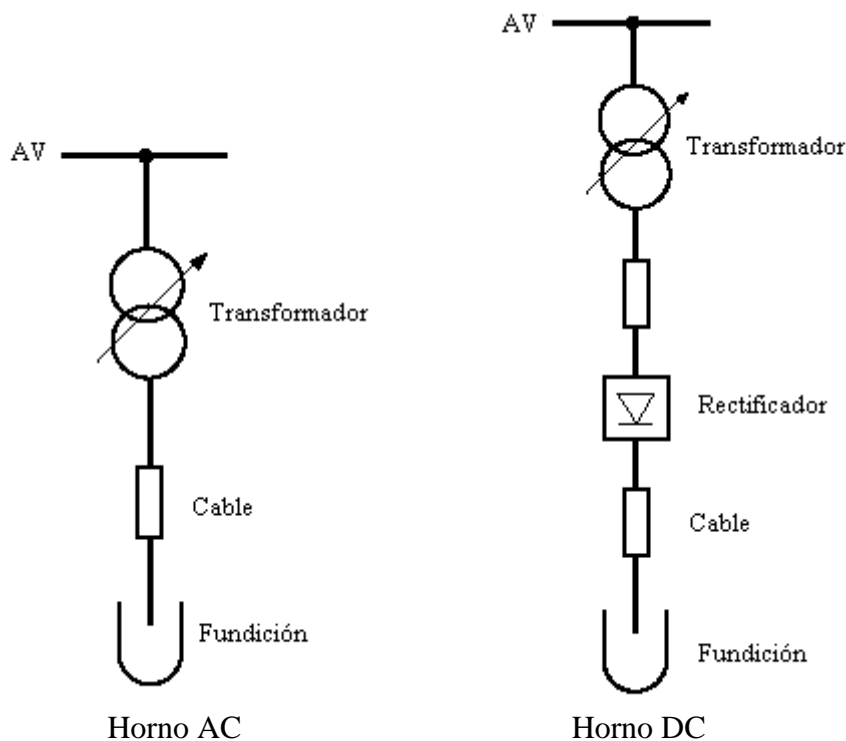


Figura 3.6. Representación unifilar de hornos de arco AC y DC.

En un horno de arco cada electrodo tiene una función específica:

- i. Fundición de la chatarra.
- ii. Calentamiento y aumento de la temperatura del horno.
- iii. Afinado.

Otra característica importante de los electrodos es que no generan un arco de igual tamaño, y es debido a la función que realizan. En una industria local, el electrodo que genera un arco largo se utiliza para la fundición de la chatarra, por el que circula una corriente de 8 a 12KA, el cual está conectado al tap A de la subestación a 275 VAC. El electrodo utilizado para calentar y elevar la temperatura del horno genera un arco corto y está conectado al tap B de 250 VAC donde circula una corriente de 11 a 13 KA. El electrodo conectado al tap C genera un arco corto y es utilizado para afinado, por el cual circula una corriente de 15 a 17 KA.

La distorsión armónica que genera un horno de arco es debido a la variación de resistencia del dieléctrico(aire), cada uno de los electrodos no genera un arco de corriente constante, por el contrario es variado, tal como se presenta en la figura 3.7.

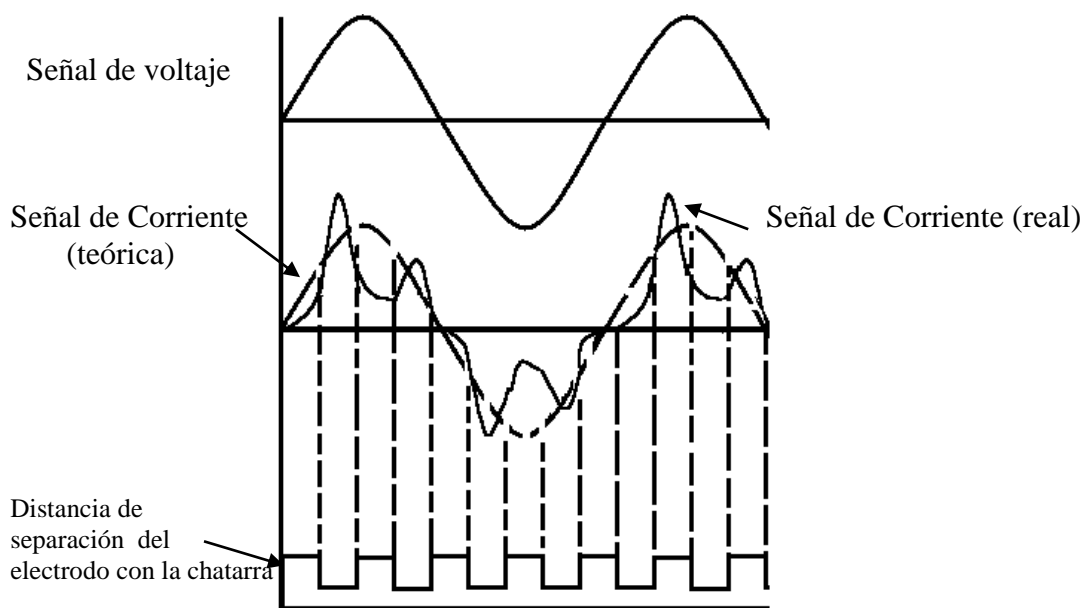


Figura 3.7. Señal de Corriente en un Horno de Arco.

Como se puede observar debido a que la variación de la distancia de separación de los electrodos con la chatarra no es constante, existe una variación de la resistencia del dieléctrico y es por esta razón hay una distorsión armónica en corriente, demandando de la fuente un flujo no lineal aún cuando la alimentación de voltaje sea sinusoidal.

3.2 LAMPARAS DE DESCARGA

Generalidades

Las lámparas de descarga constituyen una forma alternativa de producir luz de una manera más eficiente y económica que las lámparas incandescentes, en las lámparas de descarga, la luz se consigue estableciendo una corriente eléctrica entre dos electrodos situados en un tubo lleno con un gas o vapor ionizado, tal como se presenta en la figura 3.8.

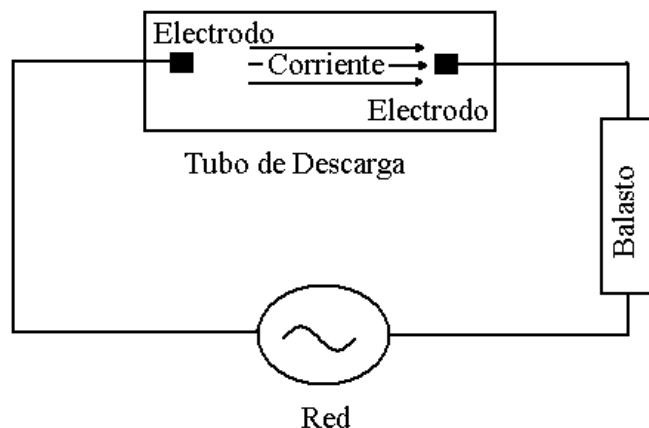


Figura 3.8. Representación Esquemática de una Lámpara de Descarga.

En el interior de un tubo de descarga hay siempre un pequeño número de electrones libres que, al estar sometidos al campo eléctrico creado por la diferencia de potencial aplicado entre los electrodos, se dirigen hacia el electrodo positivo o ánodo. A medida que se desplazan, chocan con los átomos de gas y, debido a la energía cinética propia de su movimiento, arrancan electrones superficiales de aquellos átomos, siguiendo este proceso indefinidamente.

Al átomo que queda sin ningún electrón se le llama **ión**; cuando queda cargado positivamente, se desplaza hacia el electrodo negativo, o cátodo, produciendo nuevos choques.

Cuanto más electrones libres haya mayor será la corriente que circule, y menor la resistencia que ofrecerá el tubo al paso de la corriente; por ello, será preciso limitar desde el exterior, por medio de un dispositivo adecuado, el valor de la corriente que se pretende hacer circular. Sin embargo, no todos los choques entre un electrón y un átomo producen la ionización de este último, sino que, con gran frecuencia, la energía propia del electrón libre no es suficiente para arrancar un electrón superficial, dejándolo sujeto al átomo pero incrementándole su nivel energético.

Cuando sucede esto último, los electrones excitados tienden a volver a su nivel inicial, restituyendo, en forma de radiaciones electromagnéticas, la energía recibida en el choque. En la mayor parte de los casos, algunas de estas radiaciones son visibles, por lo que el tubo actuará como una fuente de luz.

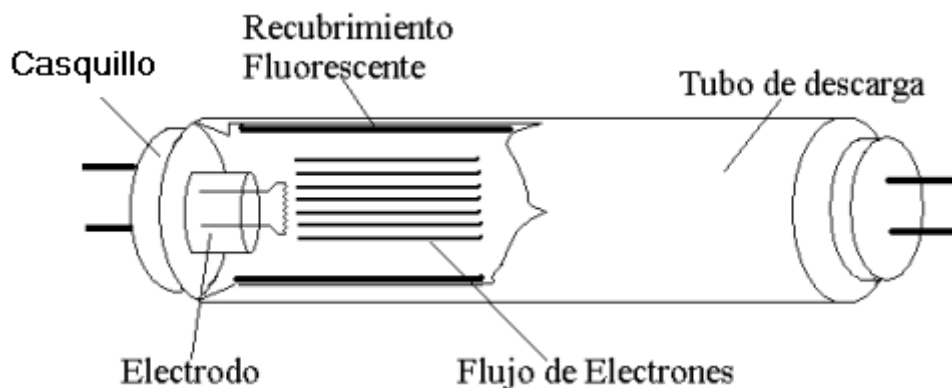


Figura 3.9. Lámpara Fluorescente.

Para que las lámparas de descarga funcionen correctamente es necesario en la mayoría de los casos la presencia de unos elementos auxiliares: cebadores y balastos. Los **cebadores** (figura 3.10), son dispositivos que suministran un breve pico de tensión entre los electrodos del tubo, necesario para iniciar la descarga y vencer así la resistencia inicial del gas a la corriente eléctrica. El circuito de encendido de tubos fluorescentes se presenta en la figura 3.11.

Los **balastos** son dispositivos que sirven para limitar la corriente que atraviesa la lámpara y evitar así un exceso de electrones circulando por el gas que aumentaría el valor de la corriente hasta producir la destrucción de la lámpara.

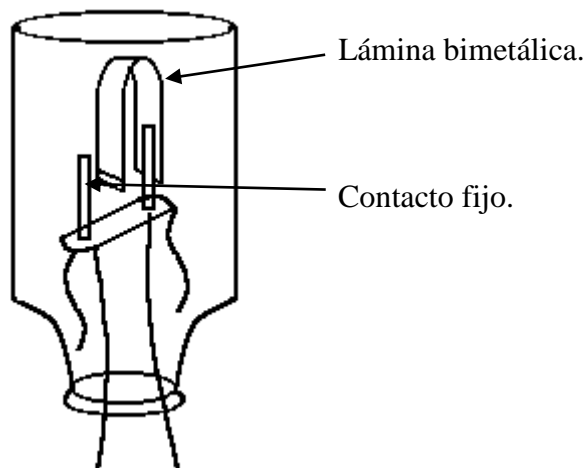


Figura 3.10. Cebador.

El circuito de Arranque de los tubos fluorescentes que más se utiliza es el de precalentamiento con cebador, como se muestra en la figura 14; en el cual fluirá una corriente eléctrica cuando se cierre el interruptor C(cebador).

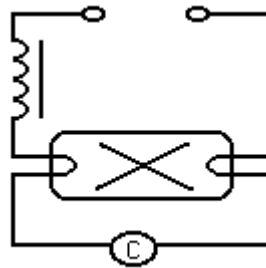


Figura 3.11. Circuito de precalentamiento con cebador

Al aplicar la tensión de la red entre las terminales de la lámpara, este mismo es aplicado a las terminales del cebador, por la proximidad en que se encuentran las láminas, se genera entre ellas un pequeño arco, el cual circula a través de un gas de relleno; esto produce un aumento de la temperatura en el interior de la ampolla y por consiguiente se da una deformación de la lámina bimetálica, hasta que esta se pone en contacto con la fija; se cierra el circuito. Debido a que el interior de la ampolla del cebador se enfría, la lámina bimetálica vuelve a su posición original, abriendo bruscamente el circuito, lo cual permite que se induzca una sobretensión en la reactancia.

Con la tensión de reactancia, la cual se aplica entre las terminales del electrodo se produce un arco a través de la atmósfera de argón, con lo cual se evaporizará el mercurio contenido en el tubo y con ello se generará un arco a través de la atmósfera de mercurio.

Las lámparas de descarga se pueden clasificar según el gas utilizado (vapor de mercurio o sodio) o la presión a la que este se encuentre (alta o baja presión). Las propiedades varían mucho de unas a otras y esto las hace adecuadas para unos usos u otros.

- Lámparas de vapor de mercurio:
 - Baja presión:
 - Lámparas fluorescentes.
 - Alta presión:
 - Lámparas de vapor de mercurio a alta presión.
 - Lámparas de luz de mezcla.
 - Lámparas con halogenuros metálicos.
- Lámparas de vapor de sodio:
 - Lámparas de vapor de sodio a baja presión.
 - Lámparas de vapor de sodio a alta presión.

Armónicos en instalaciones de Lámparas Fluorescentes

La distorsión armónica en las instalaciones de lámparas fluorescentes se debe a que la resistencia del dieléctrico(gas) es variable a medida que varía la corriente que circula a través de él, dicho fenómeno se conoce como **resistencia negativa de la lámpara fluorescente**. El cual provoca que cuando aumente la corriente que circula a través del gas disminuya la resistencia del dieléctrico, generando así una distorsión armónica en corriente ya que no existirá una relación lineal entre el voltaje y la corriente debido a que la resistencia del gas no es constante en el tiempo.

La magnitud de la 3ª armónica puede exceder del 100% de distorsión armónica en ciertos casos de lámparas fluorescentes modernas. Por lo tanto por el conductor de neutro fluiría la suma de las corrientes de 3ª armónica de un sistema trifásico y puede estar sujeto a peligrosos sobrecalentamientos si no está adecuadamente dimensionado.

La distorsión armónica en corriente introducida por las lámparas fluorescentes es alrededor del 13%. Basándose en mediciones realizadas con un analizador de potencia armónica **FLUKE 41B** en lámparas **RAPID START J2/40RS120-TP** de marca **JADCO**, con las especificaciones técnicas:

Factor de Potencia	Lámpara Estándar	Lámpara de Ahorro Energético
		0.67
Temperatura mínima de Encendido	50 ⁰ F	60 ⁰ F

Tabla 3.1.

Se obtuvieron los siguientes datos:

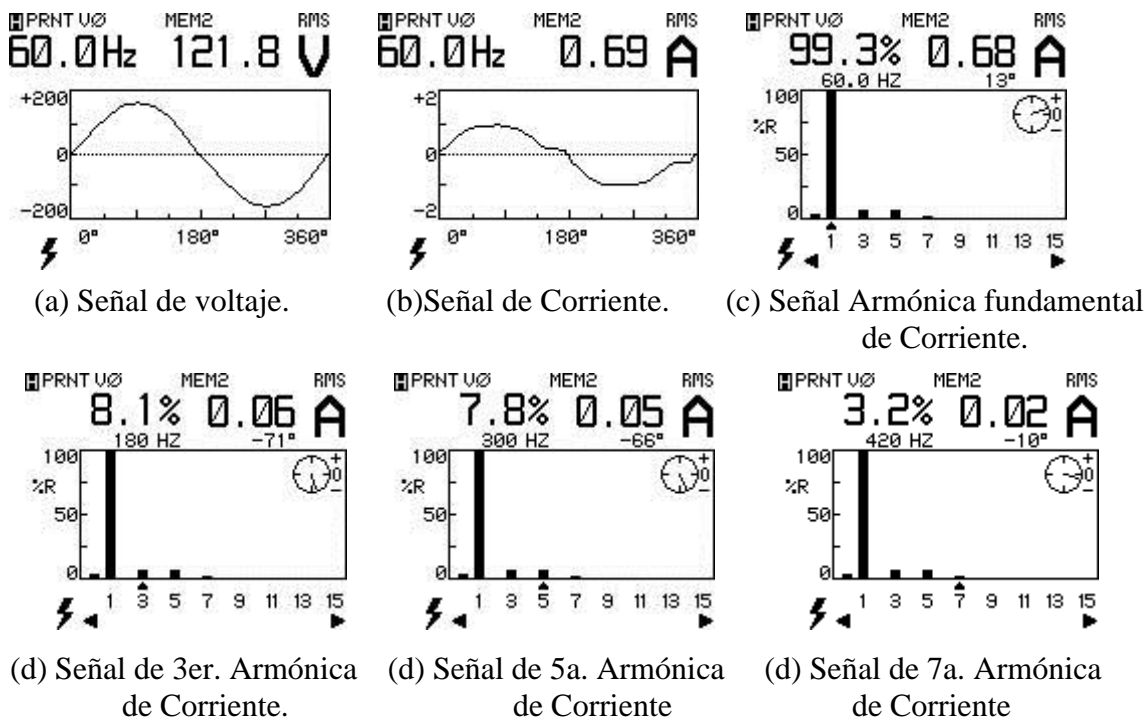


Figura 3.12. Formas de onda de Voltaje, Corriente y Distribución Armónica en Lámparas Fluorescentes.

Como se observa en la figura 3.12(b), la señal de corriente presenta una forma de onda distorsionada, debido a sus características propias, la distorsión armónica total es del 12.2%, puede observarse que las armónicas que más contribuyen son la 3ª y 5ª. La compañía de suministro de energía eléctrica provee una tensión de distorsión armónica del 2.9%.

3.3 RECTIFICADORES

Un rectificador es un circuito que convierte una señal de corriente alterna en una señal unidireccional, dicho circuito está conformado por diodos. Un diodo es un dispositivo de unión pn de dos terminales, la terminal **p** es conocida como **ánodo** y la terminal **n** se conoce como cátodo, ver figura 3.13. Cuando el potencial del ánodo es positivo respecto al del cátodo, el diodo está en polarización directa y conduce. En polarización directa el diodo tiene una caída de voltaje a través de sus terminales, de un valor pequeño. Cuando el potencial del cátodo es positivo con respecto al ánodo el diodo está polarizado en inversa, bajo esta condición el diodo no conduce, pero fluye una pequeña corriente en inversa en el rango de los micro o miliamperios, cuya magnitud crece lentamente en función del voltaje inverso.

La curva característica del diodo se presenta en la figura 3.14, que muestra la relación no lineal entre el voltaje y la corriente del diodo.

La corriente que circula a través del diodo está expresada mediante la siguiente ecuación:

$$I_D = I_S (e^{V_D/nV_T} - 1) \tag{3.1}$$

- Donde I_D = Es la corriente que circula a través del diodo.(A)
- V_D = Voltaje del diodo con el ánodo positivo con respecto al cátodo.(V)
- I_S = Corriente de fuga.
- n = Coeficiente de emisión.
- V_T = Constante de Voltaje Térmico.

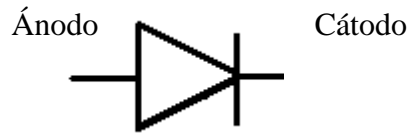
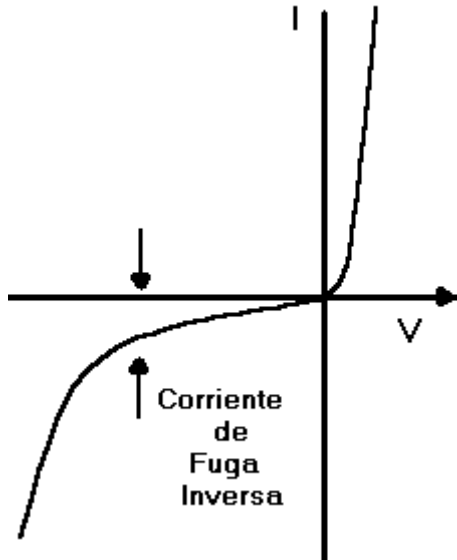
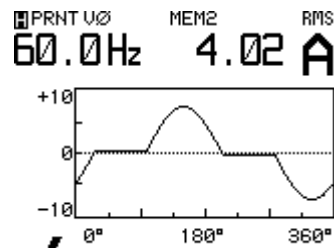
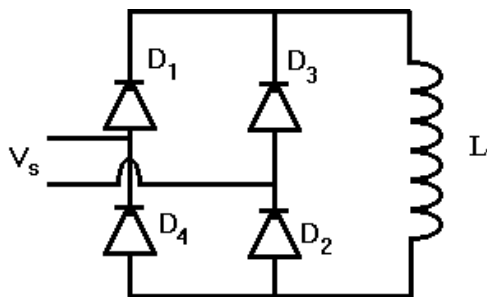


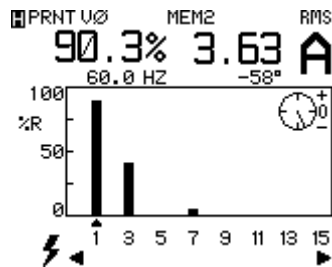
Figura 3.13. Símbolo del Diodo

Figura 3.14. Curva característica del diodo.

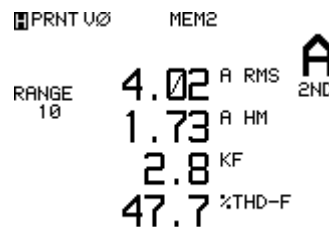
Los dos tipos de rectificadores más utilizados en aplicaciones industriales son los convertidores monofásicos y los trifásicos, los cuales se presentan en la figura 3.15, 3.16 y 3.17 respectivamente.



a) Corriente demandada.



b) Espectro de corriente



c) Valor de THD

Figura 3.15. Señal de corriente y distribución armónica en rectificadores monofásicos

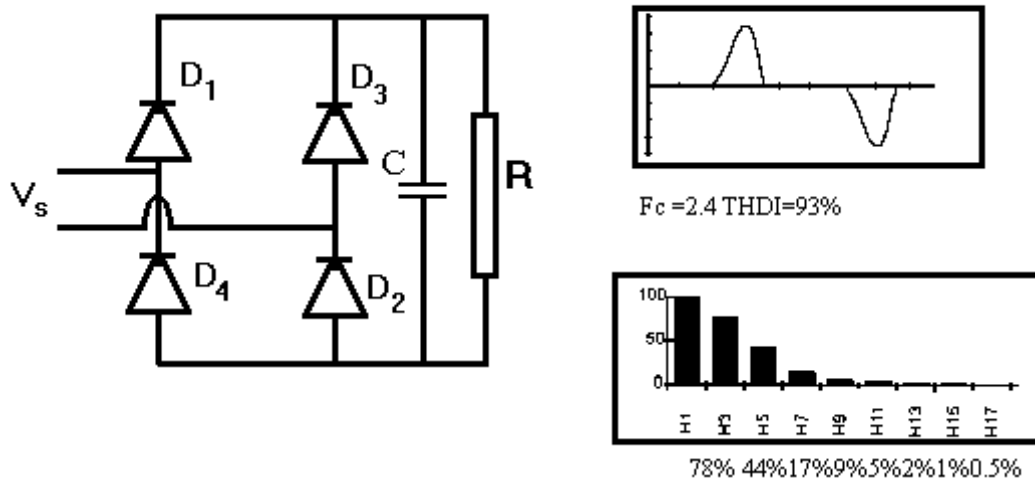


Figura 3.16. Rectificador Monofásico

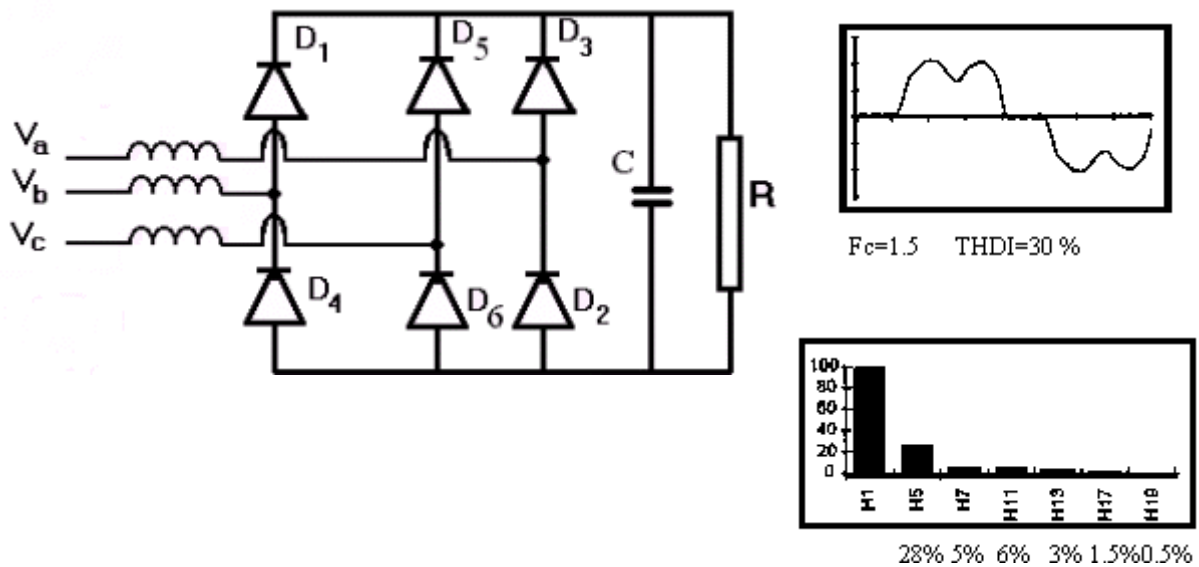


Figura 3.17. Rectificador Trifásico.

3.4 CICLOCONVERTIDORES

Un cicloconvertidor es un cambiador de frecuencia que directamente convierte una frecuencia de entrada a otra frecuencia de salida menor, sin necesidad de utilizar una etapa de conversión previa. La mayor parte de los cicloconvertidores son de conmutación natural (si la corriente del tiristor pasa a través de un cero natural, y existe un voltaje inverso entre sus terminales, entonces el tiristor queda desactivado en forma automática debido al comportamiento natural del voltaje de alimentación) la máxima frecuencia de salida está limitada a una fracción de la frecuencia de la fuente. La aplicación más importante de un cicloconvertidor es para motores eléctricos de ca de baja velocidad, en el rango de hasta 15,000 KW, con frecuencias desde 0 hasta 20Hz.

El cicloconvertidor monofásico está compuesto por dos convertidores monofásicos controlados, tal como se muestra en la figura 3.18. Los ángulos de disparo están calculados para que el voltaje de uno de ellos sea igual y opuesto al del otro convertidor. Si el convertidor P conduce, el voltaje de salida promedio es positivo y si el convertidor N conduce el voltaje promedio de salida es negativo. Tal como se muestra en la figura 3.18 ambos convertidores P y N conducirán durante un tiempo $T_0/2$, por lo tanto la frecuencia de salida será:

$$f_0 = \frac{1}{T_0} \quad (5)$$

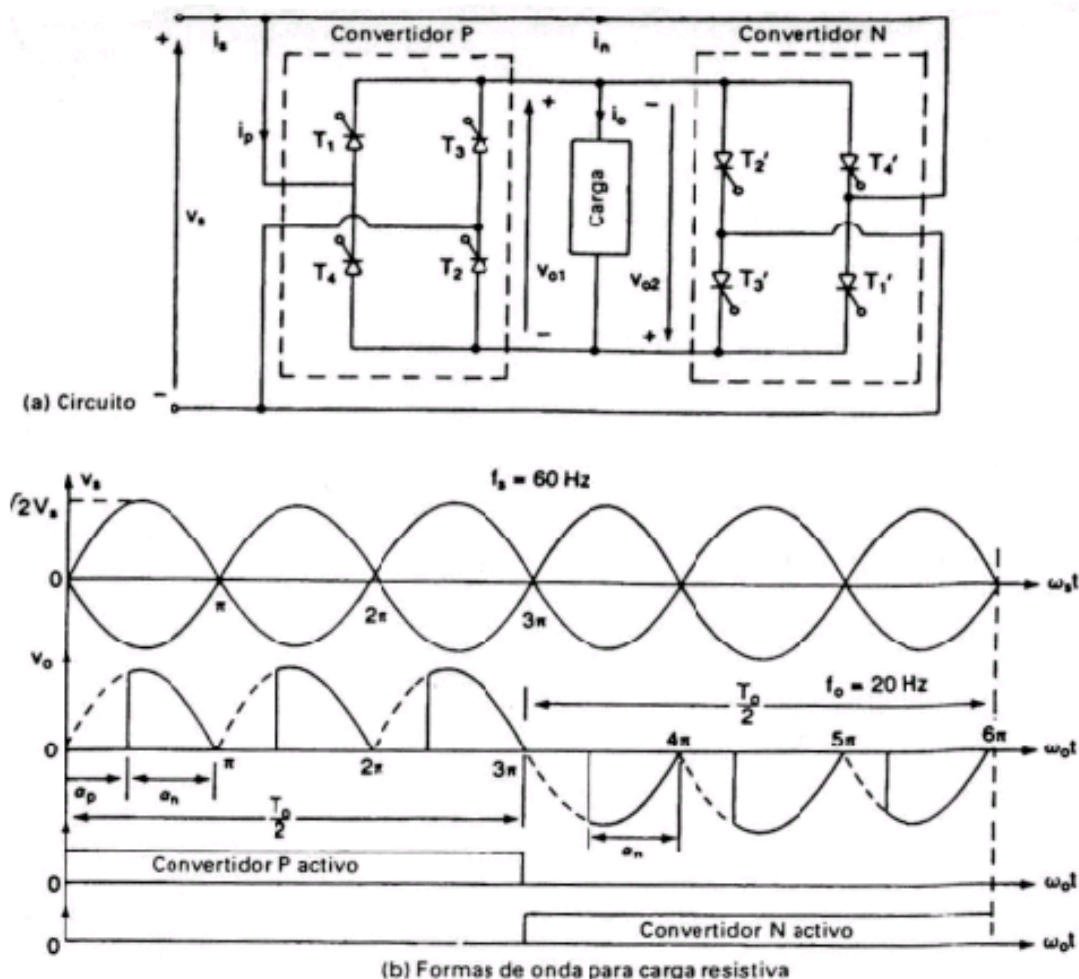


Figura 3.18. Cicloconvertidor Monofásico / Monofásico

Un cicloconvertidor trifásico / monofásico se muestra en la figura 3.19. Este cicloconvertidor trabaja de forma similar que el monofásico con la única diferencia de que los convertidores de ca a cd son rectificadores trifásicos controlados. Por lo tanto el convertidor positivo opera durante la mitad del período de la frecuencia de salida y el convertidor negativo durante la otra mitad.

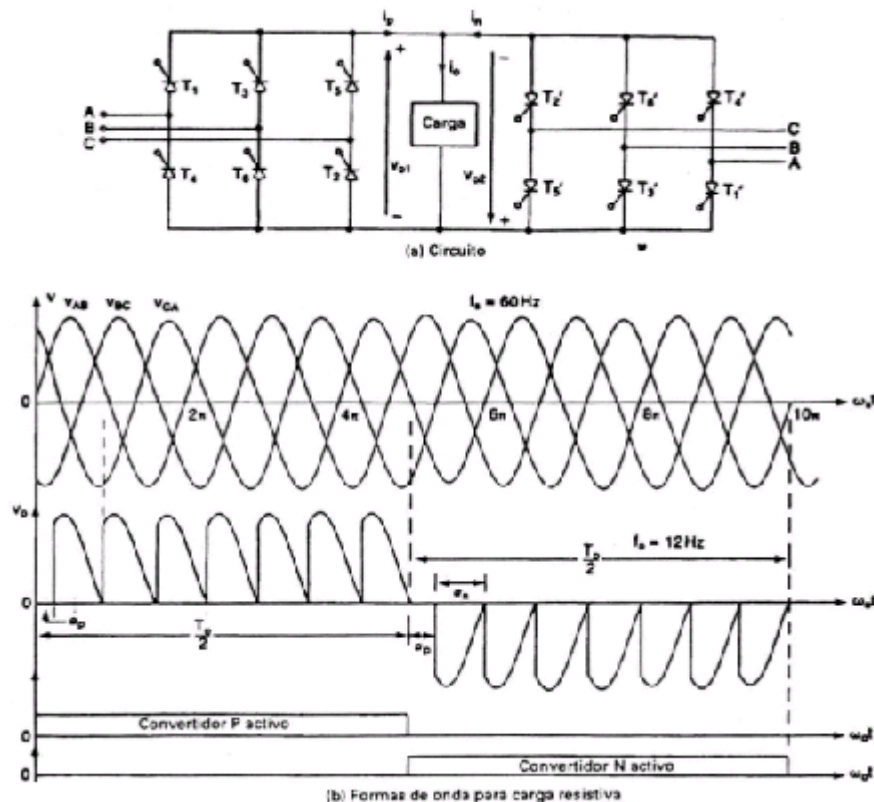


Figura 3.19. Cicloconvertidor Trifásico / Monofásico

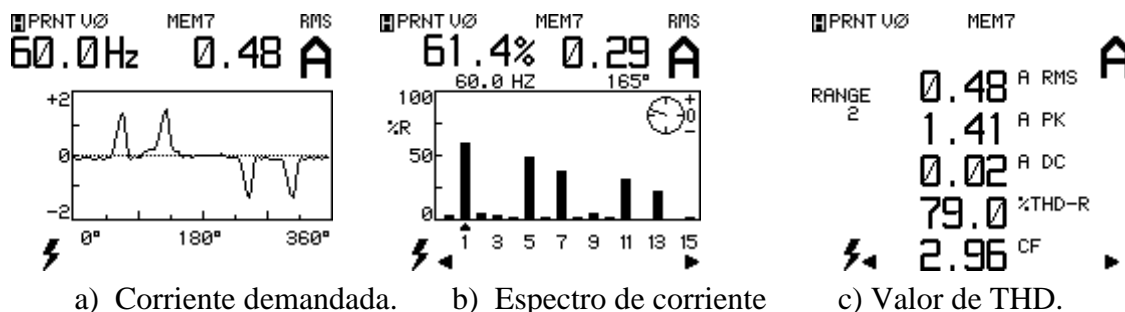


Figura 3.20. Forma de onda de corriente y distribución armónica en cicloconvertidores trifásicos.

3.5 ARMÓNICAS EN TIRISTORES Y RECTIFICADORES

Las armónicas de corriente consumidas por tiristores y diodos, ampliamente utilizados en convertidores, rectificadores y cicloconvertidores se deben a que existe una variación de la resistencia de dichos componentes durante un ciclo normal de trabajo. Presentan un valor alto de impedancia cuando se polarizan en inversa y al polarizarse en directa la impedancia depende de las características del dispositivo y del control del mismo, demandando así armónicas de corriente. En la figura 3.21, se presentan las distorsiones en corriente que introducen los circuitos que utilizan tiristores y diodos.

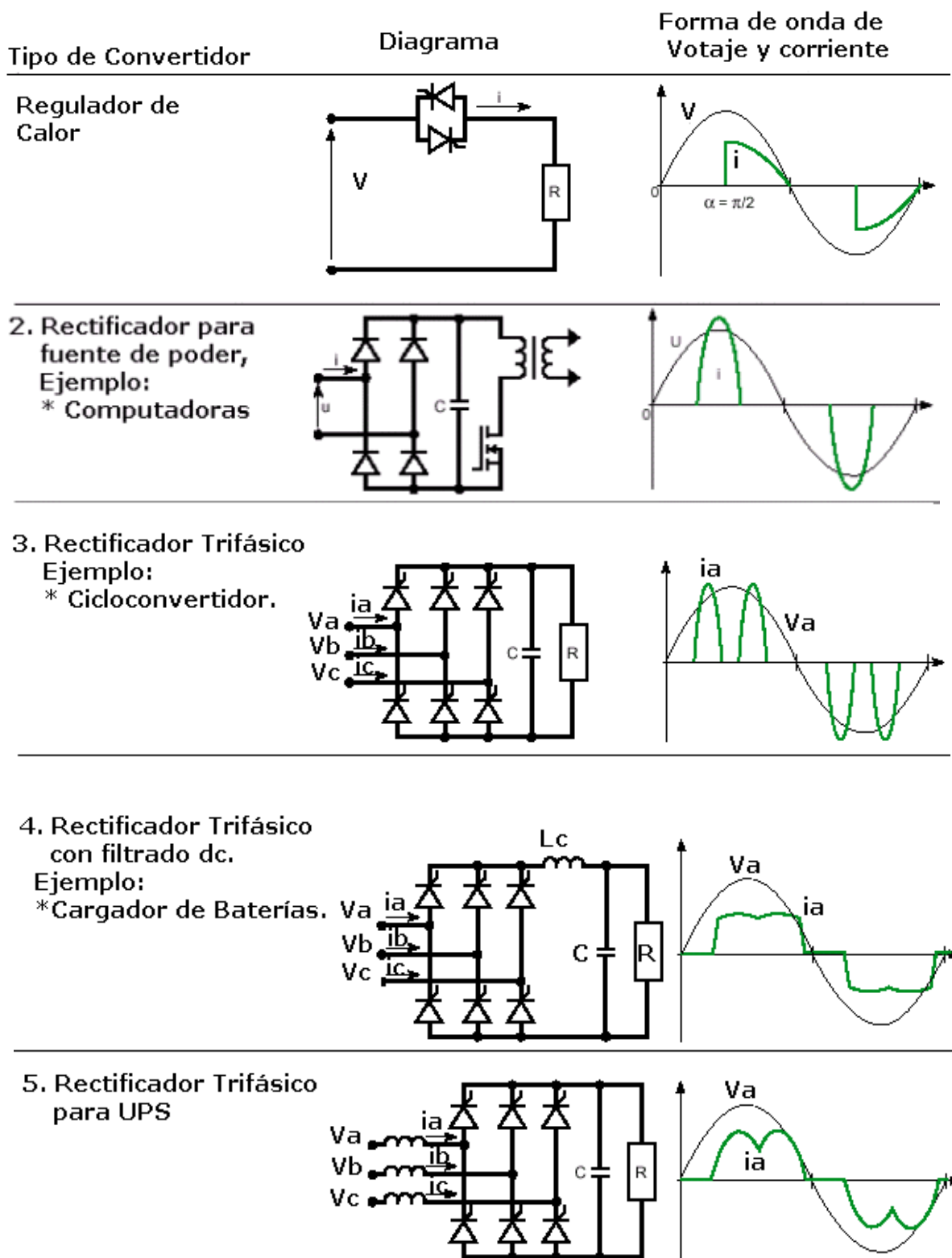


Figura 3.21. Cargas Generadoras de Armónicos con Rectificadores Controlados y no Controlados.

Debido a que los equipos como máquinas de fax, computadoras, cargadores de baterías, UPS e inversores, utilizan tiristores y diodos, son equipos que generan una distorsión armónica en corriente. Se puede observar claramente en la figura 3.21. como cada carga toma la corriente de la fuente, la cual no guarda una relación lineal respecto al voltaje aún cuando la fuente es sinusoidal.

Un método fácil para determinar las componentes armónicas que generan los convertidores estáticos es mediante la siguiente fórmula:

$$n = Kp \pm 1 \quad (3.2)$$

donde:

n = es la armónica generada.

K = 1,2,3,4,...

p = es el número de rectificadores utilizados.

Por ejemplo si utilizamos la fórmula anterior para un convertidor de 6 rectificadores, existirán componentes armónicas para $n = 5, 7, 11, 13, 17, 19, 23, 25, \text{etc}$

3.6 TRANSFORMADORES

Generalidades

Un transformador es un dispositivo que convierte un voltaje AC de un valor a otro, a través de la acción de un campo magnético. Este consiste de dos ó más bobinas de alambre arrollado en un núcleo ferromagnético común, estas bobinas no están directamente conectadas, la única conexión es el flujo magnético común presente en el núcleo.

Uno de los devanados del transformador está conectado a una fuente de potencia eléctrica AC, y el segundo devanado del transformador (y quizá un tercero) suministra la potencia eléctrica para la carga. El devanado del transformador conectado a la fuente de poder es llamado *devanado primario o devanado de entrada*, y el devanado conectado en la carga se llama *devanado secundario o devanado de salida*.

El propósito principal de un transformador es el de convertir potencia AC de un nivel de voltaje a otro nivel de voltaje de potencia AC de la misma frecuencia

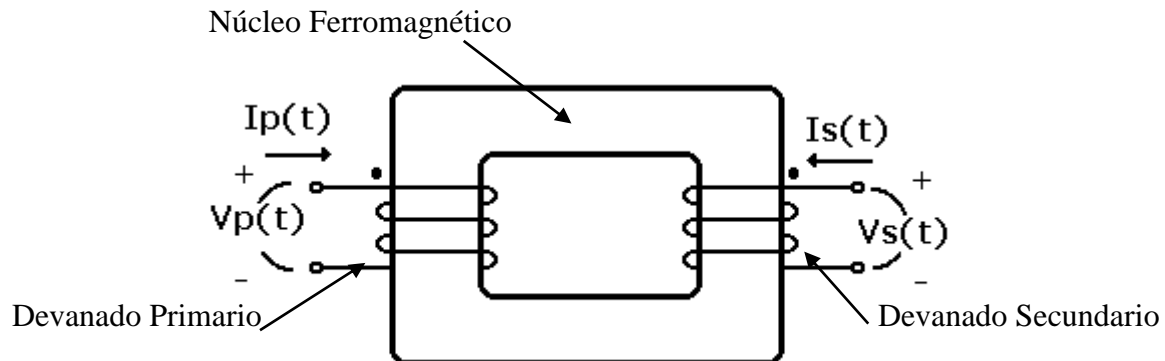


Figura 3.22. Símbolo esquemático de un Transformador.

Los transformadores de potencia tienen una variedad de nombres, dependiendo de su uso en un sistema. Un transformador conectado a la salida de un generador y usado para elevar su voltaje hasta niveles de transmisión (120 KV) algunas veces es llamado **transformador de unidad**. Un transformador conectado al final de una línea de transmisión, el cual disminuye voltaje de niveles de transmisión a niveles de distribución (de 2.3KV a 34.5KV), es llamado **transformador de subestación**. Finalmente, el transformador que toma el voltaje de distribución y lo reduce a un voltaje que utiliza el usuario final (110, 208, 220V, etc) es llamado **transformador de distribución**. Todos estos dispositivos son esencialmente los mismos, la única diferencia entre ellos es su uso.

La relación entre el voltaje aplicado al primario del transformador $V_p(t)$ y el voltaje inducido en el secundario $V_s(t)$, está dada por:

$$\frac{V_p(t)}{V_s(t)} = \frac{N_p}{N_s} = a \quad (3.3)$$

Donde:

- N_p es el número de vueltas de la bobina del devanado primario.
- N_s es el número de vueltas de la bobina del devanado secundario.

Armónicos en Transformadores

La saturación del núcleo magnético de los transformadores de potencia puede generar armónicos de voltaje y de corriente. La Figura 3.23, ilustra el principio de generación de armónicos de corriente demandados y armónicos de voltaje inducidos cuando existe saturación del núcleo. Como se puede apreciar, un voltaje de excitación bajo condiciones normales (senoidal) producirá una corriente $(i)(1)$ con una leve distorsión en el primario debido a la no-linealidad de la reluctancia del núcleo, lo cual inducirá un voltaje con una leve distorsión en el secundario (2). Cuando la amplitud del voltaje de excitación es muy alta se producirá una corriente $(i)(3)$ con una distorsión grande en primario debido a que el transformador estará operando fuera de la región lineal, ocasionando que el voltaje inducido en el secundario presente una gran distorsión (4).

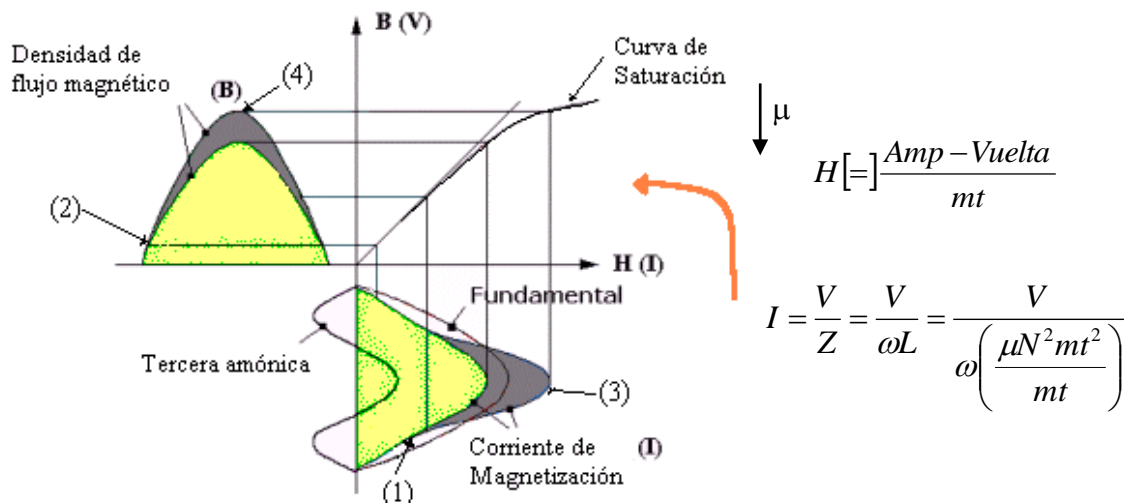


Figura 3.23. Principio de Generación de Armónicos por Saturación de Núcleo Magnético.

Antes que los convertidores fueran ampliamente usados, una de las principales fuentes de armónicos en el sistema de potencia era la excitación de corriente de transformadores de potencia. Aunque los transformadores modernos no generan armónicos significantes bajo condiciones normales de operación en estado estacionario, pueden considerablemente incrementar su contribución armónica, bajo condiciones anormales con el núcleo magnético saturado. Hay muchas condiciones que contribuyen a una saturación del núcleo, entre las cuales se tienen:

3.6.1 EXCITACIÓN NORMAL.

Aún bajo condiciones normales de excitación, el núcleo del transformador puede entrar, levemente en la región de saturación y comenzar a generar algunos armónicos en la corriente demandada de la fuente. El grado de la saturación depende del diseño del transformador.

3.6.2 SOBRE EXCITACIÓN.

La sobre excitación es básicamente causada por sobrevoltaje. Este problema se acentúa en el caso de transformadores conectados en una planta con grandes rectificadores que toman intermitentemente la energía.

Como se muestra en la figura 3.24, el sobrevoltaje moverá el punto de operación pico de excitación del transformador hasta la región de saturación, por lo tanto más armónicos serán producidos.

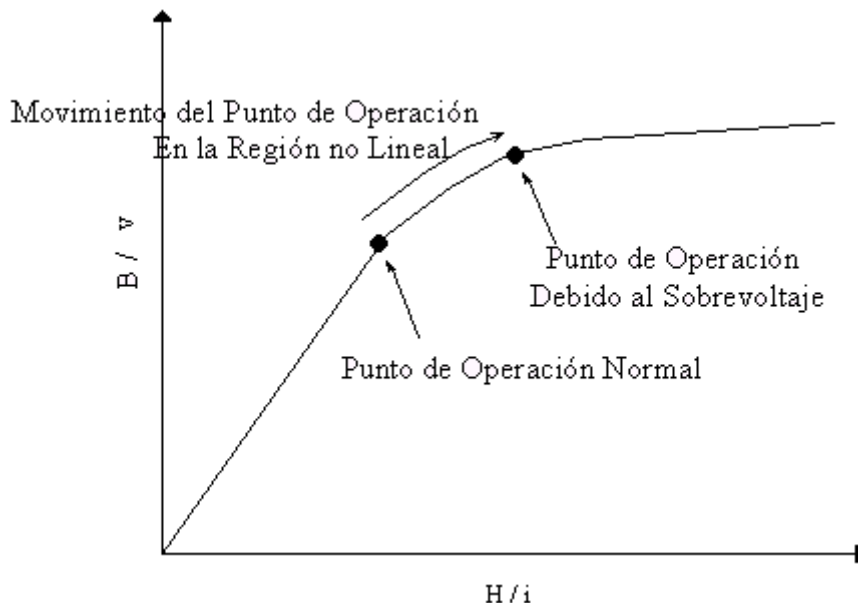


Figura 3.24. Principio de Sobrevoltaje, resultando en una Saturación del Transformador

3.6.3 CICLOCONVERTIDORES COMO CARGA.

Los cicloconvertidores pueden demandar corrientes DC y de baja frecuencia al transformador, que pueden polarizar al núcleo y conducirlo a la saturación.

3.6.4 CORRIENTES GEOMAGNÉTICAMENTE INDUCIDAS

Las corrientes geomagnéticamente inducidas(GIC) fluyen sobre la superficie de la tierra debido a Disturbios Geomagnéticos (GMD). Las cuales típicamente tiene una frecuencia entre los 0.001Hz a los 0.1Hz y pueden alcanzar valores tan altos como los 200A. Debido a que la tierra es una masa en movimiento(los terremotos, magma en movimiento, etc), hay una inmensa cantidad de electrones en movimiento que pueden inducir corrientes de una magnitud muy grande en los devanados de un transformador a través de una conexión en estrella aterrizada y polarizar el núcleo del transformador para causar una saturación de medio ciclo.

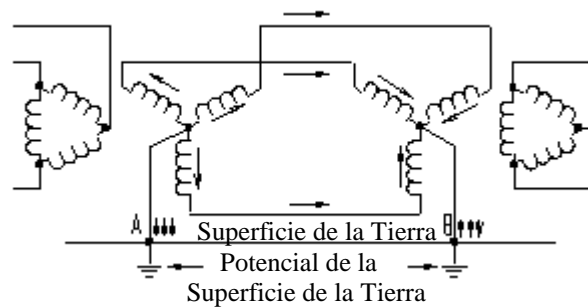


Figura 3.25. CGI entrando por los devanados del Transformador

4. ESTÁNDARES PARA REGULACIÓN DE LA GENERACIÓN DE ARMÓNICOS

4.1 DEFINICIONES.

Antes de entrar en el detalle de los estándares sobre los límites en la distribución y generación de armónicos, es necesario plantear formalmente el fenómeno y las definiciones relacionadas con el mismo.

En los sistemas industriales de suministro de energía, las variaciones del voltaje y la corriente respecto al tiempo son considerablemente diferentes a la forma de onda senoidal pura.

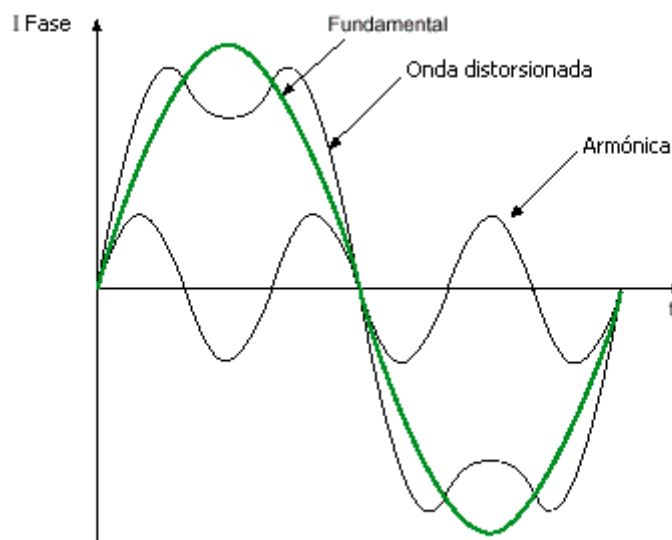


Figura 4.1. Forma de onda con contenido armónico.

La forma de onda mostrada está compuesta de un número de señales senoidales de diferentes frecuencias incluyendo una a la frecuencia de la fuente, referida como componente fundamental o simplemente fundamental.

Componente armónica

El término componente armónica, o simplemente armónica se refiere a cualquiera de las componentes senoidales mencionadas anteriormente, esta frecuencia es un múltiplo exacto de la fundamental. La amplitud de la armónica es usualmente una fracción de la fundamental.

Orden armónico

El orden armónico, también conocido como número armónico, es la relación de la frecuencia armónica con la frecuencia fundamental:

$$n = \frac{f_h}{f_1} \quad (4.1)$$

Por definición el orden armónico de la fundamental es igual a 1. (Generalmente la frecuencia de alimentación es de 50Hz o 60 Hz.) A menudo una armónica de orden n es llamada $n^{\text{ésima}}$ armónica.

Espectro

El espectro es la distribución de las amplitudes de los armónicos que componen una señal, en función de su número armónico, mostrado a menudo en forma de histograma.

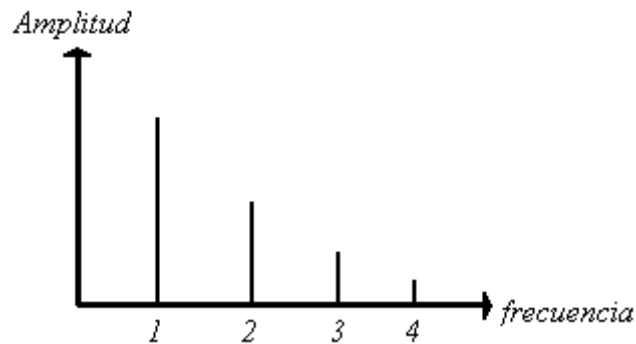


Figura 4.2. Espectro de una señal

Expresión para una forma de onda distorsionada

Joseph Fourier probó que todas las funciones periódicas no-senoidales pueden ser representadas mediante una suma de términos senoidales, el primero de los cuales es la frecuencia fundamental, y los otros, los armónicos de la fundamental. Una componente DC puede completar estos términos puramente senoidales:

$$y(t) = Y_0 + \sum_{n=1}^{n=\infty} Y_n \sqrt{2} \text{sen}(n\omega t - \phi_n) \quad (4.2)$$

donde:

Y_0 : Es el valor de la componente DC, generalmente igual a cero en Sistemas Eléctricos de Distribución, en régimen permanente.

Y_n : El valor rms de la $n^{\text{ésima}}$ componente armónica

ω : Frecuencia angular de la fundamental

ϕ_n : Angulo de fase respecto a la fundamental de la $n^{\text{ésima}}$ componente armónica en $t=0$

El valor de la amplitud de las armónicas generalmente decrece a medida que la frecuencia incrementa, de acuerdo a los diversos estándares, los efectos de los armónicos de orden superior a 40 son despreciables.

Valor rms de una cantidad alterna oscilante

Existe una similitud entre la expresión normal del valor rms calculado con base al comportamiento en el tiempo de una cantidad alterna $y(t)$, y la expresión calculada usando su contenido armónico.

$$Y_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T y^2(t) dt} = \sqrt{\sum_{n=1}^{n=\infty} Y_n^2} \quad (4.3)$$

El valor rms de una forma de onda distorsionada (en régimen permanente) puede ser medido directamente por instrumentos diseñados con ese fin, por medios térmicos, ó con analizadores de espectro.

Relación armónica individual y Distorsión Armónica Total (THD)

Estos son términos que cuantifican los disturbios armónicos presentes en una red de distribución de energía eléctrica.

La relación armónica individual ó porcentaje armónico, expresa la magnitud de cada armónica con respecto a la fundamental Y_1 .

$$H_n (\%) = \frac{Y_n}{Y_1} \times 100 \quad (4.4)$$

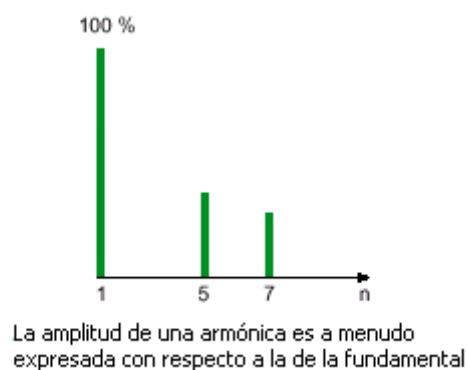


Figura 4.3. Espectro de una forma de onda distorsionada.

Distorsión armónica total (también llamada THD, factor armónico total o simplemente distorsión D). Cuantifica el efecto térmico de todos los armónicos, y es la relación del valor rms de todos los armónicos a una de las siguientes cantidades: la fundamental ó la fundamental mas los armónicos, dependiendo que estándar se utilice.

$$\text{THD} = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{n=\infty} Y_n^2}}{Y_1} \quad (4.5)$$

puede dar valores muy altos y es la definición mas utilizada, IEC 61000-2-2.

$$\text{THD} = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{n=\infty} Y_n^2}}{\sqrt{\sum_{n=1}^{n=\infty} Y_n^2}} \quad (4.6) \quad 0 < \text{THD} < 1 \quad \text{es utilizada en algunos aparatos de medida.}$$

Factor de Potencia (PF) y Factor de Desplazamiento de Potencia (DPF)

Es muy importante no confundir estos dos términos, cuando los armónicos se presentan, porque son equivalentes sólo cuando las corrientes y voltajes son senoidales.

El factor de potencia es la relación entre la potencia Activa P y la potencia Aparente S:

$$\lambda = \frac{P}{S} \quad (4.7)$$

El factor de desplazamiento de potencia ($\cos \phi_1$) relaciona dos cantidades fundamentales:

$$\cos \phi_1 = \frac{P_1}{S_1} \quad (4.8)$$

En ondas senoidales puras, $\cos \phi_1 = \cos \phi = \lambda$

Factor de Distorsión

La IEC 146-1-1 define este factor como la relación entre el factor de potencia y el factor de desplazamiento de potencia:

$$v = \frac{\lambda}{\cos \phi_1} \quad (4.9)$$

Es siempre menor o igual que 1

Factor de Cresta

Es la relación entre el valor pico y el valor rms de una cantidad periódica.

$$F_c = \frac{Y_{pico}}{Y_{rms}} \quad (4.10)$$

4.2 ESTÁNDAR EN/IEC 61000-3-2.

El propósito del estándar EN/IEC 61000-3-2 es limitar la cantidad de armónicos producidos por las cargas electrónicas, puesto que las corrientes armónicas causadas por cargas no lineales producen armónicos del voltaje a través de la impedancia de la red pública de distribución, y esto afecta a otro equipo conectado al mismo circuito. De hecho, la mayor parte de la red de distribución presenta una distorsión del voltaje causada por las cargas no lineales. Debido a que las corrientes armónicas pueden tener efectos serios en muchos dispositivos eléctricos, los esfuerzos de fijar estándares para limitar su presencia datan de los años 30. Esto dio lugar al Comité Técnico del IEC (Consortio Eléctrico Internacional) el cual fijaba los estándares que se ocupaban del problema.

Mientras que el estándar predecesor 555 estaba enfocado principalmente en productos de consumo y excluía muchos productos industriales y profesionales, el estándar de EN/IEC 61000-3 expandió su cobertura para incluir a todos los productos eléctricos que consuman una corriente de entrada hasta 16 A rms por fase. Actualmente, solo los productos con un voltaje de entrada de línea arriba de 220 V son incluidos. Japón y los EE.UU. están trabajando para que productos similares que trabajan con mas de 100 voltios y que cumplan con el requisito de corriente, estén dentro de el estándar. Debido a los alcances de el estándar original del IEC 555, muchos fabricantes tienen todavía la impresión que sus productos están exentos de el estándar(EN/IEC 61000-3), debido a que no se consideran productos de consumo. Esta norma está dirigida especialmente para los fabricantes de las fuentes de alimentación conmutadas, los cuales son algunos de los “peores delincuentes” debido a que generan corrientes armónicas considerables.

En general, los fabricantes de equipo profesional hasta 600 W tenían hasta el 1 de junio de 1998 para apegarse con EN/IEC 61000-3-2. Otros dispositivos eléctricos tenían hasta el 1º Enero de 1996 para apegarse con la normativa de CENELEC(Comité Europeo para la Estandarización Electrotécnica). Con la publicación de la enmienda 14 a finales del año 2000, los requisitos para estos productos se han disminuido considerablemente puesto que ahora se consideran productos de la clase A. Los únicos productos restantes en la clase D son monitores de las TV, de la PC y la PC. La enmienda 14 entró en vigencia a partir del 1º de Enero de 2001. Los productos se pueden probar utilizando el viejo estándar hasta el 1º de enero de 2004 ó pueden comenzar a utilizar el estándar nuevo. Después del 1º de Enero del 2004, solamente el nuevo estándar (enmienda 14) puede ser utilizado.

Clases de Pruebas para EN/IEC 61000-3-2

El estándar divide los productos que se probarán en cuatro clases: A, B, C y la clase D. Cada clase tiene sus propios límites de corrientes armónicas. La clase A es la clase por defecto, significa que si un producto no cae en las categorías para la clase B, C o D, está en la clase A.

La clasificación de un producto se muestra en la tabla 4.1:

CLASE	DESCRIPCIÓN
A	Todo equipo que trabaje con un motor, la mayoría de las aplicaciones "domésticas" y virtualmente todo equipo trifásico (<16 A rms por fase)
B	Todas las herramientas eléctricas portátiles.
C	Todos los productos de la iluminación, incluyendo atenuadores, con una energía de entrada activa arriba de 25 vatios.
D	TV, PC y monitores de la PC que tienen una gama clasificada de energía a partir de 75 a 600 vatios.

Tabla 4.1. Clasificación de productos para estándar IEC.

Los límites de prueba más rigurosos son para los equipos de la clase D. Esta clase fue establecida originalmente para cubrir la amplia gama de productos de fuentes de alimentación conmutadas "baratas" con capacitor y rectificador de entrada. Con la adopción de la enmienda 14, el nuevo estándar de EN/IEC 61000-3-2 limita esta clase a los monitores de TV, de PC y a la misma PC. Antes de la publicación de la enmienda 14, muchos productos abajo de 600W que exhibían una forma de onda de corriente específica, eran considerados en la clase D. La nueva enmienda también permite al fabricante clasificar el nivel de potencia que utilizará para establecer los límites de la clase D, mientras la potencia real medida del EBP(Equipo Bajo Prueba) esté dentro del 10 % de la potencia clasificada. Los límites armónicos para equipos de la clase D se especifican en mA/W en vez de un valor absoluto como se hace para la clase A, B y C.

Los límites de corriente en la clase C no se especifican en valores absolutos, sino como porcentaje de la corriente fundamental. El límite para la tercera armónica también está en función del factor de potencia así que es más difícil de cumplir a medida que el factor de potencia empeore. Ni la clase C ni los dispositivos de D tienen que cumplir con límites de corrientes en las armónicas pares. Debido a que los límites de la clase C y los D son dependientes de la carga, el nivel de potencia y el factor de potencia tiene que ser determinados para cada prueba. En caso de niveles de potencia fluctuantes, puede ser necesario medir el nivel de potencia durante la prueba, y ajustar los límites usados para aprobar o rechazar la unidad, bajo una prueba dinámica.

Límites de la Prueba de EN/IEC61000-3-2

La tabla siguiente presenta los límites de corriente armónica para cada clase de dispositivo:

No de Armónica (n)	Clase A	Clase B	Clase C	Clase D
-	A rms	A rms	% de corriente fundamental rms	mA/Watt de la potencia de entrada (75 - 600W)
2	1.080	1.620	2	-
3	2.300	3.450	30 x PF	3.400
4	0.430	0.645	-	-
5	1.440	2.160	10	1.900
6	0.300	0.450	-	-
7	0.770	1.155	7	1.000
8	0.230	0.345	-	-
9	0.400	0.600	5	0.500
10	0.184	0.276	-	-
11	0.330	0.495	3	0.350
12	0.153	0.230	-	-
13	0.210	0.315	3	0.296
Par 14-40	1.84 / n	2.760 / n	-	-
Impar 15-39	2.25 / n	3.338 / n	3	3.850 / n

Tabla 4.2. Límites de corriente armónica para las clases A, B, C y D

4.3 SUMARIO DE ESTÁNDARES EUROPEOS

4.3.1 EN CUANTO AL SUMINISTRO DE ENERGÍA

La electricidad es considerada hoy en día como un producto, especialmente en Europa con la directiva del 25 de Julio 1985. Donde la EN 50160 define las características principales del punto común de acople para los usuarios en la red de suministro público en bajo voltaje y en particular los niveles de distorsión armónica de voltaje (Clase 2 en la Tabla 4.3).

Orden de Armónica	Clase 1 (Equipo y sistemas sensitivos)	Clase 2 (redes públicas e industriales)	Clase 3 (para grandes cargas no lineales)
2	2	2	3
3	3	5	6
4	1	1	1.5
5	3	6	8
6	0.5	0.5	1
7	3	5	7
8	0.5	0.5	1
9	1.5	1.5	2.5
10	0.5	0.5	1
11	3	3.5	5
12	0.2	0.2	1
13	3	3	4.5
THD	5%	8%	10%

Tabla 4.3. Relación (como un %) de voltajes armónicos aceptables.

La figura 4.4 muestra los niveles de compatibilidad en términos de compatibilidad electromagnética.

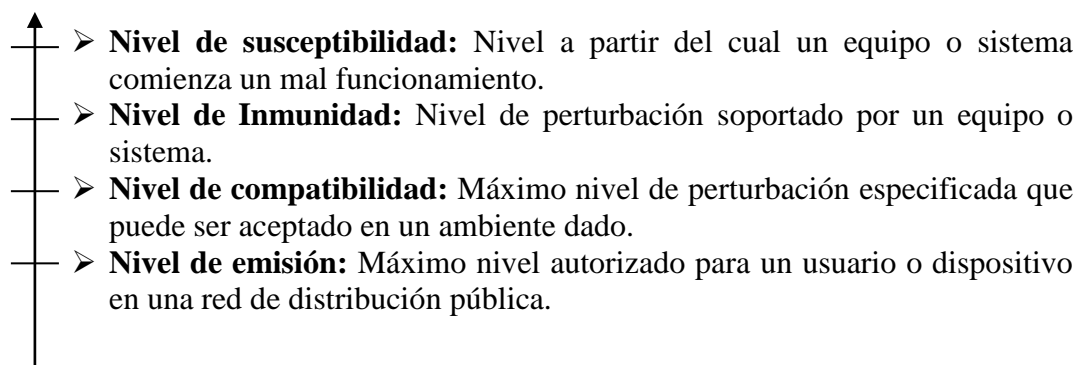


Figura 4.4. Niveles de disturbio de compatibilidad de equipos no lineales / sensitivos

Además de estos estándares Europeos, el nivel máximo de armónicas de diferentes ordenes está definido en IEC 61000.

- **Para una red de distribución pública en bajo voltaje.**
IEC 61000-2-2 y las recomendaciones CIGRE(Concilio Internacional en Grandes Sistemas Eléctricos por sus siglas en francés).
- **Para una instalación Industrial de medio y bajo voltaje.**
IEC 61000-2-4, como ilustra la tabla 4.3(Clase 3) tomada de este estándar, muestra los niveles armónicos de compatibilidad para tres situaciones particulares(clases).
- **Para una red de distribución pública en medio y alto voltaje.**
Los borradores Estándar de IEC para medio voltaje y las recomendaciones CIGRE.

Armónicos impares no múltiplos de 3		Armónicos impares múltiplos de 3		Armónicos pares	
Armónicos orden n	Voltaje armónico %	Armónicos orden n	Voltaje armónico %	Armónicos orden n	Voltaje armónico %
5	6	3	5	2	2
7	5	9	1.5	4	1
11	3.5	15	0.3	6	0.5
13	3	21	0.2	8	0.5
17	2	>21	0.2	10	0.5
19	1.5			12	0.2
23	1.5			>12	0.2
25	1.5				
>25	$0.2+0.5 \times 25/n$				

Tabla 4.4. Niveles de compatibilidad para armónicos de voltaje individuales en redes de distribución de bajo voltaje (IEC61000-2-2)

4.3.2 EN CUANTO AL CONSUMO DE ENERGÍA

Para asegurar que estos niveles no sean alcanzados, **los límites deben ser colocados para los disturbios producidos (nivel de emisión) por dispositivos**, considerados separadamente, o en grupo de acuerdo al punto de conexión en una red de distribución.

IEC 61000-3-2 trata con bajo voltaje y dispositivos que absorben una corriente menor a los 16 A. Y la guía borrador IEC 61000-3-4 trata con dispositivos que absorben más de 16 A, que probablemente sea reemplazado por la IEC 61000-3-12 que incluirá límites en las corrientes armónicas producidas por equipo conectado a la red pública de bajo voltaje, con corrientes de entrada ≤ 75 Amperios por fase y sujetos a una conexión restringida.

Aunque no hay un estándar para aplicaciones industriales, hay una clase de consenso concerniente a las etapas para autorizar una conexión a una red de distribución pública:

- Etapa 1. Significa una aceptación automática para baja potencia respecto a una potencia contratada.
- Etapa 2. Significa aceptación con reserva. (un único consumidor no debe exceder un nivel que represente la mitad del nivel de compatibilidad)
- Etapa 3. Significa una aceptación excepcional y provisional cuando el nivel previo es excedido.

Finalmente, para garantizar una operación apropiada de los dispositivos, **estos deben ser capaces de resistir niveles de disturbios mayores a los niveles de compatibilidad** mostrados en la tabla 4.3, debido a que estos niveles se pueden sobrepasar (lo cual es permitido temporalmente) con esto se define el nivel de inmunidad.

4.4 ESTÁNDAR IEEE 519-1981 ESTÁNDAR IEEE 519-1992

En 1981 La IEEE publicó el estándar 519-1981 titulado “IEEE Guía de Control de Armónicos y Compensación Reactiva de Convertidores Estáticos de Potencia”. El estándar contiene una guía de consulta y recomendaciones prácticas para límites de escalonamiento de voltaje, límites de distorsión de voltaje, límites de influencia telefónica, y límites de flicker. El estándar ocupado solamente trata los límites del sistema y no trata la contribución de los usuarios. Este problema fue tratado en 1988 con la “La Actualización del Estándar de Armónicos IEEE 519”, que describe dos criterios para evaluar la distorsión armónica. El primero es una limitación en la corriente armónica que un usuario puede transmitir hacia el sistema utilizado. El segundo es la calidad del voltaje que el proveedor debe dar al usuario. La interrelación de estos criterios muestra que el problema de armónicos es un sistema y no un problema específico.

El estándar revisado describe los límites de voltaje, corriente e interferencia telefónica como se muestra en las tablas 4.5 y 4.6

VOLTAJE	VID%	VTHD%
2.3-69 kV	3.0	5.0
69-138 kV	1.5	2.5
>138 kV	1.0	1.5

TABLA 4.5.
LIMITE DE DISTORSIÓN ARMÓNICA DE VOLTAJE
EN PORCENTAJE DEL NIVEL DE VOLTAJE

Isc/IL	IID%					ITHD%
	< 11	11 < h < 17	17 < h < 23	23 < h < 35	35 < h	
<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
Las armónicas pares están limitadas hasta un 25% de los límites de las armónicas impares						
* Todos los equipos de generación de potencia están limitados a estos valores de distorsión de corriente, sin importar la relación Isc/IL.						
Donde: IID= Distorsión individual de corriente Isc = Máxima corriente de cortocircuito en PCA. IL = Máxima corriente de carga (frecuencia fundamental) en PCA. PCA: Punto Común de Acople.						
El límite para PCA desde 69 hasta 138KV son el 50% del límite de arriba. Una evaluación caso por caso es requerida para PCA de 138KV y superiores.						

TABLA 4.6.
DISTORSIÓN ARMÓNICA MÁXIMA DE CORRIENTE
EN PORCENTAJE DE LA CARGA FUNDAMENTAL

El objetivo de limitar estas corrientes, es de igual forma limitar las distorsiones de voltaje hasta un máximo que se expresa en la tabla 4.5.

Categoría	Descripción	I*T
I	Niveles poco probables que causen interferencia.	< 10,000
II	Niveles que pudieran causar interferencia.	10,000 a 50,000
III	Niveles que probablemente causarán interferencia.	> 50,000

TABLA 4.7.

Guía de Referencia para I*T Balanceado

En estas tablas la distorsión armónica individual o ID% está definido como la corriente armónica o voltaje expresado como un porcentaje de la fundamental. La distorsión armónica total o THD% está definida como:

$$I_{THD\%} = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^{49} I_k^2}}{I_1} \quad (4.11) \quad V_{THD\%} = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^{49} V_k^2}}{V_1} \quad (4.12)$$

Y

El producto I*T está definido como:

$$I * T = \frac{\sqrt{\sum_{k=1}^{49} (I_k * T_k)^2}}{I_1} \quad (4.13)$$

donde

I_1 y V_1 son los valores fundamentales y Th es el factor de influencia telefónica (curva TIF 1960)

5. METODOLOGÍA DE COMPENSACIÓN DE ARMÓNICAS

5.1. METODOS TRADICIONALES

Existen diversas técnicas para la reducción de los efectos de la distorsión armónica, entre ellas algunas que no corrigen el origen de la misma, pero son muy efectivos(modificación de las instalaciones de suministro de energía), y por otra parte, las que si atacan directamente el problema(el uso de elementos pasivos)

5.1.1 MODIFICACIÓN DE LAS INSTALACIONES DE SUMINISTRO DE ENERGÍA.

La ventaja de estas técnicas es que son de simple implementación y no requieren de una inversión considerable, por lo tanto son las primeras a considerar para combatir el problema y además presentan una solución estable ante las variaciones de las cargas. Las más usadas son: **Reducción de la impedancia de la fuente, redistribución de la carga, sobredimensionamiento del neutro, utilización de neutros separados, utilización de transformadores tipo K.**

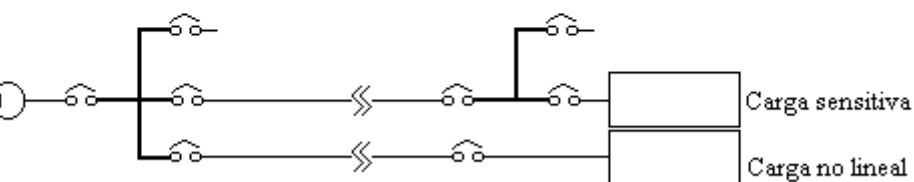
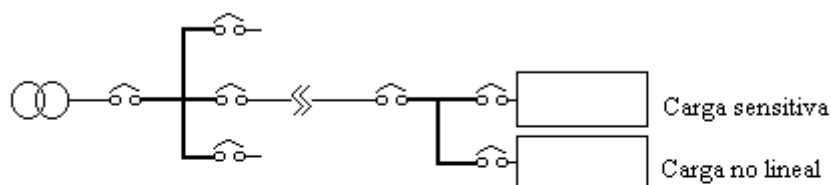
5.1.1.1 REDUCCIÓN DE LA IMPEDANCIA ARMÓNICA DE LA FUENTE.

Este método consiste en conectar las cargas que generan distorsión directamente al transformador de mayor capacidad o seleccionar un generador que presente una baja impedancia para los armónicos.

5.1.1.2 REDISTRIBUCIÓN DE LA CARGA.

Los equipos sensibles no deben ser conectados en paralelo en el mismo tablero de distribución con las cargas no lineales. Por lo tanto las cargas no lineales más críticas deben estar conectadas directamente con el transformador de distribución y las cargas sensibles conectadas también directamente con el transformador de distribución pero a través de otro conductor, con lo cual no se verán afectadas las cargas sensibles debido a las distorsiones introducidas por las cargas no lineales.

a) Conexión a evitar



b) Conexión recomendada

Figura 5.1. Distribución "Y" que permite desacoplar impedancias

5.1.1.2 SOBREDIMENSIONAMIENTO DEL NEUTRO.

Al sobredimensionar los conductores utilizados en el neutro del sistema se le está dando a éste una mayor capacidad para soportar las corrientes de secuencia cero que circulan por él.

Debido a que corrientes armónicas de secuencia cero producidas por las cargas no lineales se suman algebraicamente en el neutro, esto genera un flujo de corriente armónica de tercer orden circulando en el sistema. Si por el neutro circula una corriente mucho mayor para la cual ha sido diseñado, entonces este experimentará sobrecalentamiento que al final deteriorará el aislante que lo protege. Por lo tanto se debe utilizar un conductor de mayor calibre para evitar dichos efectos, por lo general se debe utilizar un conductor arriba del 200% del calibre recomendado para el neutro del sistema, en presencia de cargas no lineales que produzcan corrientes de secuencia cero considerables.

5.1.1.3 UTILIZACIÓN DE NEUTROS SEPARADOS.

La utilización de conductores separados para el neutro de los diferentes circuitos del sistema, le proporciona una mayor capacidad para soportar las sobrecorrientes. Si se utiliza un solo neutro para los diferentes circuitos del sistema sucederán los efectos mencionados anteriormente, en cambio si cada uno de los circuitos principales posee su propio conductor de neutro, este solamente conducirá una porción de la corriente total del sistema.

5.1.1.4 UTILIZACIÓN DE TRANSFORMADORES FACTOR K.

Para transformadores secos, el factor K se utiliza para determinar que porcentaje de cada armónica generada por las cargas no lineales soportará el transformador. Los transformadores deben ser seleccionados considerando cargas no lineales de un 50% (K-4), 100% (K-13), 125% (K-20) y 150% (K-30).

K1 es el dato nominal de cualquier transformador convencional que ha sido diseñado para manejar solamente los efectos de calentamiento debido a las corrientes de eddy, y demás pérdidas que resulten de una corriente de 60Hz senoidal que sea drenada del transformador.

El valor de K (K-4, K-13, etc) representa:

$$K = I_h^2 (pu) h^2 \quad (5.1)$$

Lo cual indica la capacidad del transformador para soportar “K” veces las pérdidas totales generadas por corrientes armónicas, ver tabla 5.1.

EJEMPLO DE CARGAS CON FACTOR K												
	K-4			K-13			K-20			K-30		
Armónica	Corriente(Ih)	Ih(pu)	Ih ² (pu) h ²	Corriente(Ih)	Ih(pu)	Ih ² (pu) h ²	Corriente(Ih)	Ih(pu)	Ih ² (pu) h ²	Corriente(Ih)	Ih(pu)	Ih ² (pu) h ²
1	100.00%	1.000	1.000	100.00%	1.000	1.000	100.00%	1.000	1.000	100.00%	1.00	1.000
3	16.667%	0.167	0.25	33.333%	0.333	1.000	41.667%	0.417	1.563	50.000%	0.500	2.250
5	10.00%	0.100	0.25	20.000%	0.200	1.000	25.000%	0.250	1.563	30.00%	0.300	2.250
7	7.143%	0.071	0.25	14.286%	0.143	1.000	17.857%	0.179	1.563	21.429%	0.214	2.250
9	5.556%	0.056	0.25	11.111%	0.111	1.000	13.889%	0.139	1.563	16.667%	0.167	2.250
11	4.545%	0.045	0.25	9.091%	0.091	1.000	11.364%	0.114	1.563	13.636%	0.136	2.250
13	3.846%	0.038	0.25	7.692%	0.767	1.000	9.615%	0.096	1.563	11.538%	0.115	2.250
15	3.333%	0.033	0.25	6.667%	0.067	1.000	8.333%	0.083	1.563	10.000%	0.1	2.250
17	2.941%	0.029	0.25	5.882%	0.059	1.000	7.353%	0.074	1.563	8.824%	0.088	2.250
19	2.632%	0.026	0.25	5.263%	0.053	1.000	6.569%	0.066	1.563	7.895%	0.079	2.250
21	2.381%	0.024	0.25	4.762%	0.048	1.000	5.952%	0.060	1.563	7.143%	0.071	2.250
23	2.174%	0.022	0.25	4.348%	0.043	1.000	5.435%	0.054	1.563	6.522	0.0625	2.250
25	2.000%	0.020	0.25	4.000%	0.040	1.000	5.000%	0.050	1.563	6.000	0.060	2.250

Tabla 5.1 Ejemplo de cargas con factor K

5.1.2 UTILIZACIÓN DE ELEMENTOS PASIVOS

5.1.2.1 INDUCTANCIA SERIE.

Esta técnica consiste en colocar una bobina en serie a la entrada de un rectificador, la cual atenuará la amplitud de las armónicas. Dicha bobina reduce la razón de distorsión de corriente y disminuye la razón de distorsión de voltaje a la salida de la fuente de alimentación (Punto A). El porcentaje de distorsión armónica al introducir una inductancia serie puede ser calculado utilizando una fórmula matemática:

$$D = D' \cdot \frac{L_S}{L_S + L_F} \quad (5.2)$$

El diagrama correspondiente para una fase se muestra en la figura 5.2.

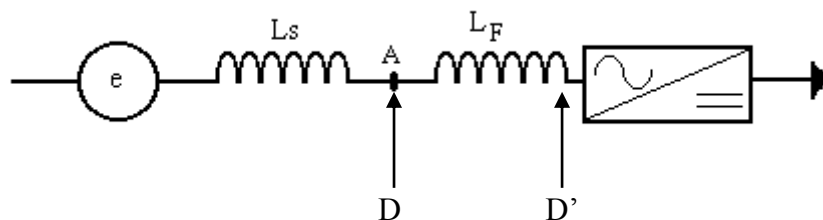


Figura 5.2. Separación de armónicas a través del uso de inductancia

Donde:

- L_F : Filtro inductivo del rectificador.
- L_S : Inductancia total de la fuente(generator + cable).
- e : Fuente de voltaje sin distorsión.
- D, D' : Voltajes de distorsión.

Las ventajas de este método son las siguientes:

- Simple y confiable.
- Puede ser usado en la mayoría de los casos.
- La inductancia puede ser colocada después de que el equipo haya sido puesto en marcha.

5.1.2.2 RECTIFICADOR DE DOBLE PUENTE CON TRANSFORMADOR DE DOBLE SECUNDARIO.

Este método utiliza un transformador de doble secundario, el cual proveerá voltajes con un desfase de 30^0 entre cada uno de los devanados y un puente rectificador trifásico en cada devanado de salida. Los rectificadores deben proveer idénticas corrientes DC para asegurar que la corriente AC drenada por los devanados secundarios del transformador tengan el mismo valor.

Bajo estas condiciones ocurrirá un proceso de recombinación entre las corrientes armónicas generadas por cada uno de los rectificadores, en los devanados

primarios del transformador y los cálculos muestran que las armónicas de orden $6K \pm 1$ serán eliminadas.

Esta solución presenta el inconveniente para su aplicación, que debe ser considerado desde el proceso del diseño del equipo no lineal y vendrá incorporado en el mismo.

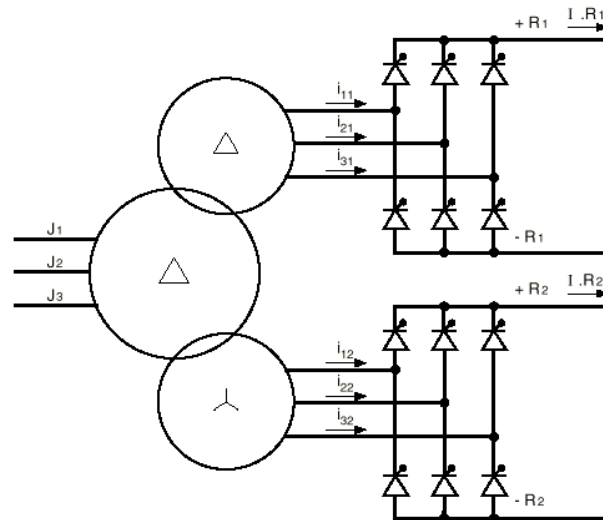


Figura 5.3. Diagrama básico de un rectificador con dos fases colocadas en puente.

La figura 5.4 muestra la corriente drenada por el rectificador y la corriente resultante en el primario del transformador. La corriente de línea resultante tiene una forma que es más similar a una sinusoidal que la corriente obtenida con el uso de un único rectificador.

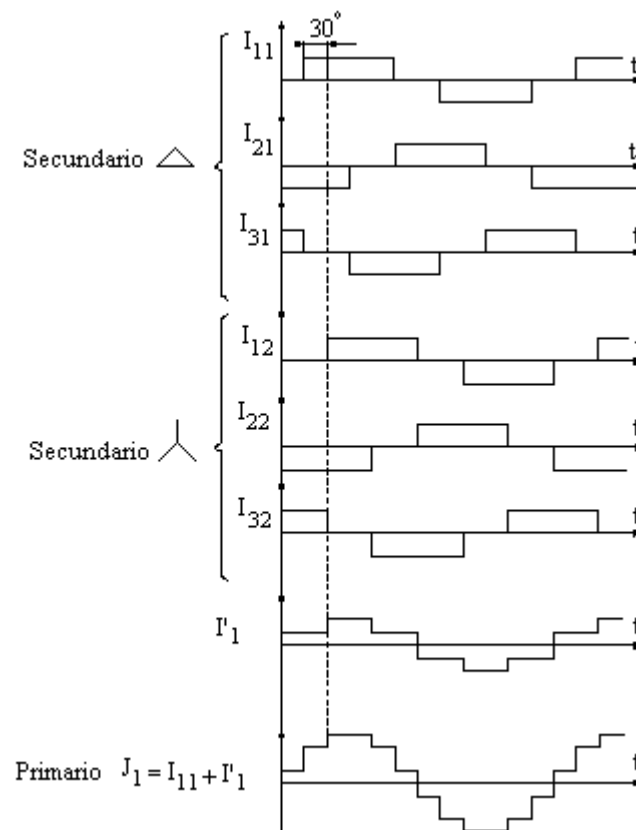


Figura 5.4. Forma de corriente drenada por el rectificador y la resultante en el primario de un transformador con dos secundarios.

5.1.2.3 UTILIZACIÓN DE FILTROS PASIVOS.

El filtro está sintonizado a una frecuencia en particular. Su efectividad es mayor a esta frecuencia, pero muchos filtros serían necesarios para atenuar fuertemente varias armónicas.

La introducción de filtros pasivos es siempre crítico por el problema de resonancia

En la figura 5.5 se muestra el circuito equivalente básico de un filtro pasivo para una fase.

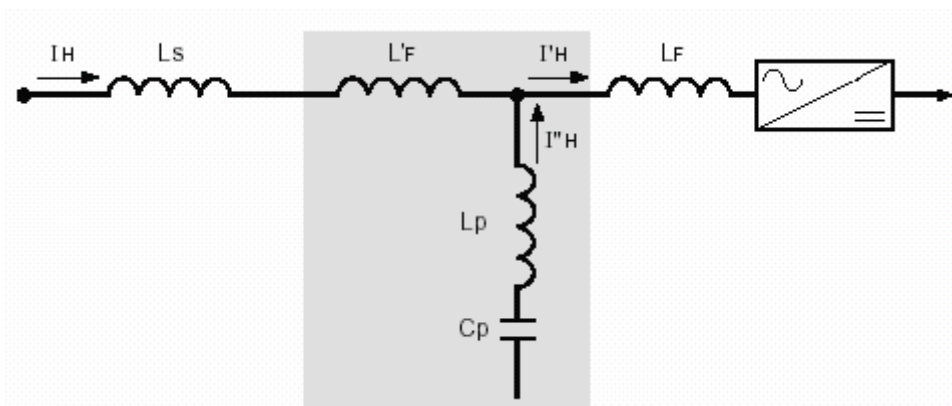


Figura 5.5. Circuito básico de filtro pasivo de armónicos.

La rama en paralelo del filtro está formada por un circuito sintonizado a la frecuencia problemática. La rama en serie del circuito está conformada por una inductancia, cuya función es lograr separa la rama en paralelo de la fuente.

Tomando Z_{pn} y Z_{sn} como las impedancias serie y paralelo de los ramales del filtro sintonizado a la armónica de n orden y asumiendo que la corriente generada por la carga no lineal, para este orden es I'_{Hn} , entonces la corriente suministrada por la fuente será:

$$I_{Hn} = I'_{Hn} \cdot \frac{Z_{pn}}{Z_{pn} + Z_{sn}} \quad (5.3)$$

En la figura 5.6 se presenta el circuito equivalente del filtro en función de las impedancias de los ramales

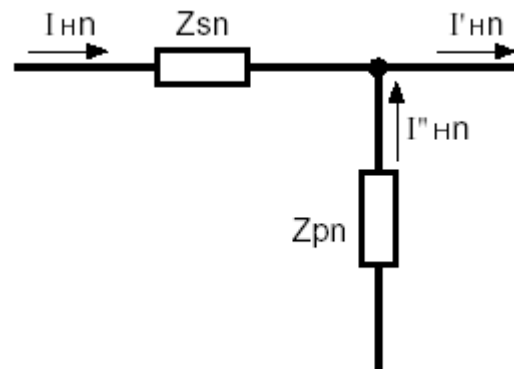


Figura 5.6. Diagrama de circuito equivalente para filtro armónico.

- Para la frecuencia de resonancia, la impedancia en paralelo es igual a cero. Toda la corriente de esta frecuencia fluirá a través de la rama en paralelo del filtro y esta armónica no afectará a otros usuarios.
- Las frecuencias cercanas, debido a su proximidad a la frecuencia de sintonización del filtro, la impedancia en paralelo continúa siendo de un valor bajo y consecuentemente una buena porción de estas armónicas también son eliminadas.
- Finalmente, como consideración para las armónicas de alto orden, la impedancia del filtro es muy cercana a una inductancia L_P : esto hace que el filtro funcione como un divisor de corriente.

Para armónicas de orden alto:

$$I_{Hn} = I'_{Hn} \cdot \frac{L_P}{L_P + L_S + L'_F} \quad (5.4)$$

Si L_P es seleccionada tal que:

$$L_P = L_S + L_F \text{ entonces}$$

$$I_{Hn} = \frac{1}{2} \cdot I'_{Hn}$$

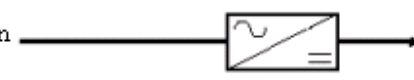

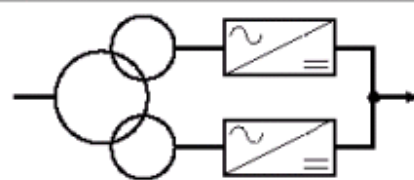
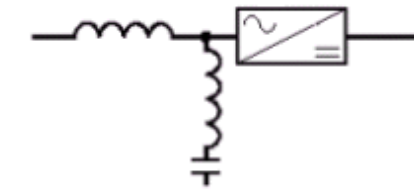
Tipo de Circuito	Diagrama	Observaciones
a) Sin interface de atenuación		<ul style="list-style-type: none"> ■ Aceptable si la potencia requerida es baja comparada con la potencia de corto circuito de la red
b) Inductancia serie		<ul style="list-style-type: none"> ■ Simple, confiable ■ Puede ser usado en la mayoría de casos ■ La inductancia puede ser colocada aun despues que el equipo sea instalado ■ Económico
c) Doble puente con transformador con dos secundarios		<ul style="list-style-type: none"> ■ Complicado ■ Debe ser considerado desde la etapa de diseño ■ Costoso
d) Filtro pasivo		<ul style="list-style-type: none"> ■ Simple, confiable ■ Mejor desempeño ■ Puede ser colocado después que el equipo ha sido puesto es servicio ■ Más económico que la solución de dos puentes

Figura 5.7. Comparación de las soluciones de anti-armónicos

5.2 FILTROS ACTIVOS DE POTENCIA

5.2.1 DEFINICIONES DE POTENCIA BAJO CONDICIONES NO-SENOIDALES

El cálculo de *potencia eléctrica bajo condiciones no senoidales* (efecto de la distorsión armónica) es quizá la piedra angular del análisis de los filtros activos de potencia.

En el caso de los circuitos DC el producto del voltaje y la corriente de la carga es siempre igual a la potencia demandada por esta carga. Aún en los inicios de los circuitos AC, era reconocido que el producto de los valores rms de voltaje y corriente podía ser mayor que la potencia de la carga, por lo que este producto fue llamado Potencia Aparente.

En 1895 el concepto de desplazamiento de fase fue introducido por Maxwell, y en 1892 Steinmetz demostró que en caso de cargas no lineales, pueden observarse corrientes no lineales, de ahí en adelante una gran cantidad de autores han hecho sus contribuciones

La potencia es una cantidad físicamente definida, si embargo, la potencia aparente no lo es, se utiliza por conveniencia. Así las definiciones de potencia siempre han sido y continúan siendo motivo de discusión.

Desde los comienzos del siglo pasado se estableció la necesidad de la definición universal de energía transferida entre dos sistemas, siendo necesario hablar de energía activa consumida y también de energía reactiva.

Esta última estaba asociada a cargas inductivas o capacitivas, las que ocasionan flujos de potencia recíprocos con promedio de potencia nulo en un ciclo. Estas cargas reactivas almacenan energía en forma de campos eléctricos y magnéticos durante parte del ciclo, y devuelven dicha energía a la fuente en otra parte del ciclo. Entre otros efectos, estos flujos de potencia producen mayores corrientes por el sistema, que las mínimas necesarias para suministrar la potencia activa demandada.

En un circuito inductivo de resistencia despreciable, la intensidad está retrasada 90° respecto a la tensión aplicada, y las curvas correspondientes a v e i están representadas en la siguiente figura 5.8:

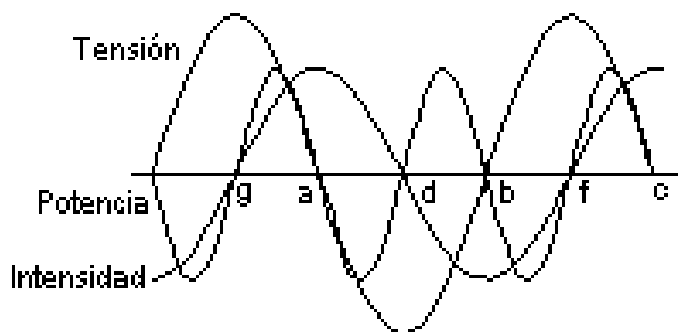


Figura 5.8 Representaciones de formas de onda en un circuito inductivo

En los instantes a y b la tensión es nula, de modo que la potencia es nula; es asimismo nula en los instantes g, d y f, en que la intensidad es nula. Entre g y a, la tensión y la intensidad tienen el mismo sentido, de modo que la potencia es positiva, es decir, se está suministrando energía al circuito, mientras que entre a y d la intensidad y la tensión tienen sentidos opuestos, la potencia es negativa y se está absorbiendo la energía suministrada a la bobina durante el cuarto ciclo comprendido entre g y a.

La energía queda almacenada cuando el campo magnético crece y es devuelta cuando el campo magnético decrece (flujo y reflujo).

Esta idea del flujo y reflujo de energía para la definición de potencia reactiva, muy aplicable a circuitos monofásicos, ha sido prácticamente abandonada para sistemas trifásicos, la potencia reactiva no describe el mismo fenómeno en uno como en otro sistema. Como ejemplo un generador ideal trifásico supliendo un banco de capacitores balanceado, no tiene un torque mecánico, (sin considerar las pérdidas mínimas del banco); sin embargo puede comprobarse un torque mecánico oscilante en un banco de capacitores suplido por un generador monofásico, por lo que es falso pensar que la potencia reactiva trifásica es una energía oscilante entre la fuente y la carga si se consideran todas las fases del sistema al mismo tiempo [1].

Actualmente ésta idea de un flujo de energía oscilante entre dos subsistemas es tratada como una “ potencia trifásica activa instantánea que tiene un valor promedio de cero”. Y la potencia reactiva trifásica como un intercambio de energía entre las fases del sistema

Las definiciones de potencia en condiciones senoidales son únicas e inequívocas, desafortunadamente nuestro caso de estudio involucra situaciones no-senoidales, y a la fecha no existe un acuerdo sobre definiciones que puedan universalmente ser aplicadas a la teoría de potencia; por lo tanto de las muchas expuestas (Budeanu, Fryze, Quade, IEEE, FBD, Kimbark , Kuster y Moore, Elsin y Van Wyk, Sharon, Akagi y otros, Watanabe y otros, Emanuel, Peng, etc) , se presentaran algunas de las aplicables al campo del control de filtros activos, con énfasis en sistemas trifásicos de 3 o cuatro hilos y cargas balanceadas o no, aplicables incluso en régimen transitorio.

Muchas aproximaciones para los cálculos de la potencia (siempre hablando en condiciones no-senoidales) se han realizado, pero por el momento las definiciones en el dominio del tiempo parecen ser mas adecuadas que aquellas en el dominio de la frecuencia, debido a que es posible realizar algoritmos de control mucho mas rápidos para los filtros activos de acondicionamiento de línea; a pesar de ello las definiciones en frecuencia son brevemente descritas solo como referencia.

5.2.1.1 DEFINICIONES DE POTENCIA EN EL DOMINIO DE LA FRECUENCIA

Las definiciones de potencia establecidas por *Budeanu [2]* en 1927 siguen siendo consideradas una base sólida para el análisis en el dominio de la frecuencia. Si un circuito AC con una carga genérica, se encuentra en régimen de estado estable, las formas de onda de **Corriente y de Voltaje** pueden ser descompuestas en Series de Fourier; de tal forma que el valor rms de cada armónica puede ser calculado y las siguientes definiciones de potencia son deducidas:

- **Potencia Aparente S :**

$$S = VI \quad (5.5)$$

Donde V e I representan el valor RMS del voltaje y la corriente respectivamente, calculados de la siguiente manera:

$$V = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T v^2(t) dt} = \sqrt{\sum_n V_n^2} \quad ; \quad I = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2(t) dt} = \sqrt{\sum_n I_n^2} \quad (5.6)$$

V_n e I_n corresponden al valor rms de la n-ésima armónica (o la fundamental cuando $n=1$) y T es el periodo de la fundamental.

- **Potencia Activa P:**

$$P = \sum_n P_n = \sum_n V_n I_n \cos \phi_n \quad (5.7)$$

- **Potencia Reactiva:**

$$Q = \sum_n Q_n = \sum_n V_n I_n \sin \phi_n \quad (5.8)$$

- **Potencia Armónica:**

$$D^2 = S^2 - P^2 - Q^2 \quad (5.9)$$

Las potencias definidas de (5.5) a (5.9) son muy conocidas y ampliamente utilizadas; sin embargo solamente la potencia activa P definida en (5.7) tiene un significado físico claro, aun en condiciones no-senoidales. La potencia activa P representa el valor *promedio* de la potencia activa instantánea, es decir la razón promedio de transferencia de energía por unidad de tiempo entre dos subsistemas.

Sin embargo la potencia reactiva Q y la potencia armónica D son formulaciones matemáticas que pueden conducir a falsas interpretaciones, particularmente cuando estos conceptos son extendidos hacia el análisis de sistemas trifásicos.

Estas ecuaciones tratan los circuitos eléctricos bajo situaciones no-senoidales como una suma de varios circuitos independientes excitados a diferentes frecuencias, y las potencias calculadas no proveen una herramienta consistente para realizar diseños de filtros pasivos o filtros activos de potencia.

A pesar que la potencia aparente S es considerada fundamental en el dimensionamiento de equipo eléctrico, esta definición es quizá la peor considerando que su aplicación pierde peso en sistemas trifásicos de cuatro hilos con suministro no-senoidal aplicado a cargas genéricas. Sobre este tema se han realizado muchas investigaciones[1].

5.2.1.2 DEFINICIONES DE POTENCIA EN EL DOMINIO DEL TIEMPO

En 1931 *Fryze* propuso un grupo de definiciones de potencia en el dominio del tiempo[3]. Una característica importante de esta teoría es la ausencia del análisis de Fourier, muy importante en ese tiempo porque a la fecha no existían analizadores espectrales. Las ecuaciones básicas de *Fryze* son las siguientes:

- **Potencia Activa P_w :**

$$P_w = \frac{1}{T} \int_0^T p(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^T v(t)i(t) dt = V_w I = V I_w \quad (5.10)$$

Los valores rms de voltaje y corriente son calculados de acuerdo a la ecuación (5.6). Tres unidades: P_w , V , e I , forman la base para el análisis de *Fryze*. A partir de ellas todas las demás son calculadas:

- **Potencia Aparente P_s :**

$$P_s = VI \quad (5.11)$$

- **Factor de Potencia Activa λ :**

$$\lambda = \frac{P_w}{P_s} = \frac{P_w}{VI} \quad (5.12)$$

- **Potencia Reactiva P_q :**

$$P_q = \sqrt{P_s^2 - P_w^2} = Vq I = V I_q \quad (5.13)$$

- **Factor de Potencia Reactivo λ_q :**

$$\lambda_q = \sqrt{1 - \lambda^2} \quad (5.14)$$

- **Voltaje Activo V_w y Corriente Activa I_w :**

$$V_w = \lambda V \quad I_w = \lambda I \quad (5.15)$$

- **Voltaje Reactivo V_q y Corriente Reactiva I_q :**

$$V_q = \lambda_q V \quad I_q = \lambda_q I \quad (5.16)$$

Fryze entendió bien que la potencia reactiva está comprendida por todas las porciones de voltaje y corriente que no contribuyen a la potencia activa P_w . Este concepto de potencia activa y reactiva es muy aceptado en día, incluso *Czarnecki* ha mejorado esta definición yendo en detalle, hasta la división de la potencia reactiva P_q en cuatro subpartes, de acuerdo a su respectivo origen físico en los circuitos eléctricos [4] [5].

Puede notarse que no existe diferencia entre la potencia activa y reactiva definida por *Fryze* y *Budeanou*.. La potencia activa calculada en (5.7) y en (5.10) es la misma; la potencia aparente de (5.5) y (5.11) es también la misma.

Fryze verificó que el factor de potencia activa λ alcanza su máximo (igual a uno) si y solo si, la corriente instantánea es proporcional al voltaje instantáneo, de otra manera $\lambda < 1$ [3]. **Sin embargo, bajo situaciones no-senoidales, el hecho de tener corrientes proporcionales a voltajes no asegura un flujo óptimo de potencia desde el punto de vista de conversión de energía electromecánica[aredes].** Si los conceptos definidos por *Fryze* son aplicados en el análisis de sistemas trifásicos, esto puede conducir a casos donde la potencia activa instantánea contenga una componente oscilatoria aunque los voltajes y las corrientes sean proporcionales ($\lambda=1$), esta potencia eléctrica oscilante causa una vibración mecánica en las máquinas eléctricas.

5.2.1.3 POTENCIA ELÉCTRICA EN SISTEMAS TRIFASICOS

El análisis trifásico es usualmente simplificado como una suma de tres circuitos monofásicos y la potencia total es calculada como la suma de tres potencias separadas, y el significado físico de las potencias se asume que sea idéntico en ambas representaciones del sistema. Esto es una burda interpretación, especialmente en los casos que involucran convertidores estáticos.

Los circuitos trifásicos con cuatro hilos pueden presentar desbalances debido a *componentes de secuencia cero*, los cuales causan problemas desconocidos en circuitos monofásicos.

A. POTENCIA TRIFÁSICA APARENTE

Dos definiciones son usualmente utilizadas aun en condiciones desbalanceadas y no-senoidales:

- **Cálculo “ por Fase”:**

$$S_{3\phi} = \sum_k S_k = \sum_k V_k I_k \quad ; \quad k=(a,b,c) \quad (5.17)$$

- **Cálculo por el método del “valor rms agregado”:**

$$S_{\Sigma} = \sqrt{\sum_k V_k^2} \sqrt{\sum_k I_k^2} \quad ; \quad k=(a,b,c) \quad (5.18)$$

Donde $V_a, V_b, V_c,$ e I_a, I_b, I_c son los valores rms de los voltajes de fase y las corrientes de línea, respectivamente. Es posible demostrar para el caso sinusoidal y balanceado, las potencias aparentes de (5.17) y (5.18) son equivalentes, pero bajo condiciones no-senoidales y/o desbalanceadas, los resultados demuestran que $S_{\Sigma} \geq S_{3\phi}$.

Estas potencias S_{Σ} y $S_{3\phi}$ son definiciones matemáticas sin un significado físico [1], por lo cual no es posible establecer un conjunto de definiciones consistente con base en la ecuación de potencia aparente, debido a que las subsecuentes definiciones de potencia reactiva y armónica serian también definiciones “sin” un significado físico.

Por todo esto la **potencia activa instantánea es tomada como la ecuación fundamental para las definiciones de potencia en sistemas trifásicos.**

B. POTENCIA TRIFÁSICA ACTIVA INSTANTÁNEA

Hasta este momento todas las definiciones han tenido como precondition que el sistema se encuentre en estado estable para ser validadas. Para el diseño de filtros activos de potencia es imperativo establecer definiciones válidas aun en periodos de transientes.

Para un sistema trifásico, con o sin neutro, la potencia trifásica activa instantánea describe el flujo de energía total instantáneo por unidad de tiempo entre dos subsistemas.

Y esta dada por :

$$p_{3\phi}(t) = v_a(t)i_a(t) + v_b(t)i_b(t) + v_c(t)i_c(t) \quad (5.19)$$



$$p_{3\phi} = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c$$

Donde v_a , v_b , v_c son los voltajes instantáneos de fase e i_a , i_b , i_c son las corrientes instantáneas de línea.

C. POTENCIA TRIFÁSICA REACTIVA INSTANTÁNEA

La potencia trifásica reactiva instantánea comprende todas las porciones de las potencias de fase que no contribuyen a la potencia trifásica activa instantánea.

Comparadas con las definiciones de *Fryze* las definiciones recién formuladas tienen el mismo principio fundamental, pero aquí los valores instantáneos del sistema trifásico son considerados. Retomando la idea original del flujo de energía oscilante, se recalca que no es debido a esto la presencia de potencia reactiva, si no al valor promedio igual a cero de la potencia trifásica activa instantánea.

Debido a que son utilizados aquí valores instantáneos de voltaje y corriente, las potencias instantáneas activa y reactiva definidas anteriormente son válidas también durante periodos transitorios y condiciones no-senoidales.

Existe ahora el problema del cálculo de las potencias reactivas definidas anteriormente, que además no introduzcan algún retardo de tiempo en el algoritmo (es decir no utilizarán valores promedio). Para esto se presentan dos métodos, el de *los multiplicadores de Lagrange* y su extensión llamada el *método generalizado de las corrientes de Fryze* (que desafortunadamente introduce un retardo de tiempo, pero es muy utilizado), y el que tocaremos a profundidad por las ventajas que se detallarán (aunque es más complicado) la *transformación $\alpha - \beta - 0$* también conocida como *transformación de Clarke*.

5.2.1.4 CALCULO DE POTENCIA REACTIVA POR EL METODO DE MINIMIZACIÓN DE LAGRANGE.

La corriente reactiva de un sistema trifásico es la componente de la corriente de carga que no produce potencia activa, pero que incrementa la amplitud de la corriente y las pérdidas en los conductores. Para la formulación del problema debe asumirse una corriente trifásica de carga hipotética i_k , $k = (a, b, c)$ que consiste de una parte activa i_{wk} , y de una parte reactiva i_{qk} :

$$i_k = i_{wk} + i_{qk} \quad ; k = (a, b, c) \quad (5.20)$$

Este método requiere la minimización de las corrientes agregadas (que se utilizan junto con los voltajes agregados para definir la potencia aparente para sistemas ac con formas de onda distorsionada) en la carga, con la restricción que las corrientes i_{qk} no generan potencia activa.

Una extensión de este método llamada *corrientes generalizadas de Fryze* puede ser utilizada si se considera la proporcionalidad entre corriente y voltaje como meta. Como se dijo anteriormente, una de sus desventajas es el retardo de tiempo en la implementación, debido al tiempo que se necesita para calcular la potencia activa promedio $p_{3\phi}$.

Además ambos métodos mencionados no pueden ser utilizados en técnicas de compensación, si es requerido demandar una potencia activa instantánea *constante* en situaciones no-senoidales, pues ha sido probado que la proporcionalidad entre corriente y voltaje es condición necesaria pero no suficiente para garantizar un óptimo flujo de potencia desde la fuente. Es de tomar en consideración que los sistemas trifásicos de cuatro hilos pueden contener componentes de secuencia cero, y si estos componentes se presentan simultáneamente en voltaje y corriente, producen **potencia de secuencia cero**, que es una clase de potencia activa que no contiene parte reactiva. Para este caso tampoco son apropiados los dos métodos anteriores.

Las siguientes definiciones de potencia permiten compensar separadamente los componentes de secuencia cero así como también drenar una potencia constante de la fuente si se desea o una corriente senoidal, si esta es la estrategia.

5.2.1.5 CALCULO DE POTENCIAS INSTANTANEAS POR EL METODO DE LA TRANSFORMADA $\alpha - \beta - 0$ (de Clarke)

A. SISTEMA TRIFÁSICO GENÉRICO.

Antes de detallar la teoría de las potencias instantáneas por el método de la transformada de Clarke es necesario definir precisamente un sistema trifásico genérico. La figura (5.9) nos da una idea; siendo el caso mas general, el de un sistema trifásico desbalanceado y con armónicos en las tensiones y corrientes que puede ser definido como sigue:

$$v_k(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2} V_{kn} \text{sen}(\omega_n t + \phi_{kn}) ; \quad k = (a, b, c) \quad (5.21)$$

$$i_k(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2} I_{kn} \text{sen}(\omega_n t + \delta_{kn}) ; \quad k = (a, b, c) \quad (5.22)$$

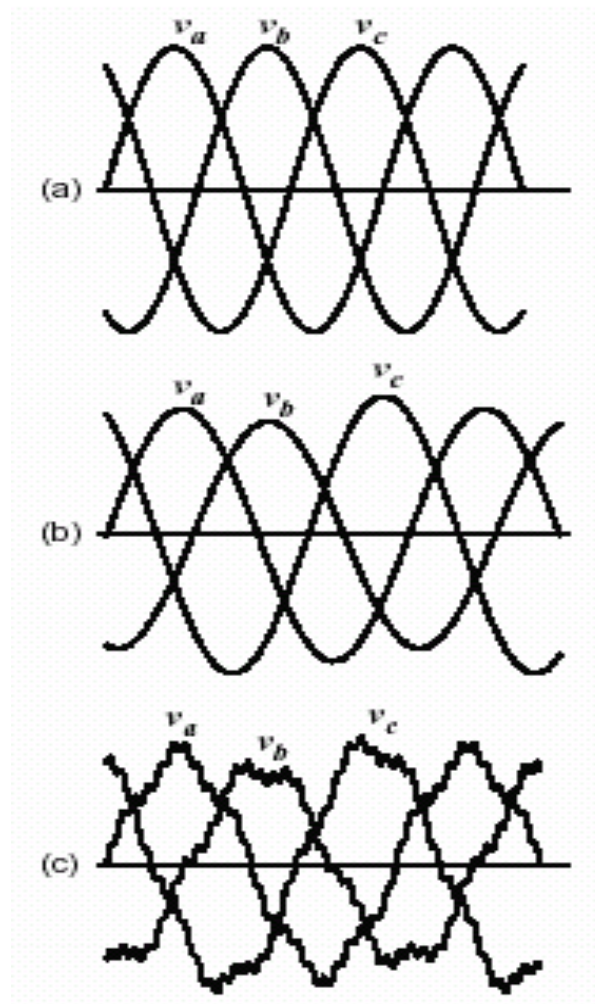


Figura 5.9. Formas de onda de tensión de un sistema trifásico:

(a) balanceado; (b) desbalanceado; (c) con distorsión.

Rescribiendo en términos de fasores :

$$\dot{V}_k = \sum_{n=1}^{\infty} V_{kn} \angle \phi_{kn} = \sum_{n=1}^{\infty} \dot{V}_{kn} ; \quad k = (a, b, c) \quad (5.23)$$

$$\dot{I}_k = \sum_{n=1}^{\infty} I_{kn} \angle \delta_{kn} = \sum_{n=1}^{\infty} \dot{I}^{kn} ; \quad k = (a, b, c) \quad (5.24)$$

Ahora una transformación en componentes simétricas (Fortescue, 1918) puede ser aplicada a cada fasor de cada armónico de tensión y de corriente en las fases a, b, c para determinar las componentes de secuencia positiva, negativa y cero, a continuación se presenta el caso de las tensiones:

$$\begin{bmatrix} \dot{V}_{0n} \\ \dot{V}_{+n} \\ \dot{V}_{-n} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & \alpha & \alpha^2 \\ 1 & \alpha^2 & \alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{V}_{an} \\ \dot{V}_{bn} \\ \dot{V}_{cn} \end{bmatrix} \quad (5.25)$$

Su transformada inversa se define como:

$$\begin{bmatrix} \dot{V}_{an} \\ \dot{V}_{bn} \\ \dot{V}_{cn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & \alpha^2 & \alpha \\ 1 & \alpha & \alpha^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{V}_{0n} \\ \dot{V}_{+n} \\ \dot{V}_{-n} \end{bmatrix} \quad (5.26)$$

Los índices “0”, “+”, y “-” corresponden a las componentes de secuencia cero, secuencia positiva y secuencia negativa, el punto sobre las variables indica fasor, y α es el operador complejo de desplazamiento de fase dado por:

$$\alpha = 1 \angle 120^\circ = e^{j\frac{2\pi}{3}}$$

Tomando como base las transformaciones arriba detalladas, se puede establecer las expresiones para los voltajes armónicos en el dominio del tiempo. En términos de las componentes simétricas se obtienen para un grupo $n^{\text{ésimo}}$ armónico de tensión en las fases $a-b-c$:

$$v_{an}(t) = \sqrt{2}V_{0n} \text{sen}(\omega_n t + \phi_{0n}) + \sqrt{2}V_{+n} \text{sen}(\omega_n t + \phi_{+n}) + \sqrt{2}V_{-n} \text{sen}(\omega_n t + \phi_{-n}) \quad (5.27)$$

$$v_{bn}(t) = \sqrt{2}V_{0n} \text{sen}(\omega_n t + \phi_{0n}) + \sqrt{2}V_{+n} \text{sen}(\omega_n t + \phi_{+n} - \frac{2\pi}{3}) + \sqrt{2}V_{-n} \text{sen}(\omega_n t + \phi_{-n} + \frac{2\pi}{3})$$

(5.28)

$$v_{cn}(t) = \sqrt{2}V_{0n} \text{sen}(\omega_n t + \phi_{0n}) + \sqrt{2}V_{+n} \text{sen}(\omega_n t + \phi_{+n} + \frac{2\pi}{3}) + \sqrt{2}V_{-n} \text{sen}(\omega_n t + \phi_{-n} - \frac{2\pi}{3})$$

(5.29)

Expresiones similares pueden ser derivadas para las corrientes.

La gran ventaja de la descomposición en las componentes simétricas de Fortescue, es la posibilidad de analizar los sistemas trifásicos desbalanceados, como la suma de tres sistemas trifásicos balanceados.

5.2.1.6 POTENCIA ACTIVA Y REACTIVA INSTANTÁNEA EN COORDENADAS $\alpha - \beta - 0$.

En 1983 Akagi propuso nuevos conceptos para definir la potencia activa y reactiva instantáneas, válidos durante transcientes, así como también para formas de onda genéricas de voltaje y corriente, se denominó: Teoría Generalizada de la Potencia Instantánea Reactiva en Circuitos Trifásicos. Esta teoría fue definida inicialmente para sistemas trifásicos de 3 hilos con una breve mención de sistemas con neutro, posteriormente Watanabe y otros en 1993 presentaron una extensión detallada a sistemas de 4 hilos.

Estos conceptos son utilizados en el control de filtros activos de sistemas trifásicos de tres y cuatro hilos, también es conocida como *Teoría p-q*. Aunque muy robusta sólo es aplicable a sistemas trifásicos simétricos (para sistemas monofásicos y de fases múltiples, incluso asimétricos es necesario aplicar la Teoría Generalizada de la Potencia No-Activa, propuesta por Peng en 2000).

La *Teoría p-q* es uno de muchos métodos que pueden ser usados para el control de filtros activos, presenta algunas características importantes:

- Es una teoría inherentemente trifásica
- Está basada en valores instantáneos, lo cual permite una excelente respuesta dinámica
- Puede ser aplicada a cualquier sistema trifásico, balanceado o desbalanceado, con o sin armónicas en ambos voltajes y corrientes.
- Permite dos estrategias de control: suministro de potencia instantánea constante, y suministro de corriente senoidal.
- Permite la compensación separada de las potencias p , q y p_0 .

El método consiste en transformaciones algebraicas de voltajes y corrientes trifásicas a un marco de referencia estacionario ortogonal y bifásico, que permite la separación de los componentes de secuencia cero, con las variables v_0 e i_0 en el eje-0, seguidas de los cálculos de las cantidades $\alpha - \beta$ (*hasta aquí Transformada de Clarke en homenaje a Edith Clarke, la ingeniera que la propuso en 1943*) y luego los componentes de potencia instantáneos $p-q$, mediante otras ecuaciones definidas en la matriz (5.31) (Teoría $p-q$):

$$\begin{bmatrix} v_0 \\ v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \\ 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad \begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \\ 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}$$

(5.30)

Su transformada inversa está dada por:

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 1 & 0 \\ 1/\sqrt{2} & -1/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/\sqrt{2} & -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_0 \\ v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} \quad \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 1 & 0 \\ 1/\sqrt{2} & -1/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/\sqrt{2} & -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix}$$

(5.31)

(5.30) muestra las ecuaciones que definen las componentes $\alpha - \beta - 0$ en términos de las componentes a, b , y c de voltaje y de corriente, que servirán para calcular posteriormente las potencias p y q instantánea activa y reactiva.

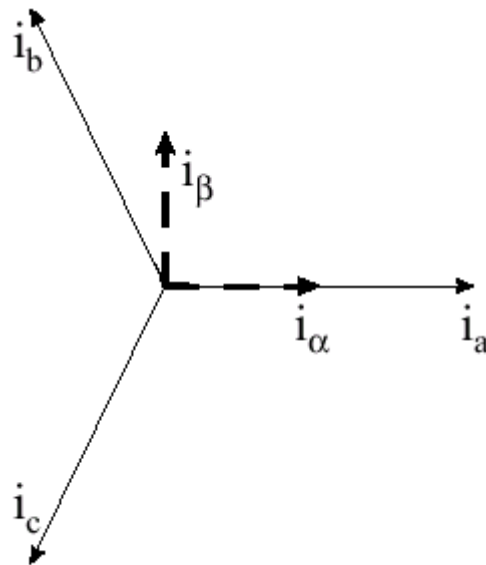


Figura 5.10 Representación gráfica de las componentes α y β

Los componentes de la potencia instantánea p_0 , p y q están relacionados a los voltajes y corrientes $\alpha - \beta - 0$, y pueden representarse así:

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ -v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (5.32)$$

$p_0 = v_0 \cdot i_0$ potencia de secuencia cero instantánea

$p = v_\alpha \cdot i_\alpha + v_\beta \cdot i_\beta$ potencia real instantánea

$q = v_\alpha \cdot i_\beta - v_\beta \cdot i_\alpha$ potencia imaginaria instantánea por definición

$p_{3\phi} = p + p_0$ potencia trifásica activa instantánea

$$p_{3\phi} = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c = v_\alpha \cdot i_\alpha + v_\beta \cdot i_\beta + v_0 \cdot i_0 \quad (5.33)$$

Esta última ecuación muestra que la Potencia Activa Instantánea Trifásica es siempre igual a la suma de la potencia real p y la potencia de secuencia cero p_0 . Vale la pena destacar que la potencia de secuencia cero es normalmente una potencia no deseada en un sistema eléctrico convencional.

Por otra parte, si las variables $\alpha - \beta$ que definen la potencia q fueran sustituidas por sus equivalentes en las coordenadas $a-b-c$ la siguiente ecuación puede ser escrita:

$$q = v_\alpha \cdot i_\beta - v_\beta \cdot i_\alpha = 1/\sqrt{3} [(v_\alpha - v_\beta)i_c + (v_\beta - v_c)i_a + (v_c - v_a)i_b] \quad (5.34)$$

Esta es una expresión similar a la utilizada en la medición de potencia reactiva trifásica, $Q_{3\phi} = 3VI \sin \phi$. Sin embargo los valores instantáneos y no los eficaces son utilizados aquí. En la teoría convencional la potencia reactiva corresponde a la parte de la potencia cuyo valor medio es nulo. En este caso el significado físico de la potencia imaginaria trifásica e instantánea q es un tanto diferente, representa un intercambio de energía, constante o no, entre las fases del sistema, y no contribuye a la potencia activa instantánea trifásica.

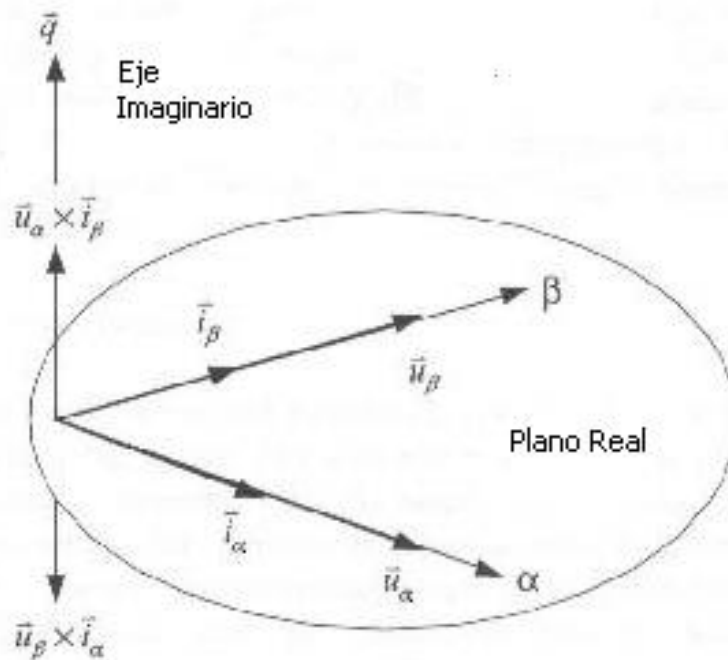


Fig 5.11 Representación de las potencias instantáneas q y p mediante las componentes α y β

Como se muestra en la figura 5.11, q es la magnitud del vector espacial \vec{q} que no es más que un vector en el eje imaginario perpendicular al plano real de coordenadas $\alpha - \beta$, lo cual significa que q no tiene dimensiones en W, VA o VAR, le fue asignada la unidad VAI (Voltamperio Imaginario).

Un nuevo algoritmo para determinar las corrientes reactivas instantáneas que producen la potencia q en las coordenadas $\alpha - \beta$ puede ser derivado de la submatriz (5.32), en función de q , v_α y v_β , haciendo $p=0$:

$$\begin{bmatrix} i_{q\alpha} \\ i_{q\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ v_\beta & -v_\alpha \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 0 \\ q \end{bmatrix} \quad (5.35)$$

La transformación inversa de $i_{q\alpha}$ e $i_{q\beta}$ resulta así:

$$\begin{bmatrix} i_{qa} \\ i_{qb} \\ i_{qc} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{q\alpha} \\ i_{q\beta} \end{bmatrix} \quad (5.36)$$

A pesar de ser obvio de (5.32), que la potencia imaginaria q es independiente de las corrientes y tensiones de secuencia cero, vale la pena recalcar este hecho, dado que es común escuchar que la potencia reactiva se altera en función de las componentes de secuencia cero.

Las corrientes y tensiones en (5.32) son instantáneas y genéricas pudiendo contener desequilibrios y armónicos; de tal forma que en el caso mas general se puede asumir que estas imperfecciones están presentes, por lo que las potencias real, imaginaria y de secuencia cero tendrán componentes de valor oscilante y promedio:

$$p_0 = \bar{p}_0 + \tilde{p}_0 \quad (5.37)$$

$$p = \bar{p} + \tilde{p} \quad (5.38)$$

$$q = \bar{q} + \tilde{q} \quad (5.39)$$

Donde la barra indica valor promedio y la virgulilla, la parte oscilante.

A continuación se deducen las expresiones correspondientes a todas las potencias (p , p_0 , q) en sus valores promedio y oscilante en el caso de tensiones y corrientes desbalanceadas y distorsionadas, en término de las componentes simétricas.

Los voltajes armónicos en términos de los componentes simétricos, según (5.27, 5.28 y 5.29), y las expresiones equivalentes para las corrientes, pueden reemplazar los términos en las series dadas en (5.21) y (5.22). Después, si la transformación de Clarke es aplicada, las siguientes expresiones para voltajes y corrientes genéricas transformadas al marco $\alpha - \beta - 0$, pueden ser obtenidas:

$$v_{\alpha} = \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{3}V_{+n} \text{sen}(\omega_n t + \phi_{+n}) + \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{3}V_{-n} \text{sen}(\omega_n t + \phi_{-n}) \quad (5.40)$$

$$v_{\beta} = \sum_{n=1}^{\infty} -\sqrt{3}V_{+n} \cos(\omega_n t + \phi_{+n}) + \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{3}V_{-n} \cos(\omega_n t + \phi_{-n}) \quad (5.41)$$

$$v_0 = \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{6}V_{0n} \text{sen}(\omega_n t + \phi_{0n}) \quad (5.42)$$

$$i_{\alpha} = \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{3}I_{+n} \text{sen}(\omega_n t + \delta_{+n}) + \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{3}I_{-n} \text{sen}(\omega_n t + \delta_{-n}) \quad (5.43)$$

$$i_{\beta} = \sum_{n=1}^{\infty} -\sqrt{3}I_{+n} \cos(\omega_n t + \delta_{+n}) + \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{3}I_{-n} \cos(\omega_n t + \delta_{-n}) \quad (5.44)$$

$$i_0 = \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{6}I_{0n} \text{sen}(\omega_n t + \delta_{0n}) \quad (5.45)$$

Es posible observar que los componentes de secuencia positiva y negativa, contribuyen a los voltajes y corrientes en los ejes α y β , mientras que los voltajes y corrientes en el eje 0 solamente son afectados por los componentes de secuencia cero.

Ahora pueden definirse:

$$\bar{p} = \sum_{n=1}^{\infty} 3V_{+n} I_{+n} \cos(\phi_{+n} - \delta_{+n}) + \sum_{n=1}^{\infty} 3V_{-n} I_{-n} \cos(\phi_{-n} - \delta_{-n}) \quad (5.46)$$

$$\tilde{p} = \left\{ \sum_{\substack{m=1 \\ m \neq n}}^{\infty} \left[\sum_{n=1}^{\infty} 3V_{+m} I_{+n} \cos((\omega_m - \omega_n)t + \phi_{+m} - \delta_{+n}) \right] + \right.$$

$$\begin{aligned}
& + \sum_{\substack{m=1 \\ n \neq n}}^{\infty} \left[\sum_{n=1}^{\infty} 3V_{-m} I_{-n} \cos((\omega_m - \omega_n)t + \phi_{-m} - \delta_{-n}) \right] + \\
& + \sum_{m=1}^{\infty} \left[\sum_{n=1}^{\infty} -3V_{+m} I_{-n} \cos((\omega_m + \omega_n)t + \phi_{+m} + \delta_{-n}) \right] + \\
& + \sum_{m=1}^{\infty} \left[\sum_{n=1}^{\infty} -3V_{-m} I_{+n} \cos((\omega_m + \omega_n)t + \phi_{-m} + \delta_{+n}) \right] \left. \vphantom{\sum_{m=1}^{\infty}} \right\}
\end{aligned}$$

(5.47)

$$\bar{q} = \sum_{n=1}^{\infty} -3V_{+n} I_{+n} \text{sen}(\phi_{+n} - \delta_{+n}) + \sum_{n=1}^{\infty} 3V_{-n} I_{-n} \text{sen}(\phi_{-n} - \delta_{-n})$$

(5.48)

$$\begin{aligned}
\tilde{q} = & \left\{ \sum_{\substack{m=1 \\ m \neq n}}^{\infty} \left[\sum_{n=1}^{\infty} -3V_{+m} I_{+n} \text{sen}((\omega_m - \omega_n)t + \phi_{+m} - \delta_{+n}) \right] + \right. \\
& + \sum_{\substack{m=1 \\ n \neq n}}^{\infty} \left[\sum_{n=1}^{\infty} 3V_{-m} I_{-n} \text{sen}((\omega_m - \omega_n)t + \phi_{-m} - \delta_{-n}) \right] + \\
& + \sum_{m=1}^{\infty} \left[\sum_{n=1}^{\infty} 3V_{+m} I_{-n} \text{sen}((\omega_m + \omega_n)t + \phi_{+m} + \delta_{-n}) \right] + \\
& \left. + \sum_{m=1}^{\infty} \left[\sum_{n=1}^{\infty} -3V_{-m} I_{+n} \text{sen}((\omega_m + \omega_n)t + \phi_{-m} + \delta_{+n}) \right] \right\} \quad (5.49)
\end{aligned}$$

$$\bar{p}_0 = \sum_{n=1}^{\infty} 3V_{0n} I_{0n} \cos(\phi_{0n} - \delta_{0n}) \quad (5.50)$$

$$\begin{aligned} \tilde{p}_0 = & \left\{ \sum_{\substack{m=1 \\ m \neq n}}^{\infty} \left[\sum_{n=1}^{\infty} 3V_{0m} I_{0n} \cos((\omega_m - \omega_n)t + \phi_{0m} - \delta_{0m}) \right] + \right. \\ & \left. + \sum_{m=1}^{\infty} \left[\sum_{n=1}^{\infty} -3V_{0m} I_{0n} \cos((\omega_m + \omega_n)t + \phi_{0m} + \delta_{0m}) \right] \right\} \quad (5.51) \end{aligned}$$

Estas expresiones de potencia, muestran las relaciones entre los conceptos convencionales, y los conceptos instantáneos de potencia activa y reactiva. Por ejemplo, se puede observar que la potencia activa trifásica fundamental ($=3VI \cos \phi$) es uno de los términos de la potencia promedio \bar{p} , la potencia trifásica reactiva ($=3VI \sin \phi$) está incluida en \bar{q} . Todas las armónicas en voltaje y corriente pueden contribuir a las potencias promedio \bar{p} y \bar{q} si tienen la misma frecuencia y son de la misma clase de secuencia (positiva o negativa). Desafortunadamente la presencia de más de una frecuencia armónica y/o secuencia, también produce \tilde{p} y \tilde{q} , además la potencia de secuencia cero $p_0 = \bar{p}_0 + \tilde{p}_0$ siempre genera la parte oscilante \tilde{p}_0 aunque solamente la componente de secuencia cero de la fundamental esté presente.

5.2.1.6.1 SIGNIFICADO FÍSICO DE LAS POTENCIAS INSTANTÁNEAS EN EL MARCO $\alpha - \beta - 0$.

Las potencias de la teoría p y q se muestran en el siguiente esquema y se explica su significado físico:

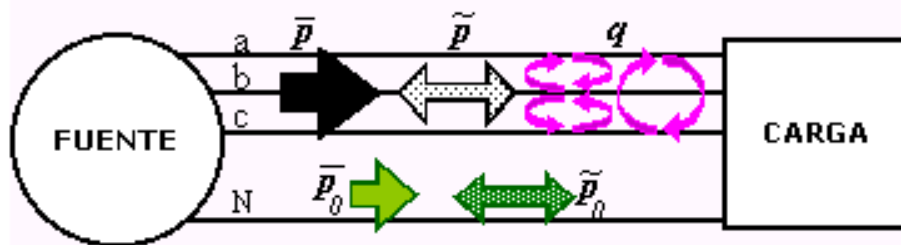


Figura 5.12. Representación gráfica de las potencias

\bar{p}_0 = Valor promedio de la potencia de secuencia cero instantánea - corresponde a la energía por unidad de tiempo que se transfiere desde la fuente de energía hacia la carga a través de los componentes de secuencia cero de voltaje y corriente.

\tilde{p}_0 = El valor alterno de la potencia de secuencia cero instantánea – representa la energía por unidad de tiempo que es intercambiada entre la fuente de potencia y la carga a través de los componentes de secuencia cero. La potencia de secuencia cero solamente existe en sistemas trifásicos con línea de neutro; además estos sistemas deben tener voltajes y corrientes desbalanceados y/o 3^{ras} armónicas en ambos voltajes y corrientes por lo menos en una fase

\bar{p} = El valor promedio de la potencia instantánea real – corresponde a la energía por unidad de tiempo, que es transferida de la fuente a la carga, a través de las coordenadas *a-b-c* y de manera balanceada (es la componente de potencia deseable).

\tilde{p} = El valor alterno de la potencia instantánea real - la energía por unidad de tiempo, que es intercambiada entre la fuente de potencia y la carga, a través de las coordenadas *a-b-c*.

q = Potencia imaginaria instantánea – corresponde a la potencia que se intercambia entre las fases de la carga . Esta componente no implica transferencia o intercambio de energía alguno entre la fuente y la carga, pero es responsable de la existencia de corrientes indeseables que circulan entre las fases del sistema. En el caso de una fuente de voltaje balanceado senoidal, y una carga balanceada, con o sin armónicos, \bar{q} (el valor medio de la potencia imaginaria instantánea) es igual a la potencia reactiva convencional $\bar{q} = 3 \cdot V \cdot I_1 \cdot \sin \varphi_1$.

6. GENERALIDADES DE FA's COMERCIALES.

El principio de operación de un filtro activo es diferente al de un filtro pasivo, tal como se demostró en el apartado 5, los filtros pasivos no realizan un proceso de control para eliminar las armónicas, debido a que el filtrado es un resultado de la impedancia característica del mismo. El filtro activo en su lugar mide la corriente (ó voltaje) armónica y genera activamente un espectro de corriente (ó voltaje) armónica en oposición a la distorsión armónica de corriente (ó voltaje) medida, las dos topologías de filtros activos se presentan a continuación:

a) Filtro Activo Paralelo.

El propósito de un filtro paralelo es limitar o incluso remover la corriente armónica en el punto común de acople (punto "A" de la figura 6.1) inyectando una corriente apropiada. La combinación de "las cargas no lineales más un filtro activo" genera una carga lineal (donde el voltaje y la corriente están relacionados por un factor k) vista desde las terminales de la fuente. Este tipo de filtros es particularmente adecuado para compensar armónicas en redes de bajo voltaje sin considerar el punto de acople y el tipo de carga. La figura 6.1 muestra la topología de un filtro paralelo.

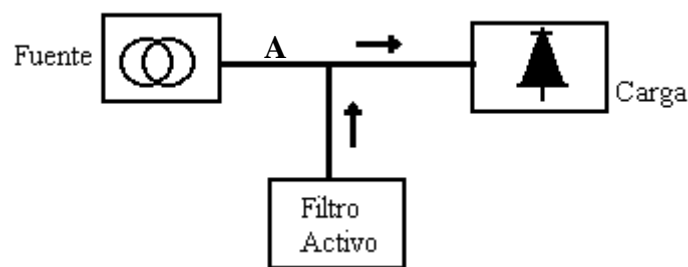


Figura 6.1. Filtro Paralelo.

El filtro activo paralelo se comporta como una fuente de corriente independiente de la impedancia de la red de potencia, y con las siguientes características intrínsecas:

- Ancho de banda suficiente para garantizar remover la mayoría de componentes armónicas de la corriente de la carga.
- Respuesta en el tiempo efectiva de tal forma que la compensación de armónicas se dé en estado estable así como en estado transitorio lento.

La estructura de un filtro activo paralelo su muestra en la figura 6.2, el cual está formado por dos etapas:

- Etapa de potencia: filtro de salida, inversor y un componente de almacenamiento.
- Etapa de control: una etapa de procesamiento, control de V/I y un control de bajo nivel para el convertidor.

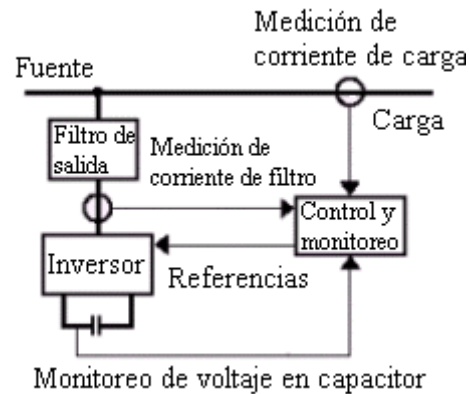


Figura 6.2. Estructura de filtro activo paralelo.

La función del filtro de salida es eliminar las componentes de alta frecuencia generadas por el inversor. El inversor puede ser con fuente de voltaje ó con fuente de corriente, lo cual dependerá si el elemento del cual se toma la energía es un capacitor o un inductor, tal como se muestra en la figura 6.3 y 6.4.

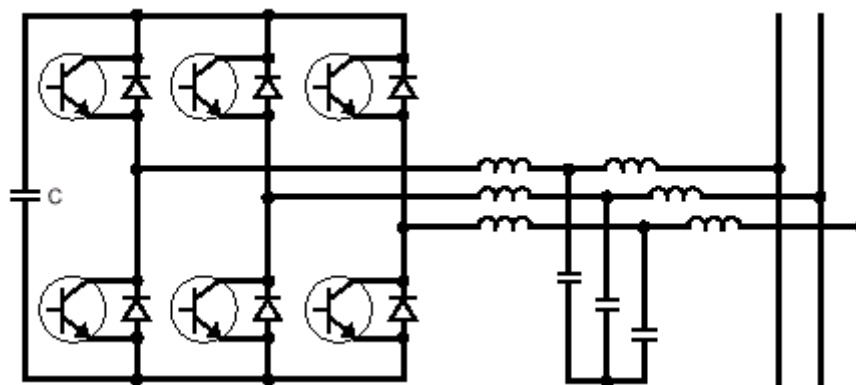


Figura 6.3. Diagrama de inversor de fuente de voltaje.

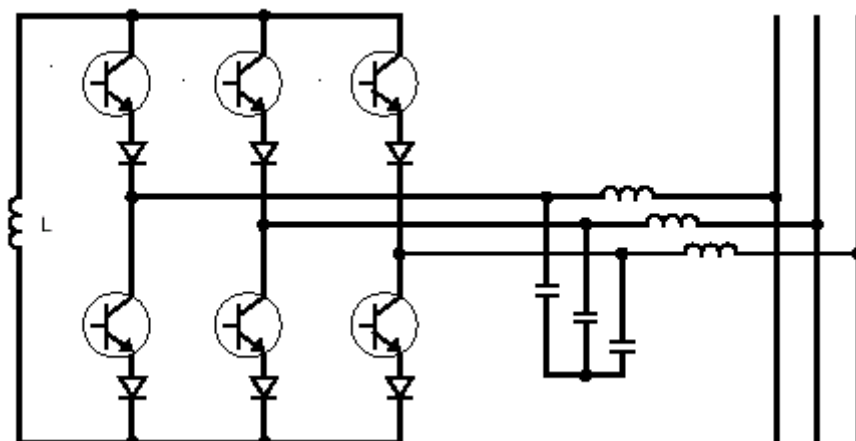


Figura 6.4. Diagrama de inversor de fuente de corriente.

La etapa de control y monitoreo para un inversor con fuente voltaje tiene la función de controlar la forma en como se carga el capacitor y el voltaje entre los terminales del capacitor, para un inversor con fuente de corriente se controlará la

forma en como se cargará la bobina y la corriente entre los terminales de la bobina.

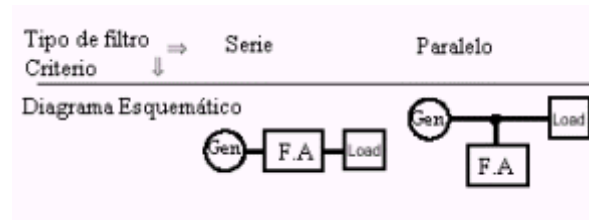
La etapa de procesamiento de información puede utilizar dos metodologías: la primera es el método en tiempo real, el cual es particularmente idóneo para cargas que tienen una rápida variación de su espectro armónico como lo son los equipos que funcionan bajo el principio de arco eléctrico, este método utiliza la transformación de Clarke. El segundo método es en tiempo no real, usado para cargas donde el contenido de corriente armónica absorbida varía ligeramente en 0.1 segundos, este método usa el principio de análisis de frecuencia y se basa en la Transformada Rápida de Fourier (FFT Fast Fourier Transform).

b) Filtro Activo Serie.

El propósito de un filtro activo serie es compensar la distorsión armónica en voltaje debido a la fuente de alimentación, es decir, que la fuente entrega a la carga el voltaje de la fundamental más un voltaje armónico, por lo tanto el filtro activo serie generará un voltaje con la misma magnitud del voltaje armónico pero en fase contraria, dando como resultado un voltaje sinusoidal en las terminales de la carga. En la figura 6.5 se muestra la topología de un filtro serie.



Figura 6.5. Filtro Serie



Acción sobre	Vh de la fuente	Ih de la carga
Desempeño	+++	+++
Dimensionado para	fund + armo	armónicas
Impacto debido a corto circuitos	alto	ninguno
Implementación	difícil	fácil
Mejoramiento del DPF	no	posible
Riesgo de resonancia	no	no

Figura 6.6. Comparación entre los diferentes tipos de Filtros Activos

Es importante mencionar que los filtros paralelos tienen como objetivo compensar las corrientes armónicas generadas por las cargas no lineales, en cambio los filtros serie tienen como objetivo permitir la conexión de cargas sensibles a sistemas de distribución de energía distorsionados.

Dependiendo del punto en donde se colocan los filtros activos paralelos así será el tipo de compensación que estos realicen, los cuales pueden ser:

➤ **Compensación Global.**

Si el filtro es colocado en el tablero principal de distribución de una instalación eléctrica, lo que se logra es que todo circuito que sea alimentado desde este tablero estará libre de distorsión armónica.

➤ **Compensación Parcial.**

Si el filtro se coloca en el subtablero de distribución de una instalación eléctrica, lo que se logra es compensar la distorsión armónica generada por cargas que posee una baja potencia unitaria, por ejemplo luminarias y equipos de oficina.

➤ **Compensación Local.**

Si el filtro es colocado directamente en paralelo a una carga no lineal.

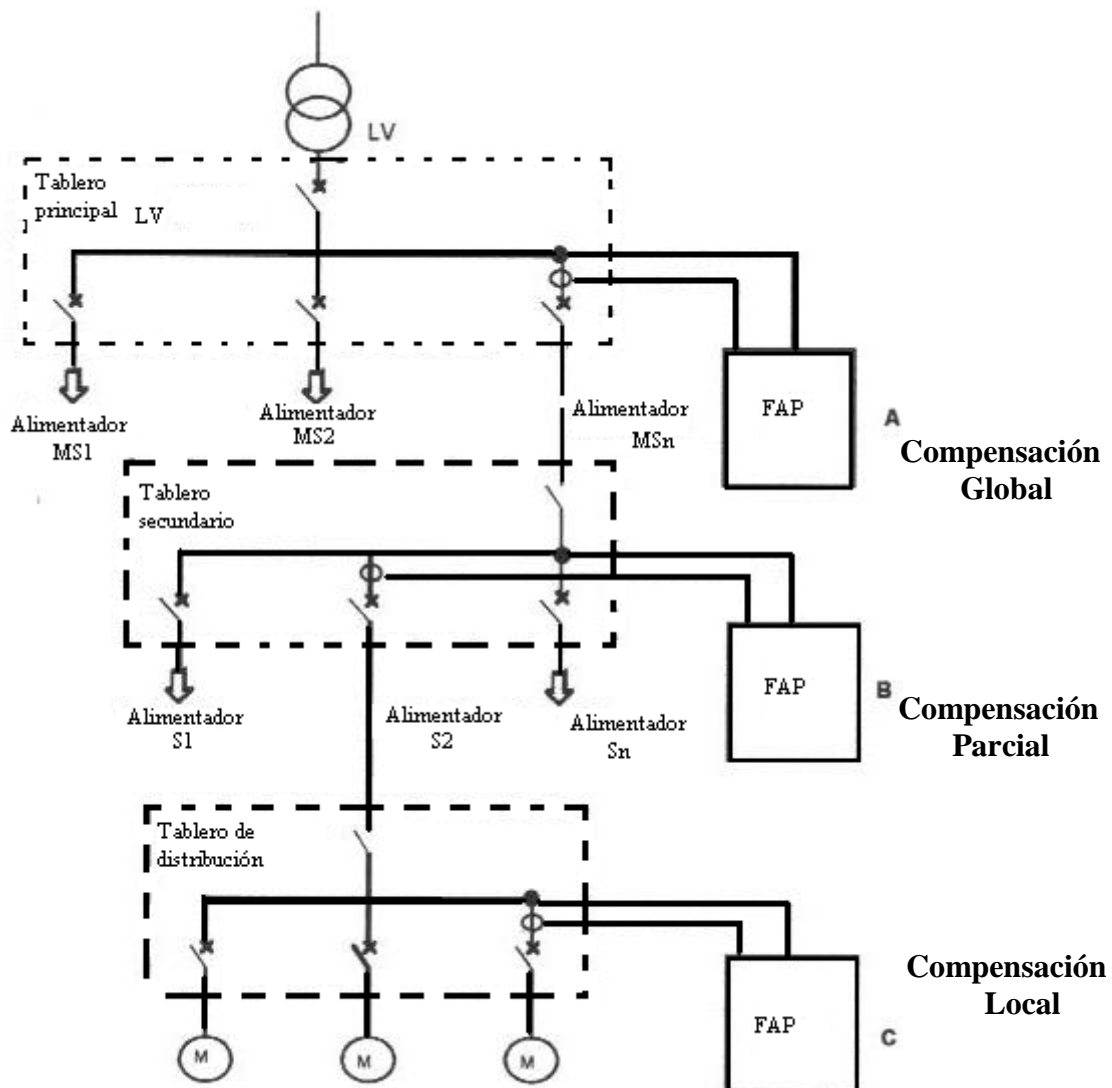


Figura 6.7. Puntos de instalación de FA's.

6.1 CARACTERÍSTICAS DE ALGUNOS FILTROS ACTIVOS PARALELO DISPONIBLES EN MERCADO.

Hasta la fecha están disponibles en el mercado filtros activos paralelos de segunda generación, entre los cuales podemos mencionar:

- SINEWAVE de MGE.
- POWER QUALITY FILTER de ABB.
- AIM's ACTIVE HARMONICS CURRENT CANCELATION de AIM EUROPA.

6.1.1 SINEWAVE de MGE

La serie SINEWAVE es un filtro activo paralelo de segunda generación que ofrece la empresa francesa MGE, el principio de compensación se presenta en la figura 6.8.

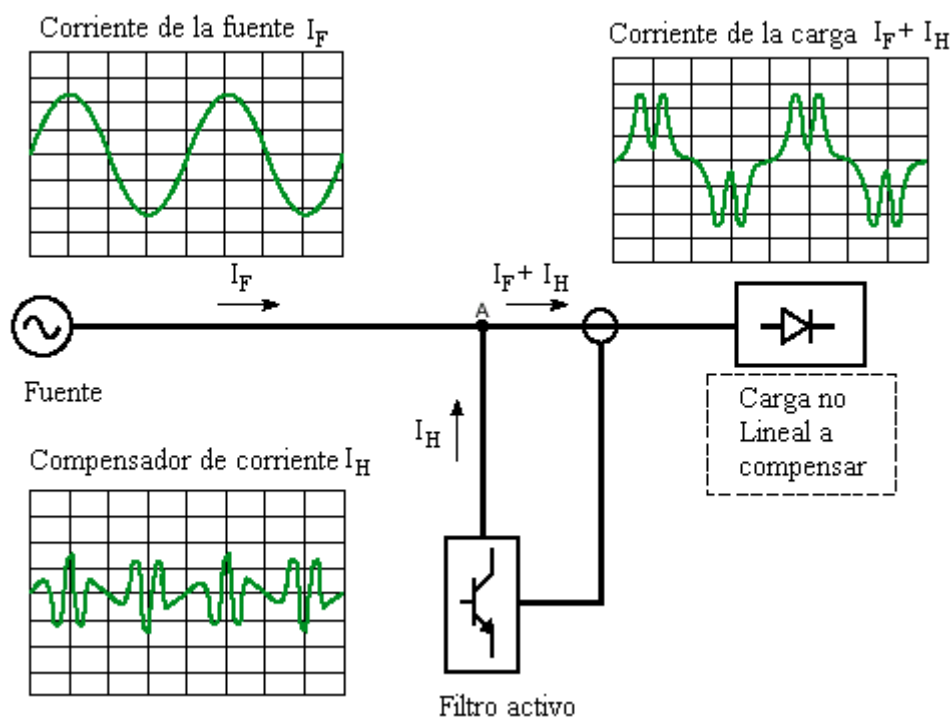


Figura 6.8. Principio de funcionamiento del SINEWAVE.

El filtro proveerá una corriente armónica de la misma amplitud a la corriente armónica demandada por la carga no lineal pero de fase contraria, por lo tanto si se aplica la ley de corriente de Kirchoff en el punto "A"(figura 6.8) se garantizará que la corriente demandada de la fuente sea puramente sinusoidal.

6.1.1.1 Especificaciones técnicas.

Características del SINEWAVE

- Compensación de armónicas: global o seleccionadas.
- Compensación del desplazamiento del factor de potencia.
- Parámetros de control de carga: datos, procesamiento, rectificación.
- Compensación del factor de potencia.
- Tecnología IGBT(Insulated Gate Bipolar Transistor) y control por DSP (Digital Signal Processor).
- 3 indicadores muestran el estado de operación.
- Presentación en 7 lenguajes alfanuméricos.
- Sistema de diagnóstico y mantenimiento.
- Menú de configuración y control de parámetros.
- Control remoto.
- Cumple con los estándares IEC y EC del mercado.
- Redundancia y configuración paralela.
- Amplio rango de transformadores de corriente.
- Interface de comunicación Jbus óptico / RS 485.
- Compensación desde H₂ hasta H₂₃.

Dimensiones y peso

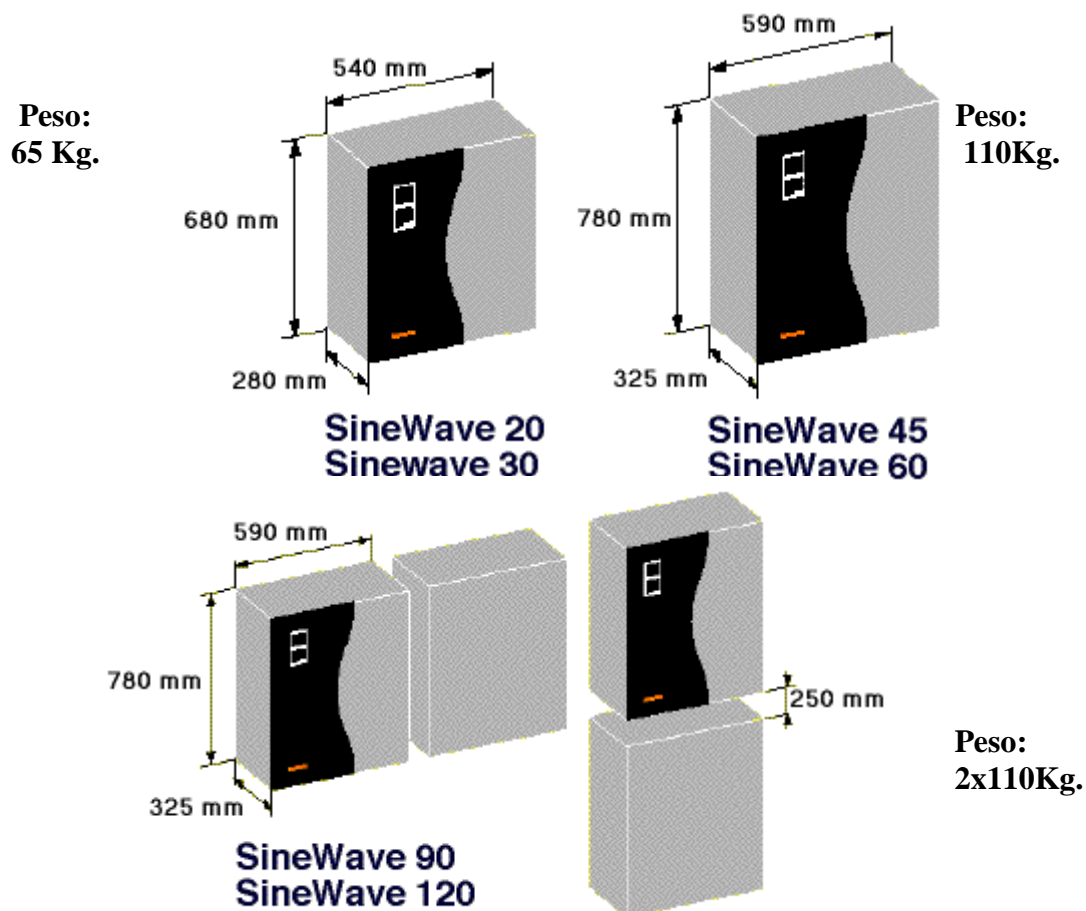


Figura 6.9. Dimensiones y peso de filtro activo SINEWAVE.

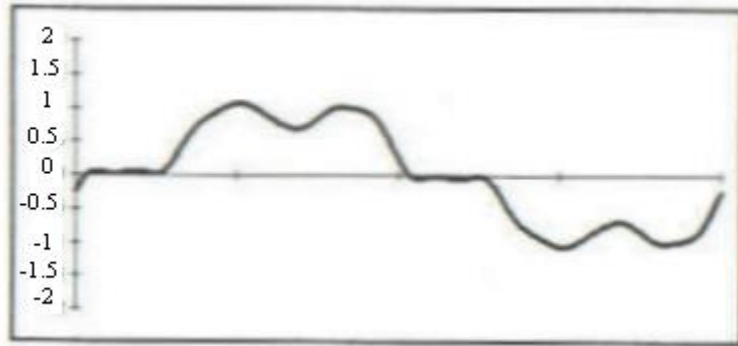
ESPECIFICACIONES TÉCNICAS DEL SINEWAVE						
Modelo	SW20	SW30	SW45	SW60	SW90	SW120
Compensación por fase	20 A rms	30 A rms	45 A rms	60 A rms	90 A rms	120 A rms
Compensación en el neutro (1)	60 A rms	90 A rms	135 A rms	180 A rms	270 A rms	360 A rms
Alimentación AC						
Voltaje nominal (2)	400 V – 20 + 15%					
Frecuencia nominal	50Hz, 60Hz, ±8%					
Número de fases	3 fases con o sin neutro					
(La operación es posible en cargas monofásicas o desbalanceadas)						
Corriente del transformador	Rangos desde 300/1 hasta 4000/1					
Especificaciones técnicas						
Compensación de corrientes armónicas	Orden desde 2 ^a hasta 25 ^a , compensación global o específica de armónicas					
Tasa de reducción de armónicas	THDI de la carga/ THDI de la red mayor que 10, en condiciones de capacidad nominal					
Compensación de corriente de cos φ	Arriba de 1.0					
Tiempo de respuesta	< 40 ms					
Sobrecarga	Limitación de la corriente nominal, su operación continúa dentro de estos límites					
Afluencia de corriente	< a dos veces la corriente pico nominal					
Pérdidas	1000 W	1300 W	2100 W	2600 W	4200 W	5200 W
Nivel de ruido (ISO 3746)	< 55 dBA	< 55 dBA	< 60 dBA	< 60 dBA	< 65 dBA	< 65 dBA
Color	RAL 9002					

Condiciones ambientales	0 a 40 ⁰ C continúa operando, < 25 ⁰ C recomendado
Humedad relativa	0 a 95 % sin condensación
Altitud de operación	< 1000 m
Referencia de estándares	
Construcción y seguridad	EN 50091-1
Diseño	IEC 146
Protección	IP 30 de acuerdo con IEC 529
Compatibilidad electromagnética	
Interferencia y emisión de radiación	EN 55011 Clase A
Inmunidad a descargas electromagnéticas	IEC 1000-4-2 Nivel 3
Inmunidad a campos electromagnéticos	IEC 1000-4-3 Nivel 3
Inmunidad al impulso	IEC 1000-4-4 y IEC 1000-4-5 Nivel 4
(2) Máxima capacidad en cargas tipo PC en sistemas 3-fásicos balanceados. (3) 208 V, 220 V y 480 V están disponibles.	

Tabla 6.1 Especificaciones técnicas del Sinewave

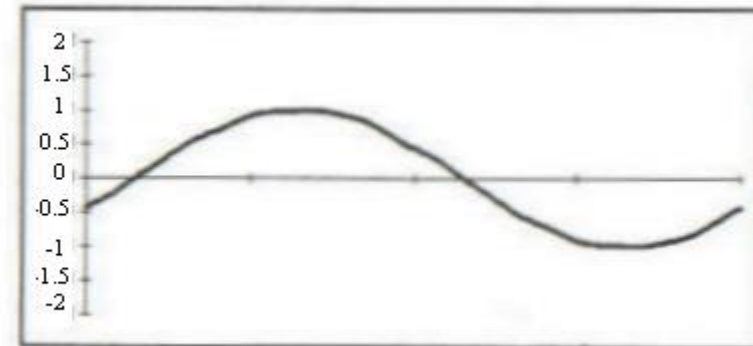
6.1.1.2 Resultados de la aplicación de un filtro sinewave en diferentes cargas no lineales.

UPS DE 120 KVA



Corriente de fase sin SINEWAVE

I de fase	237 A
THDI	28%
S	156 KVA
Factor de Potencia	0.86
DPF	0.89

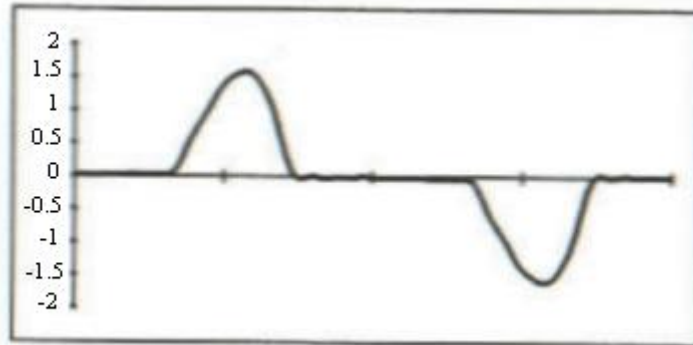


Corriente de fase con SINEWAVE

I de fase	231 A
THDI	2.8%
S	153 KVA
Factor de Potencia	0.90
DPF	0.90

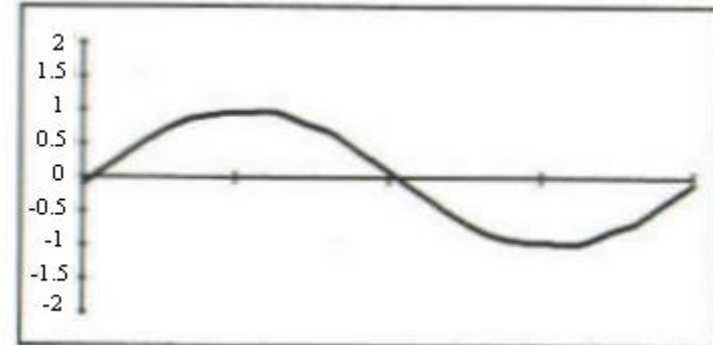
Figura 6.10. Resultados obtenidos para un UPS 120 KVA como carga.

COMPUTADORAS COMO CARGA



Corriente de fase sin SINEWAVE

I de fase	48 A
THDI	81%
S	10.6 KVA
Factor de Potencia	0.77
DPF	0.99

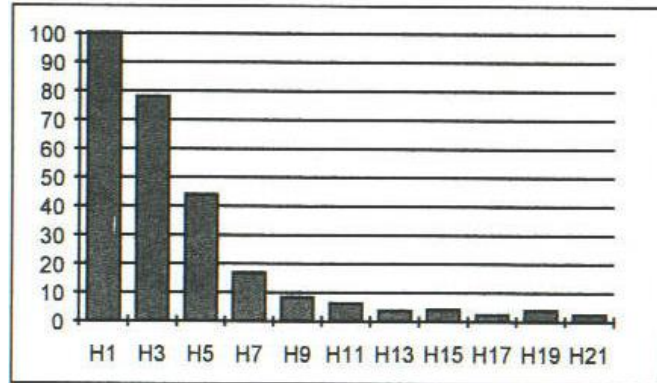


Corriente de fase con SINEWAVE

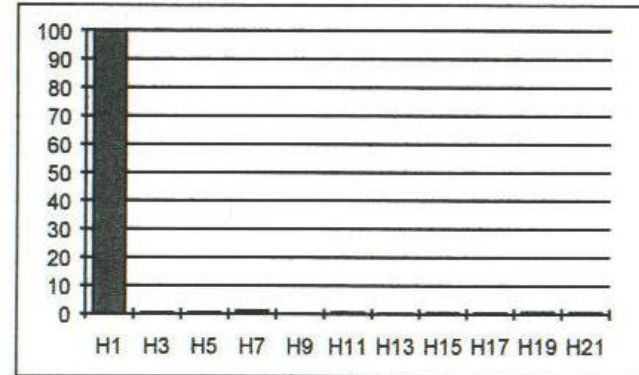
I de fase	38 A
THDI	3.4%
S	8.4 KVA
Factor de Potencia	1
DPF	1

Figura 6.11. Resultados obtenidos para computadoras como carga.

COMPUTADORAS COMO CARGA



Corriente armónica sin SINEWAVE



Corriente armónica con SINEWAVE

$$\text{THDI} = 92.6\% \Rightarrow 2.9\%$$

$$\text{PF} = 0.73 \Rightarrow 1.0$$

Figura 6.12. Resultados obtenidos en el dominio de la frecuencia para computadoras como cargas.

6.1.2 P

6.1.2 POWER QUALITY FILTER DE ABB

El power quality filter de la empresa ABB es un filtro activo, el principio de operación se muestra en la figura 6.13.

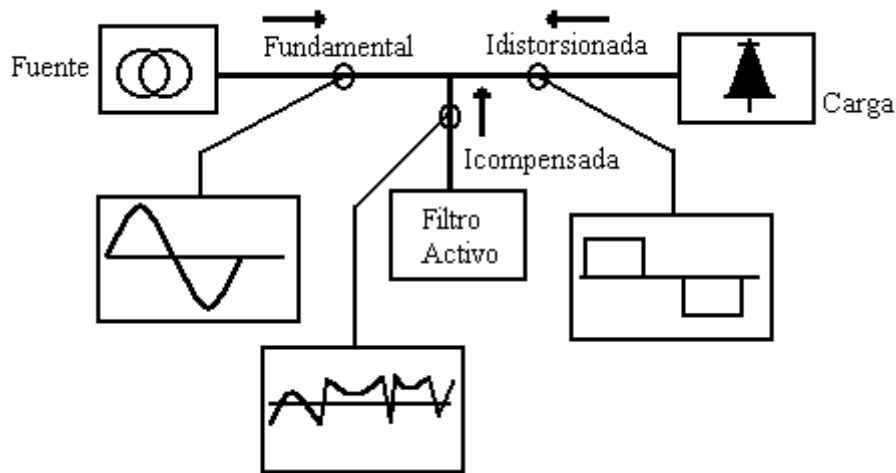


Figura 6.13. Principio de operación de un filtro activo ABB.

Como se observa claramente en la figura 6.9, la función del filtro es aplicar en el punto de acople una corriente en fase contraria a la demandada por la carga con el objetivo de que la corriente de la fuente sea una sinusoidal pura. Tal como lo muestra la figura 6.14, el filtro activo inyectará una corriente armónica en fase contraria a la demandada por la carga con lo cual se obtendrá una corriente fundamental libre de distorsión.

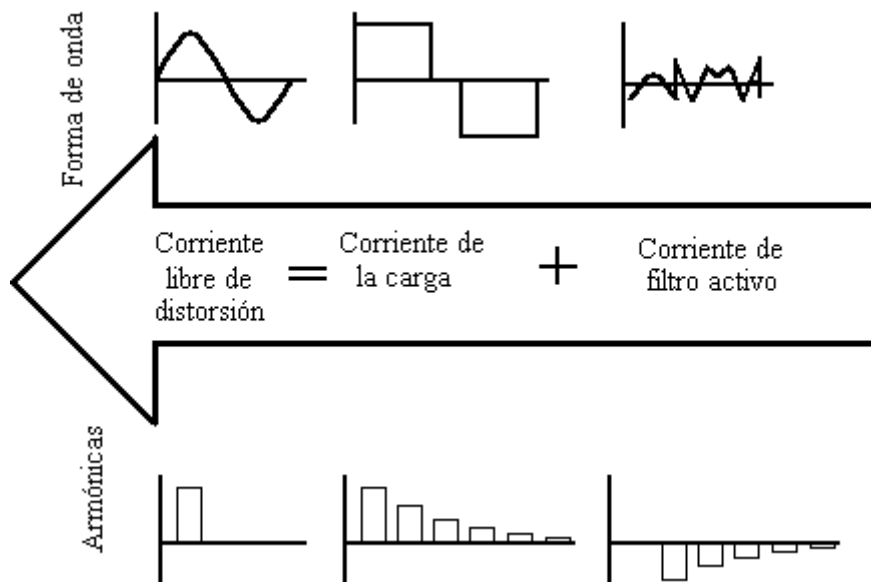


Figura 6.14. Principio de funcionamiento de filtro activo en el dominio del tiempo y la frecuencia.

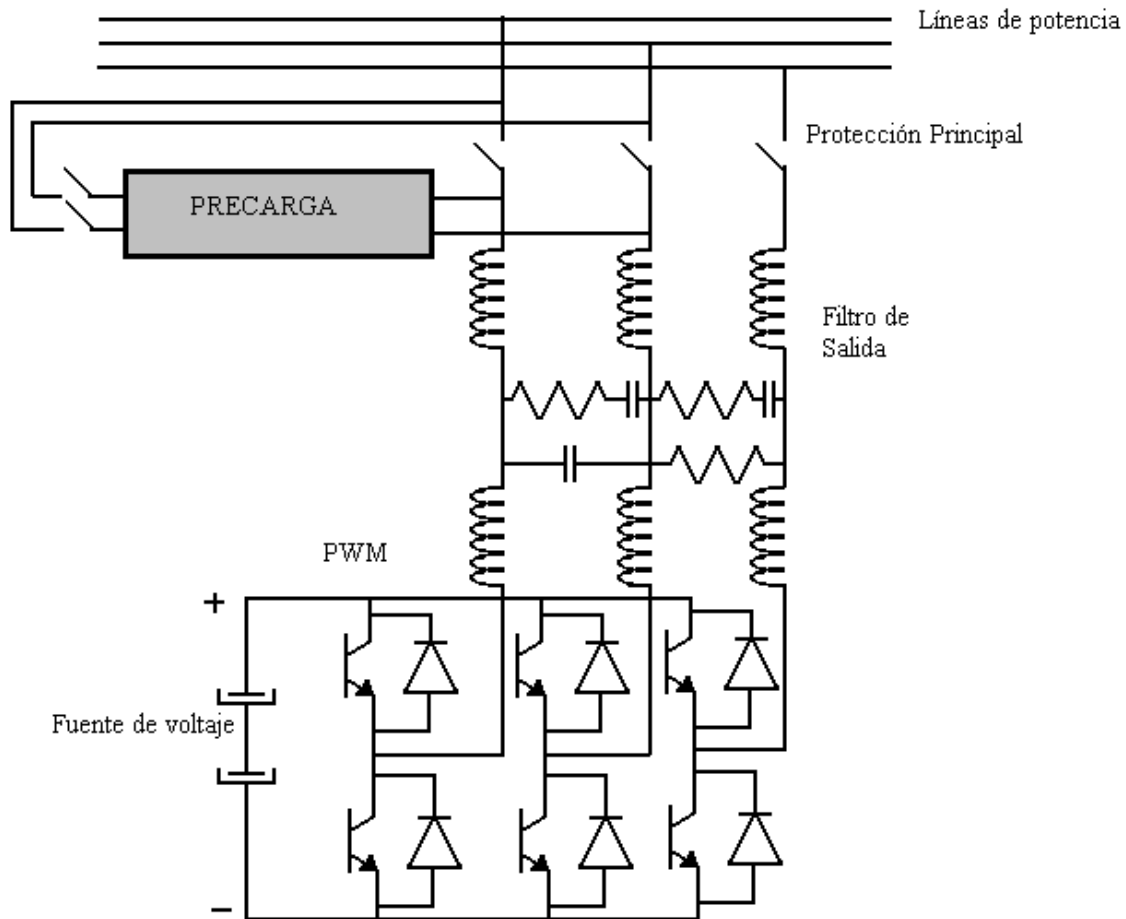


Figura 6.15. Circuito de potencia de Filtro Activo.

En la figura 6.15, se pueden observar claramente cuatro componentes básicos que conforman el filtro activo: **precarga, filtro de salida, inversor y fuente de voltaje DC**. La corriente de compensación es generada por un inversor trifásico utilizando IGBT, el cual es capaz de generar cualquier forma de voltaje utilizando un PWM. La razón por la cual el inversor utiliza IGBT's es por que ofrecen una frecuencia de conmutación relativamente alta (menor que la de MOSFET' (Metal Oxide Fiel Effect Transistor) pero mayor que la de GTO's (Gate Turn-off SCR)) que permite generar corrientes armónicas de alta frecuencia, y posee pérdidas de conducción y conmutación relativamente bajas.

El capacitor DC está cargado activamente a través del inversor y no hay necesidad de una fuente de poder externa. Obviamente el nivel de voltaje DC debe ser siempre mayor que el valor pico del voltaje de la red para poder inyectar corriente a la red. El filtro activo está provisto con un circuito de precarga conectado con el capacitor DC, la función de este es evitar una alta corriente en el momento de encendido cuando el capacitor está descargado, lo cual puede causar daños en el circuito de potencia o crear transientes en la red.

El PWM transforma el voltaje de la fuente invirtiéndolo en una fuente de corriente y el filtro de salida absorbe las componentes de alta frecuencia introducidas por la conmutación del PWM.

El filtro de ABB utiliza un avanzado procesador digital de señales para realizar un control en tiempo real que permita determinar el valor de cada armónica y controlar la compensación de corriente de acuerdo a las necesidades de la planta. Las señales que utiliza el DSP son digitalizadas previamente, donde la señal de la planta es acoplada a través de un transformador de acoplamiento que maneja 5 A en el secundario, además es necesario un AD/C de alta precisión para crear una representación digital de la señal analógica.

El compensador de ABB puede filtrar 15 armónicas independientes hasta la 50^{ava} armónica. Además tiene la característica que las armónicas a filtrar pueden ser seleccionadas por el usuario, tal como se observa en la figura 6.16.

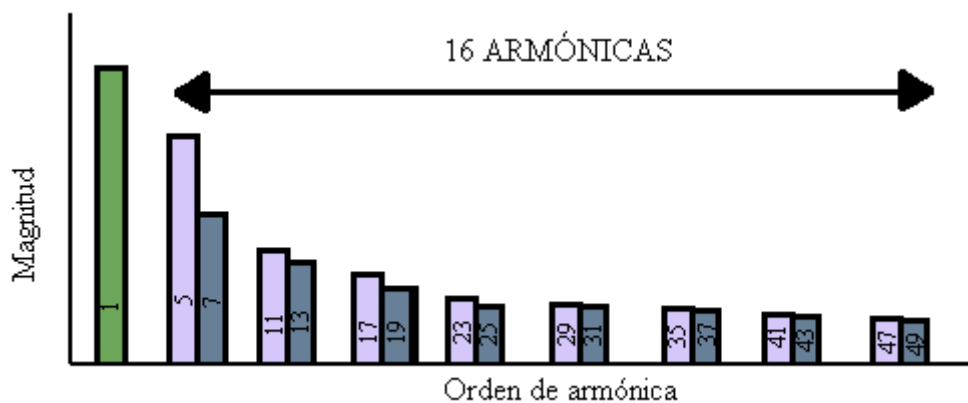


Figura 6.16. Armónicas generadas por un rectificador trifásico.

6.1.2.1 ESPECIFICACIONES TÉCNICAS.

Características del filtro de ABB

- Puede filtrar hasta 15 armónicas simultáneamente hasta la 50^{ava} armónica.
- El filtrado de armónicas es totalmente programado por el usuario.
- Control en lazo cerrado para mejores resultados.
- No se sobrecarga.
- No genera ni absorbe ninguna potencia reactiva.

El filtro activo consta de un controlador y hasta 8 módulos de potencia montados en cubículos. Cada cubículo puede tener un controlador y uno o más módulos de potencia, este tipo de filtro puede existir bajo una de las siguientes cuatro configuraciones:

- Configuración A: Un controlador y un módulo de potencia.
- Configuración B: Un controlador y dos módulos de potencia.
- Configuración C: Sin controlador y un módulo de potencia.
- Configuración D: Sin controlador y dos módulos de potencia.

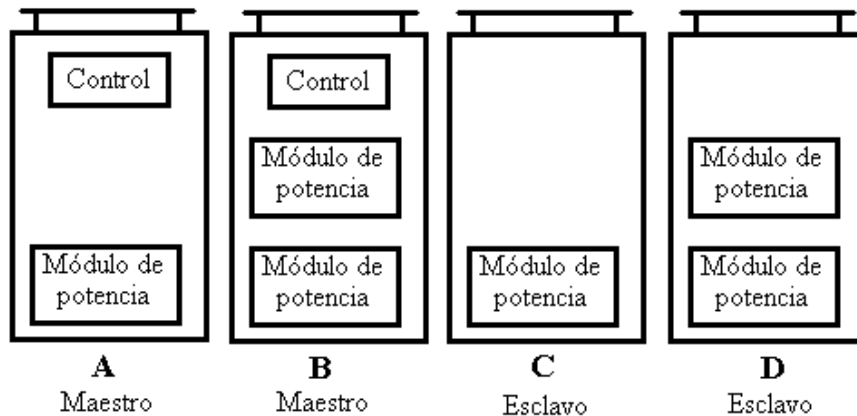


Figura 6.17. Configuración de filtro activo

Configuración	Número de Módulos	Número de Cubículos
A	1	1
B	2	1
B + C	3	2
B + D	4	2
B + D + C	5	3
B + D + D	6	3
B + D + D + C	7	4
B + D + D + D	8	4

Tabla 6.2. Sistema de filtro activo ABB.

Características Técnicas	
Corriente rms por módulo 60 Hz- 380 V	
- 440 V	200 A
- 480 V	170 A
- 500 V	155 A
	110 A
Tolerancia de voltaje	± 10 %
Filtrado de armónicas	Cerca de 15, y programable hasta la 50 ^{ava} armónica
Grado de filtrado	Programación individual de armónicas en términos absolutos ó relativos.
Eficiencia típica de filtrado	Mejor que el 97 %
Potencia reactiva	El factor de potencia es programable de 0.6 inductivo a 0.6 capacitivo
Comunicación	Puerto RS232
Potencia activa	Menor que 7 KW por módulo a plena carga
Tiempo de respuesta	40 ms
Dimensiones de cubículo	800x600x2150(WxDxH)
Temperatura ambiente	-10 ⁰ C / +40 ⁰ C
Humedad	Máximo de 95 RH

Tabla 6.3.

Voltaje	Configuración de FA	Nº-de Módulos	Corriente rms
380V a 60 Hz	A	1	200 A
	B	2	380 A
	B + C	3	570 A
	B + D	4	760 A
440 V a 60 Hz	A	1	170 A
	B	2	232 A
	B + C	3	484 A
480 V a 60 Hz	A	1	155 A
	B	2	294 A
	B + C	3	441 A
	B + D	4	589 A

Tabla 6.4. Configuración de filtro activo basándose en la corriente rms demandada.

Ejemplo de Instalación En Calentador por inducción

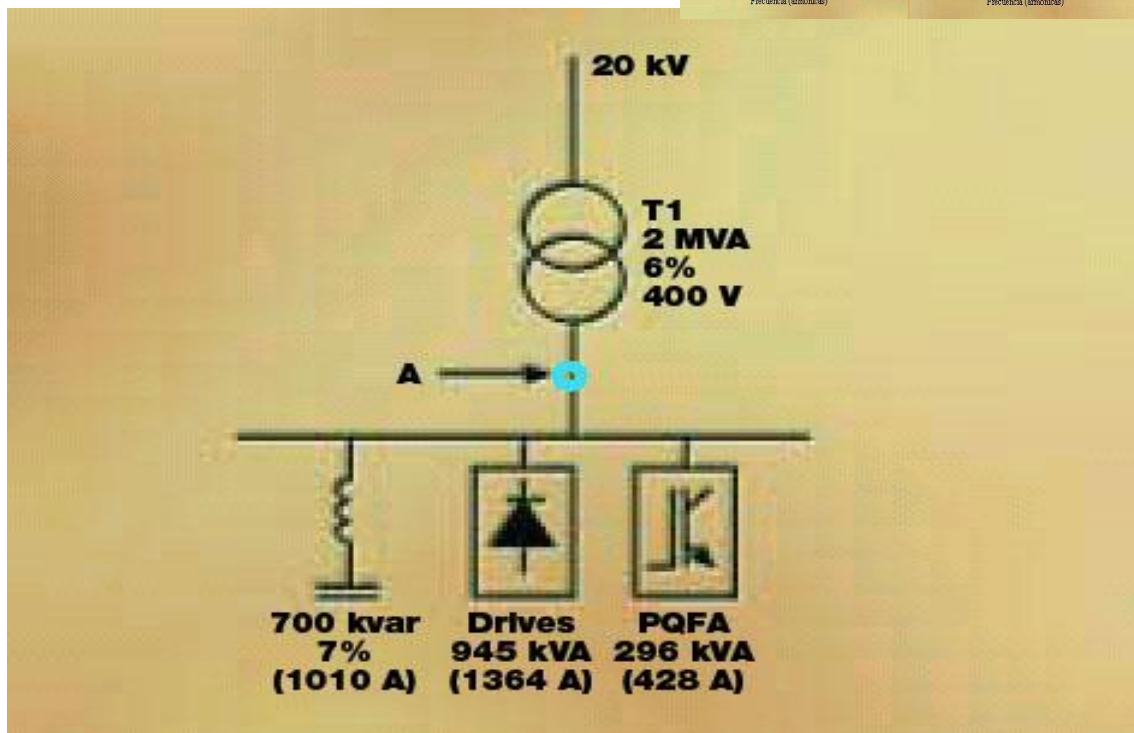
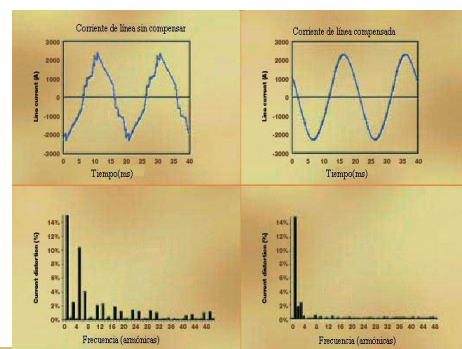


Figura 6.18. Resultados obtenidos para filtro activo ABB.

7. CONSIDERACIONES PRÁCTICAS PARA INSTALACIÓN DE UN FA.

7.1 DETERMINACIÓN DEL TAMAÑO DE UN FA PARALELO

El principal factor a considerar al dimensionar un FA paralelo es su potencia nominal (ó más precisamente su corriente rms).

La corriente rms $I_{CA\ rms}$ es la corriente que puede ser permanente generada por el acondicionador activo de armónicas.

Otra característica a tomar en cuenta es *el ancho de banda* y su *capacidad dinámica*.

El ancho de banda de un acondicionador activo de armónicos está definido por n_{\min} y n_{\max} , que son el orden mínimo y máximo de acción del filtro.

Lo anterior puede ser escrito de la siguiente manera:

$$I_{CA\ rms}(A) = \sqrt{\sum_{n=n_{MIN}}^{n=n_{MAX}} I_{CA(n)}^2} \quad (7.1)$$

La capacidad dinámica de respuesta en corriente expresada por $\frac{di}{dt}$, es la capacidad del filtro para “seguir” rápidamente las referencias cambiantes.

El ancho de banda y la capacidad dinámica no afectan el dimensionamiento del filtro, pero son características inherentes en el filtro activo.

Escogiendo la potencia nominal:

- Partiendo del hecho que se conoce el espectro de la corriente a tratar I_{CH} La corriente nominal del filtro en $I_{N\ CA\ rms}$ se define por:

$$I_{N\ CA\ rms}(A) = \sqrt{\sum_{n=n_{MIN}}^{n=n_{MAX}} I_{CH(n)}^2} \quad (7.2)$$

Suponiendo que la condición anterior se cumpla, la “nueva” distorsión armónica total en corriente puede ser calculada de la siguiente manera, una vez que el filtro activo sea puesto en operación:

$$THDI(\%) = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{n=n_{\min}} I_{CH(n)}^2 + \sum_{n=n_{\max}+1}^{n \rightarrow \infty} I_{CH(n)}^2}}{I_{CH(1)}} \quad (7.3)$$

Esta fórmula es utilizada para determinar si el desempeño máximo en teoría del filtro activo es compatible con los objetivos de compensación.

El anterior método de dimensionamiento debe estar acompañado de las siguientes consideraciones prácticas:

- El espectro armónico de la mayoría de cargas es significativo solamente desde la tercera hasta la décima tercera armónica.
- El propósito de insertar un filtro activo no es cancelar el THDI, sino limitarlo debajo de un nivel predeterminado, por ejemplo 8%.
- Un filtro activo puede ser escogido con una corriente nominal menor que I_N ca rms y entonces operar permanentemente en saturación mediante su limitación automática de corriente.
- La conexión en paralelo de un número de filtros activos en un mismo punto es técnicamente realizable, convirtiéndose en una solución que mejore una red previamente compensada.
- Posibilidad de programación de las armónicas a compensar definida por el usuario.
- Capacidad de compensar de armónicas de secuencia cero en el neutro.
- Modularidad del equipo.
- Potencia del filtro acorde a las necesidades.
- Interfaz amigable para el usuario.
- Robustez del equipo.
- El tiempo de respuesta del filtro de acuerdo a la estrategia de control basada en la *FFT* o en la teoría *p, q*.

8. DISEÑO DE UN FILTRO ACTIVO PARALELO MONOFÁSICO

Los filtros activos, como se ha dicho anteriormente, son una solución viable para disminuir la distorsión producida por cargas no-lineales. Un FA conectado en paralelo a la carga no-lineal, funciona como una fuente de corriente que cancela la corriente armónica y los componentes reactivos generados por la carga.

La mayoría de métodos de control de los FA's necesitan sensar la corriente de la carga, y el voltaje de entrada, para realizar el cálculo de la distorsión, y potencia reactiva, para generar las señales de referencia a la etapa de control. Estos métodos requieren, naturalmente un cálculo muy rápido en "tiempo real", por ende microprocesadores de alta velocidad, multiplicadores y convertidores A/D de alto desempeño son necesarios, lo cual resulta generalmente en un costo elevado, alta complejidad y dificultad para alcanzar estabilidad en el sistema.

Una muy buena simplificación en la manera de sensar la corriente y el control del filtro se desarrolla en el diseño propuesto por Qiao-Smedley-Maddaleno en el llamado **Control Unificado de Integración con Frecuencia Constante** que se explica a continuación:

El método se basa en el empleo de un **Integrador con Reset** como el componente fundamental, que controla el ancho del pulso de un convertidor AC a DC.

8.1 PRINCIPIO DE OPERACIÓN

8.1.1 ETAPA DE POTENCIA

La etapa de potencia de un filtro activo paralelo típico se muestra en la figura:

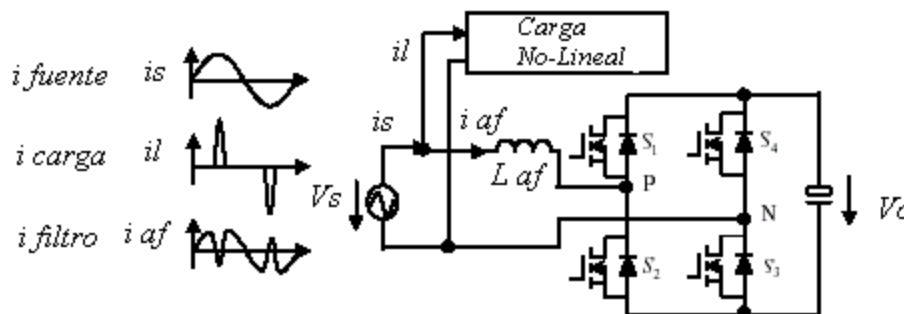


Figura 8.1

Al utilizar la estrategia de operación unipolar, las pérdidas por conmutación se ven reducidas, por tanto la eficiencia es mejorada, porque solo dos IGBT's operan a la frecuencia de conmutación, los otros dos operan a la frecuencia de línea.

- En operación unipolar, cuando $v_s > 0$, el switch S_3 permanece encendido por el semiciclo completo de la frecuencia de línea, y los switches S_1 S_2 se encienden y apagan alternativamente durante cada ciclo de switcheo T_s

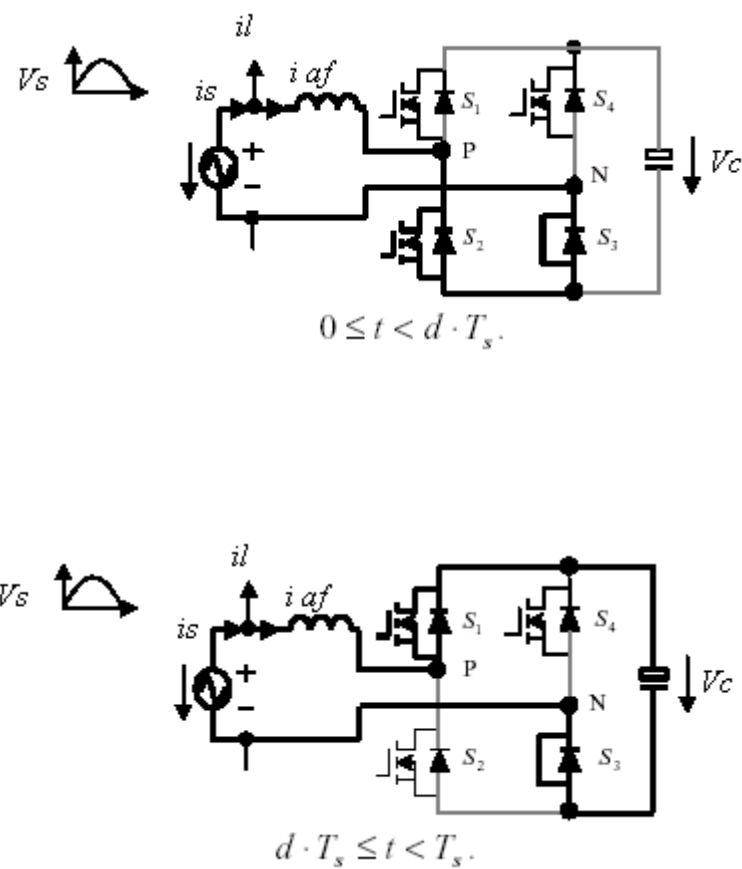


Figura 8.2

- Cuando $v_s < 0$, el switch S_4 permanece encendido por el semiciclo completo de la frecuencia de línea, y los switches S_1 S_2 se encienden y apagan alternativamente durante cada ciclo de switcheo T_s .

Debido a que el voltaje V_{PN} durante cada semiciclo tiene solo una polaridad, este modo de operación es llamado Unipolar, ver figura 8.3.

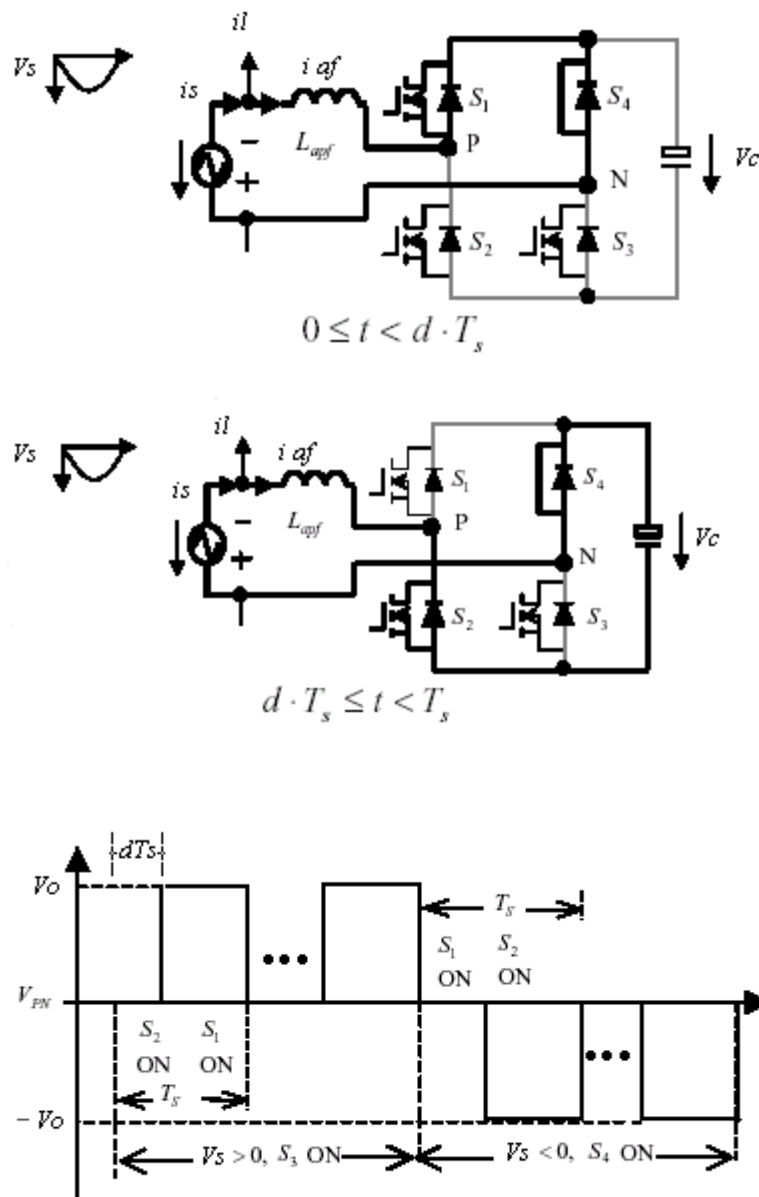


Figura 8.3

8.1.2 ETAPA DE CONTROL

Para frecuencia de conmutación constante y estado casi-estacionario, ***el voltaje-segundo promedio en la bobina durante cada ciclo de conmutación al T_s , es conmutación ales e balanceado**, así:

$$V_L(on) = V_s \quad 0 < t < dT_s \quad S_1 OFF, S_2 ON S_3 ON \quad (8.1)$$

$$V_L(off) = V_s - V_c \quad dT_s < t < T_s \quad S_1 ON, S_2 OFF S_3 ON \quad (8.2)$$

$$V_L(on).dT_s + V_L(off).(1-d).T_s = 0 \quad (8.3)$$

$$V_L(on).t(on) = V_L(off).t(off) * \quad d = \frac{T_{on}}{T_s}$$

Ahora, al expresar esta igualdad en función del voltaje del capacitor y de la fuente (considerando un valor de C lo conmutación ales e grande para que su voltaje V_c permanezca constante en un ciclo de conmutación al, y que la frecuencia de conmutación al f_s sea mucho mayor que la frecuencia de línea y de la corriente de la carga no-lineal) sustituyendo (8.1) y (8.2) en (8.3) se obtiene:

$$V_s.d + (V_s - V_c).(1-d) = 0 \quad \text{para } V_s > 0 \quad (8.4)$$

$$V_s.d + (V_s + V_c).(1-d) = 0 \quad \text{para } V_s < 0 \quad (8.5)$$

Las dos conmutación a anteriores pueden combinarse de tal manera que describan la relación existente entre el voltaje de la fuente, el ciclo de trabajo de los switches y el voltaje del capacitor:

$$V_{se} = V_c(1-d) \quad (8.6)$$

$$V_{se} = \begin{cases} V_s & V_s > 0 \\ -V_s & V_s < 0 \end{cases} \quad (8.7)$$

La meta en este FA será la de alcanzar el valor mas cercano a la unidad, del factor de potencia. Para conseguirlo, el FA deberá forzar a la corriente promedio a seguir al voltaje de entrada AC:

$$V_s = R_e \langle i_s \rangle \quad (8.8)$$

$$\langle i_{se} \rangle = \begin{cases} \langle i_s \rangle & V_s > 0 \\ -\langle i_s \rangle & V_s < 0 \end{cases} \quad (8.9)$$

R_e es el valor de la impedancia vista por la fuente, que resulta de la impedancia de la carga no-lineal en paralelo con la impedancia del filtro activo y posee un valor constante

$$V_{se} = R_e \langle i_{se} \rangle \quad (8.10)$$

Igualando (3.6) y (3.10):

$$R_e \langle i_{se} \rangle = V_c (1 - d) \quad (8.11)$$

El diseño de un circuito de control que satisfaga esta ecuación clave, debe lograr mantener la igualdad mediante el control del voltaje del capacitor V_c y el ciclo de trabajo d de la frecuencia de conmutación al.

Los diseñadores del método hicieron la siguiente ecuación para simplificar el diseño:

$$V_m = R_s \cdot \frac{V_c}{R_e} \quad (8.12)$$

Entonces la igualdad queda:

$$R_s \langle i_{se} \rangle = V_m (1 - d) \quad (8.13)$$

Esta ecuación puede ser implementada mediante un circuito con control de un ciclo, cuyo diagrama de bloques se muestra en la figura 8.4.

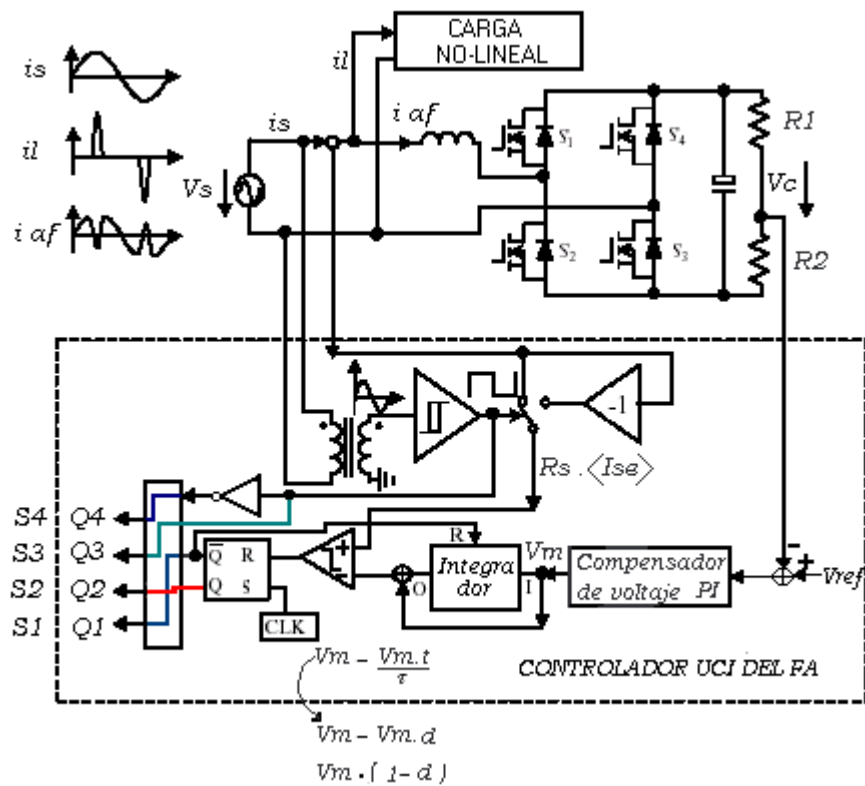


Figura 8.4

Para poder sensar la corriente $\langle i_{se} \rangle$ se hace necesario detectar el punto de cruce por cero de el voltaje de entrada.

Las formas de onda inyectadas al comparador se muestran en la siguiente figura:

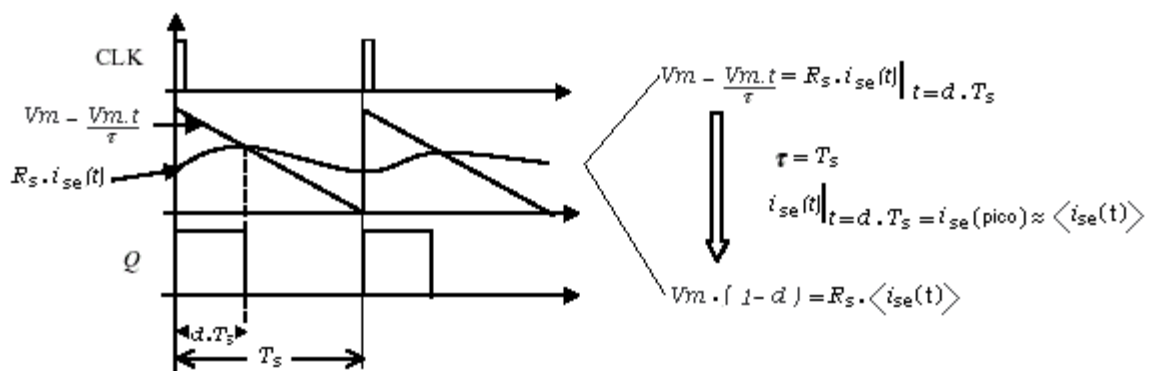


Figura 8.5

La ecuación clave se cumple cuando la constante de tiempo del integrador es igual al periodo de modulación al $\tau = T_s$.

8.1.3 ETAPA DE DISEÑO

➤ Cálculo del capacitor

El tamaño de el capacitor de el bus DC, es determinado por la ecuación del rizado en el mismo bus, derivado de la ecuación:

$$C \geq \frac{P_0}{2 \cdot f_{linea} \cdot (V_{cmax}^2 - V_{cmin}^2)} \quad (8.14)$$

Donde V_{cmax} , V_{cmin} es el valor pico a pico del voltaje de rizado del bus de DC.

Por ejemplo, si la potencia del filtro es de 200 W, el bus DC tiene 400 voltios con un 2% de rizado y la frecuencia de línea es de 60 HZ :

$$C \geq \frac{200}{2 \cdot 60 \cdot 400^2 \cdot [(1 + 0.02)^2 - (1 - 0.02)^2]} = 130 \mu F$$

➤ Cálculo de la Inductancia

El concepto del control UCI es utilizar un control de un ciclo para poder implementar la ecuación clave de la siguiente manera:

$$V_m \cdot (1 - d) = R_s \cdot i_s = R_s \cdot (i_{carga} + i_{fa}) \quad (8.15)$$

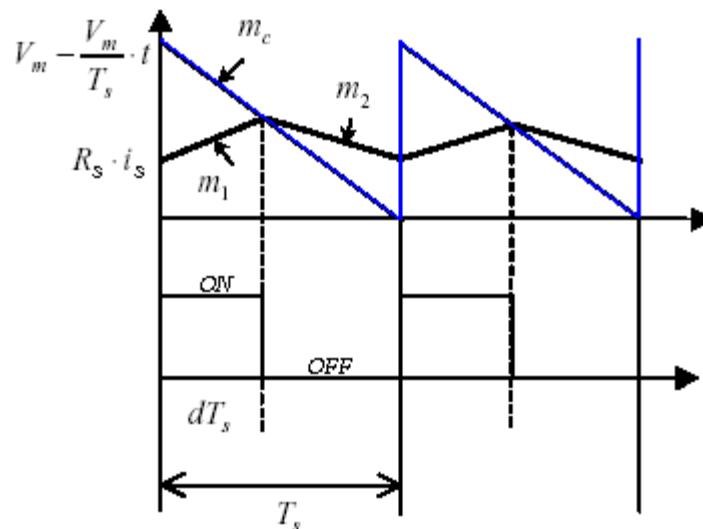


Figura 8.6

De la misma manera que el modelado de control de la corriente pico, existe una condición de estabilidad dada por:

$$m_c \geq \frac{m_2 - m_1}{2} \quad (8.16)$$

Donde m_1 es la pendiente de ON de la corriente de entrada, y m_2 es la pendiente de OFF de la corriente de entrada, m_c es la pendiente equivalente de la señal portadora

$V_m - \frac{V_m}{\tau} \cdot t$ implementada por el integrador con reset.

Considerando una frecuencia baja en la corriente de carga, se puede despreciar su influencia en la ecuación de estabilidad, y solo tomar en cuenta la corriente en el inductor:

$$\left\{ \begin{array}{l} m_1 = R_s \frac{|V_s|}{L} \\ m_2 = R_s \cdot \frac{V_c - |V_s|}{L} \\ m_c = \frac{V_m}{\tau} = \frac{V_m}{T_s} \quad \boxed{\tau = T_s} \end{array} \right. \quad (8.17)$$

La sustitución de las ecuaciones anteriores en la ecuación (15) conduce a la condición de estabilidad:

$$V_m \geq \frac{R_s \cdot T_s}{2L} \cdot (V_c - 2|V_s|) = \frac{R_s \cdot T_s}{2L} \cdot (V_c - 2 \cdot V_{s-rms} |\text{sen}(\omega t)|) \quad (8.18)$$

La condición de estabilidad es dependiente del ángulo de el voltaje de entrada ωt , y de V_m , el cual está relacionado a la potencia de salida y al voltaje de entrada.

Por medio de la ecuación anterior se ha podido determinar que la inestabilidad ocurre cuando la carga es baja y el rizado es grande.

De acuerdo a la ecuación anterior se ha podido establecer una condición de estabilidad en la región de 0 a 360° cuando:

$$V_m \geq \frac{R_s \cdot T_s}{2L} \cdot V_c \quad (8.19)$$

V_m está relacionado al voltaje de entrada y la potencia de salida mediante la ecuación (8.12) y puede ser reescrito de la siguiente forma:

$$V_m = \frac{P_o \cdot R_s \cdot V_c}{\eta \cdot V_{s-rms}^2} \quad (8.20)$$

Donde η es la eficiencia estimada, describiendo se tiene:

$$L \geq \frac{1}{2} \cdot \eta \cdot T_s \cdot \frac{V_{s-rms}^2}{P_o} \quad (8.21)$$

La ecuación anterior es utilizada para determinar el tamaño del inductor. En condiciones de plena carga y máxima entrada de voltaje, el sistema debe ser completamente estable, por lo que el inductor debe seleccionarse así:

$$L \geq \frac{1}{2} \cdot \eta \cdot T_s \cdot \frac{\max(V_{s-rms}^2)}{\max(P_o)} \quad (8.22)$$

Como ejemplo si $\max(P_o) = 200W$, $T_s = 20 \mu s$, $\max(V_{s-rms}) = 265V$, eficiencia del 90%, La inductancia resulta ser de 3.16 mH.

➤ *Diseño de la etapa de control*

El modelado para grandes señales de el FA en un ciclo de línea puede ser derivado, basándose en el balance de energía. Ecuación a una eficiencia del 100%, la potencia de entrada debe ser igual a la de salida así:

$$P_{in} = \frac{V_{s-rms}^2}{R_e} = P_o = P_{load} + V_c \cdot i_c \quad (8.23)$$

Donde R_e es la resistencia emulada, P_{load} es la potencia en la carga e i_c es la corriente fluyendo en el bus DC del capacitor.

Por ecuación (8.23) se tiene:

$$V_m = R_s \cdot \frac{V_c}{R_e}$$

La ecuación (8.23) de las ecuaciones (8.21) a (8.22) anteriores conduce a:

$$\frac{V_{s-rms}^2}{R_s \cdot V_c} \cdot V_m = P_{load} + V_c \cdot i_c \quad (8.24)$$

Al considerar una pequeña perturbación ale de señal AC, las variables de la ecuación anterior pueden ser representadas de la siguiente manera:

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{s-rms} = \bar{V}_{s-rms} + \hat{v}_{s-rms} \\ V_c = \bar{V}_c + \hat{v}_c \\ V_m = \bar{V}_m + \hat{v}_m \\ i_c = \bar{I}_c + \hat{i}_c \end{array} \right. \quad (8.25)$$

Si se desprecia la influencia de la potencia de la carga, al sustituir las ecuaciones (8.21) a (8.22) anteriores en la ecuación (8.24) y **linearizando se obtiene:**

$$V_{s-rms}^2 \cdot \hat{v}_m + 2V_{s-rms} \cdot \hat{v}_{s-rms} \cdot \bar{V}_m = R_s \cdot V_c^2 \cdot \hat{i}_c + 2R_s \cdot \bar{V}_c \cdot \hat{v}_c \cdot \bar{I}_c$$

Si se toma en cuenta, que en cada ciclo de línea la corriente DC promedio fluyendo en el

capacitor es cero, $\bar{I}_c = 0$, además se puede considerar un voltaje de entrada libre de

perturbación estableciendo $\hat{v}_{s-rms} = 0$, la ecuación anterior se puede simplificar así:

$$\frac{\hat{i}_c}{\hat{v}_m} = \frac{V_{s-rms}^2}{R_s \cdot V_c^2} \quad (8.26)$$

La función de transferencia de un capacitor está dada por:

$$\frac{\hat{v}_c}{\hat{i}_c} = \frac{1}{s.C} \quad (8.27)$$

Al combinarla con la ecuación (8.26) conduce a la ecuación de transferencia de la planta:

$$\frac{\hat{v}_c(s)}{\hat{v}_m(s)} = \frac{V_{s-rms}^2}{R_s \cdot V_c^2} \cdot \frac{1}{s.C} \quad (8.28)$$

Este es un sistema de primer orden, que es ecuación de compensación de compensar. Utilizando esta ecuación se puede determinar el diseño de el compensador PI (Proporcional Integral):

$$D(s) = k_v \cdot \frac{(1 + s / \omega_{zv})}{s \cdot (1 + s / \omega_{pv})} \quad (8.29)$$

Tomando en cuenta la frecuencia de línea, la frecuencia de cruce por cero, debe estar debajo de la frecuencia de línea (60Hz), a 15 Hz. El cero ω_{zv} , debe estar bastante mas debajo de la frecuencia de cruce por cero, tanto como 5 Hz, y el polo ω_{pv} está localizado justo a la derecha de la frecuencia de cruce por cero.

Esta función del compensador, se realizará mediante dos amplificadores de compensación de compensar en cascada, dividiendo la ecuación de transferencia en dos etapas:

$$D_1(s) = k_{v1} \cdot \frac{(s + 1)}{s} \quad (8.30) \quad D_2(s) = k_{v2} \cdot \frac{1}{(s + 1)} \quad (8.31)$$

Donde $D(s) = D_1(s) \cdot D_2(s)$

Diseño de $D_1(s)$:

Una red **RC serie**, tiene la función de transferencia $\frac{RCs + 1}{Cs}$ (8.32)

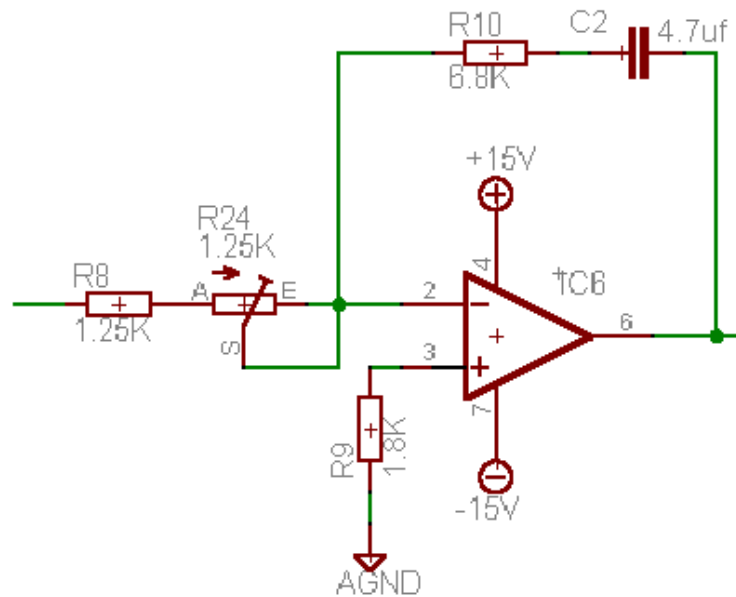


Figura 8.7

Al reagrupar términos: $\frac{1}{C} \frac{RCs + 1}{s}$

$$k'_{v1} = \frac{1}{C} \quad k_{v1} = -\frac{1}{(R_8 + R_{24})C_2}$$

$$\frac{1}{\omega_{zv}} = R_{10}C_2$$

$$\omega_{zv} = 2\pi f = 2\pi(5Hz) = 31.41 \text{ rad/seg}$$

$$\frac{1}{31.41} = R_{10}C_2 \quad \text{tomando } C_2 = 4.7 \mu\text{f} \rightarrow R_{10} = 6773\Omega \approx 6.8\text{K}\Omega$$

Diseño de $D_2(s)$:

Una red **RC paralelo**, tiene la función de transferencia
$$\frac{1}{C \left(s + \frac{1}{RC} \right)} \quad (8.33)$$

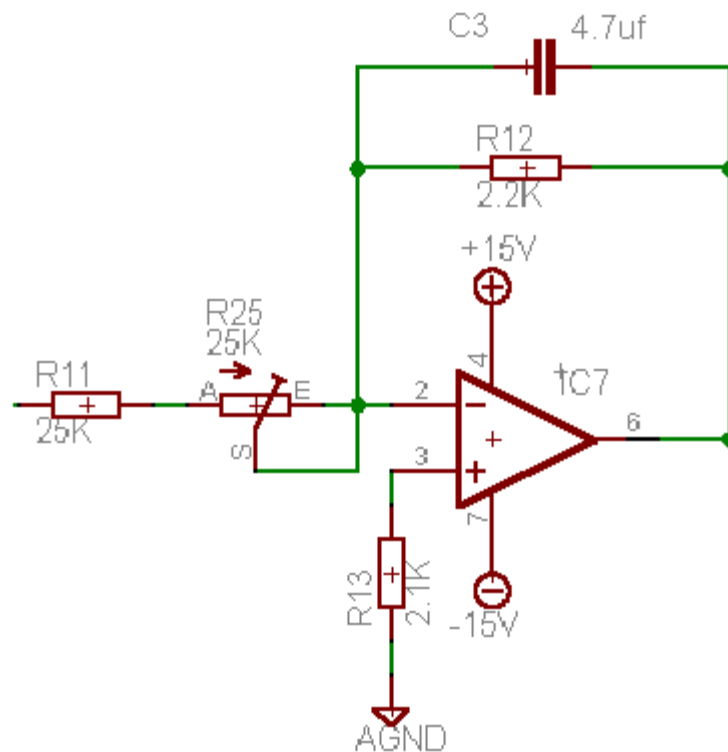


Figura 8.8

Al reagrupar términos:
$$\frac{RC}{C} \frac{1}{sRC + 1}$$

$$k'_{v2} = \frac{RC}{C} \quad k_{v2} = -\frac{R_{12}C_3}{C_3(R_{11} + R_{25})}$$

$$\frac{1}{\omega_{pv}} = R_{12}C_3$$

$$\omega_{pv} = 2\pi f = 2\pi(15\text{Hz}) = 94.25 \text{ rad/seg}$$

$$\frac{1}{94.25} = R_{12}C_3 \quad \text{tomando } C_3 = 4.7 \mu\text{f} \rightarrow R_{12} = 2257\Omega \approx 2.2\text{K}\Omega$$

Ganancia Total

$$k_v = k_{v1}k_{v2} = \left(-\frac{1}{(R_8 + R_{24})C_2} \right) \left(-\frac{R_{12}C_3}{C_3(R_{11} + R_{25})} \right) \quad (8.34)$$

Asumiendo $R_8 + R_{24} = 2.5\text{K}\Omega$ y $R_{11} + R_{25} = 50\text{K}\Omega$

$$k_v = 3.74$$

Simulando el controlador en Matlab, se obtienen las siguientes respuestas:

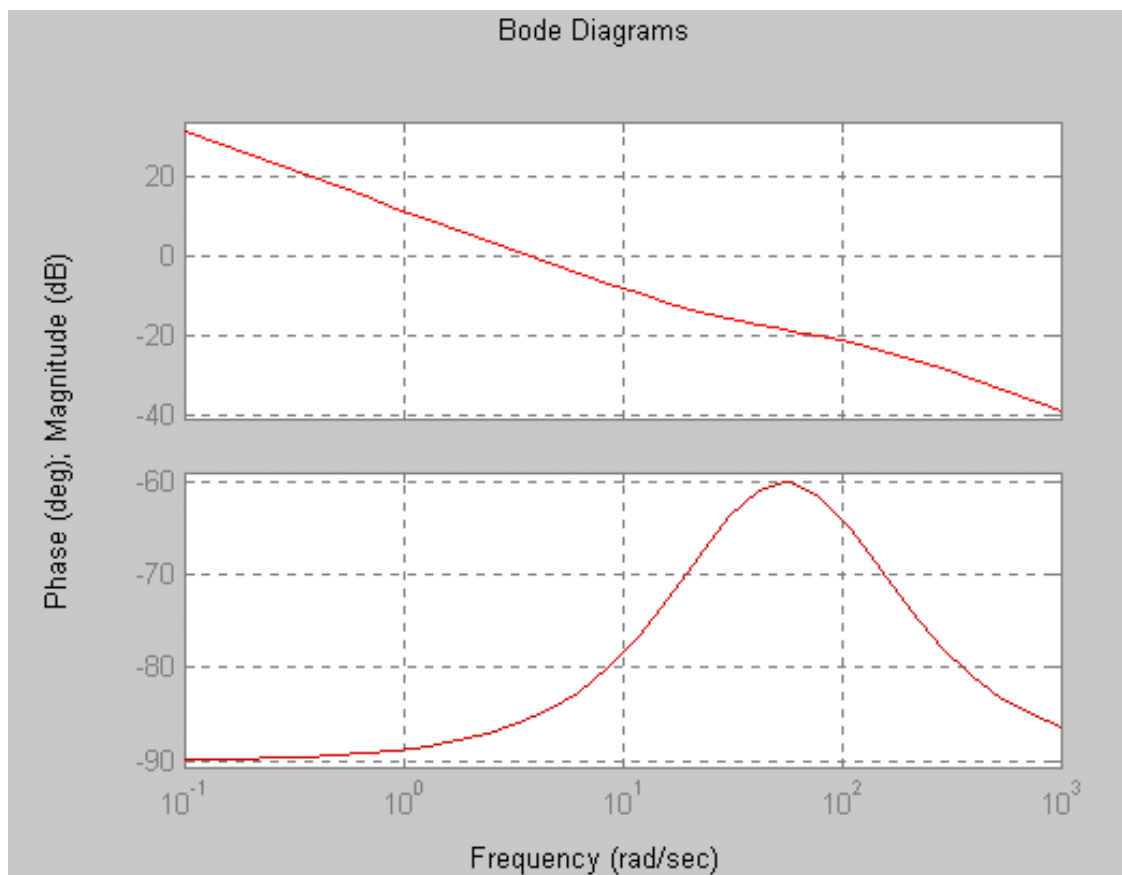


Figura 8.9

➤ *Diseño de los filtros EMI*

Para reducir el ruido común, el inductor del filtro activo se divide en dos mitades, además son incluidos dos filtros EMI que se conectan en la etapa de potencia, uno bloquea la EMI del FA a la línea y el otro bloquea la EMI hacia la carga. Desde el lado de la carga solo se ve el voltaje AC, y la operación de la misma no se ve afectada por la adición del filtro activo. Desde el punto de vista de la fuente, la corriente drenada es senoidal, de esta forma el factor de potencia es mejorado y los armónicos son suprimidos.

Las dos resistencias R_{f1} y R_{f2} se utilizan para atenuar la oscilación del filtro. Su valor se determina por:

$$R_{f1} = \sqrt{\frac{L_{f1}}{C_{f1}}}; R_{f2} = \sqrt{\frac{L_{f2}}{C_{f2}}} \quad (8.35)$$

Un diseño detallado de los filtros EMI va más allá del propósito de este trabajo.

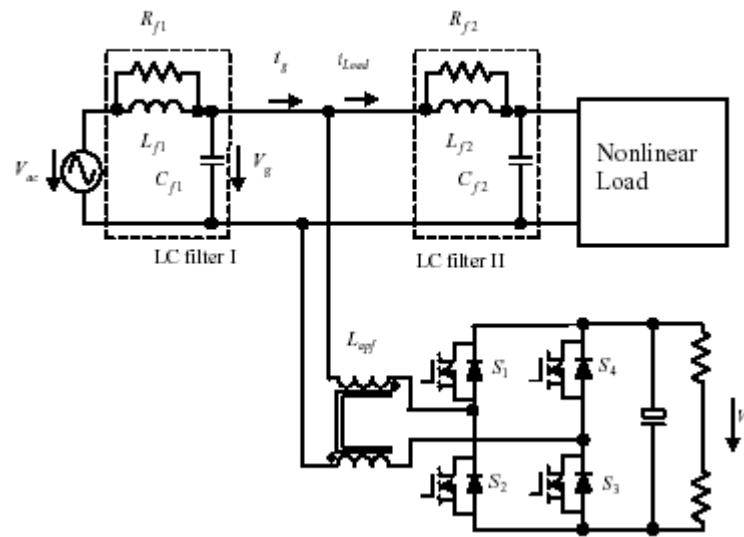


Figura 8.10

CONCLUSIONES

- Los orígenes de la distorsión armónica (no-linealidad en generación y consumo) pueden ser variados, pero es evidente que nos encontramos en presencia de un fenómeno que se ha multiplicado en las últimas tres décadas, y continuará haciéndolo con innegables efectos negativos en la generación, transporte y consumo de la energía eléctrica, por lo que resulta imperativo, tomar medidas preventivas, o por lo menos saber reconocer dicho fenómeno y sus consecuencias.
- Se ha definido, los niveles de polución armónica máximos a producir y también en el suministro, así como las consecuencias precisas de la presencia armónica en el funcionamiento de diversos equipos eléctricos.
- La calidad de la energía eléctrica depende de la manera en que las cargas consumen la misma, y de la reducción de la potencia reactiva, que está relacionada con “desfases” capacitivos o inductivos, y con la presencia de armónicos en corriente y voltaje, por lo que con la adición de un filtro activo de potencia se pretende minimizar los causantes antes mencionados.
- Es necesario realizar un estudio de armónicos previo a la implementación de un filtro activo, a partir del cual se seleccionará un filtro que realice una compensación en tiempo real (teoría p, q) ó con retardo (FFT), de acuerdo a la potencia consumida por la carga.
- Actualmente se dispone comercialmente de filtros activos de segunda generación para corregir la no-linealidad de ciertas cargas, por lo que es necesario conocer como instalar, dimensionar y escoger estos filtros, para obtener resultados convenientes a la gravedad del problema, y a la magnitud de la inversión. Así como conocer que cargas se pueden compensar y cuales no, y que resultados esperar.
- Los mayores generadores de armónicos de secuencia cero son las cargas no lineales monofásicas, razón por la cual estas deben ser las primeras a tratar, para evitar circulación de corriente de gran magnitud a través de los conductores del neutro, que generan un sobrecalentamiento en los conductores y fallas en las protecciones.
- Es necesario considerar antes de la implementación de un filtro activo las condiciones variantes de la carga, razón por la cual debe seleccionarse uno que tenga la capacidad de adecuarse a dichas variaciones.
- Utilizando la teoría p, q, la potencia instantánea reactiva puede ser compensada sin retardo de tiempo, y sin la necesidad de elementos de almacenamiento de energía en el filtro activo; los cuales serán necesarios sólo para compensar la parte oscilante de la potencia activa, y la potencia instantánea de secuencia cero.

REFERENCIAS

- [1] Aredes , Mauricio. “Active Power Line Conditioners”. Dr-Ing, Thesis. Technischen Universitat Berlin, Mar 1996.
- [2] C.I Budeanu. “Puissances reactivas et fictives”, Instytut Romain de l’Energie, pub. No 2, Bucharest, 1927.
- [3] S. Fryze, “Wirk-, Blind- ud Scheinleistung in elektrischen Stromkreisen mit nicht-sinusformigem Verlauf von Strom und Spannung”, ETZ-Arch. Elektrotech, vol 53, 1932, pp 596-599, 625-627, 700-702.
- [4] L.S Czarnecki, “Comparison of Power Definitions for Circuits with No sinusoidal Waveforms”, IEEE Tutorial Course on Non-Sinusoidal Situations, 90EH0327-7, 1990, pp 43-50.
- [5] L.S Czarnecki, “Misinterpretations of Some Power Properties of Electric Circuits”, IEEE Trans. Power Delivery, vol 9, no 4, Oct. 1994, pp. 1760-1769.
- [6] M. Aredes. “Novos Conceitos de Potencia e Aplicacoes em Filtros Ativos”, Msc. Thesis, COPPE- Federal University of Rio de Janeiro, Brazil, Nov 1991.
- [7] M. Aredes, E.H. Watanabe, “New Control Algorithms for Series and Shunt Three-Phase Four-Wire Active Power Filter”, IEEE Trans. Power Delivery, vol 10, no 3, July 1995, pp.1649-1656.
- [8] A. Nabae, M. Yamaguchi, “Suppression of Flicker in an Arc-Furnace Supply System by an Active Capacitance-A Novel Voltage Stabilizer in Power Systems”, IEEE Trans. Ind. Appl., vol 31, no1, Jan/Feb. 1995, pp. 107-112.
- [9] F. Maddaleno, C. Qiao K. M. Smedley “A comprehensive Analysis and Design of a Single Phase Active Power Filter with Unified Constant-frequency Integration Control”. Dep. Of Electrical an Computer Engineering, University of California.

Otras Referencias

- http://www.elec.canterbury.ac.nz/research/powerelectronics/active_filtering/active_filter.htm
- <http://www2.ing.puc.cl/power/publications/electronics.htm>
- <http://www.coe.ufrj.br/~aredes/>
- http://www.merlingerin.com/index_p.php3
- E. Bettega, J. N. Fiorina “Active Harmonic Conditions and unity power factor rectifier”, Cahier Technique no 183, Shneider Electric , Jun 1999.
- C. Collombet, J.M. Lupien, J. Schonek “Harmonic Disturbance in networks and their treatment” Cahier Technique no 152, Shneider Electric, Dic 1999.
- ABB “Active Filtering Guide”, Power Quality Filter.

- M. Aredes, E. Watanabe “Teoria de Potencia Activa e Reactiva Instantánea e Aplicacoes”, Brazil.

- de Cesaris, Stefano “Étude et industrialisation d’un filtre acitif dédié á base d’un onduleur de tensión monté en paralléle sur un redresseur hexaphasé”, Tesis de Ingeniería. Ecole Nationale Superieure D’electricite et de mecanique. Junio 1996.

- Alvarado, José W. “Distorsión y filtrado de corrientes armónicas en Sistemas eléctricos”. Tesis de Ingeniería. UCA. septiembre 1997.

- Claros, Erick W. “Estudio técnico sobre la distorsión armónica y su Incidencia en la red de suministro eléctrico de los sectores comercial e industrial de El Salvador”. Tesis de ingeniería. Universidad Politécnica. julio de 2001.

- Chavez, Alfredo A. “Calidad de Energía Eléctrica “ Tesis de Ingeniería. Universidad de EL Salvador. 1998

ENMIENDA 14 PARA EL ESTÁNDAR EN/IEC61000-3-2 ELABORADO POR CENELEC Y ELESTÁNDAR IEC 61000-2-2

El grupo de trabajo no.1 del Comité Técnico (IEC TC77/SC77A/WG-1) acordó en el texto que fue llamado La Enmienda del Milenio la EN/IEC61000-3-2 en una reunión especial, realizada en Diciembre de 1999 en Roma, Italia. Esta reunión fue realizada después de un compromiso básico que fue alcanzado durante el desarrollo de la reunión anterior en Londres. La enmienda de IEC, la cual fue parcialmente basada en la propuesta anterior de CENELEC (European Committee for Electrotechnical Standardization), fue subsecuentemente adoptada por CENELEC, y procesada a través de un procedimiento acelerado de aceptación. Después de ser aprobada en Septiembre del 2000, fue publicada en el Diario Oficial en Diciembre, a solamente un año del acuerdo tomado por el comité de IEC. Por esta enmienda, la prueba de armónicos en EN61000-3-2 puede ser también realizada por el estándar existente, o los usuarios pueden realizar la prueba utilizando la enmienda 14. La enmienda cambia la clasificación de muchos productos, por ejemplo, permite que los productos manufacturados sean probados utilizando los límites menos estrictos de la Clase A, en lugar de usar los límites potencialmente más estrictos de la clase D. También, la enmienda cambia la manera en que son calculados los límites de los productos de la Clase C y D, y requiere que todas las medidas sean realizadas de acuerdo con IEC61000-4-7. De hecho, todo el anexo B de IEC61000-3-2 (segunda edición) la cual describe la metodología para realizar la medición es reemplazada por IEC61000-4-7. Estos cambios impactan varias áreas, los cuales no del todo son comprendidos hasta la fecha. A continuación se explican todos los cambios desde un punto de vista práctico.

Clasificación de Productos y Cálculo de Límites

El estándar existente EN/IEC61000-3-2 (segunda edición) tiene cuatro clases de productos, cada uno tiene sus propios límites de corrientes armónicas, tal como se muestra en la Tabla A1. Los límites para la Clase-A y Clase-B están en amperios(rms) y son fijos, independiente del nivel de potencia del producto. Note que EN61000-3-2 aplica para todos los productos abajo de los 16 Amperios por fase, aunque los límites para equipos profesionales arriba de 1000 Watts están todavía bajo consideración. Los límites para los equipos de la Clase-D son proporcionales al nivel de potencia, y los límites de la Clase C(productos de iluminación) dependen de la corriente fundamental, y el factor de potencia (para H_3). Los límites de las clases C y D son por lo tanto proporcionales, mientras que los de las clases A y B son fijos.

El estándar existente clasifica a todos los equipos manejados con motor como Clase-A, y todos equipos eléctricos portátiles (para poco uso de tiempo) son probados por la Clase-B. Todos los productos de iluminación son probados por la Clase-C. Para la Clase-D la situación es un poco más complicada.

Armónica	Clase- A Amp	Clase- B Amp	Clase – C % de Fun	Clase – D mA/Watt
2	1.08	1.64	2	
3	2.30	3.45	30*FP	3.4
4	0.43	0.65		
5	1.44	2.16	10	1.9
6	0.30	0.45		
7	0.77	1.12	7	1
8	0.23	0.35		
9	0.40	0.60	5	0.5
10	0.18	0.28		
11	0.33	0.50	3	0.35
12	0.15	0.23		
13	0.21	0.32	3	0.296
14/40(par)	1.84/n	2.76/n		
15/39(impar)	2.25/n	3.338/n	3	3.85/n

Tabla A1. EN/EIC61000-3-2 Límites de Corriente Armónica

Estas contribuciones admisibles de niveles de distorsión de voltaje ocasionada por productos individuales forman la base de los límites de armónicos para los productos de la Clase-A para IEC/EN60555.2 y su sucesor el estándar IEC61000-3-2. La tabla A3 muestra estos niveles de compatibilidad, por ejemplo, la contribución de distorsión de voltaje permitida para un nivel en bajo voltaje de 230V a 50Hz. La Impedancia de Referencia Europea está dada en IEC-60725, la cual se basa en un trabajo realizado en la década de los 70's. El valor de Impedancia de Referencia esta calculada para que el 95% de la red tenga una impedancia igual o por debajo del valor seleccionado. Los resultados de los niveles de impedancia son mostrados en figura 33.

Recientes pruebas muestran que los niveles de resistencia de IEC-60725 parecen estar en lo correcto, mientras que la componente reactiva parece haber disminuido. (Probablemente debido al cambio de líneas aéreas a líneas subterráneas).

Armónica	Distorsión %
2	0.30
3	0.85
5	0.65
7	0.60
9	0.40
11	0.40
13	0.30
15-39	0.25
4-40	0.20

Tabla A3. Niveles de Compatibilidad

El siguiente ejemplo ilustra como en la EN60555.2 fueron derivados los límites de armónicos de la Clase-A, usando los niveles de compatibilidad, y el sistema de impedancia.

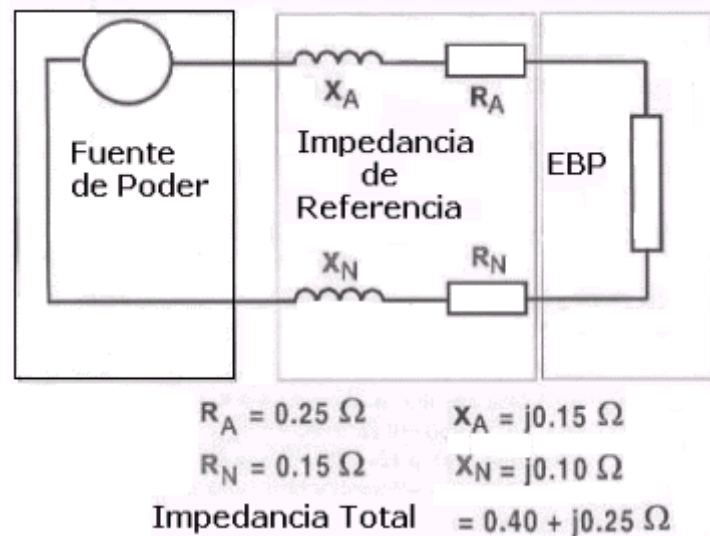


Figura A1.

La impedancia del sistema de red de distribución de bajo voltaje para la tercera armónica (150Hz) es $(0.4^2 + (3 \times j0.25)^2)^{0.5} = 0.85 \text{ ohm.}$ El 0.85% del nivel de distorsión de voltaje permitido para H_3 en la tabla 9 significa una máxima distorsión de voltaje de 1.955 V (0.85% de 230V). Por lo tanto, la corriente de la tercera armónica I_{H_3} permitida es $1.955 \text{ V} / 0.85 \Omega = 2.3 \text{ Amp}$, antes de que se haya alcanzado una distorsión del 0.85% para VH_3 . Los mismos cálculos aplican para el resto de armónicas, y todos en conjunto forman los límites para los equipos de la Clase-A. La Clase-B involucra equipos portátiles, previstos para un corto tiempo de uso, y los límites para estos productos eléctricos son simplemente 1.5 veces más altos que los de las Clase-A. Los límites para productos de iluminación y otros tipos productos de alto volumen de consumo (TV's) fueron fijados más estrictamente. Los productos de iluminación son fácilmente definidos como una clase, esto representan pequeños problemas.

En EN60555.2 los límites armónicos fueron definidos para los televisores, Estos límites fueron basados en el nivel de armónicos producidos por una fuente de poder en modo de conmutación, con un ángulo aceptable de conducción de corriente. En EN61000-3-2, esta prueba para los televisores fue extrapolada en una nueva clase de prueba, la Clase-D. Debido a que la forma de onda de la corriente puede ser más o menos definida por su ángulo de conducción, el nuevo método de identificación fue definido como “**la envoltura especial de forma de onda**”. Los límites especiales de la Clase-D en mA/Watts fueron basados en la misma metodología (para rangos de 75 a 600 Watts). Este método de **la envoltura especial** que definía que productos constituirían la Clase-D causó alguna controversia. Los televisores son llamados “productos de alto impacto”, no sólo por que se venden anualmente alrededor de 20 millones en Europa, sino que muchos televisores están también operando durante las mismas horas picos. Como el patrón de corriente de la fuente de poder en modo de conmutación fue usado como el método de identificación de productos de la Clase-D, esto causa que muchos productos de “bajo impacto” con una fuente de poder en modo de conmutación sean clasificados también como equipo Clase-D, por que esta fuente de

poder muestra la típica “Envolvente Especial de la Clase-D”. Algunos productos de consumo de potencia fluctuante tienen esta “ forma especial de onda” solamente una parte del tiempo de trabajo, y para el resto del tiempo presentan una forma de onda de la Clase-A.

Esta es una de las áreas claves donde CENELEC cambia la definición de productos de la Clase-D. Por la enmienda, solamente los televisores, las computadoras y los monitores de computadores deben ser probados por los límites de la Clase-D. Esto significa que muchos productos migrarán hacia la Clase-A.

Nótese que no hay ningún cambio en la clasificación de los productos de la Clase-A, B y C, pero el método de análisis de armónicos para productos con fluctuaciones de la fuente de alimentación son afectados por la enmienda 14 también.

Nuevos Límites para la Clase-C y D y Armónicas Fluctuantes

Los límites de la Clase-C y D son proporcionales como anteriormente se explicó. Mientras que esto no causa ninguna dificultad en productos con una corriente y nivel de potencia constante, la situación es menos clara para productos con niveles de carga fluctuantes. La mayoría de sistemas de prueba implementaron los llamados límites dinámicos, donde el límite es constantemente ajustado para la medición de potencia(o la corriente fundamental para la Clase-C), mientras otros utilizan algunos niveles de potencia promedios para calcular los límites, estos últimos determinan la potencia/corriente utilizando algunos métodos arbitrarios, y períodos de pre-prueba. De esta forma diferentes sistemas de prueba conducen a diferentes límites para los mismos productos(de potencia fluctuante), los cuales podían resultar APROBADOS para un sistema mientras que en otro podían ser RECHAZADOS.

Un segundo aspecto para evaluar cargas fluctuantes es la manera en que el estándar existente(segunda edición) define los criterios para los cuales se aprobará o se reprobará la prueba de armónicos. El estándar existente permite que el equipo bajo prueba ocasionalmente sobrepase el 100% del límite, pero que nunca exceda el 150% del límite. De hecho la unidad bajo prueba tiene permitido exceder el 100% del nivel por un 10% del tiempo de prueba. El tiempo de prueba para cargas fluctuantes es de al menos 2.5 minutos, por ejemplo, las armónicas pueden exceder el limite del 100% por 15 segundos en cada 150 segundos de prueba (2.5min). Para tiempos de prueba mas largos, se puede realizar la prueba en “bloques de tiempo” de 2.5 minutos, pero otra interpretación es solamente tomar el 10% de todo el tiempo de prueba. Así, el método de prueba para “cargas fluctuantes”, puede ser de alguna manera sujeto a interpretación por el fabricante del equipo de prueba.

El valor promedio para corrientes armónicas individuales, tomadas sobre todo el período de tiempo de observación debe ser menor o igual que los límites aplicables.

Para cada orden de armónica, todos los valores armónicos de corriente rms según el método 1.5 segundos de prueba, definido posteriormente, deben ser menores o iguales al 150% de los límites aplicables.

Corrientes armónicas menores que el 0.6% de la corriente de entrada medida bajo condiciones de prueba, o menor que 5ma, cualquiera de los dos que sea mayor, no son tomadas en cuenta.

Para la 21^a armónica y armónicas superiores, el valor promedio obtenido para cada armónica impar individual sobre todo el período de observación, calculado en los 1.5 segundos de prueba, puede exceder los límites aplicables por un 50% cuando se presentan las siguientes condiciones:

- La medición parcial de corriente armónica impar no debe exceder la corriente parcial de armónicas impares la cual puede ser calculada de los límites aplicables.
- Todos los valores de corriente armónica probadas en 1.5 segundos deben ser menores o iguales al 150% de los límites aplicados.

Criterios de Aprobación / rechazo por la Enmienda 14 de CENELEC para EN/IEC61000-3-2

La enmienda 14 de CENELEC maneja esta área en dos formas. Primero que todo, es requerido que el fabricante declare la potencia de trabajo (la corriente fundamental y el factor de potencia para la Clase-C) del producto. Esta “potencia nominal”(corriente y FP) serán usados para calcular los límites de la Clase-D(Clase-C). Así, una “potencia nominal”de 150Watt por ejemplo, producirá un límite de tercer armónica de $150 \times 3.4 = 510\text{mA}$. Similarmente, una corriente fundamental nominal de 0.4 Amp, y un factor de potencia nominal de 0.98 para un balastro electrónico tendrá un límite de tercer armónica de $0.4 \times 0.3 \times 0.98 = 117.6\text{mA}$. Así, la enmienda requiere que un sistema automático de cumplimiento de la prueba permita al usuario introducir esta potencia o corriente nominal. También, el sistema de prueba debe verificar la potencia (corriente fundamental y FP) por que ese “valor nominal” como es declarado por el fabricante debe estar entre $\pm 10\%$ del valor medido. Si no, el valor de medida actual es usado para el cálculo del límite. El método de medir, esta potencia actual, corriente fundamental y FP difiere del “método promedio” usado en el sistema de prueba existente, y por su puesto difiere también del “método de límite dinámico”.

El criterio Aprobado / Rechazado es proporcionado en el recuadro de arriba. El “10% del tiempo arriba del 100% de los límites”no aplica actualmente. El promedio del nivel de armónica durante toda la prueba debe simplemente estar debajo del límite, y el valor individual en cada ventana de adquisición (después de 1.5 segundos de filtrado) debe estar debajo del 150% del límite. Note también el extra permitido para las altas armónicas desde la 21^a a 39^a. El método exacto para determinar la potencia de “placa”, la corriente fundamental y FP, y como realizar estas mediciones, es discutido con más detalle a continuación.

Medición de Potencia de “Placa”, Corriente Fundamental y FP.

El proceso para medir este máximo de potencia promedio es como se detalla; calcule la potencia para cada ventana de adquisición (200 ms es preferido, aunque 16 ciclos de la corriente fundamental están permitidos) y pase cada valor a través de un filtro de suavización de 1.5 segundos. Tome el máximo nivel de los valores suavizados en los 1.5 segundos, y compare estos con la “potencia nominal”(o la corriente fundamental y FP) y establezca si está o no dentro del $\pm 10\%$ del valor de potencia nominal del fabricante. Si es así, use la “potencia nominal” para el cálculo de los límites armónicos y la comparación aprobado / rechazado. Si el valor medido se desvía mas del 10% del valor nominal, use el valor medido para calcular los límites de armónicas y realice la prueba de aprobado / rechazado. Es extremadamente importante seguir este proceso, como el nivel pico del valore suavizado en 1.5 segundos diferirá enormemente del valor pico exacto para una ventana de adquisición. Obviamente esto lleva a que los fabricantes utilicen la misma metodología para determinar el valor “nominal”.

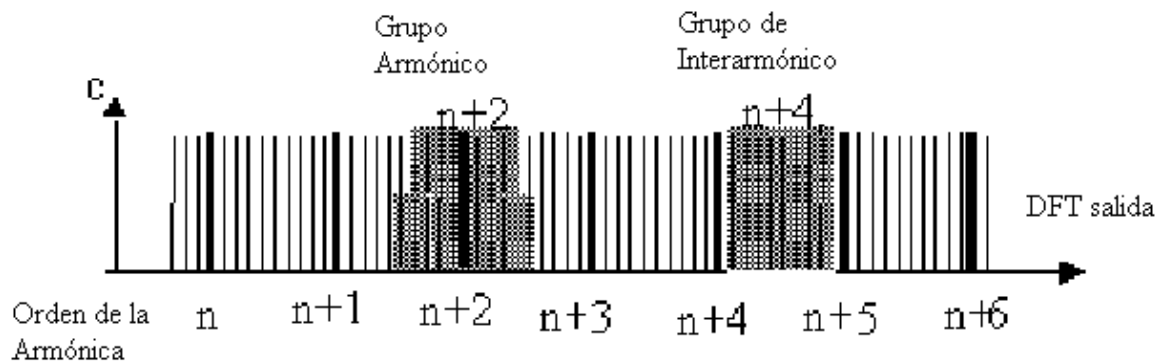
Evaluación Cuasiestacionaria y Fluctuación Armónica

Para productos evaluados por la enmienda 14, especialmente aquellos con fluctuación de potencia, se debe completar la prueba completamente antes que se determine el pico de 1.5 segundos de potencia suavizado(corriente fundamental y FP) y antes de calcular los límites y finalizar la prueba de Aprobado/ Rechazado. Los resultados intermedios basados ya sea en los “valores nominales” del fabricante o en los niveles picos observados hasta el momento pueden ser dados, pero la decisión oficial de Aprobado / Rechazado no puede ser hecha hasta que se complete la prueba.

La duración de la prueba tiene que ser lo suficientemente larga para obtener una repetitividad en pruebas sucesivas mejor al $\pm 5\%$. Para productos con niveles de potencia de estado estable(casi estacionario) este tiempo de prueba puede ser más corto, incluso menor que un minuto. Para productos con ciclos de potencia cortos(ciclos menores que 2.5 min) la prueba debe incluir por lo menos 10 ciclos de potencia. Para productos con ciclos muy largos, el fabricante puede proveer información mostrando condiciones de peor caso de la mayor corriente armónica total en modo de operación, para reducir el tiempo de la prueba. Los métodos de prueba para la enmienda por lo tanto no hace distinción entre estado estable y el método de fluctuación armónica que la existente EN61000-3-2(segunda edición) hace. De hecho, todo el Anexo- B(en 61000-3-2) es reemplazado por una referencia del (el nuevo) estándar IEC6100-4-7. Este nuevo IEC6100-4-7 tiene un impacto significativo en el método de análisis armónico, incluyendo el hecho que corrientes íter armónicas entren en la ecuación. Este aspecto es mostrado en la figura 34. Y se explica con mejor detalle en la siguiente sección.

Valor R.M.S de un grupo de armónicas

La raíz cuadrada de la sumatoria de los cuadrados de las amplitudes de una armónica y la componente espectral adyacente a ella a través de la de ventana observación, suma el contenido de energía de las líneas vecinas con la armónica apropiada. Ver ecuación y la figura A2. El orden de la armónica es dado por la consideración armónica.



$$C_{ng}^2 = \frac{C_{10ng-s}^2}{2} + \sum_{j=-4}^4 C_{10ng*1}^2 + \frac{C_{10ng-s}^2}{2} \{50Hz\}$$

$$C_{ng}^2 = \frac{C_{12ng-6}^2}{2} + \sum_{j=-5}^5 C_{12ng*1}^2 + \frac{C_{12ng-s}^2}{2} \{60Hz\}$$

Figura A2. Representación Gráfica y fórmulas para calcular el valor rms del grupo de armónicos (ciclos de 200ms)

ESTÁNDAR IEC61000-4-7

Es importante notar que en el Comité Técnico hay muchas fuerzas de trabajo TF. Mientras TF1a estaba ocupada trabajando en la enmienda del milenio, TF2 había estado trabajando en la revisión de IEC61000-4-7 por varios años. Muchos de los participantes en TF2 de hecho también eran miembros de TF1a. Por lo tanto, algo del trabajo que fue hecho en el contexto de la revisión de IEC61000-4-7 fue también incluido en el texto la enmienda del milenio. Mientras que la nueva IEC61000-4-7 estaba en proceso de aprobación por parte del CDV (comité de borrador para voto), la enmienda del milenio incluía referencias en el anexo B. Esto sin embargo, no era aceptable, razón por la cual IEC y la enmienda 14 de CENECEL reemplazaron el Anexo-B por "Los requerimientos de los equipos de medición que están definidos por IEC61000-4-7".

Es relevante examinar que la nueva IEC61000-4-7 hablará de los métodos de medición, y cómo directamente impactan en la forma en que los productos serán evaluados. Los factores importantes de la IEC61000-4-7 serán la aparición de la ventana de medición de 200ms y la inclusión de interarmónicas en el cálculo de nivel de armónica. Hasta que IEC61000-4-7 sea revisada nuevamente (aproximadamente en el 2006) las medidas usando el equipo de prueba existente que tienen una ventana de adquisición de 320ms / 16 ciclos (266.7 ms para 60Hz) serán permitidas. La nueva ventana de adquisición de 200ms trabaja para sistemas de 50 y 60Hz, debido a que 200ms incluye exactamente 10 ciclos para 50Hz y 12 ciclos para 60Hz. También hay exactamente 15 períodos de 200ms en 3 segundos, que es la cantidad de tiempo comúnmente usada para el análisis de calidad de potencia.

Incluyendo Interarmónicas

En la nueva IEC61000-4-7, las interarmónicas están “enlazadas” con el entero del nivel de subgrupo de armónicas según un algoritmo especificado de forma precisa. Aunque las interarmónicas no necesariamente tienen un efecto acumulado como es el caso con las componentes triples (3^a, 9^a, 15^a, etc) ellas generan calor, y afectan adversamente al equipo eléctrico. Por lo tanto las interarmónicas son agrupadas en un nivel del armónico entero adyacente usando el algoritmos de promedio geométrico, similar a los cálculos rms como se mostró en la figura A2. Este promedio geométrico del subgrupo de armónicas es filtrado(usando un filtro de 1.5 segundos) y se comparan contra los límites aplicados. El nuevo estándar también define los algoritmos para calcular solamente el grupo de interarmónicas(ver figura A2). Nótese que si se usará una ventana de adquisición de 16 ciclos, el algoritmo cambiará en algún valor, por que el número de interarmónicas de la transformada rápida de Furrier(FFT) podría diferir. Esto es reflejado en la diferencia del algoritmo. La figura A2 muestra el algoritmo para un período de adquisición de 0.2 segundos, y la representación gráfica de este concepto para un sistema de potencia de 50Hz.

Conclusiones

La enmienda 14 de CENELEC de EN61000-3-2 mueve muchos productos de la Clase-D hacia la menos exigente Clase-A, con límites inicialmente basados en la potencia “nominal” del fabricante. Este potencia nominal será determinada de acuerdo con el método de medición del filtrado de 1.5 segundo como se muestra en la enmienda. El mismo método aplica para determinar la corriente fundamental y el FP para los productos de la Clase-C.

La enmienda define método de medición y comparación de límites de armónicas los cuales aplican para ambos, análisis estacionario y fluctuación de armónicas. Para la enmienda, la normativa del Anexo-B de En61000-3-2 es remplazada por el método de medición y de análisis dado en (la nueva) IEC61000-4-7. Este nuevo estándar requiere del uso de una ventana de adquisición de 200ms, y especifica los algoritmos para incluir interarmónicas dentro de llamados subgrupos armónicos.

La enmienda de CENELEC por lo tanto que afecta grandemente los sistemas de prueba. Específicamente los fabricantes de productos de la Clase-D que necesitan implementar nuevos métodos para determinar la potencia “de placa” especificarán sus productos. Esta aplica también para los productos de iluminación. (Clase-C) para corriente fundamental y FP.

APÉNDICE

B

Este apéndice contiene el circuito esquemático de el filtro activo monofásico, con todos sus elementos detallados.

APÉNDICE

C

Este apéndice contiene la lista y hojas técnicas de los principales elementos para implementar el filtro activo monofásico descrito en el capítulo 8, los cuales son:

Elemento	Precio	Proveedor
MOSFET IRF 460	\$9.34	Arrow Electronics www.arrow.com
Switch Análogo MAX4667	\$2.10	www.maxim-ic.com/
Switch Análogo MAXHI-201	\$1.80	www.maxim-ic.com/
OPAM AD712	\$5.14	www.analog.com