

UNIVERSIDAD DE EL SALVADOR
FACULTAD DE INGENIERÍA Y ARQUITECTURA
ESCUELA DE INGENIERÍA ELÉCTRICA



**“Diseño y construcción de filtros pasivos de
pequeña potencia para la reducción de
problemas de distorsión en cargas no lineales”**

PRESENTADO POR:

**RENE RODIL GOMEZ FUNES
ULISES EDGARDO MENDOZA DELGADO
ENSOR GUSTAVO ORTIZ**

PARA OPTAR AL TÍTULO DE:
INGENIERO ELECTRICISTA

CIUDAD UNIVERSITARIA, FEBRERO DEL 2009

UNIVERSIDAD DE EL SALVADOR

RECTOR :

MSc. RUFINO ANTONIO QUEZADA SÁNCHEZ

SECRETARIO GENERAL :

LIC. DOUGLAS VLADIMIR ALFARO CHÁVEZ

FACULTAD DE INGENIERÍA Y ARQUITECTURA

DECANO :

ING. MARIO ROBERTO NIETO LOVO

SECRETARIO :

ING. OSCAR EDUARDO MARROQUÍN HERNÁNDEZ

ESCUELA DE INGENIERÍA ELÉCTRICA

DIRECTOR :

ING. JOSÉ WILBER CALDERÓN URRUTIA

UNIVERSIDAD DE EL SALVADOR
FACULTAD DE INGENIERÍA Y ARQUITECTURA
ESCUELA DE INGENIERÍA ELÉCTRICA

Trabajo de Graduación previo a la opción al Grado de:
INGENIERO ELECTRICISTA

Título :

**“Diseño y construcción de filtros pasivos de
pequeña potencia para la reducción de
problemas de distorsión en cargas no lineales”**

Presentado por :

**RENE RODIL GOMEZ FUNES
ULISES EDGARDO MENDOZA DELGADO
ENSOR GUSTAVO ORTIZ**

Trabajo de Graduación aprobado por:

Docente Director :

ING. GERARDO MARVIN JORGE HERNÁNDEZ

San Salvador, Febrero del 2009

Trabajo de Graduación Aprobado por:

Docente Director :

ING. GERARDO MARVIN JORGE HERNÁNDEZ

DEDICATORIA

A DIOS TODO PODEROSO

Por ser mi salvador y mí guía, por darme sabiduría, salud, valor y fuerza para alcanzar mis metas. Por iluminarme mi pasos y por estar siempre conmigo. Gracias Señor Jesús por haberme ayudado a salir adelante, a ti sea la honra, la gloria y honor, porque contigo en mi corazón he sido mas que vencedor.

A MI MADRE: REYNA

Que siempre me han dado todo su apoyo, sacrificio y amor para hacer de mí un profesional.

A MI HERMANA: KARLA

Por haberme brindado su apoyo, comprensión y ánimo para realizar mis anhelos.

A MI ABUELA: ANDREA

Que siempre me brindo su apoyo incondicional y me ayudo cuando más lo necesitaba, gracias por sus oraciones.

A MIS PRIMOS: EDGARDO, BYRON, JOHNI

Con cariño por su apoyo y comprensión brindada para este trabajo.

A TODA MI FAMILIA

Que siempre me ayudaron.

A UNA PERSONA ESPECIAL: ANA BATRES

En memoria a quien me dio un gran apoyo, que se preocupó porque fuera alguien en la vida y que siempre quiso ver concluida mi carrera. Gracias Anita por todo lo que me ayudaste y porque cada triunfo mío siempre significó para ti una alegría y hoy no es la excepción por que estoy seguro que desde el cielo tu también te gozas con este triunfo que Dios me ha regalado.

A TODAS AQUELLAS PERSONAS

Que de una u otra manera me ayudaron durante mi carrera.

ENSOR GUSTAVO ORTIZ

DEDICATORIA

A DIOS TODO PODEROSO:

Por ser el creador y por darme la fortaleza para continuar con los retos que se me han puesto en el camino. Gracias Señor Todopoderoso, el merito es todo tuyo.

A MIS PADRES: MELECIO Y SONIA

Por ser fuente de inspiración y ejemplo a seguir, gracias por su confianza y por apoyarme cuando mas lo he necesitado

A MIS HERMANAS: SONIA ALEIDA, VERONICA Y JEANNETHE

Por ser quienes me han impulsado a superarme, a creer en mí.

A MI ESPOSA: NORI

Gracias por estar a mi lado en las buenas y en las malas, tu compañía ha sido necesaria para continuar hacia delante.

A MIS HIJOS: BRENDA CAROLINA Y ULISES EDUARDO

Gracias hijos, que han sabido comprenderme en todo momento. Gracias por ser mis hijos, a quienes adoro con todo mi corazón, los quiero mucho.

A TODOS MIS AMIGOS Y COMPAÑEROS

Que siempre me apoyaron y me dieron fuerza para continuar.

A TODAS AQUELLAS PERSONAS

Que de una u otra manera me ayudaron durante mi carrera.

ULISES EDGARDO MENDOZA DELGADO

DEDICATORIA

A DIOS

Por haberme cumplido cuando le pedí que quería ser ingeniero, por apoyarme cuando más lo necesité, por haber tocado corazones que me ayudaran en este camino y por estar siempre pendiente de mí, y se que aún lo sigue haciendo día a día junto a mí.

A MI ESPOSA

Por haber estado a mi lado durante esta jornada, apoyándome incondicionalmente, brindándome su cariño, comprensión y dándome ánimo en los muchos momentos difíciles que tuve que pasar para llegar hasta donde estoy en este momento y por seguir dándome su apoyo y amor.

A MI PAPA

Por haberme apoyado en mi carrera, cuando no cualquier padre hubiera brindado su apoyo a un hijo en mi situación familiar, por haber creído en mí, y por haberme inculcado valores, y carácter para enfrentar el mundo, valores que hasta el día de hoy pongo en practica en mi diario vivir y en el ambiente laboral y profesional.

A MI MAMA

Por que a pesar de la distancia siempre ha estado pendiente de mí con sus oraciones y bendiciones y por haberme brindado su ayuda en el momento mas oportuno sin la cual también no hubiera podido salir adelante, también por haberme enseñado lecciones de vida, mis primeros pasos en la fe, y heredarme parte de ese carácter dulce, comprensivo y llevadero suyo, que me acompaña y me ayuda a llevarme bien en cualquier ambiente donde me desenvuelvo.

A MI TIA ANI

Por haberme aconsejado y hacerme recapacitar cuando quise abandonar mi carrera y recordarme que yo tenía la capacidad de salir adelante en mis estudios y darme animo para continuar.

RENE RODIL GOMEZ FUNES

INDICE

I. INTRODUCCIÓN	1
II. DESCRIPCION DEL TEMA:.....	1
III. OBJETIVO GENERAL:.....	2
IV. OBJETIVOS ESPECIFICOS:	2
V. ALCANCES.....	2
VI. LIMITACIONES	3
1. CAPITULO I.....	5
1.1 ANTECEDENTES.....	5
1.1.1 El origen de las armónicas	5
1.1.2 Definición de armónica de corriente.....	6
1.1.3 Definición de armónica de voltaje.....	7
1.2 CLASIFICACION DE LOS ARMONICOS.	9
1.2.1 Fuentes de armónicos	10
1.2.2 Síntomas de contenido armónico en componentes de la red de distribución eléctrica	11
1.2.2.1 Conductores neutros.....	11
1.2.2.2 Interruptores automáticos.	11
1.2.2.3 Barras colectoras y bornes de conexión.....	12
1.2.2.4 Tableros eléctricos.....	12
1.2.2.5 Circuitos de comunicaciones.....	12
1.2.2.6 Transformadores.....	13
1.2.2.7 Generadores.	13
1.2.2.8 En bancos de condensadores.....	14
1.2.2.9 Pérdida de vida útil en máquinas rotantes	14
1.2.2.10 En sistemas de potencia.....	14
1.2.2.11 En sistemas de medida.....	14
1.3 FILTROS.....	15
1.3.1 Cantidades eléctricas en presencia de distorsión	15
1.3.2 La Secuencia de la fase de los armónicos.....	16
1.4 RESONANCIA	16
1.4.1 Resonancia Serie.....	16
1.4.2 Resonancia Paralelo	17
1.4.3 Resistencias durante la resonancia.....	18
1.4.4 Filtros pasivos	18
1.4.5 Filtros de absorción o sintonizados	19
1.4.6 Filtros de Rechazo o Desintonizados.....	22
1.5 NORMATIVA Y LEGISLACION.....	23

1.5.1 Límites de distorsión de corriente para consumidores individuales	25
1.5.2 Desarrollo de los Límites de Corriente Armónica:	26
1.5.3 Límites de Corriente Armónica:	28
1.5.4 Límites de distorsión de corriente para proveedores de electricidad.....	30
1.5.5 Límites de Distorsión de Voltaje:	31
1.5.6 Metodología para la Evaluación de Nuevas Fuentes Armónicas.....	32
1.5.7 Norma Técnica sobre Calidad de Voltaje de Suministro.	32
1.5.7.1 Incidencia del usuario en la calidad del producto.....	33
1.6 ESTANDARES EUROPEOS.....	36
2. CAPITULO II.....	38
2.0 DISEÑO Y CONSTRUCCION DE UN FILTRO PASIVO.....	38
2.1 DISEÑO DEL REACTOR DE LÍNEA	38
2.2 DISEÑO DE FILTRO PASIVO	41
2.3 CONSTRUCCION DE LA BOBINA.....	45
2.3.1 Diseño:	45
2.3.2 Desarrollo de construcción de inductores con núcleo de hierro sin circulación de cc.	48
2.3.2.1 Planteamiento:	49
2.3.2.2 Desarrollo	49
2.3.3 Construcción del inductor para tercera armónica.....	52
2.3.4 Construcción de bobina desarrollando otro método	55
2.3.4.1 Objetivo:.....	55
2.3.4.2 Restricción 1: La densidad de flujo máxima	57
2.3.4.3 Restricción 2: La inductancia	57
2.3.4.4 Restricción 3: Área de la ventana:	58
El factor de utilización de la ventana K_u también llamado “factor de llenado”	58
2.3.4.5 Restricción 4: Resistencia del embobinado	59
2.3.4.6 La constante geométrica del núcleo K_g :	59
2.4 CONTRUCCION DE FILTROS.....	67
2.4.1 Filtro monofásico	67
2.4.1.1 Evaluación del filtro	68
2.4.2 Filtro trifásico	74
2.4.2.1 Sistema implementado	75
2.4.2.2 Evaluación del filtro trifásico	79
3. CAPITULO III	87
3.0 SIMULACION DEL CIRCUITO	87
3.1 CIRCUITO DE ABSORCIÓN MONOFÁSICO.....	88
3.1.1 Archivo ATP	92
3.2 FILTRO TRIFASICO	94

4. RECOMENDACIONES	100
5. CONCLUSIONES	100
6. EXPERIENCIAS PRACTICAS.....	101
7. BIBLIOGRAFÍA Y FUENTES DE CONSULTA	104
8. ANEXOS	105

I. INTRODUCCIÓN

En las últimas décadas, ha sido muy importante la incorporación de cargas no lineales, tales como hornos de arco, rectificadores y muy especialmente controles electrónicos que emplean control de fase para manejar diferentes cargas. Generalmente los fabricantes y usuarios de estos dispositivos se concentran en la exactitud del mando, su alta confiabilidad el empleo de componentes cada vez más complejos que hacen más simples las funciones de control. Sin embargo se presta poca atención a los efectos que estos dispositivos tienen sobre la red de alimentación o más aún sobre las perturbaciones en otras cargas vecinas.

Este trabajo tiene por objeto analizar estos efectos y brindar soluciones sencillas tendientes a la disminución de los inconvenientes que estos equipos electrónicos causan en la red eléctrica.

II. DESCRIPCION DEL TEMA:

Este trabajo consiste en el diseño y construcción de filtros pasivos para la compensación de problemas de distorsión armónica en cargas no lineales; se construirán prototipos de filtros de rechazo, de absorción y reactancias de choque de pequeña potencia, estimándose un máximo de 5 KVA, que servirán para implementar bancos de prueba de laboratorio y sus guías de trabajo correspondientes.

Por otro lado se elaborará un programa tipo de diseño para estos filtros.

Los aspectos a ser tomados en cuenta son:

- Criterios de normas internacionales de calidad de energía (IEEE-519, Europeas y SIGET)
- Nivel requerido de atenuación de armónicos del sistema a filtrar THDI.

- Resonancia en el sistema.
- Compensación de reactivos
- Potencia a manejar.
- THDV de la red

III. OBJETIVO GENERAL:

Diseñar y construir filtros pasivos de pequeña potencia para reducir problemas de distorsión armónica en sistemas no lineales.

IV. OBJETIVOS ESPECIFICOS:

1. Atenuar la magnitud de los armónicos 3º, 5º y 7º presentes en los sistemas eléctricos con abundante carga no lineal.
2. Implementar guías y módulos de laboratorio relacionadas con el tema, para uso de los estudiantes de Ingeniería Eléctrica.
3. Establecer la factibilidad de construcción de filtros pasivos en el país.

V. ALCANCES

1. Construir y diseñar prototipos de filtros de absorción, rechazo y choque, para la tercera, quinta y séptima armónica con una capacidad máxima de 5 kVA, en aplicaciones trifásicas. (5 módulos)

2. Construir y diseñar prototipos de filtros de absorción, para la tercera y quinta armónica con una capacidad máxima de 3 kVA, en aplicaciones monofásicas. (4 módulos)
3. Crear un programa de cálculo de los parámetros del filtro, tales como los valores de capacitancia, inductancia y otros.
4. Aplicar las normativas de diseño, construcción y atenuación que se adapten a nuestras necesidades.
5. Realizar ensayos para determinar la respuesta en frecuencia y factor Q de los filtros construidos.
6. Construir guías y módulos de laboratorio; incluyendo las respectivas simulaciones en P-SPICE o ATP.

VI. LIMITACIONES

1. La falta de equipo para la medición y puesta a punto, de los valores intrínsecos de elementos pasivos, tales como las bobinas. Esto limita el cálculo de los parámetros de los filtros que se construirán.

2. La falta de cargas adecuadas; ya que de ello depende las primeras etapas de cualquier diseño de filtros; en otras palabras, el filtro requerido depende de las características de la carga no lineal en el sistema. Los filtros no son genéricos, y deberán ser diseñados y contruidos para una frecuencia y carga específica.

1. CAPITULO I

1.1 ANTECEDENTES

1.1.1 El origen de las armónicas

En un sistema de potencia eléctrica, los aparatos y equipos que se conectan a él, tanto por la propia empresa como por los clientes, están diseñados para operar a 60 ciclos, con una tensión y corriente sinusoidal. Debido a la utilización de cargas no lineales la señal de corriente se deforma, lo que trae como consecuencia la aparición de señales de diferente frecuencia múltiplos de la fundamental. Llamadas frecuencias armónicas; en los sistemas 1Φ (120 V) predominan la 3ª y 5ª armónica, y en los 3Φ la 5ª, 7ª, 9ª..., etc. En las últimas décadas, ha sido muy importante la incorporación de cargas no lineales, tales como hornos de arco, rectificadores y muy especialmente controles electrónicos que emplean control de fase para manejar diferentes cargas. Generalmente los fabricantes y usuarios de estos dispositivos se concentran en la exactitud del mando, su alta confiabilidad el empleo de componentes cada vez más complejos que hacen más simples las funciones de control. Sin embargo se presta poca atención a los efectos que estos dispositivos tienen sobre la red de alimentación o más aun sobre las perturbaciones en otras cargas vecinas.

Dicho flujo eléctrico es producido por diversas cargas entre ellas las cargas no lineales; debido a que recientemente la electrónica puso a disposición de los hogares y las empresas productivas diversos equipos capaces de controlar el producto final; tal como la iluminación variable, velocidad ajustable, etc. Así aproximadamente un 50% de la energía eléctrica pasa por un dispositivo de electrónica de potencia antes que esta sea finalmente aprovechada.; generando así distorsión armónica primeramente en la corriente dentro de las instalaciones y posteriormente en el voltaje de suministro.

Los armónicos son corrientes o tensiones cuyas frecuencias son múltiplos enteros de la frecuencia fundamental de la alimentación. Por ejemplo si la frecuencia fundamental es de 60 Hz, la segunda armónica será de 120 Hz, la tercera de 180 Hz, etc. Las armónicas son originadas por cargas no lineales que absorben corriente en impulsos bruscos, a diferencia de hacerlo

suavemente en forma sinusoidal, como lo haría una carga resistiva pura. Estos impulsos crean ondas de corriente distorsionadas que originan a su vez corrientes de armónicas de retorno hacia otras partes del sistema de distribución eléctrica.

Este fenómeno se manifiesta especialmente en los equipos provistos de fuentes de alimentación de entrada con condensadores y diodos, por ejemplo, computadores, impresoras y material electromédico.

Las causas eléctricas del fenómeno son que la tensión alterna de entrada, una vez rectificada por los diodos, se utiliza para cargar un condensador de gran capacidad. Después de un semiperíodo, el condensador se carga al valor "peak" de voltaje de la onda sinusoidal, por ejemplo, a 332 V en una línea de alterna a 230 V. Entonces el equipo electrónico absorbe corriente de esta tensión continua para alimentar al resto del circuito.

Este trabajo tiene por objeto analizar estos efectos y brindar soluciones sencillas tendientes a la disminución de los inconvenientes que estos aparatos pudieran causar teniendo en cuenta que en futuro inmediato su uso será mucho más frecuente. Por tal motivo se pretende realizar el diseño e implementación de filtros pasivos del tipo absorción, rechazo y bobinas de choque, para filtrar armónicos de orden 3,5 y 7 con el objetivo de atenuar las corrientes armónicas presentes para reducir el THD dando cumplimiento con las normativas regionales, e internacionales como SIGET y el IEEE 519-1992.

1.1.2 Definición de armónica de corriente

Un equipo puede alcanzar corriente hasta un mínimo regulado. Normalmente, antes que se alcance este límite el condensador se recarga hasta el valor de "peak" en el siguiente semiperíodo de la onda sinusoidal. Este proceso se repite una y otra vez. Básicamente, el condensador sólo absorbe un impulso de corriente durante la cresta de la onda; durante el tiempo restante de la misma, cuando la tensión es inferior al valor residual del condensador, éste no absorbe corriente.

Normalmente las fuentes de alimentación con condensador y diodos que llevan incorporados los equipos de oficina son cargas monofásicas no lineales. En las plantas industriales, por el contrario, las causas más frecuentes de corrientes armónicas son cargas trifásicas no lineales,

como motores de accionamiento controlados electrónicamente y fuentes de alimentación ininterrumpidas (UPS).

1.1.3 Definición de armónica de voltaje

Una red de alimentación puede ser fuente indirecta de armónicas de tensión. La relación entre la corriente armónica absorbida por cargas no lineales y la impedancia de fuente del transformador de alimentación se rige por la ley de Ohm, lo que provoca armónicas de tensión. La impedancia de fuente la constituyen el transformador de alimentación y los componentes de la línea.

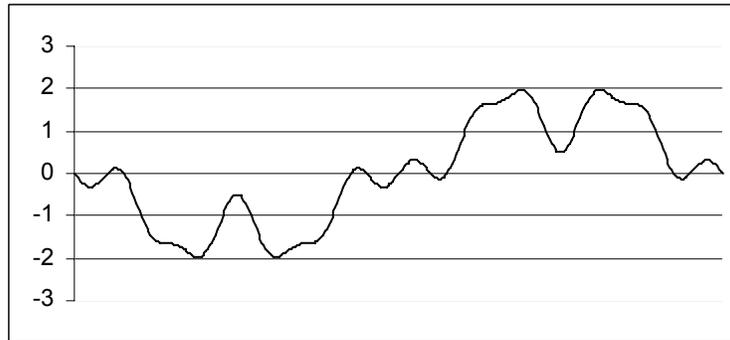
Todas las cargas que compartan un transformador o una barra con fuente de carga de armónicas podrán ser afectadas por las armónicas de tensión producidas por los distintos componentes del sistema. Se da la irónica circunstancia de que un computador personal es particularmente sensible a las armónicas de tensión. El rendimiento de la fuente de alimentación por condensador y diodos depende críticamente de la magnitud del “peak” de la onda de tensión. Las armónicas de tensión pueden provocar un achatamiento de los máximos de amplitud de la onda de tensión, reduciendo de ese modo el “peak” de tensión. En el peor de los casos puede llegar a “resetarse” el computador a causa de la falla de alimentación.

En el entorno industrial, los motores de inducción y los condensadores para corrección del factor de potencia también pueden resultar gravemente afectados por las armónicas de tensión. Los condensadores de corrección del factor de potencia pueden formar un circuito resonante con las partes inductivas de un sistema de distribución de corriente. Si la frecuencia resonante es coincidente con la frecuencia de la tensión armónica, la corriente armónica podrá aumentar considerablemente, sobrecargando los condensadores y quemando los fusibles de éstos. Luego, en caso de ocurrir esto la falla del condensador desintoniza el circuito y la resonancia desaparece.

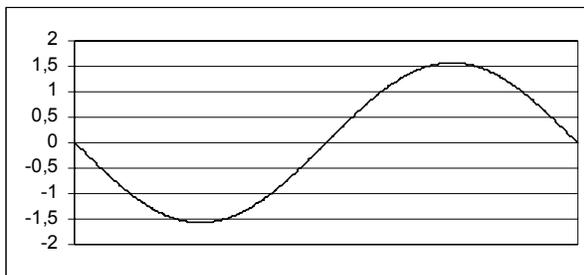
En la figura 1.1 se observa la descomposición de una onda distorsionada en una onda sinusoidal a la frecuencia fundamental (60 Hz) más una onda de frecuencia distinta. El término componente armónico o simplemente armónico, se refiere a cualquiera de las componentes sinusoidales

mencionadas previamente, la cual es múltiplo de la fundamental. La amplitud de los armónicos es generalmente expresada en por ciento de la fundamental.

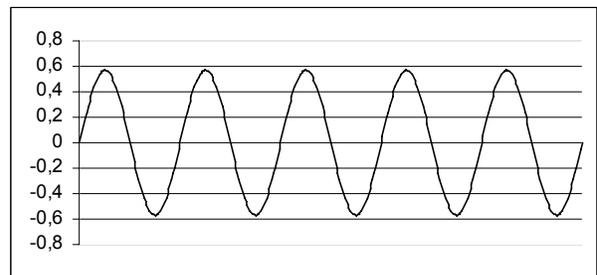
Función original



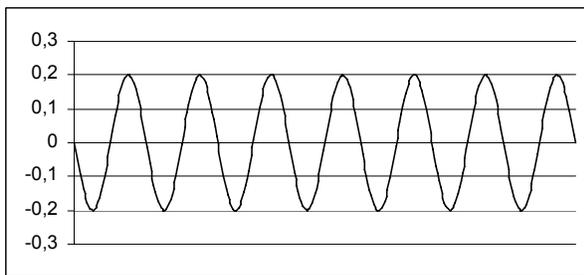
Componente fundamental



5ª. Armónica



7ª. Armónica



11ª. Armónica

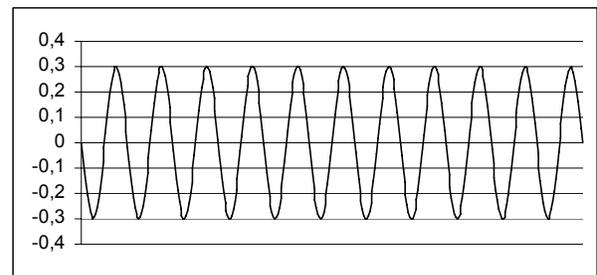


Figura 1.1 Descomposición de una señal con distorsión por Fourier

En general, los armónicos son producidos por cargas no lineales, lo cual significa que su impedancia no es constante (está en función de la tensión). Estas cargas no lineales a pesar de ser alimentadas con una tensión sinusoidal adsorben una intensidad no sinusoidal, pudiendo estar la corriente desfasada un ángulo respecto a la tensión. Para simplificar se considera que las cargas no lineales se comportan como fuentes de intensidad que inyectan armónicos en la red.

1.2 CLASIFICACION DE LOS ARMONICOS.

Cada armónica tiene un nombre, frecuencia y secuencia. La secuencia se refiere al giro del fasor con respecto a la fundamental (f), por ejemplo, en un motor de inducción, la armónica de secuencia positiva generaría un campo magnético que gira en la misma dirección que la fundamental. Una armónica de secuencia negativa giraría en forma contraria.

Nota : Las Armónicas 2a, 4a, 6a, 8a, etc., desaparecen cuando las ondas son simétricas (típico para circuitos eléctricos).

Dependiendo de su secuencia y rotación, las armónicas presentan diferentes efectos:

- **SECUENCIA (+):** Rotación Directa, puede producir calentamiento de conductores.
- **SECUENCIA (-):** Rotación Inversa, produce un freno en el motor, además calentamiento de conductores y por ende problemas en el motor.
- **SECUENCIA (0):** No tiene sentido de rotación, pero puede causar calentamiento. La secuencia de armónicas cero (múltiplos de la 3a) son llamados "Triplens".

Las cargas no lineales son aquellas en las que la corriente que fluye por ellas no es proporcional a la tensión. Como resultado de esto, cuando se aplica una onda de voltaje sinusoidal de una sola frecuencia, la corriente resultante no es de una sola frecuencia. Transformadores, reguladores y otros equipos conectados al sistema pueden presentar un comportamiento de carga no lineal y ciertos tipos de bancos de transformadores multifase conectados en estrella-estrella con cargas desbalanceadas o con problemas en su puesta a tierra. Diodos, elementos semiconductores y transformadores que se saturan son ejemplos de equipos generadores de armónicos, estos elementos se encuentran en muchos aparatos eléctricos modernos. Invariablemente esta categoría de elementos generadores de armónicos, lo harán siempre que estén energizados con una tensión alterna. Estas son las fuentes originales de armónicos que se generan sobre el sistema de potencia.

1.2.1 Fuentes de armónicos

Se pueden resumir las principales fuentes de armónicos así: Dispositivos que involucran de alguna manera la conmutación electrónica: convertidores electrónicos de energía, y equipamiento que utiliza fuentes conmutadas. Los procesos de conmutación no necesariamente están sincronizados con la tensión de línea (pudiéndose generar inter armónicos o armónicos no enteros). Dispositivos con una relación tensión corriente no lineal: reactores con núcleo de hierro (saturables) y cargas que producen arco eléctrico son ejemplos típicos de tal equipamiento. Excitadas por una entrada periódica de tensión, las características v-i serán generadoras de armónicos de corriente.

Entre los elementos que generan armónicos tenemos:

Transformadores cuando operan en saturación.

Reactores saturables.

Máquinas rotantes.

Hornos de arco y equipos de arco

Elementos de electrónica de potencia:

UPS.

Controladores AC y DC.

Rectificadores.

Inversores.

Variadores de frecuencia

Compensadores estáticos.

Fuentes de poder.

Lámparas fluorescentes.

1.2.2 Síntomas de contenido armónico en componentes de la red de distribución eléctrica

Los síntomas de los armónicos suelen presentarse en el equipo de distribución de corriente que soporta las cargas no lineales. Estas son básicamente de dos tipos: monofásicas y trifásicas.

En las oficinas predominan las cargas monofásicas no lineales, mientras que en el ámbito industrial las más extendidas son las cargas trifásicas.

1.2.2.1 Conductores neutros.

En condiciones normales, con una carga trifásica lineal equilibrada, las porciones fundamentales a 60 Hz de las corrientes de cada fase se anulan mutuamente en el conductor neutro.

En un sistema estrella de cuatro conductores con cargas no lineales, ciertas armónicas impares denominadas “triplens” (múltiplos impares de los terceros armónicos: 3°, 9°, 15°, etc.) no se anulan entre sí, sino que se suman en el conductor neutro. En sistemas con muchas cargas monofásicas no lineales, la corriente del neutro puede llegar a superar el valor de las corrientes de fase. En este caso, el peligro es un excesivo calentamiento, al no existir en el conductor neutro ningún interruptor automático que limite la corriente como ocurre en los conductores de las fases.

Una corriente excesiva en el conductor neutro puede provocar también caídas de tensión superiores a lo normal entre el conductor neutro y tierra en la toma de corriente a 230 V.

1.2.2.2 Interruptores automáticos.

Los interruptores magneto térmicos ordinarios tienen un mecanismo de disparo que reacciona al calentamiento producido por la corriente del circuito. Dicho mecanismo está diseñado para responder al valor eficaz de la onda de corriente de manera que se dispare si se calienta demasiado. Este tipo de interruptor ofrece una mayor protección frente a sobrecargas por

corrientes armónicas. Los interruptores automáticos electrónicos detectores de “peaks” reaccionan frente a estas elevaciones de corriente.

Como el valor de peak de la corriente armónica suele ser superior al de la normal, este tipo de interruptor automático puede dispararse prematuramente con valores de corriente bajos. Por otro lado, si el nivel de peak es inferior al normal puede que el automático no reaccione cuando deba hacerlo.

1.2.2.3 Barras colectoras y bornes de conexión.

Las barras colectoras neutras y los bornes de conexión están dimensionados para soportar el valor máximo de la corriente de fase, pero pueden sufrir sobrecarga si se agrega a los conductores neutros la suma de los armónicos “triplens”.

1.2.2.4 Tableros eléctricos.

Los tableros pueden presentar resonancia debido a los campos magnéticos generados por corrientes armónicas de alta frecuencia. Cuando esto sucede el tablero empieza a vibrar y emite un zumbido producido, la mayoría de las veces, por corrientes armónicas.

1.2.2.5 Circuitos de comunicaciones.

El o los cables de telecomunicaciones, suelen tenderse muy cerca de los cables de alimentación eléctrica. Para reducir al mínimo la interferencia inductiva provocada por la corriente de las fases, los cables de telecomunicaciones se tienden cerca del conductor neutro. Con frecuencia los “triplens” de este conductor originan una interferencia inductiva que escuchamos en algunas líneas telefónicas. Este síntoma suele ser el primer indicio de la existencia de un problema de armónicas.

1.2.2.6 Transformadores.

Los transformadores utilizados en grandes instalaciones normalmente son del tipo estrella triángulo. Las cargas monofásicas no lineales conectadas a estas tomas de corriente producen armónicos “triplens” que se suman algebraicamente en el conductor neutro. Cuando esta corriente del neutro llega al transformador se refleja en el devanado del primario en delta (triángulo) del mismo y circula por él con el consiguiente sobrecalentamiento y averías del transformador.

Normalmente los transformadores sólo están diseñados para una carga de corriente de fase de 60 Hz. Al ser más alta su frecuencia, la corriente armónica provoca un mayor calentamiento con la misma corriente.

Estos efectos de calentamiento obligan a modificar el diseño de los transformadores ordinarios utilizados para alimentar cargas no lineales o a sustituir dichos transformadores por otros de diseño especial.

Mayores pérdidas en el cobre y núcleo.

Sobrecalentamiento.

Aumento de pérdidas parásitas (corrientes de Eddy).

Mayor corriente fluyendo por los devanados delta.

1.2.2.7 Generadores.

Los generadores de Emergencia están sujetos al mismo tipo de problemas de sobrecalentamiento que los transformadores, pero debido a que se utilizan como fuente de alimentación de emergencia para cargas productoras de armónicas, a menudo son incluso más vulnerables. Además de sobrecalentamiento, algunos tipos de armónicas provocan distorsión en los cruces por cero de la onda de corriente, lo que origina perturbación e inestabilidad de los circuitos de control del generador.

1.2.2.8 En bancos de condensadores

Sobretensiones.

Mayores pérdidas

Sobrecalentamiento.

Efecto corona.

Quema de fusibles.

1.2.2.9 Pérdida de vida útil en máquinas rotantes

Sobrecalentamiento.

Oscilaciones mecánicas.

Mayores corrientes de Eddy .

Cambios en la distribución del flujo magnético.

1.2.2.10 En sistemas de potencia

Quema de fusibles.

Falla de aislamiento de equipos.

Sobrecalentamiento (en cables subterráneos).

Operación y daño de pararrayos.

1.2.2.11 En sistemas de medida

Se afectan algunos transductores electrónicos.

Errores en la media del Kw-h.

Errores en elementos que son disparados en un cruce por cero.

Imprecisiones en transformadores de corriente y de potencial.

Problemas en la medida de Vars.

Componente continua

Saturación en transformadores.

Corrosión electrolítica de electrodos puestos a tierra.

1.3 FILTROS

Esta es sin duda, la medida de remedio más evidente para controlar las corrientes armónicas. Un filtro en general puede actuar de una de las siguientes formas:

- Introducir una alta impedancia en serie para bloquear el paso de las corrientes armónicas.
- Derivar a tierra las corrientes armónicas a través de caminos de baja impedancia.
- Inyectar armónicos en oposición de fase a los presentes en la red para cancelarlos

1.3.1 Cantidades eléctricas en presencia de distorsión

$$V_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T v^2(t) dt} = \sqrt{\sum_{h=1}^{\infty} V_h^2}$$

e

$$I_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2(t) dt} = \sqrt{\sum_{h=1}^{\infty} I_h^2}$$

$$S = V_{rms} I_{rms}$$

$$S^2 = P^2 + Q^2 + D^2$$

$$Q = \sum_{h=1}^{\infty} V_h I_h \sin(\theta_h - \delta_h)$$

$$THD_V = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} V_h^2}}{V_1} \quad \circ \quad THD_I = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} I_h^2}}{I_1}$$

$$TDD = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} I_h^2}}{I_L}$$

1.3.2 La Secuencia de la fase de los armónicos

Tabla 1.1 Secuencia de la fase de los armónicos en un sistema trifásico balanceado

Orden del Armónico	Secuencia de la fase
1	+
2	-
3	0
4	+
5	-
6	0
.	.

1.4 RESONANCIA

La resonancia se define como una amplificación en la respuesta del sistema a una excitación periódica cuando la frecuencia de la fuente de excitación es igual a la frecuencia natural del sistema. El ejemplo clásico del circuito LC, muestra que al ser excitado por una corriente armónica, las reactancias capacitivas e inductivas vistas por la fuente de corriente serán resonantes a la frecuencia $f_r = 1 / (2\pi\sqrt{LC})$ conocida como frecuencia de resonancia.

1.4.1 Resonancia Serie

Como se muestra en la Figura 1.2, si el banco de capacitores está en serie con la reactancia del sistema y crea un camino de baja impedancia a la corriente armónica, se está en presencia de una condición de resonancia serie. La resonancia serie puede causar altos niveles de distorsión en la tensión entre la inductancia y el capacitor del circuito debido a la corriente armónica concentrada en el bajo camino de impedancia. Esta resonancia hace que falle el capacitor o el fusible por efecto de la sobre tensión.

La condición de resonancia serie está dada por:

$$h_r = \sqrt{\frac{X_C}{X_L}}$$

donde h_r es el orden del armónico en que hay resonancia.

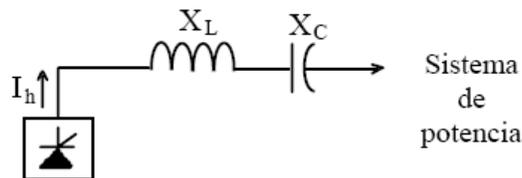


Figura 1.2 Circuito resonante serie

1.4.2 Resonancia Paralelo

Los capacitores son elementos lineales por lo que no generan armónicos, pero estos pueden amplificar armónicos producidos por otras cargas debido a resonancia paralela en el sistema a la frecuencia de dicho armónico.

La Figura 1.3 muestra la topología del circuito en la cual puede ocurrir la resonancia paralela. La resonancia paralelo ocurre cuando la reactancia inductiva y la reactancia capacitiva del sistema, que están en paralelo son iguales y tienen una cierta frecuencia que está presente en el sistema, esta combinación en paralelo es vista por la fuente como una impedancia muy grande.

Esta frecuencia, para la cual la impedancia es muy grande, es precisamente la frecuencia de resonancia. Esta resonancia produce distorsión en la tensión y amplificación en la corriente de manera significativa. La tensión distorsionada produce el flujo de corriente distorsionada en los ramales adyacentes. Finalmente, estas corrientes amplificadas producen el fallo del equipo.

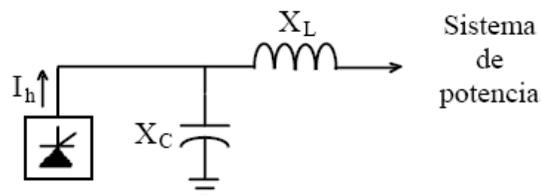


Figura 1.3 Circuito resonante paralelo

En el circuito de la Figura 1.3, la frecuencia de resonancia se determina por:

$$h_r = \sqrt{\frac{X_C}{X_L}} = \sqrt{\frac{MVA_{SC}}{MVAR_{CAP}}}$$

Donde MVA_{sc} es la potencia de corto circuito en MVA en el punto de conexión de la carga perturbante y los $MVAR_{cap}$ es la potencia en MVAR del capacitor. Esta es una aproximación muy buena para relaciones X/R altas.

1.4.3 Resistencias durante la resonancia

Durante la resonancia los circuitos se comportan como resistencias puras (a factor de potencia uno), por ello, la severidad de la resonancia queda determinada por el valor de las resistencias involucradas en el circuito, en la resonancia el factor más importante y decisivo son las resistencias presentes.

En una resonancia serie la única limitadora de la corriente es la pequeña resistencia serie, cuando el circuito resonante serie es un filtro, esta resistencia define la calidad del filtro y por ende la selectividad del mismo. En una resonancia paralela la resistencia paralela limita el valor máximo de la impedancia, y por ende, la máxima distorsión armónica de tensión que se puede presentar.

1.4.4 Filtros pasivos

Los filtros pasivos son un método efectivo para mitigar el problema de contaminación armónica. Estos son diseñados para proveer un camino de evacuación a los armónicos que más molestan en el sistema. Los filtros más comunes son el filtro serie y el filtro paralelo. El filtro serie se caracteriza por producir una resonancia paralela y bloquear, pues tiene una alta impedancia a la frecuencia de sintonía.. El filtro paralelo es caracterizado por una resonancia serie atrapando con ella la perturbación dado el bajo camino de impedancia que provoca.

En conclusión, los filtros pasivos son circuitos resonantes que usan combinaciones de elementos R-L-C para obtener una respuesta a la frecuencia deseada. Los más usados en aplicaciones para sistemas de potencia son:

Filtro de absorción o shunt resonante sintonizado de frecuencia simple

Filtro de rechazo o resonante desintonizado

Reactancia de choque

Ambos filtros shunt permiten corregir el factor de potencia en presencia de distorsión armónica ambos filtros absorben distorsión armónica evitando que ésta se vaya hacia otras cargas hacia la compañía suministradora, los sintonizados absorben más distorsión de ahí el segundo nombre, de absorción. Sin embargo, como ya veremos, los desintonizados también absorben una cantidad importante de distorsión armónica, de ahí que ciertos investigadores no les guste el segundo nombre que se les da, de rechazo.

Un filtro sintonizado tiene una sintonía ligeramente por debajo de la armónica que se desea filtrar, mientras que un filtro desintonizado tiene una sintonía bastante más por debajo de esa armónica. Como ya se mencionó, en la mayoría de las cargas industriales la armónica que se presenta con mayor magnitud es la quinta. Utilizando la armónica quinta como ejemplo, tendríamos las siguientes armónicas de sintonía:

Tabla 1.2 Armónicas de sintonía.

sintonizado	4,7
desintonizado	3,8

1.4.5 Filtros de absorción o sintonizados

Son filtros pasivos que se conectan en paralelo al sistema de distribución general o a cargas individuales significativas, para reducir el contenido armónico generado por los dispositivos no lineales, además de proporcionar potencia reactiva fundamental para compensar el factor de potencia de desplazamiento, debiendo de coordinar su operación con la demanda de la carga.

Es la configuración más deseable, pero para ello se requiere un filtro para cada armónico presente. Por razones de economía, armónicos por encima de una frecuencia dada son filtrados en conjunto con un filtro pasa altos.

Como se mencionó anteriormente, cuando se instalan bancos de condensadores para mejorar el factor de potencia en ambientes contaminados con armónicos, se incrementa la posibilidad de una resonancia a una de las frecuencias armónicas. Adicionar un pequeño reactor al condensador para formar un filtro de frecuencia simple puede evitar los problemas de resonancia y de paso se filtran los armónicos más cercanos a la frecuencia de sintonía.

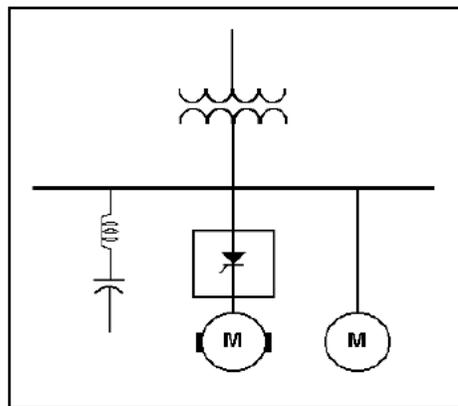


Figura 1.4 Conexión del filtro desintonizado en paralelo al bus de distribución del sistema.

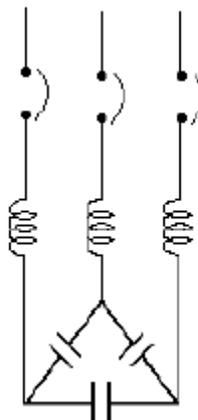


Figura 1.5 Arreglo de filtro con capacitor sintonizado en conexión delta

La frecuencia de sintonía o frecuencia de resonancia serie, es aquella en la que la impedancia del filtro se hace cero, provocando que las corrientes de esa frecuencia fluyan en su totalidad a través de él.

Se elige generalmente un valor de frecuencia de sintonía que sea ligeramente inferior a la menor armónica dominante para que atenúe a esta y a las de orden superior, comportándose el filtro a partir de este punto como un elemento inductivo, por lo que las corrientes correspondientes a armónicas de mayor orden ya no estarán expuestas a condiciones de resonancia, reduciéndose efectivamente la potencia distorsionante del sistema.

Al instalar los filtros sintonizados se debe considerar que su corriente estará compuesta por la corriente de la potencia reactiva fundamental y por la corriente distorsionante producida tanto por las cargas no lineales del usuario, como por la importación de la red de alta tensión.

El reactor utilizado en el filtro debe soportar la corriente de diseño sin que se deteriore su aislamiento y mantener su linealidad con la sobrecarga armónica, siendo conveniente que cuente con un detector de sobrecalentamiento que lo proteja ante la importación excesiva de armónicas.

Los capacitores operarán a voltajes superiores a los de línea debido al efecto del reactor en serie, debiendo de diseñarse para no exceder los límites establecidos en el estándar IEEE 18-1980.

Tabla 1.3 IEEE 18-1980 Límites en capacitores
Con relación a sus valores nominales

Voltaje pico	120%
Corriente máxima	180%
KVAR	135%
Voltaje eficaz	110%

1.4.6 Filtros de Rechazo o Desintonizados

El objetivo del filtro de rechazo es evitar la amplificación de armónicos causada por las resonancias entre transformador y condensadores y evitar la sobrecarga de armónicos en las baterías de condensadores. En realidad, debería utilizarse un filtro de rechazo en lugar de una batería de condensadores convencional, siempre que el THD de la tensión de red supere un 2,5 a 3%.

En esencia los filtros desintonizados tienen el mismo arreglo y conexión a la red que los sintonizado pero se sintonizan a una frecuencia que no se espera que exista en el sistema y muy por debajo de la armónica característica de menor orden, típicamente entre la 3ª y 4ª armónica.

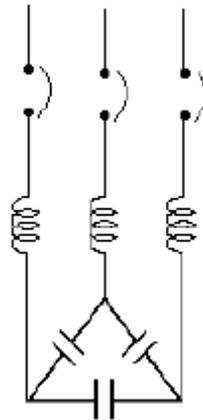


Figura 1.6 Arreglo de Filtro desintonizado

Su aplicación principal es cuando se requiere compensar el factor de potencia de desplazamiento en un sistema donde la proporción de la carga no lineal con relación a la total es inferior al 40% y se desea proteger a los capacitores contra sobrecargas armónicas.

Al establecer la frecuencia de sintonía en un valor bajo, presentará una impedancia reducida a mayores frecuencias absorbiendo una proporción de armónicas.

Los filtros desintonizados tienen la ventaja con respecto a los sintonizados de ser mas económicos, ya que sus componentes están expuestos a corrientes armónicas menores y pueden funcionar adecuadamente ante ciertas ampliaciones de carga no lineal, sin embargo su aplicación no será conveniente cuando la carga distorsionante exceda el 40% de la total y se requiera cumplir con los límites establecidos en la norma IEEE 519

Su funcionamiento debe estar coordinado con la demanda de potencia reactiva de la carga para evitar sobrecargar al transformador de distribución.

Los efectos más importantes de los filtros desintonizados en el sistema son:

- Proteger a los capacitores.
- Evitar resonancias.
- Compensar el factor de potencia de desplazamiento.

1.5 NORMATIVA Y LEGISLACION

Los armónicos crean problemas sólo cuando interfieren con la operación propia del equipo, incrementando los niveles de corriente a un valor de saturación o sobrecalentamiento del equipo o cuando causan otros problemas similares. También incrementan las pérdidas eléctricas y los esfuerzos térmicos y eléctricos sobre los equipos.

Los armónicos lo que generalmente originan son daños al equipo por sobrecalentamiento de devanados y en los circuitos eléctricos, esta es una acción que destruye los equipos por una pérdida de vida acelerada, los daños se pueden presentar pero no son reconocidos que fueron originados por armónicos. El nivel de armónicos presente puede estar justamente abajo del nivel que pueden causar problemas, incrementar este valor límite puede presentarse en cualquier momento y pasar a un valor donde no se pueden tolerar.

En esta sección se describirán los límites de distorsión armónica que aplican para los consumidores individuales de energía eléctrica y la calidad de energía eléctrica que el proveedor de electricidad debe suministrar al usuario final, establecidos por el estándar IEEE 519-1992, titulado “Prácticas Recomendadas y Requisitos para el Control de Armónicas en Sistemas de Potencia Eléctricos”. Límites que se establecen tanto para el beneficio del proveedor como para el beneficio del consumidor.

El estándar IEEE 519-1992 enfoca éstos límites en el punto de entrega entre el proveedor (PCC: Point of Common Coupling) y los consumidores. La figura 1.7 muestra que el PCC es donde el proveedor se conecta a múltiples usuarios finales.

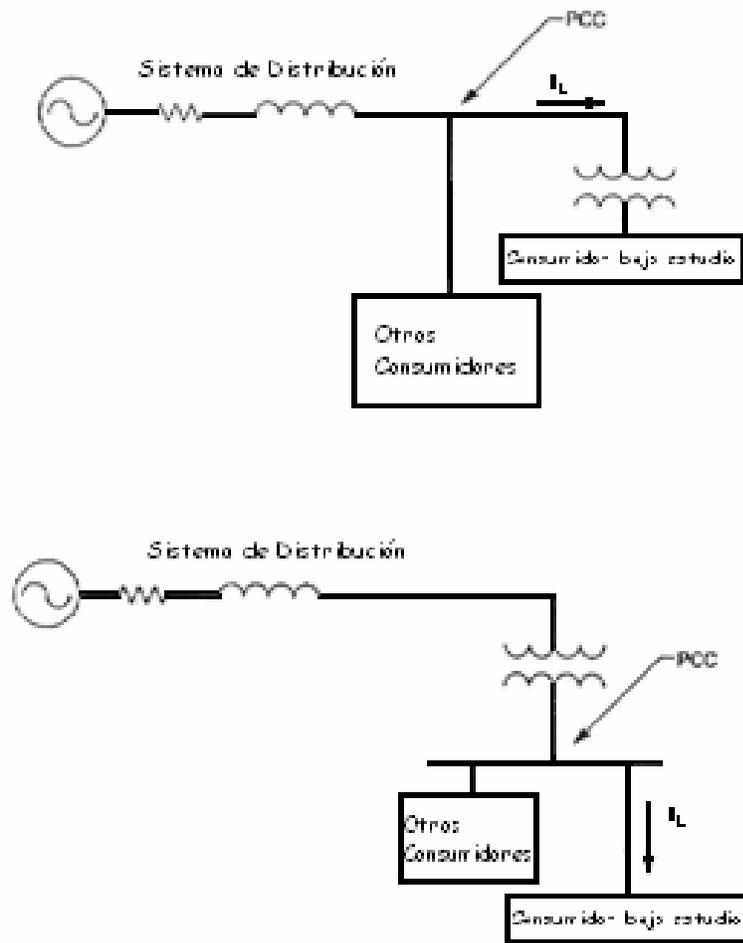


Figura 1.7: Punto de Unión Común (o sus siglas en inglés PCC).

Cabe destacar que en contraste con éste estándar de la IEEE, la IEC marca límites de armónicas para las cargas individuales, como los variadores de frecuencia. Estos límites se contemplan en el estándar IEC 100-3-2 (anteriormente IEC 555-2).

El estándar IEEE 519-1992 define los límites de armónicas en el lado del medidor del usuario final como la distorsión de demanda total (o en inglés total distortion limits, TDD) y en el lado del medidor del proveedor como la distorsión armónica total (o en inglés total harmonic distortion, THD).

La distorsión de demanda total (TDD) evalúa las distorsiones de corrientes provocadas por corrientes armónicas en las instalaciones de usuario final. El TDD se expresa como un porcentaje de la corriente de carga de máxima demanda y se define por la siguiente ecuación:

$$TDD = \frac{\sqrt{\sum_{h=1}^{\infty} I_h^2}}{I_L} \cdot 100\%$$

donde I_L = al valor rms de corriente de carga de máxima demanda,

h = al orden de armónica (1, 2, 3, 4, etc.) e

I_h = a la corriente rms de carga en el orden de armónico h .

La distorsión armónica total (THD) es utilizada para definir el efecto de las armónicas en las ondas de voltaje y corriente. Sin embargo, usualmente el THD se refiere a las distorsiones en ondas de voltaje. Esta medida se utiliza en sistemas de bajo, mediano y alto voltaje. El THD se expresa como un porcentaje del voltaje fundamental y se define por:

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{50} V_h^2}}{V_1} \cdot 100\%$$

donde V_1 = al valor del voltaje fundamental y

V_h = a $V_2, V_3, V_4,$ etc = al valor del voltaje armónico

1.5.1 Límites de distorsión de corriente para consumidores individuales

Sería ideal si fuera posible controlar las armónicas hasta el punto que los efectos armónicos provocados por la conexión de cargas productoras de armónicos fueran nulos en todos los puntos del sistema completo que rodea al circuito propio del consumidor y los circuitos de otros consumidores. No obstante, en la realidad, los factores económicos y la efectividad de los controles armónicos deben de tener un balance, y algunos efectos armónicos son inevitables en algunos puntos del sistema.

Las recomendaciones descritas en el estándar IEEE 519-1992 pretenden reducir los efectos armónicos en cualquier punto del sistema completo estableciendo límites en ciertos índices de armónicas (de corriente y voltaje) en el punto de unión común (PCC), en un punto de medición,

o cualquier otro punto siempre y cuando el proveedor y el consumidor puedan acceder al punto para tomar mediciones directas de los índices de armónicas que sean significativos para ambos, como que puedan estimar los índices de armónicas en el punto de interferencia (o en inglés point of interference, POI) a través de métodos de común acuerdo.

Los efectos de las armónicas sobre los equipos dentro de una instalación eléctrica difieren substancialmente dependiendo de las características del equipo afectado. Por tal motivo, la severidad de los efectos armónicos impuestos sobre todos los equipos no pueden ser perfectamente relacionados a unos pocos y simples índices. Aún más, usualmente las características armónicas del circuito del proveedor vistas desde el PCC no son conocidas con precisión. Por tal motivo, se requiere el buen juicio de ingeniería para cada caso en específico.

El apego estricto de los límites de armónicas recomendados no siempre impedirá que surjan problemas, particularmente si los índices se aproximan a estos límites. Es razonable considerar que los cambios del sistema con frecuencia justificarán una reexaminación. Las mediciones armónicas deberán realizarse periódicamente para determinar el comportamiento del sistema y el desempeño del equipo. El consumidor debe confirmar que:

- 1) Los capacitores de corrección de factor de potencia o que los filtros de armónicas no están siendo sobrecargados por exceso de armónicas.
- 2) No esté ocurriendo resonancia en serie o en paralelo dañina.
- 3) Los niveles de armónicas en el PCC y en puntos de utilización no sean excesivos.

1.5.2 Desarrollo de los Límites de Corriente Armónica:

La distorsión armónica de voltaje en el sistema será una función del total de corriente armónica inyectada y la impedancia del sistema a la frecuencia de cada una de las armónicas. El total de la corriente armónica inyectada dependerá del número de consumidores individuales inyectando corrientes armónicas y del tamaño de cada consumidor. Por tal motivo, un enfoque razonable para limitar las corrientes armónicas de consumidores individuales es hacer que los límites dependan del tamaño del consumidor. Los consumidores más grandes tendrán límites más estrictos porque representan una mayor porción de la carga total del sistema.

El objetivo de los límites de corriente es limitar la máxima frecuencia armónica individual de voltaje a un 3% del fundamental y al THD del voltaje a un 5% para sistemas que no presenten una resonancia en paralelo significativa a una de las frecuencias armónicas inyectadas. Los límites de distorsión de voltaje se desarrollarán en la sección 1.5.5.

Los límites de distorsión de corriente desarrollados asumen que existirá cierta diversidad entre las corrientes armónicas inyectadas por los diferentes consumidores. Esta diversidad puede presentarse mediante la inyección de diferentes componentes armónicas, diferencias entre los ángulos de fase de las corrientes armónicas individuales o diferencias entre la inyección de armónicas en función de los perfiles de tiempo. En reconocimiento de esta diversidad, los límites de corrientes son desarrollados para que la máxima frecuencia de un voltaje armónico individual causado por un solo consumidor, no exceda los límites de la Tabla 1.4 para sistemas que puedan ser descritos por una impedancia de corto circuito.

Tabla 1.4 Base para los límites de corriente armónica (IEEE 519-1992).

SCR at PCC	Maximum Individual Frequency Voltage Harmonic (%)	Related Assumption
10	2.5–3.0%	Dedicated system
20	2.0–2.5%	1–2 large customers
50	1.0–1.5%	A few relatively large customers
100	0.5–1.0%	5–20 medium size customers
1000	0.05–0.10%	Many small customers

Si los consumidores individuales alcanzan los límites de distorsión de corriente, y no hay suficiente diversidad entre los consumidores individuales en las armónicas inyectadas, será necesario implementar algún tipo de filtro en el sistema del proveedor para limitar los niveles de distorsión del voltaje. Sin embargo, es más probable que los problemas de distorsión de voltaje sean provocados por la respuesta a las características de la frecuencia del sistema que provocan la magnificación de corriente armónica a una frecuencia armónica particular. El cambio de la impedancia del sistema en función de la frecuencia característica es resultado de la configuración física del sistema. Esta situación debe ser solucionada en el sistema del proveedor cambiando las ubicaciones de los capacitores o sus tamaños, o mediante el diseño de un filtro de armónicas.

1.5.3 Límites de Corriente Armónica:

Idealmente, las distorsiones armónicas provocadas por un consumidor individual deben ser limitadas a niveles aceptables en cualquier punto en el sistema; y el sistema completo debe ser operado sin distorsiones armónicas substanciales el cualquier lugar del sistema. Los límites de distorsión armónica recomendados a continuación determinan la distorsión de corriente permitida para un consumidor.

Las tablas 1.5, 1.6 y 1.7, muestran los límites de distorsión armónica permitidos en primera instancia para diferentes grupos de órdenes de armónicas ($h < 11$, $11 < h < 17$, etc.) y en segunda instancia para el TDD calculado de la sumatoria de todos los órdenes de armónicas, según los niveles obtenidos de la relación de corriente de corto circuito en función de la corriente de demanda máxima (I_{SC}/I_L). La tabla 1.5 es la tabla a utilizar en el país, ya que los voltajes de alimentación comúnmente empleados en El Salvador no superan los 69 kV.

Los límites provistos por las tablas 1.5 y 1.6 deben ser usados como valores de diseño de sistemas para el peor de los casos en condiciones de operación normal (condiciones con una duración mayor a una hora). Para periodos más cortos, durante arranques o en condicionales inusuales, los límites se pueden sobrepasar un 50%.

Tabla 1.5. Límites de distorsión de corriente para Sistemas de Distribución Generales de 120V a 69 000 V (IEEE 519-1992).

Maximum Harmonic Current Distortion in Percent of I_L						
Individual Harmonic Order (Odd Harmonics)						
I_{sc}/I_L	<11	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 23$	$23 \leq h < 35$	$35 \leq h$	TDD
<20*	4.0	2.0	1.5	0.6	0.3	5.0
20<50	7.0	3.5	2.5	1.0	0.5	8.0
50<100	10.0	4.5	4.0	1.5	0.7	12.0
100<1000	12.0	5.5	5.0	2.0	1.0	15.0
>1000	15.0	7.0	6.0	2.5	1.4	20.0

Even harmonics are limited to 25% of the odd harmonic limits above.

Current distortions that result in a dc offset, e.g., half-wave converters, are not allowed.

* All power generation equipment is limited to these values of current distortion, regardless of actual I_{sc}/I_L .

where
 I_{sc} = maximum short-circuit current at PCC.
 I_L = maximum demand load current (fundamental frequency component) at PCC.

Tabla 1.6. Límites de distorsión de corriente para Sistemas de Distribución Generales de 69 001 V a 161 000 V (IEEE 519-1992).

Maximum Harmonic Current Distortion in Percent of I_L						
Individual Harmonic Order (Odd Harmonics)						
I_{sc}/I_L	<11	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 23$	$23 \leq h < 35$	$35 \leq h$	TDD
<20*	2.0	1.0	0.75	0.3	0.15	2.5
20<50	3.5	1.75	1.25	0.5	0.25	4.0
50<100	5.0	2.25	2.0	0.75	0.35	6.0
100<1000	6.0	2.75	2.5	1.0	0.5	7.5
>1000	7.5	3.5	3.0	1.25	0.7	10.0

Even harmonics are limited to 25% of the odd harmonic limits above.

Current distortions that result in a dc offset, e.g., half-wave converters, are not allowed.

* All power generation equipment is limited to these values of current distortion, regardless of actual I_{sc}/I_L .

where
 I_{sc} = maximum short-circuit at PCC.
 I_L = maximum demand load current (fundamental frequency component) at PCC.

Tabla 1.7 Límites de distorsión de corriente para Sistemas de Distribución Generales mayores a 161 000 V (IEEE 519-1992).

Individual Harmonic Order (Odd Harmonics)						
I_{sc}/I_L	<11	11≤h<17	17≤h<23	23≤h<35	35≤h	THD
<50	2.0	1.0	0.75	0.3	0.15	2.5
≥50	3.0	1.5	1.15	0.45	0.22	3.75
Even harmonics are limited to 25% of the odd harmonic limits above.						
Current distortions that result in a dc offset, e.g., half-wave converters, are not allowed.						
* All power generation equipment is limited to these values of current distortion, regardless of actual I_{sc}/I_L .						
where I_{sc} = maximum short-circuit at PCC. I_L = maximum demand load current (fundamental frequency component) at PCC.						

Estas tablas se pueden aplicar para rectificadores de seis pulsos y para situaciones generales de distorsión. Sin embargo, cuando se utilizan transformadores de desfaseamiento o convertidores con números de pulsos (q) mayores de seis, los límites para los niveles de armónicos característicos deben incrementarse por un factor igual a:

$$\sqrt{\frac{q}{6}}$$

sabiendo que las amplitudes de los niveles de armónicas no características son menores al 25% de los límites especificados en las tablas.

1.5.4 Límites de distorsión de corriente para proveedores de electricidad.

Los límites de distorsiones a analizar en esta sección establecen la máxima distorsión del voltaje en el punto de unión común (PCC) entre el proveedor de servicio eléctrico y cada usuario final.

Si los límites son sobrepasados, se pueden tomar los siguientes pasos:

- 1) Realizar mediciones de armónicas en puntos seleccionados dentro del circuito de distribución eléctrica, incluyendo el PCC, en búsqueda de usuarios con convertidores operando con distorsiones de corriente sobre los límites establecidos en la sección anterior. Si se logran identificar, se le debe solicitar al usuario responsable de estas

distorsiones que mantenga las distorsiones armónicas dentro de los límites recomendados instalando filtros, reduciendo la generación de armónicas, o a través de otros medios.

2) Instalar filtros para controlar las armónicas.

3) Colocar un alimentador independiente. Este procedimiento es efectivo fortaleciendo la fuente y aislando los problemas de armónicas. Sin embargo, no siempre es factible económicamente.

Se debe recalcar la posibilidad de agregar nuevas cargas con convertidores a un circuito ya contaminado con armónicas hasta el límite recomendado, siempre y cuando se proporcionen simultáneamente filtros diseñados apropiadamente.

1.5.5 Límites de Distorsión de Voltaje:

Los límites recomendados por la IEEE 519-1992 se relacionan con el índice de distorsión armónica total (THD). La Tabla 1.8 establece los límites de distorsión de voltaje proporcionado por la compañía proveedora del servicio eléctrico. Establece tanto la máxima distorsión de voltaje por una armónica individual como para el THD, para diferentes rangos de voltaje presentes en el PCC.

Tabla 1.8 Límites de Distorsión de Voltaje (IEEE 519-1992).

Bus Voltage at PCC	Individual Voltage Distortion (%)	Total Voltage Distortion THD (%)
69 kV and below	3.0	5.0
69.001 kV through 161 kV	1.5	2.5
161.001 kV and above	1.0	1.5

NOTE — High-voltage systems can have up to 2.0% THD where the cause is an HVDC terminal that will attenuate by the time it is tapped for a user.

Los límites establecidos esta tabla deben ser utilizados como valores de diseño para el peor caso del sistema en operación normal (condiciones con una duración mayor a una hora).

1.5.6 Metodología para la Evaluación de Nuevas Fuentes Armónicas.

En general, se deben adoptar procedimientos de análisis de armónicas como parte del proceso de planificación del sistema. Este procedimiento debe ser empleado cuando se sabe de la existencia de grandes fuentes armónicas en el sistema o cuando se propone el uso disperso de generadores. En el futuro, el procedimiento de análisis armónico puede ser parte del proceso de diseño general debido al incremento en los niveles de generación armónico asociado a cargas normales del sistema.

1.5.7 Norma Técnica sobre Calidad de Voltaje de Suministro.

Básicamente para el caso salvadoreño, la entidad reguladora SIGET nos refiere fundamentalmente a la norma IEEE-519, podemos mencionar la norma 192-E-2004 en su artículo:

Límites admisibles

Art.45. La empresa, en su sistema de distribución, deberá limitar la distorsión armónica en los niveles de Media y Baja tensión de acuerdo a lo especificado en la Tabla N° 1.9 contenida en las presentes Normas.

Estos niveles de referencia para las armónicas de tensión en Baja Tensión, no deben ser superados durante más del cinco por ciento (5 %) del período de medición.

Tabla 1.9 - Límites de distorsión armónica en Media y Baja Tensión

Orden de la armónica (n)	Tasa de distorsión individual (TDI) %
(impares no múltiplos de 3)	
5	6,0
7	5,0
11	3,5
13	3,0
17	2,0
19	1,5
23	1,5
25	1,5
>25	$0,2+1,3 \times 25/n$
(impares múltiplos de 3)	
3	5,0
9	1,5
15	0,3
21	0,2
>21	0,2

Orden de la armónica (n)	Tasa de distorsión individual (TDI) %
(pares)	
2	2,0
4	1,0
6	0,5
8	0,5
10	0,5
12	0,2
>12	0,2
Tasa de distorsión Total	8

1.5.7.1 Incidencia del usuario en la calidad del producto

Nuevamente SIGET en su normativa 192-E-2004, menciona los siguientes artículos:

Art.49. La incidencia del usuario en la calidad del producto se medirá a través del Índice de Calidad de la Distorsión Armónica de Corriente de Carga y por Índice de Flicker Generado por el Usuario.

Una carga con características no lineales, se comporta como una fuente de corrientes armónicas. Las armónicas producidas por el usuario deberán medirse de acuerdo a los parámetros siguientes:

Índice de Calidad de la Distorsión Armónica de la Corriente de Carga. El índice está dado por la Distorsión Armónica de la Corriente de Carga medida en el punto de conexión.

a) Para tensiones mayores de 600 V y potencias de carga mayores de 10 kW, se utiliza:

$$DATI = \sqrt{\sum \frac{I_i^2}{I_1^2} x 100}$$

$$DAII = \frac{I_i}{I_1} x 100$$

Donde:

DATI: Distorsión Armónica Total de Corriente.

DAII: Distorsión Armónica Individual de Corriente.

I_i : Componente de la intensidad de corriente de la armónica de orden i .

I_1 : Componente de la intensidad de corriente de la frecuencia fundamental (60 Hz).

b) Para tensiones menores de 600V y potencias de carga menores de 10 kW, se utiliza:

$$\Delta I_i = (I_i \text{ carga} - I_i \text{ límite})$$

Donde:

I_i límite: límite de tolerancia establecida para la intensidad armónica.

Cuando un caso particular no cumpla con lo estipulado en los literales a) ó b), la condición predominante es la potencia.

Art.50. **Tolerancias para la Distorsión Armónica de la Corriente de Carga.** La distorsión armónica de tensión producida por una fuente de corriente armónica dependerá de la potencia del usuario, del nivel de tensión al cual se encuentra conectado, y del orden de la armónica, por lo

que en la Tabla 1.10 se establecen las tolerancias de corrientes armónicas individuales para distintos niveles de tensión, potencia máxima demandada y orden de armónica.

Tabla 1.10 - Límites de distorsión armónica de la corriente de carga en Media y Baja Tensión

ORDEN DE LA ARMONICA (n)	P ≤ 10 Kw V ≤ 600 V	P > 10 Kw 600 < V ≤ 115 kV
	INTENSIDAD ARMONICA MAXIMA (AMP)	DISTORSION ARMONICA INDIVIDUAL DE CORRIENTE DAI, EN %
IMPARES NO MULTIPLOS DE 3		
5	2,28	12,0
7	1,54	6,5
11	0,66	4,3
13	0,42	3,0
17	0,26	2,7
19	0,24	1,9
23	0,20	1,6
25	0,18	1,6
> 25	4,5/n	0,2+0,8*25/n
IMPARES MULTIPLOS DE 3		
3	4,60	16,6
9	0,80	2,2
15	0,30	0,6
21	0,21	0,4
>21	4,5/n	0,3
PARES		
2	2,16	10,0
4	0,86	2,5
6	0,60	1,0
8	0,46	0,8
10	0,37	0,8
12	0,31	0,4
>12	3,68/n	0,3
DISTORSION ARMONICA TOTAL DE CORRIENTE DATI, EN %	--	20

Art.51. Se considerará que la energía eléctrica es de mala calidad cuando en un lapso de tiempo mayor al cinco por ciento (5%) del empleado en las mediciones en el Período de Medición, se compruebe que la Distorsión Armónica de la Corriente de Carga ha excedido el rango de tolerancias establecidas.

1.6 ESTANDARES EUROPEOS

La IEC (International Electrotechnical Commission) y el CENELEC (Comité Europeo de Normalización Electrotécnica) han establecido normas que limitan perturbaciones de baja frecuencia en redes industriales y domésticas, como las normas IEC 61000 y EN 61000.

La IEC exige en su estándar IEC 61000-3-2 que los fabricantes limiten el consumo de armónicos de corriente de sus productos. Este estándar se aplica a todas las cargas monofásicas y trifásicas de menos de 16 A por fase. Los productos deben certificarse en laboratorios autorizados para asegurar que cumplen el IEC 61000-3-2, efectivo desde el 1 de enero del 2001.

Las numerosas diferencias existentes entre los sistemas eléctricos Europeo y estadounidense sugieren que en EEUU los límites armónicos tienen que ser diferentes a los establecidos en los estándares de la IEC. El sistema europeo no usa neutro en sistemas de distribución aéreos de media tensión, ni vaina para cables subterráneos, y sí usa transformadores delta wye para reducir la tensión a 400/230 V. Como consecuencia, es menos susceptible a los armónicos triples (3, 6, 9...) que el sistema estadounidense. El sistema europeo incluye una extensa distribución secundaria de 400/230 V, creando una mayor impedancia en la red de distribución que el sistema estadounidense. No obstante, este último posee una mayor impedancia del secundario por detrás del punto de conexión (PCC) debido al menor tamaño de los transformadores usados en la distribución.

En EEUU ya está vigente la normativa IEEE 519-1992 que limita la cantidad de corriente armónica inyectada a la red general, y responsabiliza al cliente por la misma. El estándar IEEE 519-1992 recomienda prácticas y requisitos para el control de armónicos tanto a nivel de usuario como de redes.

Por tal motivo, las especificaciones que se utilizaran deberán ser basadas en los estándares de los Estados Unidos de Norte América, ya que según la ley de El Salvador, estas son las pautas a seguir.

2. CAPITULO II

2.0 DISEÑO Y CONSTRUCCION DE UN FILTRO PASIVO

Existen distintos equipos utilizados para atenuar los efectos de las distorsiones armónicas.

Lo primero a estudiar y construir son los llamados reactores de línea.

Seguidamente se estudian y construyen los filtros de armónicas pasivos y dispositivos utilizados para mitigar la distorsión armónica presente en instalaciones con pequeñas cargas no lineales para cumplir con las especificaciones provistas en el estándar IEEE 519-1992.

2.1 DISEÑO DEL REACTOR DE LÍNEA

Los reactores de línea: Su función principal es reducir las corrientes armónicas, es el que se añade en serie a la carga no-lineal.

La reactancia inductiva de reactores de línea permiten que la corriente a 60Hz pase fácilmente a través de ellos, pero presenta una impedancia mayor para todas las frecuencias armónicas. De esta forma, las corrientes armónicas son atenuadas por la reactancia inductiva de la bobina.

Es importante notar que al considerar la impedancia de un reactor, es la impedancia efectiva la que trabaja, no la impedancia nominal. La impedancia efectiva se basa en la corriente fundamental que fluye y la inductancia del reactor.

El valor efectivo de la impedancia de entrada se puede aproximar a la bobina de choque siempre y cuando la reactancia del transformador y las de la líneas sean despreciables, y si no solo se suman a la de bobina de choque.

Para calcular la bobina de choque es necesario hacer una medición previa en el punto donde se va a colocar, para saber que armónica esta generando un porcentaje alto de distorsión.

Seguidamente se calcula el valor de la impedancia a partir de la distorsión que necesito atenuar, con este valor se lee la tabla 2.1 y se calcula el valor de la impedancia de entrada que se necesita. Se empieza por una impedancia mínima, por que si no, la carga manejada no puede trabajar, ya que la impedancia de línea esta absorbiendo mucha corriente.

Tabla 2.1 Porcentaje de armónicas vs. impedancia total de línea
Impedancia total de entrada.¹

Armónicas	3%	4%	5%	6%	7%	8%	9%	10%
5^a	40	34	32	30	28	26	24	23
7^a	16	13	12	11	10	9	8.3	7.5
11^a	7.3	6.3	5.8	5.2	5	4.3	4.2	4
13^a	4.9	4.2	3.9	3.6	3.3	3.15	3	2.8
17^a	3	2.4	2.2	2.1	0.9	0.7	0.5	0.4
19^a	2.2	2	0.8	0.7	0.4	0.3	0.25	0.2
% THID	44.13	37.31	34.96	32.65	30.35	28.04	25.92	24.68
Valor verdadero RMS	1.09	1.07	1.06	1.05	1.05	1.04	1.03	1.03

La Tabla 2.1 muestra la distorsión de corriente armónica esperada para un variador de frecuencia de seis pulsos, teniendo varias cantidades de reactancia total de entrada (impedancia inductiva). Cuando decimos total es porque a la bobina de choque se están sumando: la impedancia del transformador, la impedancia dc, y la impedancia de la línea y cualquier impedancia que quede en serie con la bobina de choque, esta sirve para equilibrar el valor de impedancia de entrada, por ejemplo si la impedancia de entrada está conformada por una fuente de impedancia (transformador), reactor de línea y/o una bobina de bloqueo DC. El porcentaje de THID para una impedancia del 8% refleja el desempeño típico de un variador de frecuencia cuando se utiliza una combinación de una impedancia de la bobina de bloqueo DC de un 3% y una impedancia del reactor de línea del 5%. Con lo que se puede observar el efecto sobre la distorsión de corriente

¹ MANANDES S.C.C.I. Manta- calle 10 y Av. 10 tel. 624078 fax 626652 email manandes@manta.ecua.net.ec
MTE CORPORATION

armónica del variador de seis pulsos con la simple suma de las impedancias. Los reactores son la solución más económica para reducir la distorsión de corriente armónica de entrada en un sistema. .

El valor efectivo de la impedancia valorada en % esta basada en las cargas actuales como se describe en la siguiente formula:

$$Z_{eff} = \frac{\sqrt{3} \times 2 \times \pi \times f \times L \times I_{act(1)}}{V_{L-L} - L} \times 100 \quad \text{Ec. (2.1)}$$

donde $I_{act(1)}$ es el valor de la corriente fundamental de la carga actual y V_{L-L} es el voltaje de línea a línea.

La impedancia efectiva del transformador como se ve desde las cargas no lineales se calcula como:

$$Z_{eff, x-mer} = Z_{x-mer} \times \frac{I_{act(1)}}{I_r} \quad \text{Ec. (2.2)}$$

donde $Z_{eff,x-mer}$ es el valor efectivo de la impedancia del transformador visto desde la carga no lineal; Z_{x-mer} es la impedancia de placa del transformador e I_r es el valor de placa de la corriente del transformador.

Teniendo el valor de la impedancia efectiva, con la ecuación 2.1 se calcula la inductancia.

Ejemplo:

$$Z_{eff} = 3\%$$

$$V_L - L = 208V$$

$$I = 0.6A$$

$$Z_{eff} = 3\% = \frac{\sqrt{3} \times 2 \times \pi \times f \times L \times I_{act}(1)}{V_L - L} \times 100 = \frac{\sqrt{3} \times 2 \times \pi \times 60 \times L \times 0.6}{208} \times 100$$

$$L = 16mH$$

Los reactores de línea aunque atenúan considerablemente la distorsión armónica presente en instalaciones, no alcanzan los niveles estipulados por la norma IEEE 519-1992. Por lo tanto, se requieren de filtros más específicos si se desea cumplir con tal norma. Así, los reactores de línea pueden ser utilizados como un complemento a tales filtros para limitar la distorsión armónica en puntos específicos de la instalación, minimizando las mismas en toda la red interna.

2.2 DISEÑO DE FILTRO PASIVO

Los filtros armónicos pasivos utilizan inductores y capacitores estáticos, no cambian sus valores de inductancia (henrios) y capacitancia (faradios), se diseñan para controlar armónicas específicas. Son llamados pasivos debido a que no responden a cambios en frecuencia.

Estos filtros van desde pequeños dispositivos de enchufar hasta dispositivos grandes cableados, a veces conectados directamente a los dispositivos que estén generando armónicas en la instalación.

Estos tipos de filtros absorben el choque eléctrico y trabajan bajo el principio que: los inductores y capacitores conectados juntos deben bloquear corrientes armónicas o drenarlas a

tierra.

Los filtros que cuentan con inductores y capacitores bloquean o atenúan ciertas frecuencias, debido a que un incremento en frecuencia aumenta la impedancia del inductor y disminuye la impedancia del capacitor. Hay muchos tipos de configuraciones para filtros de armónicas, los dos tipos básicos son: filtros en serie y en paralelo.

Estas configuraciones se explicaron en el capítulo anterior, la configuración más empleada es el filtro paralelo ya que tiene ventajas sobre los filtros serie explicados anteriormente.

Para tener un filtro paralelo solo se necesita tener un capacitor y un inductor en serie, y este arreglo, conectarlo en paralelo con la carga. Con valores de inductancia y capacitancia que alcance una sintonía máxima abajo de un 7% con respecto a la frecuencia de resonancia, esto se resuelve al conocer el valor del capacitor para luego contruir una bobina acorde a las exigencias.

Para diseñar un filtro es necesario conocer las cargas a manejar, los tipos de cargas que estarían presentes y a partir de esto empezar a diseñar su filtro, de acuerdo a los parámetros que se requieran, para su diseño se utiliza las ecuaciones que se muestra a continuación, las cuales se ilustrarán con el ckto de la figura 2.1.

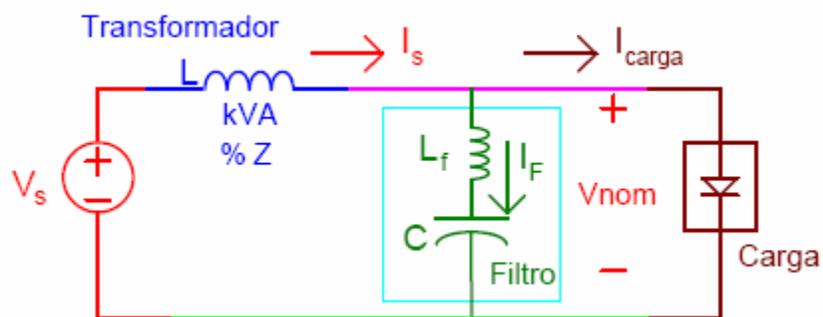


Figura 2.1 Diagrama eléctrico para un filtro monofásico

Cálculos para la corriente en el filtro:

hs =armónica de sintonización

h = armónica a eliminar

$$X_C = \frac{V_{cnominal}^2}{VA_{nominal}}$$

Ec.(2.3)

$$X_L = \frac{V_{cnominal}^2}{VA_{nominal} \times h_s^2}$$

Ec.(2.4)

$$X_T = \frac{V_T^2}{VA_T} \times \frac{\%Z}{100}$$

Ec.(2.5)

$$V_h = \left(\frac{\%THD_s}{100} \right) \times \left(\frac{V_{no\ min\ al}}{\sqrt{3}} \right)$$

Ec.(2.6)

$$I_{h(fuente)} = \left(\frac{V_h}{h(X_T + X_L) - \frac{X_C}{h}} \right)$$

Ec.(2.7)

$$I_{h(carga)} = \left(\frac{VA}{\sqrt{3}V_{no\ min\ al}} \right) \times \left(\frac{\%h}{100} \right)$$

Ec.(2.8)

$$I_1 = \frac{V_{\text{nominal}}}{\sqrt{3}(X_C - X_L)} \quad \text{Ec.(2.9)}$$

$$I_h = I_{h(\text{fuente})} + I_{h(\text{carga})} \quad \text{Ec.(2.10)}$$

$$I_r = \sqrt{I_h^2 + I_1^2} \quad \text{Ec.(2.11)}$$

Límites de acuerdo al “IEEE Standard for Power Capacitors”

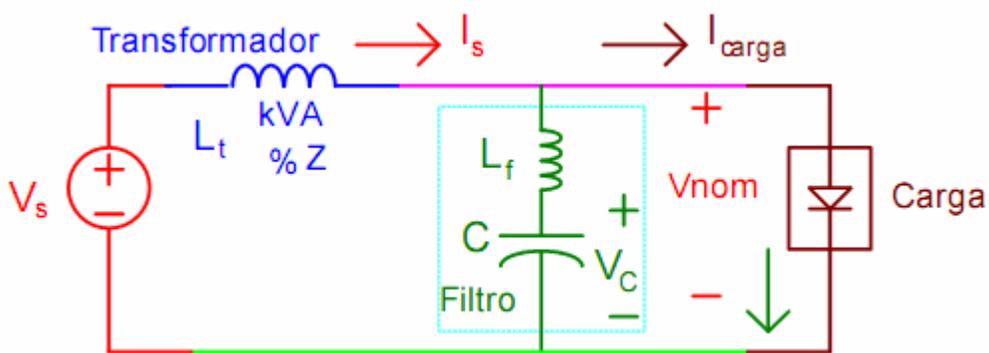


Figura 2.2 Diagrama eléctrico para la verificación de la norma IEEE STD 18-1980

$$V_1 = \sqrt{3} \times I_1 \times X_C \quad \text{Ec.(2.12)}$$

$$V_{h \text{ cap}} = \sqrt{3} \times I_h \times \frac{X_C}{h} \quad \text{Ec.(2.13)}$$

$$V_{\text{pico cap}} (pu) = \frac{V_1 + V_{h \text{ cap}}}{V_{\text{nominal cap}}} \leq 1.2 \quad \text{Ec.(2.14)}$$

$$\frac{V_C}{V_{no\ min\ al\ cap}} = \frac{\sqrt{V_l^2 + V_{h\ cap}^2}}{V_{no\ min\ al\ cap}} \leq 1.1 \quad \text{Ec.(2.15)}$$

$$\frac{I_F}{I_{no\ min\ al\ cap}} = \frac{I_F}{\frac{VA_{no\ min\ al}}{\sqrt{3}V_{no\ min\ al\ cap}}} \leq 1,8 \quad \text{Ec.(2.16)}$$

$$\frac{V_C}{V_{no\ min\ al\ cap}} \times \frac{I_F}{I_{no\ min\ al\ cap}} \leq 1.35 \quad \text{Ec.(2.17)}$$

Nota: si requiere detalles con valores no simbólicos, refiérase al software que se diseñó con este documento.

2.3 CONSTRUCCION DE LA BOBINA

2.3.1 Diseño:

Cuando se aplica una tensión a un arrollamiento, se induce una tensión, si en ese mismo arrollamiento participa un núcleo magnético donde se supone que el Φ varía sinusoidalmente, lo cual corresponde con bastante aproximación a la casi totalidad de las aplicaciones prácticas:

$$e = E_{max} \text{Sen}(wt) \quad \text{Voltios eficaces (tensión aplicada)} \quad \text{Ec. (2.18)}$$

$$e = -N \frac{d\Phi}{dt} \quad \text{Voltios y } \Phi \text{ en Weber (tensión inducida)} \quad \text{Ec. (2.19)}$$

$$e = -N \frac{d\Phi}{dt} 10^{-9} \quad \text{Voltios eficaces } \Phi \text{ en Maxwell = Gauss. cm}^2 \quad \text{Ec. (2.20)}$$

Φ es el flujo total

La ecuación de equilibrio entre tensión aplicada e inducida

$$e + e_i = 0 \quad \text{Ec. (2.21)}$$

$$N \frac{d\Phi}{dt} 10^{-9} = E_{max} \sin(\omega t) \quad \text{Ec. (2.22)}$$

$$d\Phi = \frac{E_{max}}{N} \sin(\omega t) dt 10^9$$

Integrando:

$$\Phi = \frac{10^9 E_{max}}{N\omega} \sin(\omega t - \frac{\pi}{2})$$

El valor máximo de Φ será:

$$\Phi_{max} = \frac{10^9 E_{max}}{N\omega} \quad (\text{Gauss.cm}) \quad \text{Ec. (2.23)}$$

Expresada la tensión en valor eficaz:

$$\frac{\Phi_{max}}{\sqrt{2}} = \frac{10^9 E_{max}}{N\omega} \quad (\text{Gauss.cm})$$

$$E = 4.44 \times f \times N \times \Phi 10^{-9} \quad \text{Voltios} \quad \text{Ec. (2.24)}$$

Aquí la expresión del flujo es independiente de las dimensiones y calidad del núcleo, siempre que la resistencia del bobinado sea tal que la caída de tensión que sobre ella se desarrolle, sea despreciable frente al valor de la tensión aplicada.

Las dimensiones y calidad del núcleo intervienen eso sí, en la determinación del valor de la corriente de excitación requerida para mantener el flujo magnético necesario.

Si se supone al flujo senoidal, la corriente de excitación en general no es senoidal, pero en la técnica se trata como si lo fuese. Las armónicas de la corriente de excitación, no contribuyen para nada en la potencia absorbida por el inductor, pero sí aumentan el valor eficaz de dicha corriente.

Por esta razón, la aproximación de suponerla senoidal esta ampliamente justificada, con excepción de algunos problemas específicos.

De esta manera la corriente de excitación tiene dos componentes:

I_m (corriente magnetizante), en fase con el flujo y en cuadratura con la tensión aplicada.

I_p (corriente de pérdidas), en fase con dicha tensión.

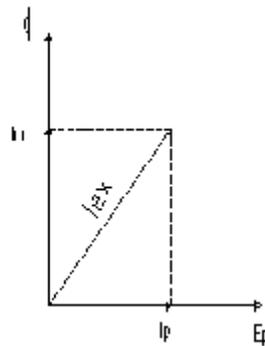


Figura 2.3 corriente de excitación

$$I_{ex} = I_m + I_p \quad \text{Ec. (2.25)}$$

$$\cos\theta = \frac{P_p}{E I_{ex}} \quad \text{Ec. (2.26)}$$

I_{ex} = corriente de excitación.

P_p = potencia debida a las pérdidas.

La corriente I_m esta vinculada a las demás magnitudes del circuito por medio de la relación

$$0,4 \pi N \cdot I = H \cdot l \quad (\text{Oesterd.cm}) \quad \text{Ec. (2.27)}$$

Analizando la expresión de la inductancia

$$L = \mu_r \mu_0 \frac{N^2 \Phi}{l} \quad \text{que proviene de } L = N \cdot \Phi / I$$

$$\Phi = B \cdot S$$

$$B = \mu \cdot H$$

$$H = N \cdot I / l$$

$$\mu = \mu_0 \mu_r$$

reemplazando

$$L = \mu_r \mu_0 N^2 I^2 S / l l \quad \text{Ec. (2.28)}$$

Se observa que el valor de la inductancia es directamente proporcional a la permeabilidad del material μ_r del núcleo, de lo que se desprende que utilizando núcleos de materiales magnéticos de alto valor de μ_r se pueden obtener altos valores de inductancias, con menor números de espiras, (menor caída ohmica), o menor sección, (menor costo y volumen), lográndose en consecuencia un óptimo diseño.

Además en estos casos, al ser μ_r grande, el flujo queda confinado en el material magnético y por consiguiente la dispersión es mucho menor que con núcleo de aire.

En contraposición a estas ventajas, estos inductores tienen inconvenientes tales como:

Pérdidas en el material del núcleo y la no constancia en el valor de la inductancia, ya que va a depender de la corriente circulante, como consecuencia de las características no lineales de magnetización, de los materiales magnéticos, etc.

Los materiales usados como núcleos son:

- * Hierro laminado (aleaciones Fe-Si; Fe-Ni, etc.).
- * Hierro pulverizado.
- * Cerámicas magnéticas (ferrites).

2.3.2 Desarrollo de construcción de inductores con núcleo de hierro sin circulación de cc.

Datos:

- 1) valor de la inductancia deseado L.
- 2) Tensión eficaz sobre el inductor E.
- 3) Frecuencia de trabajo.

4) Curva de magnetización B-H, del material del núcleo.

2.3.2.1 Planteamiento:

Una de las primeras etapas en el proyecto de un inductor, es la elección del circuito magnético, y por lo tanto de la laminación a emplear. Se parte de la base que se utilizan laminaciones comerciales. La elección de la laminación se basa en estimar, la sección de la rama central del circuito magnético, en base a la potencia a manejar, y considerando, en primera aproximación, a la sección cuadrada, se despeja el valor del ancho de la rama central de la laminación. Luego se elige una laminación cuya rama central tenga este valor.

2.3.2.2 Desarrollo

1) Determinación de la corriente circulante.

$$I = E/\omega \cdot L \quad \text{Ec. (2.29)}$$

2) Estimación de la sección de la rama central del circuito magnético.

Se parte de la expresión:

$$Sh = K \sqrt{VA} \quad \text{Ec. (2.30)}$$

Siendo K una constante que se elige entre 1 y 2. Cuando se quiere una buena regulación se toma 2, caso contrario 1 o valores intermedios.

$$VA = E_{ef} \cdot I_{ef} \text{ (potencia aparente)} \quad \text{Ec. (2.31)}$$

más sección de hierro significa menor número de vueltas y mejor regulación; al ser menor la resistencia del alambre.

3) Elección de la laminación.

Conociendo la sección del hierro, y suponiendo en una primera estimación que sea cuadrada.

$$Sh = 0,95 a^2 \quad \text{Ec. (2.32)}$$

0,95 factor de apilado que según la calidad de la laminación. podrá ser menor o mayor se obtiene el valor de a:

$$a = \sqrt{\frac{Sh}{0,95}}$$

Con el valor de a se puede elegir una laminación cuya rama central tenga este valor.

4) Adopción de un valor de B.

Se adopta un valor de inducción, lo más alto posible, pero en forma tal que no sature al material magnético.

5) Obtención del valor de H en el hierro, y de los (N.I)h.

Una vez fijado B, se busca el correspondiente valor de Hh en las curvas B-H del material magnético.

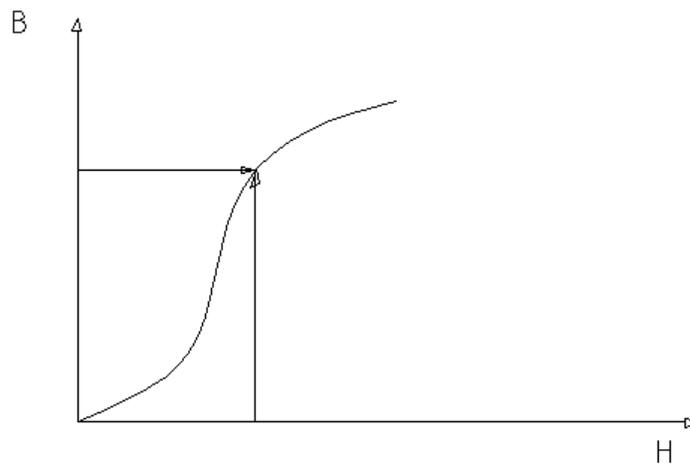


Figura 2.4 curva de material magnético

Con este valor de H, los (N.I)h se obtienen de la expresión siguiente.

$$(NI)_h = \frac{H_h \cdot l_h}{0.4\pi} \quad \text{Ec. (2.33)}$$

6) Obtención de los (N.I)j

Del gráfico correspondiente, pueden obtenerse los amperios-espiras necesarios para forzar el flujo a través de una junta y multiplicarlo por el número de juntas, se obtienen los (N.I)j.

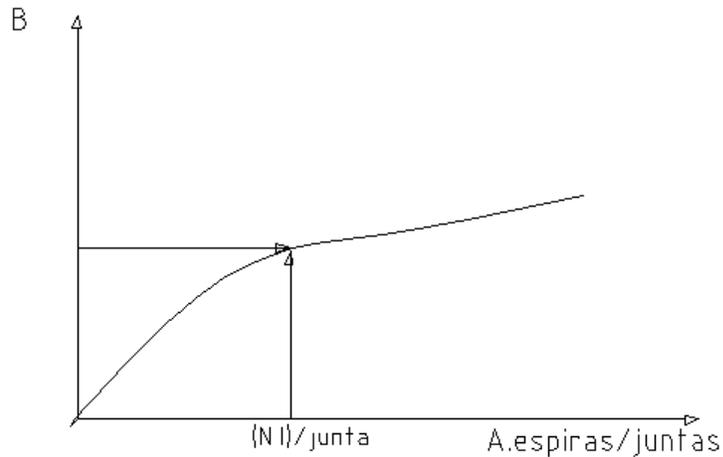


Figura 2.5 curva de entre hierro y material magnético

7) Obtención de N.

$$N = \frac{(W_2)_{\Delta T} (W_1) I}{I_{\text{steo}}} \quad \text{Ec. (2.34)}$$

8) Determinación de la sección del conductor y del diámetro del mismo.

Se adopta una densidad de corriente, en principio:

$$J = 2 \text{ Amp / mm}^2$$

y como se conoce la corriente circulante, se puede obtener la sección requerida del conductor:

$$S_c = I / J \quad \text{Ec. (2.35)}$$

9) Verificación de la sección de la ventana.

Si se multiplica a N por la sección del alambre se obtiene la sección del cobre que debe colocarse en la ventana. Este valor debe estar entre 0,3 y 0,4 (30 o 40 %) de la sección de la ventana. Si es mayor el número de espiras no cabe en la ventana y si es menor puede sobrar mucho espacio de ventana y el proyecto es antieconómico.

A esto se lo suele llamar verificación rápida, ya que se toma un margen de seguridad por el espacio que ocupa el carrete, aislamiento, etc.

Cuando se maneja baja tensión entre capa y capa de devanado el cobre puede ocupar más espacio de ventana que el 40%.

$$S_{Cu} = N \cdot S_c = 0,3 \text{ a } 0,4 \text{ ventana} \quad \text{Ec. (2.36)}$$

Para un cálculo más exacto, debe dibujarse la sección de la ventana a escala y en la misma ubicarse los conductores.

2.3.3 Construcción del inductor para tercera armónica

Para la construcción de la bobina se siguen los pasos anteriores 1,8

1. Determinación de la corriente circulante.

$$I = \frac{V}{2\pi \times f \times L} = \frac{40}{2\pi \times 60 \times 14,5mH} = 7,32Amp$$

2. Estimación de la sección de la rama central del circuito magnético.

$$S_h = K \sqrt{VA} = \sqrt{\left(\frac{40}{\sqrt{2}} \times \frac{7,32}{\sqrt{2}}\right)} = 12,1$$

3. Elección de la laminación.

Conociendo la sección del hierro, y suponiendo en una primera estimación que sea cuadrada.

$$a = \sqrt{\frac{S_h}{0,95}} = \sqrt{\frac{12,1}{0,95}} = 3,57cm$$

4. Adopción de un valor de B.

Se adopta un valor de inducción, lo más alto posible, pero en forma tal que no sature al material magnético.

$$B = 0,9$$

5. Obtención del valor de H en el hierro, y de los (N.I)h:

Una vez fijado B, se busca el correspondiente valor de Hh en las curvas B-H del material magnético.

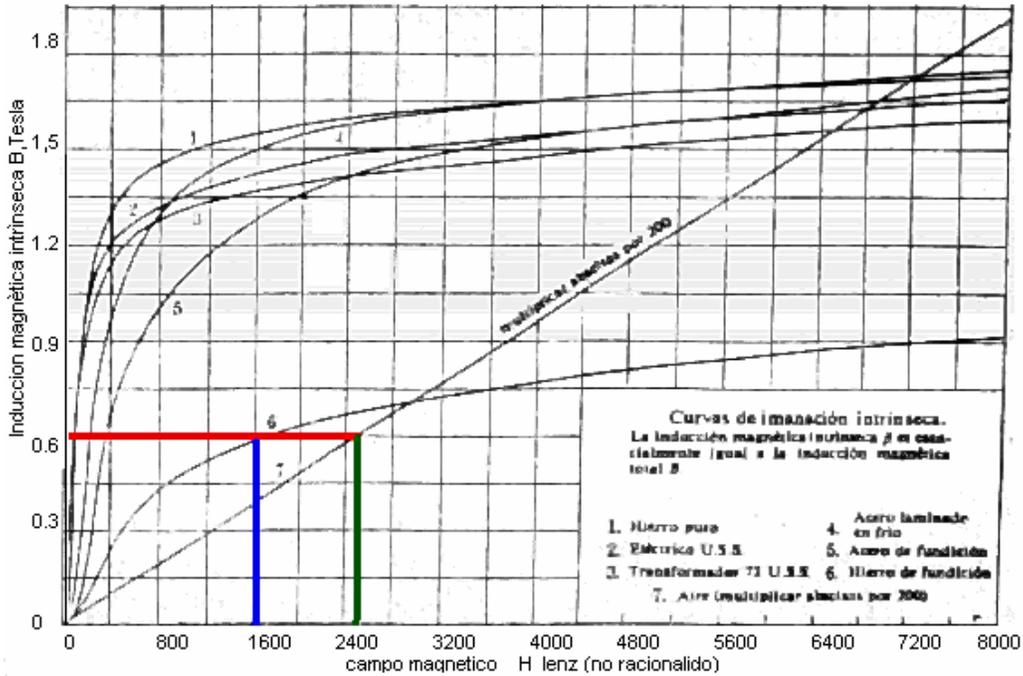


Figura 2.5 curva de imanación intrínsecaⁱⁱ

$$(NI)_h = \frac{H_h i_h}{0.4\pi} = \frac{1600 \times 0.052}{0.4\pi} = 66.2$$

6. Obtención de los (N.I)_j

Del gráfico correspondiente, pueden obtenerse los amperios-espiras necesarios para forzar el flujo a través de una junta y multiplicarlo por el número de juntas se obtienen los (N.I)_j.

ⁱⁱ <http://www.geocities.com/CapeCanaveral/2404/>
Escrito el 25 de junio de 1997

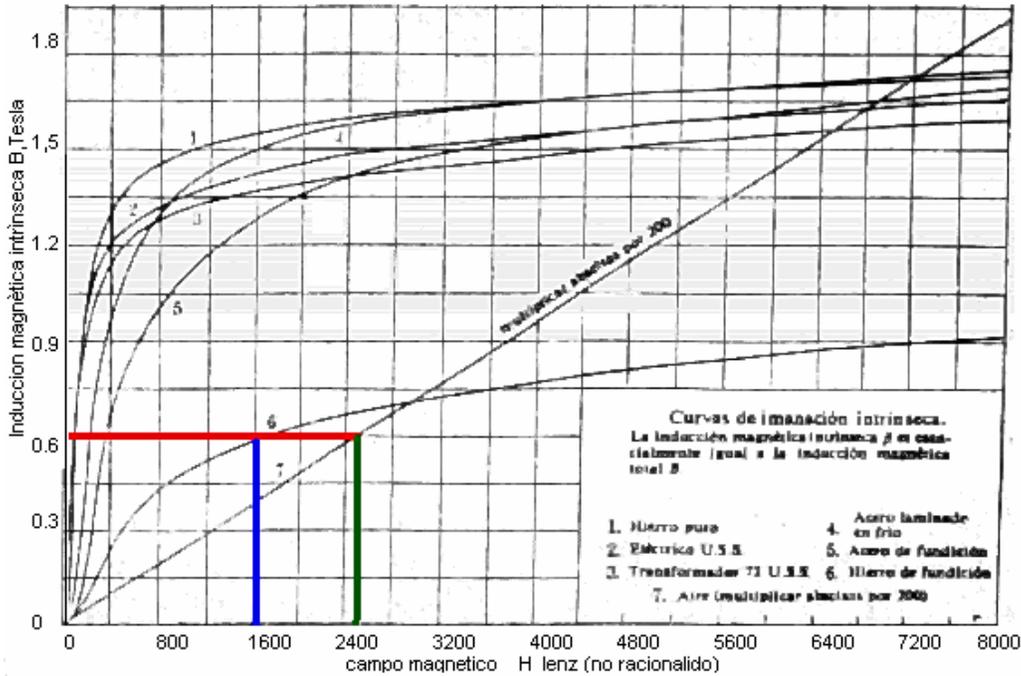


figura 2.6 curva de imanación intrínseca

$$(NI)_f = (Hg lg) = 2500 \times 200 \times 0.001 = 500 \text{ Amp} - \text{vuelas}$$

7. Obtención de N.

$$N = \frac{(NI)_h + (NI)_f}{l_{plco}} = \frac{500 + 66.2}{7.32} = 77.3 = 77$$

8. Determinación de la sección del conductor y del diámetro del mismo.

Se adopta una densidad de corriente, en principio:

$$J = 2 \text{ Amp} / \text{mm}^2$$

y como se conoce la corriente circulante, se puede obtener la sección requerida del conductor:

$$S_c = \frac{I}{J} = \frac{7.32}{\frac{2}{\text{mm}^2}} = 4 \text{ mm}^2$$

9. Verificación de la sección de la ventana

Si se multiplica a N por la sección del alambre se obtiene la sección del cobre que debe colocarse en la ventana. Este valor debe estar entre 0,3 y 0,4 (30 o 40 %) de la sección de la ventana

$$S_{Cu} = N \cdot S_c = 77 \times 4m = 0.30 \quad 0,3 \text{ a } 0,4 \text{ ventana}$$

Lo mismo se hace para se hace para cualquier valor de inductancia que se requiera en función del capacitor a utilizar

2.3.4 Construcción de bobina desarrollando otro método

2.3.4.1 Objetivo:

Es el diseño y la construcción del inductor. Teniendo una inductancia dada L , que lleva la corriente de peor caso I_{max} sin saturar, y que tiene una resistencia dada de embobinado de R o, equivalentemente, tiene pérdidas de peor caso de P_{cu} y para este caso la P_{cu} se define de la siguiente manera:

$$P_{cu} = I_{rms}^2 R \quad \text{Ec. (2.37)}$$

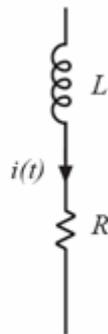


Figura 2.7 representación del inductor con la resistencia interna

Asumiendo la geometría del inductor del filtro

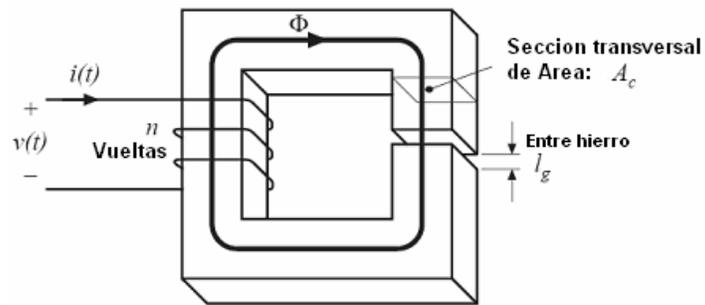


Figura 2.8 ckto. magnético

$$R_c = \frac{l_g}{\mu_0 \mu_r A_c} \quad \text{Ec. (2.38)}$$

$$R_g = \frac{l_g}{\mu_0 A_g} \quad \text{Ec. (2.39)}$$

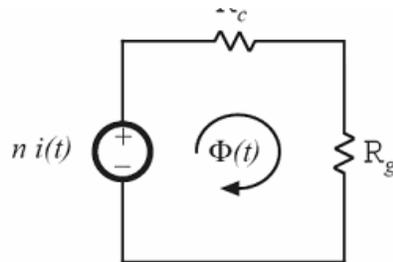


Figura 2.9 representación del ckto. magnético

Solucionando el circuito magnético:

$$nI = \Phi(R_g + R_c) \quad \text{Ec.(2.40)}$$

$$\text{Para } R_c \gg R_g \quad nI = \Phi(R_c) \quad \text{Ec.(2.41)}$$

2.3.4.2 Restricción 1: La densidad de flujo máxima

Dada una corriente máxima de embobinado de I_{max} , se desea manejar la densidad de flujo en el núcleo en un valor máximo B_{max} . El valor de B_{max} está seleccionado para estar abajo de la peor densidad de flujo de saturación del núcleo.

De la solución del circuito magnético:

$$nI = BA_c R_g \quad \text{Ec(2.42)}$$

Vamos a asumir $I=I_{max}$ y $\beta=\beta_{max}$

$$nI_{max} = \beta_{max} A_c R_g = \beta_{max} \frac{l_g}{\mu_0} \quad \text{Ec(2.43)}$$

Esta es la restricción 1. La proporción de vueltas n y el largo del entre hierro l_g son desconocidos.

2.3.4.3 Restricción 2: La inductancia

Se debe obtener un valor especificado L de inductancia. Se sabe que la inductancia es

$$L = \frac{n^2}{\bar{A}_g} = \frac{\mu_r A_c n^2}{l_g} \quad \text{Ec. (2.44)}$$

Esta es la restricción 2. La proporción de vueltas n , área del núcleo A_c , y el largo del entre hierro l_g son desconocidos.

2.3.4.4 Restricción 3: Área de la ventana:

El alambre debe calzar en la ventana del núcleo.

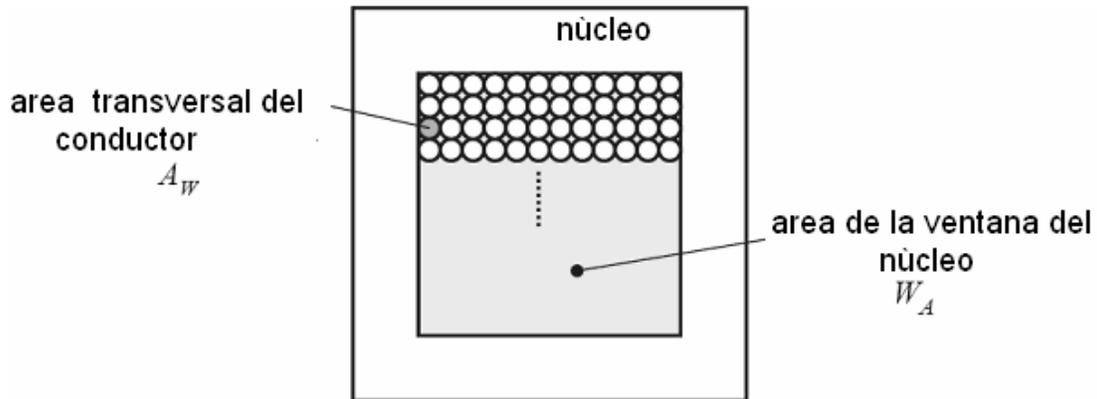


Figura 2.8 ventana del núcleo

$$\text{Área total del conductor en la ventana} = nA_w \quad \text{Ec.(2.45)}$$

$$\text{Área disponible para el bobinado del conductor} = K_u W_A \quad \text{Ec.(2.46)}$$

$$\text{Tercera restricción del diseño: } K_u W_A \geq nA_w \quad \text{Ec.(2.47)}$$

El factor de utilización de la ventana K_u también llamado “factor de llenado”

K_u es la fracción del área de la ventana del núcleo que está lleno por cobre.

Los mecanismos que causan que K_u este a menos de 1:

El arrollamiento del conductor no empaqueta perfectamente, lo cual reduce a K_u por un factor de 0.7 para 0.55, dependiendo de la técnica de embobinado.

El aislamiento reduce a K_u por un factor de 0.95 para 0.65, dependiendo del tipo y tamaño del aislador del conductor.

Si la bobina usa algún área de la ventana.

Aislador adicional puede ser requerido entre embobinados.

Los valores típicos de K_u :

0.5 para inductor de bajo voltaje simple

0.25 a 0.3 para transformador fuera de línea

0.05 a 0.2 para transformador de alto voltaje (kV múltiple)

0.65 para inductor que bobina hoja fina metálica de bajo voltaje

2.3.4.5 Restricción 4: Resistencia del embobinado

La resistencia del embobinado es

$$R = \rho \frac{l_b}{A_{WF}} \quad \text{Ec.(2.48)}$$

Donde ρ es la resistividad del material conductor, l_b es el largo del alambre, y A_{WF} es el área del conductor. La resistividad de cobre a la temperatura ambiente es 1.724×10^{-6} - cm. El largo del alambre comprendido por una n vuelta del embobinado puede ser expresado como:

$$l_b = n(MLT) \quad \text{Ec.(2.49)}$$

Donde (MLT) es el largo medio de la vuelta del embobinado. El tamaño medio-por-vuelta es una función de la geometría del núcleo. Las ecuaciones citadas anteriormente pueden estar combinadas para obtener la cuarta restricción:

$$R = \rho \frac{n(MLT)}{A_{WF}} \quad \text{Ec. (2.50)}$$

2.3.4.6 La constante geométrica del núcleo K_g :

Cuatro restricciones:

Estas son definidas por las ecuaciones 2.43, 2.44, 2.47,2.50.

Estas ecuaciones involucran las cantidades :

A_c , W_A , y MLT : Las cuales son funciones geometría del núcleo.

I_{max} , B_{max} , μ_o , L , K_u , R , y ρ : Las cuales son especificaciones dadas u otras cantidades conocidas.

n , I_g , y A_w : Las cuales son desconocidas .

Entonces debemos eliminar las 3 desconocidas dejando una simple ecuación, involucrando las incógnitas restantes.

Eliminacion de n , I_g y A_w dejando:

$$\frac{A_c^2}{MLT} = \frac{R^2 I_{max}^2}{B_{max}^2 R^2 \mu_o} \tag{Ec.(2.51)}$$

Lado derecho: Especificaciones u otras cantidades conocidas

Lado izquierdo: Funciones exclusivas de geometría del núcleo.

Así de esta manera se escoge un núcleo cuya geometría satisfaga la ecuación 2.51

La constante geométrica del núcleo K_g es definida como:

$$K_g = \frac{A_c^2}{MLT} \tag{Ec. (2.51)}$$

Análisis:

$$K_g = \frac{A_c^2}{MLT} = \frac{R^2 I_{max}^2}{B_{max}^2 R^2 \mu_o} \tag{Ec. (2.52)}$$

K_g es una figura de merito que describe el tamaño eléctrico efectivo de un núcleo magnético, en aplicaciones donde las siguientes cantidades son especificadas:

- Perdidas del cobre
- Densidad de flujo máxima

Como las especificaciones afectan el tamaño de núcleo, entonces un núcleo más pequeño puede ser usado incrementando:

- β_{max} : usando materiales en el núcleo que dan un alto β_{sat}
- R: permitiendo mayores perdidas en el cobre

Como la geometría del núcleo afecta las capacidades eléctricas, entonces un K_g más grande puede ser obtenido por el incremento de:

- A_c : más hierro en el núcleo
- A_w : una ventana mas grande y mas cobre.

Procedimiento paso a paso:

Las siguientes cantidades son especificadas, usando las unidades mostradas:

Resistividad del conductor	ρ	(Ω -cm)
Corriente de embobinado máxima....	I_{max}	(A)
Inductancia.....	L	(H)
Resistencia del embobinado.....	R	(Ω)
Factor de llenado del embobinado.....	K_u	
Densidad de flujo máximo del núcleo.....	B_{max}	(T)

Las dimensiones del núcleo están expresadas en centímetros:

Área de la sección transversal del núcleo..... A_c (cm²)

Área de la ventana del núcleo..... W_A (cm²)

Largo medio por vuelta MLT (cm)

El uso de centímetros es preferido al de los metros porque se requiere factores apropiados para sumarse en el diseño de las ecuaciones.

Determinando el tamaño del núcleo con la ecuación 2.52:

$$K_G = \frac{AA_c^2}{MLT} \geq \frac{\beta_{max}^2 I_{max}^2}{\beta_{max}^2 \beta_{cu}^2} 10^8 [\text{cm}^6]$$

Se escoge un núcleo lo suficientemente grande para satisfacer esta desigualdad.

Determinar el largo del entre hierro:

$$l_g = \frac{\beta_{max}^2 I_{max}^2}{\beta_{max}^2 A_c} 10^8 [m] \tag{Ec.(2.53)}$$

Con A_c expresada en cm. al cuadrado $\mu_0 = 4\pi 10^{-7} \left| \frac{H}{m} \right|$

El largo del entre hierro estará expresado en metros. Este valor es aproximado, ya que desprecia el flujo que no está confinado completamente al núcleo y a otras no linealidades.

Determinando el número de vueltas n:

$$n = \frac{L I^2}{\beta_{\max} A_C} 10^4 \quad \text{Ec. (2.54)}$$

Evaluar el tamaño del conductor:

$$A_W \leq \frac{E W A}{n} \quad \text{Ec.(2.55)}$$

Se selecciona un tamaño de conductor con sección transversal de cobre (desnuda), menor o igual a ese valor. Como otro examen, verificar la resistencia del embobinado, por medio de la ecuación:

$$R = \frac{\rho n (MLT)}{A_W} \Omega \quad \text{Ec. (2.56)}$$

Realización práctica:

Se utilizó un núcleo con las siguientes características:

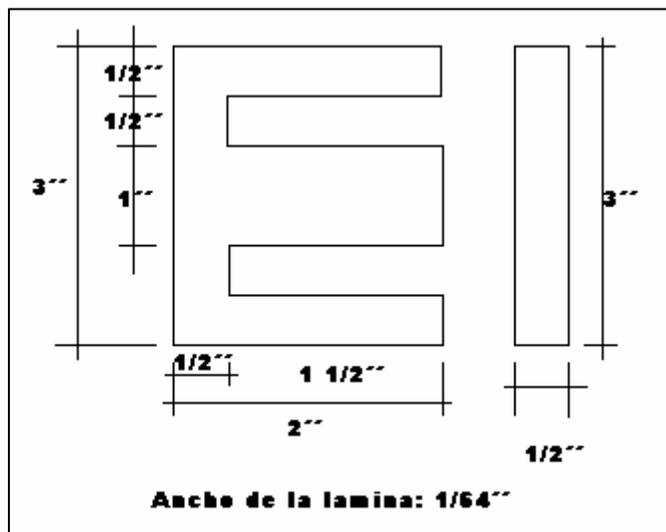


Figura 2.9 Longitudes del núcleo

$$L = \frac{\Phi}{I_p} = \frac{\mu_0 \mu_r n^2}{l_p}$$

Ec. (2.57)

Tabla 2.2 características del inductor a implementar

CANTIDADES ESPECIFICAS:		
Resistividad del cobre (ρ):	1,7240E-06	(Ω -cm.)
Corriente de embobinado Máxima (I_{max}):	3	Amperios (A)
Inductancia (L):	0,01600	Henrios (H)
Resistencia del embobinado (R):	0.5	Ohm (Ω)
Factor de relleno del embobinado (K_u):	0,5	
Densidad de flujo máxima en el núcleo (B_{max}):	1	Tesla (T)
Permeabilidad (μ_0)	1,25664E-06	H/m

Tabla 2.3 características del núcleo utilizar

DIMENSIONES DEL NUCLEO:		
Numero de laminas a utilizar:	100	
Ancho de lamina:	0,0396875	cm.
Sección transversal del núcleo (A_c):	5,0403125	cm ²
Sección libre del núcleo (W_a):	4,8387	cm ²
Largo medio por vuelta (MLT):	11,96946801	cm.

Tabla 2.4 características del conductor a utilizar

DIMENSIONES DEL CONDUCTOR	
Calibre AWG:	16

Área del conductor (A_w) (1):	0,0131	cm ²
Número de vueltas seleccionadas:	100	
Evaluación de calibre (2):	0,0241935	cm ²

Si el resultado de (1) es \leq (2) entonces los datos seleccionados son correctos

Si el resultado de (1) es \geq (2) se debe de buscar otra selección

Tabla 2.5 valores obtenidos

Valor de L (mH)	lg (mt)	n (vueltas)
16,00	8,98E-05	47,62

En la práctica se realizaron 100 vueltas (con una derivación a las 75 vueltas) y un entre-hierro variable; esto nos da como resultado un valor de 16.84 mH.

En las figuras 2.10 a la 2.15 se muestra parte de los materiales que se utilizaron para llevar a cabo la bobina.



Figura 2.10

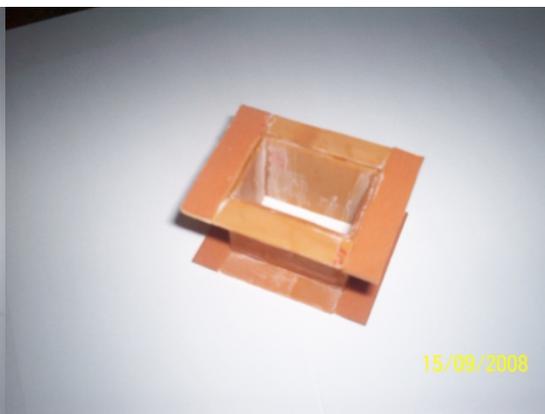


Figura 2.11

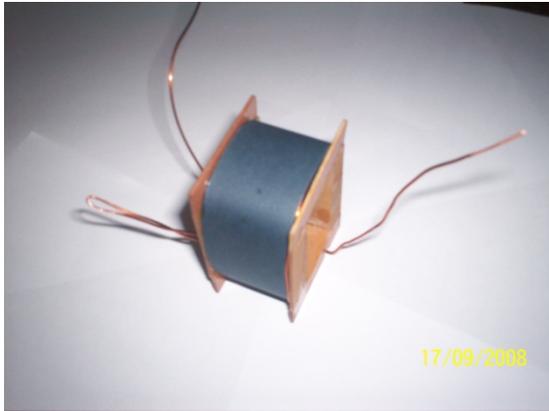


Figura 2.12

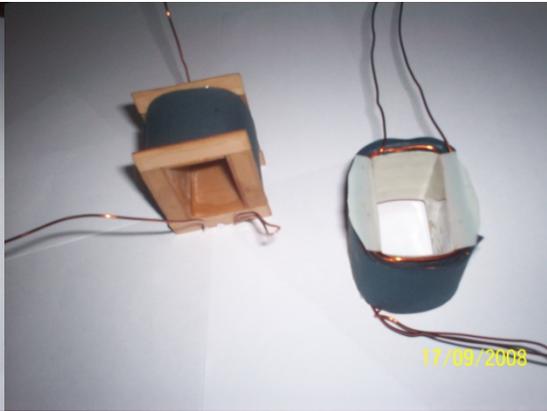


Figura 2.13



Figura 2.14



Figura 2.15

En la fabricación de bobinas existen elementos que influyen en el valor de inductividad final, no mencionados en las fórmulas, y que alteran el resultado sensiblemente, como pueden ser, diámetro y material del alambre usado, inductancias parásitas, información errónea sobre permeabilidad del núcleo, inferencias con otras bobinas o cuerpos metálicos una vez montadas, etc. Esto hace que en la obtención de una inductancia deseada influya también una buena dosis de práctica.

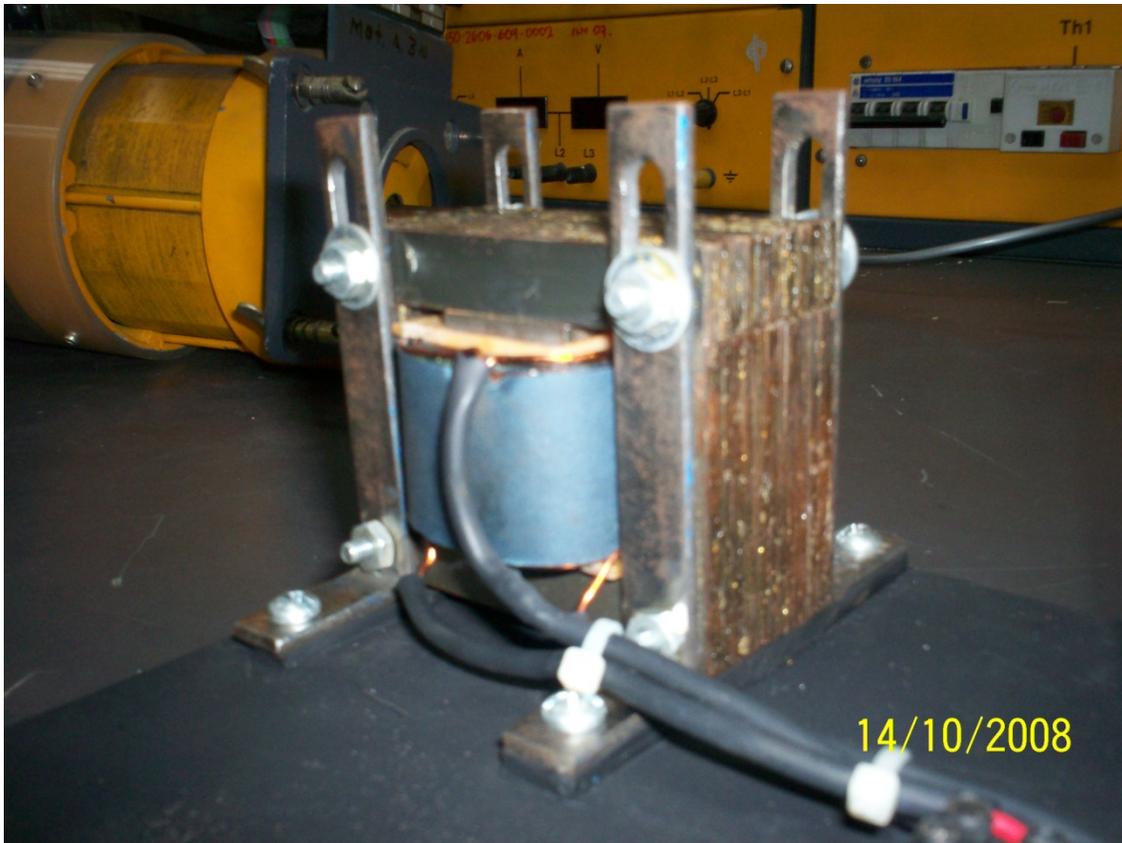


Figura 2.15 inductor construido

2.4 CONTRUCCION DE FILTROS

2.4.1 Filtro monofásico

La construcción del filtro monofásico pasivo analógico, que mostramos su esquema en la figura 2.16, este esta construido para manejar cargas pequeñas, para nuestro caso utilizamos una carga de un amperio.

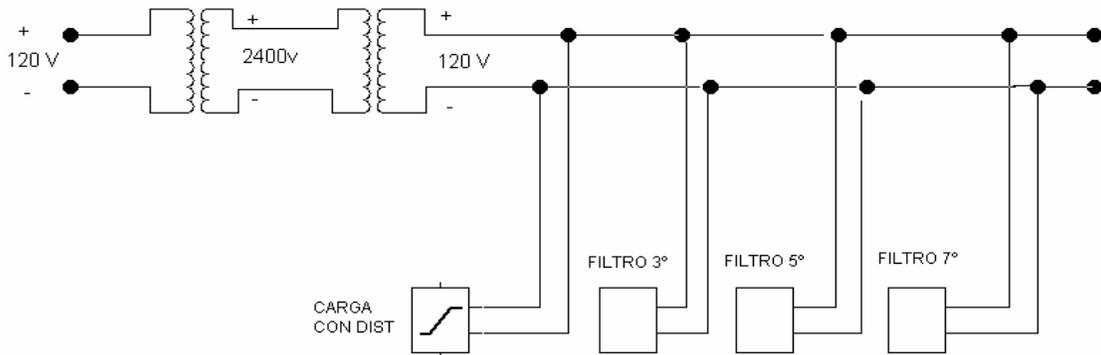


Figura 2.16 filtro monofásico con un transformador de aislamiento como bobina de choque

Como se puede observar en el sistema mostrado se utiliza dos transformadores para aislar la carga, que sirve como bobina de choque (figura 2.17) y así no tener problemas con cargas adicionales que puedan estar generando más armónicas, ya que podrían distorsionar la señal aun más.

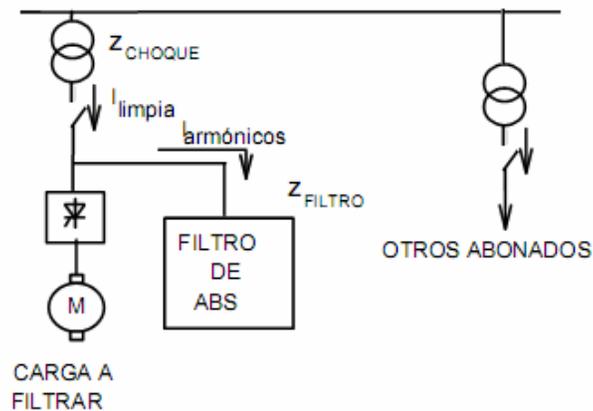


Figura 2.17 Filtro de absorción separado del resto de cargas por un transformador

2.4.1.1 Evaluación del filtro

La evaluación del filtro se realizó en dos etapas, la primera consistió en la simulación por computadora del circuito propuesto, la simulación se realizó utilizando el paquete llamado ATP,

que es un paquete de simulación de muy buen nivel, por que es el se utiliza a nivel internacional, para mayor detalles de las simulaciones vea el capitulo tres.

Las simulaciones nos fueron de gran ayuda para poder implementar el filtro que se mostró en la figura 2.16 y obtener los resultados que se mostraran en las figuras 2.18 a 2.25.

Observemos una medición realizada con el fluke 432 en el sistema mostrado en la figura 2.16, esta grafica corresponde a la corriente de carga antes de que funcionen los filtros de absorción, la cual muestra una la gráfica de corriente distorsionada:

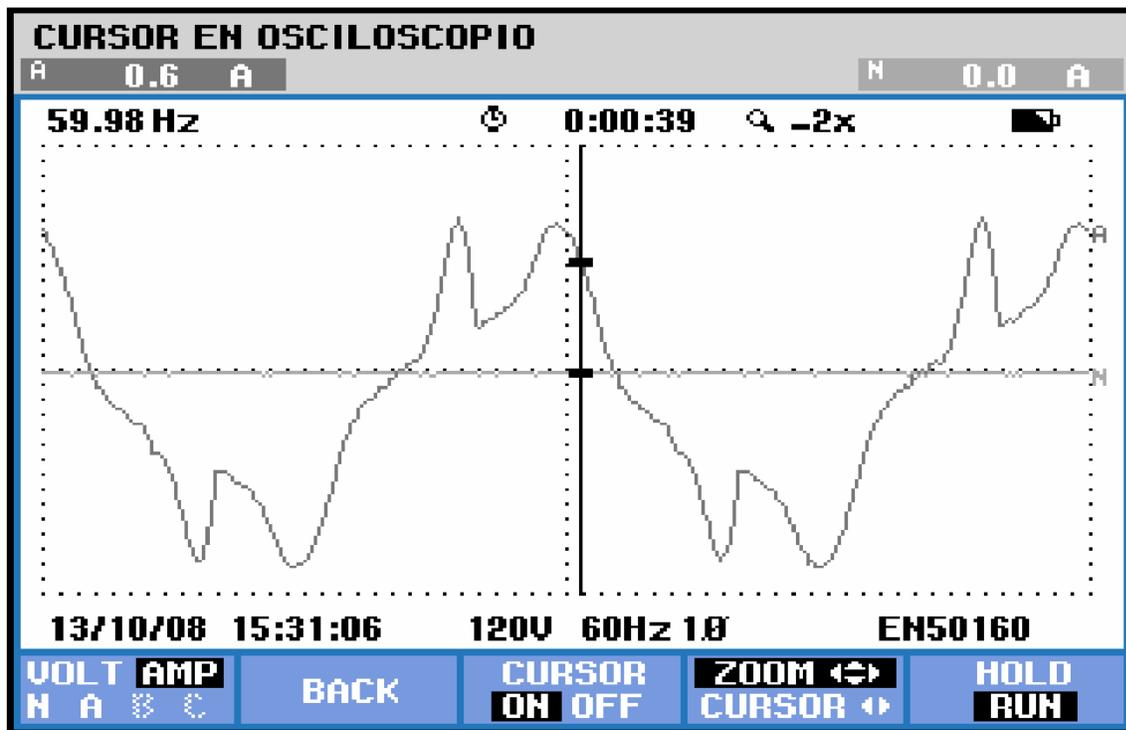


Figura 2.18 Grafica de corriente sin filtro

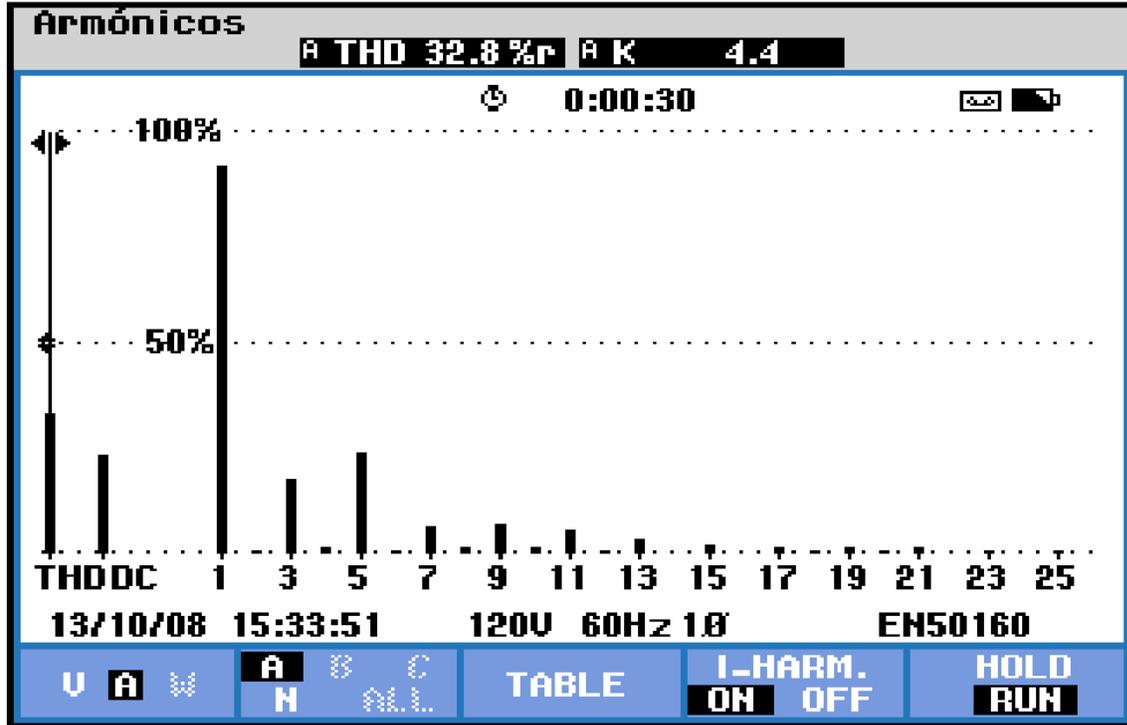


Figura 2.19 Grafica de armónicos sin filtros

A medida que permitimos que los filtros trabajen, la distorsión va disminuyendo, observemos la grafica presentada a continuación: por ejemplo cuando trabaja el filtro para la 3ª armónica la señal se vuelve mas sinodal y la distorsión baja un 46.6%

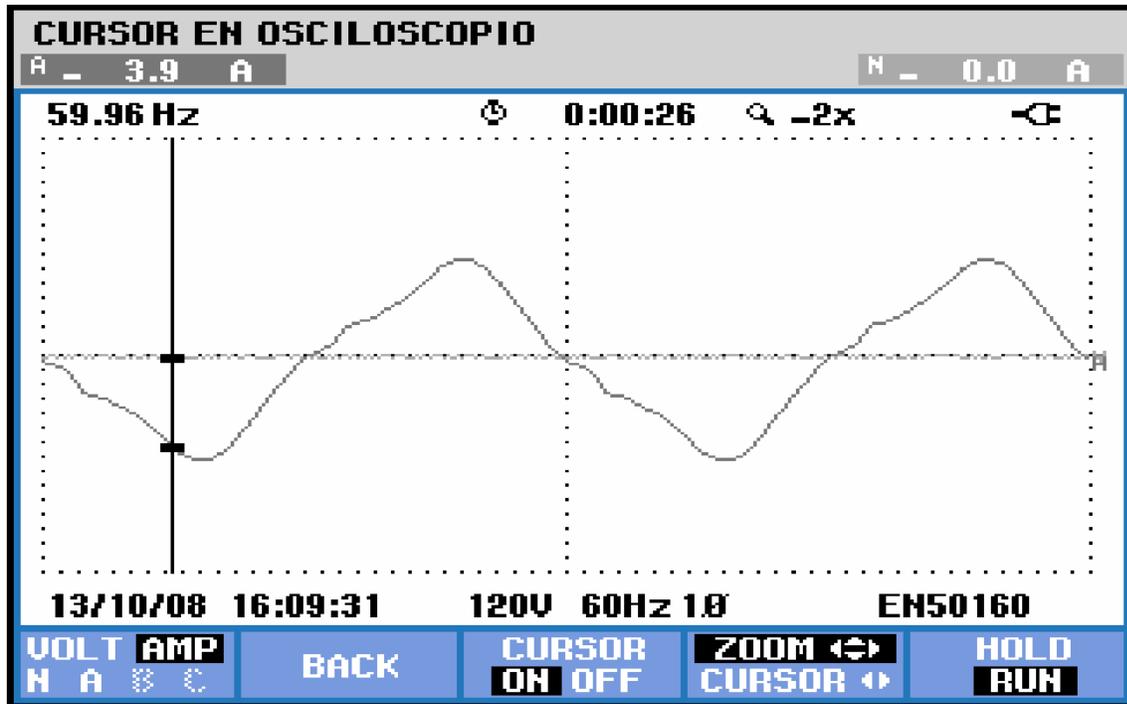


Figura 2.20 Grafica de corriente con filtro de tercer armónico

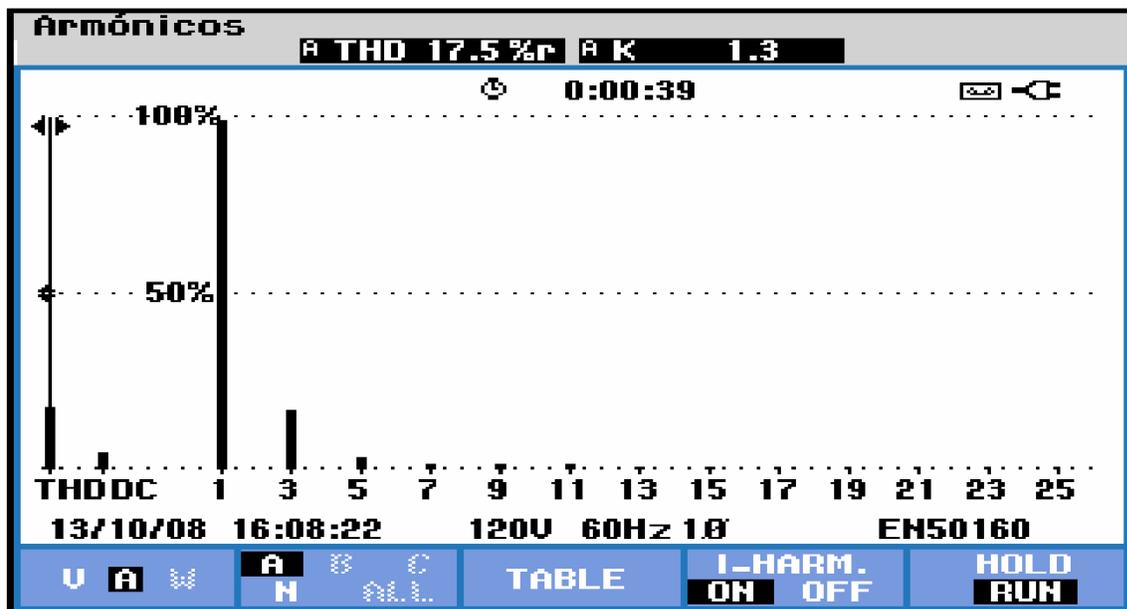


Figura 2.21 Grafica de armónicos con filtro de tercer armónico

Ahora observemos el efecto de los filtros para la 3ª y 5ª armónica; la señal se vuelve más sinusoidal y la distorsión baja un 79.8% como se muestra a continuación:

Si hacemos que trabajen en conjunto todos los módulos, la distorsión disminuye aún más, por ejemplo cuando entra a trabajar el filtro para la 3^a, 5^a y 7^a armónica, la señal se vuelve mas senoidal y la distorsión baja en un 82.3% como se muestra a continuación:

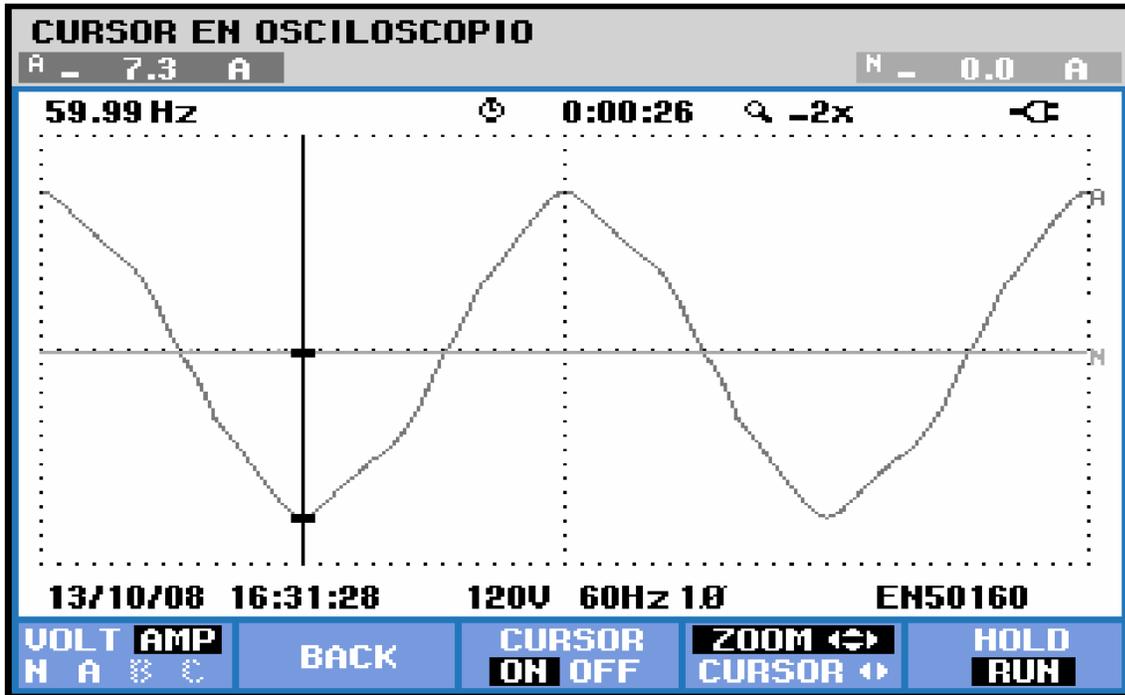


Figura 2.24 Grafica de corriente con filtro de tercer, quinto y séptimo armónico

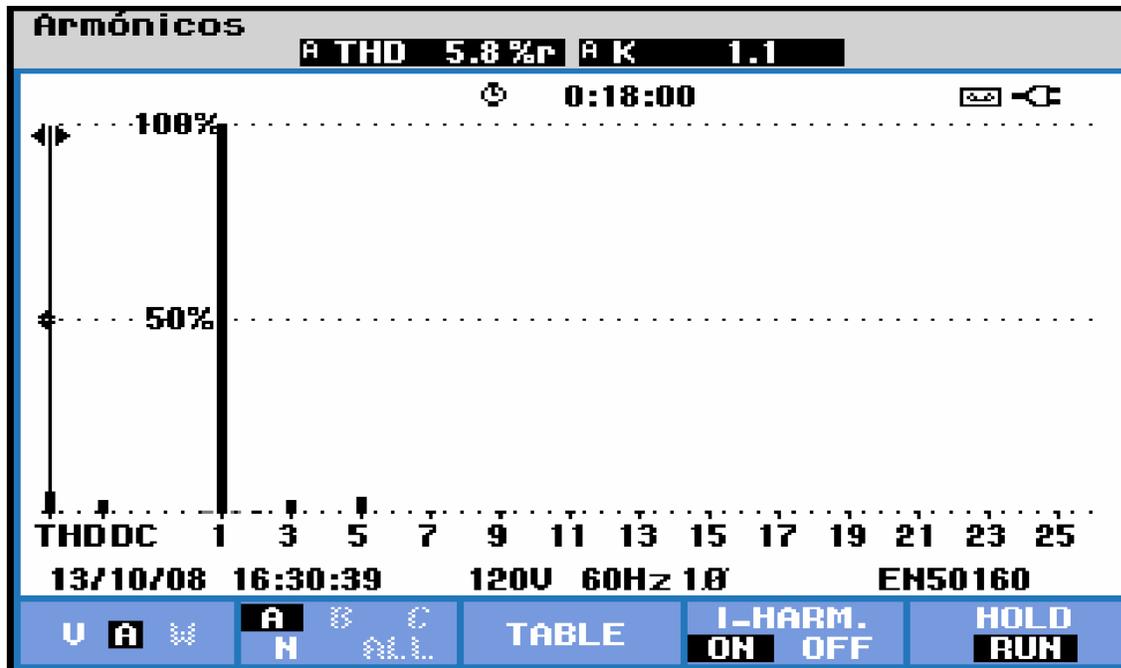


Figura 2.25 Grafica de armónicos con filtro de tercer, quinto y séptimo armónico

Estos parámetros de porcentaje que han disminuido, se calcularon tomando como base 32.8% como un 100% y a partir de eso observar los porcentajes que han disminuido.

2.4.2 Filtro trifásico

La construcción del filtro trifásico pasivo se realizó de una forma equivalente al monofásico, solo que para las bobinas de choque no se utilizaron transformadores, ya que estas fueron construidas. El esquema general se muestra en la figura 2.26.

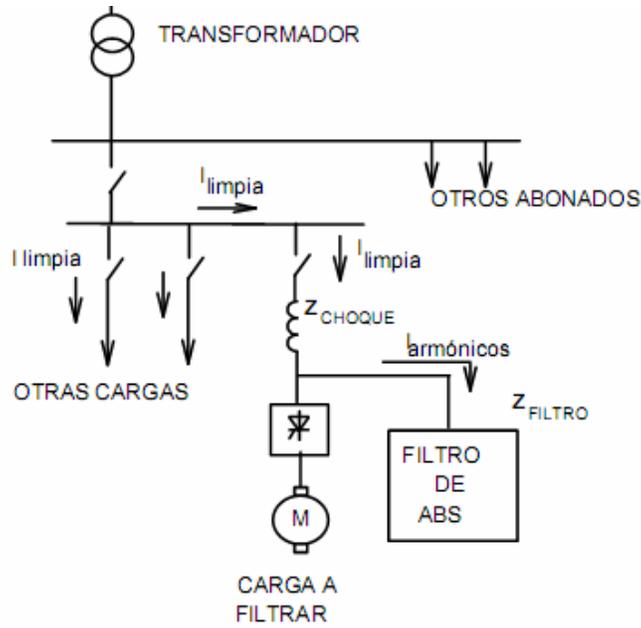


Figura 2.26 Filtro de absorción separado del resto de cargas por una reactancia de choque

2.4.2.1 Sistema implementado

El sistema que se construyó para llevar a cabo algunas prácticas para laboratorio, se muestra en la figura 2.27 y 2.28.

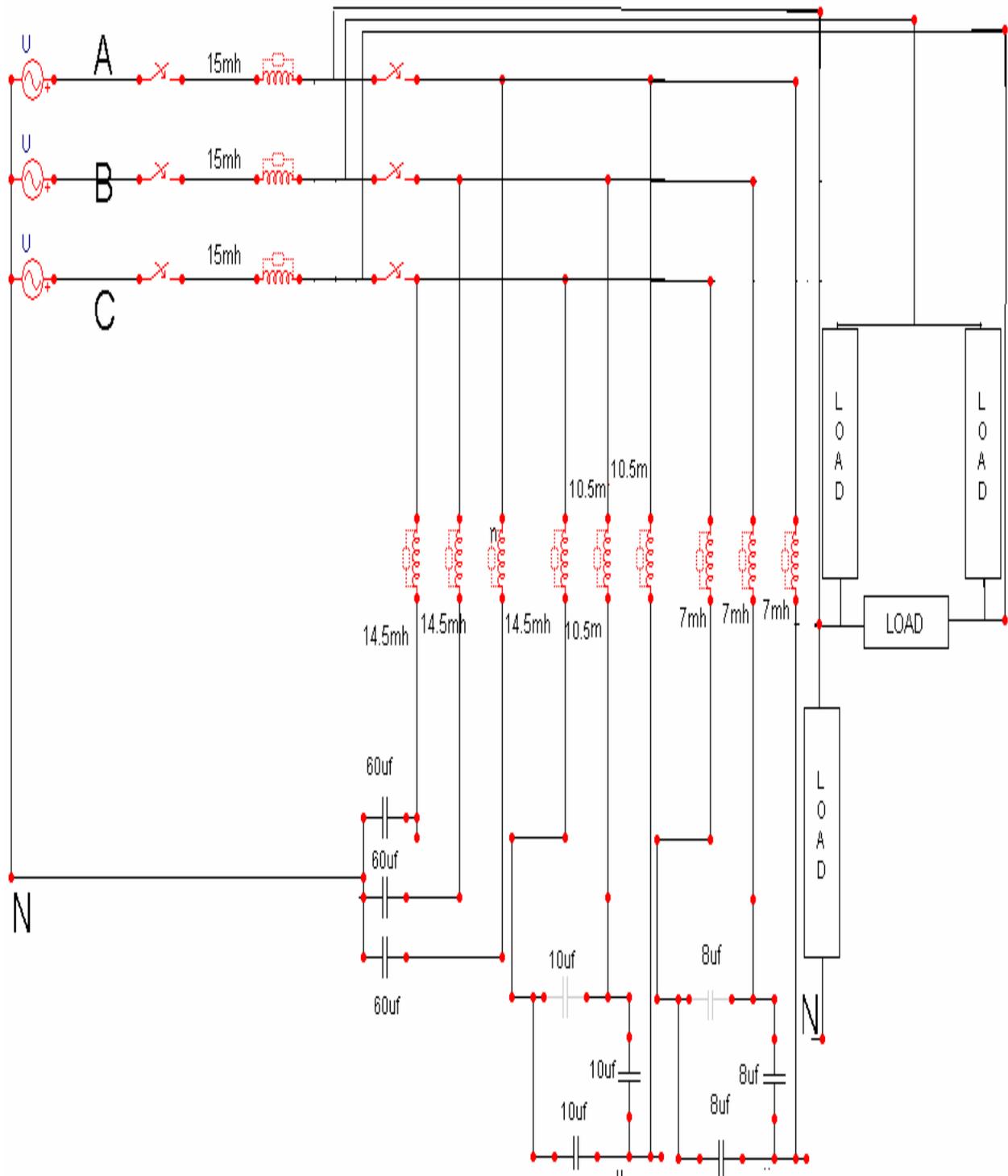


Figura 2.27 Diagrama eléctrico

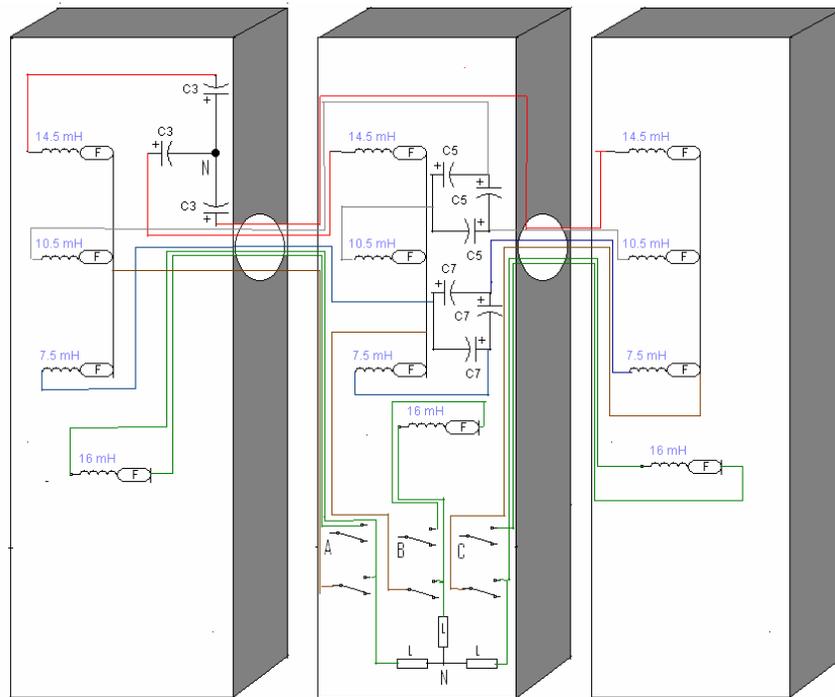


Figura 2.28 Diagrama esquemático del filtro trifásico

Además se implemento un circuito RC para la descarga de capacitores ya que es necesaria una protección de las personas, esto se muestra en la figura 2.29

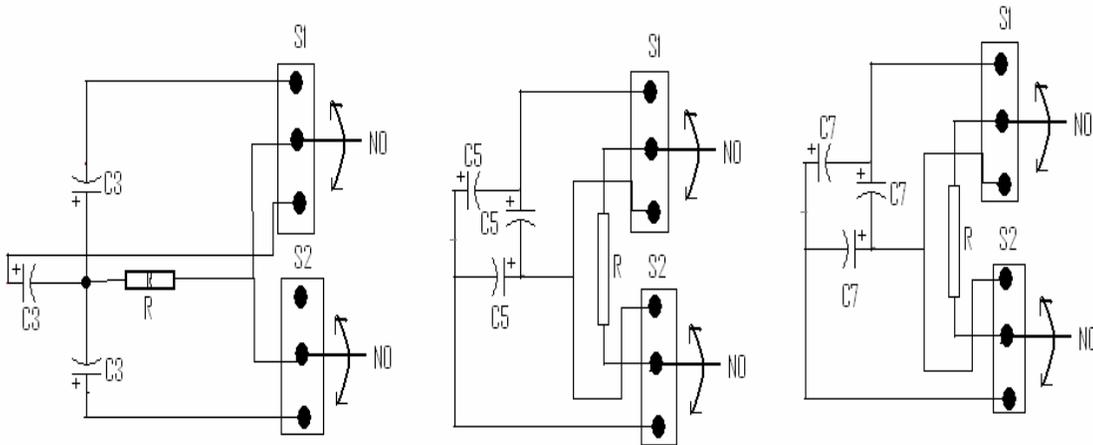


Figura 2.29 Descarga de capacitores

A continuación se presenta una tabla, la cual tiene las posiciones de los interruptores para la descarga de cada capacitor.

CAPACITOR DESCARGADO	S1	S2
PRIMER C3		
SEGUNDO C3		
TERCERO C3		

Tabla 2.6 Posición de interruptores para la descarga de los capacitores en estrella

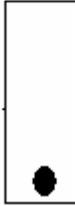
CAPACITOR DESCARGADO	S1	S2
PRIMER C5		
SEGUNDO C5		
TERCERO C5		

Tabla 2.6 Posición de interruptores para la descarga de los capacitores en delta

2.4.2.2 Evaluación del filtro trifásico

La evaluación del filtro también se realizó en dos etapas, la primera consistió en la simulación por computadora del circuito propuesto. Para luego implementar el filtro de la figura 2.27, a continuación se mostrarán algunas gráficas de corrientes armónicas, I_{thd} sin y con filtro, para verificar cuan necesarios es tenerlos en cuenta en cargas no lineales.

Carga utilizada: 3 computadoras conectadas en delta con una corriente de un amperio cada una.

Las graficas resultantes con esta carga, al no tener filtro es la que se muestra a continuación.

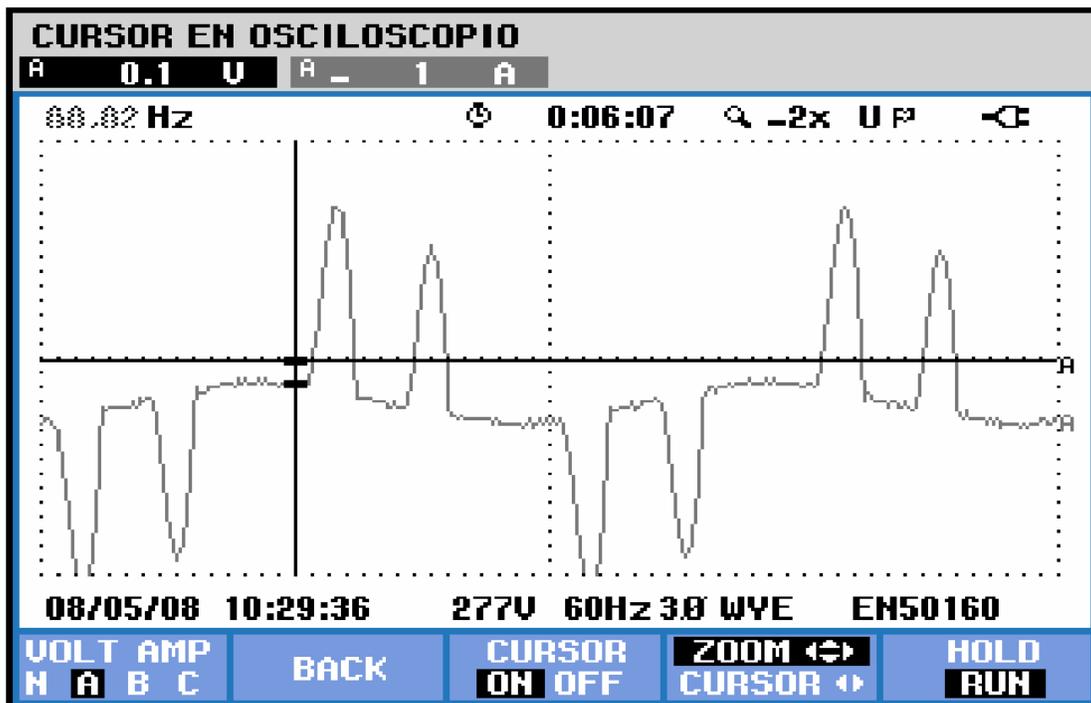


Figura 2.30 Grafica de corriente fase A sin filtro

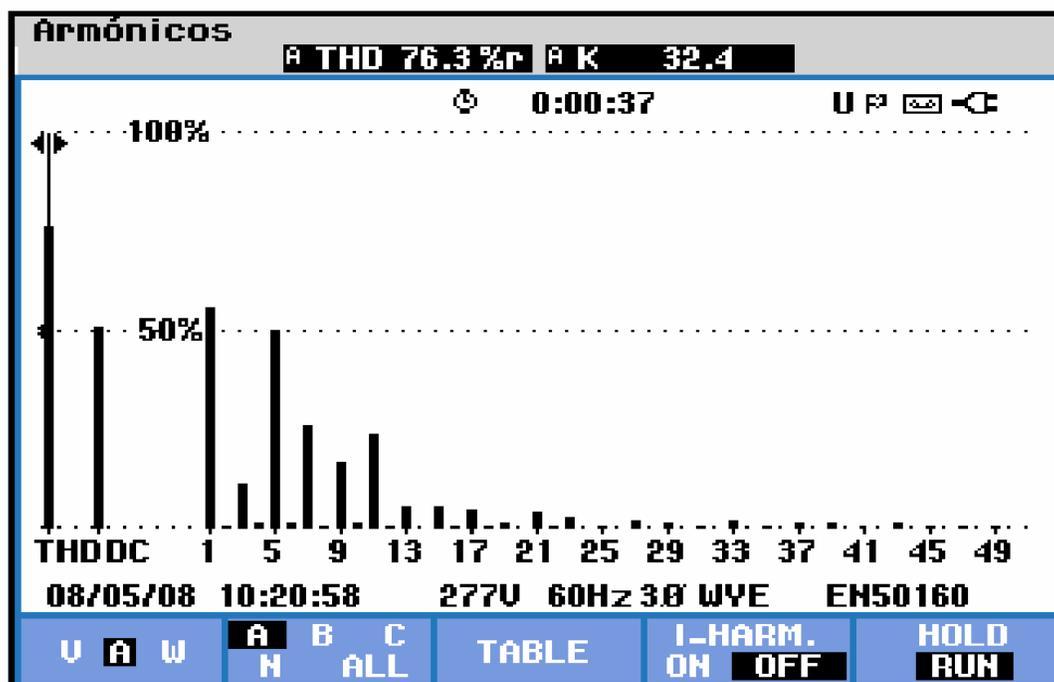


Figura 2.31 Graficas de armónicos fase A sin filtro

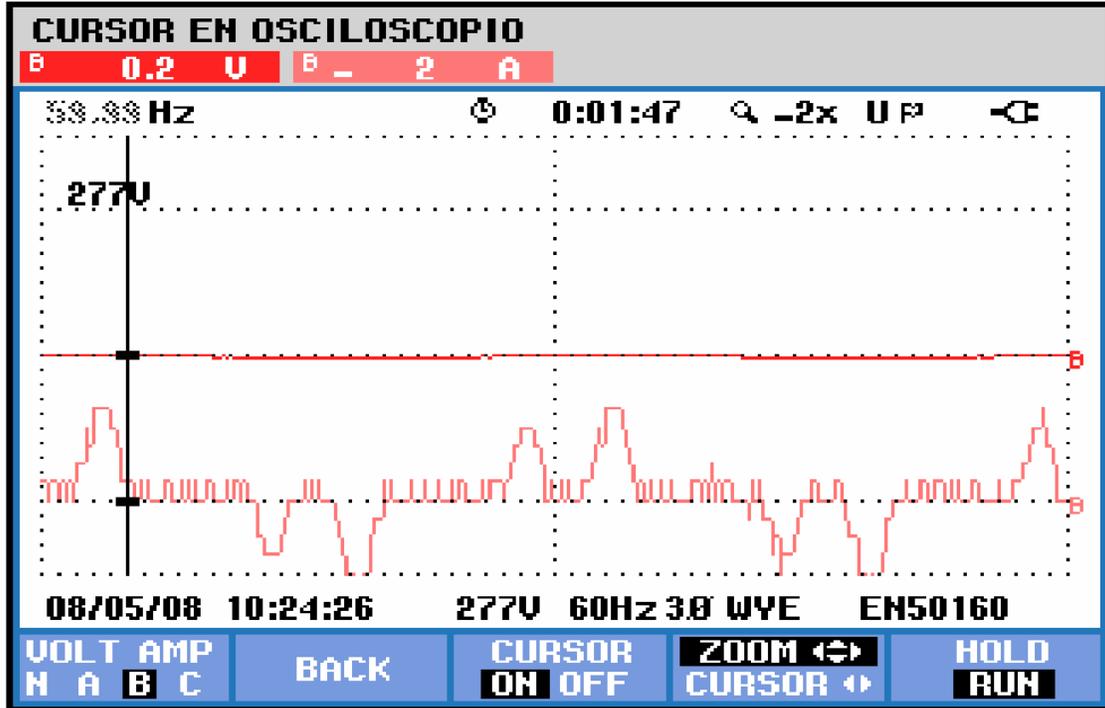


Figura 2.32 Grafica de corriente fase B sin filtro

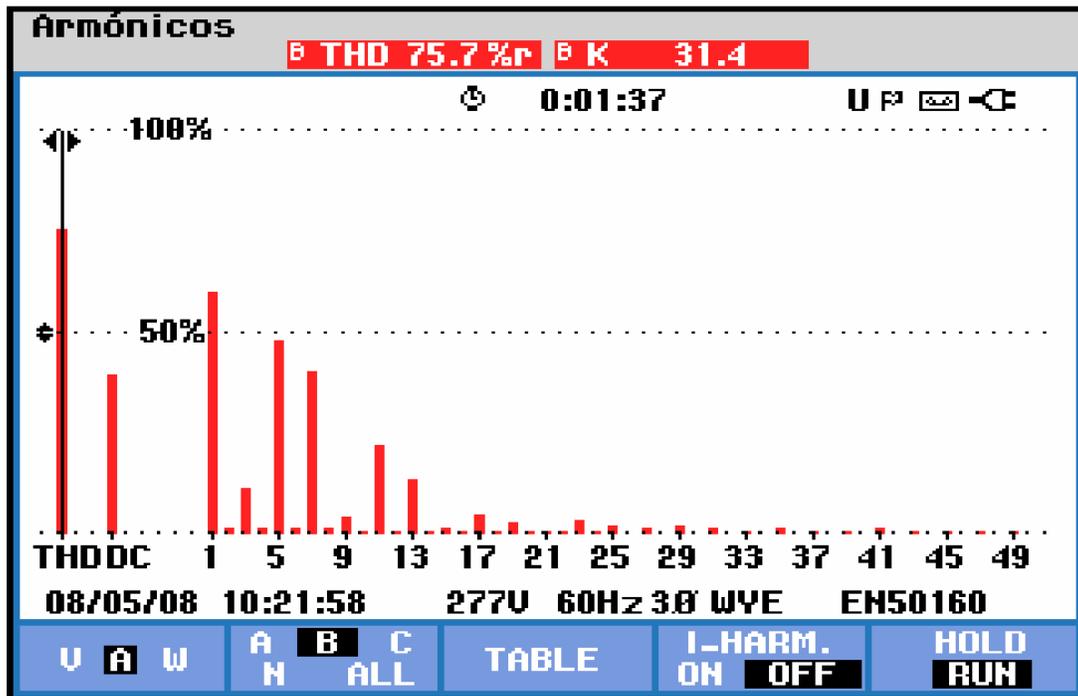


Figura 2.33 graficas de armónicos fase B sin filtro

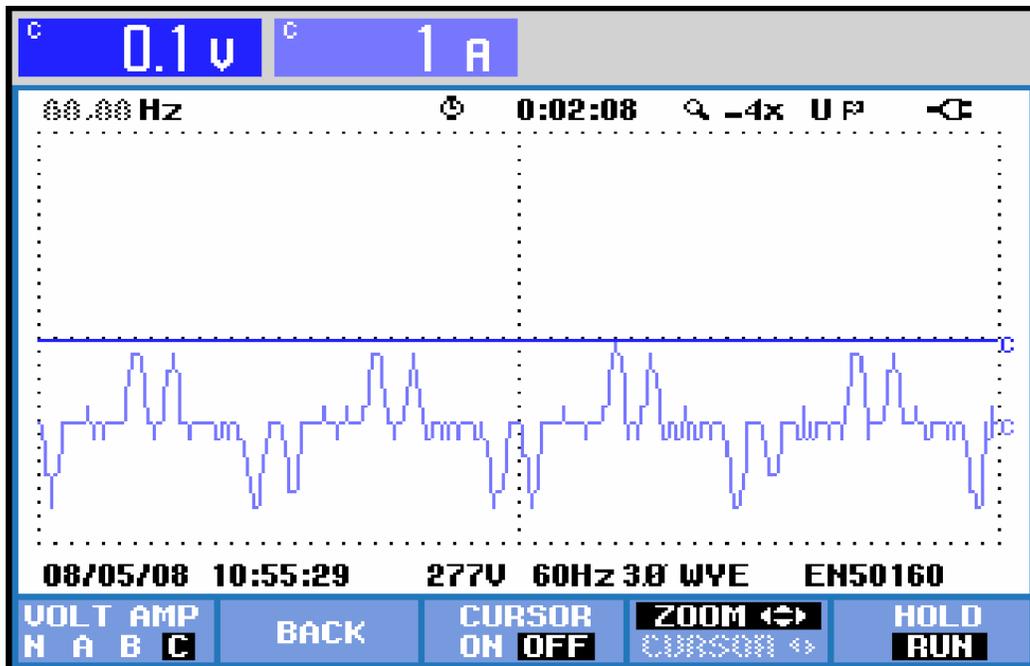


Figura 2.34 Grafica de corriente fase C sin filtro

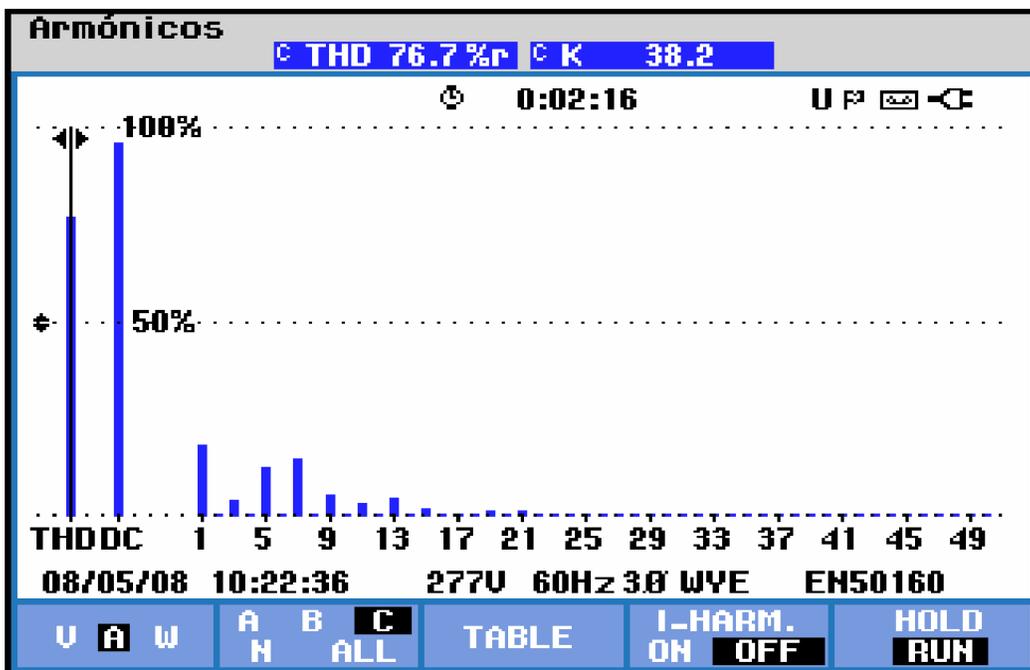


Figura 2.35 Graficas de armónicos fase sin filtro

Podemos notar que la carga es sumamente no lineal, por lo que es necesario conectar un filtro para cada armónica. Para nuestro caso haremos funcionar filtros para los armónicos 3°, 5° y 7°; obtenemos nuevamente los resultados y verificamos los cambios analizando las graficas presentadas a continuación.

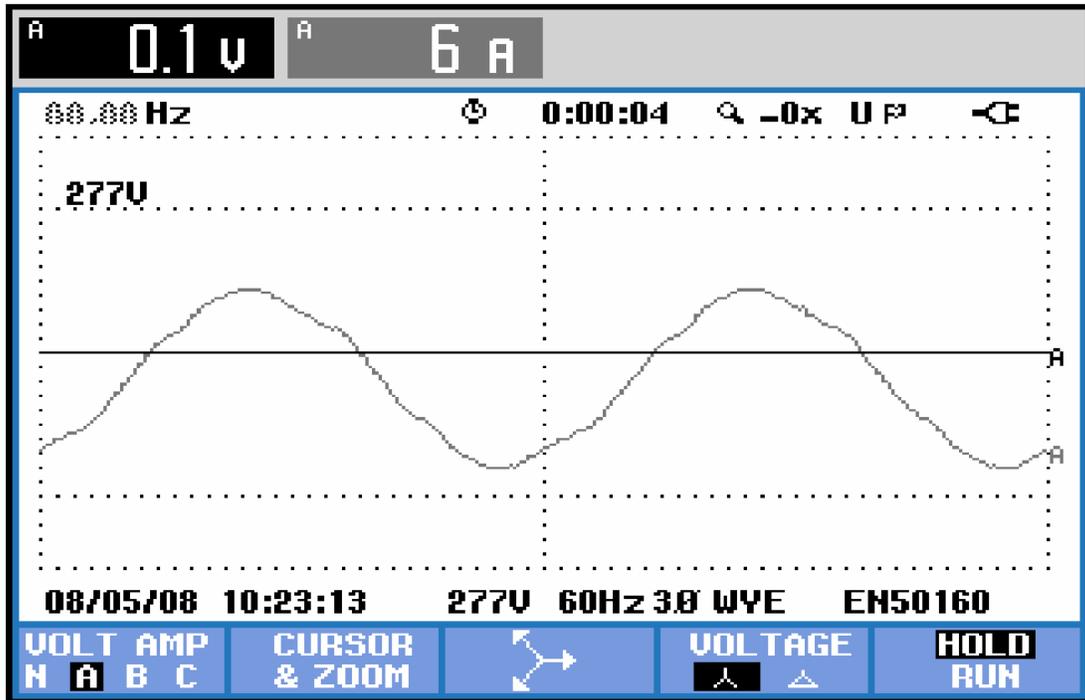


Figura 2.36 Grafica de corriente fase A con filtro

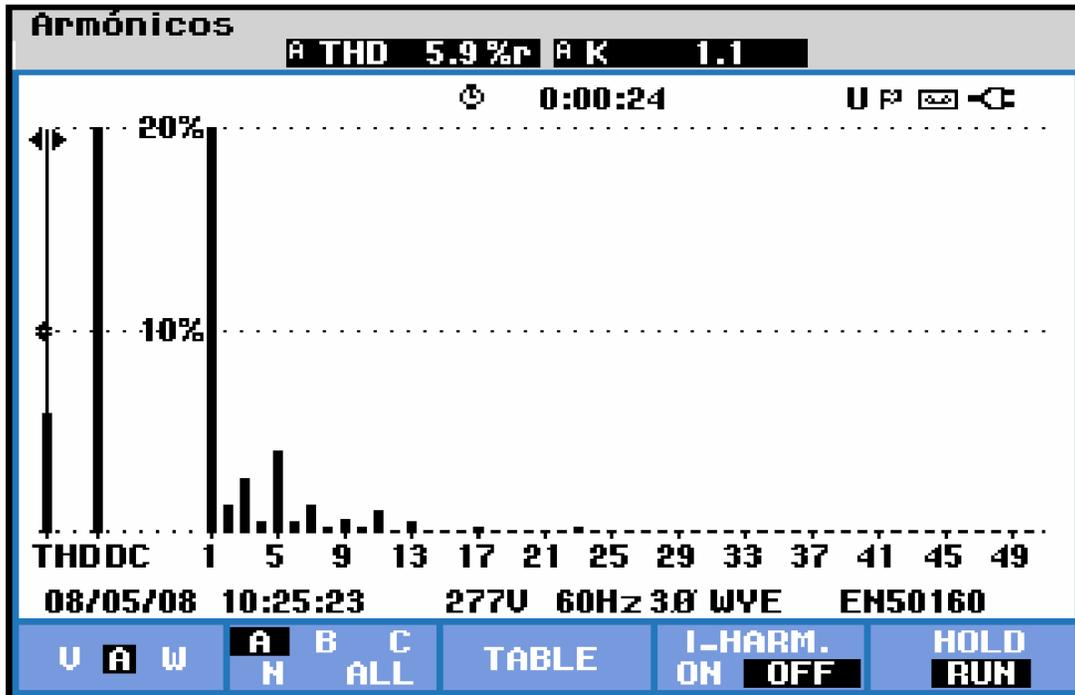


Figura 2.37 Graficas de armónicos fase A con filtro

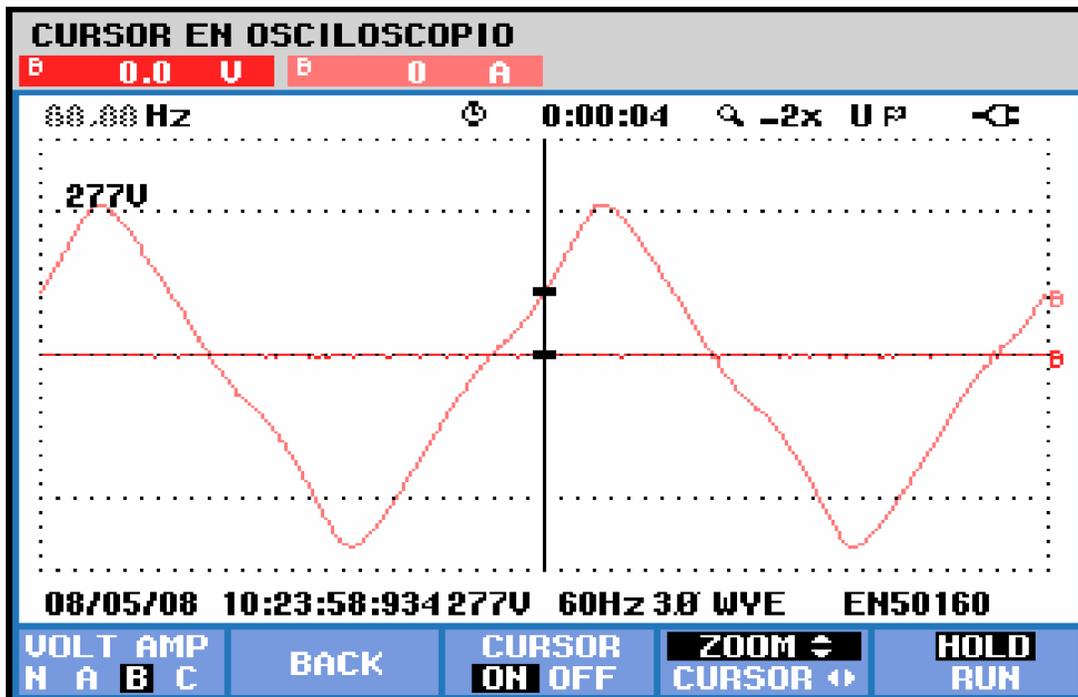


Figura 2.38 Grafica de corriente fase B con filtro

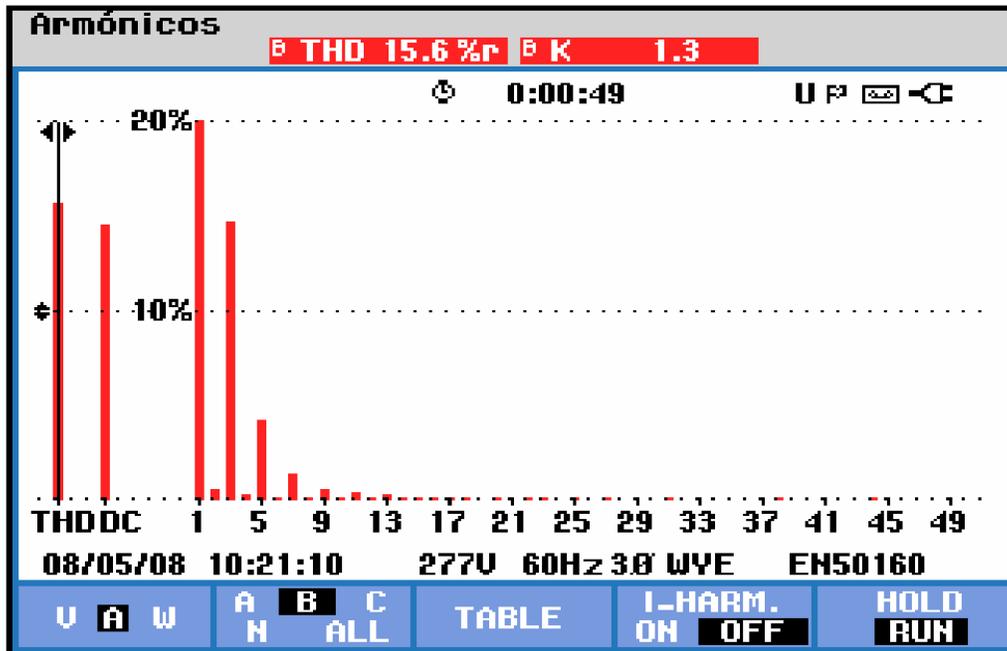


Figura 2.39 Graficas de armónicos fase B con filtro

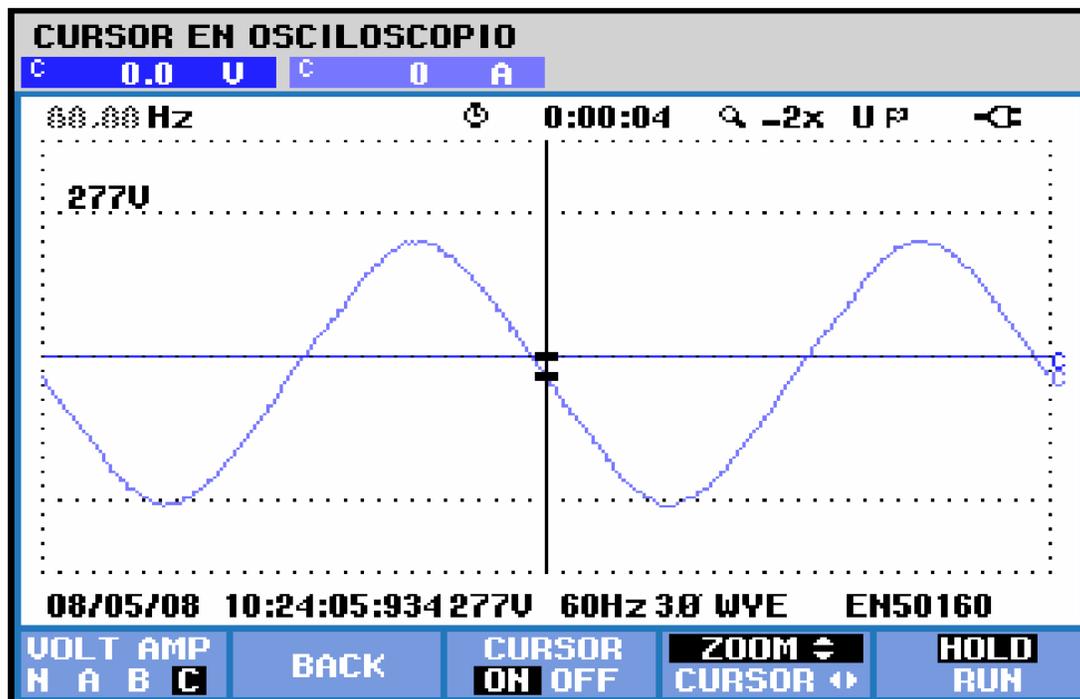


Figura 2.40 Grafica de corriente fase C con filtro

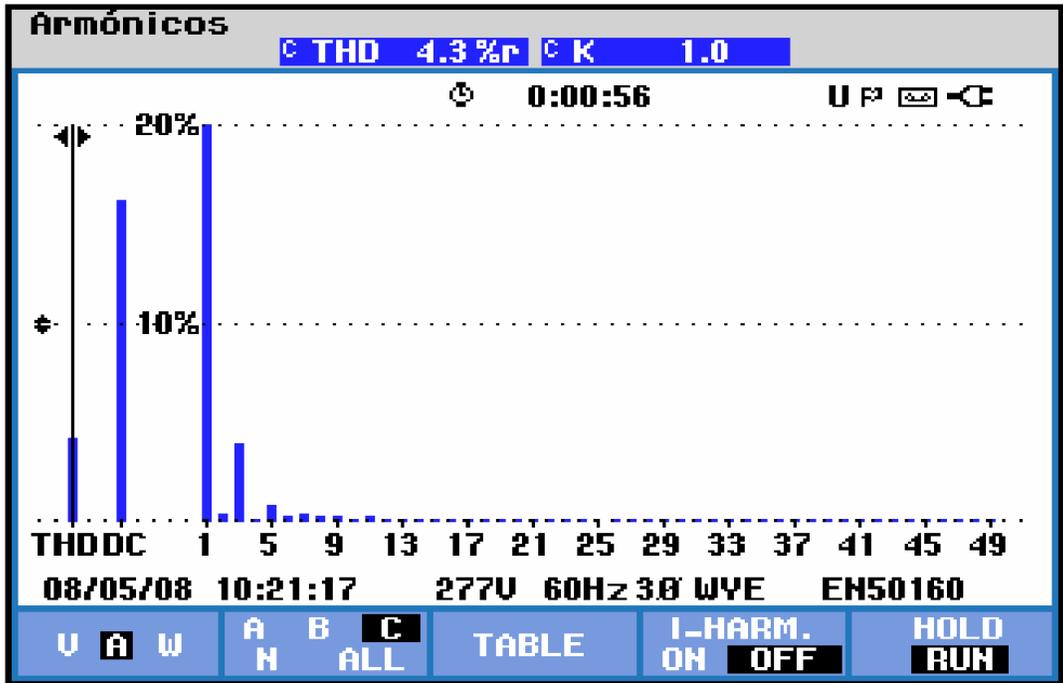


Figura 2.41 Graficas de armónicos fase C con filtro

Se puede verificar que los filtros son de gran ayuda para solucionar la distorsión que genera las cargas no lineales.

3. CAPITULO III

3.0 SIMULACION DEL CIRCUITO

Como parte del diseño de los módulos de filtros pasivos se realizó una simulación de los dispositivos a construir para lo cual se selecciono el software ATP Draw del tipo EMTP (Electromagnetic Transients Program) que es el más comúnmente usado para análisis de fenómenos transitorios; entre las aplicaciones más comunes tenemos:

- Estudios de estabilidad transitoria.
- Estudio de sobre tensiones y coordinación de aisladores.
- Estudios de sistemas de protección
- Estudios de transitorios con fuentes no convencionales de energía.
- Simulación y estudios de calidad del servicio eléctrico.
- Simulación y estudios de controladores electrónicos de potencia.
- Simulación y análisis de sistemas industriales, ferroviarios etc.

El ATP fue diseñado por el Dr. W. Scott Meyer y el Dr. Tsu-huei Liu y su uso requiere de licencia la cual se obtiene gratis a través de una solicitud hacia el ATP group más cercano.

Para la creación del programa se usó de la herramienta grafica del ATP/EMTP.

El ATP-DRAW es un preprocesador gráfico desarrollado bajo la plataforma MS-Windows la cual permite realizar un circuito de forma esquemática análoga al circuito a construir, cuyos valores se obtienen de los módulos de los circuitos construidos en el laboratorio.

3.1 CIRCUITO DE ABSORCIÓN MONOFÁSICO

El primer circuito a modelar es el circuito con filtro de absorción monofásico el cual consta de una carga no lineal, una fuente de alimentación de voltaje senoidal a 120V y 3 módulos de filtros pasivos para el 3, 5 y 7 armónico.

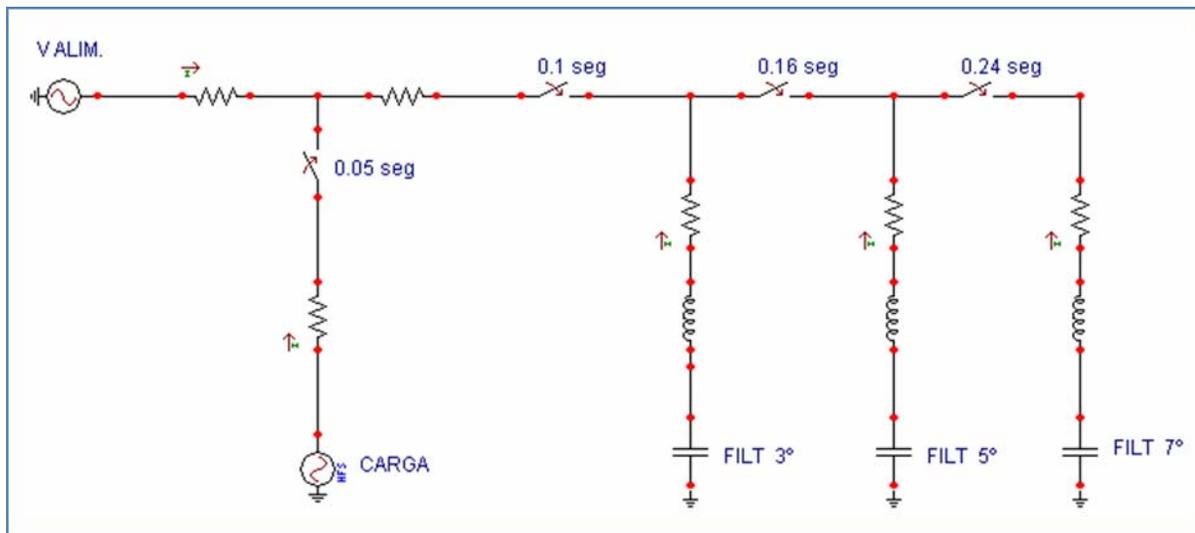


Figura 3.1 circuito implementado en laboratorio.

El circuito se ha diseñado para trabajar etapas de tiempo controlados por medios de switches en distintos tiempos de accionamiento, de la misma forma como se hizo en el laboratorio; esto con el fin de poder observar los efectos individuales de la conexión de cada modulo, logrando así ver la reducción de la corriente para cada armónico y por ende el THD.

Para modelar la carga no lineal se utilizó el método recomendado por la IEEE 519-1992 el cual recomienda utilizar fuentes de corriente para modelar la carga no lineal, si se conoce la amplitud y fase de cada armónico que compone la señal de la carga no lineal. Para lo cual se utilizó el componente HFS source del ATP el cual es una fuente de armónicos programable; la cual necesita solo la amplitud, frecuencia y fase de la señal.

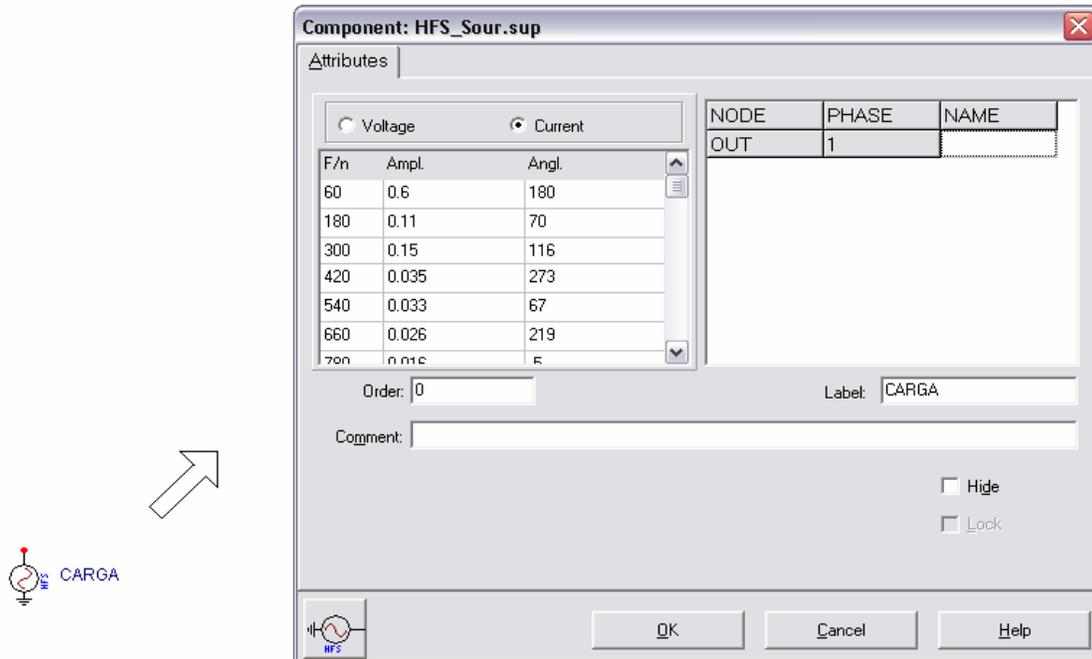


Figura 3.2 componente HFS (harmonic frequency source)

Los datos introducidos al modulo HFS fueron obtenidos de pruebas realizadas sobre un cargador de baterías el cual se usa como fuente de armónicos, dichos datos fueron obtenidos utilizando el analizador de energía FLUKE 434. Y se presentan a continuación en la siguiente tabla:

Tabla 3.1 datos obtenidos de pruebas sobre cargador de baterías

frecuencia	amplitud	fase
60	0.6	180°
180	0.11	70°
300	0.15	116°
420	0.035	273°
540	0.033	67°
660	0.026	219°
780	0.016	-5°
900	0.011	130°
1020	0.007	70°
1140	0.0007	0°

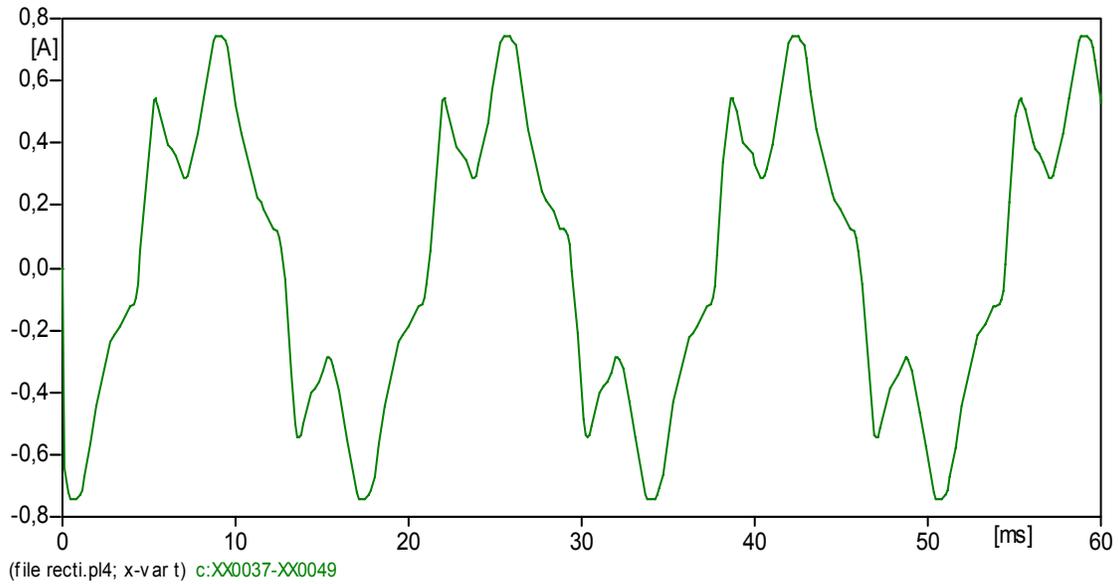


Figura 3.3 Forma de onda de la señal HFS

En la figura 3.3 se muestra la forma de onda que se obtiene al introducir los datos de la tabla tal en la fuente HFS del ATP, se puede observar que la forma de onda es muy similar a la obtenida en las pruebas experimentales utilizando el osciloscopio del FLUKE 434.

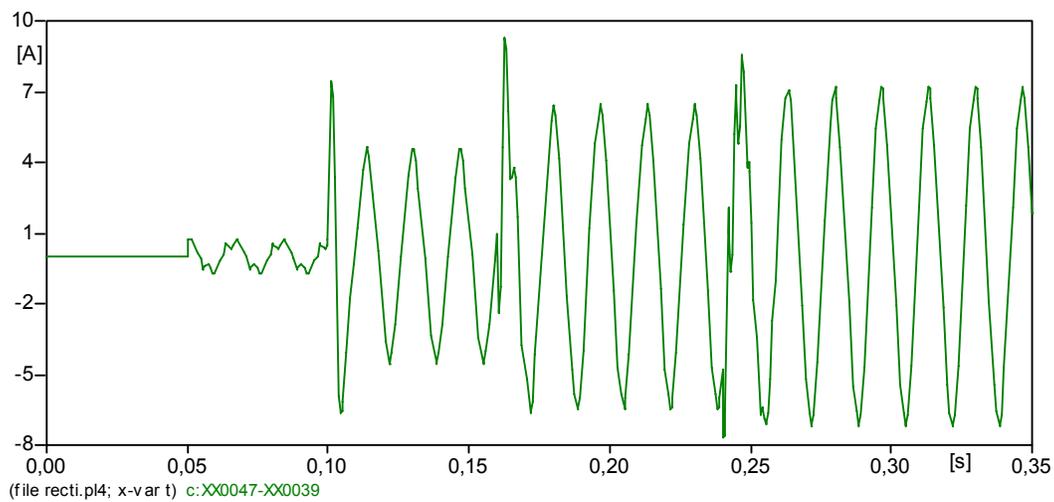


Figura 3.4 Forma de onda de la corriente de la acometida.

En la Figura 3.4 se observa la forma de onda de la corriente en la acometida en la cual se puede observar los cambios en los distintos tiempos de accionamiento: 0.10s, 0.16s, y 0.24s debido al

accionamiento de los filtros 3°,5° y 7° respectivamente observando una disminución al final en el THD según se muestra en un screenshot tomado del gtp plot del ATP mostrado en la figura 3.5

```

All the values saved in gtpplot.log if NOLOG=0. Derived from table:
1> RMS Fund. = 1.5656E-03 Dist. = 5.4187E-03 Total = 5.6403E-03
2> THD = 4.2390E+02 %
3> THD EVEN = 2.9976E+02 %
4> THD ODD = 2.9973E+02 %
5> THD balanced = 3.4611E+02 %
6> THD residual = 2.4474E+02 %
7> K factor (for transformer derating, ANSI 57.110) = 1.2986E+02
8> Total TIF IEEE Std. 519 = 4.6869E-03
9> Balanced TIF IEEE Std. 519 = 3.8318E-03
10> Residual TIF IEEE Std. 519 = 2.6988E-03
11> Total C message index = 2.6003E-03
12> Balanced C message index = 2.1259E-03
13> Residual C message index = 1.4973E-03
14> Total I.T or U.T product IEEE Std. 519 = 2.6435E-05
15> Balanced I.T or U.T product IEEE Std. 519 = 2.1613E-05
16> Residual I.T or U.T product IEEE Std. 519 = 1.5222E-05
17> Distortion index DIN=THD/SQRT(1+THD**2) = 9.7328E+01 %
18> Mean value Umean = 4.9846E-02
19> Peak value Upeak+ = 9.3887E+00 Upeak- = -7.8562E+00
20> Crest factor max Upeak/Urms = 1.6646E+03
21> Capacitor overload factor IEC 1000-2-2-Part 2 = 4.9622E+01
22> Form factor RMS/Umean = 1.1316E-01
23> Zero frequency component = 9.0391E-04
<CR> to continue

```

Figura 3.5 Formas de onda de las corrientes de cada filtro

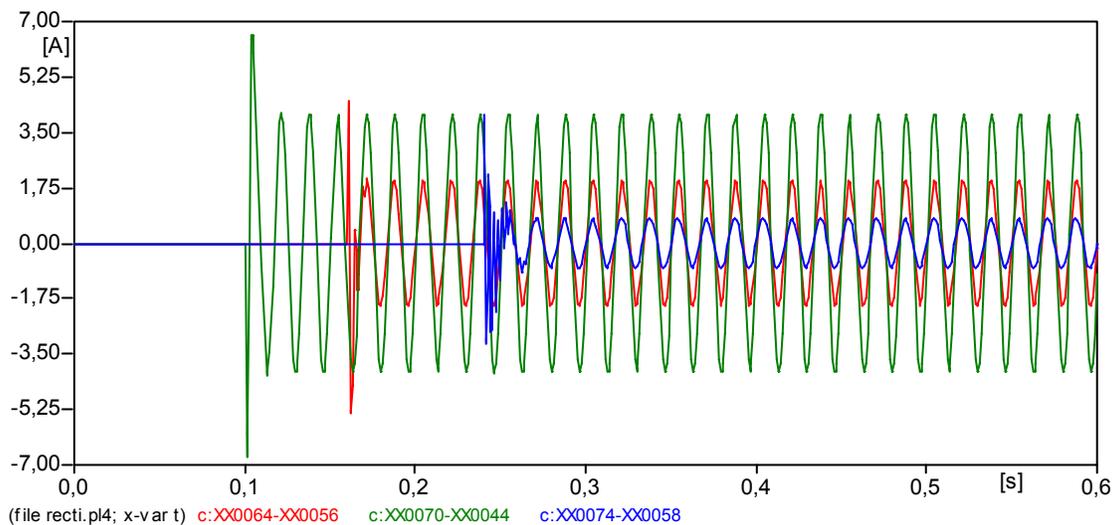


Figura 3.6 Formas de onda de las corrientes de cada filtro.

En la figura 3.5 se observan las distintas corrientes de cada uno de los filtros, la verde corresponde a la corriente del filtro de 3° armónico, la roja al filtro de 5° armónico y el azul corresponde al filtro de 7° armónico.

3.1.1 Archivo ATP

A continuación se presenta el código generado por el ATP para el diseño esquemático.

```
BEGIN NEW DATA CASE
C -----
C Generated by ATPDRAW Noviembre, Jueves 27, 2008
C A Bonneville Power Administration program
C Programmed by H. K. Høidalen at SEfAS - NORWAY 1994-2003
C -----
POWER FREQUENCY          60.
C dT << Tmax << Xopt << Copt > 1.E-5  .6
      500  1  1  1  1  0  0  1
C  1  2  3  4  5  6  7  8
C 3456789012345678901234567890123456789012345678901234567890
/BRANCH
C < n 1><< n 2><ref1><ref2><< R << L << C >
C < n 1><< n 2><ref1><ref2><< R << A << B <<Leng><<<>0
  XX0041XX0043      .01              0
C cottirny
  XX0065XX0057      7.              1
C cottirny
  XX0071XX0045      10              1
$VINTAGE,1
  XX0037XX0071              14.      0
$VINTAGE,0
  XX0037              59.              0
  XX0049XX0041      .01              1
$VINTAGE,1
  XX0067XX0065              11.82     0
$VINTAGE,0
  XX0067              29.88           0
  XX0075XX0059      4.              1
$VINTAGE,1
  XX0069XX0075              13.61     0
$VINTAGE,0
```

```

XX0069          12.09          0
C cottirny
  XX0039XX0051  .001          1
    XX0043      400.          0
/SWITCH
C < n 1>< n 2>< Tclose ><Top/Tde >< le ><Vf/CLOP >< type >
XX0043XX0045  .1    2          0
XX0045XX0057  .16   2.          0
XX0057XX0059  .24   2          0
XX0051XX0041  .05   .55         0
/SOURCE
C < n 1><< Ampl. >< Freq. ><Phase/T0>< A1 >< T1 >< TSTART >< TSTOP >
14XX0039-1    0.6   60.   180.
14XX0039-1    0.11  180.   70.
14XX0039-1    0.15  300.  116.
14XX0039-1    0.035  420.  273.
14XX0039-1    0.033  540.   67.
14XX0039-1    0.026  660.  219.
14XX0039-1    0.016  780.   -5.
14XX0039-1    0.011  900.  130.
14XX0039-1    0.007 1020.   70.
14XX0039-1    7.E-4 1140.   0.0
14XX0049 0    167.   60.          -1.   2.
/OUTPUT
BLANK BRANCH
BLANK SOURCE
BLANK OUTPUT
BLANK PLOT
BLANK

```

3.2 FILTRO TRIFASICO

En esta segunda parte de la simulacion se aborda el filtro de absorción trifasico, para lo cual se siguió la idea de modelar las cargas generadoras de armónicos usando el modulo generador de señales a partir de sus armónicos HFS del ATP DRAW y los filtros configurados en estrella para reducir complejidad en el diseño, los datos introducidos para modelar la corriente de consumo de las computadoras se encuentran en la tabla 3.1 y despues se realizan las comparativas entre los armónicos antes y despues de la etapa de filtrado.

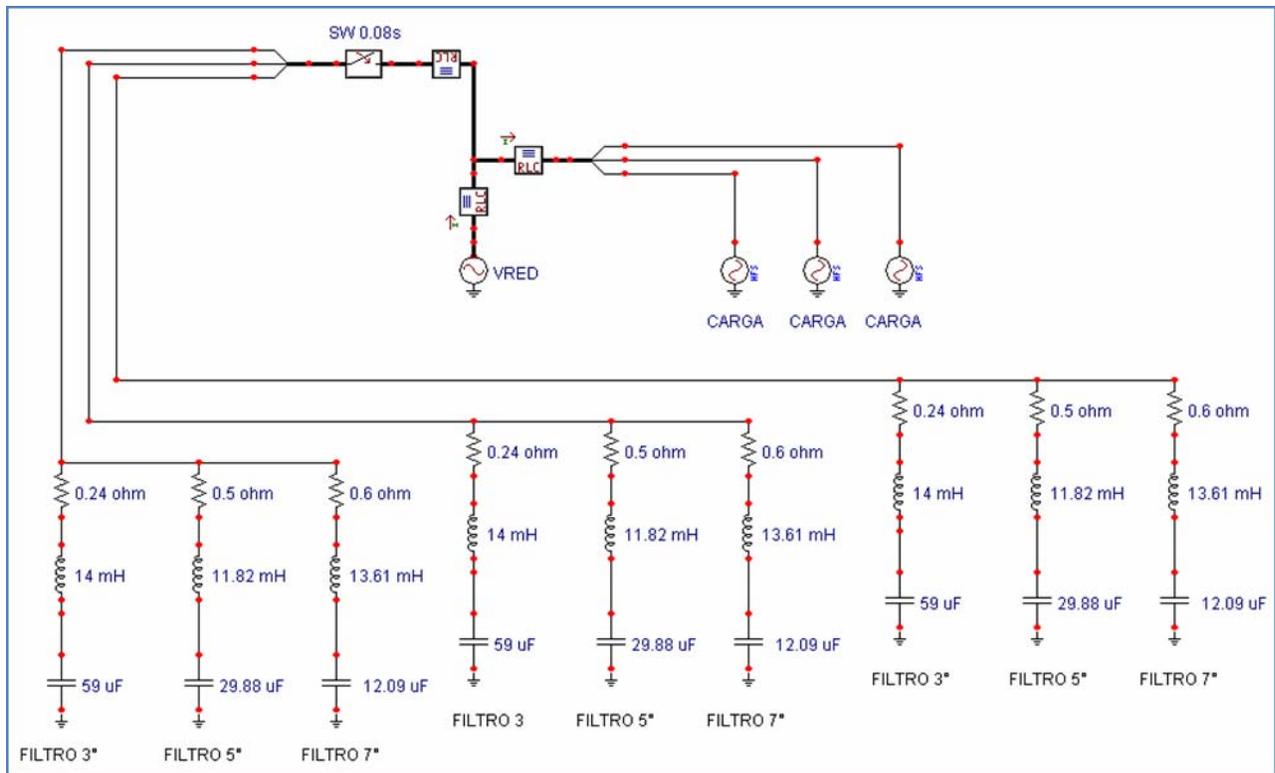


Figura 3.7 Circuito esquemático de filtro de absorción trifásico.

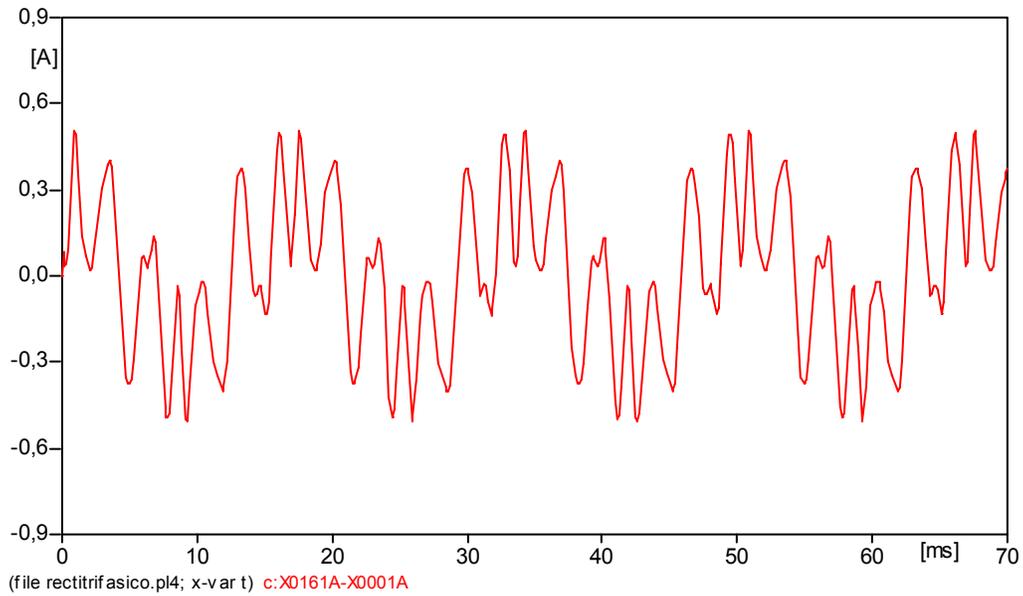


Figura 3.8 Forma de onda de la corriente de fase A del modulo HFS.

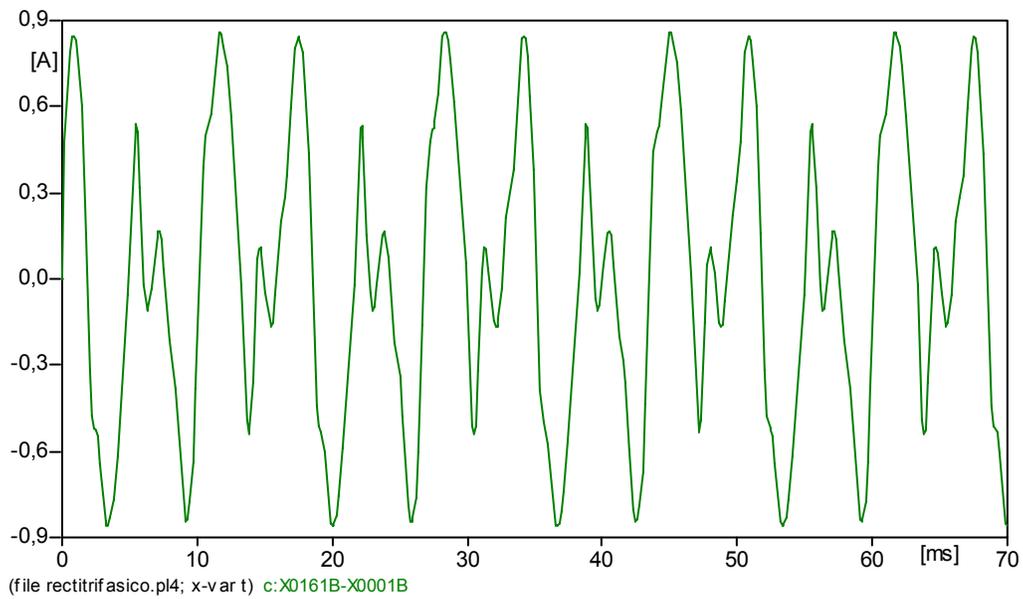


Figura 3.9 Forma de onda de la corriente de fase B del modulo HFS.

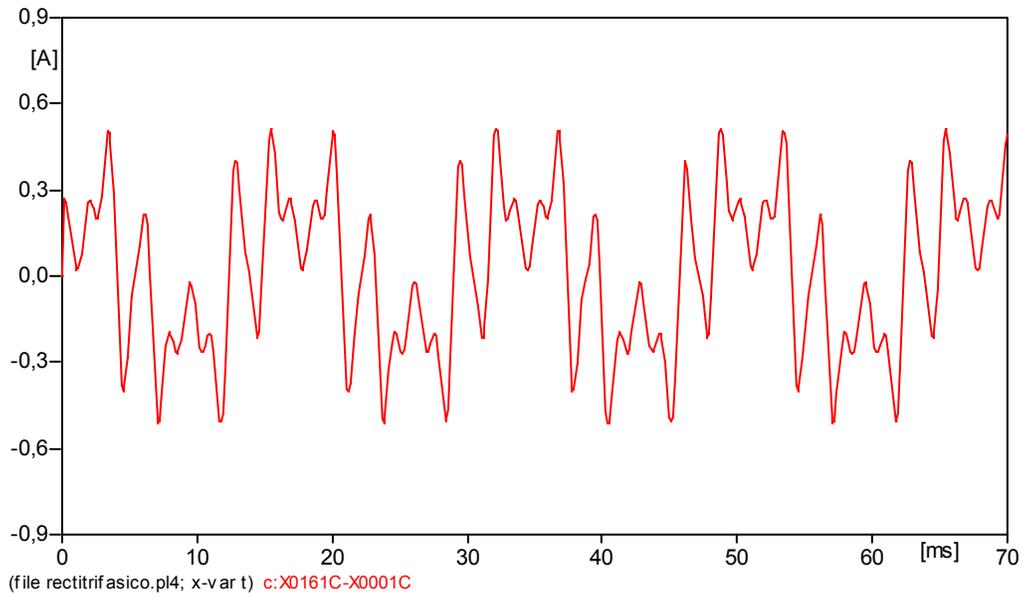


Figura 3.10 Forma de onda de la corriente de fase C del modulo HFS.

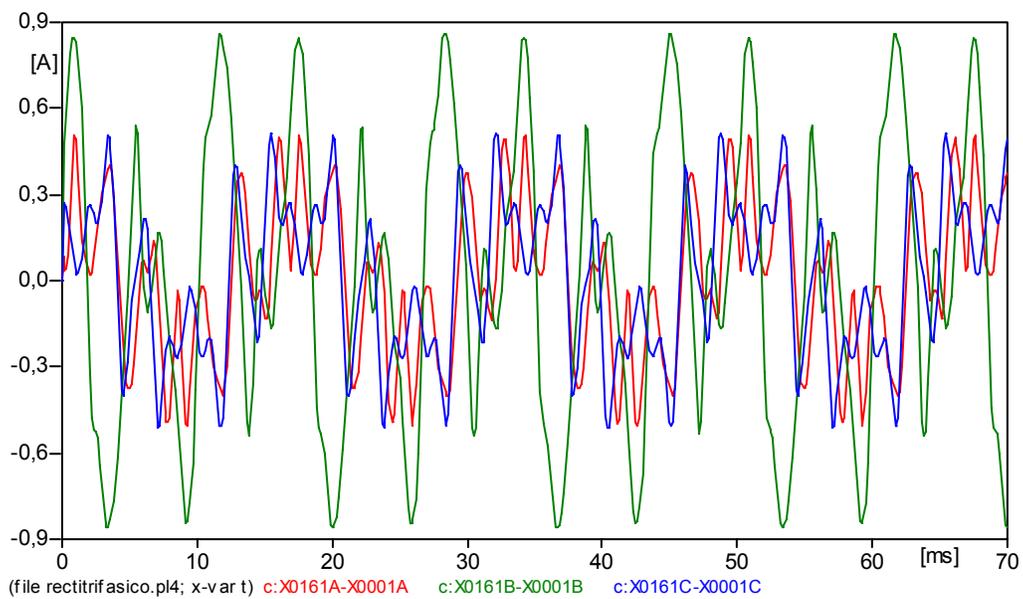


Figura 3.11 Corrientes de las fases A, B y C del modulo HFS.

MC's PlotXY - Fourier chart(s). Copying date: 21/01/2009
File rectitrfasico.pl4 Variable c:X0161A-X0001A [peak]
Initial Time: 0,13 Final Time: 0,15

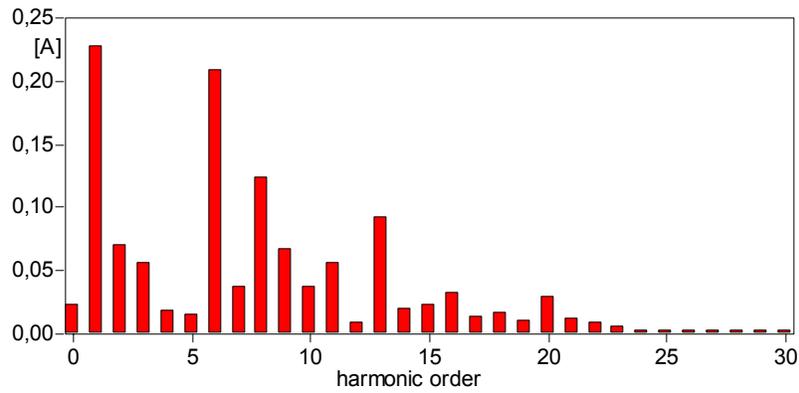


Figura 3.12 Armónicos corriente carga Fase A.

MC's PlotXY - Fourier chart(s). Copying date: 21/01/2009
File rectitrfasico.pl4 Variable c:X0161B-X0001B [peak]
Initial Time: 0,13 Final Time: 0,15

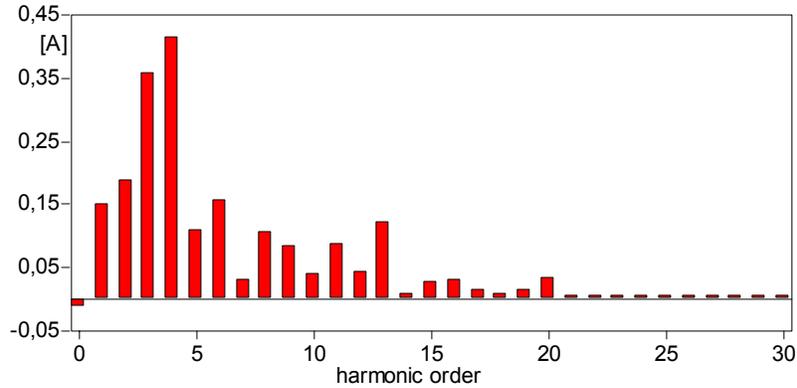


Figura 3.13 Armónicos corriente carga Fase B.

MC's PlotXY - Fourier chart(s). Copying date: 21/01/2009
 File rectitrfasico.pl4 Variable c:X0161C-X0001C [peak]
 Initial Time: 0,13 Final Time: 0,15

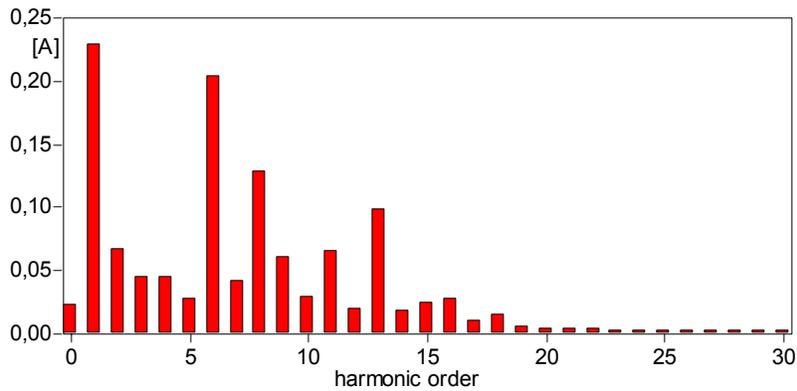


Figura 3.14 Armónicos corriente carga Fase C.

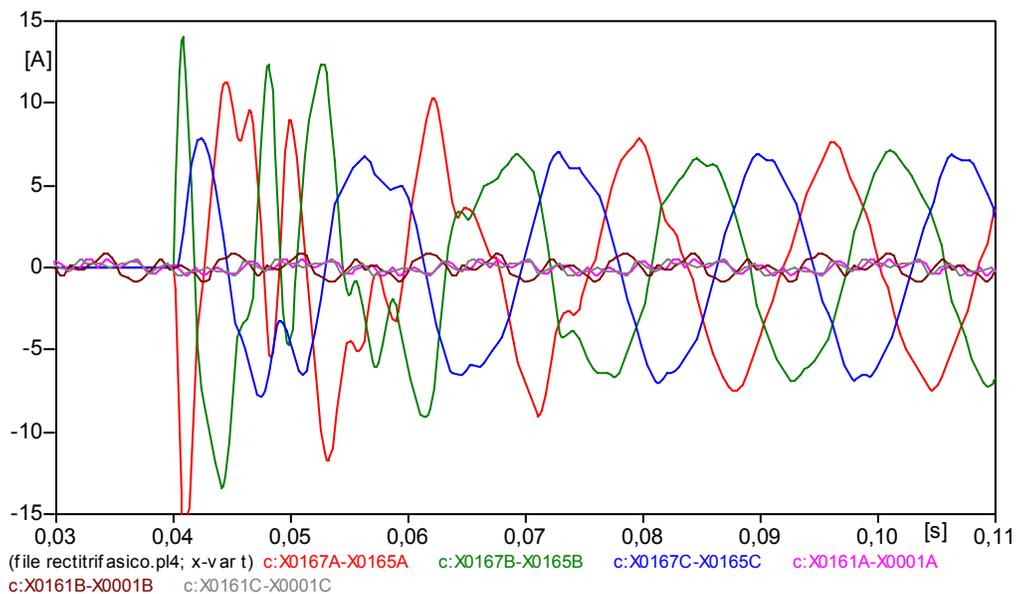


Figura 3.15 Corriente de entrada en presencia de los filtros.

En la figura 3.15 se muestra el resultado de la conexión de los filtros al circuito, donde se puede apreciar que después de aprox. 8 seg. ya se tiene la típica forma de onda de un sistema senoidal trifásico gracias a la acción de los filtros; también se observa la diferencia de magnitud entre las corrientes de los ramales hacia la carga con respecto a la corriente de suministro, debido a la corriente de los filtros.

MC's PlotXY - Fourier chart(s). Copying date: 21/01/2009

File rectitrifasico.pl4 Variable c:X0167A-X0155A [peak]

Initial Time: 0,13 Final Time: 0,15

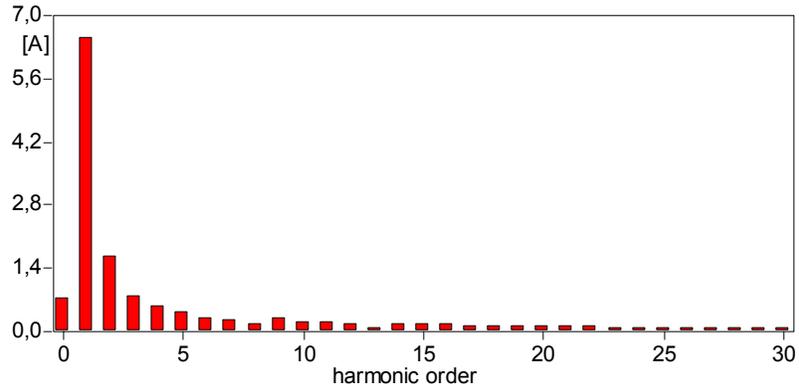


Figura 3.16 Armónicos corriente Fase A con filtro.

MC's PlotXY - Fourier chart(s). Copying date: 21/01/2009

File rectitrifasico.pl4 Variable c:X0167B-X0155B [peak]

Initial Time: 0,13 Final Time: 0,15

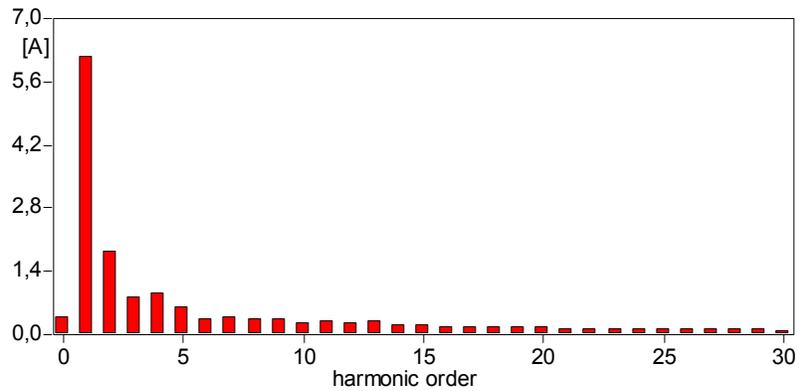


Figura 3.17 armónicos corriente Fase B con filtro.

MC's PlotXY - Fourier chart(s). Copying date: 21/01/2009

File rectitrfasico.pl4 Variable c:X0167C-X0155C [peak]

Initial Time: 0,13 Final Time: 0,15

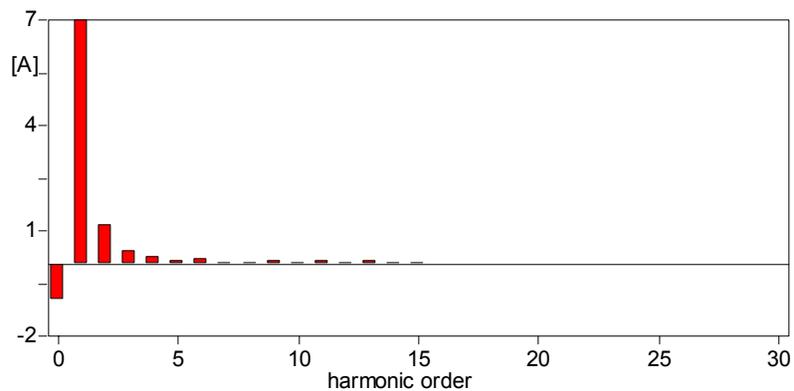


Figura 3.18 armónicos corriente Fase C con filtro.

Como se puede apreciar por las graficas de las figuras 3.16 en adelante hay una reducción considerable de corriente armónica con respecto a los armónicos presentados en las figuras 3.12, 3.13 y 3.14 debido al uso de los filtros.

4. RECOMENDACIONES

* Es necesario estudiar cada caso de problemas de armónicos en particular, para diseñar una solución adecuada al caso, y así no tener problemas de sobredimensionamiento y evitar pérdidas de energía en el filtro, además lograr satisfacer las condiciones de ahorro energético.

* Para un mejor aprendizaje del ATP se recomienda acudir a las guías de laboratorio del atp proveídas en los anexos de este ejemplar, ya que se han incluido ciertas recomendaciones, ejemplos y tips que facilitarían la vida a aquellos profesionales o estudiantes que se enfrentan al ATP por primera vez.

5. CONCLUSIONES

* El atp es una herramienta poderosa para simular fenómenos con transitorios y estudios de armónicos, para el caso fue muy útil el módulo HFS del atp ya que permite modelar cualquier carga con una señal periódica con contenido armónico. lo cual simplifica el análisis y el circuito en general.

* De acuerdo con los resultados obtenidos a partir de las simulaciones se concluye que el uso de este tipo de filtros, es útil para la reducción de corrientes armónicas, y mejora significativamente el THD, como se vio en el capítulo 3 donde se observaron corrientes con THD de 115% reducirse a un 4% o 5% de THD. Aunque a costa de un aumento significativo de la corriente de entrada, tal como se vio también en los resultados obtenidos en el laboratorio.

* El filtro sintonizado simple proporciona una máxima atenuación para una armónica individual, a frecuencia fundamental, puede proporcionar la potencia reactiva requerida en la red, y tiene bajas pérdidas (asociadas a la reactancia del inductor y la resistencia del filtro).

* El filtro sintonizado simple es vulnerable a la desintonía debido a la tolerancia de los elementos con la temperatura, interactúa con la red originando una resonancia paralela al igual que un banco de condensadores.

* Para un filtro pasivo, la disposición de conectar los capacitores en delta o en estrella, depende del tipo de carga a manejar, si 1Φ o 3Φ , si es monofásica estamos en la condición en que los armónicos que aparecen son los terceros, por lo que ocupar los capacitores en delta será parcialmente efectivo, ya que en los equipos monofásicos estos fluyen entre la fase y el neutro.

* Los filtros sintonizados simples han de ser calculados para una potencia superior a la nominal, como previsión de que pueden incrementarse en el futuro la magnitud de un armónico en particular, al conectar mas cargas; pero no se debe sobredimensionar en exceso, con el objeto de obtener mejores resultados de filtraje, ya que si el filtro esta poco cargado su eficacia es menor, que si estuviera próximo a su carga nominal. También hay que tener en cuenta que si el filtro no está cargado a la capacidad de diseño, se tendrá un aporte de capacitivo en la instalación, que podría ser elevada en determinadas circunstancias.

* Los filtros desintonizados absorben una buena porción de la distorsión armónica pero no lo hacen en un valor excelente, como es el caso de los filtros sintonizados que absorben más; pero requieren de mayor cuidado durante su diseño e instalación. Tanto el filtro sintonizado como el desintonizado tienen aplicación dependiendo de la instalación en particular, de tal manera que no es posible afirmar que uno es superior al otro.

6. EXPERIENCIAS PRÁCTICAS.

* Con respecto al uso del atp se tuvo experiencias tanto positivas como negativas; al principio resulto muy difícil simular hasta el mas sencillo de los circuitos: un divisor de voltaje con un switch controlado por tiempo o un carga descarga de capacitor, debido a ciertas normas inusuales que deben observarse para elementos tales como los interruptores por ejemplo, su configuración

no es la misma si se cambia de abierto a cerrado como de cerrado a abierto, o las distintas formas de seleccionar las variables a ser ploteadas, etc.

* Posteriormente con un poco mas de experiencia y horas de paciencia, se logró ver las bondades del software en lo que a capacidad de computo y rendimiento, ya que el software toma en cuenta muchas variables al momento de simular los sistemas, logrando así una buena aproximación de la realidad en cuanto sistemas eléctricos, y permitiendo realizar cualquier tipo de análisis eléctrico.

* Se experimentó trabajar con alto voltaje, lo que con lleva a tener un especial cuidado al momento de conectar, debemos de cumplir las normas de seguridad recomendadas para no sufrir accidentes.

* Los núcleos para las bobinas no se encuentran en el mercado salvadoreño; por tal motivo, las áreas recomendadas por el diseño, se trabajaba con núcleos que se encontraban a la disposición inmediata de cualquier proveedor, aunque esto nos llevara a poner un mayor o menor número de vueltas al bobinado.

* Como el valor de las bobinas no es exacto, es necesario ajustarlas separando o acercando la parte del núcleo I a la parte E (el entrehierro lg). Por esta razón nosotros decidimos utilizar núcleo E-I.

* La curva de saturación para cada núcleo es necesaria, pero para que esto se haga de una manera excelente se necesita un variador de frecuencia y voltaje que barra todas las frecuencias que se requieran para llevar un estudio de armónicos.

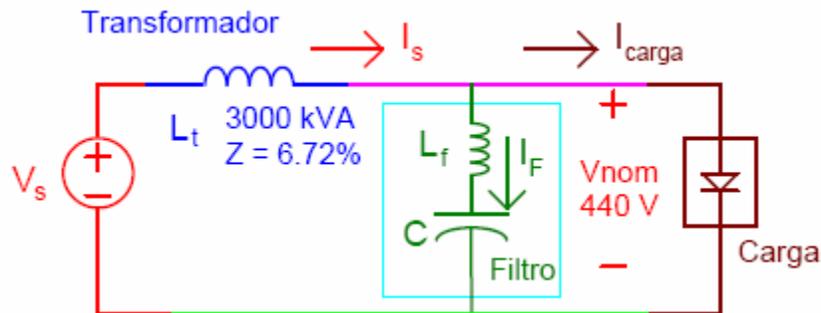
BIBLIOGRAFÍA Y FUENTES DE CONSULTA

Diseño de Inductores	Andrés Felipe Jaramillo
Filtro Pasivos	Stefan Fassbinder
Diseño de filtros pasivos, activos e híbridos para la compensación armónica de cargas trifásicas no lineales	Jesús R. Vázquez, J. L. Flores, Patricio Salmerón, Salvador P. Litrán
Las cargas no lineales, su repercusión en las instalaciones eléctricas y sus soluciones	M.C. Jesús Alejandro Mata Guerrero, M.C. Mario Salvador Esparza González
Guía de aplicación para la detección de Armónicos y su eliminación.	Victoria Abad San Martín, Jesús Sagredo González.
Comparación de filtros sintonizados y desintonizados.....	Armando Llamas, Jorge A. De Los Reyes, Jesús A. Baez Salvador Acevedo
Análisis de armónicos en sistemas eléctricos	Carlos Alberto Rios Porras Marcelo Aristizabal Naranjo Ph. D. Ramón A. Gallego
Filtrado de armónicos en instalaciones industriales	Dr. Josep Balcells

INTERNET

8. ANEXOS

Ejemplo de cálculo de corriente de un filtro, las características se muestran en el circuito que a continuación se presenta:



Cálculos para la corriente en el filtro:

h_s = armónica de sintonización

h = armónica a eliminar

$$X_C = \frac{V_{\text{cnominal}}^2}{VA_{\text{nominal}}} = \frac{V_{\text{cnominal}}^2}{Var_{\text{nominal}}} = \frac{600^2}{1200 \times 10^3} = 0.3 \Omega$$

$$X_L = \frac{V_{\text{cnominal}}^2}{VA_{\text{nominal}} \times h_s^2} = \frac{V_{\text{cnominal}}^2}{Var_{\text{nominal}} \times h_s^2} = \frac{600^2}{1200 \times 10^2 \times 4.7} = 0.013581 \Omega$$

$$X_T = \frac{V_T^2}{VA_T} \times \frac{\%Z}{100} = \frac{440^2}{3 \times 10^6} \times \frac{6.72}{100} = 0.00434 \Omega$$

$$I_1 = \frac{V_{\text{nominal}}}{\sqrt{3}(X_C - X_L)} = \frac{440}{\sqrt{3}(0.3 - 0.0136)} = 886.9 [A]$$

$$V_h = \left(\frac{\%THD_s}{100} \right) \times \left(\frac{V_{\text{no min al}}}{\sqrt{3}} \right) = \left(\frac{3}{100} \right) \times \left(\frac{440}{\sqrt{3}} \right) = 7.62 [V]$$

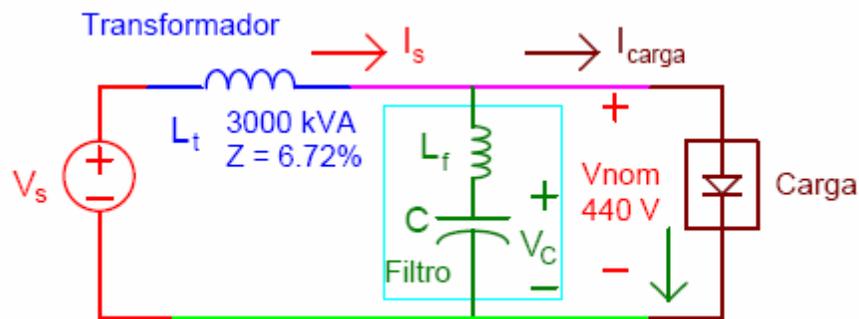
$$I_{h(\text{fuente})} = \left(\frac{V_h}{h(X_T + X_L) - \frac{X_C}{h}} \right) = \left(\frac{7.62}{5(0.00434 + 0.0136) - \frac{0.3}{5}} \right) = 257.6 [A]$$

$$I_{h(carga)} = \left(\frac{VA}{\sqrt{3}V_{no\ min\ al}} \right) \times \left(\frac{\%h}{100} \right) = \left(\frac{3000}{\sqrt{3}440} \right) \times \left(\frac{20}{100} \right) = 787.3[A]$$

$$I_h = I_{h(fuente)} + I_{h(carga)} = 257.6 + 787.3 = 1044.9[A]$$

$$I_F = \sqrt{I_h^2 + I_i^2} = \sqrt{886.9^2 + 1044.9^2} = 1370.9[A]$$

Límites de acuerdo al “IEEE Standard for Power Capacitors”



$$V_i = \sqrt{3} \times I_i \times X_C = \sqrt{3} \times 886.9 \times 0.3 = 460.85$$

$$V_{h\ cap} = \sqrt{3} \times I_h \times \frac{X_C}{h} = \sqrt{3} \times 1044.9 \times \frac{0.3}{5} = 108.6$$

$$V_{pico\ cap} (pu) = \frac{V_i + V_{h\ cap}}{V_{no\ min\ al\ cap}} \leq 1.2 = \frac{460.85 + 108.6}{600} \leq 1.2 = 0.949 \leq 1.2$$

$$\frac{I_F}{I_{no\ min\ al\ cap}} = \frac{I_F}{\frac{VA_{no\ min\ al}}{\sqrt{3}V_{no\ min\ al\ cap}}} \leq 1.8 = \frac{1370.6}{\frac{1200}{\sqrt{3}440}} \leq 1.8 = 1.19 \leq 1.8$$

$$\frac{V_C}{V_{no\ min\ al\ cap}} = \frac{\sqrt{V_i^2 + V_{h\ cap}^2}}{V_{no\ min\ al\ cap}} \leq 1.1 = \frac{\sqrt{460.85^2 + 108.6^2}}{600} \leq 1.1 = 0.79 \leq 1.1$$

$$\frac{V_C}{V_{no\ min\ al\ cap}} \times \frac{I_F}{I_{no\ min\ al\ cap}} \leq 1.35$$

$$0.79 \times 1.19 \leq 1.35$$

$$0.94 \leq 1.35$$

Tabla de equivalencias: AWG – milimétricas

En muchos sitios de la Internet y también en libros y manuales, especialmente de origen norteamericano, es común encontrar la medida de los conductores eléctricos (cables o alambres) indicados con la referencia AWG (American Wire Gauge).

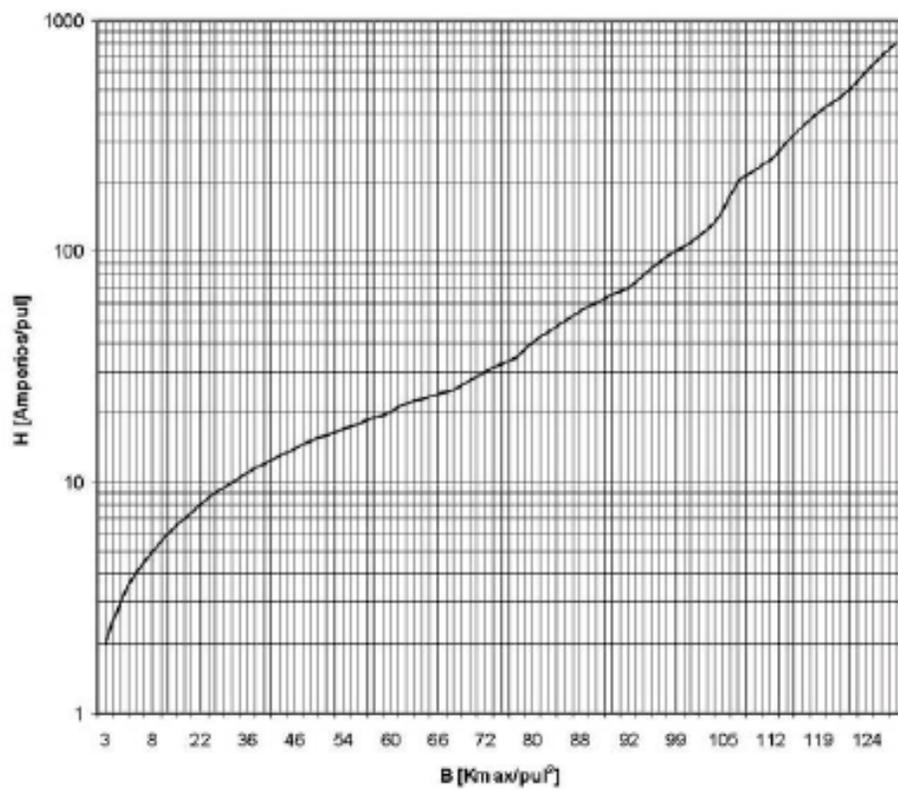
Esta tabla de conversión les permitirá saber el diámetro y superficie o área de sección del conductor, conociendo el número AWG.

AWG	Diam. mm	Area mm ²	AWG	Diam. mm	Area mm ²
1	7.35	42.40	16	1.29	1.31
2	6.54	33.60	17	1.15	1.04
3	5.86	27.00	18	1.024	0.823
4	5.19	21.20	19	0.912	0.653
5	4.62	16.80	20	0.812	0.519
6	4.11	13.30	21	0.723	0.412
7	3.67	10.60	22	0.644	0.325
8	3.26	8.35	23	0.573	0.259
9	2.91	6.62	24	0.511	0.205
10	2.59	5.27	25	0.455	0.163
11	2.30	4.15	26	0.405	0.128
12	2.05	3.31	27	0.361	0.102
13	1.83	2.63	28	0.321	0.0804
14	1.63	2.08	29	0.286	0.0646
15	1.45	1.65	30	0.255	0.0503

Graficas de curvas magnetización

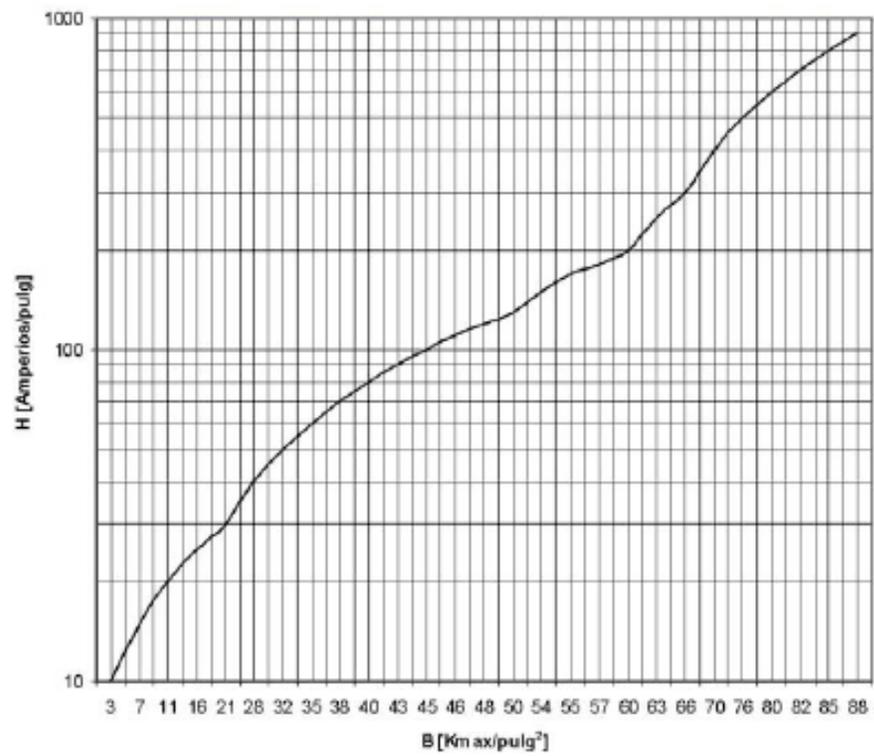
ACERO FUNDIDO

**CURVA DE MAGNETIZACION
DEL ACERO FUNDIDO**



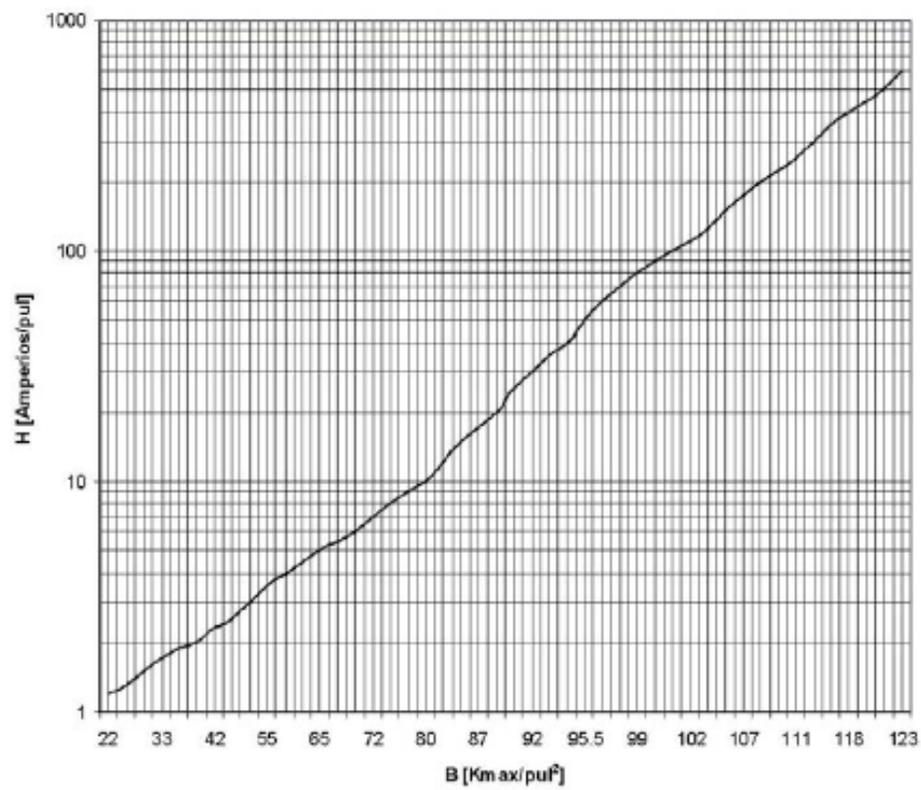
HIERRO FUNDIDO

**CURVA DE MAGNETIZACION
DEL HIERRO FUNDIDO**



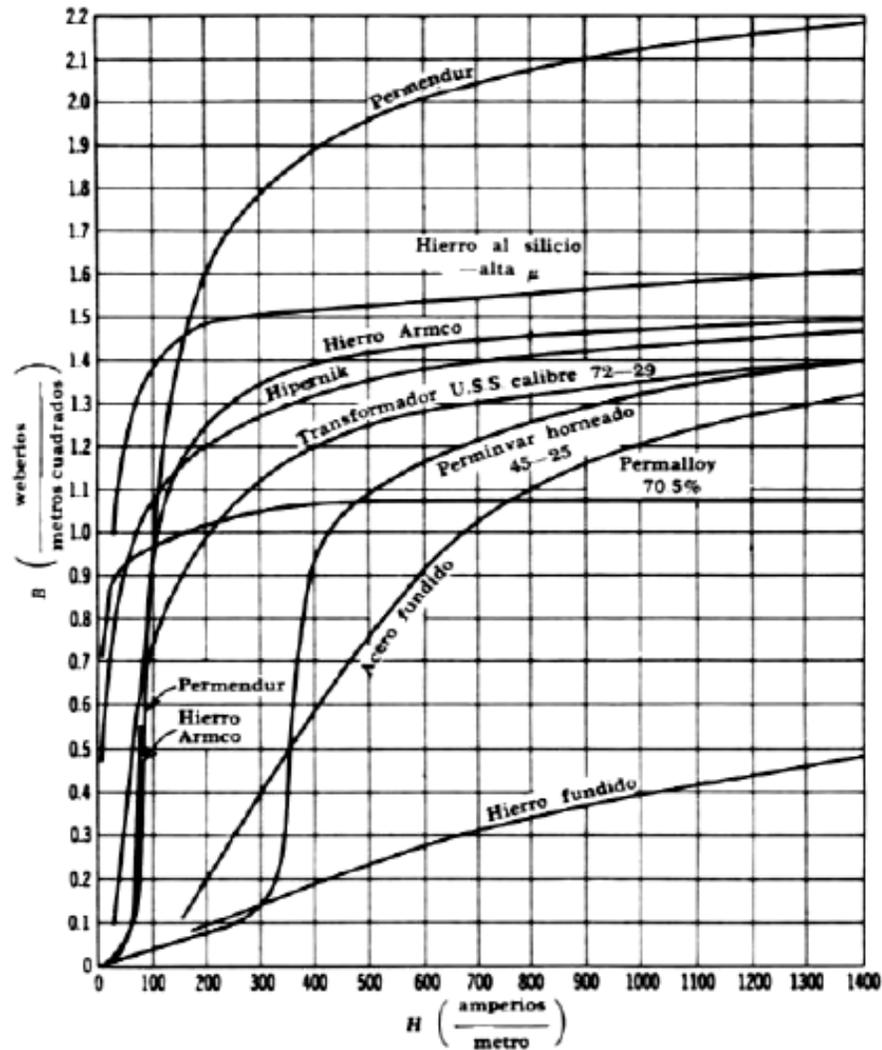
ACERO AL SILICIO LAMINADO

**CURVA DE MAGNETIZACION
DEL ACERO AL SILICIO LAMINADO**



CURVAS VARIAS

MATERIALES MAGNETICOS



Norma USA IEEE 519-1992 Ver CD.
Norma Europea IEC 61000 Ver CD.
IEEE Standard for Power Capacitors Ver CD.
Guías de laboratorio Ver CD.