

01126
51



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA DE MEXICO

FACULTAD DE INGENIERIA

SOLUCION PARA LA CONTAMINACION DE ARMONICAS
PARA UN LABORATORIO DEL INSTITUTO DE
FISICA-U.N.A.M.

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

T E S I S
Q U E P R E S E N T A :
ALEJANDRO RENDON RICARDI
P A R A O B T E N E R E L T I T U L O D E :
INGENIERO MECANICO ELECTRICO

ASESOR: ING. AUGUSTO SANCHEZ CIFUENTES
CO-ASESOR: ING. ARTURO MORALES COLLANTES



MEXICO, 2003



Universidad Nacional
Autónoma de México

Dirección General de Bibliotecas de la UNAM

Biblioteca Central



UNAM – Dirección General de Bibliotecas
Tesis Digitales
Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS ©
PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

Todo el material contenido en esta tesis esta protegido por la Ley Federal del Derecho de Autor (LFDA) de los Estados Unidos Mexicanos (México).

El uso de imágenes, fragmentos de videos, y demás material que sea objeto de protección de los derechos de autor, será exclusivamente para fines educativos e informativos y deberá citar la fuente donde la obtuvo mencionando el autor o autores. Cualquier uso distinto como el lucro, reproducción, edición o modificación, será perseguido y sancionado por el respectivo titular de los Derechos de Autor.

**TESIS CON
FALLA DE
ORIGEN**

PAGINACION

DISCONTINUA

Dedico este trabajo a:

A mi Madre, Rosa María

A mi esposa, Vicky

A mis hijos, Ulises y Helena

A mis hermanos, Rosario, Gerardo y Karla

A la Badina Victoria, a mi prima Socorro

A mi padre, Raúl por su motivación †

.....

**TESIS CON
FALLA DE ORIGEN**

INDICE

INTRODUCCIÓN	1
CAPÍTULO I	
Definición	3
Limites Armónicos, Normas, IEEE 519, IEC 61000-3-2 y 61000-3-4	4
Efectos causados por los voltajes y corrientes armónicos	9
CAPÍTULO II	
Generadores de armónicos	15
Convertidores estáticos en redes trifásicas	18
Convertidores de Frecuencia	28
Ciclo conversores	28
Hornos de arco	32
Reactores saturados	33
Máquinas rotatorias	33
CAPÍTULO III	
Armónicos en los sistemas monofásicos	35
Fuentes de alimentación conmutadas	37
Balastos Electrónicos para la Iluminación Fluorescente	39
Cargadores de baterías para vehículos eléctricos	40
Bombas de Calor de Velocidad Variable y aire acondicionado central	41
CAPÍTULO IV	
Filtros "Las soluciones tradicionales"	43
Reducción de Corrientes armónicas de cargas no lineales	43
Baja impedancia armónica de la fuente	43
Elegir la estructura de instalación	44
Aislamiento armónico	44

Filtros armónicos pasivos	
Reactores anti-armónicos	46
Filtro shunt resonante	49
Filtros amortiguados	53
Rectificadores de FP. y Acondicionadores armónicos activos	59
Rectificadores de FP	63
Acondicionador armónico activo tipo shunt	69
Acondicionadores armónicos activos Híbridos	74
Estructura híbrida "paralelo / serie"	76
Estructura híbrida "serie / paralelo"	77
Combinación "paralela" de filtros pasivos y acondicionador armónico activo	79
CAPÍTULO V	
Análisis de las instalaciones del Instituto de Física de la U.N.A.M.	82
CAPÍTULO VI	
Soluciones propuestas y conclusiones	100
Implementación de un acondicionador armónico activo	105
Conclusiones	114
ANEXOS	
Análisis de Fourier	i
Fluke 41B Analizador de Armónicos de Potencia	viii
BIBLIOGRAFÍA	x
GLOSARIO	xii

INTRODUCCIÓN

El desarrollo de fuentes de energía para realizar trabajo útil es la llave de acceso al progreso industrial, esencial para el mejoramiento continuo del nivel de vida de toda la sociedad. Para descubrir nuevas fuentes de energía, para obtener un abastecimiento esencialmente inagotable de energía para el futuro, para tener energía disponible donde quiera que se necesite, y para convertir energía desde una forma a otra y usarla sin atentar contra nuestra biosfera, son los más grandes desafíos en el mundo de hoy. El sistema eléctrico de potencia, es una de las herramientas para convertir y transportar energía que juega un papel importante para alcanzar este desafío. Esta industria, por sus características, es la más grande en el mundo. Se necesitan ingenieros altamente capacitados para aplicar los avances de la ciencia, en la resolución de problemas de la industria eléctrica de potencia y para asegurar un grado muy alto de confiabilidad del sistema, conjuntamente con la conciencia de la protección de nuestra ecología. Dicho en otros términos, contribuir al desarrollo sustentable de nuestro país.

Un sistema eléctrico de potencia, consiste en tres divisiones principales:

- 1.- Las estaciones generadoras.
- 2.- Las líneas de transmisión.
- 3.- Los sistemas de distribución.

Las líneas de transmisión son los nexos conectores entre las estaciones generadoras y los sistemas de distribución, y se unen a otros sistemas de potencia mediante interconexiones. Un sistema de distribución conecta todas las cargas individuales a las líneas de transmisión a través de subestaciones que desempeñan la función de transformación de voltaje y de conexión.

La interconexión aumenta la cantidad de corriente que fluye cuando un cortocircuito ocurre sobre un sistema y requiere la instalación de interruptores

capaces de detener una corriente muy grande. La perturbación ocasionada por un cortocircuito sobre un sistema, se puede esparcir a sistemas interconectados, a menos que se cuente con interruptores apropiados en los puntos de interconexión del sistema en cuestión. No solamente los sistemas interconectados deben tener la misma frecuencia nominal, también los generadores síncronos de un sistema deben permanecer en fase con los generadores síncronos de todos los sistemas interconectados.

La planificación de la operación, mejoramiento y expansión de un sistema de potencia requiere estudios de cargas, cálculos de falla, el diseño de medios de protección del sistema contra rayos, ondas generadas por "switchero", contra cortocircuitos y estudios de estabilidad del sistema.

En los estudios de estabilidad del sistema, se tiene el problema de las cargas no lineales, que es la forma no sinusoidal que la corriente adopta, producto de las diferentes ondas (múltiplos enteros de la fundamental), que a ella se suman y que son originadas por las cargas no lineales. Esta deformación de las señales de tensión y corriente se expresa usualmente en términos de "Distorsión Armónica".

La distorsión armónica describe la variación en estado estacionario o continuo en la forma de onda de la frecuencia fundamental. Para esta condición de estado estacionario las frecuencias son múltiplos enteros de la frecuencia fundamental. Los síntomas típicos de problemas de armónicas incluyen disparo en falso de fusibles, disparos inexplicables de interruptores, sobrecalentamiento de transformadores y de motores, funcionamiento defectuoso de impulsores, relevadores, computadoras, etc.

En este trabajo, se pretende dar una solución al problema de generación de armónicos debido al incremento en el uso de equipo de computo, alumbrado fluorescente y, en general, equipo con características de consumo no lineal, en un edificio del la UNAM, concretamente el edificio principal del Instituto de Física,

para poder llegar a esto, se presenta una breve reseña de lo que contiene cada uno de los capítulos de este trabajo.

En el primer capítulo, presentamos como está conformado un sistema de potencia, así como los objetivos que debe alcanzar la compañía suministradora de energía, como son la regulación y el suministro constante. Anteriormente, las cargas en los sistemas de potencia no presentaban muchos problemas de armónicas, pero el aumento de cargas con características no lineales, el incremento en el uso de dispositivos de conmutación electrónicos, tanto en la industria como en el área residencial, ha hecho que en el sistema de potencia se produzcan corrientes armónicas y éstos dependen grandemente de la impedancia del sistema, la distorsión de voltaje es directamente proporcional a la impedancia, influye también el uso de reactores para corrección de factor de potencia ya que se puede generar una condición resonante y por lo tanto, los armónicos pueden incrementarse.

El capítulo dos presenta una breve descripción de las cargas no lineales y los efectos que estas causan en los sistemas de potencia, algunas cargas generadoras de armónicos son los equipos de control de velocidad, hornos de arco, reactores saturados, convertidores de frecuencia, rectificadores, inversores, etc.

El capítulo tres nos presenta una breve descripción de las cargas no lineales monofásicas y la problemática que estas representan, ya que estos equipos no pueden ser tratados individualmente como los equipos de potencia, porque al ser equipos pequeños, suelen cambiar de ubicación o cantidad constantemente en los edificios de oficinas y las zonas residenciales. Algunas de estas cargas son, en su mayor parte computadoras, impresoras, televisores, fuentes de alimentación conmutadas, lámparas fluorescentes, etc.

El capítulo cuatro presenta una descripción de las soluciones tradicionales más comúnmente empleadas para la eliminación de armónicos en los sistemas

eléctricos de potencia. En estas soluciones se presentan la utilización de reactores, disminución de la impedancia armónica, aislamiento armónico, filtros pasivos, así como se explica el funcionamiento de los rectificadores de potencia y los acondicionadores armónicos activos puros y el uso de los acondicionadores armónicos activos híbridos.

En el capítulo cinco presentamos una descripción de las Instalaciones de Instituto de Física desde la subestación hasta los tableros derivados del edificio principal del Instituto de Física, la problemática que se puede encontrar, una breve reseña de las mediciones realizadas al interruptor principal, interruptores derivados de corriente regulada y centros de carga de corriente regulada.

En el capítulo seis presentamos las posibles soluciones empleando acondicionadores armónicos activos, filtros pasivos y sus características de desempeño. Se hace una propuesta de solución al implementar un acondicionador armónico activo, del cual se mencionan brevemente las características de funcionamiento y realizando simulaciones en una computadora que son presentadas al final del capítulo.

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

CAPÍTULO I: ARMÓNICOS

El objetivo de la compañía suministradora de energía eléctrica es entregar voltaje senoidal de magnitud constante a lo largo de su sistema. Este objetivo es complicado por el hecho de que hay cargas en el sistema que producen corrientes armónicas. Estas corrientes resultan en corrientes y voltajes deformados que pueden incidir adversamente al desempeño del sistema de diferentes maneras.

Como el número de cargas productoras de armónicos ha aumentado a través de los años, ha llegado a ser cada vez más necesario redirigir su influencia haciendo adiciones o cambios a una instalación.

Para apreciar totalmente el impacto de este fenómeno, hay dos conceptos importantes para tener en cuenta con respecto a los armónicos de los sistemas eléctricos de potencia. El primero es la naturaleza de las cargas que producen corrientes armónicas (cargas no lineales) y el segundo es la manera en que las corrientes armónicas fluyen y como los voltajes armónicos resultantes se desarrollan.

Las cargas eléctricas no lineales son cada vez más en las industrias, y también aumentan en el sector residencial. Estas cargas absorben corrientes no senoidales las cuales, bajo el efecto de la impedancia de circuito, deforman la onda de voltaje puramente senoidal. Esto es lo que se conoce como perturbación armónica de redes de potencia, y es actualmente una causa de interés que da origen a problemas serios.

Los Armónicos en el sistema de distribución eléctrico son los subproductos de la electrónica moderna. Estos son especialmente frecuentes donde hay grandes cantidades de computadoras personales, impresoras, copadoras, equipo médico de prueba, iluminación fluorescente y controles variables de velocidad. Los

armónicos no hacen ninguno trabajo útil; estos degradan el nivel de la calidad de potencia y eficiencia en un edificio comercial o industrial.

Por definición los armónicos son cualquier forma de onda periódica no senoidal, que puede ser representada en una serie de componentes armónicas. Cada una de estas componentes armónicas será una onda senoidal, con una frecuencia y amplitud distinta. Las frecuencias de las componentes armónicas individuales se expresan comúnmente como un múltiplo de la frecuencia fundamental. Estos múltiplos de la frecuencia fundamental se refieren frecuentemente como al orden armónico. Así, si la frecuencia fundamental es 60 Hz, el 2º orden armónico tendrá una frecuencia de 120 Hz, el 3er orden armónico tendrá una frecuencia de 180 Hz, etc.

El ángulo de fase y amplitud de los componentes armónicos individuales variará dependiendo de la naturaleza de la forma de onda distorsionada. Una onda puramente senoidal estará libre de distorsión y contendrá únicamente a la componente fundamental, sin términos armónicos de mayor orden. Ya que cada uno de los componentes armónicos es senoidal, la amplitud de cada componente armónico se expresa comúnmente en términos del valor RMS (valor eficaz del voltaje). La forma de onda distorsionada real, se determina sumando todas las ondas armónicas individuales.

Efectos causados por los voltajes y corrientes armónicos

Cuando una carga no lineal consume corriente, la corriente pasa a través de toda la impedancia que está entre la carga y la fuente del sistema. Como resultado del flujo de corriente, los voltajes armónicos son producidos por la impedancia en el sistema para cada armónico.

Estos voltajes se suman y cuando se agregan al voltaje nominal se produce la distorsión de voltaje. La magnitud de la distorsión de voltaje depende de la impedancia de fuente y de los voltajes armónicos producidos.

Si la impedancia de la fuente es baja, entonces la distorsión de voltaje será baja. Si una porción importante de la carga llega a ser no lineal (las corrientes armónicas aumentan) y/o cuando una condición resonante prevalece (impedancia del sistema aumenta), el voltaje puede aumentar dramáticamente.

Los sistemas de potencia son capaces de absorber una cantidad considerable de distorsión de corriente sin problemas y la distorsión producida por la compañía suministradora debe tener niveles más bajos que los recomendados por la norma IEEE 519 [1]. Sin embargo, el efecto colectivo de muchos clientes industriales, todos en conjunto, puede incidir en el sistema de distribución. Cuando los problemas llegan, estos se asocian comúnmente con condiciones de resonancia.

Las corrientes armónicas pueden producir numerosos problemas, tales como:

Sobrecalentamiento de equipo

Fallas de equipo

Interferencia en los sistemas de comunicación

Fallas en fusibles e interruptores

Problemas en los procesos industriales

Sobrecalentamiento de conductores

Deterioro de la capacidad dieléctrica en materiales aislantes por sobre tensión.

Fallas de aislamiento y aumento de pérdidas debido a corrientes armónicas excesivas.

Mal funcionamiento de equipos de control y medición.

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

En la figura N° 1, se muestra un esquema simplificado de un sistema cualquiera, donde una de las cargas es un convertidor estático de potencia. El convertidor en este caso actúa como una fuente que inyecta corrientes armónicas (h) al sistema, distorsionando la tensión en el Punto Común de Conexión (PCC) con otros consumidores, así como también la de otros nodos en la red que se encuentran más alejados. [18]

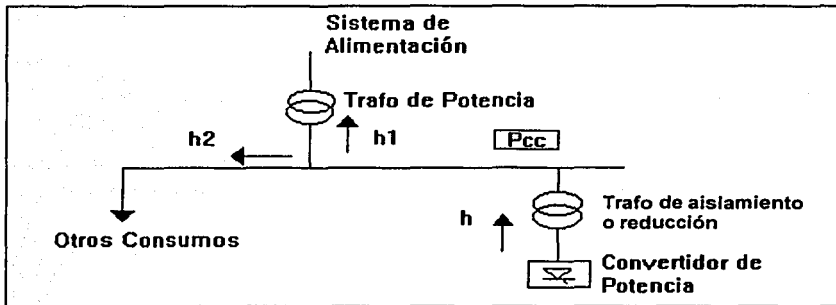


Figura N° 1: Esquema de un Sistema Eléctrico simplificado

Ésta carga no lineal, causa una emisión de corrientes armónicas y, por lo tanto, ocurre una caída de voltaje no senoidal en el Punto de Conexión Común (PCC), resultando en una distorsión de voltaje en este y otros puntos cerca del transformador, afectando a otros consumidores.

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

Referencias

[1] IEEE 519: Recommended practices and requirements for harmonic control in electrical power systems - 1992.

[18] <http://www.inet.cl/cpe/>

Limites armónicos, Normas, IEEE 519 [4]

Los conceptos más importantes involucran la evaluación de límites de corrientes armónicas a clientes individuales y límites armónicos de voltaje sobre el sistema total. Estos límites se evalúan típicamente en el punto del acoplamiento común (PCC) entre el suministro y el cliente.

Limites de distorsión de Voltaje

La compañía suministradora es responsable del mantenimiento de la calidad de voltaje sobre todo el sistema. La tabla 1 resume las directivas de distorsión de voltaje para diferentes niveles de voltaje de sistema. [4]

Bus de Voltaje al PCC (V_n)	Distorsión armónica de Voltaje individual (%)	Distorsión de Voltaje Total THD $_{V_n}$ (%)
$V_n \leq 69kV$	3.0	5.0
$69kV < V_n \leq 161kV$	1.5	2.5
$V_n > 161kV$	1.0	1.5

Tabla 1

*Limites de distorsión armónica de voltaje
en % de la frecuencia fundamental nominal de voltaje.*

$$THD_{V_n} = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} V_h^2}}{V_n} \times 100\%$$

donde:

V_h = magnitud de componentes armónicas individuales (volts rms)

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

h = orden armónico

V_n = voltaje nominal rms del sistema (volts rms)

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

Nótese que ésta definición es ligeramente diferente de la definición convencional para la distorsión armónica total, que expresa la distorsión como la magnitud de voltaje de la frecuencia fundamental al momento de la medición. Ésta definición permite la evaluación de la distorsión de voltaje con respecto a límites fijos más que límites que fluctúan con el voltaje de sistema. Un concepto similar se aplica para los límites de corriente.[4]

Limites de distorsión de corriente

Las corrientes armónicas de un cliente individual se evalúan en el PCC donde la compañía puede suministrar a otros clientes. Los límites son dependientes de la carga del cliente con relación a la capacidad de cortocircuito de sistema en el PCC. Nótese que todos los límites de corrientes se expresan como un porcentaje de la demanda máxima promedio de la corriente de carga del cliente.

$V_n \leq 69kV$						
I_{sc} / I_L	$h < 11$	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 23$	$23 \leq h < 35$	$35 \leq h$	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
$69kV < V_n \leq 161kV$						
<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	1.25	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
$V_n > 161kV$						
<50	2.0	1.0	0.75	0.3	0.15	2.5
≤ 50	3.5	1.75	1.25	0.5	0.25	4.0

Tabla 2. Límites de distorsión armónica de corriente (I_h) en % de I_L [4]

Todas las aplicaciones de equipo de generación de potencia se limitan a estos valores de distorsión de corriente sin considerar la relación real de cortocircuito I_{sc}/I_L .

IEC 61000-3-2 e IEC 61000-3-4 (anteriormente 1000-3-2 y 1000-3-4)

IEC 61000-3-2 (1995-03) [2]

Ésta norma europea especifica los límites para emisiones de corriente armónica aplicables al equipo eléctrico y electrónico teniendo una corriente de entrada de hasta 16 amperes por fase, y se destina para ser conectado al sistema de distribución de bajo voltaje. Las pruebas según ésta norma son pruebas tipo. Para sistemas con voltajes nominales menos de 220 V (línea a neutro), los límites aún no se han considerado.

IEC / TS 61000-3-4 (1998-10) [2]

Las recomendaciones de este informe técnico son aplicables al equipo eléctrico y electrónico con una corriente nominal de entrada que excede 16 amperes por fase y se destina para ser conectado al sistema de distribución de bajo voltaje de los tipos siguientes:

- Voltaje nominal hasta 240 V, una fase, dos o tres cables;
- Voltaje nominal hasta 600 V, tres fases, tres o cuatro cables;
- Frecuencia nominal 50 Hz o 60 Hz

**TESIS CON
FALLA DE ORIGEN**

Estas recomendaciones especifican la información requerida que permita a una autoridad en suministro evaluar el equipo con respecto a perturbaciones de armónicos y decidir si o no el equipo es aceptable para la conexión con respecto al aspecto de distorsión armónico. Este documento no es para ser tomado como una Norma Internacional.

Las normas Europeas, IEC 61000-3-2 & 61000-3-4, ponen límites armónicos de corriente en los equipos, se diseñan para proteger el equipo del consumidor pequeño. La anterior es restringida a 16 amperes; la posterior extiende la gama arriba de 16 Amperes. Dos clases particulares de equipo son cubiertas:[2]

- Clase C Equipo de iluminación
 Clase D Equipo que tiene corriente con una "Forma de onda especial"

Orden armónico n	Corriente armónica máxima permisible Clase A (Amps)	Corriente armónica máxima permisible Clase B (Amps)
1	17.41	26.11
3	3.75	5.62
5	2.11	3.16
7	1.50	2.25
9	0.80	1.21
11	0.67	1.01
13	0.43	0.64
15	0.31	0.47
$15 \leq n \leq 39$	$0.31(15/n)$	$0.47(15/n)$
2	1.54	2.31
4	0.75	1.13
6	0.57	0.85
8	0.45	0.67
$8 \leq n \leq 40$	$.45(8/n)$	$.67(8/n)$

Tabla 3. Límites propuestos de corriente armónica para equipo Clase A y Clase B basados en una impedancia fuente de 120 VAC, 60 Hz.[19]

La Clase D es definida por una forma de onda especial. Si la forma de onda de corriente de una carga no lineal está dentro de los límites para el 95% de un medio

TESIS CON
 FALLA DE ORIGEN

ciclo, entonces se considera que será equipo clase D y deberá satisfacer los límites de la tabla 4.

El equipo Clase D es más representativo de muchas de las cargas monofásicas o no lineales (fuentes de alimentación, balastos electrónicos, bombas de calor de velocidad variable, aires acondicionados, cargadores de baterías). Refiriéndose a la tabla 4, la corriente límite para una determinada armónica ésta basada en la potencia de entrada (mA / W) así como también en un valor máximo corriente. La tabla 4 muestra la última propuesta para los límites.

Orden armónico n	IEC Clase A (Amps)	IEC Clase D (ma/watt)
1	14.35	
3	2.3	3.4
5	1.14	1.9
7	0.77	1
9	0.4	0.5
11	0.33	0.35
13	0.21	0.30

Tabla 4. Límites Clase A, Clase D.

No es claro en las tablas de IEC 61000-3-2 y 61000-3-4 cuan restrictivo son los límites como una función del rango nominal del equipo. La tabla siguiente muestra el límite THD de corriente resultante para un dispositivo a 220 V diseñado para cumplir los límites propuestos en la última norma IEC.[2]

Watts	THD Limite (%)
< 600	90
1000 – 1500	60
> 3500	26

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

Tabla 5. Límites de THD de IEC 61000-3-2 y 61000-3-4

La fig. 2 muestra la misma información contenida en ésta tabla, pero también muestra la declinación lineal entre intervalos (es decir, entre 600 W y 1000 W, y entre 1500 W y 3500 W).

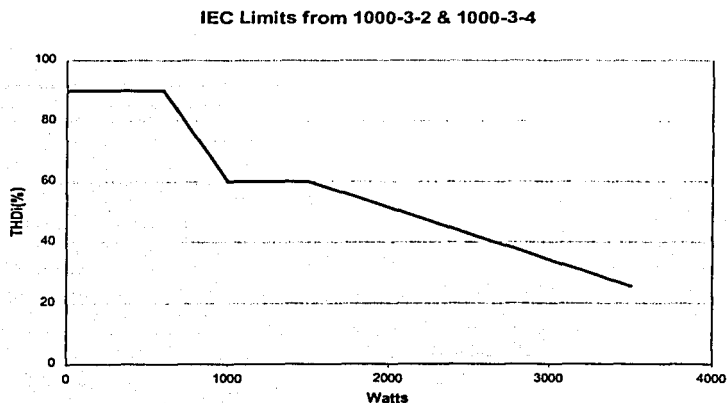


Figura 2. Límites armónicos IEC como función de la potencia

Por la comparación con los límites sugeridos por IEEE 519, los límites del IEC permiten niveles más altos de distorsión armónica. [2]

Referencias

[2] P1495/D2 Draft Guide for Harmonic Limits for Single-Phase Equipment Sponsored by the Transmission and Distribution Committee of the IEEE Power Engineering Society 01-26-01

[4] IEEE P519A - Guide for Applying Harmonic Limits on Power Systems Prepared by the P519A Task Force of the Harmonics Working Group (IEEE PES T&D Committee) and SCC22 - Power Quality

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

CAPITULO II

Generadores de Armónicos

Las cargas lineales son aquellas que el voltaje y la corriente varían en proporción directa de uno a otro. La aplicación de un voltaje senoidal a una carga lineal resultará en una corriente senoidal a través de la carga. La impedancia en cargas lineales es constante, y no depende de la magnitud del voltaje aplicado. Las cargas lineales no generan corrientes armónicas, y por lo tanto no producen distorsión armónica. Ejemplos de cargas lineales incluyen iluminación incandescente, la resistencia de calefacción y motores.

En contraste con las cargas lineales, las cargas no lineales son las cargas en que el voltaje y la corriente no varía en la proporción directa de uno a otro. Como la magnitud del voltaje aplicado cambia, la impedancia del elemento cambia, y esto produce una corriente no-senoidal. Las cargas no lineales pueden generar cantidades considerables de corrientes armónicas.

P.e.; Cuando un equipo electrónico cambia la CA en CC, este produce corriente en pulsos. Estos pulsos ocasionan deformación de las formas de onda de corriente que son ricas en armónicos. El equipo electrónico actuará como un generador de corrientes armónicas. Cuando estas corrientes armónicas fluyen de regreso, en otras partes del sistema de potencia, estas pueden deformar también la forma de onda de voltaje que llega a ser no senoidal. El voltaje deformado puede afectar a otras cargas que comparten el mismo circuito o transformador con la carga armónica original.

Otro ejemplo común de una carga no lineal es la corriente de excitación de un transformador. Otros ejemplos de cargas generadoras armónicas no-lineales son:

Variador de velocidad de un motor
Hornos de arco y maquinas soldadoras

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

Equipos U.P.S.

Fuentes de alimentación conmutada

Los balastos de lámparas fluorescentes

Bajo operación normal, estos dispositivos no lineales producen corrientes armónicas de forma continua.

Un espectro armónico es un listado de la amplitud de las componentes armónicas para cada orden armónico contenido en la forma de onda. El espectro armónico de una carga generadora de armónicos es de interés particular cuando se determinan los requerimientos de un filtro. El espectro armónico real para el equipo generador de armónicos varía apreciablemente, y frecuentemente ésta disponible con los fabricantes del equipo. La mayoría de las cargas generadoras de armónicos producen únicamente armónicos de orden impar. Generalmente, la magnitud de estos armónicos disminuye conforme el orden armónico aumenta.

Por ejemplo, el 7º componente armónico es generalmente menor que el 5º componente armónico, etc.

En muchas plantas industriales, la fuente predominante de corrientes armónicas son los controles de velocidad de motores. La mayoría de los controles de velocidad de motores usan o un convertidor de 6 pulsos o uno de 12 pulsos para convertir la entrada trifásica de voltaje de CA al voltaje variable o fijo de CC.

La proliferación de los dispositivos de electrónica de potencia ha influido notablemente en el aumento del nivel de armónicas en las redes eléctricas. Este aumento de la contaminación eléctrica o distorsión de las formas de onda de voltaje y corriente debido a las armónicas de frecuencias distintas a la fundamental, se debe al desarrollo y perfeccionamiento de los semiconductores de potencia que ha motivado la utilización de aparatos como convertidores estáticos, dada su eficiencia y fiabilidad en el control de la energía eléctrica. Así como

también hornos de arco, debido a sus características especiales para fundir metales y otros dispositivos de electrónica de potencia que tienen un comportamiento no lineal.

Los niveles de perturbación armónica de estas fuentes se pueden clasificar en dos categorías, la primera en un rango de frecuencias armónicas menores que la fundamental (60 [Hz]), la segunda corresponde a las frecuencias mayores que 60 [Hz].[18]

I.-Señales de frecuencias menores a 60 [Hz]

Si algún equipo produce este tipo de señal, llamadas también subarmónicas, éstas podrían ocasionar parpadeos luminosos perceptibles que son molestos para el ojo humano (por ej. Flicker, rango 0.1 a 25 [Hz]).

II.-Señales de frecuencias mayores a 60 [Hz] (Armónicas)

El origen de las señales perturbadoras en los sistemas de distribución industrial que producen un aumento en la distorsión de voltaje y corriente del sistema se debe a los siguientes factores:

El aumento en la utilización de equipos de electrónica de potencia, los cuales tienen características de voltaje y corriente no sinusoidales, comportándose como verdaderas fuentes que inyectan corrientes armónicas al sistema. Entre estos aparatos se encuentran los rectificadores, inversores, convertidores de frecuencias, compensadores estáticos de reactivos y ciclo convertidores.

El incremento en la aplicación de los bancos de condensadores, ya sea para corregir factor de potencia o regulación de voltaje, los cuales pueden estar

ubicados próximos a fuentes generadoras de armónicas propiciando condiciones de resonancia, lo cual puede magnificar el nivel de armónicas existente.

A continuación se describen algunos equipos trifásicos contaminantes de armónicas en los sistemas de potencia eléctricos.

Convertidores Estáticos de Potencia

Se entiende como convertidores estáticos de potencia a los aparatos basados en dispositivos electrónicos de estado sólido (diodos y tiristores) que pueden ser equipos rectificadores, convertidores de frecuencia, inversores, ciclo convertidores y compensadores estáticos de potencia reactiva.

Los convertidores de potencia están presentes en la industria en muchas formas y aplicaciones. En potencias elevadas estos convertidores exhiben elevados índices de disponibilidad, confiabilidad y rendimiento a costos razonables. Su campo de aplicación cubre desde rectificación de altas corrientes (electro refinación), hasta accionamiento de grandes máquinas en continua o alterna (ciclo convertidores).

Todos estos equipos tienen una característica común que es requerir o absorber corriente del sistema que es no senoidal. Por lo tanto, todos ellos son gobernados por las mismas leyes básicas que permiten un análisis de su comportamiento. Durante el funcionamiento normal de estos equipos, aparecen armónicas de tensión y/o corrientes en las redes. Para el caso de los rectificadores por ejemplo, se generan armónicos tanto en el lado de continua como en el alterno, donde las del lado continuo son del orden:

$$h=k*p$$

y las del lado alterno son del orden:

$$h=k*p\pm 1$$

siendo



h : orden de armónico
 p : número de pulsos del rectificador
 k : un entero positivo 1, 2, 3

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

Por lo tanto, se tiene que por cada armónico en el lado continuo existen dos en el lado alterno, siendo los del lado alterno los más perjudiciales para el sistema.[16]

Análisis General de un Rectificador de 6 pulsos

Para el estudio del rectificador se supondrá lo siguiente:

- La fuente de poder presenta voltajes sinusoidales de amplitud y frecuencia balanceados.
- Los tiristores se considerarán con resistencia nula en la conducción y con resistencia infinita en la no-conducción; es decir un rectificador sin pérdidas.
- El disparo de los tiristores se considerará simétrico para cada uno de ellos y sin fallas.

La configuración típica para un rectificador de 6 pulsos es la del rectificador puente trifásico, que consiste en dos rectificadores estrellas conectados en serie alimentados por la misma fuente. Este modelo se muestra a continuación:

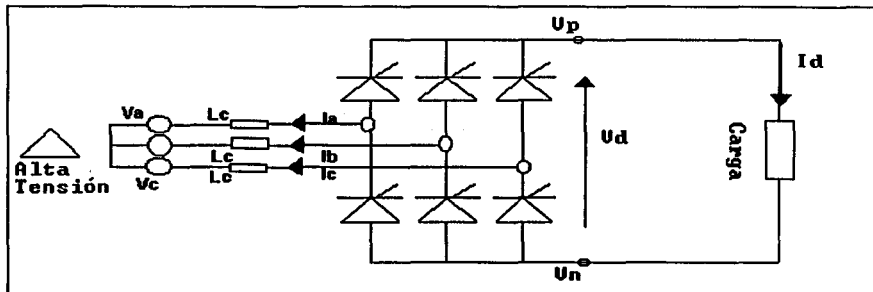


Figura N° 1: Modelo de un Rectificador de 6 pulsos [16]

Donde:

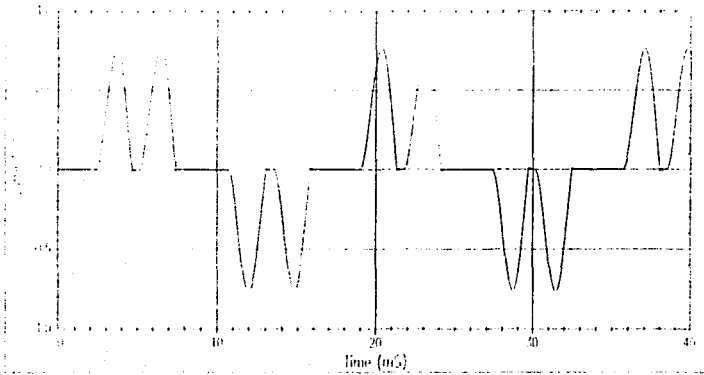
Va, Vb, Vc: Red de alimentación trifásica, en baja tensión (Ej. 600 V).

Vd, Id: Tensión y Corriente rectificadas

Lc: Inductancia equivalente desde el rectificador hacia la red alterna.

ia, Ib, Ic: Corrientes de entrada al rectificador.

Basándose en el comportamiento del rectificador (tiristores), la corriente observada a la salida de éste será de la siguiente forma de onda de cada fase, ver Figura N° 2.



TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

Figura N° 2: Señales en un Rectificador

El voltaje medio ideal en la carga como función de (α) es de la siguiente forma:

$$V_{di\alpha} = \frac{3}{\pi} \times \hat{V} \times \cos(\alpha) = V_{dio} \times \cos(\alpha)$$

donde V_{dio} corresponde al voltaje medio ideal en la carga, con ángulo de disparo $\alpha=0$.

Este voltaje es ideal debido a que no se considera la inductancia del transformador, la que produce el llamado efecto de conmutación. Si se considera este efecto, el voltaje de carga V_d disminuye en un factor D_x que se representa como:

$$D_x = 6 \times f \times L_c \times I_d$$

Por lo tanto, el voltaje real a la salida del puente rectificador vendría dado por:

$$V_{d_{real}} = V_{di} \alpha - D_x$$

La corriente de entrada típica de un rectificador de 6 pulsos se muestra en la Figura N° 3 (conexión Y-Y):

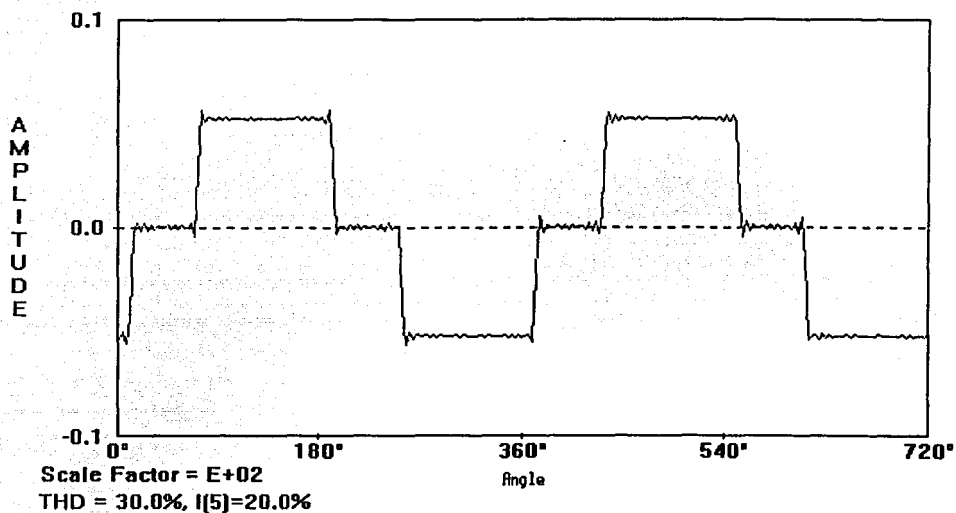


Figura N° 3: Corriente del Rectificador [16]

La serie de Fourier para ésta corriente se muestra en la siguiente ecuación:

$$I_a = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} \times I_d \left\{ \cos(\alpha x) - \frac{1}{5} \cos(5\alpha x) + \frac{1}{7} \cos(7\alpha x) - \frac{1}{11} \cos(11\alpha x) + \frac{1}{13} \cos(13\alpha x) - \frac{1}{17} \cos(17\alpha x) + \dots \right\}$$

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

Se pueden hacer algunas observaciones útiles de ésta ecuación:

Ausencia de la tercera armónica

Presencia de armónicas de orden $(6k \pm 1)$ para valores enteros de k , armónicas de orden $6k+1$ son de secuencia positiva y las de orden $6k-1$ son de secuencia negativa.

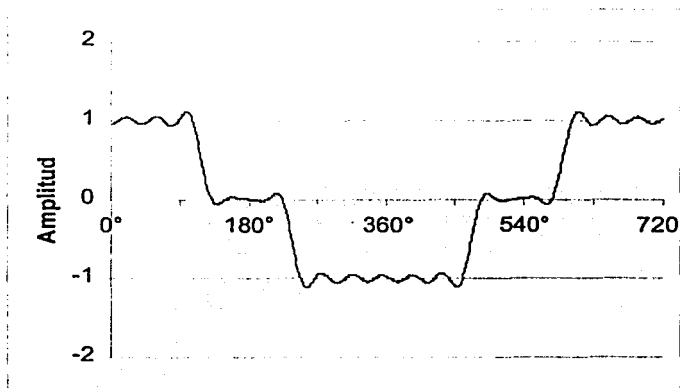
La magnitud r.m.s. de la corriente a frecuencia fundamental es:

$$I_1 = \frac{6 \times I_d}{\pi}$$

La magnitud r.m.s. de la corriente armónica de orden h es:

$$I_h = \frac{I_1}{h}$$

Si el rectificador fuera alimentado por un transformador en conexión delta-estrella, la corriente por el lado CA sería de la forma:



TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

Figura N° 4: Corriente del Rectificador D-Y

La serie de Fourier para ésta corriente se muestra en la siguiente ecuación:

$$I_a = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} \times I_d \left\{ \cos(\omega t) + \frac{1}{5} \cos(5\omega t) - \frac{1}{7} \cos(7\omega t) - \frac{1}{11} \cos(11\omega t) + \frac{1}{13} \cos(13\omega t) + \frac{1}{17} \cos(17\omega t) - \dots \right\}$$

que sólo difiere de la serie para la conexión estrella-estrella del transformador, en la secuencia de rotación de las armónicas de orden $(6k \pm 1)$ para los valores impares de k , es decir la 5ª, 7ª, 17ª, 19ª, etc., siendo el orden y la amplitud de las armónicas inyectadas el mismo. Por esto, la conexión del transformador de alimentación de un rectificador de 6 pulsos no presentará mayor importancia desde el punto de vista de inyección armónica.[16]

A continuación se presentan los índices armónicos "teóricos" de corriente que inyectan estos rectificadores hacia el lado alterno.

Armónicas de corriente inyectadas por un rectificador de 6 pulsos

Armónica	5	7	11	13	17	19	23	25
%Fund.	20	14.2	9	7.6	5.8	5.2	4.3	4

Análisis General de un Rectificador de 12 pulsos

Para el estudio del rectificador se supondrá lo siguiente:

- La fuente de poder presenta voltajes sinusoidales de amplitud y frecuencia balanceados.
- Los tiristores se considerarán con resistencia nula en la conducción y con resistencia infinita en la no-conducción; es decir un rectificador sin pérdidas.
- El disparo de los tiristores se considerará simétrico para cada uno de ellos y sin fallas.

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

Construcción de un Rec. 12p a partir de dos Rec. 6p

Un rectificador de 12 pulsos consiste en la conexión de dos rectificadores de 6 pulsos alimentados mediante un transformador con dos secundarios o a través de dos transformadores (Figura N° 5). En ambos casos, la conexión de la alimentación del rectificador debe ser uno en "estrella" y el otro en "delta". Esto produce un desfase de 30° entre los respectivos voltajes de alimentación, lo que se traduce en un voltaje en la carga con un menor nivel de rizo además de una corriente de entrada al rectificador con una característica bastante más senoidal (con menos distorsión). La importancia de ésta modificación es que se inyectan corrientes armónicas 5^a y 7^a de signo contrario. Por lo tanto, con un grado equivalente de carga en ambos rectificadores, se puede producir una cancelación completa de éstas armónicas (las más importantes). Disminuyendo de ésta forma, los niveles de distorsión armónica de voltaje en las barras de alta tensión.

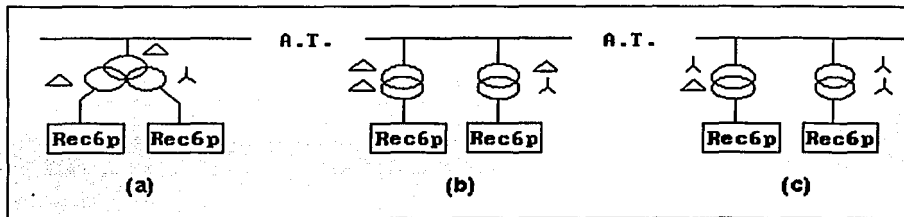


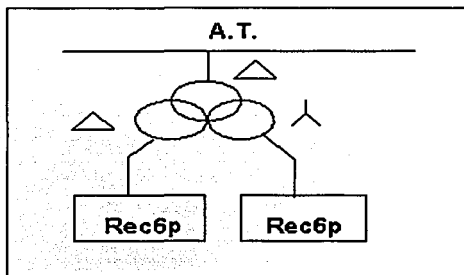
Figura N° 5: Rec. de 12 pulsos a partir de dos rectificador de 6 pulsos

NOTA

(b) y (c) se consideran rectificadores de 12 pulsos desde el punto de vista de las corrientes armónicas que éstos inyectan a la red ($h= 11, 13, 17, 19, 21\dots$).

El rectificador de 12 pulsos se utiliza para amplificar, ya sea el voltaje o la corriente en la carga y esto se hace conectando los rectificadores de 6 pulsos en serie o en paralelo respectivamente. La corriente que el rectificador absorbe de la red es la misma, independiente de la configuración utilizada, por lo que una consecuencia inmediata en el uso de un rectificador de 12 pulsos -desde el punto de vista armónico- son los menores niveles de distorsión que éste causa.

Se presenta a continuación la configuración típica de un rectificador de 12 pulsos utilizada para amplificar voltaje en la carga (conexión en serie de los rectificadores puente de 6 pulsos).



TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

Figura N° 6: Modelo de un Rectificador de 12 pulsos

El análisis de un rectificador de 12 pulsos se basa en todo lo obtenido para el rectificador de 6 pulsos. Vale decir, los conceptos referentes a la conducción de los tiristores, a la corriente y al voltaje de carga en función del ángulo de disparo y del ángulo de conmutación son igualmente válidos en el rectificador de 12 pulsos.

La diferencia radica en que como éste consta de dos rectificadores de 6 pulsos, la corriente en el primario del transformador, es decir la que absorbe de la red, es la suma de las corrientes por cada rectificador de 6 pulsos. A su vez, el voltaje en la carga también es la suma de los voltajes individuales de cada rectificador. El voltaje en la carga (V_d), resulta entonces:

$$V_d = V_{p1} + V_{p2} = \frac{6\sqrt{3}}{\pi} \times E_m \times \frac{\cos(\alpha) + \cos(\alpha + \mu)}{2}$$

el voltaje V_d tendrá en un ciclo de operación 12 pulsos en su ripple, pero este será de mucho menor amplitud que el de 6 pulsos.

A continuación se muestra la corriente resultante que se observa por el lado primario del transformador de alimentación.

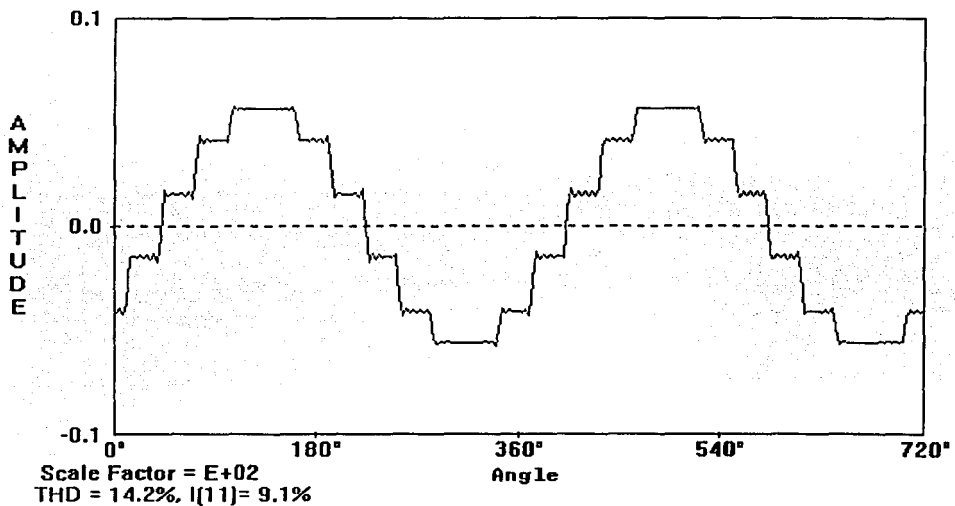


Figura N° 7: Corriente del Rectificador de 12 pulsos, lado primario

Si se analiza la corriente de un rectificador de 12 pulsos, se encuentra que la serie de Fourier que representa a ésta señal es:

$$I_a = 2 \times \frac{2\sqrt{3}}{\pi} \times I_d \left\{ \cos(\alpha\omega) - \frac{1}{11} \cos(11\alpha\omega) + \frac{1}{13} \cos(13\alpha\omega) - \frac{1}{23} \cos(23\alpha\omega) + \frac{1}{25} \cos(25\alpha\omega) - \dots \right\}$$

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

Ésta serie sólo contiene armónicas de orden $(12k \pm 1)$. Las corrientes armónicas de orden $(6k \pm 1)$ con k impar, circulan entre los secundarios del transformador pero no penetran a la red. Es importante señalar que si el sistema no es simétrico entre sus fases, ya sea desbalanceado o con carga no simétrica, entonces las armónicas de orden $(6k \pm 1)$ con k impar no desaparecerán por completo, existiendo en el primario algunas de éstas armónicas con menor amplitud.

Este análisis previo corresponde a corrientes de formas de onda ideales, es decir completamente filtradas y sin ángulo de conmutación. Sin embargo, en la práctica los transformadores de reducción que alimentan a los rectificadores presentan inductancias no despreciables que limitan las variaciones de corrientes. Esto provoca la aparición del ángulo de conmutación en las formas de onda de corriente.[16]

Al variar la corriente de entrada al rectificador varía también la amplitud de las armónicas que se inyectan al sistema. No se modifican ni el orden, ni la secuencia de las armónicas presentes, sólo la amplitud de éstas, ya que la forma de onda de las corrientes es sólo suavizada por el ángulo de conmutación. Sin embargo, la variación que se produce en la amplitud no es significativa.

A continuación se presentan los índices armónicos "teóricos" de corriente que inyectan estos rectificadores hacia el lado alterno.

Armónicas de corriente inyectadas por un rectificador. de 12 pulsos

Armónica	11	13	23	25	35	37	47	49
%Fund.	9.0	7.6	4.3	2.8	2.7	2.1	2.0	

TESIS CON
 FALLA DE ORIGEN

Convertidores de Frecuencia

El creciente uso de los convertidores de frecuencia en controladores de velocidad variable de máquinas eléctricas de corriente alterna, se debe principalmente al desarrollo alcanzado en los semiconductores de potencia, que hacen factible la generación de voltajes de amplitud y frecuencia variables con lo cual, en el rango de potencias bajas y medias, el motor de inducción ha desplazado al motor de corriente continua en gran número de aplicaciones, así también ha convertido sistemas que tradicionalmente se utilizaban a velocidad fija en sistemas de velocidad variable.

Dentro de los conversores de frecuencia, se pueden distinguir tres tipos:

Ciclo conversores

Conversores con inversor tipo fuente de corriente

Conversores con inversor tipo fuente de tensión

Ciclo conversores

En el rango de las altas potencias (varios MW), los accionamientos con motores sincrónicos son los más utilizados. Este accionamiento se realiza mediante un conversor directo de frecuencia, comúnmente llamado ciclo conversor. El ciclo conversor genera tensiones trifásicas de amplitud y frecuencia variables directamente desde la red trifásica de alimentación. La tensión de cada fase de la carga es generada mediante el uso de dos rectificadores trifásicos tipo puente conectados en antiparalelo, tal como se muestra en la Figura N° 8.

La tensión de la carga es producida realizando una modulación del ángulo de disparo de los tiristores. Además, por su principio de funcionamiento tiene la frecuencia de salida bastante limitada, la que solamente puede alcanzar una fracción de la frecuencia de entrada. Generalmente, los motores sincrónicos que

son alimentados por los ciclo conversores tiene una frecuencia relativamente pequeña y variable en un rango de [0-15] Hz.

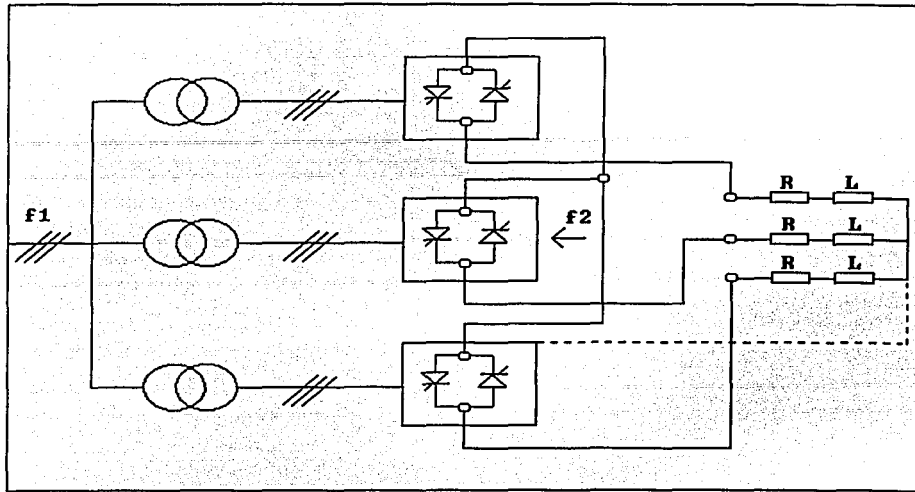


Figura N° 8: Esquema de un ciclo conversor [16]

Las armónicas de corriente que inyecta el ciclo conversor se pueden dividir en:

1.- Armónicas Características

Son independientes de la configuración y del número de pulsos del ciclo conversor.

Las frecuencias de estas armónicas son dependientes de la frecuencia de salida y están dadas por la ecuación:

$$f_{ca} = f_i \pm 6n f_o, \quad n = 1, 2, 3, \dots$$

donde

f_i : frecuencia de la red.

f_o : frecuencia de salida.

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

2.- Armónicas dependientes del circuito

La frecuencia de estas armónicas depende del número de pulsos del ciclo conversor y de la frecuencia de salida.

En un ciclo conversor de 12 pulsos estas armónicas tienen frecuencias determinadas por la siguiente ecuación:

$$f_n = (12p \pm 1) \pm 6n f_o, \quad n = 0, 1, 2, 3, \dots$$
$$p = 1, 2, 3, \dots$$

Inversor Fuente de Corriente

Este tipo de conversor, tal como se muestra en la Figura N° 9, tiene entre las unidades rectificadora e inversora un filtro inductivo que proporciona un enlace de corriente del puente rectificador hacia el inversor. La forma de onda de la corriente de entrada al conversor de frecuencia, presenta cierta semejanza con la onda de corriente del conversor trifásico de 6 pulsos.

El inversor fuente de corriente, en los últimos años ha tenido una creciente utilización. Sin embargo, el más popular es el inversor fuente de tensión.

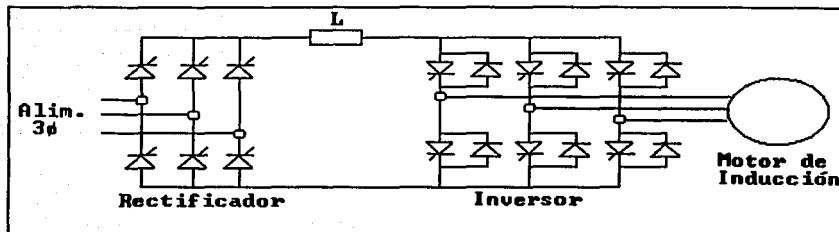


Figura N° 9: Inversor Fuente de Corriente[16]

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

Inversor Fuente de Tensión

Para producir una tensión variable de amplitud y frecuencia a la salida del convertidor de frecuencia, se emplea una tensión continua de amplitud constante a través de un filtro capacitivo conectado a la entrada del inversor. La elevada velocidad de operación de los semiconductores asegura la formación de una tensión alterna aproximadamente senoidal a partir de ésta tensión continua. El filtro capacitivo, tal como se muestra en la Figura N° 10, necesario para el funcionamiento del inversor (se requiere tensión constante), implica la inyección de un elevado contenido armónico en la red.

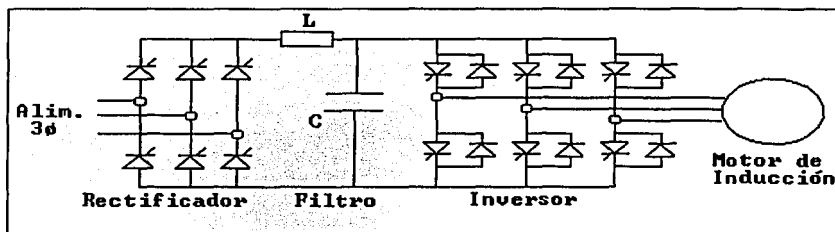


Figura N° 10: Inversor Fuente de Tensión.[16]

Una característica de este convertidor se refiere a las elevadas magnitudes de las armónicas que aparecen en el lado de la red, con respecto a las usuales en puentes rectificadores, donde las armónicas de orden 5 y 7 corresponden aproximadamente a un 18% y 11% de la fundamental respectivamente. En cambio el inversor fuente de tensión, debido a la fuerte distorsión que sufre la corriente de entrada por el efecto del filtro capacitivo, produce armónicas de orden 5 y 7 de hasta un 63% y 33% respectivamente, esto con respecto a la fundamental en forma aproximada. La aplicación más importante del inversor fuente de tensión consiste en la alimentación de motores de inducción de velocidad variable. Este tipo de accionamiento se utiliza para instalaciones fijas o para equipos de tracción.

Hornos de arco

Los hornos de arco usados en la industria metalúrgica pueden ser del tipo de CA o de CD.

Hornos de arco de CA (fig. 11)

El horno de arco de CA es no lineal, asimétrico e inestable. Genera un espectro que incluyen armónicos pares e impares, así como también un espectro continuo (hay ruido de fondo en todas las frecuencias).[8]

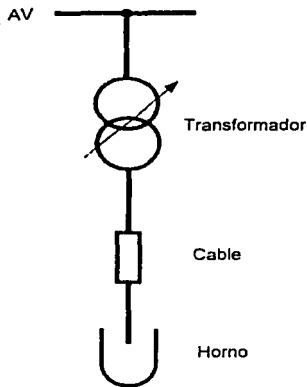


Fig. 11 (Horno de arco alimentado por potencia de CA

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

El espectro depende del tipo de horno, el rango de potencia y el tipo de operación (p. ej. fundición, refinado). Se requieren por lo tanto mediciones para determinar el espectro exacto (ver fig. 12).[8]

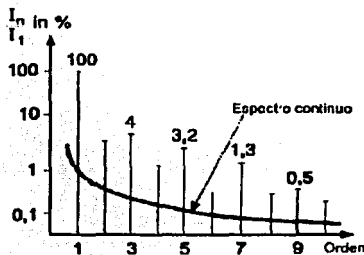


Fig. 12 Espectro de corriente de un horno de arco alimentado por potencia de CA.

Hornos de arco de CC (fig. 13)

El arco de arco es suministrado por medio de un rectificador y es más estable que los hornos de arco de CA.[8]

La corriente consumida puede ser dividida en:

- un espectro parecido al de un rectificador,
- un espectro continuo más pequeño que el de un horno de arco de CA.

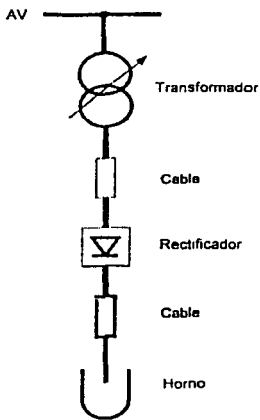


Fig. 13 Horno de arco alimentado por potencia de CD

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

Reactores saturados

La impedancia de un reactor saturable varía con la corriente que fluye a través de sí mismo, resultando en una distorsión de corriente considerable. Esto es, por ejemplo, el caso para transformadores sin carga, sometido a continuos sobrevoltajes.

Máquinas rotatorias

Las máquinas rotatorias generan ranuras de armónicos de alto orden, frecuentemente de amplitud insignificante. Las máquinas síncronas pequeñas sin embargo generan armónicos de voltaje de 3er orden, que pueden ocasionar los siguientes efectos:

- Calentamiento continuo (sin fallas) del resistor del neutro a tierra del generador;
- Mal funcionamiento de relevadores de corriente diseñados para proteger contra fallas de aislamiento.

Referencias

[8] Harmonic disturbances in networks, and their treatment.
C. COLLOMBET, J.M. LUPIN, J. SCHONEK, Schneider Electric, Direction Scientifique et Technique,

[16] Rashid, M.H., "Electrónica de Potencia"

[18] <http://www.inet.cl/cpe/>

CAPITULO III

Contaminantes de pequeña potencia (monofásicos)

A diferencia de los equipos anteriormente mencionados, donde la potencia de esos equipos es suficientemente grande para que sean tratados individualmente, existen cargas contaminantes de pequeña potencia. Estos contaminantes adquieren importancia cuando un gran número de unidades individuales están simultáneamente activadas.

Entre los contaminantes de pequeña potencia se pueden nombrar:

Computadoras

Impresoras

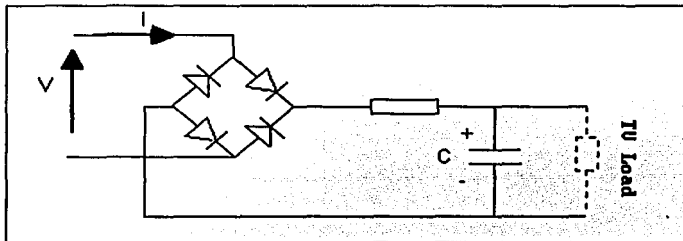
Cargadores de baterías

Televisores, etc.

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

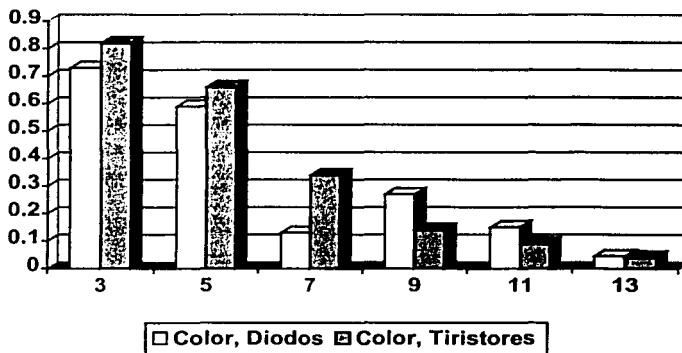
La característica de estos equipos es que poseen una fuente de alimentación con filtrado capacitivo, las cuales demandan corrientes no-sinusoidales de la red.

La siguiente figura presenta la fuente de poder típica de estos equipos electrónicos.



Uno de los mayores contaminantes de las redes eléctricas corresponde a los televisores, debido a que las armónicas inyectadas presentan (i) igualdad de fase y (ii) un alto grado de simultaneidad.

En la siguiente figura se muestran las corrientes armónicas que un televisor de color inyecta hacia la red.



H	B y N, Transistor	Color, Puente de Diodos	Color, Tiristores
3	0.32	0.73	0.82
5	0.25	0.59	0.66
7	0.15	0.13	0.34
9	0.08	0.27	0.14
11	0.04	0.15	0.09
15	0.03	0.045	0.04

Armónicas de Corriente en función del tipo de TV (en amps)

Una distribución estadística del desplazamiento de fase entre las armónicas producidas por varios receptores en paralelo ha sido muestreado y los resultados experimentales se muestran en la siguiente tabla.

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

Corrientes Armónicas (en amps)

		I/Orden Armónico	1	3	5	7	9
1 Receptor		Corriente: I1 (A)	0.80	0.67	0.48	0.29	0.09
10 Receptores x F.	Neutro	Corriente: I10 (A)	8.0	5.8	3.5	1.7	0.7
		I10/10*11	1.0	0.86	0.73	0.58	0.77
	Fase	Corriente: I10 (A)	1.0	17.4	0.7	0.6	2.1
		I10/10*11	0.12	2.6	0.14	0.2	2.3
80 Receptores	Neutro	Corriente: I80 (A)	64.0	37.6	13.2	3.8	1.7
		I80/80*11	1.0	0.7	0.34	0.16	0.23
	Fase	Corriente: I80 (A)	9.6	116.0	3.0	0.9	4.6
		I80/80*11	0.15	2.1	0.08	0.04	0.63

Fuentes de alimentación conmutadas

Una variedad de equipo electrónico de CA se energiza internamente por cd. Anteriormente en el diseño de fuentes de alimentación, la fuente de alimentación monofásica era lineal, más o menos. En la Fig. 1, un esquemático de una fuente de alimentación lineal, el rendimiento de voltaje es controlado por medio de un transistor (no mostrado) que opera en la región activa. Comparativamente hablando, la fuente de alimentación lineal tiene pérdidas altas de potencia (su eficiencia total ésta en la gama de 30-60%). Además, el transformador representa un peso importante a la fuente de alimentación y resulta en un diseño más costoso.

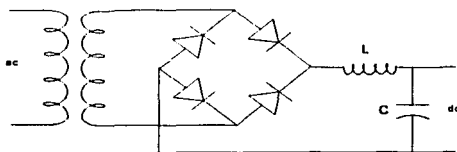


Fig. 1 Fuente de alimentación lineal monofásica de CD

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

La fig. 2 es un esquemático de una fuente de alimentación de CD conmutada. El cambio de voltaje de CD se logra mediante los circuitos de convertidor de CD a CD que emplean transistores o MOSFETS para desempeñar la conmutación (ON o OFF). Al contrario de la fuente de alimentación lineal, los dispositivos transistorizados no tienen que operar en su región activa, resultando en reducción de pérdidas de potencia. En este diseño, el transformador se ha eliminado, resultando menor peso y mejorando la eficiencia total (en la gama 70-90%). Queda todavía un transformador (no mostrado), pero es menor, más liviano y menos costoso porque opera a altas frecuencias.

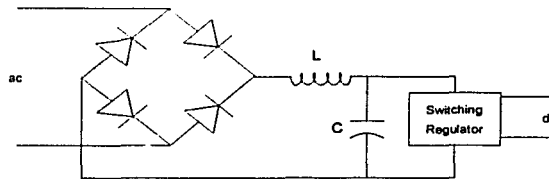


Fig. 2. Fuente de alimentación conmutada

Con una fuente de alimentación conmutada, el voltaje de CA se convierte a CD mediante diodos rectificadores. el rendimiento de la salida regulada de CD es logrado por medio de conmutación de alta frecuencia (p. ej., 20-100 kHz). Para esto se usa un transformador de aislamiento de alta frecuencia (no mostrado). Este transformador es mucho más liviano y menor que el usado en la fuente de alimentación lineal. La corriente es controlada por el voltaje aparente a través del condensador de bajo de voltaje. La forma de onda de corriente resultante aparece como la que se muestra en la Fig. 3, en la que la corriente tiene un valor cero hasta que se alcance el voltaje mínimo del condensador, y entonces alcanza el valor máximo y regresa a cero nuevamente. En contraste con la fuente de alimentación lineal, la corriente que aparece sobre el lado de CA dura para solo una porción de cada medio ciclo. Como resultado, la característica es no lineal y el dispositivo es una fuente de armónicos. El factor de cresta, la relación de pico a la corriente rms, se asocia frecuentemente con armónicos. Para una onda senoidal

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

pura, el factor de cresta es 1.414. Las fuentes de alimentación conmutadas comunes pueden tener un valor de factor de cresta que excede a 5.

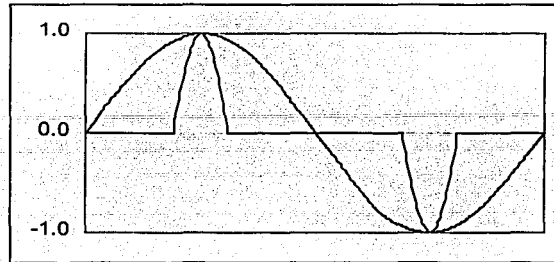


Fig. 3 Voltaje y Corriente de una fuente de alimentación conmutada

Las mediciones [15] indican que la forma de onda corriente para una televisión de color tiene un Distorsión Armónica Total de Corriente (THD_i) de 121% y un contenido en la tercer armónica de 84%. Las medidas similares para una computadora de escritorio con una impresora de láser indica un THD_i tan alto como 140% y un contenido en la tercer armónica de 91%.

Balastos Electrónicos para la Iluminación Fluorescente

Las lámparas fluorescentes con balastos magnéticos son tres a cuatro de veces más eficientes que lámparas incandescentes. Los balastos electrónicos para lámparas fluorescentes son de un 20-30% más eficientes que los balastos magnéticos. La mayoría de los viejos balastos magnéticos de altas pérdidas no se venden en los Estados Unidos. Como las fuentes de alimentación conmutadas, los balastos electrónicos emplean conmutaciones de alta frecuencia, comúnmente en la gama de 20-45 KHz. Cuando los balastos electrónicos fueron introducidos, el THD_i estuvo alrededor del 100%, con un gran componente en la armónica.[15]

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

Muchos servicios comerciales emplean un sistema de distribución trifásico de 4-hilos, con el conductor neutro frecuentemente un tamaño menor que el conductor de fase. Con este tipo de diseño eléctrico, la corriente de la tercera armónica (y los múltiplos impares de la 3a) de cada fase se suman en el neutro. No es de sorprenderse encontrar corrientes en el neutro mayores que las corrientes de fase, donde muchos de los primeros balastos electrónicos se instalaron. De hecho, la corriente del neutro podría fácilmente ser dos veces la magnitud de las corrientes de fase debido al alto contenido de la 3ª armónica.

Algo nuevo relativamente es la lámpara fluorescente compacta (CFL) con el balastro electrónico. Generalmente se encuentra en la gama de 15 a 27 W, las CFLs se usan para reemplazar las lámparas incandescentes de 40 a 100 W. Muchos programas de conservación de energía fomentaron a instalar estas lámparas más eficientes y luego descubrieron que estas introducían una cantidad importante de armónicos. Posteriormente se concluyó que un alimentador con simplemente 2 o 3 lámparas fluorescentes por hogar conduciría a una distorsión excesiva de voltaje. Obviamente, la cantidad de distorsión de corriente de tal dispositivo puede variar.[12]

Para darle seguimiento a las quejas que resultan de las corrientes altas en el neutro de los sistemas trifásicos comerciales e industriales, ANSI estableció límites sobre la corriente armónica. El THD_i máximo es 32% y los triples (los terceros Armónicos múltiplos e impares de la tercera, es decir, 3a, 9a, 15a, etc.) se limitan a 30% por ANSI C82.11-1993.

Cargadores de baterías para vehículos eléctricos

Muchas compañías están comercializando los vehículos eléctricos (EVs) o proveen los cargadores de baterías para EVs. El punto es el hecho que la tecnología existe para producir cargadores de baja distorsión. Sin embargo, sin un límite armónico que se fije, los fabricantes probablemente optarán por un diseño

de menor costo y con mayor distorsión. Considerando que los cargadores monofásicos representan una carga a 240 V de alrededor de 6 kW., El potencial de problemas armónicos es real, particularmente a nivel residencial. Muchos ingenieros de distribución se han enfocado más en los impactos de la carga de estos equipos que en los transformadores y alimentadores. Los impactos de la carga pueden ser importantes; sin embargo, los efectos armónicos son potencialmente grandes.[15]

Algunos de los cargadores menores de baterías tienen un THDI de valores de 91%. Con base en la suposición que la carga del cargador de EV es dos veces el del controlador de velocidad variable, el valor de penetración únicamente tendría que ser de 5% antes del THDV alcance el 10%. Obviamente, para encontrar el límite recomendado de THDV de 5%, la penetración tendría que ser menos de 5% o el límite armónico del equipo tendría que ser disminuido.

Bombas de Calor de Velocidad Variable y aire acondicionado central

Algún más nuevo en el diseño de bombas de calor y aire acondicionado es la incorporación de control de velocidad variable en el compresor, ventilador y motor de condensadores. Si la temperatura es muy caliente o fría, las bombas de calor corren a la velocidad máxima; sin embargo, si la temperatura es más leve, estas corren a baja velocidades. El resultado es más eficiente, más cómodo y más silencioso que en los sistemas convencionales.[2]

Empleando motores electrónicamente conmutados (ECMS), la entrada de una bomba de calor de velocidad variable parece una gran fuente de alimentación en modo interruptor (p. ej., 3 Kw. o más). El ECM es un motor de CD sin escobillas con la construcción del estator similar a un motor trifásico de inducción de CA. La corriente del devanado del estator es secuenciada y conmutada creando un campo magnético rotatorio. Ésta conmutación es realizada electrónicamente por un inversor.

El rotor usa una construcción de imán permanente. Las bombas convencionales de calor tienen un THD de corriente del 13% con alrededor de 9% de contenido de tercer armónico; algunos diseños más nuevos de ECM tienen un THD de corriente con valores de 123% con un contenido de tercer armónico de 85%.

Referencias

[2] P1495/D2 Draft Guide for Harmonic Limits for Single-Phase Equipment Sponsored by the Transmission and Distribution Committee of the IEEE Power Engineering Society 01-26-01

[12] Pileggi, D.J. et al, "The Effect of Modern Compact Fluorescent Lights on Voltage Distortion", IEEE paper 92 SM 509-0

[15] W. Mack Grady (Ph.D., Purdue, 1981, P.E.), Professor of Electrical Engineering at UT at Austin, Senior Member of IEEE, IEEE Task Force on Harmonics Member

CAPITULO IV

Soluciones tradicionales: Filtros, acondicionadores armónicos activos y rectificadores de factor de potencia

Las soluciones descritas dependen del objetivo buscado y del equipo no lineal y/o sensible instalado.

Para esto se utilizan componentes pasivos: Reactores, condensadores, transformadores y/o cuidadosamente se escoge el diagrama de instalación. En la mayoría de los casos la finalidad está en reducir distorsión armónica total de voltaje en el punto de multiconexión de la carga (tablero de distribución).

Reducción de corrientes armónicas de cargas no lineales

Aparte de la solución obvia que consiste en elegir equipo no contaminador, las corrientes armónicas de algunos convertidores pueden ser limitadas insertando un reactor de "alisamiento" entre el punto de conexión y su entrada. Ésta solución es particularmente empleada con rectificadores con salida de condensadores. Los reactores podrían ser propuestos como una opción de los fabricantes.

Sin embargo, aunque ésta solución reduzca la distorsión armónica total de voltaje que el reactor inyecta a la fuente, ésta aumenta en las terminales de la carga no lineal.[10]

Disminución de la impedancia armónica de la fuente

En términos concretos esto consiste en conectar el equipo contaminador directamente al transformador de mayor potencia posible, o de elegir un generador con una baja impedancia armónica (ver Fig. 1).

Es ventajoso en el lado del suministro usar varios conductores de menor sección conectados en paralelo en vez de un solo conductor. Si estos conductores están lo

suficientemente separados, la impedancia de la fuente es dividida por el número de conductores conectados en paralelo.

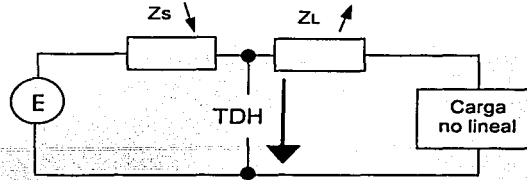


Fig. 1 La conexión de un reactor de reducción de inyección de flujo hacia la impedancia de fuente reduce el THD de voltaje.

Elegir la estructura de instalación

Las cargas sensibles no deben ser conectadas en paralelo con cargas no lineales. Las cargas no lineales muy grandes deberán preferentemente ser abastecidas por otro transformador de mediano o bajo voltaje.[10]

Aislamiento armónico

El fin es limitar la circulación de corrientes armónicas tan pequeñas como sea posible de la instalación usando transformadores apropiados de acoplamiento.

El uso de transformadores conectados en estrella en el primario (¡sin el neutro!) con el secundario conectado en zigzag es una solución interesante y asegura una distorsión mínima en el secundario. En este caso las corrientes armónicas de orden $3k$ no fluyen al primario de transformador, y la impedancia Z_s depende únicamente del devanado secundario. La parte inductiva de la impedancia es muy baja:[10]

$X_L = 1\%$, y la resistencia se divide prácticamente en dos comparada con un transformador Delta-Estrella de igual potencia.

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

La figura 2 y el cálculo siguiente muestran por qué las frecuencias angulares $3k\omega$ no están presentes en el primario del transformador (la corriente de secuencia cero es nula).

La corriente que circula por ejemplo en el devanado primario 1 equivale a :

$$\frac{N_2}{N_1} (i_1 - i_3)$$

donde

$$i_1 = i_{1(3k)} = I \sin(3k\omega t)$$

$$i_3 = i_{3(3k)} = I \sin\left(3k(\omega t - \frac{4\pi}{3})\right)$$

$$i_3 = I \sin(3k\omega t) = i_1$$

de aquí en adelante

$$\frac{N_2}{N_1} (i_1 - i_3) = 0$$

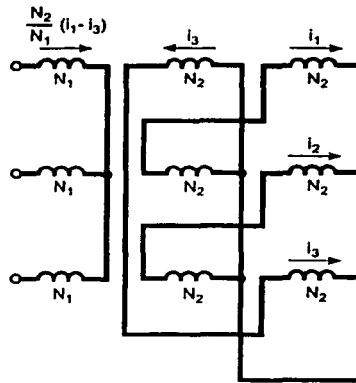
TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

Considerando las cargas trifásicas, algunos ordenes armónicos pueden ser eliminados usando transformadores o autotransformadores con un número de secundarios desplazados, una solución particularmente adoptada para rectificadores de gran potencia. El circuito más conocido es el rectificador que consiste de dos puentes seriales o paralelo conectados, abastecidos por un transformador con dos secundarios, uno conectado en estrella y el otro conectado en delta. Ésta conexión produce un desplazamiento de fase de 30 grados entre los voltajes de los dos secundarios.

El cálculo muestra que los armónicos de orden $6k \pm 1$ donde k es impar son eliminados del primario de transformador. Los primeros armónicos eliminados, que son también los más altos en amplitud, son para $k = 1$, o sea 5° y 7° armónicos. Los primeros armónicos presentes son entonces el 11° y 13°. Ésta propiedad puede ser generalizada aumentando el número de rectificadores y el número de

secundarios de transformador o el número de transformadores eligiendo el desplazamiento apropiado de fase para cada secundario.

Ésta solución es usualmente empleada en el caso de rectificadores de gran potencia donde la corriente de distribución en los diversos puentes no presenta problemas. Es usado frecuentemente en rectificadores electrolíticos (¡hasta 72 fases!).[10]



TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

Fig. 2: Secundario transformador en zigzag y atenuación armónica de orden 3k.

Reactores anti armónicos

Un reactor anti armónico puede ser usado para proteger un banco de capacitores en contra de sobrecargas armónicas. Son diseñados para mejorar el desplazamiento del factor de potencia instalando un reactor en serie. Este reactor se calcula para que la frecuencia de resonancia no se iguale con ningún armónico presente.

Las frecuencias de ajuste típicas para una fundamental de 60 Hz : 162 Hz (orden 2.7), 228 Hz (orden 3.8) y 270 Hz (orden 4.5).

Tales soluciones se refieren frecuentemente a condensadores o filtros desintonizados a la frecuencia de resonancia. Así para la fundamental, el banco puede desempeñar su función de mejora de desplazamiento de factor de potencia, mientras la alta impedancia del reactor limita la amplitud de las corrientes armónicas.

Los condensadores de pasos deben permitir la prioridad de ciertas frecuencias de resonancia.

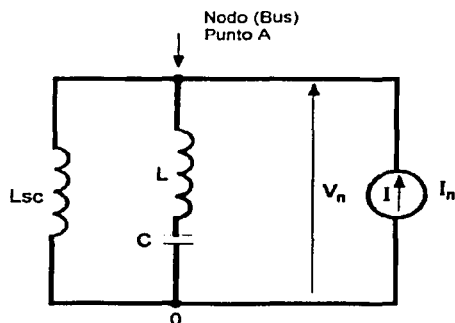


Fig. 3 Un reactor, conectado en serie con un capacitor

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

En el diagrama, la elección de L es tal que la rama LC (donde L es el reactor y C los condensadores de compensación de potencia reactiva) se comporta inductivamente para las frecuencias armónicas del espectro.

Como resultado, la frecuencia de resonancia f_r de ésta rama será más baja en el espectro del equipo perturbador.

La rama LC y la red (L_{sc}) son entonces ambas inductivas sobre el espectro y las corrientes armónicas inyectadas por el equipo perturbador se dividen en una manera inversamente proporcional a la impedancia [8]. Las corrientes armónicas son por lo tanto mucho más restringidas en la rama LC y protegiendo a los condensadores, y la mayor parte de las corrientes armónicas fluye en el resto de la red, especialmente en la impedancia de corto circuito.

La forma de la impedancia de red, vista desde el bus al que la rama LC ésta conectada, se muestra en la figura 4.

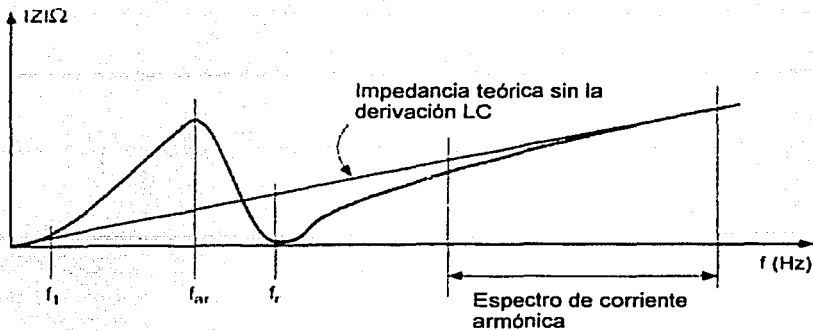


Fig. 4 Los capacitores están protegidos cuando f_r ésta muy por debajo del espectro armónico

No hay anti resonancia dentro del espectro de corriente. El uso de un reactor anti armónico por lo tanto ofrece dos ventajas:

- Elimina el peligro de corrientes armónicas altas en los condensadores;
- correlativamente elimina las distorsiones altas de voltaje de la red, sin embargo sin minimizarlos a un valor bajo específico.

Son necesarias ciertas precauciones:

- Ningún otro banco de condensadores debe estar presente que pueda inducir, mediante anti resonancia, un comportamiento capacitivo en la red inicial dentro del espectro;
- Debe tenerse cuidado de no introducir una anti resonancia con una frecuencia usada por la compañía de distribución para el dispositivo de control de corriente, ya que esto pondría una carga maximizada en los generadores de alta frecuencia (3.5 y 3.76 veces la frecuencia fundamental). Los reactores anti armónicos se sintonizan generalmente para una f_r entre 2.7 a 4.5 veces la frecuencia fundamental de la red.

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

- Debido al espectro continuo, el uso de reactores anti armónicos en los hornos de arco requiere ciertas precauciones las cuales solo pueden ser definidas después de efectuar estudios especiales.

Filtros

Los filtros se usan cuando es necesario limitar voltajes armónicos sobre una red a un bajo valor especificado, esto son:

Filtros resonantes tipo "shunt",

Filtros de amortiguamiento,

Filtros activos.



Filtro resonantes tipo "shunt"

El filtro resonante tipo "shunt" (ver fig. 5) se constituye de una derivación LC con una frecuencia igual a $f_r = \frac{1}{2\pi \cdot LC}$ sintonizada a la frecuencia del voltaje armónico a ser eliminado.

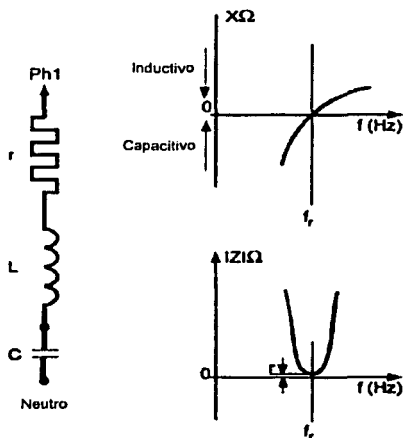


Fig. 5 Impedancia del circuito de rechazo

Este enfoque es por lo tanto fundamentalmente diferente que el del reactor conectado a los condensadores descrito anteriormente.

En f_r , el filtro "shunt" resonante presenta una impedancia mínima baja con el respecto a la resistencia r del reactor. Por lo tanto absorbe casi todas las corrientes armónicas de frecuencia f_r inyectada, con la baja distorsión armónica de voltaje (proporcional al producto de la resistencia r y la corriente que fluye en el filtro) a ésta frecuencia.

En principio, un filtro "shunt" resonante se instala para cada armónico a ser limitado. Estos se conectan al bus al cual se especifica la reducción armónica de voltaje. Juntos forman un banco de filtros.

La figura 6 muestra la impedancia armónica de una red equipada con un conjunto de cuatro filtros sintonizados al 5°, 7°, 11° y 13° armónicos. Note que hay tantas anti resonancias como hay filtros. Estas anti resonancias deben sintonizarse a frecuencias entre las líneas de espectro. Se debe efectuar un estudio cuidadoso si se juzga necesario segmentar el banco de filtros.

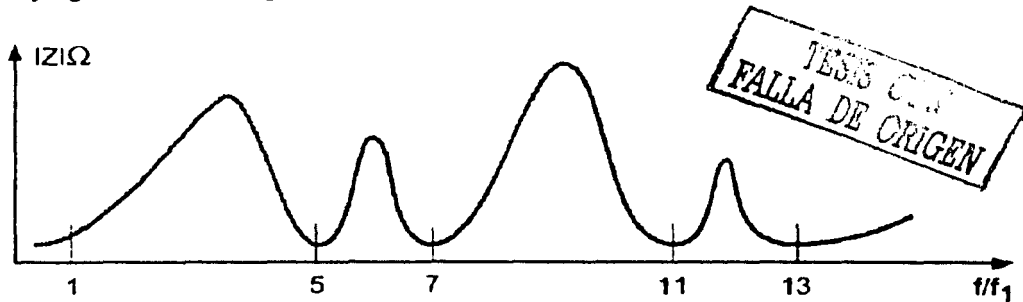


Fig.6 Impedancia de la red equipada con filtros "shunt"

Características principales de un filtro "shunt" resonante

Las características dependen de $n_r = f_r / f_1$ el orden de la frecuencia de ajuste del filtro, con:

- f_r = frecuencia de ajuste,
- f_1 = frecuencia fundamental (frecuencia de potencia, p. ej. 60 Hz).

Estas características son:

- La potencia reactiva a ser compensada: Q_{var} .

El filtro "shunt" resonante, se comporta como un condensador debajo de su frecuencia de ajuste, contribuye a la compensación de potencia reactiva en la frecuencia de potencia.

La potencia reactiva producida por el filtro "shunt" en el bus de conexión, para un voltaje de operación V_1 , es dado por la ecuación siguiente:

$$Q_{var} = \frac{n_r^2}{n_{r-1}^2} V_1^2 C 2\pi f_1 \quad (\text{el subíndice 1 se refiere a la fundamental}); [8]$$

C es la capacitancia fase a neutro de una de las 3 ramas del banco de filtros conectado en estrella.

A primera vista, la presencia de un reactor no es de esperarse para aumentar la potencia reactiva suministrada. La razón es el aumento en el voltaje en la frecuencia de potencia f_1 ocasionada por la inductancia en las terminales del condensador.

- Impedancia característica $X_0 = \sqrt{\frac{L}{C}}$
- El factor de calidad $q = X_0/r$

Un filtro efectivo debe tener un reactor con una factor de calidad q grande, por lo tanto $r \ll X_0$ a la frecuencia f_r .

Valores aproximados de q :

- para reactores con núcleo de aire,
- mayor de 75 para reactores con núcleo de hierro.

El paso banda (ver fig. 7) en términos relativos:

$$BP = \frac{1}{q} = 2 \frac{f - f_r}{f_r} = \frac{r}{X_0} \quad [8]$$

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

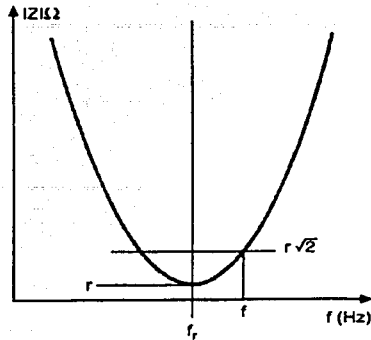


Fig. 7 Curva de Z vs. f de un filtro resonante "shunt"

TESIS CON FALLA DE ORIGEN

- La resistencia del reactor $r = X_0/q$
 Ésta resistencia es definida a la frecuencia f_r . Depende del efecto piel. Es también la impedancia cuando el filtro "shunt" ésta sintonizado.
- Las pérdidas debido a la corriente capacitiva a la frecuencia fundamental

$$P_1 = \frac{Q_{var}}{qn_r}$$

con:

Q_{var} = potencia reactiva para compensación producida por el filtro,

P_1 = pérdidas del filtro a la frecuencia de potencia en W.

Las pérdidas debido a las corrientes armónicas no pueden ser expresadas por

ecuaciones simples; estas son mayores que: $P_n = \frac{V_{nr}^2}{r}$

en la que V_{nr} es el voltaje armónico entre fases de orden n_r , en el bus después del filtrado.

En la práctica, el desempeño de los filtros resonantes "shunt" es reducido por la pérdida de sintonía y se requieren soluciones especiales como las que se indican a continuación:

- Posibilidad de ajuste en los reactores para la corrección de las tolerancias de fabricación;
- un compromiso apropiado entre el factor q y el desempeño del filtro para reducir la sensibilidad de pérdidas de sintonía, con lo cual se aceptan las fluctuaciones f_1 (frecuencia de la red) y f_r (ocasionadas por la dependencia de temperatura de la capacitancia de los condensadores).

Filtros amortiguados

Filtro amortiguado de 2° orden

En los hornos de arco, el filtro resonante "shunt" debe ser amortiguado. Esto es porque el espectro continuo de un horno de arco aumenta la probabilidad de una inyección de corriente con una frecuencia de valor igual a la frecuencia de anti resonancia. En este caso, no es suficiente reducir los voltajes armónicos característicos. La anti resonancia debe también atenuarse por amortiguamiento. Además, la instalación de un número grande de filtros resonantes "shunts" es frecuentemente costosa, y es por lo tanto mejor usar un filtro de banda ancha que posea las propiedades siguientes:

- Anti resonancia amortiguada,
- Voltajes armónicos reducidos para frecuencias mayor o igual que el valor de su frecuencia ajuste, de nombre "filtro paso altas amortiguado",
- Amortiguamiento rápido de transitorios producidos cuando el filtro es energizado. El filtro amortiguado de 2° orden se constituye de un filtro resonante "shunt" con un resistor de amortiguamiento R en las terminales del reactor.

La figura 8 muestra una de las tres de fases del filtro.

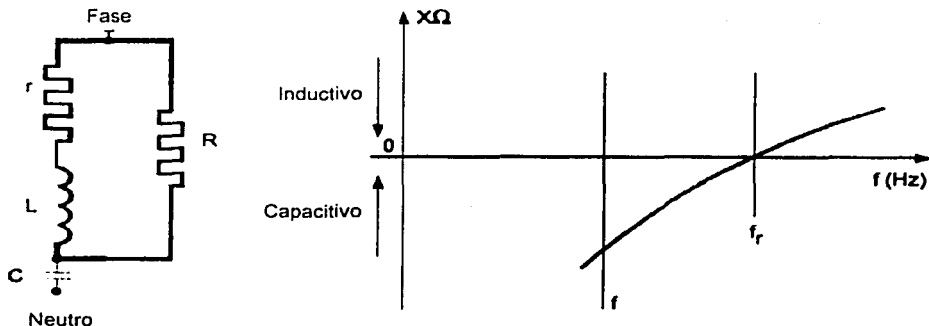


Fig.8 Filtro amortiguado de 2º orden

El filtro de 2º orden amortiguado tiene una reactancia cero para una frecuencia f_r más alta que la frecuencia f donde:

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad \text{y} \quad f_r = \frac{1+Qq}{2\pi q\sqrt{(Q^2-1)LC}} \quad [8]$$

donde:

Q = Factor de calidad del filtro amortiguado,

q = Factor de calidad del reactor.

El filtro se diseña para que f_r coincida con la primera línea característica del espectro que será filtrado. Ésta línea es generalmente la más grande.

Cuando Q (o R) toman valores altos, f_r tiende a f , lo que significa que el filtro resonante "shunt" es un caso particular del filtro amortiguado de 2º orden.

Es importante no confundir Q , el factor de calidad, con Q_{var} , la potencia reactiva del filtro para la compensación.

El filtro amortiguado de 2º orden opera como se indica a continuación:

Abajo de f_r ,

TESIS CON
 FALLA DE ORIGEN

El resistor de amortiguamiento contribuye a la reducción de la impedancia de red sobre la anti resonancia, por medio de eso reduciendo cualquier voltaje armónico.

En f_r ,

La reducción del voltaje armónico a un valor especificado es posible ya que, a ésta frecuencia, ninguna resonancia puede ocurrir entre la red y el filtro, posteriormente presentando una impedancia de carácter puramente resistiva.

Sin embargo, con ésta impedancia siendo más alta que la resistencia r del reactor, el desempeño del filtro es menor que un filtro resonante "shunt".

Arriba de f_r ,

El filtro presenta una reactancia inductiva del mismo tipo que la red (inductiva), la cual deja de absorber, a cierta capacidad, el espectro de líneas mayor que f_r , y en particular cualquier espectro continuo que pueda estar presente. Sin embargo, la anti resonancia, si ésta presente en la impedancia de la red sin el filtro, debido a los bancos existentes de condensadores, reduce el desempeño del filtrado. Por esto, los bancos de condensadores existentes deben tomarse en cuenta en el diseño de la red y, en algunos casos, deben adaptarse.

Las características eléctricas principales de un filtro amortiguado de 2° orden dependen de $n_r=f_r/f_1$, el orden de la frecuencia de ajuste del filtro, con:

- f_r = frecuencia de ajuste,
- f_1 = frecuencia fundamental (generalmente la frecuencia de potencia, p. ej. 60 Hz).

Estas características son:

- La potencia reactiva para compensar

Para un filtro amortiguado de 2° orden al voltaje de operación U_1 (el subíndice 1 se refiere a la fundamental), la potencia reactiva es difícilmente igual que para

un filtro resonante "shunt" con la misma inductancia y capacitancia, es decir en la práctica:

$$Q_{\text{var}} = \frac{n_r^2}{n_{r-1}^2} V_1^2 C 2 \pi f_1$$

C es la capacitancia de fase a neutro de una de las 3 ramas del banco de filtros conectado en estrella.

- La impedancia característica $X_0 = \sqrt{\frac{L}{C}}$
- El factor de calidad del reactor $q = X_0 / r$
donde r es la resistencia del reactor, dependiente del efecto piel y definido a la frecuencia f_r
- El factor de calidad del filtro $Q = R / X_0$
El factor de calidad Q es generalmente entre 2 y 10.
- Las pérdidas debido a la corriente fundamental de compensación y a las corrientes armónicas; son más altas que para un filtro resonante "shunt" y pueden únicamente ser determinadas mediante el análisis de la red.

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

El filtro amortiguado se usa solo o en un banco incluyendo dos filtros. Puede también se usado junto con un filtro resonante "shunt", con el filtro resonante "shunt" ajustado a las líneas más bajas del espectro.

La figura 9 compara la impedancia de una red con un filtro amortiguado de 2° orden con la de una red con un filtro resonante "shunt".

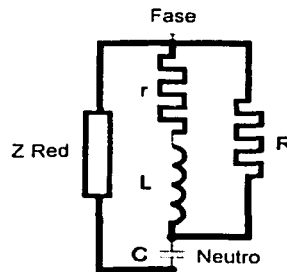
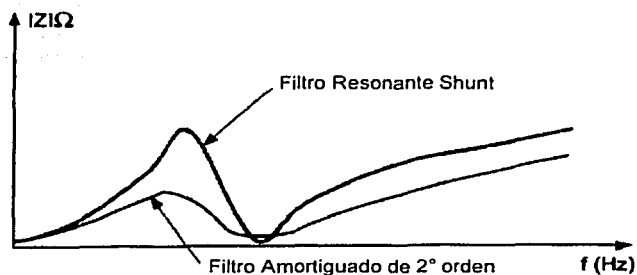


Fig. 9 Comparativo de la impedancia de la red en el punto A de un filtro resonante "shunt" y un filtro amortiguado de 2° orden

TESIS CON FALLA DE ORIGEN

Otros tipos de filtros amortiguados

Aunque rara vez usados, otros filtros amortiguados se han derivado del filtro de 2° orden.

- Filtro amortiguado de 3er orden (ver fig. 10a)

Con un diseño más complejo que el filtro de 2° orden, el filtro de 3er orden se destina particularmente para compensar grandes potencias.

El filtro de 3er orden se deriva de un filtro de 2° orden agregando otro banco de condensadores C2 en serie con el resistor R, Con esto se reducen las pérdidas debido a la fundamental.

C2 puede elegirse para mejorar el comportamiento del filtro bajo la frecuencia de ajuste, que favorece la reducción de anti resonancia.

El filtro de 3er orden debe ser sintonizado a las frecuencias bajas del espectro. Dada la complejidad del filtro de 3er orden, y el alto costo resultante, frecuentemente se prefiere un filtro de 2° orden para aplicaciones industriales.

- El filtro amortiguado tipo C (ver fig. 10b)

En este, un banco de condensadores adicional C2 se conecta en serie con el reactor. Este filtro ofrece características burdas al igual que el filtro de 3er orden.

- El filtro doble amortiguado (ver fig. 10c)

Constituido de dos filtros resonantes "shunt"s conectado por un resistor R, este filtro es especialmente para amortiguamiento de anti resonancia entre dos frecuencias de ajuste.

TESIS CON FALLA DE ORIGEN

Filtro resonante de bajo q

Este filtro, que se comporta como un filtro amortiguado de banda ancha, se diseña especialmente para instalaciones muy pequeñas que no requieren compensación reactiva de potencia. El reactor, con una resistencia muy alta (frecuentemente debido a la adición de un resistor serie) resulta en pérdidas que son prohibitivas para aplicaciones industriales.

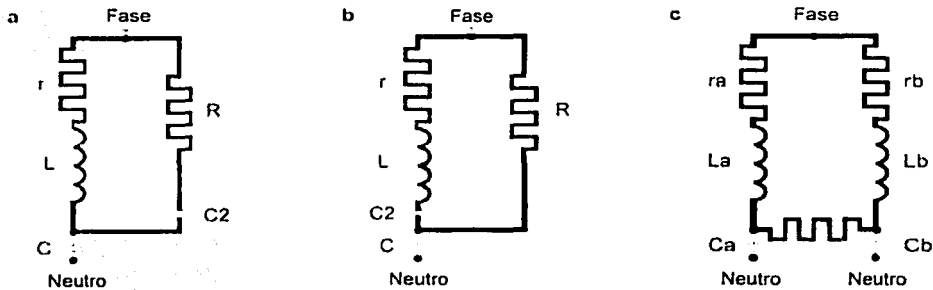


Fig.10 Filtros amortiguados (a) de 3er orden (b) Tipo C (c) Filtro doble

Rectificadores de FP y acondicionadores armónicos activos

Todas las técnicas pasivas de reducción de armónicos modifican impedancias, relación de impedancias o causan la oposición de ciertas corrientes armónicas.

Otros medios de controlar la impedancia están disponibles y usan convertidores estáticos de eficiencia siempre creciente por el aumento constante en componentes semiconductores de potencia (tabla 1).

Tecnología		V	A	F (kHz)
Transistor	MOS	500	50	50
	Bipolar	1,200	600	2
	IGBT	1,200	600	10
Tiristor	GTO	4,500	2,500	1

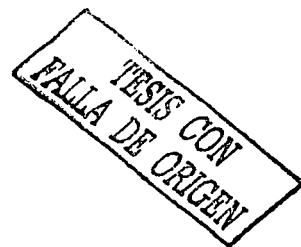


Tabla 1: Características típicas de uso de semiconductores de potencia en convertidores estáticos.

En esta podemos ver que utilizando tiristores podemos controlar equipos que manejan grandes voltajes y/o corrientes muy altas, pero la frecuencia de disparo de los tiristores es muy baja, al contrario de un convertidor que usa transistores mos, donde manejamos un bajo voltaje y poca corriente pero una característica de disparo de 50 veces más rápida que la de un tiristor, por lo que la selección del dispositivo de disparo estará en función de la potencia que se requiera manejar y la calidad de la señal que se requiera compensar.

Los IGBT han hecho posible el desarrollo industrial de convertidores de potencia capaces de garantizar la no-perturbación en el punto de acoplamiento común (rectificación de factor de potencia), y compensación armónica de redes de potencia (compensación armónica activa).

--- La rectificación de FP es una técnica que permite a convertidores estáticos absorber una corriente muy parecida a una forma de onda senoidal, además, tiene un desplazamiento de factor de potencia cerca de la unidad.

--- Compensación armónica activa

Un acondicionador armónico activo es un dispositivo que usa por lo menos un convertidor estático para conseguir la función de "compensación armónica".

Este término genérico así realmente cubre una gama amplia de sistemas, distinguidos por:

- El número de convertidores usados y su modo de asociación,
- Tipo (fuente de voltaje, fuente de corriente),
- Modos globales de control (compensación de voltaje o corriente),
- Posible asociación con componentes pasivos (o aun filtros pasivos).

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

El único aspecto común entre estos sistemas activos es que todos generan corrientes o voltajes que se oponen a los armónicos creados por cargas no lineales. La conexión más común es la mostrada en la fig. 11 que es normalmente conocido como topología "shunt" (o "paralelo").

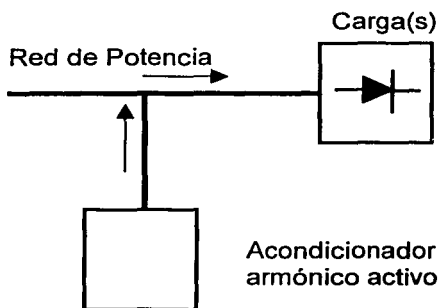
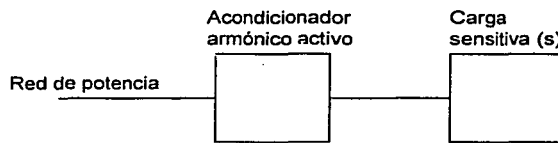


Fig. 11: El Acondicionador armónico activo "tipo shunt" genera una corriente armónica que cancela la corriente armónica en el lado de la red de potencia.

El acondicionador armónico activo tipo serie (ver Fig. 12) se usa raramente. Su función es permitir la conexión de una carga sensible en una red de potencia para bloquear la inyección de flujos de fuentes armónicas de voltaje hacia la red. Sin embargo, en la práctica real, ésta técnica armónica de compensación de contra flujos es de poco interés ya que:

- La "calidad" de la energía en el punto de acoplamiento común es satisfactoria en la mayoría de casos,
- La inserción de un componente en forma "serial" no es fácil (por ejemplo la oposición de la corriente corto circuito),
- Es más útil examinar la causa real que ocasiona la distorsión de voltaje dentro de una red de potencia (las fuentes de corrientes armónicas).



TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

Fig. 12: Acondicionador armónico activo "tipo serie" genera un voltaje armónico que garantiza un voltaje senoidal en las terminales de la carga.

Una solución muy efectiva para eliminar armónicas es el filtro tipo "serie / paralelo" el cual combina el filtrado activo y pasivo (ver Fig. 13) muy cercano a los convertidores de alta potencia.

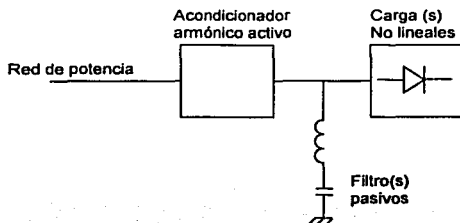


Fig. 13: filtro híbrido tipo "serie / paralelo".

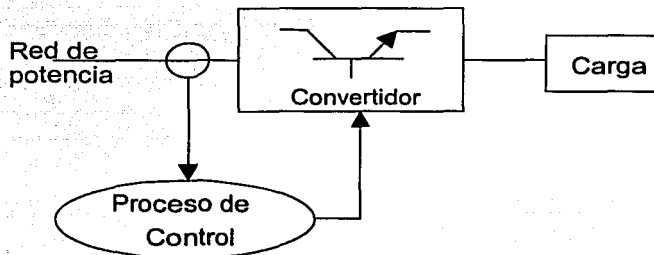
Los rectificadores de FP y los acondicionadores armónicos activos, tienen una semejanza tecnológica entre ellos, específicamente:

--- Cuando la estrategia de control de un puente rectificador (integrando, por ejemplo, una etapa de refuerzo) impone la circulación de una corriente reducida meramente a su fundamental, **esto se llama rectificación de FP** y el rectificador se dice ser "limpio",

--- Cuando la corriente de referencia aplicada a este control es (por ejemplo) igual al valor del contenido armónico de la corriente absorbida por una tercera carga no lineal, el rectificador cancela todos los armónicos en el punto de acoplamiento común: Este se conoce como **acondicionador armónico activo**.

Así la misma topología de potencia es capaz de unir dos necesidades que son la no-perturbación y la compensación armónica. Únicamente es la estrategia de control la que difiere (ve Fig. 14).

a) Rectificador de FP



TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

b) Acondicionador armónico activo

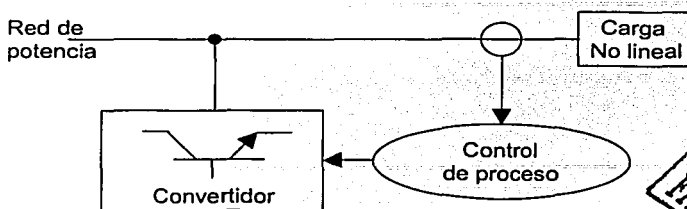


Fig. 14: Rectificador de FP y acondicionador armónico activo

Rectificadores de FP

Para rectificadores, cargadores de baterías, control de velocidad variable para motores de CD o convertidores frecuencia, el dispositivo directamente conectado con la red de potencia es siempre un "rectificador". Este componente, y más generalmente la etapa de entrada (potencia y control) determina el comportamiento armónico del sistema completo.

Principio de rectificación de FP (monofásico)

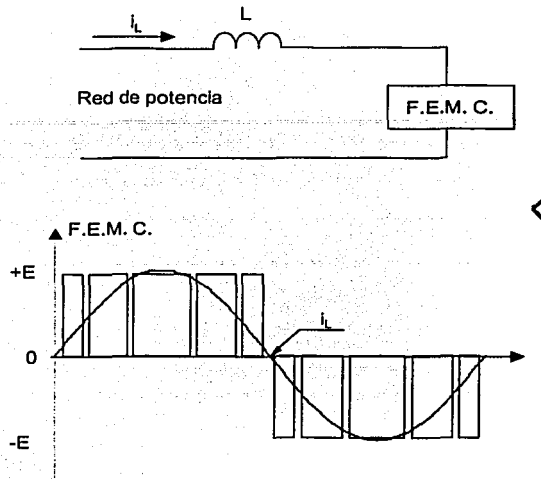
Esto consiste en forzar la corriente absorbida a ser senoidal. Los rectificadores de FP normalmente usan la técnica de conmutación por PWM (Modulación de Ancho de Pulso). Hay dos categorías principales identificadas, si el rectificador actúa como una fuente de voltaje (caso común en la mayoría de las veces) o una fuente corriente.

--- Convertidor de fuente de voltaje

En este caso el convertidor actúa como una fuerza electromotriz contraria (un "generador de voltaje") sobre la red de potencia (ver Fig. 15), y la corriente senoidal es obtenida insertando un reactor entre la red de potencia y la fuente de voltaje.

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

El voltaje es modulado por medio de un bucle de control diseñado para mantener la corriente tan cerca como sea posible a la forma de onda de voltaje senoidal requerido.



TESIS CON
 FALLA DE ORIGEN

Fig. 15 Diagrama unifilar equivalente de un convertidor de voltaje PWM

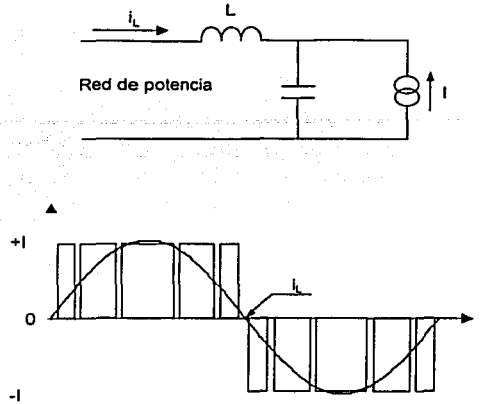
Aún cuando las otras cargas no lineales aumentan la distorsión armónica total del voltaje de la red de potencia, la regulación puede usarse para obtener una corriente senoidal.

La frecuencia de las corrientes armónicas residuales es la frecuencia de modulación y de sus múltiplos. La frecuencia depende de los semiconductores usados (ver tabla. 3).

--- Convertidor de fuente de corriente

Este convertidor actúa como un "generador" de corriente recortada. Se requiere un filtro pasivo bastante grande para restaurar una corriente senoidal en el lado

primario (ve Fig. 16). Este tipo de convertidor se usa en aplicaciones específicas, por ejemplo para suministrar una corriente de CD extremadamente bien regulada.



TESIS CON
 FALLA DE ORIGEN

Fig. 16 Diagrama unifilar equivalente de un rectificador de corriente PWM

Principio de implementación "convertidor de voltaje"

Su facilidad de implementación significa que el diagrama en la figura 17 es uno de los usados más frecuentemente (en lo que concierne a sistemas UPS). Este diagrama usa el principio de generador de voltaje.

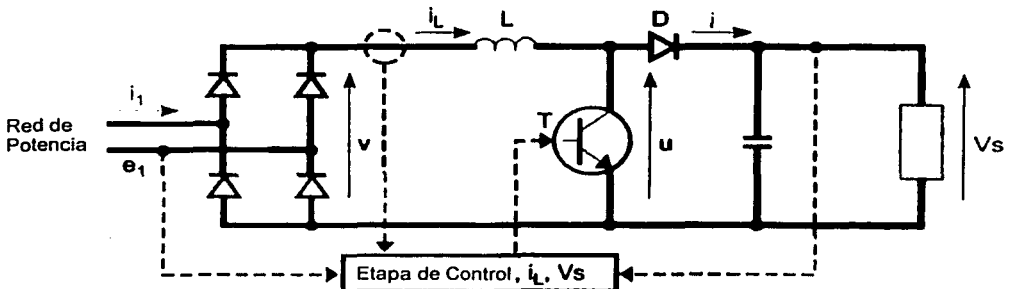
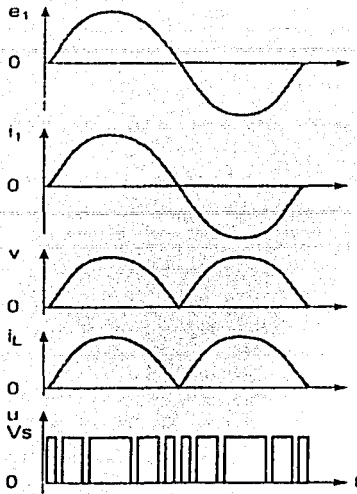


Fig. 17 Diagrama monofásico equivalente a un rectificador de corriente PWM



Desde el punto de vista de la fuente, el convertidor debe actuar como una resistencia: (senoidal) i_1 y en fase con e_1 ($\text{DFP} = 1$). Por medio del transistor de control T, el controlador fuerza a i_L a seguir una corriente de referencia de tipo senoidal con una rectificación de doble onda.

La forma de i_1 es así necesariamente senoidal y en fase con e_1 . Además, para mantener el voltaje V_s en su valor nominal a la salida, el controlador ajusta el valor medio de i_L .

TESIS CON
 FALLA DE ORIGEN

El Transistor T (normalmente usa tecnología MOS) y el diodo D constituye el modulador de voltaje. El voltaje (u) varía desde 0 a V_s según si el transistor T está encendido o apagado. Cuando el transistor T conduce, la corriente en el reactor L solo puede aumentar cuando el voltaje v es positivo y $u = 0$.

La relación es entonces:

$$\frac{di}{dt} = \frac{e}{L} > 0 \quad [10]$$

Cuando el transistor T está apagado, la corriente en L disminuye, previendo que V_s es mayor de v , para que:

$$\frac{di}{dt} = \frac{e - V_s}{L} < 0 \quad [10]$$

Para que ésta condición se cumpla, el voltaje V_s debe ser mayor que el voltaje de pico de v , es decir el valor rms del voltaje de ca, multiplicado por $\sqrt{2}$. Si ésta condición se cumple, la corriente en L puede aumentar o disminuir en cualquier

momento. El tiempo de evolución de la corriente en L puede forzarse controlando los respectivos tiempos de encendido y apagado del transistor T.

La figura 18 muestra la evolución de la corriente i_L con respecto al valor de referencia. Entre más cerca son los momentos de conmutación de T (la frecuencia de conmutación es alta), los errores de i_L comparados con la onda seno de referencia serán menores. En este caso la corriente i_L es muy cercana a la corriente senoidal rectificada, y la corriente de línea i_1 es necesariamente senoidal.

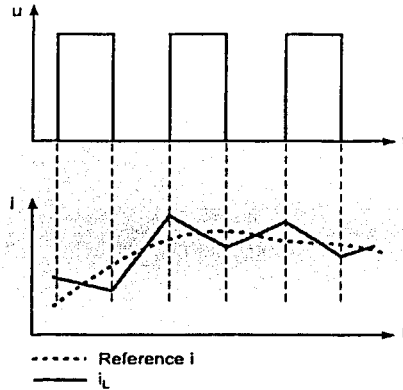
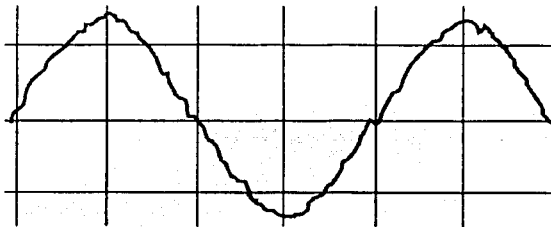


Fig. 18: la evolución de la corriente i_L comparada con la referencia i .

La figura 19 muestra la curva de tiempo y el espectro armónico de la corriente de una unidad rectificadora de FP de un UPS. En este caso el transistor es un MOS, y la frecuencia de conmutación es igual a 20 kHz.



a) Forma en el tiempo

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

b) Espectro

Orden	Max. Contrib. como % de I1 como en IEC 1000-3-2	Valores típicos sin rectificador de FP (Uccx=1%)	Valor medido
3	14.65%	81%	8.03%
5	7.26%	52%	2.94%
7	4.90%	24%	3.15%
9	2.55%	6%	1.65%
11	2.10%	7%	1.09%
13	1.34%	6%	1.07%

Fig. 19: Corriente de contra flujo de un rectificador monofásico "limpio".

Los armónicos de la corriente absorbida son altamente atenuados comparados con una fuente de alimentación de modo conmutado la cual no usa la estrategia de control de "rectificación de FP", y su nivel es más bajo de los requerimientos estándar. Un filtrado del orden de 20 kHz es fácil y económico.

Circuitos Trifásicos

El arreglo básico del circuito se muestra en la figura 20.

Se puede reconocer el arreglo de la figura 18 con reactores colocados en contra flujo de corriente del rectificador. El principio activo es el mismo. El sistema de monitoreo controla cada brazo de potencia, y fuerza a la corriente absorbida en cada fase que siga a la referencia senoidal.

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

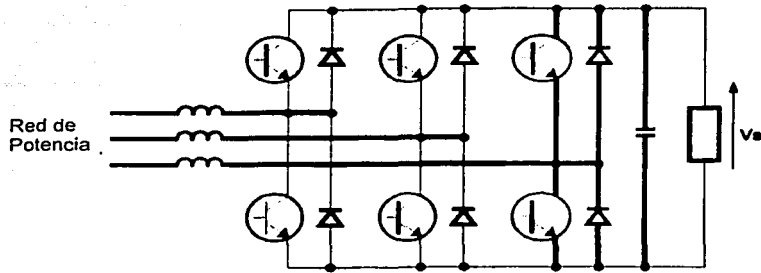
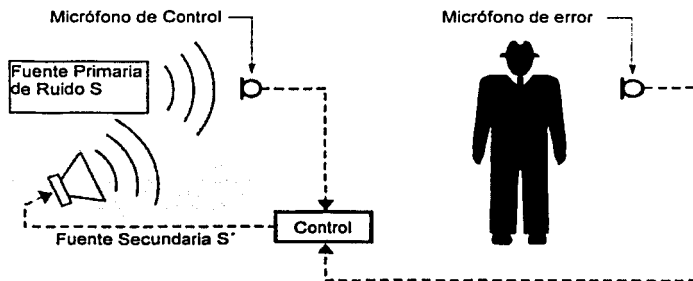


Fig.13 Diagrama unifilar equivalente de un rectificador de corriente PWM.

Acondicionador armónico activo "tipo "shunt""

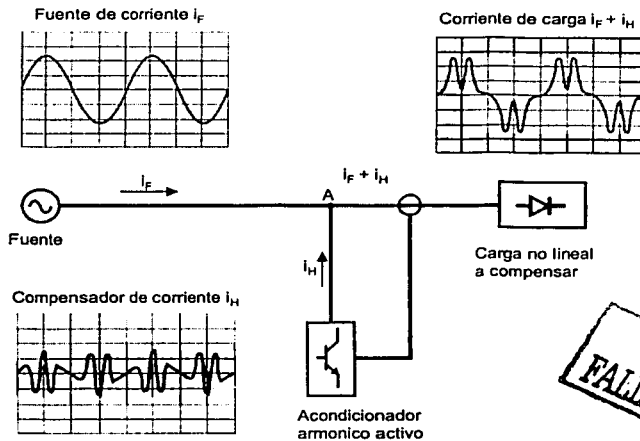
El concepto del acondicionador armónico activo "tipo "shunt"" puede ser ilustrado por medio de una analogía electro – acústica. El observador no oír la fuente de ruido S si una fuente secundaria de ruido S' genera un ruido de muestreo. Las ondas de presión generadas por el altavoz tienen la misma amplitud y están en oposición de fases con los de la fuente: este es el fenómeno de interferencia destructiva. Ésta técnica es conocido como RAR (Reducción Activa de Ruido).



Ésta analogía es una ilustración perfecta del acondicionador armónico activo "tipo "shunt"": El fin está en limitar o eliminar la corriente (o el voltaje) armónicos en el punto de acoplamiento común inyectando una corriente (o voltaje) apropiado (ver Fig. 21).

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

Con tal que el dispositivo sea capaz de inyectar en cualquier momento una corriente donde cada corriente armónica tenga la misma amplitud como la de la corriente en la carga y está en oposición de fase, entonces la ley de Kirchoff en el punto A garantiza que la corriente suministrada por la fuente es puramente senoidal. La combinación de "cargas no lineales + acondicionador armónico activo" forman una carga lineal (en la cual la corriente y el voltaje son vinculados por un factor k). Este tipo de dispositivo se favorece particularmente para la compensación armónica de redes de BV sin importar el punto de acoplamiento elegido y del tipo de carga (el dispositivo es auto adaptable).



TESIS C...
FALLA DE ORIGEN

Fig. 21 Principio de compensación de componentes armónicos por medio de un acondicionador armónico activo

Las funciones siguientes se desempeñan según el nivel de inserción:

--- Compensación armónica local: si el acondicionador armónico activo se asocia con una sola carga no lineal,

--- Compensación armónica global: si la conexión es hecha (por ejemplo) en el TPBV (Tablero Principal de Bajo Voltaje) de la instalación.

El acondicionador armónico activo " tipo "shunt" así forma una fuente de corriente independiente de la impedancia de la red de potencia, y con las características intrínsecas siguientes:

--- El ancho de banda es suficiente para garantizar la cancelación de la mayoría de las componentes armónicas (en términos estadísticos) de la corriente de carga. Se considera normalmente el rango de H2 hasta H23 como satisfactorio, cuanto más alto el orden, más bajo el nivel armónico.

--- El tiempo de respuesta es tal que la compensación armónica es efectiva no solamente en el estado estable sino también en estado transitorio "lento" (unas docenas de ms),

--- La potencia permite que los objetivos de la compensación armónica se alcancen. Sin embargo esto no significa que necesariamente sea total la compensación permanente de los armónicos generados por las cargas.

Con tal que estos tres de objetivos se logren simultáneamente, el acondicionador armónico activo " tipo shunt" forma una solución óptima, ya que es auto - adaptable y no hay riesgo de interacción con la impedancia de la red de potencia. Debe notarse que el fin primario de este dispositivo no es el refasamiento de los componentes fundamentales de I y V: La inserción de un acondicionador armónico activo no tiene ningún efecto en el desplazamiento del factor de potencia.

No obstante, si la carga es del tipo "rectificador multifase", entonces el factor global de potencia es desde luego considerablemente mejorado, así como el factor de distorsión está más cerca de la unidad y el desplazamiento del factor de

potencia de un rectificador (no controlado) está cerca de la unidad. ¡Sin embargo este es más un "efecto secundario" que un objetivo!

Aunque que el propósito principal del dispositivo sea la descontaminación armónica, también puede compensar el factor de potencia. En ese caso la corriente reactiva puede ser proporcionalmente alta y debe justificarse en el rango de corriente del producto.

Estructura del acondicionador armónico activo "tipo "shunt""

Este dispositivo es dividido en los dos subsistemas (visto Fig.22).

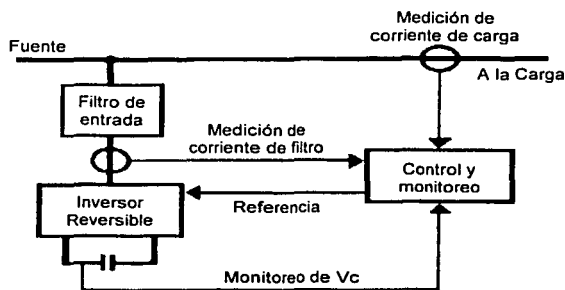


Fig. 22: Diagrama esquemático muestra la estructura del acondicionador armónico activo "tipo "shunt"".

- Potencia: Filtro de entrada, inversor reversible, componentes de almacenaje,
- Control: proceso de referencia, Control de V / I , control de bajo nivel del convertidor.

La diferencia principal entre un convertidor y un rectificador de FP, es en el control y monitoreo (como el punto de ajuste es no más a 60 Hz onda seno). Si el componente de "almacenaje" es un condensador o baterías, el convertidor tiene

una estructura similar al de la etapa de entrada de un convertidor con rectificador de FP (ver Fig. 23).

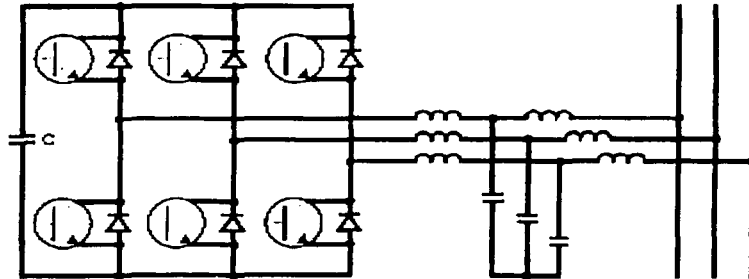


Fig. 23: Acondicionador armónico activo "tipo "shunt"" con VSI (inversor de fuente de voltaje).

Se puede usar también un reactor (ver Fig. 24).

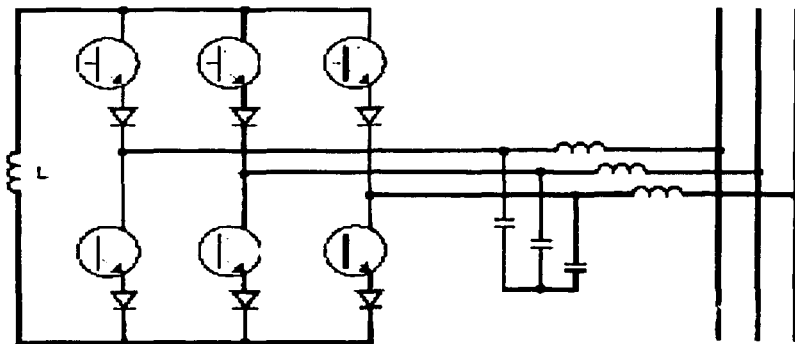


Fig. 24: Acondicionador armónico activo "tipo "shunt"" con CSI (inversor de fuente corriente).

Los sistemas UPS eligen el inversor de fuente de voltaje - VSI - para su rango de onda seno y por su valor agregado en términos técnicos y económicos: Un filtro

TESIS CON FALLA DE ORIGEN

paso bandas amplio y un filtro de entrada simple, más aun la estructura VSI técnicamente se parece a la estructura del inversor.

Control y monitoreo electrónico

La función principal es controlar a los semiconductores de potencia. Como tal debe:

- Controlar la carga del condensador (c) al momento de energizar,
- Regular el voltaje en las terminales de c,
- El capacitor c genera un modelo de "rectificador" encendido / apagado cuando tiene la función de inversor así que el acondicionador armónico activo permanentemente suministra una corriente que compensa las corrientes armónicas no lineales (ver Fig. 21).

Hay 2 métodos de procesar señales, específicamente:

--- el método de tiempo real, que es particularmente apropiado para cargas con variaciones ultra rápidas en su espectro armónico. Puede usar el método de "detección sincrónica" o usar transformaciones de Clark;

--- el método de tiempo no real, es usado para cargas donde el contenido armónico de la corriente absorbida varía ligeramente en 0.1 s. Este método usa el principio de análisis de frecuencia y ésta basado en la Transformada Rápida de Fourier (FFT). Este permite tratamiento global o selectivo de ordenes armónicos.

Acondicionadores armónicos activos híbridos

Las necesidades de compensación de armónicos son muchas y variadas, y los requerimientos que deben garantizar son:

- La no-perturbación de una red de potencia "limpia" por una carga contaminadora,

--- o la operación correcta de una carga sensible (o red de potencia) en un medio con perturbaciones armónicas,

--- o ambos objetivos simultáneamente!

El problema de la compensación armónica puede manejarse en dos niveles (exclusivos o combinados):

--- compensación paralela por inyección de fuente de corriente hacia el punto en cuestión: ésta es la solución "tipo "shunt"" descrita anteriormente,

--- compensación serie implementando una fuente de voltaje de contra flujo.

Las estructuras que nos referiremos como "híbridas", son las que simultáneamente implementan las dos soluciones, como se muestran por ejemplo en la figura 25.

Estas usan filtros pasivos y acondicionadores armónicos activos.

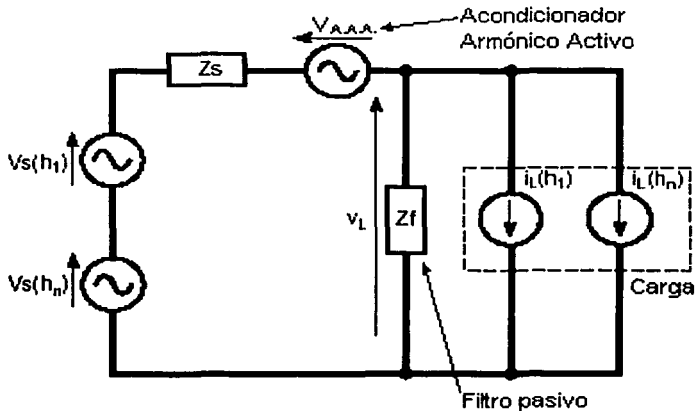


Fig. 25: acondicionadores híbridos activos / pasivos.

FALLA DE TESIS CON NEGRO CON

Estructura híbrida "paralelo / serie"

El diagrama en la figura 26 ilustra las principales subpartes de ésta estructura, específicamente:

- uno (o más) banco (s) de filtros pasivos resonantes (Fi), conectados en paralelo con la carga contaminadora,
- un acondicionador armónico activo, constituido de:
 - un acoplador magnético (Tr), el primario de este conectado en serie con el filtro pasivo (s)
 - un inversor (MUT) conectado al secundario del acoplador magnético. El acondicionador armónico activo es controlado así que:

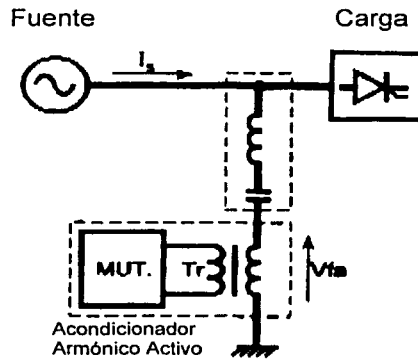
$$V_{fa} = K I_{SH}$$

donde:

V_{fa} : el voltaje en las terminales del acoplador magnético,

K : el valor en "ohm" fijado para cada orden armónico,

I_{SH} : la corriente armónica de la fuente.



FALLA DE ORIGEN
TESIS CON

Fig. 26: diagrama unifilar del acondicionador híbrido " tipo paralelo / serie".

En ésta configuración el acondicionador armónico activo actúa únicamente sobre las corrientes armónicas y aumenta la eficacia de los filtros pasivos:

--- impide amplificación de voltajes armónicos de contra flujo en las frecuencias de anti-resonancia de los filtros pasivos,

--- atenúa considerablemente las corrientes armónicas entre la carga y la fuente por la "baja" impedancia global (filtros pasivos más acondicionador armónico activo).

Ya que no todas las corrientes de potencia de la red fluyen a través del acondicionador armónico activo, los componentes siguientes pueden ser redimensionados en menor tamaño (y en particular el acoplador magnético).

Ésta estructura es ideal para tratar las redes de potencia y alto voltaje, mientras al mismo tiempo se asegura el enfasamiento de los componentes fundamentales.

Su desventaja principal es que los filtros pasivos dependen del tipo de carga, por lo que se requiere un estudio preliminar.

Finalmente, virtualmente todos los voltajes armónicos preexistentes (sobre la fuente) están del lado de la carga. Ésta configuración por lo tanto se compara con el acondicionador armónico activo "tipo "shunt"

Estructura híbrida "serie / paralelo"

El diagrama en la figura 27 muestra que ésta estructura contiene las partes principales de la estructura previa, la única diferencia es en el punto de conexión del acoplador primario (en serie entre la fuente y carga).

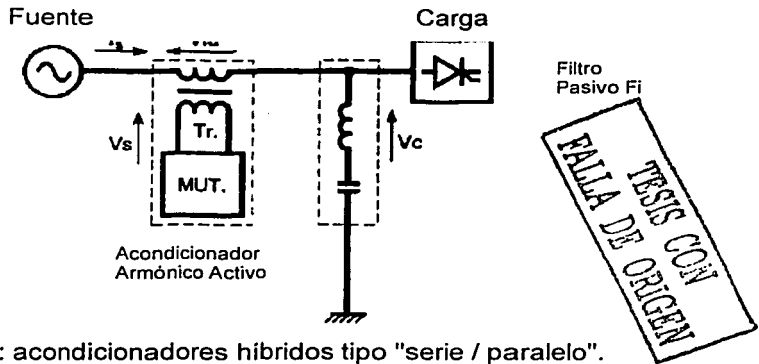


Fig. 27: acondicionadores híbridos tipo "serie / paralelo".

La ley de control del acondicionador armónico activo es la misma: el punto para el acondicionador armónico activo es desarrollar un voltaje que se oponga a la circulación de corrientes armónicas hacia la fuente. Por lo tanto actúa como una impedancia (de valor fijo K para cada orden) para frecuencias armónicas. El filtrado pasivo es así más eficiente (la presencia de ésta "impedancia" serie fuerza la circulación de las corrientes armónicas de la carga hacia los filtros pasivos). Además, el filtro serie aísla la carga de las componentes armónicas existentes en la fuente e impide una sobrecarga en el filtro pasivo. Ésta topología es más frecuentemente conocida como un "aislador de armónicas" ya que, en lo que respecta, aísla la fuente de una carga contaminadora, y, hacia atrás, impide una sobrecarga del filtro pasivo por una contra corriente. Se debe notar que ésta topología genera problemas de protección y dimensionamiento para el acoplador magnético, por que:

- La corriente total de carga fluye a través de este acoplador,
- una corriente muy alta es aplicada en caso de un corto circuito.

Una solución posible a ambos problemas puede ser usar un transformador con un devanado secundario adicional (ver Fig. 28).

La compensación entonces tiene lugar "magnéticamente" por que directamente actúa sobre la corriente.

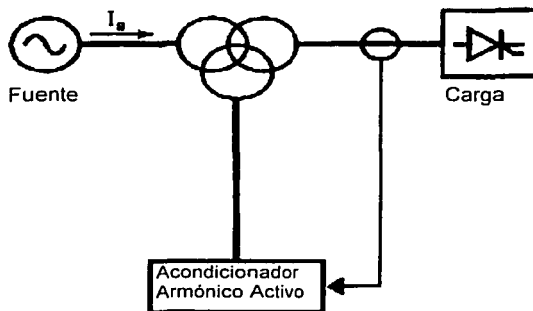


Fig. 28: acondicionador híbrido con inyección por transformador.

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

Combinación "paralela" de filtros pasivos y acondicionador armónico activo

El principio consiste en la conexión en "paralelo" de uno (o más) filtros pasivos sintonizados y un acondicionador armónico activo "tipo shunt" (ver Fig. 29).

En este caso también, el acondicionador armónico activo y el filtro pasivo dan una combinación ideal. La acción del acondicionador armónico activo puede ser útil para limitar (por la técnica de FFT), a las armónicas no manejadas por los filtros pasivos.

Ésta estructura se usa (y es aplicable) en:

- Mejorar la cancelación armónica obtenida usando únicamente filtros pasivos,
- limitar el número de ordenes de filtros pasivos,
- mejorar la eficacia del acondicionador armónico activo únicamente (para la misma eficiencia de potencia del acondicionador armónico activo).

No obstante, ésta combinación no impide sobrecargas en los filtros pasivos o los efectos de anti resonancia con la impedancia de la red de potencia.

ESTA TESIS NO SALE
DE LA BIBLIOTECA

Estas estructuras híbridas no poseen el carácter "universal" del acondicionador armónico activo "tipo shunt" que los filtros pasivos necesitan para ser elegidos (desde el punto de vista del tipo, el número de orden y ajuste a frecuencias) según el tipo de corrientes armónicas generadas por la carga. La presencia del acondicionador armónico activo minimiza los filtros pasivos y refuerza su efecto. En contraparte, la adición de un acondicionador armónico activo de baja potencia a una instalación existente aumenta la eficiencia de los filtros pasivos existentes.

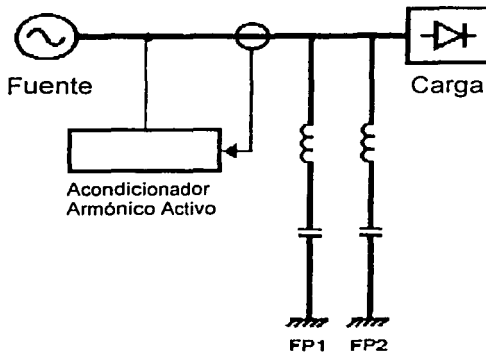


Fig. 29: Principio de conexión "paralelo" del acondicionador armónico activo y filtros pasivos.

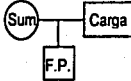
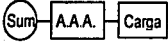
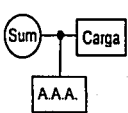
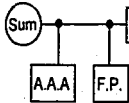
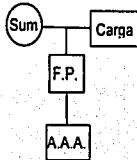
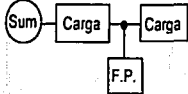
TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

Características de las soluciones activas

La tabla 2 muestra que, a excepción de unos casos especiales, el acondicionador armónico activo "tipo shunt" y la estructura conectada en paralelo son las soluciones que se prefieren en bajo voltaje.

Referencias

- [8] Harmonic disturbances in networks, and their treatment.
C. COLLOMBET, J.M. LUPIN, J. SCHONEK, Schneider Electric, Direction Scientifique et Technique,
- [9] Inverters and harmonics
J.N. FIORINA, Schneider Electric, Direction Scientifique et Technique,
- [10] Active harmonic conditioners and unity power factor rectifiers.
E. BETTEGA, J.N. FIORINA, Schneider Electric, Direction Scientifique et Technique,

Tipo de filtro ⇒	Filtro Pasivo	"Serie"	"shunt" híbrido	"Paralelo" Híbrido	"Paralelo / Serie" híbrido	Tipo "Serie / paralelo"
Criterio ↓						
Diagrama Esquemático						
A.A.A.: Acondicionador Armónico Activo	F.P.: Filtro Pasivo					
Acción en	Ih / carga	Vh / Fuente	Ih / carga	Ih / carga	Ih / carga	Ih / carga, Vh / Fuente
Desempeño	+	+++	+++	+++	++	++
Dimensión del Acondicionador Armónico Activo	Armónico único	Fundamental + armónicos	armónicos	armónicos	armónicos	Fundamental + armónicos
Impacto en corto circuito	grande	grande	ninguno	ninguno	ninguno	grande
Inserción	Facil	Difícil	Fácil	Fácil	Fácil	Difícil
Mejoría de D.F.P.	posible	no	posible	Si	si	Si
Riesgo de resonancia	Si	NA (no aplicable)	NA (no aplicable)	Si	no	No

TESIS CON FALTA DE ORIGEN

Tabla 2: Resumen de diversas "soluciones pasivas, activas e híbridas" para combatir la perturbación armónica.

CAPITULO V

En estos tiempos en que el crecimiento de dispositivos en la electrónica de potencia ha incidido en muchas cargas que se consideraron lineales en su naturaleza, así como también el aumento en equipos electrónicos residenciales como computadoras, hornos de microondas, televisores, y cualquier equipo electrónico, como resultado, el número de cargas no lineales ha aumentado y esto implica la generación de voltajes y corrientes armónicos en las redes de alimentación de energía.

Los voltajes y corrientes armónicos pueden ocasionar diferentes problemas tales como, mala operación de relevadores, interferencias en equipos PLC, fallas de equipo, disparos de fusibles de protección de capacitores, altas pérdidas del sistema en general, sobrecalentamiento de conductores, generación de corrientes parásitas, sobrecalentamiento de transformadores, etc. Se considera que debido al incremento en el uso de equipos de cómputo, equipos de laboratorio con características no lineales, así como el uso de iluminación fluorescente, en los inmuebles de la UNAM, se han incrementado las pérdidas de voltaje ocasionadas por el cambio de la forma de onda de la corriente.

Al ser cargas no lineales y monofásicas, la mayoría del equipo instalado en los inmuebles de Ciudad Universitaria, la forma de corriente es completamente diferente en cada fase, por lo que las corrientes de retorno de las cargas no lineales regresan por el conductor de neutro, si a esto le sumamos que los componentes armónicos de corriente de estos equipos monofásicos, se concentran en los armónicos impares, que son los que retornan por el conductor de neutro, los problemas son mayores. Además el cableado dimensionado hace treinta años, no consideraba estos excesos de corriente.

Al verificar un centro de carga del edificio principal del Instituto de Física, se encontró que la distorsión armónica de ese centro de carga es muy alta, por lo que se decidió proceder a verificar los tableros de contactos regulados del edificio.

El Instituto de Física de la UNAM, está constituido por varios inmuebles, destinados para diversos fines, como son talleres, laboratorios, etc. El edificio principal del Instituto de Física es un edificio de tres niveles dividido en dos secciones: norte y sur. Para suministrar energía eléctrica a este edificio el Instituto cuenta con una subestación principal, que da servicio en alta tensión en 6.3 kV y que alimenta a un transformador de 750 kVA a 6.3 kV / 220 – 127 V, marca Continental, y mantiene en servicio continuo un tablero de distribución, auto soportado marca FPE con un interruptor principal de 4000 amp. marca FPE.

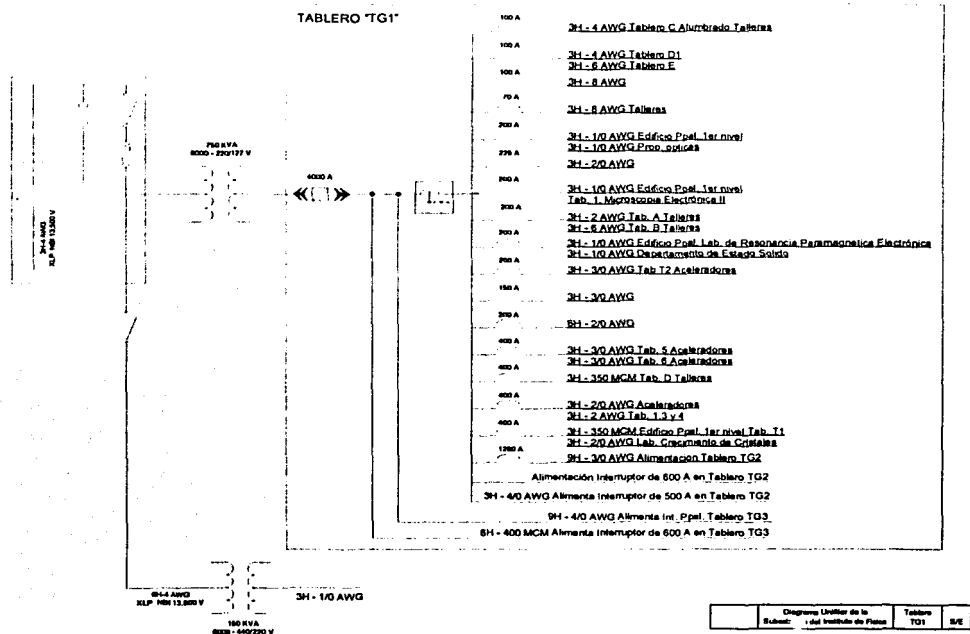


Fig. 1 Diagrama unifilar de la Subestación y tablero de distribución No. 1 del Instituto de Física.

**TESIS CON
FALLA DE ORIGEN**

Este tablero (Fig. 1) cuenta con 17 interruptores derivados, mismos que dan servicio a diversos centros de carga, como son

- Alumbrado de talleres
- Talleres
- Edificio principal "Prop. Ópticas"
- Microscopía Electrónica
- Resonancia Paramagnética Electrónica
- Aceleradores
- Lab. De crecimiento de cristales

Así como algunos servicios que no se encuentran identificados.

En este Tablero de distribución, se encuentra un interruptor de 1200 amp, que alimenta a un tablero de sub-distribución auto soportado marca FPE. Este tablero cuenta con 18 interruptores derivados, que dan servicio a diversos centros de carga, como son: (Fig. 2)

- Metalurgia
- Alumbrado edificio principal
- Contactos normales edificio principal
- Fotocopiadoras
- Laboratorio de microscopía electrónica de alta resolución
- Rayos X
- Laboratorio de crecimiento de cristales
- Cristales líquidos
- Resonancia Paramagnética
- **Contactos en Edificio Principal**

Así como algunos servicios que no se encuentran identificados

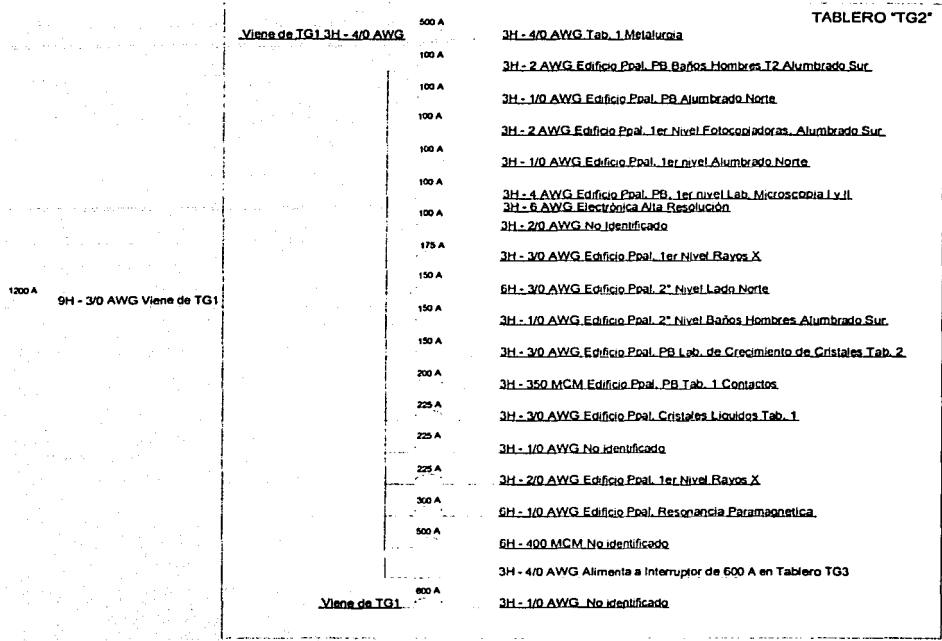


Diagrama Unifilar de la Subestación del Instituto de Física	Tablero TG2	ME
---	-------------	----

Fig. 2 Diagrama unifilar del tablero de distribución No. 2.

En este tablero se encuentra un interruptor de 200 amp marca FPE que alimenta con 3 conductores de calibre 350 MCM, aproximadamente a una distancia de 100 metros a un interruptor de protección ubicado en el edificio principal del Instituto de Física.

TESIS CON FALLA DE ORIGEN

Interruptor de protección (Contactos Regulados Edificio Principal, futuro)

En el edificio principal del Instituto de Física se tiene un interruptor de protección (Fig. 3) alimentado del tablero de distribución ubicado en la subestación. El interruptor es de 200 amp tipo KA225 de marca FPE, instalado en un gabinete de sobreponer tipo KAL y alimentado con un conductor por fase de calibre 350 MCM y un conductor de 350 MCM para neutro.

Este interruptor alimenta con un conductor por fase calibre 1/0 AWG, un conductor calibre 350 MCM para neutro y tierra aislada calibre 2 AWG a un centro de carga marca Square D QOC 30US tipo 1, gabinete NEMA 1.

El centro de carga contiene 6 interruptores trifásicos de 50 amp cada uno, cada interruptor alimenta con un conductor por fase de calibre 8 AWG, un conductor para neutro de calibre 8 AWG y un conductor de tierra aislada de calibre 8 AWG, a un correspondiente centro de carga que presenta cargas monofásicas y no lineales, equipo de cómputo en su mayoría.

Se procedió a elaborar las mediciones en el interruptor principal de protección y posteriormente a los seis interruptores que se encuentran en el centro de carga; las lecturas se tomaron con un equipo analizador fluke 41B (Ver apéndice B), este analizador puede tomar las mediciones armónicas de dos maneras, evalúa las armónicas de la tercera a la quinceava en un porcentaje de la armónica fundamental, la segunda manera evalúa las armónicas de la primera a la quinceava en un porcentaje de la corriente RMS medida

Las lecturas de las armónicas presentadas se encuentran tomadas con respecto a la corriente RMS medida.

TESIS CON FALLA DE ORIGEN

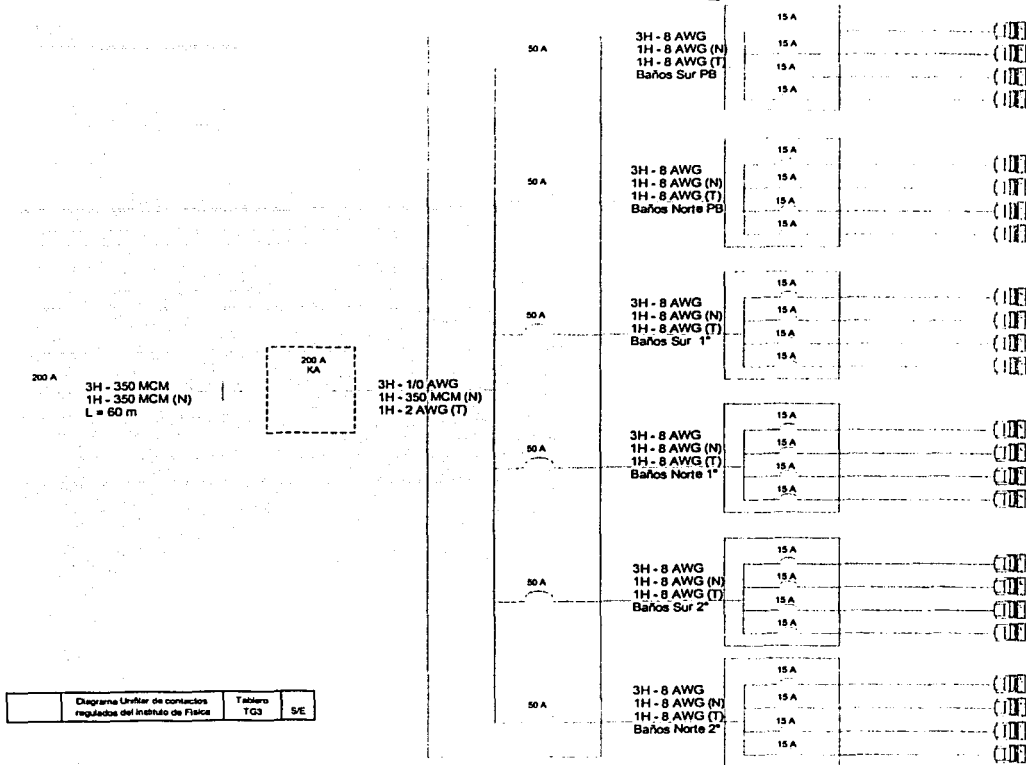


Fig. 3 Diagrama unifilar de Interruptor de protección y centros de carga

En el Instituto de Física suelen experimentar varios tipos de problemas, entre los que se destacan:

- Problemas de funcionamiento en computadoras;
- Fallas y daños de equipos muy sensibles; o que se encuentren realizando procesos críticos.
- La distorsión de voltaje y corriente no son compatibles con los niveles que marcan las siguientes normas.

- o Las normas europeas IEC 61000-3-2 y IEC 61000-3-4. Aunque el sistema eléctrico europeo es diferente al sistema eléctrico de México está norma si considera los límites armónicos para equipos con corrientes de alimentación de hasta 16 amperes por fase.
- o La norma americana IEEE 519. Aunque está es una norma para Estados Unidos y para sistemas trifásicos de potencia, el sistema eléctrico en México es muy similar al de este país, por lo que se debe considerar.

En el interruptor principal de protección, las lecturas tomadas muestran una distorsión de corriente armónica de corriente del 63.1 % para la fase A, 67.2 % para la fase B y 60 % para la fase C, para la armónica de 3er orden la distorsión armónica es para la fase A del 48%, para la fase B es del 52.5%, y para la fase C es del 49.7% (ver tabla 1). Entonces, la circulación de estas corrientes armónicas en los cables de gran longitud genera una alta distorsión de voltaje al final de los cables, donde el equipo crítico o sensible está conectado .

También, la corriente en el neutro es más del 100% de la corriente de cualquiera de las fases; esto podría estar creando sobre calentamiento en el conductor neutro y, aunque el conductor neutro está sobredimensionado y no presenta sobrecalentamiento, esto no es correcto, además el voltaje entre neutro y tierra es de 2.7 Vrms.

		Volts (V)	I (A)	Potencia (KW)	THDI (%)	1a	3a	5a	7a	9a	11a	13a	15a
Fase													
Interruptor General	A	123.2	48.8	4.7	63.1	77.6	48	30.5	15	7.5	5	1.5	1.5
	B	123.2	43	3.9	67.2	70.5	52.5	35	16.5	7.5	5.5	4	1.5
	C	122.8	38.2	3.8	60	77.5	49.7	29	11	5	4	1	1.5
	N	2.7	53										

TESIS CON FALLA DE ORIGEN


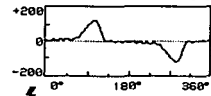
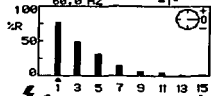
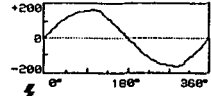
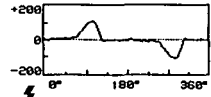
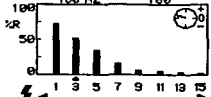
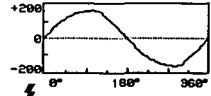
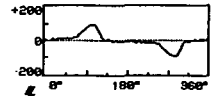
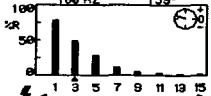
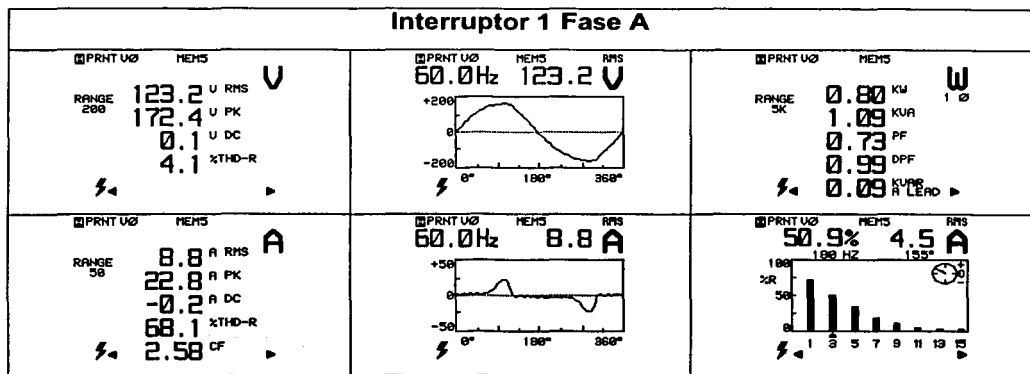
Interrupor Principal de Protección Fase A					
PRNT U02 MEM1 RANGE 200 123.2 U RMS 172.7 U PK -0.1 U DC 4.0 %THD-R ⚡ ▶	PRNT U02 MEM1 RMS 60.0Hz 123.2 V +200  -200 0° 180° 360°	PRNT U02 MEM1 RANGE 50K 4.7 KW 6.0 KVA 0.78 PF 1.00 DPF 0.1 KVAR A LRG ⚡ ▶	PRNT U02 MEM1 RMS 60.0Hz 48.8 A +200  -200 0° 180° 360°	PRNT U02 MEM1 RMS 77.6% 37.8 A 68.8 HZ 100  50 0 1 3 5 7 9 11 13 15	
Interrupor Principal de Protección Fase B					
PRNT U02 MEM2 RANGE 200 123.2 U RMS 173.2 U PK -0.1 U DC 4.0 %THD-R ⚡ ▶	PRNT U02 MEM2 RMS 60.0Hz 123.2 V +200  -200 0° 180° 360°	PRNT U02 MEM2 RANGE 50K 3.9 KW 5.3 KVA 0.74 PF 1.00 DPF 0.2 KVAR A LRG ⚡ ▶	PRNT U02 MEM2 RMS 60.0Hz 43.0 A +200  -200 0° 180° 360°	PRNT U02 MEM2 RMS 52.5% 22.6 A 188 HZ 168° 100  50 0 1 3 5 7 9 11 13 15	
Interrupor Principal de Protección Fase C					
PRNT U02 MEM3 RANGE 200 122.8 U RMS 172.3 U PK 0.0 U DC 4.0 %THD-R ⚡ ▶	PRNT U02 MEM3 RMS 60.0Hz 122.8 V +200  -200 0° 180° 360°	PRNT U02 MEM3 RANGE 20K 3.8 KW 4.7 KVA 0.80 PF 1.00 DPF 0.2 KVAR A LRG ⚡ ▶	PRNT U02 MEM3 RMS 60.0Hz 38.2 A +200  -200 0° 180° 360°	PRNT U02 MEM3 RMS 49.7% 19.0 A 188 HZ 139° 100  50 0 1 3 5 7 9 11 13 15	

Tabla 1: Tabla resumen y graficas del interruptor principal de protección

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

En el interruptor número 1, la gráfica de corriente de la fase A, B y C nos muestran un esquema representativo del consumo de equipo de cómputo, las mediciones muestran un desbalanceo, ya que la fase A presenta el doble de carga que cualquiera de las otras dos fases, esto se puede deber a que posiblemente en este circuito se tengan dos equipos conectados, además podemos ver en el espectro de corriente que la distorsión de corriente de la 3ª armónica es del 50.9 % para la fase A, del 56.6 % para la fase B y de 55.8 % para la fase C, aunque el voltaje de las fases A, B y C esta en un nivel aceptable este presenta una distorsión del 4.0 % (ver tabla 2).

		Volts (V)	I (A)	Potencia (KW)	THDI (%)	1a	3a	5a	7a	9a	11a	13a	15a
Fase													
Interruptor No.1	A	123.2	8.8	0.8	68.1	70.5	50.9	34.5	19.5	12	5	3	3.5
	B	123	4.14	0.34	74.5	65	56.6	39.5	22.5	8.5	2.5	5	1.5
	C	122.4	4.15	0.35	72	65.5	55.8	35.5	19	7.5	2.5	3.5	0



**TESIS CON
FALLA DE ORIGEN**

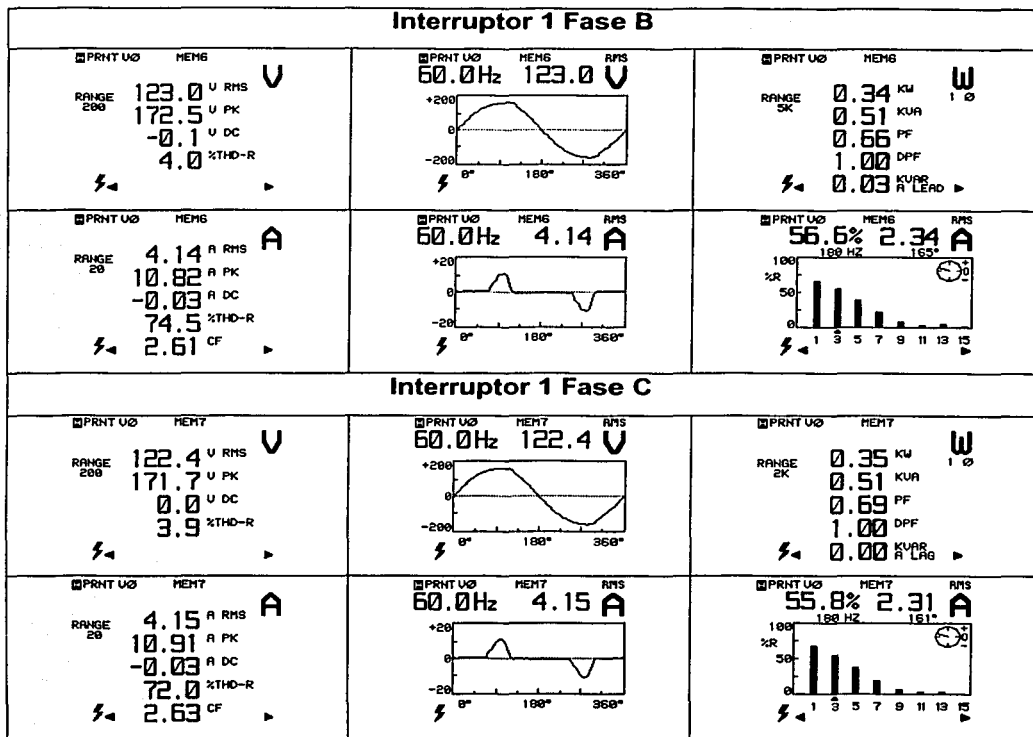
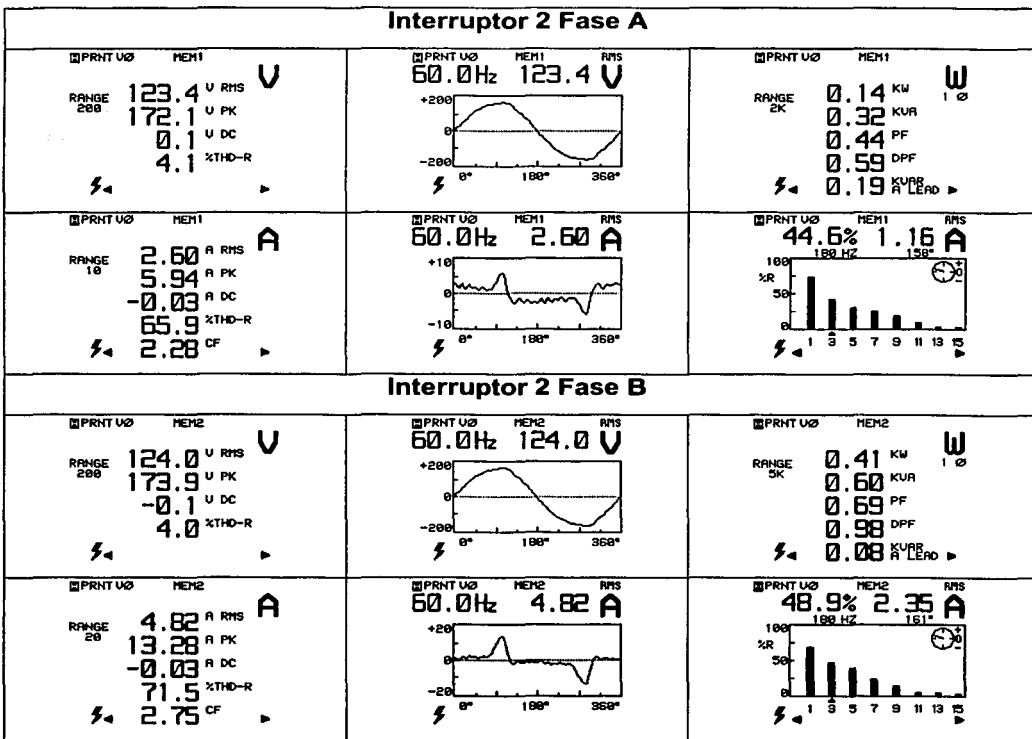


Tabla 2: Tabla resumen y graficas del interruptor No. 1

En el interruptor número 2, la gráfica de corriente de la fase A, B y C nos presenta el consumo representativo de equipo de cómputo, aunque la fase A tiene una marcada distorsión de corriente, esto se debe posiblemente a que se tienen equipos que funcionan a intervalos de tiempo como pueden ser impresoras, algún equipo de laboratorio o similar. Las mediciones muestran un desbalanceo, ya que la fase A presenta la aproximadamente la mitad de carga que cualquiera de las otras dos fases, además podemos ver en el espectro de corriente que la distorsión de corriente de la 3ª armónica es del 44.6 % para la fase A, del 48.9 % para la fase B y de 55.1 % para la fase C, aunque el voltaje de las fases A, B y C esta en un nivel aceptable este presenta una distorsión del 4.0 % (ver tabla 3).

		Volts (V)	I (A)	Potencia (KW)	THDI (%)	1a	3a	5a	7a	9a	11a	13a	15a
Fase													
Interruptor No. 2	A	123.4	2.6	0.14	65.9	72.5	44.6	30	25	19.5	10	3.5	4
	B	124	4.82	0.41	71.5	69.5	48.9	39.5	24	14.5	4.5	5	3.5
	C	123.5	5.44	0.52	64.2	74.5	55.1	29	10	5	1	1	0



TESIS CON
 FALLA DE ORIGEN

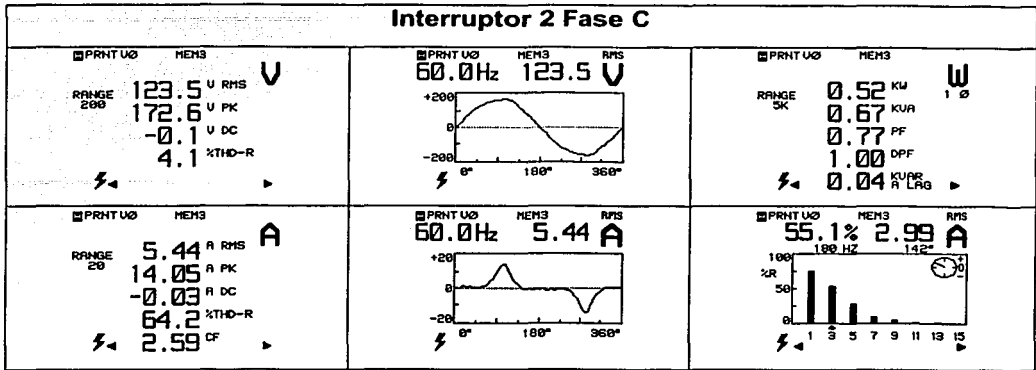


Tabla 3: Tabla resumen y graficas del interruptor No. 2

En el interruptor número 3, las mediciones muestran un desbalanceo más marcado ya que la fase A presenta aproximadamente tres veces la carga de fase C y dos veces la carga de la fase B, tenemos un consumo en las gráficas de corriente de las fases A, B y C representativo de equipo de cómputo, además podemos ver en el espectro de corriente, que la distorsión de corriente de la 3ª armónica es del 45.7 % para la fase A, del 53.3 % para la fase B con una subarmónica en 30 hz. con un valor de 1%, y de 33.5 % para la fase C, aunque el voltaje de las fases A, B y C esta en un nivel aceptable este presenta una distorsión del 4.0 % (ver tabla 4).

		Volts (V)	I (A)	Potencia (KW)	THDI (%)	1a	3a	5a	7a	9a	11a	13a	15a
Fase													
Interruptor No. 3	A	123.7	18.3	1.9	55.1	80	45.7	25	9	5	4	0.5	0
	B	124.3	12.4	1.2	64.9	75	53.3	30.5	10.5	5	3.5	4	1.5
	C	123.5	6.4	0.68	49.9	83.5	33.5	27.5	15	7.5	4	1	1

TESIS CON FALLA DE ORIGEN

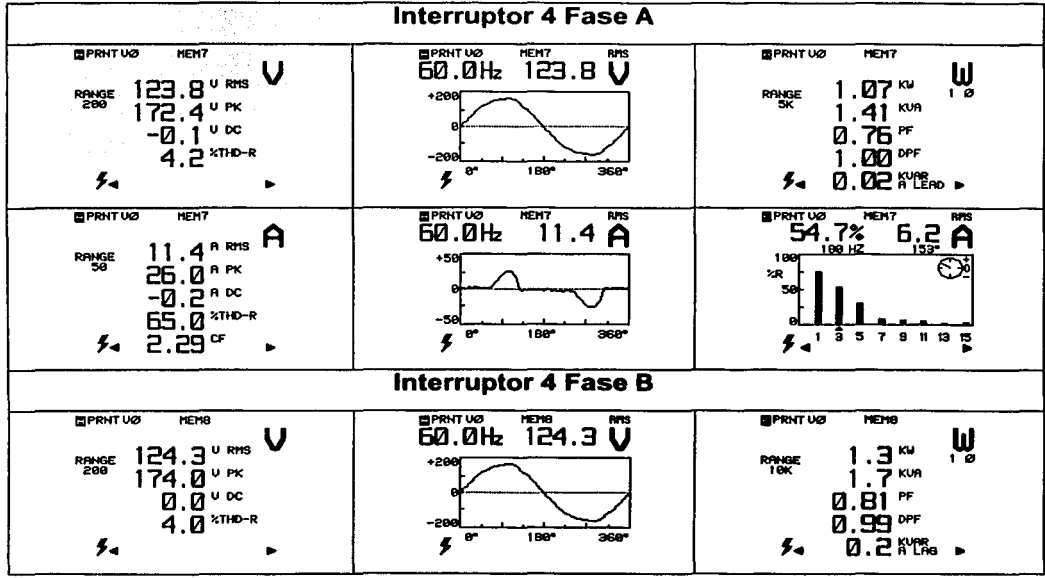
Interruptor 3 Fase A		
PRNT U02 MEM4 U RANGE 200 123.7 U RMS 172.9 U PK 0.1 U DC 4.2 %THD-R ⚡ ▶	PRNT U02 MEM4 RMS 60.0Hz 123.7 V +200 0 -200 0° 180° 360° ⚡	PRNT U02 MEM4 W RANGE 10K 1.9 KW 2.3 KVA 0.84 PF 1.00 DPF 0.1 KVAR A LRG ⚡ ▶
PRNT U02 MEM4 A RANGE 50 18.3 A RMS 41.8 A PK -0.2 A DC 55.1 %THD-R 2.28 CF ⚡ ▶	PRNT U02 MEM4 RMS 60.0Hz 18.3 A +50 0 -50 0° 180° 360° ⚡	PRNT U02 MEM4 RMS 45.7% 8.4 A 100% 180 HZ 154° 50% 0 1 3 5 7 9 11 13 15 ⚡ ▶
Interruptor 3 Fase B		
PRNT U02 MEM5 U RANGE 200 124.3 U RMS 174.4 U PK 0.0 U DC 4.0 %THD-R ⚡ ▶	PRNT U02 MEM5 RMS 60.0Hz 124.3 V +200 0 -200 0° 180° 360° ⚡	PRNT U02 MEM5 W RANGE 10K 1.2 KW 1.5 KVA 0.75 PF 0.99 DPF 0.2 KVAR A LEAD ⚡ ▶
PRNT U02 MEM5 A RANGE 50 12.4 A RMS 29.0 A PK -0.3 A DC 64.9 %THD-R 2.34 CF ⚡ ▶	PRNT U02 MEM5 RMS 60.0Hz 12.4 A +50 0 -50 0° 180° 360° ⚡	PRNT U02 MEM5 RMS 53.3% 6.6 A 100% 180 HZ 156° 50% 0 1 3 5 7 9 11 13 15 ⚡ ▶
Interruptor 3 Fase C		
PRNT U02 MEM6 U RANGE 200 123.5 U RMS 172.9 U PK 0.0 U DC 4.0 %THD-R ⚡ ▶	PRNT U02 MEM6 RMS 60.0Hz 123.5 V +200 0 -200 0° 180° 360° ⚡	PRNT U02 MEM6 W RANGE 5K 0.68 KW 0.79 KVA 0.87 PF 1.00 DPF 0.06 KVAR A LRG ⚡ ▶
PRNT U02 MEM6 A RANGE 20 6.40 A RMS 15.84 A PK -0.02 A DC 49.9 %THD-R 2.48 CF ⚡ ▶	PRNT U02 MEM6 RMS 60.0Hz 6.40 A +20 0 -20 0° 180° 360° ⚡	PRNT U02 MEM6 RMS 33.5% 2.14 A 100% 180 HZ 154° 50% 0 1 3 5 7 9 11 13 15 ⚡ ▶

Tabla 4: Tabla resumen y graficas del interruptor No. 3

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

En el interruptor número 4, el desbalanceo es poco ya que las tres fases presentan una carga uniforme, tenemos un consumo en las gráficas de corriente de las fases A, B y C de equipo de cómputo en su mayoría, el espectro de corriente muestra que la distorsión de corriente de la 3ª armónica es del 54.7 % para la fase A, del 42.9 % para la fase B y de 52.6 % para la fase C, aunque el voltaje de las fases A, B y C esta en un nivel aceptable este presenta una distorsión del 4.2 % (ver tabla 5).

		Volts (V)	I (A)	Potencia (KW)	THDI (%)	1a	3a	5a	7a	9a	11a	13a	15a
Fase													
Interruptor No. 4	A	123.8	11.4	1.07	65	75	54.7	30	8.5	7.5	5	1	3.5
	B	124.3	13.3	1.3	57.4	78.5	42.9	32.5	10.5	5	6	3.5	1
	C	123.6	12.1	1.1	64.6	75	52.6	30.5	10.5	9	5	2.5	3.5



TESIS CON
FALLA DE CALIDAD

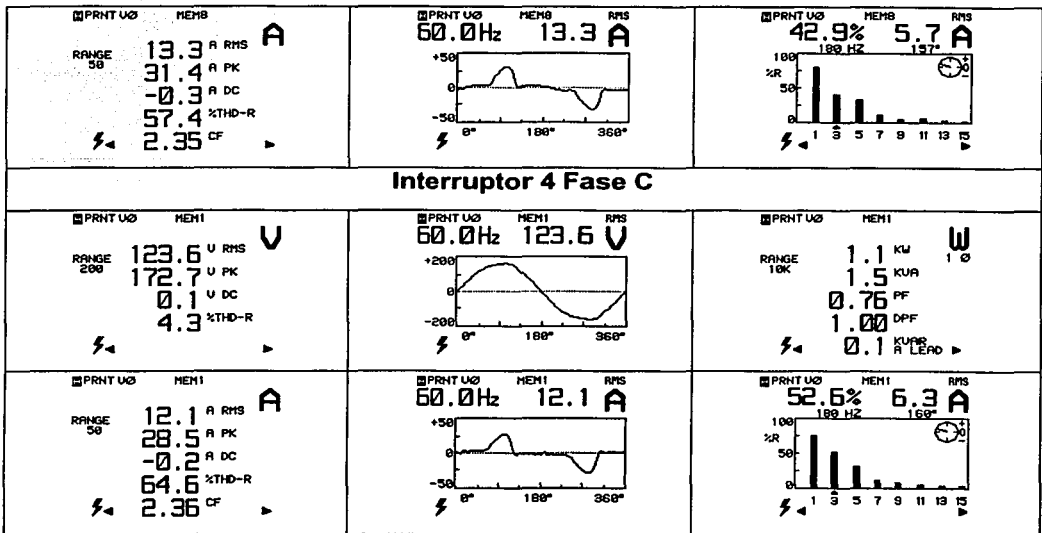
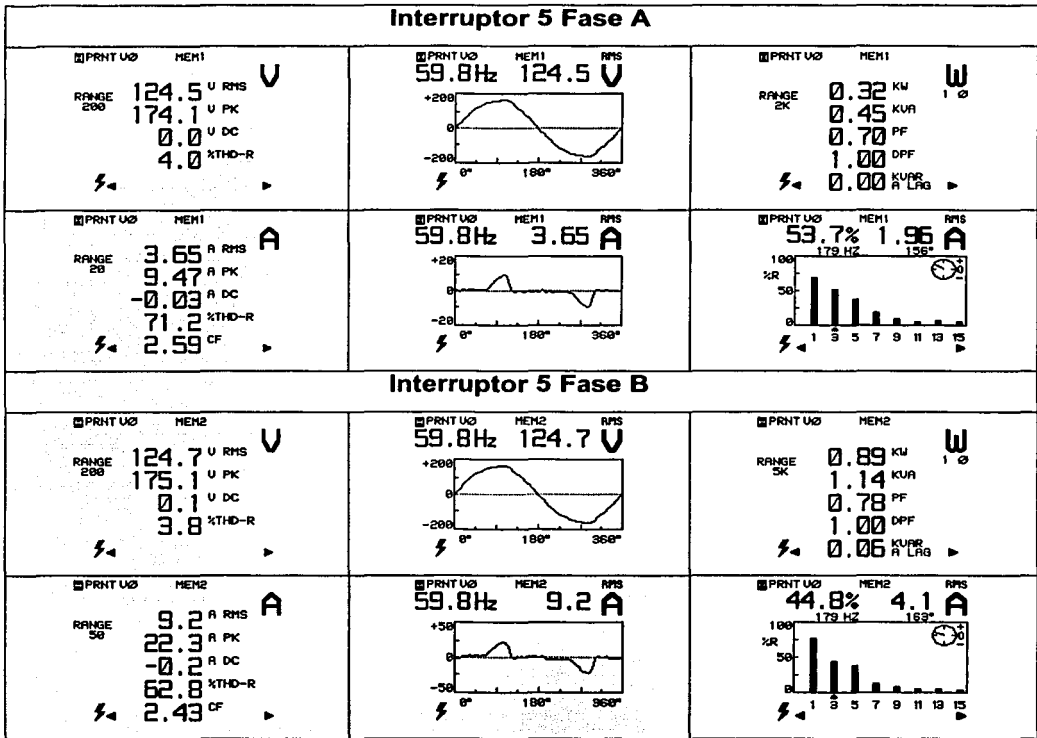


Tabla 5: Tabla resumen y graficas del interruptor No. 4

En el interruptor número 5, el desbalanceo que se tiene entre las fases es alto ya que la fase A es la que presenta la menor carga, la fase B tienen 3 veces más de carga y la fase C su carga es cuatro veces mayor, en las gráficas tenemos un consumo de corriente de las fases A, B y C de equipo de cómputo, el espectro de corriente muestra que la distorsión de corriente de la 3ª armónica es del 53.7 % para la fase A, del 44.8 % para la fase B y de 41.3 % para la fase C, también en esta fase encontramos armónicas pares en la 2ª y 4ª con valor de 3.5% y 1% respectivamente, aunque el voltaje de las fases A, B y C está en un nivel aceptable este presenta una distorsión del 4.1 % (ver tabla 6).

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

		Volts (V)	I (A)	Potencia (KW)	THDI (%)	1*	3a	5a	7a	9a	11a	13a	15a
Fase													
Interruptor No. 5	A	124.5	3.65	0.32	71.2	68	53.7	37.5	19	10	5	7.5	5
	B	124.7	9.2	0.89	62.8	75	44.8	37.5	12.5	7.5	5	5.5	3
	C	124	12.5	1.3	53.1	82.5	41.3	27.5	12.5	4	4	4	0



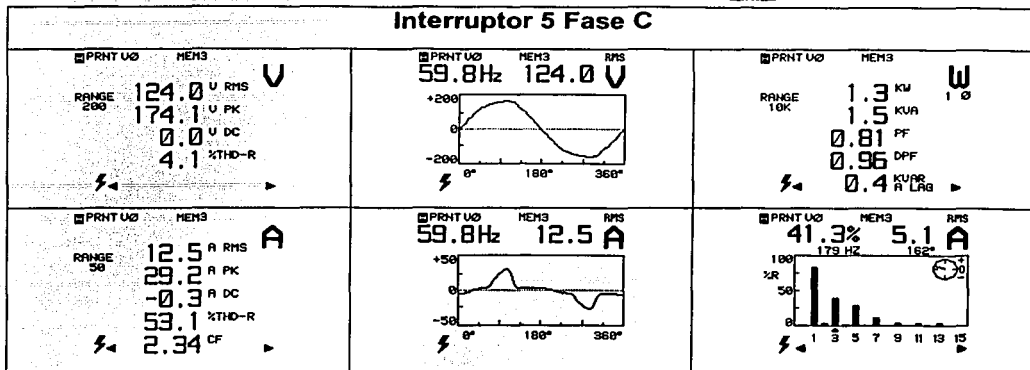


Tabla 6: Tabla resumen y graficas del interruptor No. 5

En el interruptor número 6, el desbalanceo que se presenta entre las fases es anormal ya que las fases A y B presentan un 10% de la corriente que demanda la fase C, las graficas de consumo de corriente son representativas de equipo de cómputo, aunque pareciera ser que se tienen conectados otros equipos que no son específicamente para corriente regulada. El espectro de corriente muestra que la distorsión de corriente de la 3ª armónica es del 43.1 % para la fase A, del 54.8 % para la fase B y de 45.8 % para la fase C, aunque el voltaje de las fases A, B y C esta en un nivel aceptable este presenta una distorsión del 4.2 % (ver tabla 7).

		Volts (V)	I (A)	Potencia (KW)	THDI (%)	1a	3a	5a	7a	9a	11a	13a	15a
Fase													
Interruptor No. 6	A	124.7	2.61	0.24	60.4	78	43.1	35.5	15	6.5	5	4	0
	B	124	2.11	0.19	66.4	72.5	54.8	30	15	5.5	4	4	1
	C	124	20.6	2.1	55	80.5	45.8	25	7	6	6	0.5	1

Interruptor 6 Fase A		
<p>PRNT U0 MEM4 U</p> <p>RANGE 200</p> <p>124.7 U RMS</p> <p>174.7 U PK</p> <p>-0.1 U DC</p> <p>4.0 %THD-R</p>	<p>PRNT U0 MEM4 RPS</p> <p>50.0Hz 124.7 U</p>	<p>PRNT U0 MEM4 W</p> <p>RANGE 2K</p> <p>0.24 KW</p> <p>0.33 KVA</p> <p>0.74 PF</p> <p>0.94 DPF</p> <p>0.09 KVAR A LAG</p>
<p>PRNT U0 MEM4 A</p> <p>RANGE 10</p> <p>2.61 A RMS</p> <p>6.35 A PK</p> <p>-0.03 A DC</p> <p>60.4 %THD-R</p> <p>2.43 CF</p>	<p>PRNT U0 MEM4 RPS</p> <p>50.0Hz 2.61 A</p>	<p>PRNT U0 MEM4 RPS</p> <p>43.1% 1.12 A</p> <p>180 Hz 157°</p>
Interruptor 6 Fase B		
<p>PRNT U0 MEM3 U</p> <p>RANGE 200</p> <p>124.0 U RMS</p> <p>174.3 U PK</p> <p>0.0 U DC</p> <p>3.9 %THD-R</p>	<p>PRNT U0 MEM3 RPS</p> <p>50.0Hz 124.0 U</p>	<p>PRNT U0 MEM3 W</p> <p>RANGE 2K</p> <p>0.19 KW</p> <p>0.26 KVA</p> <p>0.73 PF</p> <p>0.98 DPF</p> <p>0.04 KVAR A LAG</p>
<p>PRNT U0 MEM3 A</p> <p>RANGE 10</p> <p>2.11 A RMS</p> <p>5.39 A PK</p> <p>-0.02 A DC</p> <p>66.4 %THD-R</p> <p>2.56 CF</p>	<p>PRNT U0 MEM3 RPS</p> <p>50.0Hz 2.11 A</p>	<p>PRNT U0 MEM3 RPS</p> <p>54.8% 1.16 A</p> <p>180 Hz 156°</p>
Interruptor 6 Fase C		
<p>PRNT U0 MEM6 U</p> <p>RANGE 200</p> <p>124.0 U RMS</p> <p>173.9 U PK</p> <p>0.1 U DC</p> <p>4.1 %THD-R</p>	<p>PRNT U0 MEM6 RPS</p> <p>59.8Hz 124.0 U</p>	<p>PRNT U0 MEM6 W</p> <p>RANGE 10K</p> <p>2.1 KW</p> <p>2.6 KVA</p> <p>0.84 PF</p> <p>1.00 DPF</p> <p>0.0 KVAR A LAG</p>
<p>PRNT U0 MEM6 A</p> <p>RANGE 30</p> <p>20.6 A RMS</p> <p>45.7 A PK</p> <p>-0.2 A DC</p> <p>55.0 %THD-R</p> <p>2.21 CF</p>	<p>PRNT U0 MEM6 RPS</p> <p>59.8Hz 20.6 A</p>	<p>PRNT U0 MEM6 RPS</p> <p>45.8% 9.4 A</p> <p>179 Hz 158°</p>

Tabla 7: Tabla resumen y graficas del interruptor No. 6

En el Instituto de Física la generación de armónicos está influenciada por diversos factores, ya que todo el sistema regulado del edificio principal está alimentado directamente de la energía normal y aunque se tienen equipos con características no lineales y/o sensibles, estos no están conectados a un sistema de energía ininterrumpible (UPS.) o al menos a un equipo regulador de voltaje.

Como se puede apreciar en los diagramas anteriores, la subestación da servicio a un sinnúmero de equipos ubicados en los talleres que son potencialmente generadores de armónicos, toda la iluminación instalada es del tipo fluorescente, hay gran cantidad de equipo electrónico instalado, por esta razón, se requiere hacer un análisis completo de todo el instituto de física, y así minimizar el contenido armónico en las instalaciones.

Como se puede apreciar en las tablas y graficas anteriores los contactos regulados del edificio principal presentan un consumo de corriente característico de una computadora, por lo que se puede decir, que únicamente se tiene equipo de computo instalado al final de los centros de carga, por lo que en promedio la distorsión armónica de corriente en cada fase es del 65 % y la distorsión armónica de voltaje es en promedio del 4 % en las fases. En promedio se tiene 45 amperes por fase, pero la corriente en el neutro sobrepasa a corriente de cualquiera de las fases.

CAPITULO VI

Soluciones propuestas y conclusiones

Los filtros pasivos en línea y tipo shunt o en derivación pueden ser diseñados e instalados para eliminar corrientes armónicas de frecuencias específicas. El uso de componentes reactivos provee un filtrado efectivo, si este está bien diseñado e integrado dentro del sistema de potencia, sin embargo, los filtros pasivos generalmente operan en una banda de frecuencia estrecha y tienen algunas desventajas severas que sobrepasan a las ventajas. Estas desventajas incluyen una falla catastrófica de los componentes del filtro cuando se experimentan corrientes armónicas inesperadas, la degradación del desempeño del filtro cuando cambian las características de la carga o de la fuente, y la degradación del sistema de distribución debido a resonancias armónicas creadas por el filtro pasivo mismo.

Las características del filtro ayuda a determinar el éxito final. Es importante notar que aunque la meta fundamental es la de reducir armónicos o mejorar el factor de potencia, también hay que considerar otros costos o gastos a futuro. Por ejemplo, es mejor hacer una evaluación total del sistema de potencia, para así poder diseñar correctamente los filtros, que ir haciendo remiendos o parches conforme se vayan detectando los problemas. Los filtros más grandes en grandes tableros proveerán una mayor eficiencia y se reducirán los costos a largo plazo. El voltaje de salida tampoco puede ser olvidado. Si el voltaje pico no llega a la carga, entonces la fuente de alimentación para la carga operará con menos energía almacenada. Si repentinamente ocurriera una caída de voltaje momentáneo ("sags"), aun cuando estuviera dentro de los niveles de tolerancia de la carga, podría producirse una salida de la misma (interrupción). También, si el voltaje de salida contiene niveles altos de distorsión de voltaje con bordes rápidos (reducciones bruscas en la forma de onda de la tensión), la carga no podrá tolerar estos efectos por largos períodos de tiempo.

Los filtros armónicas pueden usarse para:

- Mejorar el factor de potencia
- Reducir armónicos
- Reducir corrientes de retorno por el neutro en sistemas trifásicos
- Minimizar el impacto sobre los transformadores de distribución.
- Liberar capacidad de distribución.

Algunos filtros agregan aspectos útiles tales como regulación de voltaje y corrección momentánea por "sags" de voltaje. En las áreas con alta incidencia de tormentas, una combinación de filtro armónico y estabilizador de voltaje puede resultar beneficioso tanto para la compañía de electricidad como para la carga. La evaluación y la planificación cuidadosa del tipo de filtro que se utilizará para controlar problemas con armónicos es esencial.

El aislamiento armónico de la fuente por medio de acondicionadores de línea es efectivo para reducir armónicas del lado de la línea, sin embargo los circuitos de conversión de AC a DC y viceversa deben de usar una tecnología de conversión de bajos armónicos. Debido a que este tipo de acondicionador de potencia alimenta toda la carga a través de dos etapas de conversión de potencia, la pérdida de potencia es sustancial. Por esta razón un acondicionador de línea es una solución muy cara para la única función de reducción de corrientes armónicas.

El reducir la impedancia de la fuente trabajando el sistema de potencia por abajo de su potencia nominal también es una solución indeseable. Por lo que el sistema no se podría usar a su plena capacidad, y un desperdicio de capacidad se asocia con la pérdida de eficiencia y por lo tanto en un incremento en los costos de operación.

El uso de transformadores con el devanado secundario conectado en zigzag no elimina las armónicas que no son múltiplos de tres, además es menos efectivo cuando las corrientes armónicas triples no están balanceadas entre fases. Existe una excesiva pérdida de potencia en el devanado secundario debido a las corrientes armónicas remanentes. Adicionalmente, los transformadores en zig-zag no pueden ser usados en circuitos monofásicos.

El uso de un acondicionador armónico activo (AAA) presenta varias ventajas sobre los otros métodos para eliminar armónicos y son los siguientes:

- 1.- Cancelación de armónicos por inyección dinámica de corriente y corrección de factor de potencia.
- 2.- Cumple con la reducción de armónicas de la norma IEEE 519 (1992).
- 3.- Disminuye armónicas relacionadas con el sobrecalentamiento en cables, interruptores y transformadores.
- 4.- Reduce tiempos muertos causados por disparo térmico de interruptores.
- 5.- Incrementa la confiabilidad de la red eléctrica y reduce los costos de operación.
- 6.- Compensa cada fase independientemente
- 7.- Es posible la conexión paralelo de múltiples unidades en grandes instalaciones.
- 8.- Elimina o filtra hasta 50ava armónica.
- 9.- Filtra la red entera o cargas específicas, dependiendo del punto de instalación.
- 10.- Responde a fluctuaciones de carga casi instantáneamente
- 11.- Tecnología basada en dispositivos electrónicos como IGBT, triacs, etc.
- 12.- Previene la resonancia.

Comparativo entre un acondicionador armónico y un filtro LC pasivo sintonizado

	Filtro pasivo LC	Acondicionador armónico activo
Control de corriente armónica	Requiere un filtro para cada frecuencia	Simultáneamente monitorea varias frecuencias

Influencia de la variación de la frecuencia	Se reduce la efectividad	No tiene efecto
Influencia de la modificación en la impedancia	Riesgo de resonancia	No tiene efecto
Influencia del incremento de la corriente	Riesgo de sobrecarga y daño del mismo	Sin riesgo de sobrecarga, pero menos efectivo
Añadir equipo (cargas) en ciertos casos	Requiere modificaciones al filtro	Sin problemas, si la corriente armónica del acondicionador > corriente armónica de la carga
Control armónico de Hx	Muy difícil	Posible vía de personalización
Modificación en la frecuencia fundamental	No es posible modificar	Posible vía de personalización de software
Dimensiones	Grande	Pequeño
Peso	Alto	Bajo
Perdidas	Promedio	Promedio

Para dar una solución al problema del armónicos, se plantean tres esquemas posibles de compensación de armónicos.

Esquema de compensación global:

En este esquema de compensación se tendría un acondicionador armónico activo de la capacidad requerida que estaría ubicado en la subestación principal. Al estar ubicado el AAA en la subestación principal lejos del equipo no lineal, la compensación de armónicos sería una compensación global, ya que el AAA estaría controlando toda la carga desde un solo punto.

Otro problema es que se tiene que retirar la carga de contactos fuera del tablero de distribución y ponerlo en un gabinete por separado, esto requeriría realizar adecuaciones a la instalación dentro de la subestación y la inversión económica sería mayor.

Esquema de compensación semi - global:

En este esquema de compensación se tendría un AAA por piso de la capacidad requerida que estaría ubicado en cada nivel del edificio en el closet de tableros. El problema con este tipo de compensación con un AAA comercial presenta un inconveniente, ya que por sus dimensiones, requieren un espacio físico que no se tiene ni en el clóset de tableros, ni dentro del mismo Edificio Principal, y aunque se fabrican equipos monofásicos, estos por su dimensiones se tendrían que realizar adecuaciones a la instalación dentro del inmueble y la inversión económica sería mayor.

Esquema de compensación local:

En este esquema de compensación se tendría un AAA por computadora instalada y estaría ubicado junto a la computadora o debajo de esta, no se requiere hacer ninguna modificación a las instalaciones, ni modificación al equipo de cómputo. El problema es que comercialmente no existen equipos de una capacidad tan baja, y ya que un equipo de cómputo consume en promedio 500 watts, ante esta problemática se puede plantear, ó implementar un acondicionador armónico activo de baja potencia (500 Watts aproximadamente) para cada computadora o carga no lineal, las dimensiones físicas de estos equipos serían pequeñas, para este esquema de compensación se propone el siguiente sistema de control de un acondicionador armónico activo para su posible desarrollo y construcción.

De estos tres esquemas de compensación se decide utilizar el esquema de compensación local por ser el que menor costo implica y por que no afecta a las instalaciones del instituto.

Filtro Activo de Potencia

El filtro activo de potencia (FAP) tipo shunt es considerado la configuración básica. El FAP es un dispositivo que es conectado en paralelo y cancela las corrientes reactivas y armónicas de un grupo de cargas no lineales para que la resultante de la corriente total entregada por la fuente de CA sea senoidal. Idealmente, el FAP solo necesita generar las corrientes reactivas y armónicas necesarias, para compensar las cargas no lineales en la línea de alimentación, por lo que solamente toma una fracción de la potencia total de la carga. El desempeño de estas potencias activas depende grandemente de la topología del inversor y del método PWM de control.

Este FAP presenta un método de control basado en un control de un ciclo. Este método emplea un integrador con reset como su componente principal para controlar el ancho de pulso de un convertidor CA-CD, así que la corriente presentada es precisamente la opuesta a las corrientes armónicas y reactivas que generan las cargas no lineales. A diferencia de otros métodos, en este no hay necesidad de generar una corriente de referencia para el control del convertidor de corriente, por lo que no es necesario medir el voltaje de línea, la corriente del FAP ni la corriente de la carga no lineal. Solo se requiere un transformador de corriente y el voltaje del capacitor de CD.

Principio de operación

Convertidor de Potencia

Un convertidor de puente completo es conectado en paralelo con las cargas no lineales, funcionando como fuente de corriente, y cancela las corrientes armónicas y los componentes reactivos generados por la carga. Básicamente en la operación de los dispositivos de conmutación, hay dos modos típicos: Modo Bipolar y modo Unipolar.

Filtro Activo de Potencia

El filtro activo de potencia (FAP) tipo shunt es considerado la configuración básica. El FAP es un dispositivo que es conectado en paralelo y cancela las corrientes reactivas y armónicas de un grupo de cargas no lineales para que la resultante de la corriente total entregada por la fuente de CA sea senoidal. Idealmente, el FAP solo necesita generar las corrientes reactivas y armónicas necesarias, para compensar las cargas no lineales en la línea de alimentación, por lo que solamente toma una fracción de la potencia total de la carga. El desempeño de estas potencias activas depende grandemente de la topología del inversor y del método PWM de control.

Este FAP presenta un método de control basado en un control de un ciclo. Este método emplea un integrador con reset como su componente principal para controlar el ancho de pulso de un convertidor CA-CD, así que la corriente presentada es precisamente la opuesta a las corrientes armónicas y reactivas que generan las cargas no lineales. A diferencia de otros métodos, en este no hay necesidad de generar una corriente de referencia para el control del convertidor de corriente, por lo que no es necesario medir el voltaje de línea, la corriente del FAP ni la corriente de la carga no lineal. Solo se requiere un transformador de corriente y el voltaje del capacitor de CD.

Principio de operación

Convertidor de Potencia

Un convertidor de puente completo es conectado en paralelo con las cargas no lineales, funcionando como fuente de corriente, y cancela las corrientes armónicas y los componentes reactivos generados por la carga. Básicamente en la operación de los dispositivos de conmutación, hay dos modos típicos: Modo Bipolar y modo Unipolar.

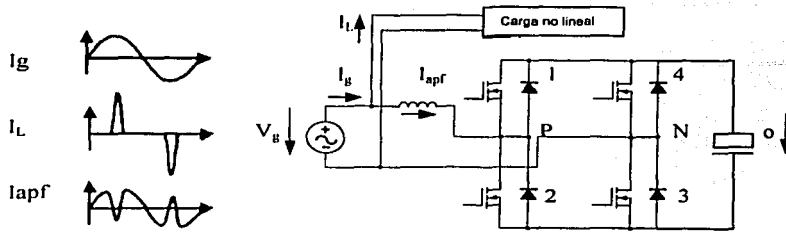


Fig. 1. Filtro Activo de Potencia Shunt típico.

TESIS CON FALLA DE ORIGEN

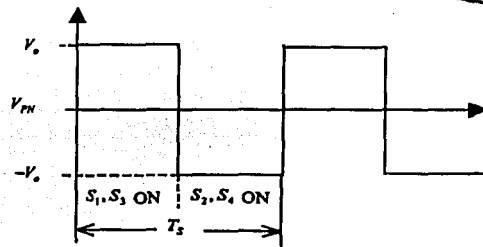


Fig. 2. Formas de onda del voltaje en los nodos P y N, V_{PN} para operación bipolar.

Para el modo Bipolar, los transistores de conmutación diagonales (S_1, S_3 o S_2, S_4) son disparados al mismo tiempo y los dispositivos en cada brazo como S_1, S_2 , y S_3, S_4 , son disparados de forma complementaria.

El voltaje en los nodos P y N, V_{PN} es siempre V_0 o $-V_0$ como se muestra en la Fig. 2. Este modo de operación es llamado modo Bipolar.

Para la operación unipolar, cuando $V_g > 0$, El interruptor S_3 es encendido durante medio ciclo. Los interruptores S_1 y S_2 se encienden y apagan alternativamente durante cada cambio de ciclo. El circuito equivalente para cada medio ciclo se muestra en la fig. 3(a) (b).

Durante el medio ciclo negativo $V_g < 0$, el interruptor S_4 es encendido y los interruptores S_1 y S_2 son encendidos complementariamente a la frecuencia de disparo. El circuito equivalente se muestra en la fig. 3 (c) y (d). El voltaje a través de los nodos P y N se muestra en la fig. 4. Ya que el voltaje V_{PN} durante cada medio ciclo tiene una sola polaridad, este modo de operación se le llama operación unipolar. Las pérdidas por conmutación en el modo unipolar son menores que las de modo bipolar, ya que solamente dos interruptores son operados a la frecuencia de disparo

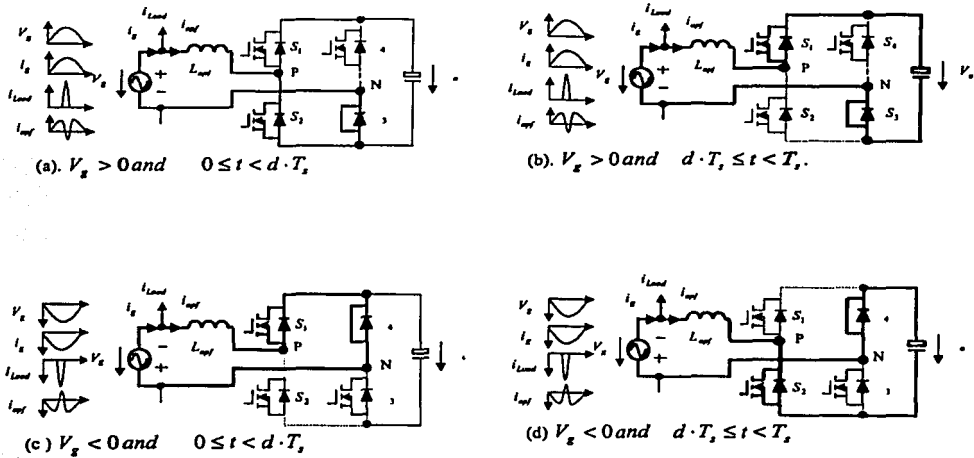


Fig. 3. Circuito equivalente para cada ciclo de disparo.

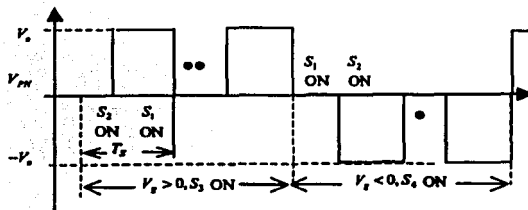


Fig. 4. Forma de onda del voltaje entre los nodos P y N., V_{PN} para operación unipolar.

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

Circuito de Control

Durante el medio ciclo positivo $V_g > 0$, El interruptor S_3 ésta siempre encendido. El circuito equivalente se muestra en la fig. 3 (a) y (b). El voltaje del inductor ésta dado por:

$$V_L(ON)=V_g \quad 0 < t < dT \quad S_1 \text{ OFF, } S_2 \text{ ON} \quad --(1)$$

y

$$V_L(OFF)=V_g-V_0 \quad dT_s < t < T_s \quad S_1 \text{ ON, } S_2 \text{ OFF} \quad --(2)$$

Para operación a frecuencia constante y análisis de estado cuasi estable, el promedio de voltaje del inductor es aproximadamente balanceado durante cada ciclo de disparo, esto es

$$V_L(ON) * dT_s + V_L(OFF) * (1-d) * T_s = 0 \quad --(3)$$

Sustituyendo (1) y (2) en (3)

$$V_g * d + (V_g - V_0) * (1-d) = 0 \quad \text{cuando } V_g > 0 \quad --(4)$$

TESIS CON
 FALLA DE ORIGEN

La ecuación similar durante el medio ciclo negativo es

$$V_g * d + (V_g + V_0) * (1-d) = 0 \quad \text{cuando } V_g < 0 \quad --(5)$$

La combinación de las ecuaciones anteriores resulta en una relación entre los ciclos de trabajo de los transistores y el voltaje de entrada de CA así como el voltaje del bus de CD del inversor, ésta es:

$$V_{ge} = V_0 * (1-d) \quad -----(6)$$

Donde

$$V_{ge} = \begin{cases} V_g & V_g > 0 \\ -V_g & V_g < 0 \end{cases} \text{ ---- (7)}$$

Para poder conseguir un factor de potencia unitario, el punto de control del filtro activo de potencia, es forzar a la corriente de CA promedio para que siga al voltaje de entrada de CA.

$$V_g = R_e * i_g \text{ -----(8)}$$

Definiendo

$$\langle i_g \rangle = \begin{cases} \langle i_g \rangle & V_g > 0 \\ -\langle i_g \rangle & V_g < 0 \end{cases} \text{ ---- (9)}$$

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

El punto de control en la ecuación (8) puede ser escrito como:

$$V_{ge} = R_e * \langle i_{ge} \rangle \text{ -----(10)}$$

La combinación de las ecuaciones (10) y (6) y eliminando V_{ge} en la ecuación de control para la aproximación propuesta.

$$R_s * \langle i_{ge} \rangle = V_m * (1-d) \text{ -----(11)}$$

Donde R_s es la resistencia equivalente para medir la corriente y V_m es el voltaje de compensación de realimentación de salida. El parámetro V_m es definido por

$$V_m = R_s * \frac{V_0}{R_e} \text{ -----(12)}$$

La ecuación de control muestra que el factor de potencia unitario puede ser alcanzado controlando la corriente de CA total de entrada, para que cumpla la ecuación (11). Ésta ecuación se puede implementar un control de un ciclo. El

bloque de control ésta conformado por un integrador con reset, comparadores, flip-flops y circuitos lógicos. Para medir la corriente I_{ge} , se requiere un detector de cruce por cero. Las formas de operación se muestra en la Fig. 6.

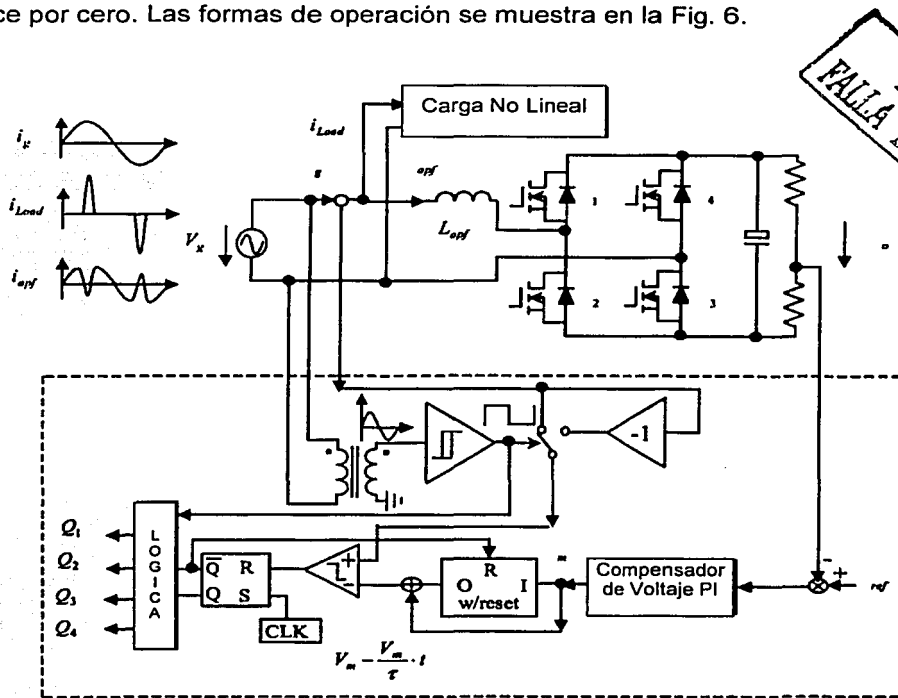
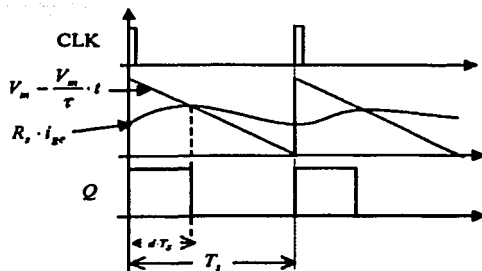


Fig. 5. Filtro activo de potencia monofásico con la etapa de control propuesta



$$V_m - \frac{V_m}{\tau} * t = R_s * i_{ge}(t) \Big|_t = d * T_s$$

$$\tau = T_s$$

$$\downarrow i_{ge}(t) \Big|_{t=dT_s} = i_{ge}(pico) \approx \langle i_{ge}(t) \rangle$$

$$V_m * (1 - d) = R_s * \langle i_{ge}(t) \rangle$$

Fig. 6. Forma de onda de la operación del bloque de control.

En la Fig. 6 se muestra que la ley de control es realizada con el integrador con reset, cuando la constante de tiempo del integrador iguala el periodo de switcheo, esto es para

$$\tau = T_s.$$

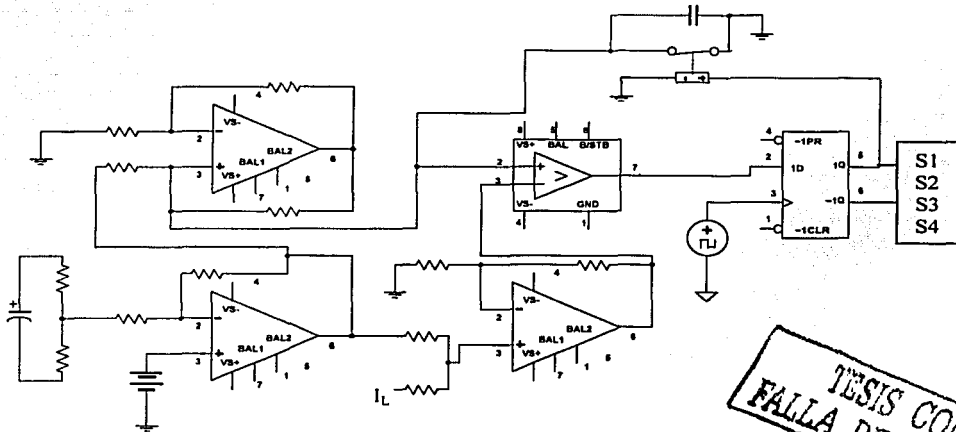


Fig. 7 Implementación del circuito de control

TESIS CON
 FALLA DE ORIGEN

Diseño del capacitor

El capacitor de acoplamiento de salida de CD del convertidor de fuente de voltaje es determinado por el voltaje de rizo de salida. La ecuación ésta dada por

$$C \geq \frac{P_0}{2 * f_{mca} * (V_{0max}^2 - V_{0min}^2)}$$

donde V_{0max} , V_{0min} es el voltaje de acoplamiento pico a pico de rizo de CD.

Para una potencia de 400 Watts; y un voltaje de salida de 250 volts con un 2% de rizo. La frecuencia de la línea es de 60 Hz.

$$C \geq \frac{400}{2 \cdot 60 \cdot 400^2 \cdot ((1 + 0.02)^2 - (1 - 0.02)^2)} = 260 \mu F$$

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

Selección del inductor

La inestabilidad ocurre cuando se tienen una carga muy baja y el voltaje de rizo es grande. La condición de estabilidad para la región de $0 \sim 360^\circ$ ésta dada por

$$V_m \geq \frac{R_s \cdot T_s}{2 \cdot L} \cdot V_0$$

El V_m ésta relacionado con el voltaje de entrada y la potencia de salida por la ecuación (12) y se puede rescribir

$$V_m = \frac{P_0 \cdot R_s \cdot V_0}{\eta \cdot V_{grms}^2}$$

Donde η es la eficiencia estimada.

La combinación de las ecuaciones anteriores nos da

$$L \geq \frac{1}{2} \cdot \eta \cdot T_s \cdot \frac{V_{grms}^2}{P_0}$$

Ésta ecuación se usa para determinar el tamaño del inductor.

Para condiciones de plena carga y máximo voltaje de entrada, el sistema debe ser completamente estable, por lo que el inductor puede ser seleccionado por:

$$L \geq \frac{1}{2} \cdot \eta \cdot T_s \cdot \frac{\max(V_{grms}^2)}{\max(P_0)}$$

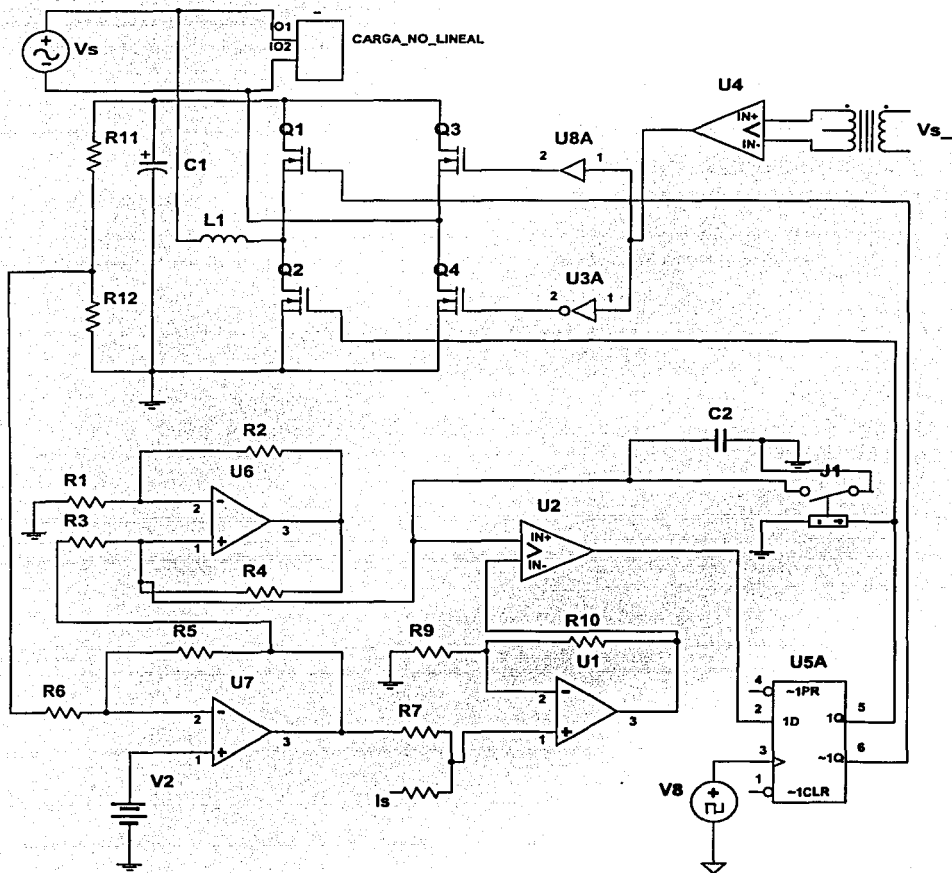
Para $(P_0)_{\max} = 400$ watts, $T_s = 20 \mu s$, $(V_{grms})_{\max} = 265$ V; la eficiencia es del 90%,

$$L \geq \frac{1}{2} \cdot 90\% \cdot 20E-6 \cdot \frac{265^2}{400} = 1.58mH$$

El valor de la inductancia es de 1.58 mH

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

Diagrama completo del acondicionador armónico activo propuesto



Esquema de costos

A continuación presentamos un resumen de costos para los diferentes esquemas de compensación (esquema global, esquema semi – global y esquema local).

Compensación Global

El esquema de compensación global como se menciona anteriormente, se tendría un acondicionador armónico activo ubicado en la subestación, el costo aproximado de la instalación de este equipo sería de \$ 60,000.00, además que para la instalación de este equipo se tendría que realizar en un paro programado para poder realizar las instalaciones y adecuaciones.

1. Acondicionador armónico Activo de 20 KVA	1 Pas
2. Transformador de corriente	3 Pzas
3. Charola para cable CHD-9"	15 Mts
4. Curva 90° para charola de 9"	2 Pzas
5. Conector escalera caja de 9"	2 Pzas
6. Cople para charola	20 pzas
7. Gabinete de sobreponer tipo KAL mca. FPE	1 Pas
8. Cable cal. 350 MCM mca. Condumex	80 mts
9. Conector cable – cable 350 MCM mca. Brundy	4 Pzas
10. Cincho de 28 cms mca. Legrand	100 pzas
11. Espárrago de 3/8"	10 Pas
12. Angulo para charola de 2" x 1/4" x 14"	4 pzas

Compensación Semi - Global

El esquema de compensación semi - global como se menciona anteriormente, se tendría un acondicionador armónico en cada nivel del edificio ubicado junto a los tableros, el costo aproximado de la instalación de estos equipos sería de \$45,000.00

1. Acondicionador armónico Activo de 5 KVA	3 Pzas
--	--------

2. Transformador de corriente	9 Pzas
3. Tubería Licuatite de 2"	18 Mts
4. Conector para tubo licuatite de 2"	12 Pzas
5. Cable cal. 8 AWG mca. Condumex	200 mts
6. Conector cable – cable 8 AWG mca. Brundy	12 Pzas
7. Cincho de 28 cms mca. Legrand	100 pzas

Compensación Local

El esquema de compensación local plantea para cada equipo de computo la implementación de un acondicionador armónico activo de aproximadamente 500 watts de potencia, tendría un costo de \$500.00.

Mosfets 10 amp, transformador de corriente, inductor, capacitores, amplificadores operacionales, comparadores, resistencias, flip-flops, inversores, buffers, diodos, transformador, gabinete, cables y conexiones, circuito impreso, etc.

Conclusiones

El sistema de control anterior se capturó en esquemático en un programa de computadora para simulación electrónica MULTISIM 2001, con este programa se pueden diseñar y analizar circuitos electrónicos, de electrónica digital y circuitos RF. Los resultados obtenidos con el programa Multisim 2001 de este esquema de control del filtro activo de potencia compensando una carga no lineal se presentan en las siguientes graficas.

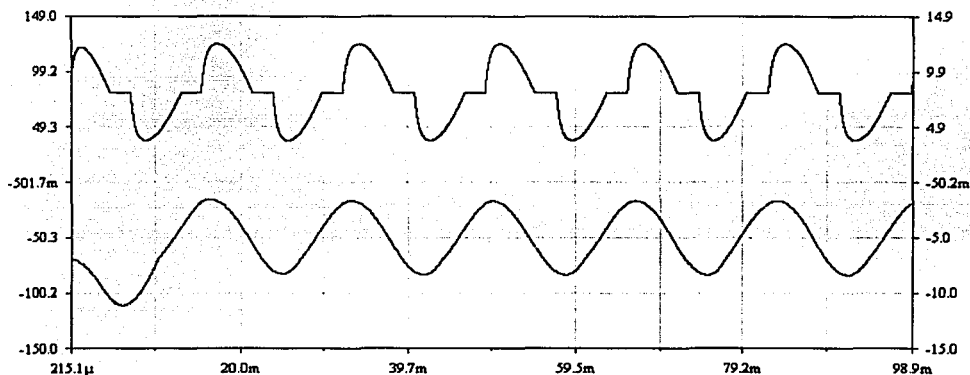
Este acondicionador armónico activo se puede construir para manejar cargas pequeñas y monofásicas, como lo son equipos de computo, a la fuente de alimentación de una computadora se le puede conectar este equipo y la compensación armónica seria local, o sea en cada equipo. Como se puede ver en los costos fabricando este equipo en los talleres de la UNAM, con la inversión de

cualquiera de los dos esquemas iniciales de compensación, se podrían fabricar aproximadamente entre 90 y 120 equipos individuales para la correspondiente cantidad de computadoras, y en el edificio principal se tienen aproximadamente 50 computadoras

Además, no se tendría que realizar ningún paro en las instalaciones de edificio, como se tendría que hacer en cualquiera de los dos esquemas de compensación anteriores, este mismo dispositivo se podría utilizar en los demás edificios que se tuviera este problema, reduciendo en gran medida los armónicos generados por el equipo de cómputo en la UNAM

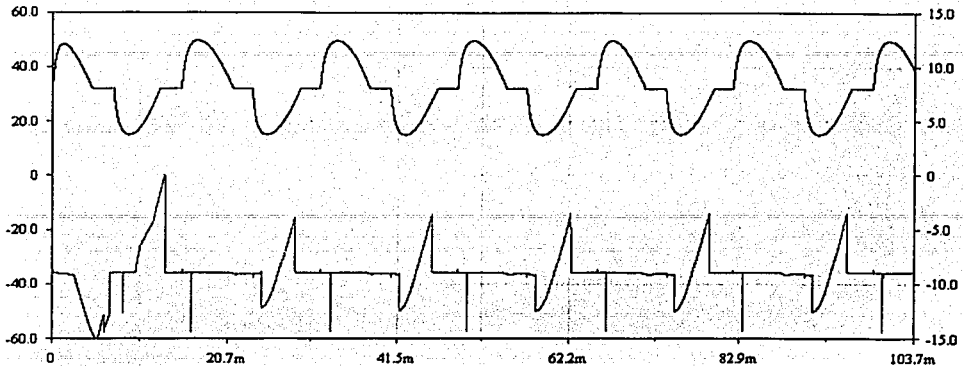
Este equipo producido en los talleres de U.N.A.M. reduciría los costos grandemente.

En esta gráfica se puede ver que el contenido armónico de la carga no lineal es efectivamente cancelado por el esquema de control anterior.



En esta gráfica se presentan la corriente que consume la carga no lineal y la corriente que consume la carga compensada

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN



En ésta gráfica se presenta la corriente que consume la carga no lineal y la corriente en el capacitor.

El esquema de control seleccionado se simuló en una computadora y se obtuvieron las gráficas que se muestran, esto nos da una respuesta positiva para la posible fabricación de un prototipo de 500 Watts.

El contenido armónico está aumentando, principalmente, como consecuencia de la proliferación de la electrónica de potencia, en todos los niveles del sistema, desde los puntos de generación de energía eléctrica hasta los de consumo. Las empresas suministradoras de energía están aceptando la necesidad ineludible de establecer normativas, cuya implantación requiere el desarrollo de sistemas de medición y control, de precisión y fiabilidad aceptables, desafortunadamente esta implantación requiere una inversión económica muy grande tanto para la compañía suministradora como para los consumidores.

Estas normativas, están hechas para sistemas de primer mundo donde la inversión económica no es una limitante. En el sistema eléctrico de México, por la parte de los consumidores, no se hacen adecuaciones o modificaciones al sistema hasta que esto es realmente un problema, y la solución es la mayoría de las veces una solución correctiva, y no preventiva.

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

En la última década, se han hecho muchos progresos en el conocimiento, evaluación y control de la distorsión de las ondas de tensión y corriente en sistemas de potencia, que han sido reflejados en numerosas publicaciones en las principales revistas internacionales, así como en las memorias de conferencias de especialistas.

Merecen especial mención los esfuerzos de los grupos de trabajo de CIGRE e IEEE, y las reuniones periódicas de ICHPS, CIRED y Electric Power Quality, que permiten mantener un alto nivel de discusión y difusión de los nuevos avances en este campo.

La utilización de energía eléctrica requiere un suministro de potencia, con frecuencias y tensiones controlables, mientras que su generación y transmisión se realiza a niveles nominalmente constantes. Esta discrepancia precisa un acondicionamiento o conversión de la potencia que, en general, se realiza mediante circuitos no-lineales, constituidos por semiconductores, que distorsionan las ondas de tensión y corriente.

El requisito primordial de todo sistema eléctrico es la fiabilidad del suministro y, por tanto, su calidad, que incluye el problema de la distorsión. El aumento del nivel de vida da lugar a una creciente contaminación de la red eléctrica; considérese el auge de la informática en la última década y, consecuentemente, el efecto distorsionante de las computadoras personales.

Otro aspecto es el reciente interés por las técnicas de eficiencia energética y, entre ellas, el uso de la bomba de calor de alto rendimiento, cuya característica es altamente no-lineal.

En el sector industrial, continúa creciendo la utilización de procesos dependientes de la electrónica de potencia para su funcionamiento. Incluso en las fuentes

generadoras y en el transporte de energía se está aumentando, alarmantemente, el control mediante electrónica de potencia. El efecto más inmediato de tan elevado contenido armónico, ha sido un deterioro de las comunicaciones telefónicas, pero también ocurren otros efectos que, aunque no audibles, pueden ser más perjudiciales, tales como el mal funcionamiento de sistemas esenciales de control y protección, o las sobrecargas de los equipos eléctricos. Frecuentemente la presencia de contaminación armónica sólo se detecta 'a posteriori', como consecuencia, por ejemplo, de la destrucción de los bancos de condensadores para la corrección del factor de potencia.

En otros países, algunas empresas suministradoras de energía eléctrica están imponiendo restricciones a la conexión de cargas no-lineales, a fin de limitar el contenido de tensiones armónicas en los puntos de acoplamiento común, resultando la determinación de dichos límites difícil de establecer. Lo que pretenden las normativas vigentes es reflejar la experiencia negativa del pasado para evitar problemas similares en el futuro. Finalmente, la aplicación de las normativas requiere sistemas de medida fiables y técnicas de reducción del contenido armónico. Por tanto, es preciso establecer las condiciones que permitan un equilibrio apropiado entre la proporción de elementos no-lineales, tales como los convertidores estáticos, y los niveles de distorsión permisibles en la red.

PAGINACIÓN DISCONTINUA

Anexo 1: Análisis de Fourier

1.1 Introducción

El análisis de Fourier es el proceso de convertir las formas de onda en el dominio del tiempo en sus componentes en el dominio de la frecuencia.

Más generalmente, la transformada de Fourier y su inversa son usadas para analizar cualquier función en el intervalo de $-\infty$ a ∞ en el dominio de la frecuencia o el tiempo, en una función continua en el dominio inverso. Las series de Fourier, representan un caso especial de la transformada de Fourier aplicada a una señal periódica.

En la practica, los datos están disponibles en la forma de una muestra de una función del tiempo, representada por una serie de amplitudes en el tiempo, separada por intervalos de tiempo fijos de duración limitada. Cuando se trata con este tipo de datos se usa una transformada de Fourier modificada, ésta es la transformada discreta de Fourier. La implementación de la transformada discreta de Fourier, por medio del algoritmo de la Transformada Rápida de Fourier (TRF), forma la base de los más modernos análisis de sistemas espectrales y armónicos. La TRF es también una herramienta numérica poderosa que habilita la descripción de dispositivos no lineales en el dominio armónico para ser implementados en el dominio del tiempo o la frecuencia.

Las principales fuentes de distorsión armónica son los dispositivos electrónicos de potencia, los cuales son controlados por múltiples eventos de conmutación en conjunto con la frecuencia fundamental de la forma de onda. Aun cuando el método estándar de Fourier puede ser usado para analizar la forma de onda completa, es ventajoso subdividir la conmutación electrónica de potencia en las componentes correspondientes de Fourier; ésta es la técnica de función de transferencia.

1.2 Las series de Fourier de una función periódica

Las series de Fourier de una función periódica $x(t)$ tiene una expresión

$$x(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} \left(a_n \cos\left(\frac{2\pi n t}{T}\right) + b_n \operatorname{sen}\left(\frac{2\pi n t}{T}\right) \right) \quad 1.1$$

Ésta ecuación constituye la representación de una función periódica en el dominio del tiempo. En ésta expresión a_0 es el valor promedio de la función $x(t)$, y a_n y b_n , los coeficientes de la serie, son las componentes rectangulares de la n -ésima armónica. El correspondiente n -ésimo vector armónico es

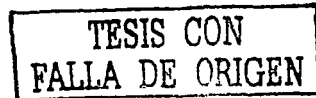
$$A_n \angle \phi_n = a_n + j b_n \quad 1.2$$

con magnitud

$$A_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2}$$

y ángulo de fase

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



Para una función dada $x(t)$, el coeficiente constante, a_0 , puede ser obtenido por integración en ambos lados de la ecuación 1.1 desde $-T/2$ hasta $T/2$ (en un periodo T), p.e.

$$\int_{-T/2}^{T/2} x(t) dt = \int_{-T/2}^{T/2} \left[a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} \left(a_n \cos\left(\frac{2\pi n t}{T}\right) + b_n \operatorname{sen}\left(\frac{2\pi n t}{T}\right) \right) \right] dt \quad 1.3$$

La serie de Fourier de lado derecho puede ser integrada termino a termino, resultando

$$\int_{-T/2}^{T/2} x(t) dt = a_0 \int_{-T/2}^{T/2} dt + \sum_{n=1}^{\infty} \left(a_n \int_{-T/2}^{T/2} \cos\left(\frac{2\pi n t}{T}\right) dt + b_n \int_{-T/2}^{T/2} \operatorname{sen}\left(\frac{2\pi n t}{T}\right) dt \right) \quad 1.4$$

El primer término del lado derecho es igual a Ta_0 , mientras que las otras integrales son iguales a cero. De aquí, el coeficiente constante de la serie de Fourier ésta dado por

$$a_0 = 1/T \int_{-T/2}^{T/2} x(t) dt \quad 1.5$$

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

la cual es el área bajo la curva de $x(t)$ de $-T/2$ a $T/2$, dividida por el periodo de la onda, T .

Los coeficientes a_n pueden ser determinados multiplicando la ecuación (1.1) por $\cos(2\pi mt/T)$, donde m es cualquier entero positivo, e integrando de $-T/2$ a $T/2$, como anteriormente, p.e.

Ecuación 1.6

$$\int_{-T/2}^{T/2} x(t) \cos\left(\frac{2\pi mt}{T}\right) dt = \int_{-T/2}^{T/2} \left[a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} \left(a_n \cos\left(\frac{2\pi nt}{T}\right) + b_n \sin\left(\frac{2\pi nt}{T}\right) \right) \right] \cos\left(\frac{2\pi mt}{T}\right) dt$$

ecuación 1.7

$$= a_0 \int_{-T/2}^{T/2} \cos\left(\frac{2\pi mt}{T}\right) dt + \sum_{n=1}^{\infty} \left[a_n \int_{-T/2}^{T/2} \cos\left(\frac{2\pi nt}{T}\right) \cos\left(\frac{2\pi mt}{T}\right) dt + b_n \int_{-T/2}^{T/2} \sin\left(\frac{2\pi nt}{T}\right) \cos\left(\frac{2\pi mt}{T}\right) dt \right]$$

El primer término del lado derecho es cero, así como los términos en b_n ya que el $\sin(2\pi nt/T)$ y $\cos(2\pi mt/T)$ son funciones ortogonales para todos n y m .

Similarmente, los términos en a_n son cero, por ortogonalidad, únicamente $m=n$. En este caso la ecuación anterior queda

$$\int_{-T/2}^{T/2} x(t) \cos\left(\frac{2\pi mt}{T}\right) dt = a_n \int_{-T/2}^{T/2} \cos\left(\frac{2\pi mt}{T}\right) dt$$

$$= \frac{a_n}{2} \int_{-T/2}^{T/2} \cos\left(\frac{4\pi mt}{T}\right) dt + \frac{a_n}{2} \int_{-T/2}^{T/2} dt \quad (1.8)$$

TESIS CON
 FALLA DE ORIGEN

El primer termino del lado derecho es cero mientras que el segundo termino es igual a $a_n T/2$. Los coeficientes de a_n pueden ser obtenidos de

$$a_n = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} x(t) \cos\left(\frac{2\pi mt}{T}\right) dt \quad \text{Para.} \quad (1.9)$$

Para determinar los coeficientes b_n , la ecuación (1.1) es multiplicada por $\sin(2\pi mt/T)$ y, por un argumento similar al punto anterior

$$b_n = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} x(t) \sin\left(\frac{2\pi mt}{T}\right) dt \quad \text{Para } n=1 \rightarrow \infty. \quad (1.10)$$

Debe notarse que debido a la periodicidad de los integrandos en la ecuación (1.5), (1.9) y (1.10), el intervalo de integración puede ser tomado más general con t y $t+T$.

Si la función $x(t)$ es parcialmente continua (p.e. tiene un numero finito de saltos verticales) en el intervalo de integración, la integral existe y los coeficientes de Fourier pueden ser calculados para ésta función. Las ecuaciones (1.5), (1.9) y (1.10) se pueden expresar en términos de la frecuencia angular:

$$a_0 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} x(\omega t) d(\omega t) \quad (1.11)$$

$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} x(\omega t) \cos(n\omega t) d(\omega t) \quad (1.12)$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} x(\omega t) \operatorname{sen}(n\omega t) d(\omega t) \quad (1.13)$$

Para

$$x(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos(n\omega t) + b_n \operatorname{sen}(n\omega t)) \quad (1.14)$$

1.3 Forma compleja de la serie de Fourier

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

La representación de los componentes de frecuencia como vectores giratorios en el plano complejo da una interpretación geométrica de la relación entre las formas de onda en los dominios del tiempo y la frecuencia.

Un vector girando uniformemente $A/2e^{j\phi}(X(f_n))$ tiene magnitud constante $A/2$, y un ángulo de fase ϕ el ésta variando con el tiempo de acuerdo a

$$\phi = 2\pi f t + \theta, \quad (1.22)$$

Donde θ es el ángulo de fase inicial cuando $t=0$.

Un segundo vector $A/2e^{j\phi}(X(-f_n))$ con magnitud $A/2$ ángulo de fase $-\phi$ el cual gira en la dirección opuesta a $A/2e^{j\phi}(X(f_n))$. Ésta relación de cambio de ángulo de fase negativo puede ser considerado como una frecuencia negativa.

La suma de los dos vectores siempre será a lo largo de eje real, la magnitud de oscilación entre A y $-A$ será de acuerdo con

$$\frac{A}{2} e^{j\phi} + \frac{A}{2} e^{-j\phi} = A \cos \phi. \quad (1.23)$$

Los términos seno y coseno de las ecuaciones 1.12 y 1.13 pueden ser resueltos en términos de las frecuencias positivas y negativas usando las identidades trigonométricas

$$\cos(n\omega t) = \frac{e^{jn\omega t} + e^{-jn\omega t}}{2}, \quad (1.24)$$

$$\text{sen}(n\omega t) = \frac{e^{jn\omega t} - e^{-jn\omega t}}{2j}, \quad (1.25)$$

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

sustituyendo en la ecuación (1.14) y simplificando campos

$$x(t) = \sum c_n e^{jn\omega t} \quad (1.26)$$

donde

$$c_n = 1/2(a_n - jb_n) \dots \dots \dots n > 0$$

$$c_{-n} = c_n$$

$$c_0 = a_0$$

El término c_n puede ser obtenido por integración compleja

$$c_n = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} x(\omega t) e^{-jn\omega t} d(\omega t) \quad (1.27)$$

$$c_0 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} x(\omega t) d(\omega t) \quad (1.28)$$

Si la señal en dominio del tiempo $x(t)$ contiene un componente rotacional a una frecuencia nf , entonces la multiplicación por el vector unitario $e^{-2\pi nft}$, el cual gira a la frecuencia $-nf$, anula la rotación del componente, tal que la integración sobre el periodo completo tiene un valor infinito. Todos los componentes a otras

frecuencias continuaran la rotación después de la multiplicación por $e^{-j2\pi nft}$, y entonces integrará a cero.

Las series de Fourier son más generalmente usadas para aproximar una función periódica por truncamiento de las series. En este caso, las series de Fourier truncadas son la mejor expresión de la función en series trigonométricas, en el sentido que ésta minimiza el error entre la función y las series truncadas. El numero de términos requeridos depende de la magnitud de análisis repetidos de la función a ser aproximada.

Anexo 2:

Fluke 41B Analizador de Armónicos Potencia

Exactitud de Medición	
Voltaje	Range and Resolution: 5.0 V to 600 V rms (AC+DC); ±5.0 V to ±933 V peca Accuracy: rms: ±(0.5 % + 2 digits); Peak or DC: ±(2 % + 3 digits) (Add 2 digits if < 15 V rms)
Current (1mV/A) Isolated input	Range and Resolution: 1.00 A to 1000 A rms (AC+DC); ±1.0 A to ±2000 A peca Accuracy: rms: ±(0.5% + 3 digits)+probe specs; Peak or DC: ±(2 % + 4 digits) + probe specs
Watts/Volt-Amps (1mV/A) isolated input	Range and Resolution: 0.0W(VA) to 600 kW(kVA) average; 0.0W(VA) to ±2000 kW(kVA) peca Accuracy: AC+DC: ±(1 % + 4 digits) + probe specs
Harmonics (harmonic level >5% using Smooth 20)	Volts: Fundamental to 13th ±(2 % + 2 digits); At 31st ±(8 % + 2 digits); Amps or Watts: Fundamental to 13th ±(3 % + 3 digits) + probe specs; At 31st ±(8 % + 3 digits) + probe specs
Frequency	Range & Resolution: 6.0 Hz to 99.9 Hz Accuracy: ±0.3 Hz
Input Bandwidth	DC, 6 Hz to 2.1 kHz
Crest Factor (CF)	Range & Resolution: 1.00 to 5.00 Accuracy : ±4 %
Power Factor (PF)	Range & Resolution: 0.00 to 1.00 Accuracy: ±0.02
Displacement Power Factor (DPF)	Range & Resolution: 0.00 to 1.00 Accuracy: ±0.04 to ±0.03 (0.30 to 0.89) ±0.02 (0.90 to 1.00)
Phase	Range & Resolution: -179 ° to 180 ° Accuracy (Fundamental): ±2 ° + probe specs
K-Factor (KF)	Range & Resolution: 1.0 to 30.00 Accuracy: ±10 %
% THD-F	Range & Resolution: 0.00 % to 799.9 % Accuracy: ±(0.03 Reading + 2.0 %)
% THD-R	Range & Resolution: 0.0 % to 99.9 % Accuracy: ±(0.03 Reading + 2.0 %)

**TESIS CON
FALLA DE ORIGEN**

Especificaciones Generales	
Minimum Input Levels	5 V rms or 1 A rms
Battery Life	4 alkaline "C" cells ANSI/NEDA-14A, IEC-LR14 (supplied) 48 hours typical (continuous)
Shock & Vibration	Per MIL-T-28800, Class 3
Case	Drip-Proof and Dust-Proof per IEC, IP 52
Size	234 mm L x 100 mm W x 64 mm D (9.2" L x 3.9" W x 2.5" D)
Weight	0.9 kg (2.0 lb.)
Warranty	One Year Warranty

Bibliografia

- [1] IEEE 519: Recommended practices and requirements for harmonic control in electrical power systems - 1992.
- [2] P1495/D2 Draft Guide for Harmonic Limits for Single-Phase Equipment Sponsored by the Transmission and Distribution Committee of the IEEE Power Engineering Society 01-26-01
- [3] IEEE P1547 Std Draft 01 Standard for Distributed Resources Interconnected with Electric Power Systems, Sponsored by the IEEE Standards Coordinating Committee 21, (IEEE SCC21) of the IEEE Standards Association September 21, 1999
- [4] IEEE P519A - Guide for Applying Harmonic Limits on Power Systems Prepared by the P519A Task Force of the Harmonics Working Group (IEEE PES T&D Committee) and SCC22 - Power Quality
- [5] IEEE Recommended Practice for Electric Power Distribution for Industrial Plants - Red Book, IEEE 1993; Hardcover; 1993; ISBN 1-5593-7333-4; IEEE Standard No.: 141-1993 RED BOOK
- [6] IEEE Recommended Practice for Power Systems Analysis - Brown Book, IEEE 1997; Hardcover; 1997; ISBN 1-5593-7968-5; IEEE Standard No.: 399-1997 BROWN BOOK
- [7] Electrical disturbances in LV.
R. CALVAS, Schneider Electric, Direction Scientifique et Technique,
- [8] Harmonic disturbances in networks, and their treatment.
C. COLLOMBET, J.M. LUPIN, J. SCHONEK, Schneider Electric, Direction Scientifique et Technique,
- [9] Inverters and harmonics
J.N. FIORINA, Schneider Electric, Direction Scientifique et Technique,
- [10] Active harmonic conditioners and unity power factor rectifiers.
E. BETTEGA, J.N. FIORINA, Schneider Electric, Direction Scientifique et Technique,
- [11] Power Electronics, Mohan, Undeland and Robbins, John Wiley and Sons, 1995

- [12] A Comprehensive Analysis and Design of a Single Phase Active Power Filter with Unified Constant-frequency Integration Control
Chongming Qiao , Keyue M. Smedley, Franco Maddaleno
Department of Electrical and Computer Engineering, University of California.
- [13] Pileggi, D.J. et al, "The Effect of Modern Compact Fluorescent Lights on Voltage Distortion", IEEE paper 92 SM 509-0
- [14] Thallam, R.S. et al, "Estimating Future Harmonic Distortion Levels Due to Single Phase Adjustable-Speed Drive Air Conditioners, IEEE ICHPQ 1992
- [15] ANSI C82.11-1993, American National Standard for Lamp Ballasts: High Frequency Fluorescent Lamp Ballasts
- [16] W. Mack Grady (Ph.D., Purdue, 1981, P.E.), Professor of Electrical Engineering at UT at Austin, Senior Member of IEEE, IEEE Task Force on Harmonics Member
- [17] Rashid, M.H., "Electrónica de Potencia"
- [18] Arrillaga, J., "Power System Harmonics"
- [19] <http://www.inet.cl/cpe/>
- [20] Low Voltage, Low Frequency Harmonic Emission Limits. Merv McInnis for CSA Technical Committee 311.4 June 30, 1997 (Second Draft corrected according CIREC publication)

Glosario

Simbología:

C	Capacitancia o, más generalmente, los capacitores
D (o THD)	Distorsión armónica total
d	Perdida de ángulo de un capacitor
f_1	Frecuencia fundamental
f_{ar}	Frecuencia de anti-resonancia
f_n	Frecuencia de la n-esima componente armónica
f_r	Frecuencia de resonancia
j_n	Angulo de fase de la n-esima componente armónica cuando $t = 0$
I_n	corriente rms de la n-esima componente armónica
j	Operador complejo tal que $j^2 = -1$
L	inductancia o, más generalmente, los reactores
L_{sc}	Inductancia de corto circuito de una red
n	El orden de un componente armónico
n_{ar}	El orden de anti-resonancia, p.e. la relación de la frecuencia de anti-resonancia entre la frecuencia fundamental
n_r	El orden de resonancia, p.e. la relación de la frecuencia de resonancia entre la frecuencia fundamental
k	un entero positivo
p	numero de brazos de un rectificador (o numero de pulsos)
p_1	Perdidas en el filtro debido a la corriente de la frecuencia fundamental
p_n	Perdidas en el filtro debido a la corriente de la n-esima frecuencia
P	(W) potencia activa
PB	Banda de paso de un filtro resonante tipo "shunt"
q	factor de calidad de un reactor
Q	factor de calidad de un filtro
Q	(var) potencia reactiva
r	resistencia
R	resistencia (o la parte real de la impedancia)
Espectro	La distribución, en un punto dado, de las amplitudes de varios componentes armónicos expresados con respecto a la fundamental
S_{sc}	Potencia de corto circuito de una red en un punto dado
T	periodo de una cantidad alternante
U	Voltaje rms fase a fase
V_n	Voltaje rms fase a neutro de la n-esima componente armónica
X	reactancia
X_0	Inductancia característica o impedancia de un filtro
X_{sc}	Reactancia de corto circuito de una red, vista de un punto dado
Y_0	amplitud de la componente de CD
Y_n	Valor rms de la n-esima componente armónica
Z	impedancia