

UNIVERSIDAD NACIONAL DE INGENIERÍA
FACULTAD DE INGENIERÍA ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA



**FILTROS PARA ARMÓNICOS EN SISTEMAS
ELÉCTRICOS DE POTENCIA**

INFORME DE SUFICIENCIA

PARA OPTAR EL TÍTULO PROFESIONAL DE:

INGENIERO ELECTRICISTA

PRESENTADO POR:

SIMÓN MARTÍN CHUQUILLANQUI DOMINGUEZ

**PROMOCIÓN
1995-I**

**LIMA-PERÚ
2003**

A Dios por la vida.
A mis padres por su apoyo incondicional.
A mi esposa por su comprensión y amor.
A mi hija por su alegría y cariño.
A mis hermanos por su compañía.
A mis amigos por su amistad.

**FILTROS PARA ARMÓNICOS EN SISTEMAS
ELÉCTRICOS DE POTENCIA**

SUMARIO

El presente informe tiene por objetivo el estudio de los filtros activos y pasivos como medios de solución a los problemas de distorsión armónica en sistemas eléctricos de potencia.

ÍNDICE

	Página
INTRODUCCIÓN	1
CAPITULO I	
ARMÓNICOS	4
1.1 Definiciones básicas	4
1.2 Efectos de los armónicos	6
1.3 Fuentes de armónicos	8
1.3.1 Receptores de uso industrial	8
1.3.2 Receptores de uso domestico	9
1.3.3 Elementos de instalaciones eléctricas	10
1.4 Análisis en el dominio del tiempo	11
1.4.1 Representación de la impedancia del sistema	12
1.4.2 Representación de fuentes armónicas	15
1.4.3 Solución en el tiempo de sistemas modelados	19
1.5 Análisis en el dominio de la frecuencia	21
1.5.1 Análisis de escaneo de frecuencia	21
1.5.2 Métodos de fuentes de corrientes	24
1.5.3 Flujo de potencia armónico	25
1.6 Normatividad existente	26
1.7 Resonancia Serie	28
1.8 Resonancia Paralelo	29
1.9 Solución de los problemas de armónicos	30

1.9.1 Desde el punto de vista de emisión de perturbaciones	30
1.9.2 Desde el punto de vista de inmunización frente a perturbaciones	31
1.10 Modelamiento de líneas aéreas y subterráneas	33
1.11 Modelamiento de transformadores	33
1.12 Modelamiento de motores y generadores	35
1.12.1 Generadores síncronos	35
1.12.2 Motor de inducción	36
1.13 Modelamiento de cargas	37

CAPITULO II

FILTROS PASIVOS	40
2.1 Principio de funcionamiento de filtros pasivos	40
2.2 Clasificación de filtros Pasivos	41
2.2.1 Según su ubicación	41
2.2.2 Según su modo de conexión a la red	41
2.2.3 Según su grado de sintonización	41
2.3 Tipos de Filtros Pasivos	42
2.3.1 Filtros shunt resonantes	42
A) Principio de funcionamiento de un filtro shunt resonante	42
B) Principales características de un filtro shunt resonante	43
2.3.2 Filtro amortiguador de segundo orden	46
A) Funcionamiento de un filtro amortiguador de segundo orden	47
B) Características de un filtro amortiguador de segundo orden	48
2.3.3 Filtro amortiguador de tercer orden	50

2.4 Selección de filtros pasivos	51
2.5 Métodos de análisis con filtros pasivos	52
2.6 Características Técnicas de filtros pasivos	57

CAPITULO III

FILTROS ACTIVOS	59
3.1 Principio de funcionamiento de filtros activos	59
3.2 Clasificación de Filtros activos	60
3.2.1 Clasificación por el objetivo de la compensación	60
3.2.2 Clasificación por la configuración	60
3.2.3 Clasificación por el inversor de potencia empleado	60
3.2.4 Clasificación por la estrategia de control	60
3.3 Tipos de Filtros activos	62
3.3.1 Filtro activo paralelo shunt	62
3.3.2 Filtro activo serie	65
3.4 Filtros híbridos como alternativa de solución	67
3.5 Especificaciones Técnicas de filtros activos	70
3.5.1 Prestaciones generales y características a considerar en un filtro activo	71
3.5.2 Instalación y montaje	73

CAPITULO IV

ANALISIS DE CASO PRACTICO – SIMULACION	75
4.1 Descripción de la red a estudiar	75

4.2 Diagrama del circuito a estudiar	76
4.3 Mediciones realizadas	76
4.4 Descripción del problema encontrado	77
4.5 Simulación utilizando filtros para la reducción de armónicos	78
4.5.1 Parámetros utilizados para el sistema	78
4.5.2 Tolerancias utilizadas	78
4.5.3 Simulación con banco de condensadores de 100 KVAR y filtro shunt	78
4.6 Alternativa de solución	81
CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES	82
APENDICE I: CONFIGURACION DE CIRCUITOS PARA LA ELIMINACION DE ARMONICOS CON FILTROS	85
BIBLIOGRAFÍA	89

INTRODUCCION

Desde hace algunos años, se esta registrando en todos los países industrializados un creciente interés por la Calidad del Suministro Eléctrico o dicho de otra manera hacia la calidad de la onda de tensión.

Las deformaciones en la onda de tensión tienen lugar en el propio proceso de producción, transmisión y distribución, así como en el uso de la misma por los diferentes tipos de receptores. Son por lo tanto inevitables. Sin embargo, en los últimos años se están convirtiendo en una preocupación y esto por dos motivos:

- Por un lado los procesos industriales requieren de una mayor calidad de todos los productos utilizados y en particular de la electricidad. Haciéndose de esta manera más sensibles a las alteraciones que se puedan presentar.
- Por otro lado, la creciente utilización de aparatos que generan perturbaciones hace que el nivel de contaminación de las redes eléctricas esté en aumento, lo que puede incidir en el normal funcionamiento de los demás receptores a ellas conectados y acrecientan el problema.

Las empresas eléctricas deben intentar reducir en lo posible las alteraciones existentes, asesorando a sus clientes sobre la forma más correcta de utilizar la energía eléctrica, especialmente a aquellos que generan perturbaciones.

Los fabricantes de aparatos deben diseñar sus productos de tal manera que su utilización no altere la compatibilidad electromagnética entre la red y los equipos a ella conectados.

Los propios usuarios deben preparar sus instalaciones teniendo en cuenta las características de la red a la cual se van a conectar, su entorno electromagnético y los requerimientos de inmunidad (filtros) de sus propias instalaciones.

El capítulo I “Armónicos” brinda las definiciones básicas sobre armónicos, las fuentes y efectos de los armónicos, el análisis en el dominio del tiempo y frecuencia, la normatividad existente, el modelamiento de los elementos de la red eléctrica (tales como cargas, conductores, transformadores y motores) y las soluciones a los problemas de los armónicos.

En el capítulo II “Filtros Pasivos”, se muestra el principio de funcionamiento de los filtros pasivos, la clasificación y tipos de filtros pasivos, como seleccionar un filtro pasivo, los métodos de análisis con filtro pasivos así como las especificaciones técnicas de filtros pasivos.

En el capítulo III “Filtros Activos”, al igual que en el capítulo anterior se muestra el principio de funcionamiento de los filtros activos, la clasificación y tipos de filtros activos, además se muestra los filtros híbridos como alternativa de solución, las configuraciones de circuitos para el control de armónicos con filtros, y las especificaciones técnicas de filtros activos.

En el capítulo IV “Análisis de caso práctico - Simulación” se muestra el estudio de un caso práctico en nuestro medio, para ello se muestran simulaciones que con ayuda del programa WinHarmony se realizaron para ver los efectos que provocan los armónicos en el sistema de potencia estudiado, así como la implicancia de los filtros para la eliminación y/o atenuación de los mismos.

En el apéndice 1 se muestran las configuraciones de circuitos que pueden ser utilizadas para la eliminación de armónicos con filtros.

Finalmente, el informe termina con unas conclusiones y recomendaciones para la utilización de filtros como medio de reducción de armónicos.

CAPITULO I

ARMÓNICOS

En este capítulo se tratarán algunas definiciones previas que nos ayudaran en el estudio y entendimiento de los armónicos, así como en los efectos que producen estos en las redes eléctricas.

1.1 Definiciones Básicas

Se dice que existe distorsión armónica cuando la onda sinusoidal, prácticamente pura, que generan las centrales eléctricas sufren deformaciones en las redes de alimentación a los usuarios [1].

Para cuantificar el grado de deformación de una onda de tensión o de corriente que no es sinusoidal pura, se recurre a su análisis frecuencial. Este se lleva a cabo normalmente mediante la transformada rápida de Fourier, un algoritmo de cálculo que nos proporciona los contenidos de las diferentes ondas sinusoidales puras que componen la onda deformada. Estos contenidos se refieren a:

- La componente fundamental de la onda (a frecuencia de 60 Hz)
- Las componentes de frecuencias armónicas (múltiples de 60 Hz), que reciben la denominación de armónicos de tensión y corriente.

Asimismo, aparecen en las redes otras componentes de la onda de tensión que se denominan Interarmónicos, cuyas frecuencias no son múltiplos enteros de la fundamental. Estos interarmónicos, se presentan tanto a unas ciertas frecuencias como en forma de espectros de banda ancha. Son de poca importancia, por lo que generalmente no se les tiene en cuenta.

A los armónicos se les designa normalmente por su orden, un número que resulta de la relación existente entre su propia frecuencia y la de la componente fundamental, ver fig. 1.1.

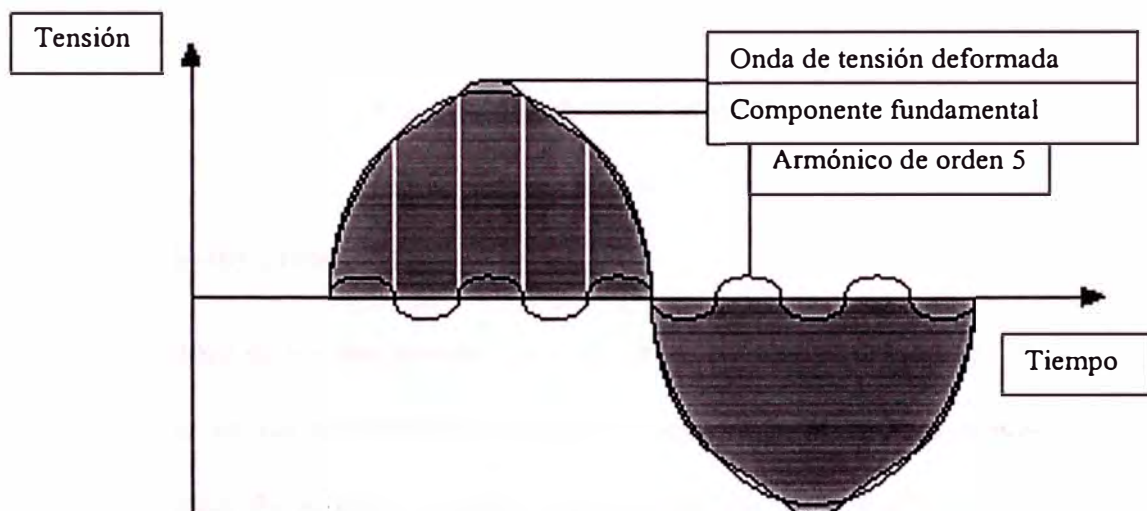


Fig. 1.1: Onda de tensión deformada y sus componentes

Los contenidos o tasas de los diferentes armónicos de tensión que constituyen una onda deformada se expresa en forma de porcentaje respecto de la componente fundamental, de acuerdo con la siguiente expresión (1.1):

$$U_n (\%) = 100 U_n / U_1 \quad (1.1)$$

Donde:

U_n : es la amplitud del armónico de tensión de orden n .

U_1 : es la amplitud de la componente fundamental de la onda de tensión.

Por otra parte el espectro de armónicos, nos muestra la amplitud de los armónicos que se encuentran en el elemento analizado de acuerdo al orden de ellos, por ejemplo, la amplitud del armónico 1,3, 5, 7, 9, etc., ver fig. 1.2.

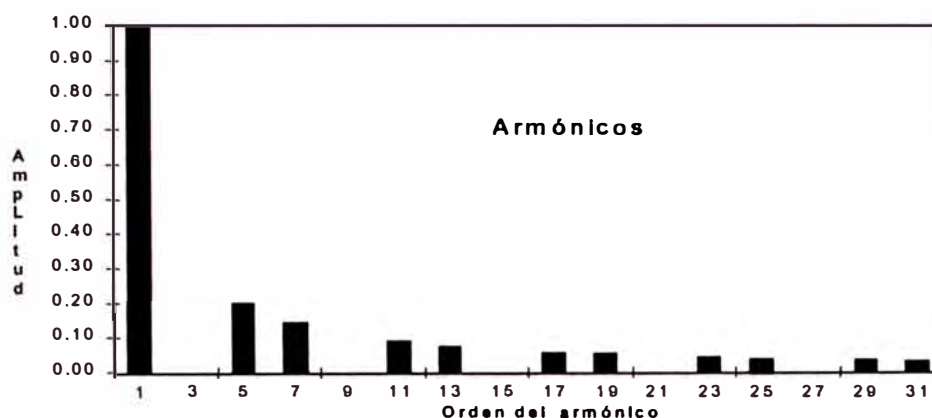


Fig. 1.2: Espectro de armónicos.

1.2 Efectos de los armónicos

La magnitud de los problemas que causan las tensiones armónicas en los equipos instalados en un determinado entorno electromagnético depende del grado de deformación de la onda y de la sensibilidad de dichos equipos a este tipo de alteraciones. En cualquier caso, la incidencia de la distorsión armónica generada por un receptor perturbador, será menor cuanto mayor sea la potencia de cortocircuito en el Punto de conexión a la Red a la cual se va a conectar dicho receptor. Entre los equipos sensibles a los efectos de este tipo de perturbaciones, tenemos:

- Condensadores.- Que registran pérdidas adicionales y calentamiento capaz de ocasionar un importante deterioro.

- Fusibles de protección.- Pueden sufrir asimismo procesos de calentamiento o, incluso, fusión en situaciones de intensidad normal.
- Cables.- Los armónicos de alta frecuencia dan lugar a fallas en el aislamiento, gradientes de tensión elevadas y efecto corona.
- Balastros inductivos que se utilizan en el alumbrado con lámparas fluorescentes o con lámparas de descarga.- El circuito resonante formado por la inductancia de los mismos y por la capacidad instalada en el sistema de alumbrado ocasiona una amplificación de armónicos que produce, a su vez, un aumento de calor capaz de ocasionar fallas prematuras a estos dispositivos.
- Relés de protección.- En ocasiones, pueden actuar de manera intempestiva, como consecuencia del valor de cresta de la onda resultante o de su desfase respecto del paso por cero.
- Equipos que están diseñados para utilizar la onda de tensión sinusoidal pura. Tal es el caso de los empleados en sistemas de comunicación, manipulación de datos, control de procesos electrónicos, etc. Sus correspondientes fuentes de alimentación eléctrica están proyectadas de manera que no den lugar a la generación de armónicos hasta un determinado nivel. No obstante, si éste es superado, se pueden producir pérdidas de datos o aparición de datos erróneos en los ordenadores, operaciones fuera de secuencia en máquinas controlados por ordenadores, etc.
- Equipos de medida.- La presencia de armónicos en la red produce en ellos pequeños errores de lectura, ya que suelen estar calibrados para trabajar con una onda sinusoidal pura.

- Sistemas de transmisión de señales por la red.- Pueden verse afectados cuando existen componentes armónicos cuya frecuencia es parecida a la de la corriente portadora.
- Redes eléctricas.- Los armónicos incrementan las pérdidas por calentamiento especialmente en conductores neutros de baja tensión, transformadores y motores, degradando los aislamientos y acortando su vida útil.

1.3 Fuentes de armónicos

Se puede considerar que, en su mayor parte, los equipos y elementos que componen los sistemas de distribución de energía eléctrica son lineales. Esto es, que sus características de tensión y corriente se mantienen constantes.

No obstante, hay algunos equipos que tienen características no lineales, es decir, cuya onda de corriente no es sinusoidal pura, sí no una onda deformada. Estos equipos emiten armónicos a la red principal de alimentación eléctrica en el punto de conexión a la Red a la cual esta instalada.

Las principales fuentes de armónicos son:

1.3.1 Receptores de uso industrial.- Entre ellos tenemos:

- **Rectificadores.-** son los equipos mediante los cuales se efectúa el proceso básico de conversión de la energía eléctrica, de corriente alterna a corriente continua. El orden de las componentes armónicas características que produce un rectificador viene dada por la expresión (1.2):

$$n = P \cdot m \pm 1 \quad (1.2)$$

Donde:

n: orden del armónico.

p: número de pulsos del rectificador (de 6 o 12 pulsos).

m: número entero (1, 2, 3, 4,....).

De este modo los armónicos característicos generados por un rectificador de 6 pulsos serán de orden 5, 7, 11, 13, 17, 19, 23, 25,...., mientras que para un rectificador de 12 pulsos se tendrán armónicos de orden 11, 13, 23, 25,....

- **Hornos de inducción y los hornos de arco.-** Las alteraciones de la onda de tensión más características de estos receptores son, además de la distorsión armónica, las fluctuaciones de tensión que en general producen flicker. Los hornos de arco pueden ser de corriente alterna o de corriente continua, en el caso de hornos de corriente alterna, estos producen espectros que contienen bandas impares, pares y una componente continua (ruido de fondo a frecuencias cualesquiera), mientras que los hornos de corriente continua son más estables que los de corriente alterna y la corriente absorbida por estos se descompone en: un espectro parecido al de un rectificador y un espectro continuo de nivel inferior al de un horno de corriente alterno.

1.3.2 Receptores de uso domestico.- No posee una potencia unitaria elevada, pero son en conjunto una importante fuente de armónicos, ya que gran número de ellos suelen ser utilizados simultáneamente durante largos períodos de tiempo.

Dentro de ellos tenemos:

- Los receptores de televisión.

- Los aparatos controlados mediante elementos electrónicos (electrodomésticos, etc.).
- Las lámparas fluorescentes.
- Las lámparas de descarga de vapor de sodio.

1.3.3 Elementos de instalaciones eléctricas.- Tenemos entre otras:

- Equipos de producción, transporte y distribución de energía eléctrica. Son generadores de armónicos en pequeñas proporciones.
- Dispositivos electrónicos de control y mando que regulan la intensidad absorbida. Estos aparatos interrumpen el paso de ésta en ciertos momentos, produciendo componentes armónicas en el sistema de alimentación.
- Equipos que poseen núcleos magnéticos. Cuando funcionan en condiciones de saturación, originan armónicos de tensión. Entre ellos tenemos los transformadores de potencia, que sufren situaciones de saturación cuando las tensiones que se aplican son superiores a la nominal. Producen armónicos de tensión que, en su mayor parte, son de orden impar.
- Cabe anotar que los armónicos de tensión de una red pueden verse amplificados, incluso en puntos alejados de la carga perturbadora que lo origina, si se dan condiciones de resonancia. Estas pueden aparecer en un punto determinado de la red, cuando son conectados en él condensadores para la corrección del factor de potencia. Las sobretensiones así generadas se producen fundamentalmente a una cierta frecuencia de resonancia, según la siguiente expresión (1.3):

$$f_r = 60 \sqrt{(S_{cc} / Q)} \quad (1.3)$$

Donde:

S_{cc} : potencia de cortocircuito de la red.

Q : potencia reactiva nominal de la batería de condensadores.

1.4 Análisis en el dominio del tiempo

Los métodos numéricos para el cómputo de distorsión y propagación armónica difieren de la manera en que ellos representan las fuentes armónicas y la impedancia del sistema. Los métodos reiterativos (por ejemplo el flujo de carga armónico) usa una representación del fasor de estos parámetros. Los métodos en el dominio del tiempo, por otro lado, usan una representación de tiempo de los elementos del sistema y de las fuentes armónicas. Así, ellos son generalmente más exactos que los métodos reiterativos [3].

Algunos de los efectos que pueden aparecer y qué se estudia bien con la simulación de tiempo son:

a) Bajo las condiciones ideales, los dispositivos armónicos (los convertidores, los transformadores, etc.) producen armónicos de órdenes característicos. Por ejemplo, en la saturación simétrica un transformador produce armónicos de órdenes impares, si su voltaje terminal está cerca del sinusoidal. Un convertidor de 6-pulso de AC/DC produce armónicos de orden 5,7,11,13..., si su voltaje terminal es casi sinusoidal, equilibrado y su corriente DC está casi libre de la onda. La mayoría de estos dispositivos producen armónicos de órdenes atípicos si sus condiciones terminales no son ideales. Por ejemplo, la corriente de

arranque en un transformador y convertor que operan con los voltajes desequilibrados.

b) La función de conmutación (switching) de un convertor de potencia es equivalente a una modulación\demodulación entre las cantidades de AC y DC. Esto produce las interacciones entre los armónicos de orden diferente. Tales interacciones no son predecibles por los modelos constantes de tiempo lineales. El estudio de este fenómeno es importante, sobre todo en los sistemas similares que tienen una distorsión armónica significativa porque existe un camino a través del convertor para interactuar con los armónicos no relacionados (diferentes de la fundamental).

c) La puerta de control (gate) del convertor de potencia puede interactuar con los armónicos en el sistema a través ciclos de sincronización. Esta interacción combinada con la propiedad de modulación\demodulación del convertor de potencia puede proporcionar un ciclo de retroalimentación de ganancia significativa para la amplificación de armónicos. Fenómenos extremos que pueden ser el resultado de estas interacciones, incluyen límite de ciclo y la inestabilidad armónica.

1.4.1 Representación de la impedancia del sistema.

Existen dos modalidades para la representación de la impedancia del sistema que se usan en el dominio del tiempo. La primera modalidad requiere la representación detallada de los dispositivos de la red que son principalmente responsables de las propiedades de la impedancia. La segunda modalidad usa el equivalente dinámico de la impedancia.

a) Modelamiento detallado.- El modelamiento detallado de la red involucra el modelo de las 3 fases de los dispositivos de la red. Lo siguiente es un resumen del modelado para los diferentes dispositivos.

La clasificación de la longitud de la línea de transmisión es determinada por la longitud de onda de frecuencia armónica de más alto interés. Las líneas de transmisión largas son representadas por modelos de parámetros distribuidos. Las líneas medianas pueden ser representadas por los PI-equivalente en forma de cascada. Las líneas de transmisión cortas normalmente son representadas por sus impedancias usando ramas RLC. En algunos sistemas de distribución los capacitores pueden despreciarse para las líneas cortas. La inductancia mutua puede ser incluida en la representación de líneas media y corta para reflejar el acoplamiento entre fases.

El modelamiento de la saturación y la hysteresis es requerido para los transformadores, si un significativo sobrevoltaje es anticipado en los terminales del transformador.

Compensadores y filtros de armónicos son modelados por ramas RLC concentradas.

La carga del sistema contribuye significativamente al amortiguamiento de las frecuencias resonantes. Normalmente, una representación de RL paralela se usa basada en el poder agregado de la carga.

b) Modelamiento del equivalente dinámico.- Esta modalidad es aplicable a un modelo de la red que contiene sólo un grupo seleccionado

de barras (aquéllos de interés para el estudio). Como consecuencia, se usan las ramas RLC para representar el punto de manejo y la impedancia de transferencia de la barra seleccionada.

La impedancia en el punto de manejo es equivalente a la impedancia Thevenin de un sistema. Físicamente la impedancia del punto de manejo muestra el efecto de la inyección de corriente armónica en la barra de voltaje, como se muestra en la expresión (1.4) siguiente:

$$V_h^k = Z_h^{k k} \cdot I_h^k \quad (1.4)$$

$$V_h^k = Z_h^{k m} \cdot I_h^m \quad (1.5)$$

Con referencia a la expresión (1.5) la impedancia entre dos barras, k y m muestra el efecto de la inyección de corriente en la barra m debido a la tensión en la barra k y viceversa.

El punto de manejo y la impedancia de transferencia pueden ser calculados cada uno desde mediciones ó desde escaneos de frecuencia del modelo completo de la red. Consecuentemente, los valores de las ramas equivalente RLC entre las barras seleccionadas son calculados. Usualmente varias ramas en serie RLC son conectadas en paralelo para aproximar las múltiples resonancias del sistema de impedancias. El modelo resultante es lineal, agrupado, trifásico y contienen en el sistema las frecuencias resonantes y su amortiguamiento para el rango deseado de frecuencia. La inclusión de elementos no lineales es un hecho externo al modelo.

Simulación de Redes Largas. Las redes grandes son modeladas por una combinación de 2 desarrollos. Un modelo detallado de la red es obtenido para la parte de la red que es lo que más nos interesa. El resto de la red es aproximado por sus equivalentes dinámicos en las barras de interconexión.

c) Esta filosofía de modelamiento reduce efectivamente el tamaño y longitud de la simulación en el dominio del tiempo.

Rutinas que juntan la red dinámica equivalente son disponibles en programas tales como EMTP.

1.4.2 Representación de fuentes armónicas.- existen 3 desarrollos para la representación de fuentes de armónicos en simulaciones en el dominio del tiempo: por inyección de voltaje ó corriente a través de una fuente rígida, por la función de conmutación del convertidor o por un modelo detallado del convertidor.

A) Fuentes de armónicas rígidas.- La generación de armónicos por cargas comerciales tiene una naturaleza distribuida. Un modelo agregado puede ser construido por tales cargas usando fuentes de circuitos ideales, usualmente fuentes de corriente. La fuente equivalente es compuesta del espectro de armónico y no cambia de acuerdo a la red (ejemplo una fuente rígida).

El valor de la fuente de armónica rígida, es dado en el tiempo de acuerdo a la ecuación (1.6) para él numero deseado, N, de armónicos estudiados. La magnitud de la fundamental puede ser obtenida desde la potencia añadida

de la carga. La magnitud de los armónicos puede ser obtenida desde mediciones

$$i(t) = I_1 \cdot \cos(\omega t + \theta_1) + \sum_2^N I_h \cdot \cos(h \cdot \omega t + \theta_h) \quad (1.6)$$

El ángulo de fase de la fundamental en (1.6) es obtenido desde el flujo de carga y el factor de potencia de la carga. Los ángulos de fase de los armónicos no son críticos para el cálculo de la distorsión y modelos que contienen una fuente de armónicos. En la presencia de múltiples fuentes, armónicos del mismo orden pueden ser amplificados o atenuados de acuerdo a su ángulo de fase respectivo.

Por lo tanto la estimación correcta de los ángulos de fase de armónicos debería ser usado en la ecuación (1.6)

Si la fuente de armónicos tiene simetría impar con respecto a su fundamental, los ángulos de fase armónica pueden ser calculados directamente del ángulo de fase fundamental de acuerdo a la ec. (1.7).

$$\theta_h = h \cdot \theta_1 + (h + 1) \cdot \pi / 2 \quad (1.7)$$

Una expresión de la forma de (1.6) es incluida en los ciclos de paso de tiempo de la simulación para cada fase. La expresión es evaluada a cada paso de integración y la correspondiente fuente de la red es actualizada.

B) La función de conmutación.- las características terminales de muchos convertidores pueden ser aproximadas en el dominio del tiempo por la función de conmutación de los convertidores. Dos aplicaciones típicas son presentadas para la definición de función de conmutación.

- a) Reactor controlado por tiristor.- con referencia a la fig. 1.3 la función de conmutación del TCR (para una fase) es igual a uno, cuando la fase del tiristor esta conduciendo y cero cuando la base del tiristor no conduce. En estado estable la función de conmutación del TCR es simétrica alrededor del cruce por cero del voltaje, como se ve en la fig. 1.3 bajo condiciones de estado estable, el voltaje en el inductor del TCR es mostrado en la fig. 1.4, puede ser escrito como el producto entre el voltaje y la función de conmutación del TCR de acuerdo a la ecuación (1.8). La función en el tiempo de la corriente del TCR que inyecta al sistema se obtiene de la ecuación (1.9).

$$V_{TCR} = V_{sys} \cdot S(t) \quad (1.8)$$

$$i_{TCR}(t) = \int_0^t V_{TCR} \quad (1.9)$$

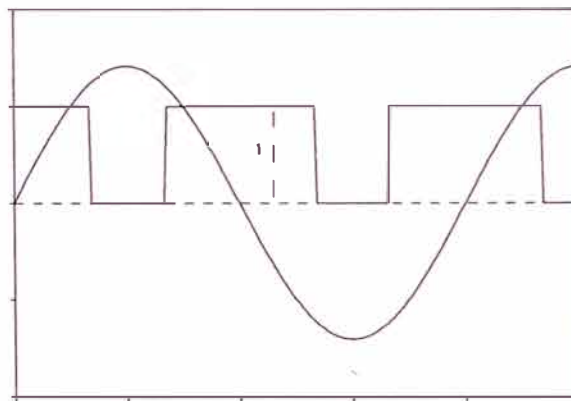


Fig. 1.3: Definición de la función de conmutación de un TCR

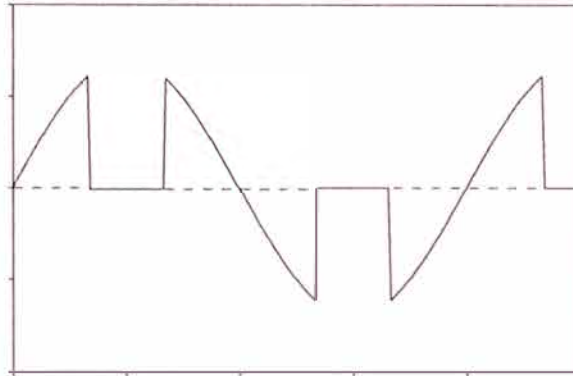


Fig. 1.4: Voltaje en estado estable a través del inductor del TCR

- b) Conversor AC/DC.- La función de conmutación de la línea conmutada de conversor AC/DC es mostrada en la fig. 1.5. Es uno cuando la corriente DC fluye en fase en la dirección positiva y es menos uno cuando la corriente DC fluye en dirección negativa, en cualquier otro caso es cero. La función de Conmutación de las tres fases es simétrica y balanceada. En estado estable la corriente va en retraso a la tensión. La ecuación (1.10) describe la salida de corriente AC del conversor. El voltaje DC en los terminales DC del conversor es dado por (1.11)

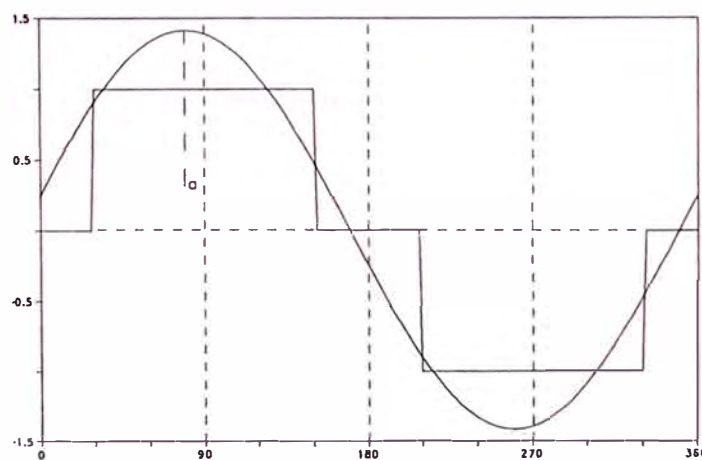


Fig. 1.5: Definición de la función de conmutación de un conversor de 6 pulsos AC/DC

$$I_a(t) = i_{dc}(t) \cdot S_a(t)$$

$$I_b(t) = i_{dc}(t) \cdot S_b(t)$$

$$I_c(t) = i_{dc}(t) \cdot S_c(t) \quad (1.10)$$

$$V_{dc}(t) = V_a(t) \cdot S_a(t) + V_b(t) \cdot S_b(t) + V_c(t) \cdot S_c(t) \quad (1.11)$$

En la figura 1.6 se muestra la simulación en el tiempo del convertidor.

Los dispositivos aparecen como fuentes de corriente desde el lado AC y como fuentes de tensión desde el lado DC.

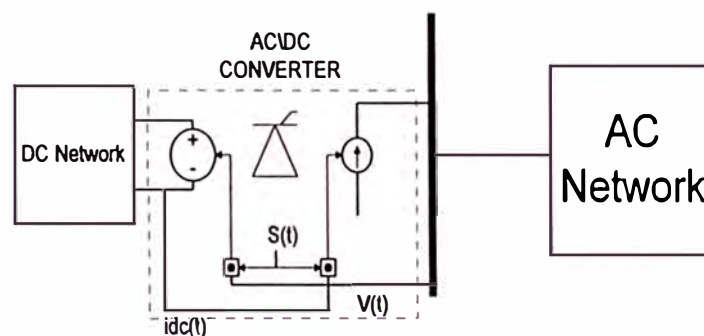


Fig 1.6: Simulación en el dominio del tiempo de un convertidor de 6 pulsos AC/DC

1.4.3 Solución en el tiempo de sistemas modelados.- Existen tres estados para

obtener la solución de un modelo.

- a) Estado estable.- La mayoría de programas de simulación de transitorios pueden calcular el sistema en estado estable para la parte lineal de la red excitada por una sola fuente sinusoidal. Algunos elementos no lineales en el modelo del sistema pueden ser inicializados separadamente. El flujo de inductores no lineales es una de las variables que puede ser inicializado de esta manera. Si el flujo es no inicializado

apropiadamente, los transitorios de la corriente de arranque pueden demorar varios segundos.

La parte del modelo del sistema que envuelve la simulación de un ciclo sincronizado del convertidor y la función de conmutación requieren una inicialización separada, esto puede ser hecho aproximadamente como sigue:

Primero una solución en estado estable es obtenida representando al convertidor como una fuente independiente a la frecuencia fundamental.

La fuente puede ser calculada desde la potencia del convertidor y su factor de potencia. Consecuentemente la solución en estado estable en los terminales del convertidor puede ser usada para inicializar la fase de su función de conmutación con las otras variables en el ciclo de sincronización.

b) Corrida de sistema.- El comienzo de las simulaciones es seguido por un intervalo transitorio. Existen dos causas distintas para esto: La excitación de la red a frecuencia natural y la interacción de la corriente al sistema y el voltaje con el control del convertidor. Los transitorios pueden ser tan cortos como uno o dos ciclos fundamentales, si el sistema modelado es inicializado apropiadamente.

c) Derivación de la respuesta en frecuencia.- él último estado de la solución es para obtener los componentes de frecuencia de los voltajes deseados y evaluar su distorsión. Esto es hecho para el último ciclo fundamental de la respuesta del sistema obtenida de la simulación en el

dominio del tiempo. La mayoría de programas incluido EMTP y PSCAD\EMTDC pueden cumplir con ese propósito.

1.5 Análisis en el dominio de la frecuencia

Hay un gran número de métodos de análisis en el dominio de la frecuencia que son ampliamente usados. Los más popular de estos métodos son el escaneo de frecuencia, penetración de armónicos y flujos de potencia armónica. Cada una de estas técnicas puede ser empleada por fase (secuencia positiva o cero) o multifase, cada técnica utiliza la matriz de admitancia para el sistema modelado desde componentes individuales conectados de acuerdo a la topología. El desarrollo de la matriz admitancia y el análisis en el dominio de la frecuencia por medio de un algoritmo es el tema de este capítulo [4].

1.5.1 Análisis del escaneo de frecuencia.- Este análisis es usado para caracterizar la respuesta en frecuencia de un sistema de potencia. El termino “escaneo” significa una variación sistemática desde un valor f_o a un valor final f_f . El análisis del escaneo en frecuencia es conducido a través de soluciones repetidas de la ecuación (1.12) con una matriz de admitancia formada para cada frecuencia de interés. La ecuación (1.13) nos da una clara “dependencia de la frecuencia” de la ecuación (1.12) donde h es usada para denotar la frecuencia del armónico

$$\begin{bmatrix} \bar{I}_1 \\ \bar{I}_i \\ \bar{I}_j \\ \bar{I}_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{Y}_{11} & \bar{Y}_{1i} & \bar{Y}_{1j} & \bar{Y}_{1N} \\ \bar{Y}_{i1} & \bar{Y}_{ii} & \bar{Y}_{ij} & \bar{Y}_{iN} \\ \bar{Y}_{j1} & \bar{Y}_{ji} & \bar{Y}_{jj} & \bar{Y}_{jN} \\ \bar{Y}_{N1} & \bar{Y}_{Ni} & \bar{Y}_{Nj} & \bar{Y}_{NN} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{V}_1 \\ \bar{V}_i \\ \bar{V}_j \\ \bar{V}_N \end{bmatrix} \quad (1.12)$$

$$\mathbb{T}(h) = [\mathbb{Y}(h)] \nabla(h) \quad (1.13)$$

Dos tipos de escaneo frecuencia son comúnmente usados. El primer tipo es basado en una simple inyección de corriente en el sistema de potencia y barra modelado por la solución de la ecuación (1.12). Asumiendo que esta inyección se hace en el nodo i que se muestra en la fig. 1.7, la ecuación (1.12) puede ser resuelta para determinar los voltajes que son producidos en cada nodo. La inyección de corriente es asignada a un valor de $1\angle 0$ (A o por unidad), los valores de los voltajes determinados representan el punto de manejo y la impedancia de transferencia como se ve en el nodo i . Por que el modelo de Y_{BARRA} solo contiene elementos lineales, la linealidad puede ser aplicada para escalar los resultados obtenidos por el $1\angle 0$ (A o por unidad) a cualquier valor deseado. Este criterio puede ser aplicado para estimar los voltajes armónicos que serán producidos en cualquier barra de la red cuando una carga que absorba corrientes no lineales es conectada al bus de inyección.

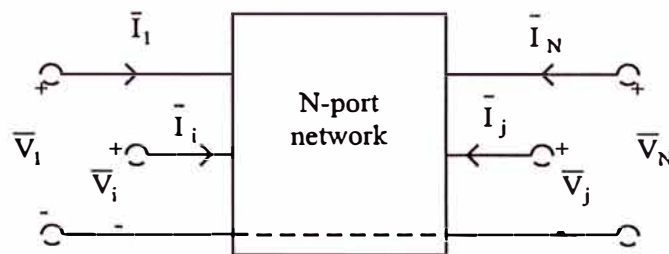


Fig. 1.7: Red N-puertos

Variando la frecuencia usada en la implementación y solución de la ecuación (1.12) se obtiene una serie de impedancias en magnitud y ángulo y con frecuencias desde f_0 a f_r . Si se dibuja esta serie de valores nos dará

una idea de las condiciones de resonancia. La resonancia paralela que es asociada a altas impedancia a flujos de corriente, se ve como picos en el ploteo. La resonancia serie que es asociada con bajas impedancias a flujo de corriente armónica aparece como “valles” en el ploteo. Un ejemplo de esto se ve en la fig. 1.8.

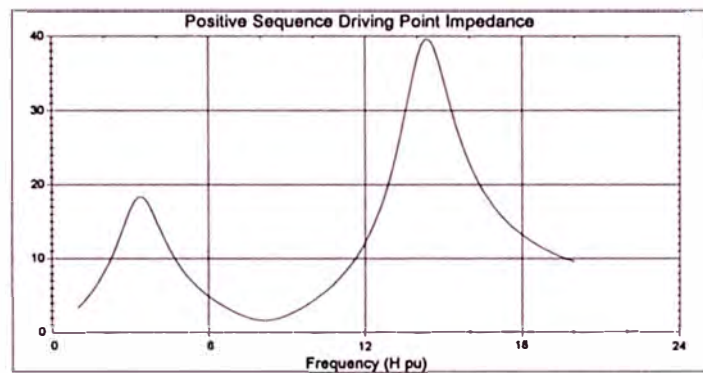


Fig. 1.8: Escaneo de una típica frecuencia (impedancia)

El segundo tipo de escaneo es conducido de la misma manera como se ha descrito anteriormente, excepto que un voltaje $1\angle 0$ (V o por unidad) es conectado a un nodo en la red. La ecuación (1.12) es resuelta para todos los voltajes en la red. El resultado de los voltajes representa la función transferencia de voltaje a todos los otros nodos del sistema modelado. El análisis de la función transferencia de voltaje es muy usado para investigar los efectos de los armónicos. Como con el escaneo de la impedancia (frecuencia), un ploteo de la función de voltaje de transferencia como función de la frecuencia puede ser usado para revelar problemas potenciales. Los picos en el ploteo indican frecuencias en los cuales los voltajes serán amplificados, y los valle ploteo indican frecuencias en los cuales los voltajes serán atenuados. Un ejemplo se ve en la fig. 1.9.

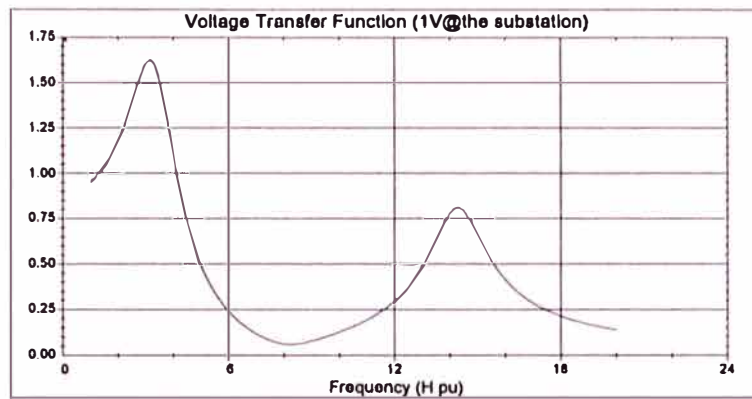


Fig. 1.9: Ploteo de la función de voltaje de transferencia

1.5.2 Métodos de fuentes de corrientes.- Los métodos de fuentes de corrientes (o inyecciones de corriente) son las formas más populares de análisis de armónicos. Todos los métodos usan el modelo de matriz de admitancias basada en la teoría de red multi-puerto. El procedimiento del análisis es similar al análisis de escaneo de frecuencia para inyecciones de corriente, las cargas no lineales se representan usando espectros de corriente armónica de magnitud y fase conocida. Más específicamente, se representan las cargas no lineales usando una suma de corrientes donde cada entrada en la suma corresponde a un término de frecuencia conocido en la serie de Fourier que representa a la corriente de carga. Considerando colectivamente, esta suma es a menudo referido como “vector”. Con estos espectros de vectores (longitud y ángulo a cada armónico de interés) conocido para cada carga, el proceso de análisis sigue los siguientes pasos:

Paso 1: Formular el modelo de matriz de admitancia del sistema de potencia incluyendo las contribuciones para todas las fuentes y las cargas lineales. La frecuencia debe ser consistente con uno del

desarrollo de la serie de Fourier de los vectores de corriente de las cargas no lineales.

Paso 2: Construir el vector de inyección de corriente de la expresión (1.12) extrayendo el término de la frecuencia apropiada (esta debe ser igual a la usada en la construcción del modelo de la matriz de admitancia) de cada vector de corriente armónica de la carga no lineal.

Paso 3: resolver la matriz (1.12) para determinar los voltajes en toda las barras de la red. La frecuencia asociada con estos voltajes es la misma que la usada en la construcción del modelo de la matriz de admitancia.

1.5.3 Flujo de potencia armónico.- Las deficiencias del método de fuente de corriente pueden ser parcialmente resueltas con el método de flujo de potencia armónico. Este método combina la metodología de la fuente de corriente con la metodología convencional del flujo de potencia. Hay dos variaciones básicas que se describen a continuación:

a) La solución del flujo de la potencia para la frecuencia fundamental es ejecutada usando un modelo lineal para todos los equipos y cargas del sistema de potencia, y la frecuencia fundamental resultante de los voltajes de la carga terminal son usadas para “ajustar” los vectores de las corrientes armónicas de las cargas no lineales. Los vectores de las corrientes armónicas son necesarios para conocer cada carga.

b) Todos los espectros (o algunos) de las corrientes armónicas de las cargas no lineales son representadas en la forma de la expresión (1.14) donde C_1, \dots, C_M representan las n variables de control que son usados para controlar varios parámetros de la carga y los fasores de los voltajes V_1, \dots, V_N , representan los fasores de los armónicos en los terminales de la carga.

$$\begin{bmatrix} \bar{I}_1 \\ \bar{I}_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_1(\bar{V}_1, \dots, \bar{V}_N, C_1, \dots, C_M) \\ f_N(\bar{V}_1, \dots, \bar{V}_N, C_1, \dots, C_M) \end{bmatrix} \quad (1.14)$$

1.6 Normatividad existente

En los últimos años se ha visto un incremento en el ámbito normativo a nivel nacional e internacional para evitar el aumento de la distorsión armónica en las redes eléctricas. Esta normativa establece límites de tensión armónicas que se generan como consecuencia de la utilización de equipos y aparatos perturbadores.

Según la Norma Técnica de Calidad de los Servicios Eléctricos (NTCSE) establecida en nuestro país, las tolerancias se fijan según el cuadro siguiente, y se consideran las armónicas comprendidas entre la 2º y la 40º, incluyendo ambas ver tabla N° 1.1 (tabla N° 5 de la NTCSE). [10].

Tabla N° 1.1: Tolerancias establecidas en la NTCSE

(Tabla N° 5 de la NTCSE)

ORDEN (n) DE LA ARMÓNICA ó THD	TOLERANCIA Vi' ó THD' % con respecto a la Tensión Nominal del punto de medición)	
	Alta y Muy Alta Tensión	Media y Baja Tensión
(Armónicas Impares no múltiplos de 3)		
5	2.0	6.0
7	2.0	5.0
11	1.5	3.5
13	1.5	3.0
17	1.0	2.0
19	1.0	1.5
23	0.7	1.5
25	0.7	1.5
mayores de 25	0.1 + 2.5/n	0.2 + 12.5/n
(Armónicas impares múltiplos de 3)		
3	1.5	5.0
9	1.0	1.5
15	0.3	0.3
21	0.2	0.2
mayores de 21	0.2	0.2
(Pares)		
2	1.5	2.0
4	1.0	1.0
6	0.5	0.5
8	0.2	0.5
10	0.2	0.5
12	0.2	0.2
mayores de 12	0.2	0.5
THD	3	8

El factor de Distorsión Total por armónicos (THD) está definido como:

$$THD = (\sqrt{\sum_{i=2 \dots 40} (V_i^2 / V_N^2)}) \cdot 100\% \quad (1.15)$$

Donde:

V_i : es el valor eficaz (RMS) de la tensión armónica "i" (para $i=2 \dots 40$) expresada en voltios.

V_N : es la tensión nominal del punto de medición expresada en voltios

1.7 Resonancia Serie

La resonancia serie es una baja impedancia vista por la fuente de armónicos a la frecuencia resonante.

Si un banco de capacitores esta en serie con la reactancia del sistema y crea una condición de baja impedancia a la corriente armónica, este efecto puede resultar una condición de resonancia serie, ver fig. 1.10.

La resonancia serie puede causar altos niveles de distorsión de tensión entre la inductancia y el capacitor en el circuito, debido a la corriente armónica concentrada en condición de baja impedancia.

La resonancia serie frecuentemente causa fallas en el capacitor o en los fusibles debido a la sobrecarga.

La condición para que exista resonancia serie está dada por la siguiente expresión (1.16):

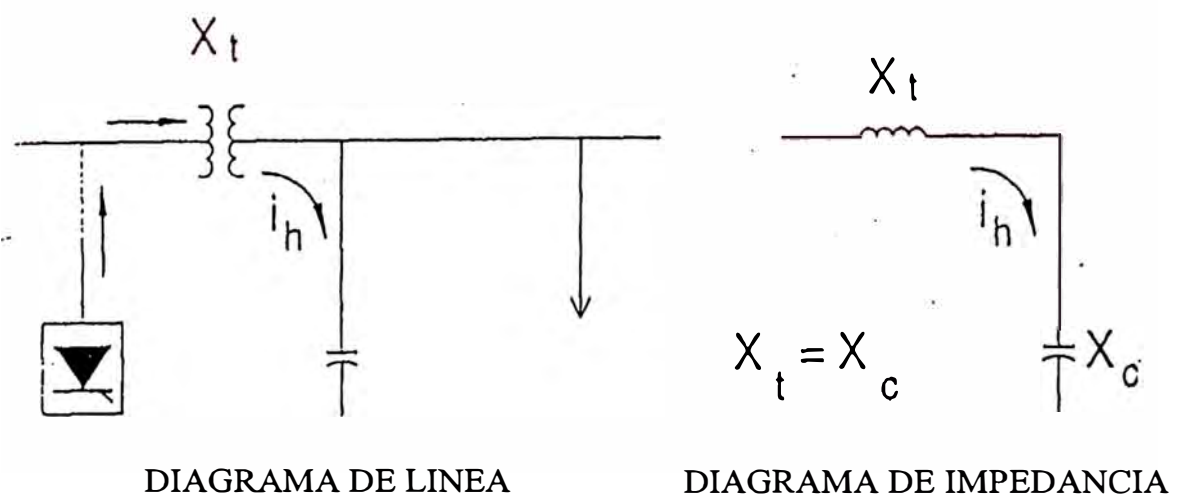


Fig. 1.10: Banco de condensadores resultando en resonancia serie

$$f_r = f \sqrt{X_c / X_l} \quad (1.16)$$

Donde:

f_r : frecuencia resonante serie

f : frecuencia fundamental

X_c : reactancia del banco de capacitores

X_l : reactancia del sistema.

1.8 Resonancia Paralela

La resonancia paralela resulta cuando la reactancia inductiva del sistema y la reactancia capacitiva en paralelo son iguales en cierta frecuencia, y la combinación paralela aparece como una alta impedancia vista por la fuente de armónicos.

La frecuencia donde la alta impedancia ocurre es la denominada frecuencia de resonancia.

Cuando la resonancia paralela existe en un sistema de potencia, una significativa distorsión de tensión y amplificación de corriente puede ocurrir. La alta distorsión de la tensión en las barras puede causar flujo de corrientes distorsionadas en los circuitos adyacentes. Además la amplificación de corriente puede resultar en una falla del equipo.

La condición para que exista resonancia paralela, ver fig. 1.11, está dada por la siguiente expresión (1.17):

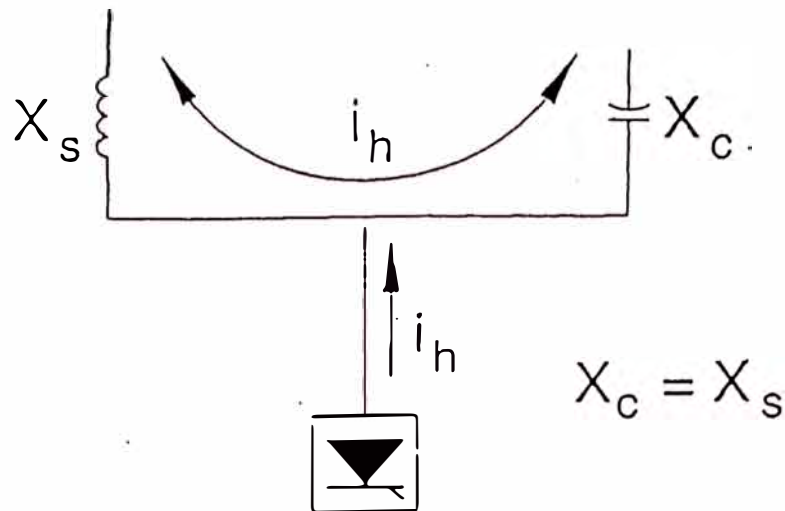


Fig. 1.11: Condición de resonancia paralela

$$f_p = f \sqrt{X_c / X_s}$$

$$h = f_p / f \quad (1.17)$$

Donde:

f_p : frecuencia resonante paralela

f : frecuencia fundamental

X_c : reactancia del banco de capacitores

X_s : reactancia del sistema.

h : orden de la armónica a la cual puede ocurrir la resonancia

1.9 Solución de problemas de armónicos

Existen diferentes dispositivos que hacen frente a estas alteraciones, para ello enfocaremos las soluciones desde dos puntos de vista:

1.9.1 Desde el punto de vista de emisión de perturbaciones.- Las medidas consisten en incorporar los dispositivos adecuados para que los equipos

emitan perturbaciones por debajo del límite a partir del cual pueden afectar el funcionamiento de otros receptores situados en su entorno.

1.9.2 Desde el punto de vista de la inmunización frente a perturbaciones. El cumplimiento de la compatibilidad electromagnética exige que los equipos funcionen correctamente y sin sufrir deterioro hasta unos determinados niveles de perturbación. Las medidas consisten en incorporar los dispositivos necesarios para que dichos equipos sean inmunes a esos niveles.

Como ya se ha señalado, los causantes fundamentales de la alteración de la onda de tensión son los receptores con una característica de tensión y corriente no lineal, por tanto es necesario que estos estén equipados con dispositivos correctores, como los que se indican a continuación:

a) Filtros pasivos.- Consiste en tratar de convertir en lineal la característica no lineal del receptor. Para ello, se le considera, desde la red de alimentación, como un conjunto formado por el receptor y el filtro pasivo, conectados en paralelo.

La alimentación de un receptor con características no lineal y una tensión sinusoidal de frecuencia f_0 (60 Hz) genera una corriente de frecuencia f_0 y $n f_0$ (múltiplos de f_0 , denominados armónicos). Esto equivale a inyectar en la red componentes armónicas de corriente, que producirán a su vez armónicas de tensión.

Los valores de los n armónicos dependen del tipo de receptor no lineal: rectificador, lámpara de descarga, etc.

La conexión en paralelo, con el receptor que genera una componente armónica de corriente $n f_0$, de un conjunto serie inductancia- condensador, es decir, de un filtro pasivo sintonizado que cumple la siguiente condición de resonancia:

$$n f_0 = 1/2\pi \cdot \sqrt{LC} \quad (1.18)$$

Presenta una impedancia total nula para la componente armónica de corriente $n f_0$, por lo que, esta componente no será inyectada a la red.

La condición anterior se puede establecer tanto para filtros en serie como en paralelo. Para la elección de los mismos se debe tener en cuenta la ubicación de la fuente de armónicos. En el capítulo siguiente veremos con mayor detalle los tipos y uso que se dan a los filtros pasivos como reductores de armónicos.

b) Acondicionadores de red.- Son dispositivos cuya misión es corregir las perturbaciones en tensión (red de alimentación) y en corriente (cargas contaminantes). Suelen estar constituidos por una fuente de tensión y una fuente de corriente en paralelo, que corrige las perturbaciones de corriente generadas por los receptores. Se denominan filtros activos de tensión aquellos que únicamente efectúan la corrección de tensión. En el capítulo III se estudiara con mayor detalle los filtros activos.

Finalmente cabe notar que la elección del sistema de corrección más adecuado exige un estudio particular de cada caso concreto, ya que cada tipo de emisión de perturbaciones suele requerir soluciones específicas.

1.10 Modelamiento de líneas aéreas y subterráneas.

En Distribución las líneas aéreas y subterráneas son representadas por su PI-equivalente exacto. Un factor de corrección estimado para el efecto superficial (skin) es aplicado aumentando la resistencia de la línea con la frecuencia según:

$$R = R (1 + 0.646h^2 / (192 + 0.5189h^2)) \quad \text{para líneas aéreas} \quad (1.19)$$

$$R = R (0.187 + 0.532h^{1/2}) \quad \text{para cables subterráneos} \quad (1.20)$$

1.11 Modelamiento de transformadores.

La representación completa de transformadores, incluyendo las capacitancias, no es práctica y no puede justificarse para las frecuencias armónicas. La experiencia ha mostrado que las capacitancias empiezan a tener algunos efectos a los 10kHz, es decir bien anterior a las frecuencias armónicas comunes presentes en los sistemas de potencia, es decir 2kHz. La impedancia del transformador es proporcional a la reactancia de fuga y lineal con la frecuencia.

Se han sugerido varias representaciones de impedancia. Los siguientes modelos alternativos pueden representarse como:

A) Una resistencia en serie con la inductancia.- Aquí un factor de corrección de $h^{1.15}$ puede ser usado, ver fig. 1.12.

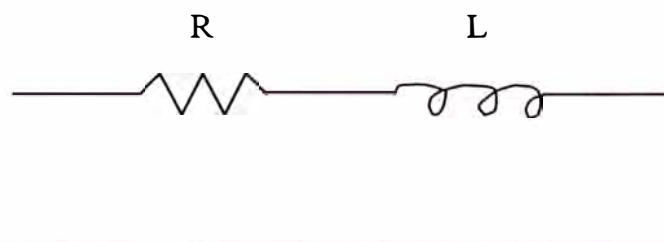


Fig. 1.12: Modelo A del transformador

B) La reactancia en paralelo con una resistencia.- Esto es calculado multiplicando por un factor de tiempo a las reactancias. Un factor de 80 se sugiere en el programa CEGB, ver fig. 1.13.

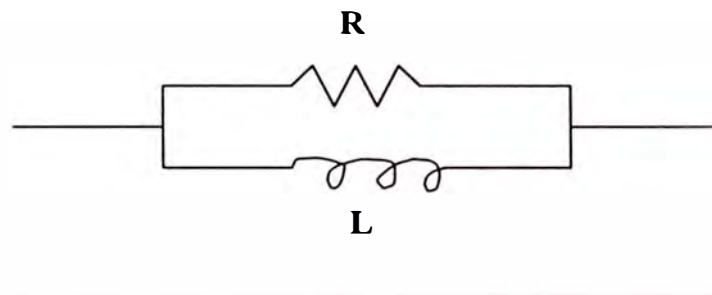


Fig. 1.13: Modelo B del transformador

C) Sugerencia de investigadores.- Algunos investigadores, sugieren pensar en una resistencia en serie con un conjunto de inductancias L, en paralelo con una resistencia Rp, ver fig. 1.14. Las resistencias Rs y Rp son constantes cualquiera sea la frecuencia y una estimación del valor de ellos pueden obtenerse con las siguientes expresiones (1.21):

$$90 < V^2/(S.R_s) < 110$$

$$13 < S.R_p/V^2 < 30 \quad (1.21)$$

Donde: S es la potencia del transformador

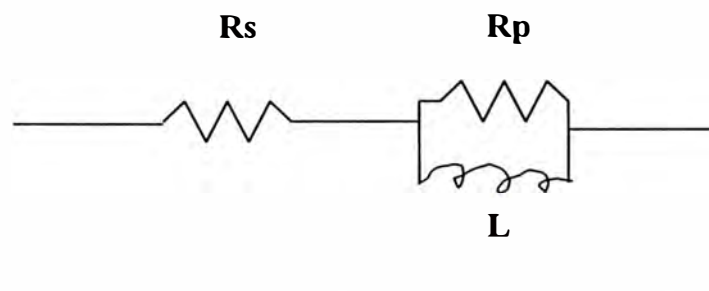


Fig. 1.14: Modelo C del transformador

1.12 Modelamiento de motores y generadores.

1.12.1 Generadores síncronos.- Cuando las corrientes y tensiones no lineales aparecen en el estator de una máquina síncrona, el componente fundamental es responsable del proceso de conversión de energía y setea la onda rotativa de la fuerza electromotriz que reacciona con la fuerza electromotriz del rotor para producir el resultante flujo fundamental de fuerza electromotriz en el entrehierro. Recíprocamente, los componentes armónicos setean las ondas rotativas de fuerza electromotriz a diferentes frecuencias, pero no hay ninguna reacción de armadura. Por consiguiente, la reacción ofrecida a los armónicos no se relacionan a los parámetros síncronos pero una impedancia equivalente podría ser una función de la línea de fuga. También, puede asumirse que las maquinas síncronas no producen armónicos de tensión y por ellos pueden representarse por una impedancia equivalente a las frecuencias armónicas.

Sin embargo, la literatura no es apropiada para las impedancias de acuerdo a las frecuencias armónicas. Un grupo de especialistas como Westinghouse, Williamson y Pesonen et al, sugieren pensar en una reactancia derivada del subtransitorio o una inductancia de secuencia negativa $X = 1/2 (X_d'' + X_q'') = X_2$, Otro especialista, Shilling, sugiere $X = X_d''$, mientras que los especialistas Campbell y Murray sugieren $X = X_d'$. Un especialista, Fresl sugiere $X = 1/2 (X_d'' + X_2)$, donde $X_2 = 1/2 (X_d'' + X_q'')$.

Westinhouse, sugiere una corrección de la inductancia equivalente. Esto es porque cuando la frecuencia aumenta, una cantidad más pequeña de flujo penetra al rotor. La cantidad no es conocida con precisión pero normalmente se toma como valor uno para la fundamental y 0.8 para 1000 Hz

Sin embargo, con respecto a los valores prácticos, la representación del efecto superficial y la manera de combinar las impedancias no causará ninguna diferencia significativa en la impedancia equivalente. En el programa, una combinación de serie o paralelo puede ser usada. Pueden representarse el efecto superficial (skin) y también la corrección de inductancia. Puede agregarse una resistencia de amortiguamiento para representar las pérdidas en la combinación serie o paralelo, ver fig. 1.15.

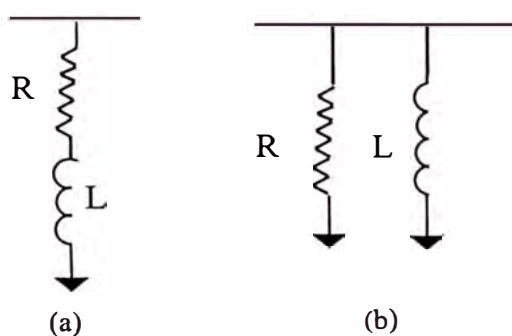


Fig. 1.15: Representación de un generador síncrono

(a) Combinación serie

(b) Combinación paralela

1.12.2 Motor de inducción.- La configuración más conocida de un circuito equivalente de un motor se muestra en la fig. 1.16 (a). El slip, s , frecuencia armónica $s(h)$ es aproximadamente igual a uno como:

$$s(h) = h \pm (1-s(1)/h) \sim 1 \quad (1.22)$$

Donde: $s(1) \sim 0.02$

Con X_m despreciable el circuito equivalente de la fig. 1.16 (b) es una aproximación razonable. Aquí L es la inductancia a rotor bloqueado que puede calcularse de las condiciones de inicio. R es la resistencia de amortiguamiento que se deriva de las pérdidas del motor. Los motores de inducción están generalmente presentes como parte de la carga y en grupos de diferentes tamaños.

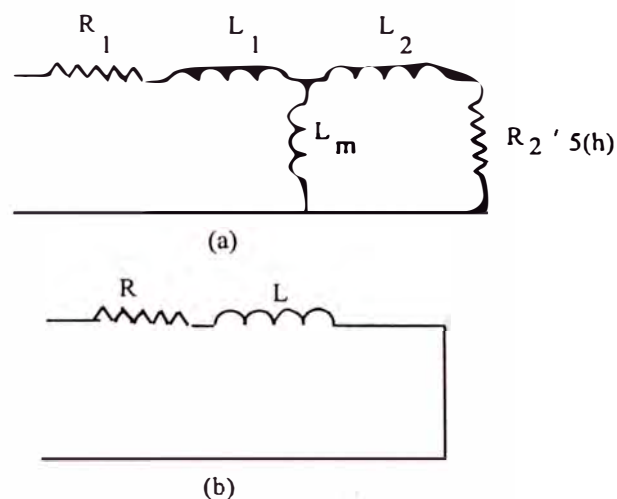


Fig. 1.16: Representación de un Motor de Inducción

(a) Representación Completa

(b) Modelo armónico equivalente

1.13 Modelamiento de cargas.

Las cargas de consumidores tocan una parte muy importante en la característica de la red armónica. Ellos no solo constituyen el elemento principal del componente de amortiguamiento si no que pueden afectar la condición de

resonancia, particularmente a las frecuencias más altas. De hecho, dimensionalmente se muestra que la condición de máxima planta, produce como resultado una disminución de la impedancia a bajas frecuencias, pero causa un aumento a las frecuencias más altas [5]. Simulaciones muestran que la suma de cargas puede producir un aumento o disminución del flujo armónico.

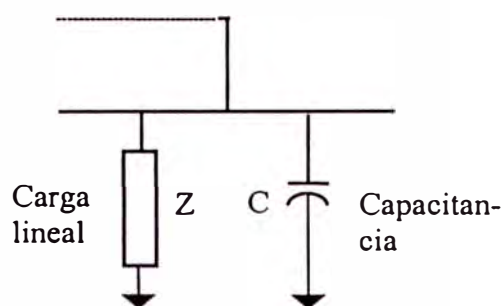


Fig. 1.17: Representación de carga global

Por consiguiente, una representación adecuada de las cargas del sistema es necesaria. Sin embargo es muy difícil obtener la información detallada sobre esto. Es más, cuando las cargas generales consisten en un número agregado de componentes, es difícil de establecer un modelo basado en el análisis teórico.

La necesidad de dimensiones prácticas en puntos de distribución, junto con la información detallada de la red bajo estudio, es vital para la comprensión y establecimiento de un modelo realista. Los esfuerzos por deducir un modelo de dimensionamiento han sido hechos, ver fig. 1.17, sin embargo, se necesitan dimensionar datos más comprensivos del sistema.

Una composición típica de las cargas de consumidores se muestra en la tabla N° 1.2. Parece evidente que hay dos clases de cargas básicamente, resistiva y móvil. Eso implicaría una combinación simple de resistencias e inductancias. Sin

embargo, la dificultad al obtener la información detallada sobre la composición, potencia y variación en el tiempo hace la tarea muy difícil. No obstante, es posible resolver el problema de representación de carga para los armónicos estudiados usando modelos alternativos según las características de la carga e información disponible.

Tabla N° 1.2: Composición de Cargas

Naturaleza	Tipo de Carga	Características Eléctricas
Domestica	Lampara incandescente Fluorescente Pequeños Motores Computadoras Electrodomésticos	Pasivo Resistivo No-lineal Pasivo Inductivo No-lineal No-lineal(*)
Comercial	Lampara incandescente Aire Acondicionado Calefacción Refrigeración Maquina Lavadora Fluorescente (Std) ASDs Fluorescente Electrónico Computadoras Otras Cargas Electrónicas	Pasivo Resistivo Pasivo Inductivo Pasivo Resistivo Pasivo Inductivo Pasivo Inductivo No-lineal(*) No-linea(*) No-linea(*) No-linea(*) No-linea(*)
Pequeña industria (Bajo Voltaje)	Ventilador Bomba Compresora Calefacción Horno de Arco ASDs Otras Cargas Electrónicas	Pasivo Inductivo Pasivo Inductivo Pasivo Inductivo Pasivo Resistivo No-lineal(*) No-lineal(*) No-lineal(*)

(*) Estas cargas son las que producen armónicos. Ellos no exhiben una R, L o C constantes. Ellos son no lineales y por consiguiente no pueden ser incluidos en una red equivalente de impedancias. Hay una razón afortunadamente, para creer que ellos tienen un efecto insignificante (circuito abierto) en la impedancia armónica y pueden despreciarse.

CAPITULO II

FILTROS PASIVOS

Actualmente, la aplicación de filtros pasivos para armónicos es el método más utilizado en sistemas de potencia y por diseñadores para reducir la tensión armónica y la distorsión actual en el funcionamiento de circuitos alternos.

En este capítulo estudiaremos a los filtros pasivos como elementos reductores de armónicos. Se trata de convertir en lineal la característica no lineal del receptor [2].

2.1 Principio de funcionamiento de filtros pasivos

El objetivo principal de un filtro pasivo es reducir la amplitud de una o más tensiones o corrientes de frecuencia fija.

Los filtros pasivos shunt trabajan cortocircuitando las corrientes armónicas. Este es el tipo más común de aplicación de filtros pasivos por ser económicos y porque tiende a suavizar la tensión de carga así como remover la corriente armónica.

Otra forma de funcionamiento es aplicando un filtro serie para bloquear la corriente armónica. Este es el denominado circuito paralelo sintonizado que confiere una alta impedancia a la corriente armónica.

2.2 Clasificación de filtros pasivos

Los filtros pasivos se pueden clasificar de la siguiente forma:

2.2.1 Según su ubicación.- Los filtros son ubicados a ambos lados AC y DC de los convertidores. Los filtros en el lado de alterna AC pueden ser conectados en el lado primario o terciario del transformador del convertidor, si se ha considerado un devanado terciario para este propósito. Los filtros nunca son conectados a los devanados secundarios en el caso de subestaciones.

Debido a que el devanado terciario, si existe, tiene un voltaje menor que el devanado primario, los filtros están aislados para potencia y frecuencia bajas y sobretensiones transitorias , esto implica que cuestan menos. Sin embargo, el devanado terciario incrementa el costo de los transformadores.

2.2.2 Según su modo de conexión a la red.- Estos pueden ser:

- Filtros series, forman circuitos donde los armónicos son impedidos de pasar desde la fuente armónica a la red, por una alta impedancia serie.
- Filtros shunt, forman circuitos donde los armónicos son desviados por un camino de baja impedancia shunt.
- Combinación de los filtros serie y shunt

2.2.3 Según su grado de sintonización.- Estos pueden ser:

- Filtros sintonizados, los cuales son sintonizados en forma precisa a uno o dos de las frecuencias armónicas más bajas, y
- Filtros amortiguados.

2.3 Tipos de filtros pasivos

Existen varios tipos de filtros que permiten reducir las tensiones armónicas:

2.3.1 Filtro shunt resonante.- Este tipo de filtro esta constituido por una rama L-C cuya frecuencia de sintonización debe ser:

$$f_r = 1 / (2\pi \cdot \sqrt{L \cdot C}) \quad (2.1)$$

Y cuyo valor debe ser superior al de la frecuencia de la tensión armónica que se desea eliminar [6].

A) Principio de Funcionamiento de un filtro Shunt resonante.-

El shunt resonante presenta a la frecuencia f_r una impedancia mínima que se reduce al valor de la resistencia r de la inductancia. Deriva hacia él casi la totalidad de las corrientes armónicas de frecuencia f_r inyectadas, con un nivel de tensión armónica de frecuencia f_r , débil y proporcional al producto de la resistencia por la corriente que circula por el shunt.

En principio hay tantos shunt resonantes como armónicos a tratar conectados en el juego de barras donde se especifica la tensión armónica admisible. El conjunto constituye una batería.

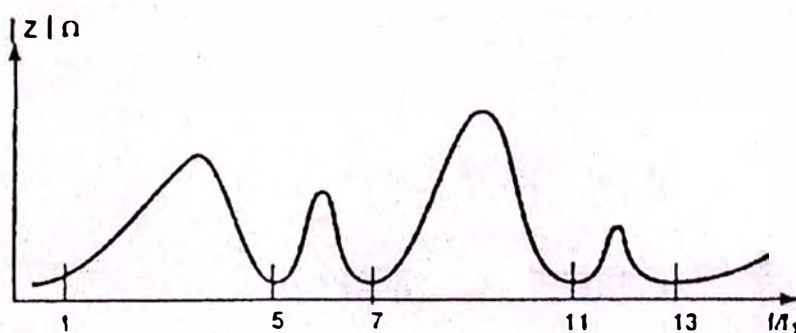


Fig. 2.1: Impedancia armónica de una red equipada con filtros shunt para armónicos de orden 5,7,11 y 13.

La fig. 2.1 representa la impedancia armónica de una red equipada con una batería de cuatro hilos para armónicos de orden 5,7,11 y 13. Muestra que hay tantas antiresonancias (resonancias en paralelo) como filtros. Estas antiresonancias deben estar situadas sobre el espectro armónico, es decir, entre las bandas del mismo.

B) Principales características de un filtro shunt resonante.-

Son función de $n_r = f_r / f_1$ rango de sintonización del filtro, ver fig. 2.2, donde:

f_r = frecuencia de sintonización

f_1 = frecuencia de la fundamental (o industrial, 60 Hz, por ejemplo).

Estas características son:

a) La potencia reactiva de compensación: Q_{var}

El shunt resonante de carácter capacitivo por debajo de la frecuencia de corte, realiza la compensación de energía reactiva a la frecuencia industrial.

La potencia reactiva de compensación del shunt a la tensión de servicio U_1 aplicada en punto de conexión viene dada por la fórmula (2.2):

$$Q_{var} = n_r^2 / n_1^2 \cdot U_1^2 \cdot C \cdot 2\pi \cdot f_1 \quad (2.2)$$

(Él subíndice 1 es relativo a la fundamental). Siendo C la capacidad fase-neutro de una de las ramas de la batería vista en estrella.

A primera vista, parece paradójico que la presencia de la inductancia aumente la energía reactiva generada, sin embargo, esto se explica por la sobretensión permanente a frecuencia industrial f_i provocada por la inductancia en bornes de los condensadores.

b) La impedancia característica:

$$X_o = \sqrt{L/C} \quad (2.3)$$

c) El factor de calidad:

$$q = X_o / r \quad (2.4)$$

Un filtro eficaz debe tener una inductancia que posea un factor q elevado, pues $r \ll X_o$.

El orden de magnitud de q : 75 para las inductancias al aire y superior a 75 para las inductancias con núcleo.

d) La banda pasante en valor eficaz es:

$$DB = 1/q = 2 \cdot (f - fr) / f = r / X_o \quad (2.5)$$

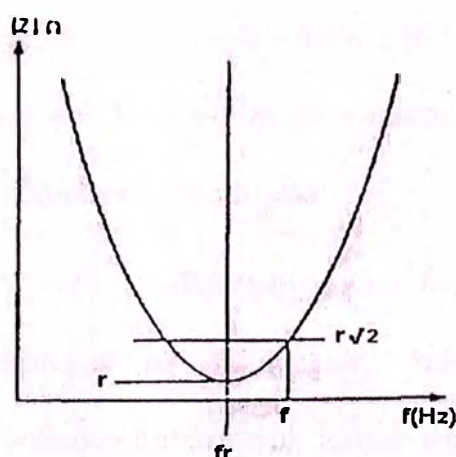


Fig. 2.2: Curva $Z = f(t)$ de un shunt resonante

e) La resistencia de la inductancia:

$$r = X_o / q \quad (2.6)$$

Esta definida a la frecuencia f_1 y es función del efecto corona.

Es también la impedancia de sintonización del shunt resonante.

f) Las pérdidas debidas a la corriente capacitiva a frecuencia fundamental:

$$P_1 = Q_{var} / (q \cdot n_1) \quad (2.7)$$

Donde: Q_{var} es la potencia reactiva de compensación del filtro y P_1 son las perdidas del filtro a frecuencia industrial en Watios.

g) Las pérdidas debidas a las corrientes armónicas no se pueden expresar por simples fórmulas; son superiores a la expresión:

$$P_n = U_{n1}^2 / r \quad (2.8)$$

En donde: U_{n1} es la componente armónica de tensión de orden n_1 después del filtrado.

En la práctica, las características del shunt resonante se ven limitadas por desacuerdo de sintonía del filtro y se pueden prever soluciones específicas:

- Para paliar satisfactoriamente los inconvenientes de las tolerancias de fabricación, sobre la inductancia se recomienda tomar varias tomas a valores diferentes.

- La sensibilidad al desacuerdo, provocado por las variaciones de f_l (frecuencia de la red) y de f_r (provocadas por las variaciones de la capacidad de los condensadores en función de la temperatura) puede reducirse por un compromiso entre los valores del factor q y de las características del filtrado.

2.3.2 Filtros Amortiguador de segundo orden

No debemos pretender reducir sólo las tensiones armónicas de rango característicos si no también amortiguar las antiresonantes.

Por otra parte, no resulta económicamente recomendable el montaje de múltiples shunt antiresonantes, la solución consiste, a menudo, en utilizar un filtro de amplio espectro que posea las siguientes propiedades:

- Poder amortiguar las antiresonancias.
- Reducir las tensiones armónicas de frecuencias iguales o superiores a las de sintonía cuya función genera el nombre de “filtro amortiguador pasa salto”
- Amortiguar rápidamente el régimen transitorio debido a la puesta en tensión del filtro. El filtro amortiguador del segundo orden está constituido por un shunt resonante sobre el que se conecta, en bornes de la inductancia una resistencia de amortiguación R . La fig. 2.3 representa una de las tres fases del filtro.

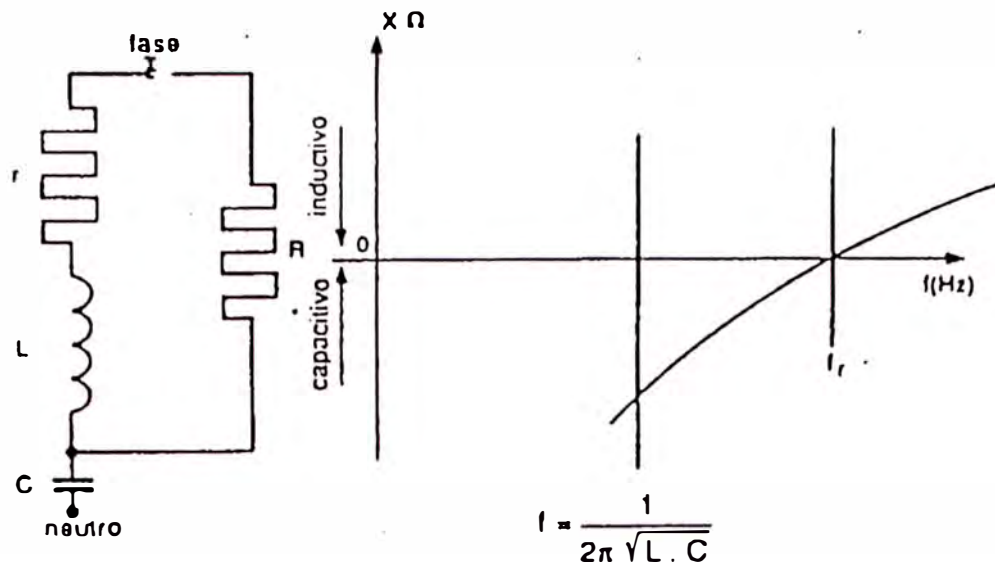


Fig. 2.3: Representación de una fase del filtro amortiguado

Cuando R (o Q) tiende a tomar valores altos, f_r tiende a f en cuyo caso podemos decir que el shunt resonante es un caso limite de filtro amortiguador de segundo orden.

No debemos confundir Q, factor de calidad con Q_{var} , potencia de compensación del filtro.

A) Funcionamiento de un filtro amortiguador de segundo orden:

- a) Por encima de f_r : la resistencia de amortiguación contribuye a la reducción de la impedancia de la red ante la antiresonancia ya que reduce las tensiones armónicas que eventualmente pueden producirse.
- a) Al valor f_r : la reducción del valor de la tensión armónica a un valor específico es posible ya que a esta frecuencia no puede existir resonancia entre la red y el filtro y en estas

circunstancias, el filtro presenta una impedancia de carácter puramente resistivo.

Por tanto, como esta impedancia será mas elevada que la resistencia r de la inductancia, resulta una característica de filtrado inferior a la del shunt resonante.

- a) Por debajo de f_r : el filtro presenta una reactancia inductiva de la misma naturaleza de la red (inductiva) que le permite una cierta absorción de las bandas del espectro, superiores a f , y si está presente, un espectro continuo. Sin embargo, la presencia eventual de antiresonancias en la impedancia de la red sin filtro, debidas a las baterías de condensadores existentes, reduce las características de filtraje. También las baterías existentes deben ser tenidas en cuenta en el estudio de la red, y algunas veces, se han de efectuar retoques en la instalación.

B) Características de un Filtro amortiguado de segundo orden.-

Las principales características eléctricas de un filtro amortiguador de segundo orden son:

- a) La potencia reactiva de compensación: para un filtro amortiguador de segundo orden sometido a una tensión de servicio U_1 , (el subíndice 1 es relativo a la fundamental). La potencia reactiva de compensación es sensiblemente la del shunt resonante de igual inductancia y capacidad, prácticamente:

$$Q_{var} = n^2/(n^2-1) \cdot U_1^2 \cdot C \cdot 2 \cdot f_1 \quad (2.9)$$

Siendo C la capacidad fase-neutro de una de las tres ramas de la batería vista en estrella.

- b) La impedancia característica:

$$X_o = \sqrt{L / C} \quad (2.10)$$

- c) El factor de calidad de la inductancia:

$$q = X_o / r \quad (2.11)$$

Donde r es la resistencia de la inductancia, función del efecto corona, a la frecuencia definida f_1 .

- d) El factor de calidad del filtro:

$$Q = R / X_o \quad (2.12)$$

Los factores de calidad Q utilizadas están generalmente comprendidos entre 2 y 10.

- e) Las pérdidas debidas a la corriente fundamental de compensación y a las corrientes armónicas: éstas son mas elevadas que las del shunt resonante y no pueden ser determinadas por el estudio de la red.

El filtro amortiguador se utiliza sólo, o bien asociado a un shunt resonante. En este caso el shunt resonante se sintoniza sobre la más baja de las bandas del espectro.

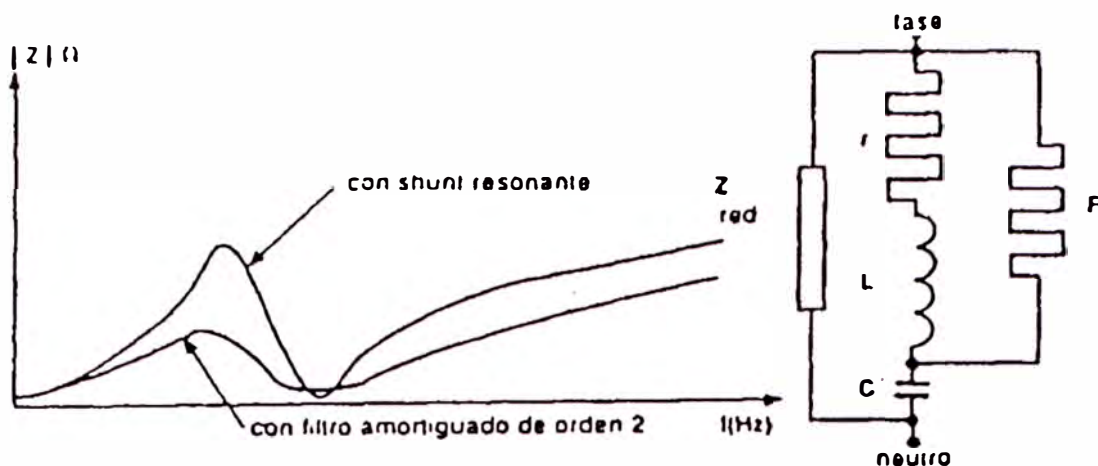


Fig. 2.4: Impedancia de una red que incluye un filtro amortiguado de orden 2 o un shunt resonante.

La fig. 2.4 permite comparar la impedancia de una red en el caso de que contenga un filtro amortiguador de segundo orden con el caso de que se trate de un shunt resonante.

2.3.3 Filtro amortiguador de tercer orden

Su concepción es más compleja que el filtro de segundo orden, el filtro de tercer orden se utiliza en casos de potencias de compensación elevadas.

El filtro de tercer orden se obtiene a partir del filtro de segundo orden adicionándole una batería (capacitor) complementaria C_2 en serie con la resistencia R , esta disposición permite la reducción de las pérdidas debidas a la fundamental, ver fig. 2.5.

La elección de C_2 permite igualmente mejorar el comportamiento del filtro por debajo de la frecuencia de sintonización, lo cual favorece la reducción de la antiresonancia.

El filtro de tercer orden debe encontrarse sobre las primeras frecuencias del espectro.

Sin embargo, la complejidad del filtro de tercer orden y el aspecto económico hace que a nivel industrial a menudo se prefiera el filtro de segundo orden.

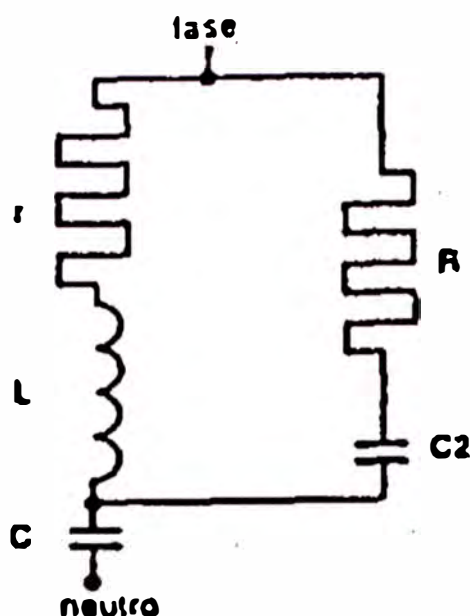


Fig. 2.5: Filtro amortiguado de tercer orden

2.4 Selección de filtros Pasivos

Para la elección de los filtros pasivos, se debe tener en cuenta la ubicación de la fuente de armónicos. En algunos casos es conveniente asociar filtros serie-paralelo, sintonizando cada uno de ellos a una frecuencia determinada. A continuación presentamos algunas combinaciones posibles [1], ver fig. 2.6.

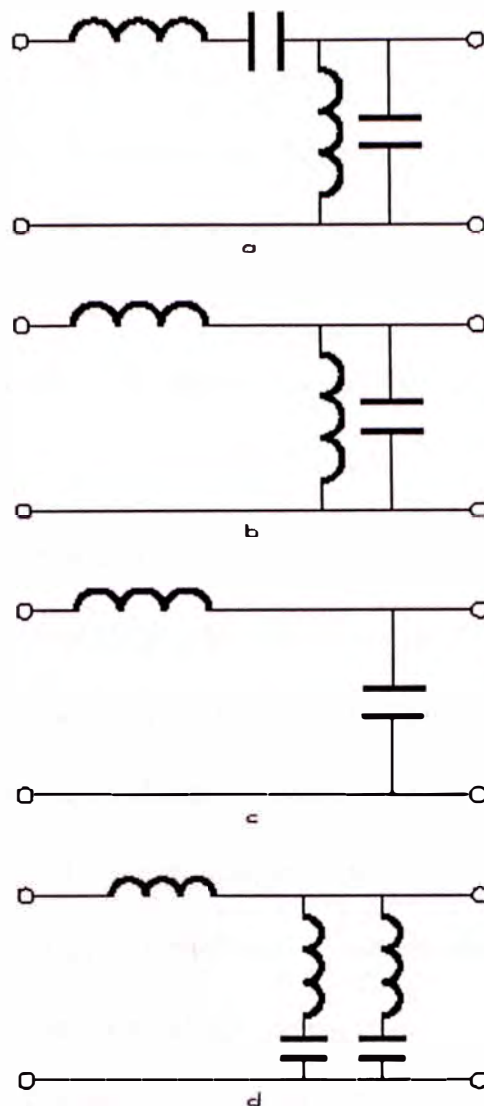


Fig. 2.6: Combinaciones de filtros pasivos:

- a) Resonante serie y paralelo
- b) L serie y resonante en paralelo
- c) LC simple para altas frecuencias
- d) L serie y dos circuitos trampa (resonante en serie) en paralelo.

2.5 Método de análisis con filtros pasivos

Una de las metas principales para diseñar un procedimiento es cuidar que este sea simple al momento de ser utilizado. Con esta perspectiva, y asumiendo que filtros armónicos son requeridos, el procedimiento siguiente consiste

básicamente en obtener la información del sistema y construir la función de transferencia $H_{cds}(s)$ del filtro/sistema divisor de corriente considerando los límites de distorsión de la norma IEEE-519 y los espectros de fuentes de corrientes armónicas de la carga del rectificador. Una vez que la función de transferencia es perfeccionada al sistema y el diseño controla los límites, el último paso consiste en escribir una especificación de la ingeniería para el diseño final. Los siguientes pasos detallan este procedimiento:

Paso1: Datos del sistema. El primer paso consiste en recolectar la información de impedancia del sistema y los espectros de fuentes de corriente armónica. Tal como el mostrado en la figura 2.7, El sistema puede ser representado como un circuito equivalente Thevenin por fase y el espectro de corriente armónica como una fuente simple equivalente para una aproximación de primer orden. Si más complejidad se requiere en el análisis, el sistema de potencia puede ser modelado como uno o más equivalentes Norton conectados a una barra común o distribuido a lo largo de la red. La meta principal es controlar la distorsión para que cuando se tomen las dimensiones del campo real se encuentren límites y no resulten distorsiones.

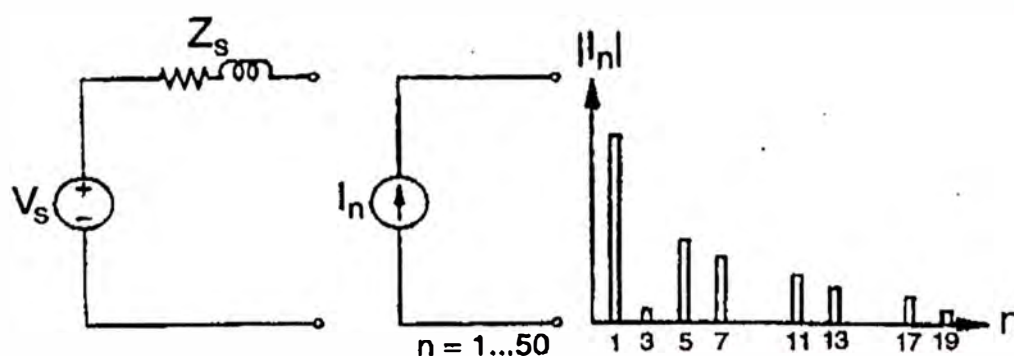


Fig. 2.7: Sistema de impedancia y espectro de una fuente de corriente armónica

Paso 2: Definir el Punto de Acoplamiento Común (PCC). Si los límites de la IEEE-519 son usados para el diseño, el PCC dónde los límites a ser aplicados deben ser necesariamente definidos. Como se muestra en la figura 2.8 una vez definido el punto de acoplamiento común, el ratio de I_{sc} / I_L del sistema y la máxima corriente generadora de armónicos puede ser calculado de las expresiones (2.13) y (2.14)

$$I_{sc} = V_s / Z_s \quad \text{a } f = 60 \text{ Hz} \quad (2.13)$$

$$I_L = (I_1 + I_F) \quad \text{a } f = 60 \text{ Hz} \quad (2.14)$$

Donde:

I_{sc} = corriente de cortocircuito del sistema

I_L = corriente máxima de demanda de la carga

I_1 = corriente de conducción del rectificador

I_F = corriente fundamental del filtro

La contribución de la corriente del motor a sido aproximada como una constante a 60 Hz. Dependiendo del tipo de motor, esta representación puede sobrestimar la corriente cuando el filtro es aplicado debido al incremento de la tensión resultante de la reactancia capacitiva del filtro, tal como se muestra en la figura 2.8. Si la corriente del motor permanece constante con un aumento de voltaje, esto significaría que se esta consumiendo mas energía. Si la velocidad del motor es controlada para que sea constante, el ángulo de control de los rectificadores deberían ser retrasados en fase y la componente a frecuencia fundamental tendería a reducirse en magnitud y retrasarse con respecto al ángulo del voltaje fundamental. Esto también cambiaría el

espectro de armónicos. Bajo estas condiciones el motor actuaría como una carga a potencia constante y el procedimiento de flujo de potencia iterativa debería usarse para encontrar el valor de I_L .

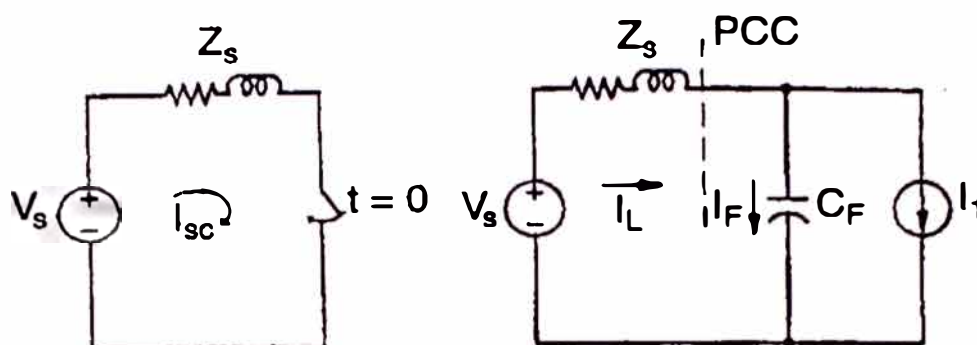


Fig. 2.8: Definición del Punto de conexión común

Paso 3: Calculo del diseño de filtro patrón. El siguiente paso es proceder a determinar cuantos filtros son necesarios basados en el paso 1 y paso 2. El mínimo tamaño de filtro a utilizar puede darse por H_{spec} y calculado de la siguiente manera (2.15) y mostrado en la figura 2.9.

$$H_{spec} = |I_{IEEE-519}| / |I| = |H_{cds}| \quad (2.15)$$

Donde:

$I_{IEEE-519}$ es el límite de la distorsión de corriente aplicable por la

IEEE-519

I = espectro de la corriente armónica basada en I_L

Los niveles máximo y mínimo de la figura 2.9 intentan indicar un rango de diseño basado en condiciones cambiantes y variaciones de tolerancia en el filtro. El diseño máximo es basado en la sobrecarga del filtro y cambios en la

impedancia del sistema. El mínimo diseño es basado en encontrar los límites de la IEEE-519.

Desde que los límites de distorsión de corriente de la IEEE-519 son basados en la corriente de máxima demanda I_L , la distorsión de corriente armónica producida por la carga es un sistema de potencia no constante.

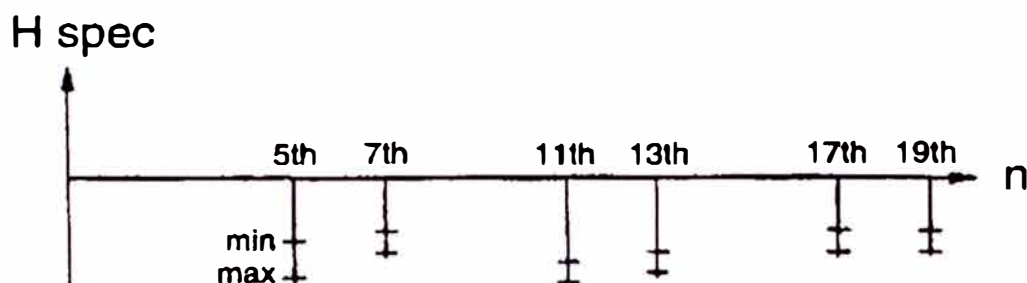


Fig. 2.9: Representación del Hspec

Paso 4: Incorporación del filtro al sistema de potencia, H_f y H_{cds} . Este paso consiste en la construcción de la función de transferencia de impedancia del filtro $H_f(s)$ usando una combinación de filtros de primer, segundo y tercer orden. $H_f(s)$ luego es usado para construir $H_{cd}(s)$ y plotearlo gráficamente con el diseño del filtro H_{spec} para determinar si cumple los límites de la IEEE. Un procedimiento iterativo es utilizado para optimizar $H_f(s)$ y $H_{cd}(s)$ basado en la consideración de operación práctica y alternativas económicas.

Paso 5: Chequeo de cargas y modelos. Como un último paso en el proceso de diseño después de haber optimizado el filtro y haberlo incorporado en el sistema, componentes actuales necesitan ser seleccionados basados en aparatos que estén disponibles y sean prácticos.

2.6 Características Técnicas de filtros pasivos

Aunque parece que ha quedado demostrado que los mejores resultados para eliminación de corrientes armónicas lo ofrecen los filtros activos, su elevado costo, junto con su potencia limitada, constituyen inconvenientes que hacen considerar todavía el uso de filtros pasivos.

Los filtros pasivos son circuitos inductancia-capacitancia sintonizados a una determinada frecuencia, la cual se determina en función de la finalidad del filtro. Así cabe distinguir entre filtros de baja, media, y alta sintonización.

Los filtros de baja sintonización son comúnmente utilizados para compensar la potencia reactiva en instalaciones donde existe una significativa presencia de armónicos.

Además no sólo evitan amplificar los armónicos, sino que consiguen una apreciable reducción de los mismos. Ofrecen la ventaja de que su instalación no precisa efectuar un estudio muy preciso de la red ni de sus receptores. Evidentemente, esto exige que sus componentes sean adecuadamente dimensionados, ver fig. 2.10.

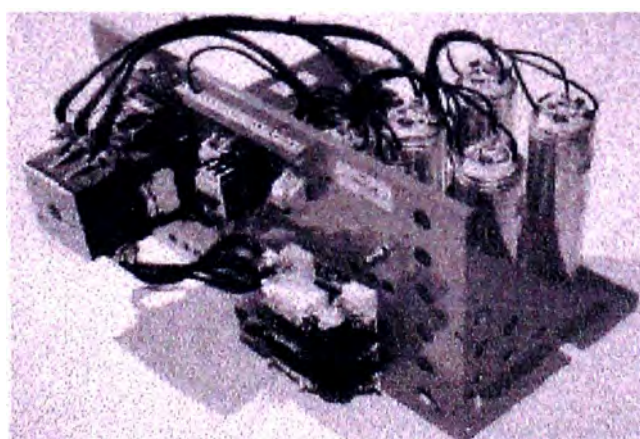


Fig. 2.10: Fotografía de uno de los módulos de 100 kvar/400 V de un equipo con filtros sintonizados.

Para absorción de armónicos se utilizan filtros de media o alta sintonización a la frecuencia de los armónicos presentes. Así para absorber un 5º armónico se utilizarían frecuencias de 250 a 300 Hz. Para absorción de armónicos de orden superior se utilizan filtros sintonizados a 420 Hz para el 7º armónico y 720 Hz para los armónicos de 11 y 13. No es habitual la absorción de armónicos de orden superior al 13, ver fig. 2.11.

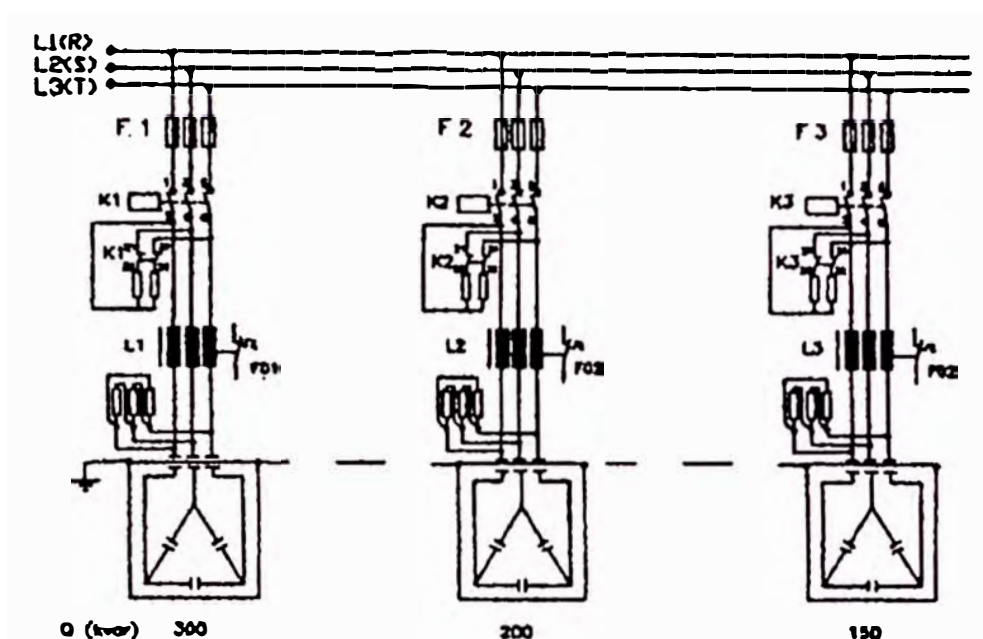


Fig. 2.11: Esquema correspondiente a la instalación de un equipo con filtros armónicos de 300, 200 y 150 kvar sintonizados respectivamente a 300, 420 y 720 Hz.

CAPTULO III

FILTROS ACTIVOS

Desde que el principio básico de la compensación activa fue propuesto alrededor de 1970, muchas investigaciones sobre filtros activos y sus aplicaciones se han venido desarrollando. Actualmente el adelanto en la electrónica de potencia ha hecho posible su uso práctico, es así que muchos filtros activos de tipo paralelo compuestos por inversores de tensión con control PWM, empleando IGBT o GTO vienen operando exitosamente en el Japón.

3.1 Principio de funcionamiento de los filtros activos

Su principio de funcionamiento se basa en la inyección de las corrientes armónicas existentes en la instalación para anular las existentes en la instalación. En cada ciclo de la red una unidad de control con microprocesador mide esas corrientes armónicas para detectar su orden, magnitud y desfase. En el ciclo siguiente se inyectan los armónicos existentes en el ciclo previo, y se vuelve a realizar una medición para repetir el proceso hasta conseguir una onda sinusoidal de corriente casi pura.

El resultado es que las corrientes armónicas requeridas por la carga no lineal son generadas por el filtro activo, y la única corriente que aporta la red es la fundamental.

3.2 Clasificación de filtros activos

La clasificación de filtros activos es hecha desde diferentes puntos de vista.

3.2.1 Clasificación por el objetivo de la compensación.- Son los filtros activos instalado por el consumidor individual o filtro activo instalado por el suministrador de la energía en subestaciones o alimentadores principales.

3.2.2 Clasificación por la configuración.- estos pueden ser, ver fig. 3.1:

- Filtros activos Shunt
- Filtros activos serie
- Filtros Híbridos (Pasivos + Activos)

3.2.3 Clasificación por el inversor de potencia empleado.- estos pueden ser:

- Inversor fuente de tensión (PWM)
- Inversor fuente de corriente (PWM)

Muchos de los filtros activos utilizados en Japón son del tipo de fuente de tensión PWM.

3.2.4 Clasificación por la estrategia de control.- El control tiene un gran impacto no solo en suministrar la potencia activa (KVA) requerida para la compensación de la distorsión, sino que es importante por la característica

del filtro en régimen estacionario, así como en régimen transitorio. Puede ser:

- a) En el dominio de la frecuencia y en el dominio del tiempo. En el primer caso el análisis de Fourier es empleado para extraer los armónicos de tensión o de corriente de la correspondiente onda distorsionada.. En el segundo caso se trata del uso de la teoría de la potencia reactiva instantánea llamada teoría p-q.
- b) Método de detección de armónicos. Este tipo de detección es realizado en el dominio del tiempo y propuestos para el filtro activo shunt controlado como fuente de corriente.

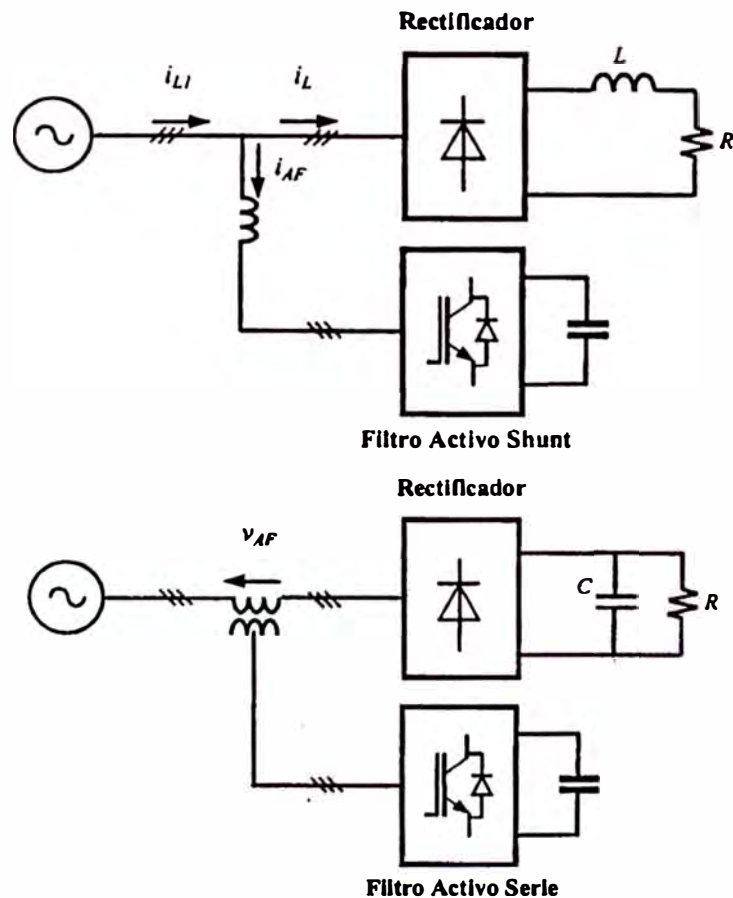


Fig. 3.1: Filtro activo shunt y filtro activo serie

3.3 Tipos de filtros activos

Los filtros activos están divididos en:

3.3.1 Filtro activo Paralelo o Shunt.- Estos están compuesto por un inversor fuente de tensión y control PWM (Operador como fuente de corriente) para compensar cargas generadoras de armónicos de corriente como por ejemplo los rectificadores controlados a tiristores. Estos filtros presentan una característica de compensación independiente de la impedancia de la fuente AC.

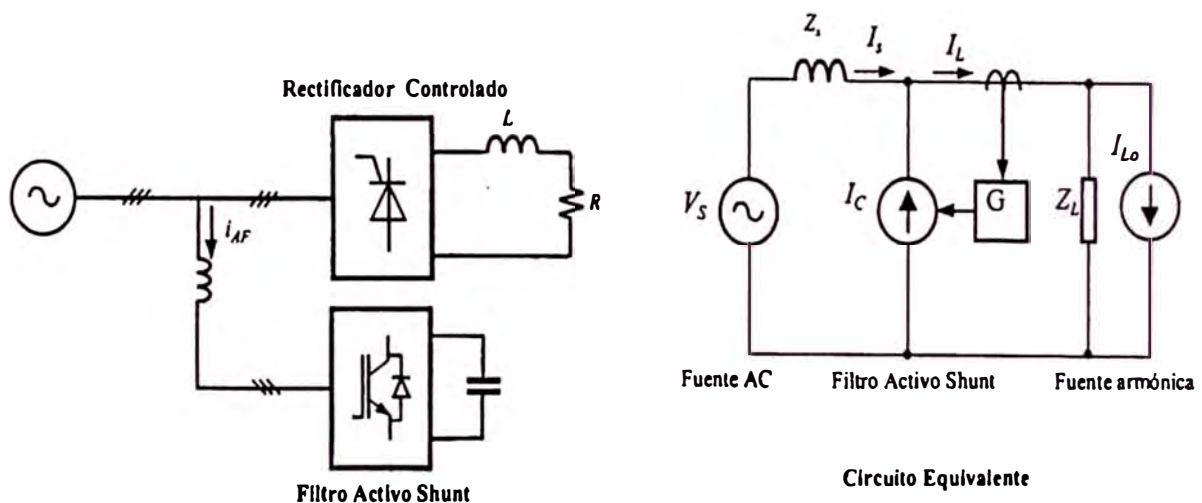


Fig. 3.2: Principio de filtro activo shunt – Circuito equivalente

En el caso del rectificador controlado se tiene que $|Z_L| \gg |Z_s|$. Por ejemplo en el circuito equivalente de la figura 3.2, I_{Lo} es la fuente armónica de corriente equivalente, Z_L es la impedancia de la carga que puede incluir filtros pasivos y condensadores para la corrección del factor de potencia. G es la función de transferencia del filtro activo incluyendo el circuito de detección de armónicos y el retraso del circuito del control $I_c = G \cdot I_L$ y que en el caso de los armónicos se tendrá:

$$I_c = I_{Lh} \quad (3.1)$$

$$I_s / I_{LO} = (1 - G) \quad (3.2)$$

$$|1 - G|_h \ll 1 \quad (3.3)$$

De la tercera expresión se desprende que la característica del filtro activo no está influenciado por la impedancia de la fuente Z_s , esta es una ventaja que lo hace superior a los filtros pasivos, esta es una superioridad que se mantiene cuando $|Z_L| \gg |Z_s|$. La ecuación (3.3) puede ser satisfecha por el filtro activo y en general con $|1 - G|_h = 0.1 \rightarrow 0.3$ la compensación del armónico, definida como: $(1 - |I_s / I_{LO}|)$. 100% estará en un rango entre 90% a 70%.

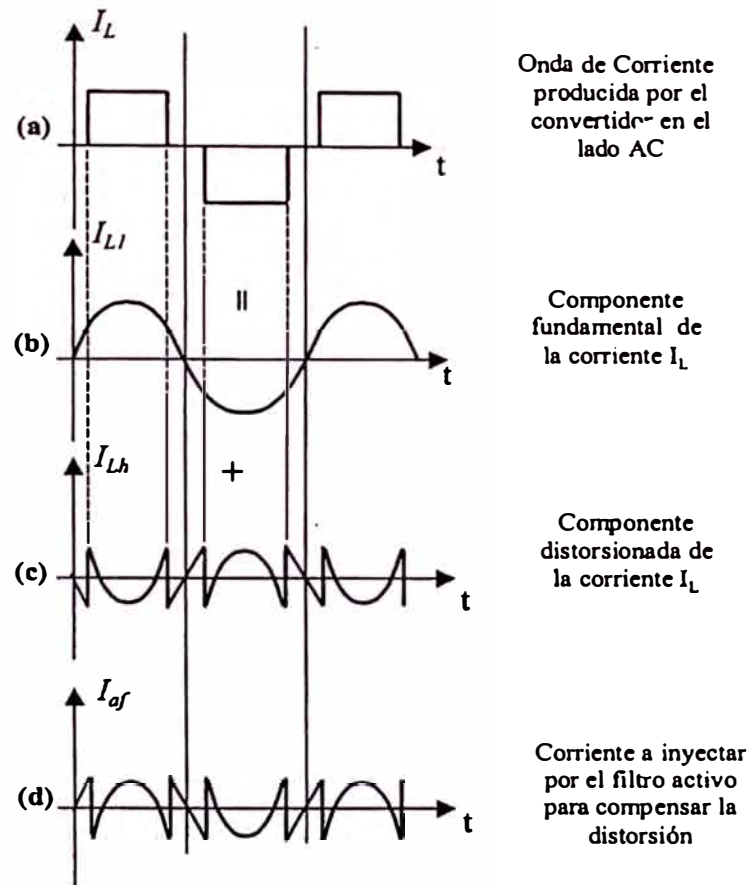


Fig. 3.3: Principio de operación del filtro activo shunt

En la figura 3.3 se muestra el principio de operación del filtro activo shunt que inyecta una corriente de compensación igual pero opuesta a la distorsión. En este caso el filtro es operado como una fuente de corriente, la cual inyecta las componentes armónicas (gráfico c) presentes en la corriente de carga (gráfico a) pero desfasadas en 180° (gráfico d). Como resultado las componentes armónicas vistas por la fuente de alimentación son canceladas quedando solo la componente fundamental (gráfico b) senoidal.

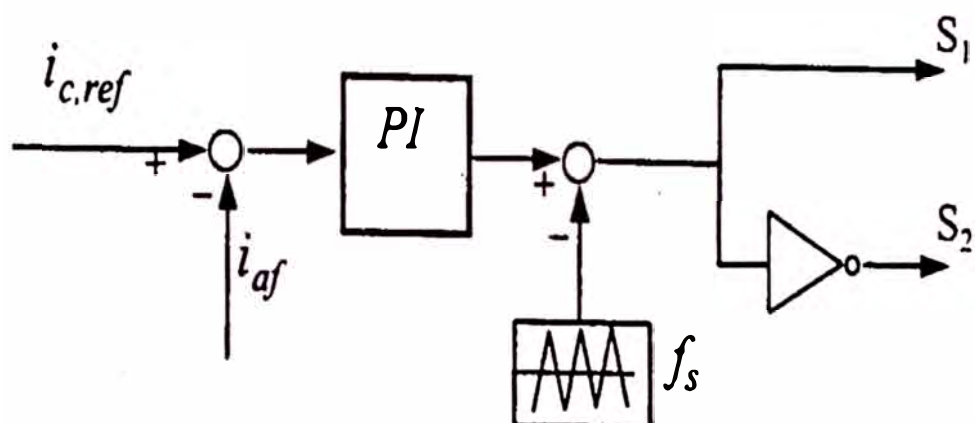


Fig. 3.4: Regulador de corriente del filtro activo

El control del inversor (figura 3.4) es realizado por la comparación de la corriente de referencia (gráfico 3.3 (d)) con la corriente del inversor y la diferencia es aplicada a un controlador PI (proporcional, integrador) para luego la señal de salida ser comparada con una onda triangular de amplitud y frecuencia constante y generar las señales de salida S_1 y S_2 (por fase) que accionen los dispositivos de potencia (MOSFET, IGBT).

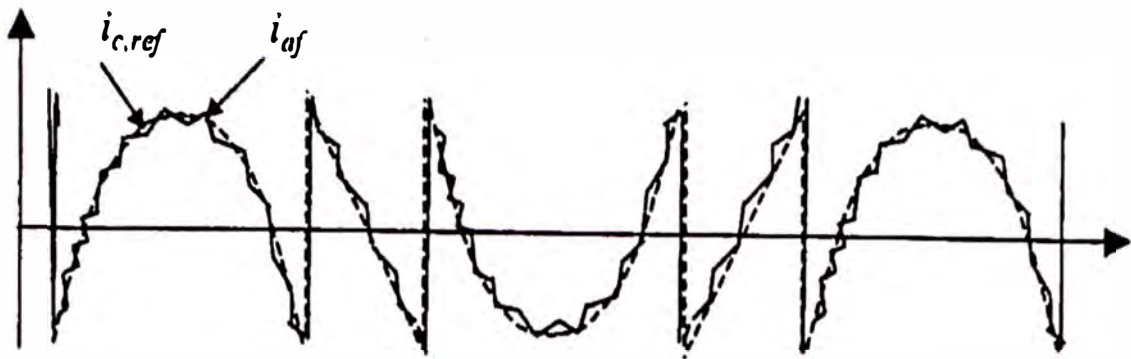


Fig. 3.5: Corriente de referencia $i_{c.ref}$ y i_{af} inyectada por el filtro activo shunt

En la figura 3.5 se muestra la corriente i_{af} que inyectaría el filtro activo, la misma que sigue a la corriente de referencia $i_{c.ref}$ con la que se eliminará la distorsión de la corriente que fluye hacia la fuente de alimentación.

3.3.2 Filtro activo Serie

Este tipo de filtro es colocado usualmente en serie entre la fuente de alimentación y la carga generadora de armónicos de manera de forzar a la corriente a tener la forma de onda senoidal. La aproximación se basa en el principio del aislamiento de componentes armónicas a través del control de la tensión de salida del filtro activo serie, esto significa que el filtro activo presentará una alta impedancia a los armónicos de la corriente bloqueando el flujo de la carga a la fuente y de la fuente hacia la carga.

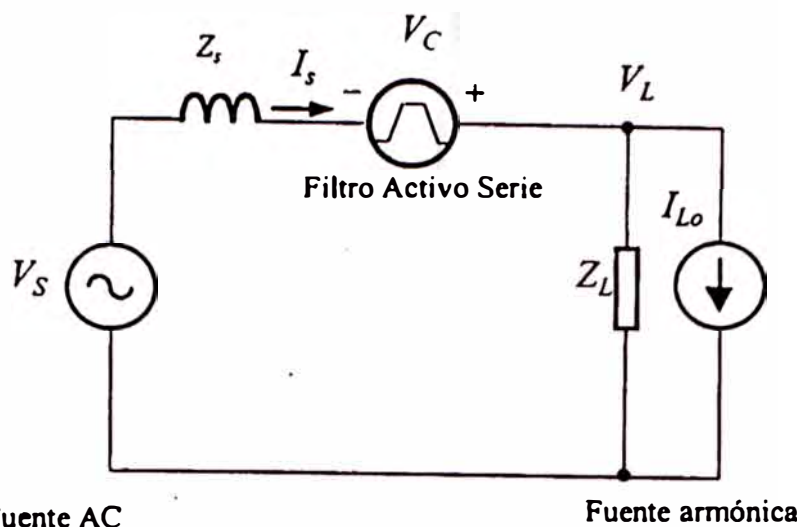


Fig. 3.6: Circuito equivalente para la compensación armónica serie

En la figura 3.6 se muestra el principio básico de la operación del filtro activo serie para la compensación de una fuente generadora de armónicos de corriente donde V_C representa la tensión de salida del filtro activo, si el filtro activo es controlado como:

$$V_C \approx Z_L \cdot I_{LH} \quad (3.4)$$

Se puede deducir que esta expresión sumada con la tensión armónica V_L se anularán de manera que la corriente I_s se transformará en senoidal. Además se observa que si Z_L tiene un valor grande obligará a V_C ser grande también, esto dificultaría la aplicación del filtro activo serie para la compensación de armónicos inyectados por un rectificador controlado ya que Z_L es casi infinito y V_C tendría que ser casi infinito. Sin embargo si un filtro pasivo es colocado en paralelo con el rectificador controlado Z_L se reducirá de manera que el filtro podrá satisfacer la expresión anterior ($V_C \approx Z_L \cdot I_{LH}$) y la tensión V_C será también reducida. Debe indicarse

además que el filtro activo serie tiene una importante característica de ser un elemento aislador de los armónicos entre la fuente y la carga al ser controlado como:

$$V_c \approx Z_L \cdot I_{LH} + V_{sh} \quad (3.5)$$

Donde V_{sh} : armónicos del lado de la fuente.

De esta expresión se deduce que los armónicos de la fuente no aparecerán en la carga y que los armónicos de la carga ILO no fluirán hacia la fuente.

3.4 Filtros híbridos como alternativa de solución

El filtro híbrido viene hacer la combinación de filtros pasivos y activos, ver fig. 35. La técnica de utilización de filtros híbridos difiere de los métodos anteriores en que no se usa el filtro activo para compensar la corriente armónica, si no para mejorar las características del filtro pasivo. Los filtros activos detienen la corriente armónica antes de que alcance al filtro pasivo y previene una situación de resonancia paralela entre el filtro pasivo y la impedancia de la fuente [9].

Un circuito de prueba usó un filtro activo en serie conectado a través de un transformador de corriente, un filtro pasivo conectado en paralelo, y un convertor trifásico de seis pulsos para las cargas generadoras de armónicos. El filtro activo fue controlado para ofrecer una impedancia pequeña a la fundamental y una impedancia grande a los componentes armónicos. Se realizaron las pruebas exclusivamente en el filtro pasivo y en el circuito combinado; la ventaja dada por la suma del filtro activo se mostró claramente en los resultados. Las pruebas en el filtro pasivo demostraron sus limitaciones

típicas exclusivamente: alguna corriente armónica permanecía y, en las condiciones resonantes una distorsión desestabilizadora del sistema era posible. Por otro lado, la suma del filtro activo proporcionó una onda casi sinusoidal limitando la posibilidad de una condición de resonancia.

Cuando este método usó el filtro activo para realizar las diferentes tareas usuales, un filtro más pequeño fue requerido. Como resultado, una pérdida de potencia más pequeña se obtuvo por la suma de este filtro activo.

Los filtros activos y los métodos de la compensación actuales son los posibles medios de combatir el problema creciente de armónicos que preocupa a los sistemas de potencia. El desarrollo de manera práctica para utilizar estos métodos ha sido un proceso arduo, y ya lleva por encima de veinte años. Pero, muchos equipos de investigación continúan refinando las técnicas, cuando los problemas parecen ser resueltos.

El factor de eficacia costo ha sido y ha continuado siendo el obstáculo mayor para estos métodos; así, se ha demostrado que es difícil moverse más allá de la fase experimental. Pero, porque las sumas de filtros pasivos convencionales pueden tener ramificaciones indeseables debido a la interacción con el sistema, y porque los filtros pasivos tampoco son capaces de resolver el problema de componentes armónicos adecuadamente, la búsqueda para una " solución práctica " continúa.

Incluso, tomando más allá el concepto de eliminación de la fuente de armónicos, muchos son de la opinión que quizás la mejor solución sería resolver más aun directamente el problema, incorporando la circuitería de compensación de

armónicos en los equipos productores de él. Esto podría ser considerado un paso hacia el ideal: equipos que no producen armónicos. Los Nuevos diseños de sistemas de convertidores ofrecerán mejoras de calidad de energía. Todavía, otros no creen que puede considerarse que las unidades individuales son económicas.

De cualquier modo, las mejoras asombrosas en la tecnología electrónica de los últimos 10 años, incluyendo tiristores MOS controlados y la circuitería de mando basado en microprocesadores, permitirán una filtración activa más simple, más eficaz y fiable, y menos costosa que los diseños de sistema de compensación actuales. Por consiguiente, la solución de armónicos con la electrónica de potencia tendera sólo ha aumentar.

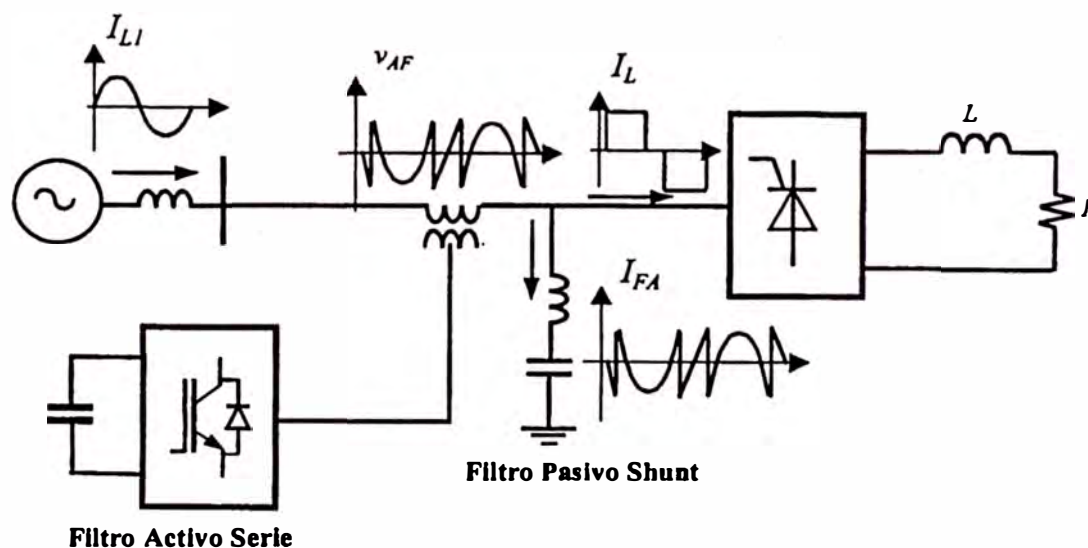


Fig. 3.7: Filtro híbrido (combinación de filtro activo y filtro pasivo) para la compensación de armónicos

3.5 Especificaciones Técnicas de filtros activos

Los filtros activos (compensadores activos) de armónicos constan generalmente de unos fusibles ultra-rápidos FU1 de entrada, un dispositivo de precarga de los condensadores químicos R1 y K1, un filtro encargado de que la frecuencia de conmutación del sistema L_f y C_f , no sea reinyectada hacia la fuente, unos captadores de corriente del compensador CT2, que controlan la corriente reinyectada por el compensador, unos toroidales para medir la corriente absorbida por la carga CT1, una electrónica para la extracción de los armónicos de la carga, otro de mando y control y la generadora de las señales de mando que recibe el brazo mutador o electrónica de potencia que utiliza transistores IGBT.

A través de los tres toroidales CT1 (uno por fase), la electrónica hace una extracción de los armónicos presentes en cada una de las fases. Esta información se envía a la electrónica de regulación y control, que también toma como referencia y control a través de los toroidales CT2, la corriente reinyectada por el propio compensador, que a partir de esta información, elabora un tren de impulsos, que entregará a la electrónica que se ocupa de generar las señales de mando de los transistores IGBT. Estos a su vez, serán los encargados de fabricar una corriente armónica de la misma magnitud pero de sentido inverso a la generada por la carga deformante y se reinyectará en el punto de inserción de la acometida del propio compensador, así que de éste punto hacia la carga quedarán confinados los armónicos y desde este punto hacia la fuente, solamente circulará la corriente fundamental (sin armónicos), ver fig. 3.8.

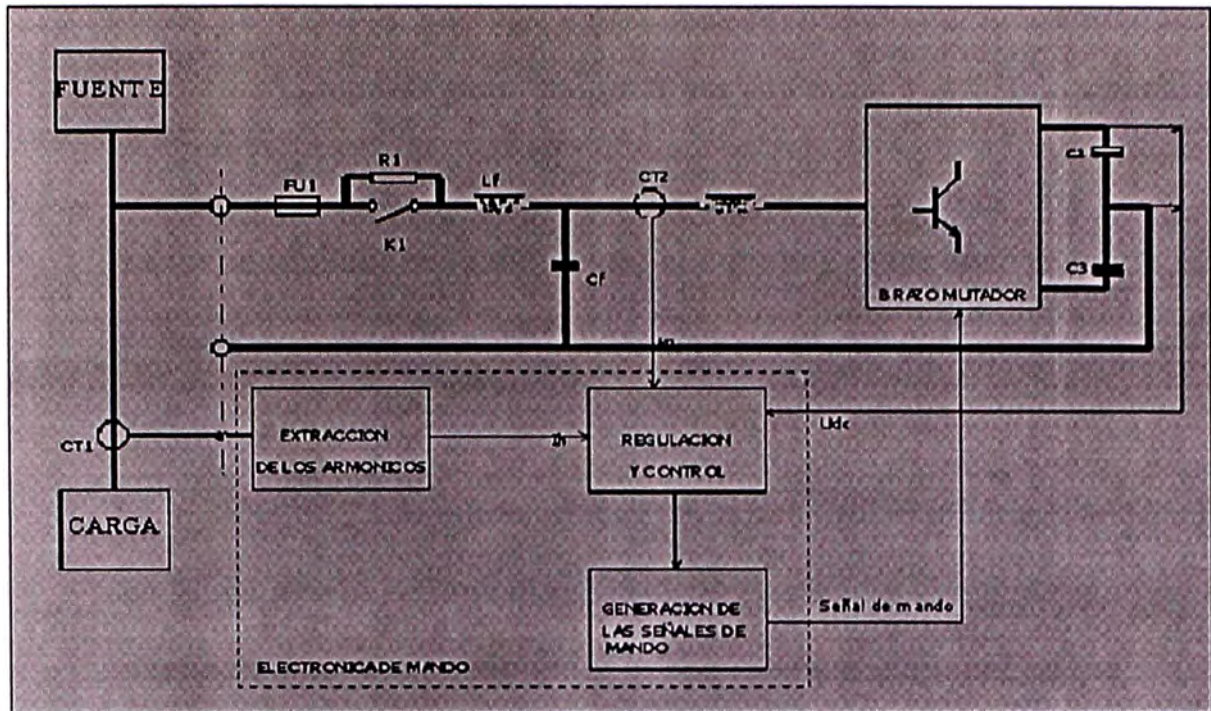


Fig. 3.8: Esquema unifilar de un filtro activo

3.5.1 Prestaciones generales y Características a considerar en un filtro activo:

a) Parámetros de entrada

- Tensión: 400V, -20% + 15 %
- Fases: trifásico con o sin neutro. Funcionamiento con cargas monofásicas desequilibradas y trifásicas.
- Frecuencia: 50 Hz o 60 Hz, +/- 5 % con auto-configuración

b) Compensación armónica

- Rangos compensados: H 2 a H 25
- Tipo de compensación: armónicos - $\cos \varphi$ - mixto ($H_n + \cos \varphi$)
- Modo de compensación (H_n): global o selectivo (rangos).
- Tasa de atenuación: >10 a plena carga (THDI).
- Mejora del $\cos \varphi$: posible hasta 1

c) Régimen dinámico:

Tiempo de respuesta: < 20 ms con método global de tratamiento de corriente.

La gama de filtros activos de armónicos que hoy en día están presentes en el mercado, va desde 20 a 120 A. armónicos en equipos unitarios y con la posibilidad de poder poner hasta cuatro equipos en paralelo.

En la tabla N° 3.1 se puede apreciar las características técnicas que cumplen los filtros activos de armónicos, pudiendo resaltar el cumplimiento con las normas de construcción, seguridad y compatibilidad electromagnética.

Tabla N° 3.1: Características Técnicas

modelo	SW20	SW30	SW45	SW60	SW90	SW120
capacidad de compensación por fase	20 A ef	30 A ef	45 A ef	60 A ef	90 A ef	120 A ef
capacidad de compensación en el neutro (1)	60 A ef	90 A ef	135 A ef	180 A ef	270 A ef	360 A ef
entrada red						
tensión nominal (2)	400 V - 20 + 15%					
frecuencia nominal	50Hz, 60 Hz, +/-8%					
número de fases	3 fases con o sin neutro (funcionamiento posible con cargas monofásicas o desequilibradas)					
pinzas amperimétricas	calibres de 300/1 a 4000/1					
características técnicas						
corrientes armónicas compensadas	rango 2 a 25, compensación global o rango por rango					
tasa de atenuación armónica	THDI carga /THDI red superior a 10, con capacidad nominal del compensador					
compensación del cos φ	hasta 1.0					
tiempo de respuesta	< 40 ms					
sobrecarga	limitación a corriente nominal, funcionamiento permanente en limitación					
corriente de arranque	< 2 veces la corriente nominal cresta					
perdidas	1000 W	1300 W	2100 W	2600 W	4200 W	5200 W
ruido acústico (ISO 3748)	< 55 dBA	< 55 dBA	< 60 dBA	< 60 dBA	< 65 dBA	< 65 dBA
color	RAL 9002					
condiciones del entorno						
temperatura de funcionamiento	0 a 30 °C permanente, < 25 °C recomendado					
humedad relativa	0 a 95% sin condensación					
altitud de funcionamiento	< 1000 m					
normas de referencia						
construcción y seguridad	EN 50091-1					
concepción	CEI 148					
protección	IP 30 según CEI 529					
compatibilidad electromagnética						
emisión conducida y radiada	EN 55011 nivel A					
inmunidad a las descargas electrostáticas	CEI 1000-4-2 nivel 3					
inmunidad a los campos radiados	CEI 1000-4-3 nivel 3					
inmunidad a las ondas de choque	CEI 1000-4-4 et CEI 1000-4-5 nivel 4					
(1) capacidad máxima con carga inercial tipo PC, y con red trifásica equilibrada						
(2) otras tensiones 208 V, 220 V, 480 V disponibles bajo pedido						

3.5.2 Instalación y montaje:

Una de las mejores características de los filtros activos es la posibilidad de adaptación a espacios pequeños. Este punto es esencial para las instalaciones existentes donde el espacio disponible para los equipos (baja tensión, automatismo, mando de motores) en locales técnicos es a menudo difícil de encontrar, ver fig. 3.9.

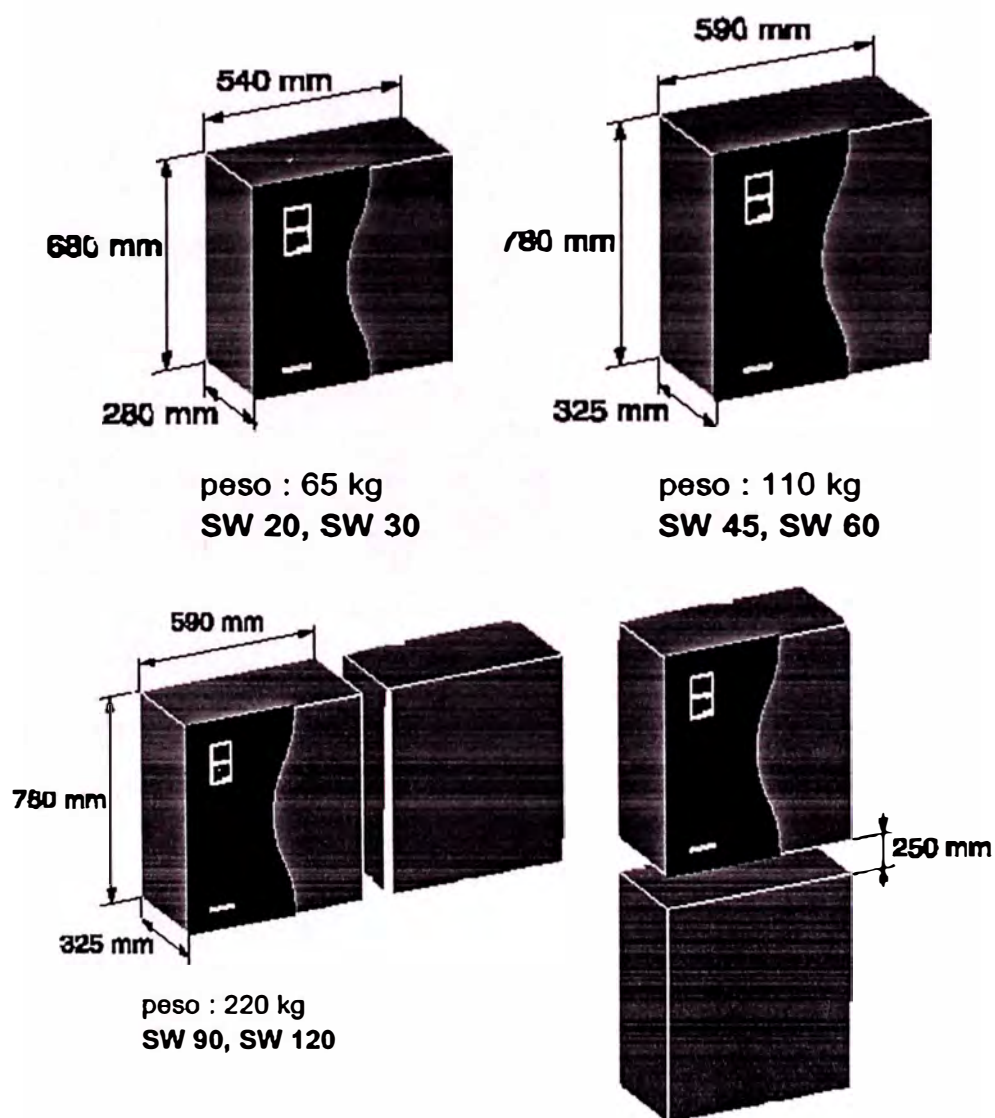


Fig. 3.9: Características para el montaje del filtro activo SineWave™

Otra característica es su fácil instalación. Es suficiente con prever su alimentación eléctrica trifásica con o sin neutro y de colocar su toroidal de medición (pinza amperimétrica) en la alimentación de la carga distorsionante. A continuación algunos consejos prácticos, ver fig. 3.10:



Fig. 3.10: Consejos prácticos para la instalación de un filtro activo

CAPITULO IV

ANÁLISIS DE CASO PRACTICO - SIMULACIÓN

El objetivo del análisis del siguiente caso es ver el comportamiento de los filtros en un sistema en el cual se necesita colocar un banco de condensadores de 100 KVAR, lo cual incrementaran los armónicos existentes en dicha red y para contra restar tal efecto en la red se incluirá el empleo de filtros.

4.1 Descripción de la red a estudiar

Para el estudio realizado se escogió la subestación de transmisión PATIVILCA (SET PT) de EDELNOR (Zona Norte), la cual cuenta con un transformador de 2 MVA, 13.8/10-6.6 KV. La barra de 13.8 KV se alimenta del sistema interconectado mientras que la barra de 10 KV suministra energía a través de tres alimentadores PT-01, PT-02 y PT-03 a toda la localidad de Pativilca, y es en esta barra donde se realizo las mediciones respectivas para el despistaje de armónicos.

4.2 Diagrama del circuito a estudiar

En la fig. 4.1 presentamos el circuito a estudiar

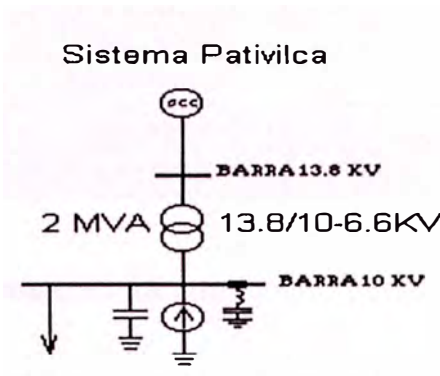


Fig. 4.1: Diagrama unifilar del sistema Pativilca

4.3 Mediciones realizadas

Se realizaron mediciones de armónicos en el sistema Pativilca para ver las condiciones iniciales de dicha red. Las mediciones se realizaron con la carga total de la SET PT (alimentadores PT-01, PT-02 y PT-03) de EDELNOR, de acuerdo a la NTCSE, la instalación del equipo se ha hecho por un periodo mayor a 7 días para prevenir cualquier eventualidad y así evitar tener una medición fallida por incumplimiento del número mínimo de registros (7 días x 24 horas x 6 intervalos/hora = 1008 registros). El equipo registra las mediciones cada 10 minutos.

a) Fecha de Inicio de Medición : 22/07/2002 14:11:35

b) Fecha de Fin de Medición : 05/08/2002 13:51:35

c) Equipo utilizado : Reliable Power Meters (RPM).

d) Resultados de Mediciones Obtenidas:

Tabla N° 4.1: Resultado de mediciones

Sucursal:		Id_OSINERG:		Pst_Valor _{max} :	15.757
Id_Equipo:		Sumi_Cliente:		Pst_Valor _{prom} :	0.281
s/n Equipo:		Regis_Totales:	2014	Pst_Valor _{min} :	0.135
Archivo:	Pativilca.xls	Regis_Procesa:		THD_Valor _{ma}	6.126 %
Fecha Inicio:	22 Jul 2002 14:11	Regis_Penal_Flick	0	THD_Valor _{pro}	3.170 %
Fecha Termin	05 Ago 2002 13:51	Regis_Penal_Arm	815	THD_Valor _{min}	0.823 %

4.4 Descripción del problema encontrado

De las mediciones realizadas se puede observar la presencia de armónicos, que en su mayoría corresponden al orden 5,7,11,13, etc., pero que no superan los límites establecidos en la NTCSE. Por otro lado, los armónicos que si superan las tolerancias son los de orden superiores e igual a 27, pero estas no son tan dañinas para la red. Dichos armónicos se pueden apreciar en las siguientes gráficas de la fig. 4.2.

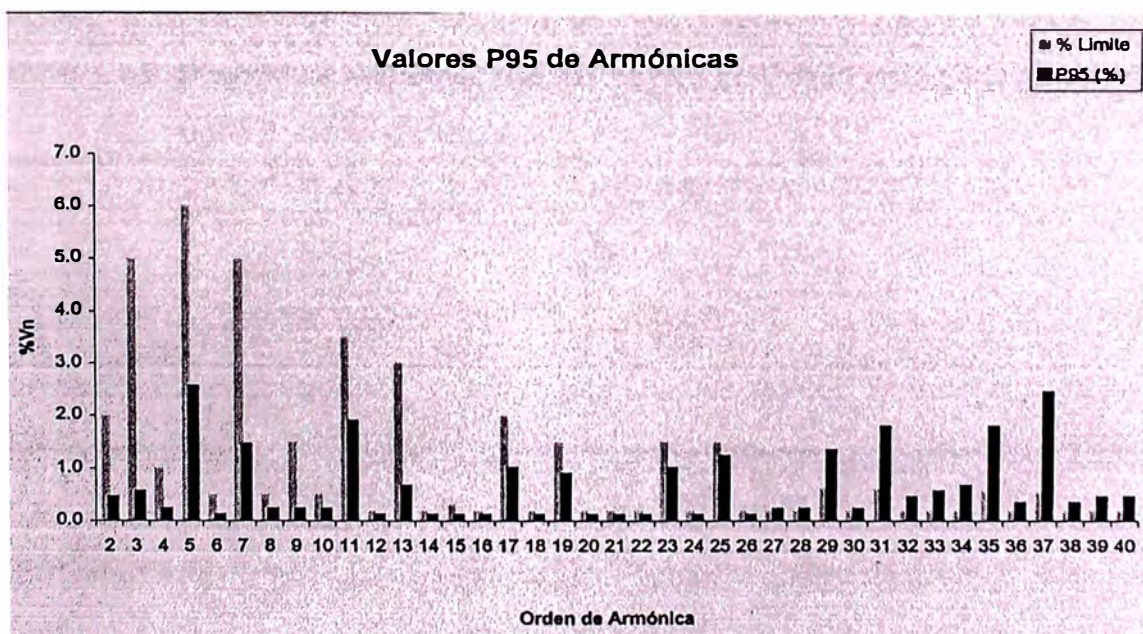


Fig. 4.2: Espectro de armónicos de acuerdo a las mediciones realizadas

4.5 Simulaciones utilizando filtros para la reducción de armónicos

Para la simulación del efecto de los filtros en la reducción de armónicos al incorporar al sistema Pativilca un banco de condensadores de 100 kVAR nos valdremos del programa Winharmony, que nos ayudara a realizar dichas simulaciones para este caso.

4.5.1 Parámetros utilizados para el sistema

Sistema : 13.8/10KV, 60 Hz

Banco de condensadores: 100 KVAR

Transformador: 2MVA, 13.8/10-6.6KV

Filtro: tipo shunt

4.5.2 Tolerancias utilizadas (según la NTCSE)

- a) Para la tensión : 8%
- b) Para la corriente : 5%

4.5.3 Simulación con banco de condensadores de 100 KVAR y filtro shunt

- a) Diagramas unifilares con valores de THD para cada simulación, ver fig. 4.3, fig. 4.4 y fig. 4.5.

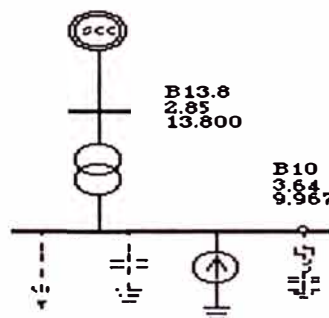


Fig. 4.3: Diagrama unifilar con valores de THD en condiciones normales (Sin banco de condensadores, ni filtro).

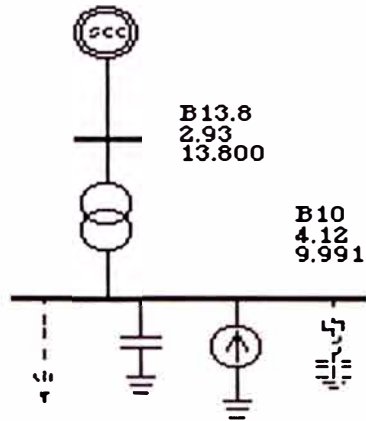


Fig. 4.4: Diagrama unifilar con valores de THD en cada barra utilizando sólo el banco de condensadores.

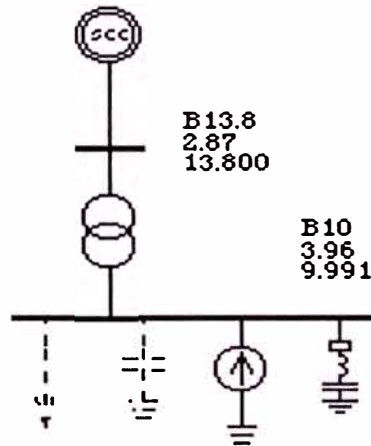


Fig. 4.5: Diagrama unifilar con valores de THD en cada barra utilizando un banco de condensadores de 100 KVAR y un filtro shunt de 6.7 armónicos.

b) Gráfica de Impedancia del sistema Pativilca en la barra de 10 KV, ver fig. 4.6.

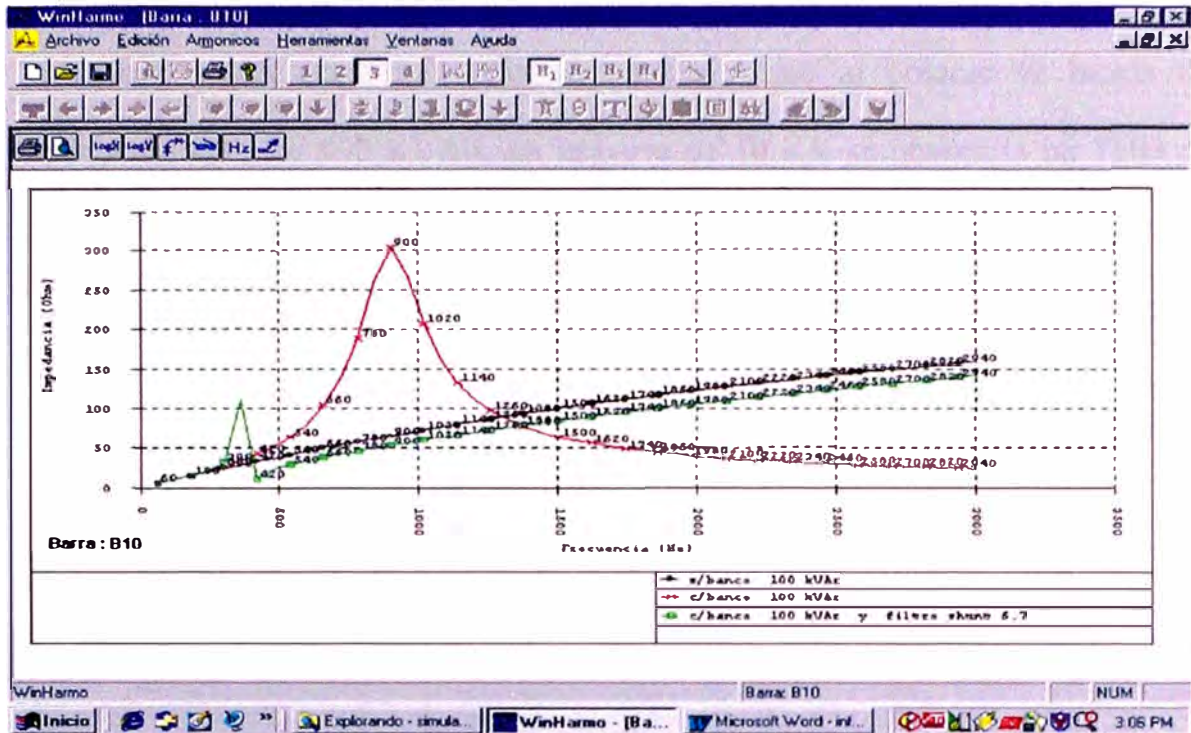


Fig. 4.6: Impedancia en barra de 10 KV para los tres casos: condición normal, con banco de condensadores y con banco de condensadores mas filtro shunt.

c) Espectro de armónicos de tensión en la barra de 10 KV, ver fig. 4.7.

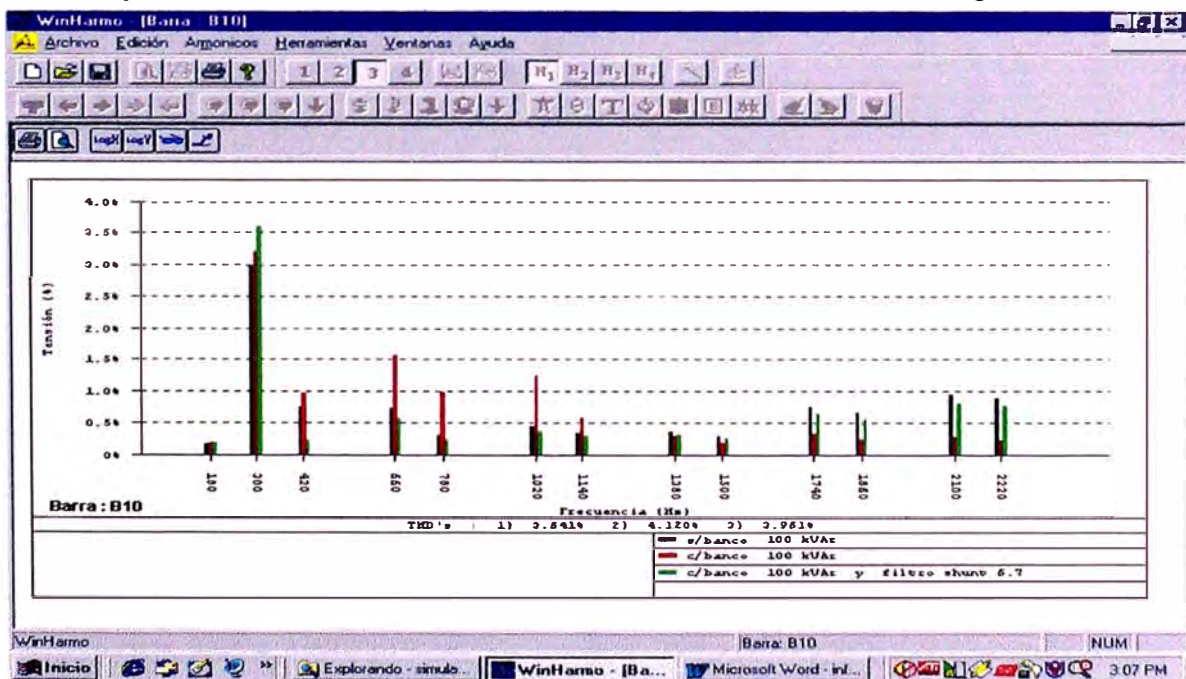


Fig. 4.7: Espectros de armónicos para los tres casos: condición normal, con banco de condensadores y con banco de condensadores mas filtro shunt.

4.6 Alternativa de solución

De las simulaciones realizadas se concluyó que al colocar el banco de condensadores de 100 KVAR, en la barra de 10 KV se obtendría un THD de 4.12% y la frecuencia de resonancia sería 900 Hz (15 armónica), mientras que al incluir el filtro shunt sintonizado en 6.7 armónico, el THD disminuiría a 3.96% y la frecuencia de resonancia sería a 360 Hz (6 armónica). Estos valores están dentro de los límites tolerables.

A continuación en la fig. 4.8 se muestra las características del filtro a utilizar.

WinHarmo - [Reporte16 rpt]

Archivo Edición Vista Ventanas Ayuda

Titulo General
 Subtitulo general
 Titulo del análisis 1
 Titulo del análisis 2
 Titulo del análisis 3
 Frecuencia Nominal : 60.0 Hz
 FILTRO SERIE : B10
 Corriente Nominal: 5.77 Amp
 I_{mas} (3) : 6.43 Amp Carga : 111.34% OK
 V_{mas} (3) : 5925.15 V Carga : 102.63% OK
 Tension Pico (3) : 9280.11 V Carga : 113.66% OK
 Carga de Reactivos (3) : 114.27%

h	Frec. (Hz)	(3)	Ih/In (%)	Ih (Amp)	Angulo (Grados)	Potencia (KW)	(KVAR)
3	180		0.677	0.039	173.52	0.000	-0.001
5	300		40.531	2.340	116.59	0.049	-1.456
7	420		16.497	0.952	1.67	0.008	0.036
11	660		3.656	0.211	-6.64	0.000	0.021
13	780		1.107	0.064	-8.16	0.000	0.003
17	1020		1.127	0.065	-10.61	0.000	0.004
19	1140		0.771	0.045	-11.64	0.000	0.002
23	1380		0.635	0.037	-13.41	0.000	0.002
25	1500		0.477	0.028	-14.15	0.000	0.001
29	1740		1.044	0.060	-15.40	0.000	0.007
31	1860		0.838	0.048	-15.90	0.000	0.005
35	2100		1.081	0.062	-16.71	0.000	0.009

WinHarmo Barra: Ninguno NUM

Inicio Explorando... WinHarmo... Microsoft Wo... Microsoft Ex... 2:10 PM

Fig. 4.8: Reporte de las características del filtro shunt utilizado.

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

1. Del presente informe se desprende que la correcta selección del Punto común de conexión en la red, es uno de los factores determinantes para la disminución tanto de los efectos que producen los aparatos perturbadores sobre la red como las perturbaciones que transmite la red sobre los receptores que son sensibles a ellas. Esta medida sólo puede adoptarse cuando se trata de una instalación que se va a conectar por primera vez, pero dada su importancia, debería ser tenida en cuenta desde la misma elaboración del proyecto de instalación.
2. Las empresas de Distribución deben realizar un estudio previo antes de dar el punto de conexión común donde se pretende conectar la carga del cliente. Para ello se puede tener dos criterios:
 - a) Para instalaciones que son sensibles a las perturbaciones, el estudio se debe basar en los siguientes puntos:
 - Si el receptor es inmune a los niveles de perturbaciones habituales en el punto de conexión común, se aceptaría su conexión

- En caso contrario, se buscará otra alternativa basada en posibles medidas de inmunización, ajuste de la protección, mejora de la calidad del suministro, etc.
 - Si, a pesar de todo esto, no se consigue una solución satisfactoria se debe plantear la elección de otro punto común de conexión.
- b) Para instalaciones que son potencialmente perturbadoras, el estudio se debe basar en los siguientes puntos:
- Evaluar si el nivel de perturbación general de la red, una vez conectado el nuevo usuario, se mantiene dentro de valores aceptables. Si es así, se aceptaría automáticamente su conexión.
 - En caso que el nivel de perturbación sobrepase los límites aceptables, se estudiarían soluciones que involucrarían la utilización de filtros, incremento de la potencia aparente de cortocircuito, etc.
 - Si, a pesar de todo esto, no se consigue reducir el nivel de emisión suficientemente, se estudiaría la elección de otro punto común de conexión.
3. Es importante notar que aunque la meta fundamental es la de reducir armónicos, otros costos o consideraciones no deben ser olvidados. Por ejemplo, supongamos instalar 1,000 filtros pasivos en una empresa. Si el costo de electricidad en el sitio es 8.8 centavos de dólar por kilovatio/hora, entonces el costo de electricidad por cada filtro es 0.74 centavos por hora. Lo cual no es malo hasta que se calcule para un intervalo de un año con 24 horas al día de operación. El costo entonces alcanza \$ 64,824 al año! Esto es pérdida, y en un ciclo de vida de cinco años puede exceder el costo de los filtros.

4. Finalmente se puede concluir que el sistema de corrección más apropiado para el control de armónicos, exige un estudio particular de cada caso, ya que cada tipo de emisión de armónicos suele requerir soluciones específicas. Es evidente que la solución ha de tener en cuenta el costo de los dispositivos, pero también tienen que ser considerados otros factores, tales como, el mantenimiento, la confiabilidad, el rendimiento, etc. Dentro de todo esto, si existiera la certeza de existencia de armónicos, el método más eficaz para su control sería mediante el uso de filtros híbridos (combinación de filtros pasivos y filtros activos).

APENDICE I

**CONFIGURACIÓN DE CIRCUITOS PARA ELIMINACIÓN DE
ARMÓNICOS UTILIZANDO FILTROS**

CONFIGURACIÓN DE CIRCUITOS PARA ELIMINACIÓN DE ARMÓNICOS UTILIZANDO FILTROS

Basada en las características precedentes de las cargas no lineales, se puede obtener 22 configuraciones de filtros (circuitos filtradores de armónicos), como los mostrados en las figuras (de la fig. 5 a la fig. 26). Aunque las figuras 5, 7, 9, 13, 19, 21, 23 y 25 son configuraciones muy conocidas, las figuras 6, 8 y 15 son menos conocidas, y las figuras 10, 12, 14, 16, 17, 18, 20, 22, 24 y 26 son nuevos y recientemente presentados aquí. Es conveniente notar que las figuras 5, 7, 9, 11, 13, 15, 17, 19, 21, 23 y 25 son duales a las figuras 6, 8, 10, 12, 14, 16, 18, 20, 22, 24 y 26, respectivamente [8].

Esta relación dual es originada de la dualidad de los dos tipos de fuentes armónicas y de los circuitos. Es evidente que otras combinaciones y modificaciones basados en estas 22 configuraciones básicas son posibles.

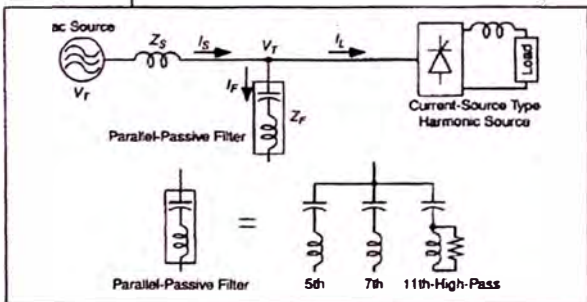


Fig. 5. Basic parallel-passive filter for current-source nonlinear loads.

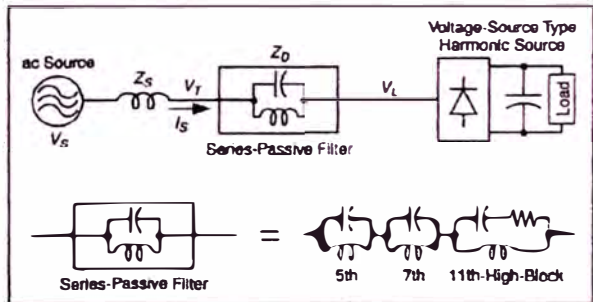


Fig. 6. Basic series-passive filter for voltage-source nonlinear loads.

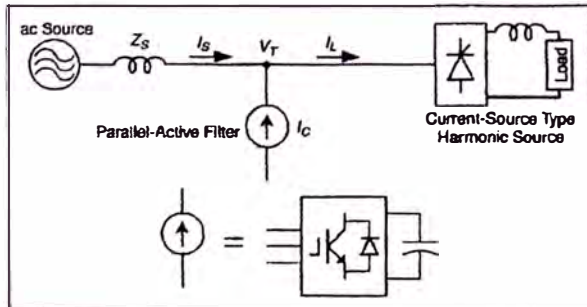


Fig. 7. Basic parallel-active filter for current-source nonlinear loads.

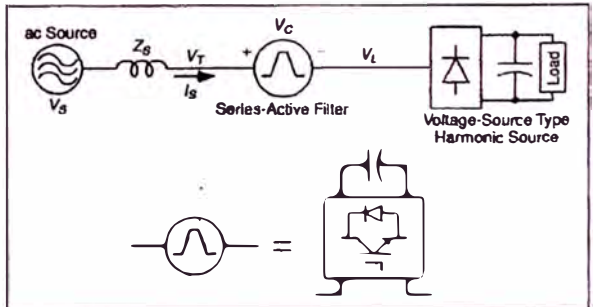


Fig. 8. Basic series-active filter for voltage-source nonlinear loads.

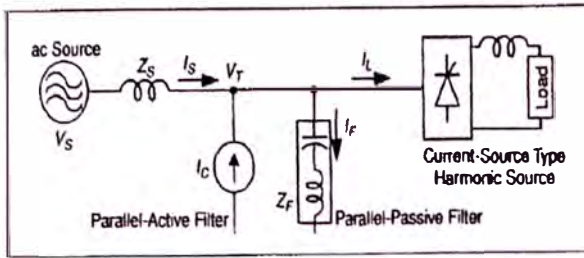


Fig. 9. Parallel combination of parallel-active and parallel-passive filters for current-source nonlinear loads.

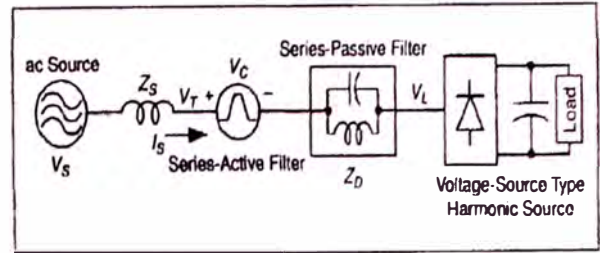


Fig. 10. Series combination of series-active and series-passive filters for voltage-source nonlinear loads.

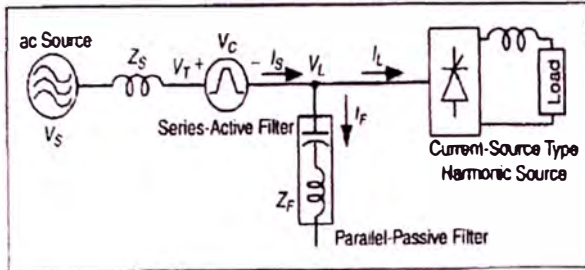


Fig. 11. Hybrid of series-active and parallel-passive filters for current-source nonlinear loads.

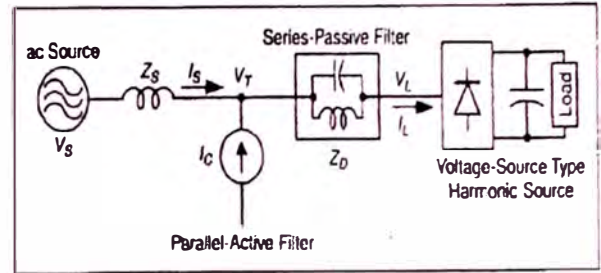


Fig. 12. Hybrid of parallel-active and series-passive filters for voltage-source nonlinear loads.

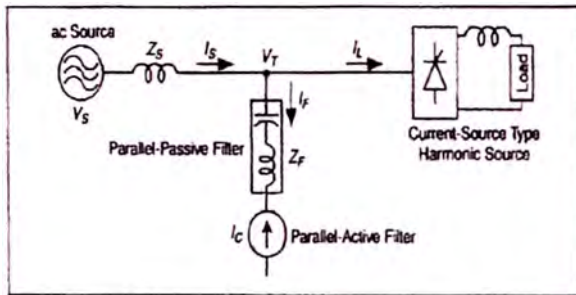


Fig. 13. Series combination of parallel-passive and parallel-active filters for current-source nonlinear loads.

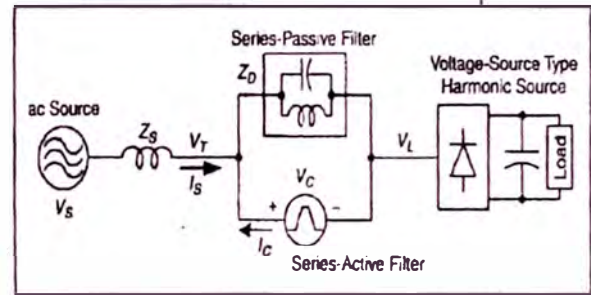


Fig. 14. Parallel combination of series-passive and series-active filters for voltage-source nonlinear loads.

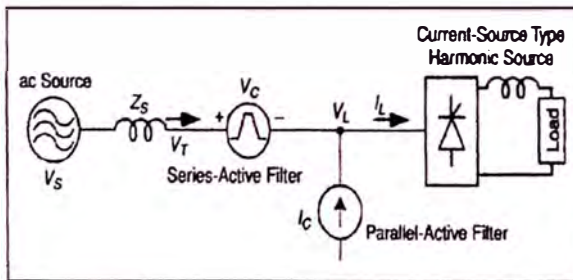


Fig. 15. Combined system of series-active and parallel-active filters for current-source nonlinear loads.

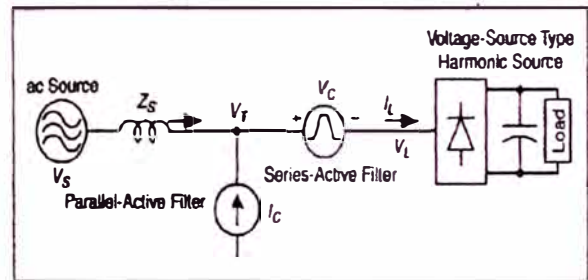


Fig. 16. Combined system of parallel-active and series-active filters for voltage-source nonlinear loads.

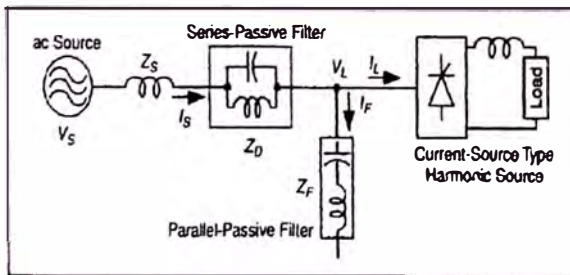


Fig. 17. Combined system of series-passive and parallel-passive filters for current-source nonlinear loads.

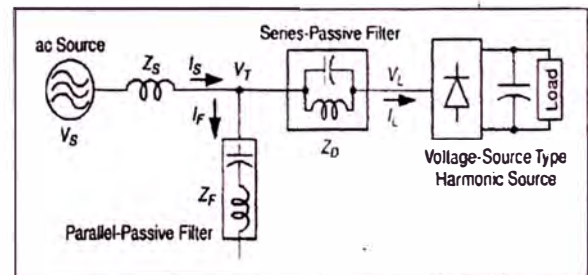


Fig. 18. Combined system of parallel-passive and series-passive filters for voltage-source nonlinear loads.

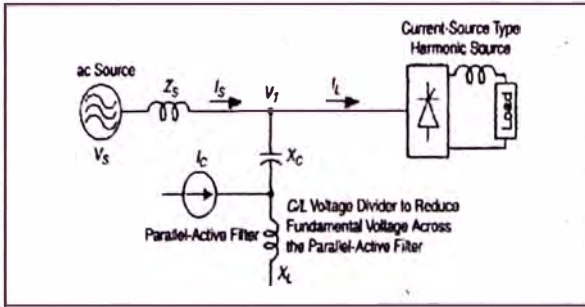


Fig. 19. Circuit I to reduce fundamental voltage of parallel-active filter.

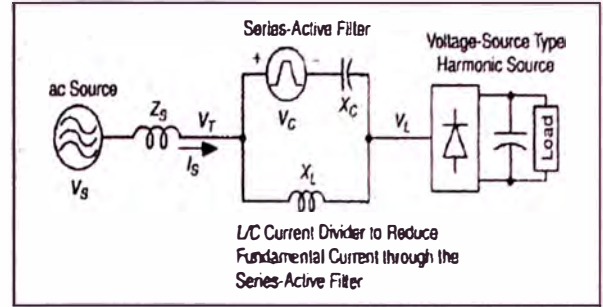


Fig. 20. Circuit I to reduce fundamental current of series-active filter.

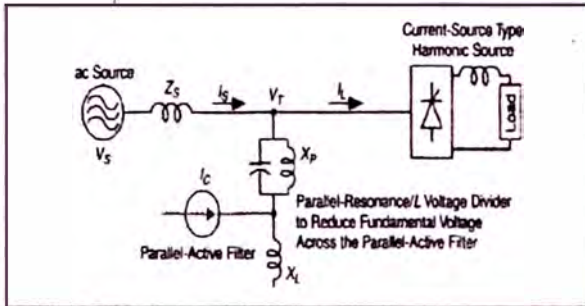


Fig. 21. Circuit II to reduce fundamental voltage of parallel-active filter.

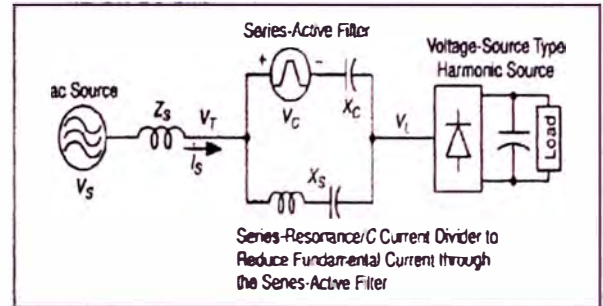


Fig. 22. Circuit II to reduce fundamental current of series-active filter.

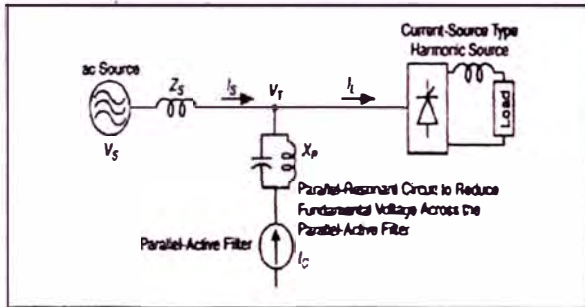


Fig. 23. Circuit III to reduce fundamental voltage of parallel-active filter.

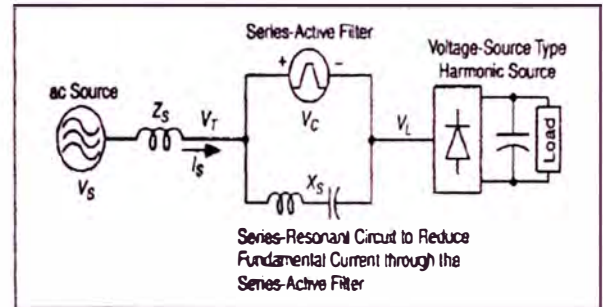


Fig. 24. Circuit III to reduce fundamental current of series-active filter.

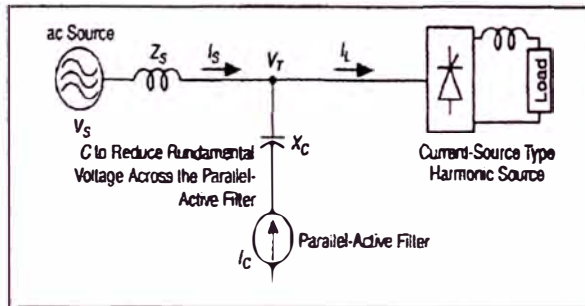


Fig. 25. Circuit IV to reduce fundamental voltage of parallel-active filter.

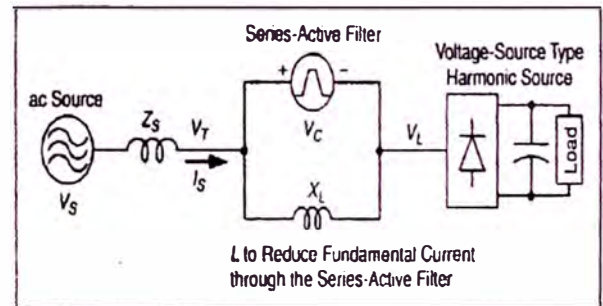


Fig. 26. Circuit IV to reduce fundamental current of series-active filter.

BIBLIOGRAFÍA

- [1] UNESA, GUIA SOBRE LA CALIDAD DE LA ONDA EN LAS REDES ELECTRICAS. Comité de Distribución – Comisión Técnica 1996.
- [2] James K. Phipps, A TRANSFER FUNCTION APPROACHE TO HARMONIC FILTER DESIGN, IEEE Industry Applications Magazine 1997.
- [3] C.J. Hatziadoniu, TIME DOMAIN METHODS FOR THE CALCULATION OF HARMONIC PROPAGATION AND DISTORTION, IEEE Transactions on Power Systems 1996.
- [4] S.Mark Halpin, Paulo F. Ribeiro, and J.J. Dai, FREQUENCY-DOMAIN HARMONIC ANALYSIS METHODS, IEEE Transactions on Power Systems 1996.
- [5] Paulo F. Ribeiro, DISTRIBUTION SYSTEM AND OTHER ELEMENTS MODELING, IEEE Transactions on Power Systems 1996.
- [6] Denis Koch, CUADERNO TECNICO MERLIN GERIN N° 152, Gropu Schneider 1993
- [7] PO-TA-Cheng, Depark M Divan, APLICACION OF DOMINANT HARMONIC ACTIVE. IEEE Transaction on Power Delivery 1999.
- [8] Fang Z. Peng, HARMONIC SOURCES AND FILTERING APPROACHES, IEEE Industry Applications Magazine 2001.

- [9] S.L.Clark, P. Famouri, and W.L.Cooley, ELIMINATION DE SUPPLY HARMONICS, IEEE Industry Applications Magazine 1997.
- [10] Norma Técnica de Calidad de los Servicios Eléctricos, D.S. 020-97-EM.
- [11] Base Metodológica, OSINERG N° 295-1999-OS/CD
- [12] Jos Arrillaga, Bruce C. Smith, Neville R. Watson, Alan R. Wood. POWER SYSTEM HARMONIC ANALYSIS. Editorial John Wiley & Sons 1997.
- [13] Guide for Applying Harmonic Limits on Power Systems. 1994.
- [14] Gary W.K. Chang, Wilsun Xu, MODELING OF HARMONIC SOURCES POWER ELECTRONIC CONVERTERS, IEEE Transactions on Power Systems 1996.