

Calidad de la Energía Eléctrica

Manuel Pérez Donstón

Universidad de Vigo



CAPÍTULO 9

Armónicos

9. Armónicos

9. 1. Distorsión armónica

La distorsión armónica en la red de alimentación es principalmente debida a las cargas no lineales de clientes conectados en todos los niveles de tensión de la red de alimentación.

Se dice que existe distorsión armónica cuando la onda sinusoidal perfecta que generan las centrales eléctricas, sufre deformaciones en las redes de alimentación de los usuarios. Los armónicos son senoides, de frecuencia múltiplo de la fundamental, que se superponen a esa onda sinusoidal inicialmente pura.

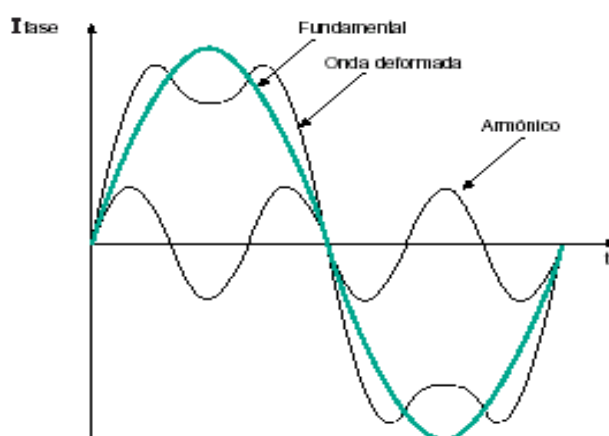


Figura 9.1. Onda de tensión deformada.

La EN 50160 define la tensión armónica como *”Tensión senoidal cuya frecuencia es un múltiplo entero de la frecuencia fundamental de la tensión de alimentación”*.

El grado de deformación de una onda de tensión o de intensidad se cuantifica mediante su análisis frecuencial. Este análisis se hace normalmente mediante la transformada rápida de Fourier, un algoritmo de cálculo que 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, cuya frecuencia nominal es de 50 Hz (ó 60 Hz).
- ◆ Las componentes de las frecuencias armónicas, múltiplos de 50Hz. Reciben la denominación de armónicos de tensión o de intensidad y su presencia debe limitarse.

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

Cuando la señal posee una componente superpuesta a la onda fundamental de frecuencia no múltiplo de la fundamental, se habla de componentes interarmónicas, que pueden aparecer tanto en baja tensión como en alta tensión.

Según la EN 50160, la tensión interarmónica es una tensión sinusoidal cuya frecuencia está comprendida entre las frecuencias de las tensiones armónicas, o sea, cuya frecuencia no sea múltiplo entero de la frecuencia fundamental. Indica la experiencia que las tensiones a frecuencias interarmónicas tienden a crecer debido, por ejemplo, al número creciente de convertidores e interruptores estáticos instalados en la red.

Los armónicos de corriente de diferentes fuentes producen armónicos de tensión a través de la impedancia de la red. En la práctica las amplitudes de estos armónicos suelen ser decrecientes a medida que aumenta su número de orden “n”, de forma que los armónicos de orden superior a 20 rara vez suelen tener efectos importantes sobre la red y receptores contiguos. Lo mismo puede decirse de los armónicos de tensión que pueden aparecer en cualquier punto de la red.

9.2. Valores de referencia

Para caracterizar a los armónicos se suelen utilizar diversos parámetros, que son los siguientes:

- **Espectro de frecuencias.** Para cada uno de los armónicos se enumeran su frecuencia y su amplitud, de forma que se conoce la distribución amplitudes–frecuencias. Normalmente en vez de estos valores se utilizan:

- **Rango (orden) de un armónico**, que es un número entero dado por la relación entre la frecuencia propia del armónico y la de la componente fundamental.

$$n = \frac{f_n}{f_1} \quad (9.1)$$

Así pues, el orden del armónico es el número entero de veces que la frecuencia de ese armónico es mayor que la componente fundamental.

Evaluación de la distorsión armónica

Las tensiones armónicas pueden ser evaluadas:

- ◆ Individualmente, según su amplitud relativa (U_n o I_n) con relación a la tensión o corriente fundamental (U_1 o I_1), donde n representa el orden del armónico.
- ◆ Globalmente, es decir, según el valor de la tasa de distorsión armónica total THD.
- **Tasa de distorsión armónica** (*Harmonic Distortion, HD*), que es la relación entre el valor eficaz de un armónico y el valor eficaz del fundamental. Se suele expresar como porcentaje.

$$HD\% = \frac{U_n}{U_1} \cdot 100 \Leftrightarrow HD\% = \frac{I_n}{I_1} \cdot 100 \quad (9.2)$$

donde: U_n o I_n valores eficaces de corriente y tensión del armónico orden n
 U_1 o I_1 valores eficaces de corriente y tensión de la componente fundamental.

- **Tasa de distorsión armónica total (THD).** La tasa de distorsión total (*Total Harmonic Distortion*, THD), se definió debido a la necesidad de poder cuantificar numéricamente los armónicos existentes en un determinado punto de medida. Es un índice que da una medida de la deformación de la onda debido al efecto combinado de varios armónicos. Suele ser la forma más utilizada de medir la deformación de la onda y se define en términos de las amplitudes de los armónicos U_n .

- La THD puede ser de tensión, THD_u o de corriente, THD_i . Es la relación del valor eficaz de la suma de todas las componentes armónicas hasta un orden especificado (H^1) respecto al valor eficaz de la componente fundamental.

$$THD_u = \sqrt{\sum_{n=2}^H \left(\frac{U_n}{U_1} \right)^2} \Leftrightarrow THD_i = \sqrt{\sum_{n=2}^H \left(\frac{I_n}{I_1} \right)^2} \quad (9.3)$$

Normalmente, se expresa en % y tiene la ventaja de que se puede calcular rápidamente y resulta ser una medida de la deformación de la función en estudio ampliamente utilizada. El principal inconveniente que presenta es la pérdida de información detallada del espectro completo.

Se pueden utilizar otras expresiones similares aplicando pesos a los distintos armónicos. En concreto se puede definir para los condensadores y para las inductancias y se aplica solo a tensiones.

Para las inductancias, se puede definir la expresión (9.4)

$$D_{ind} = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^N \frac{U_n^2}{n^\alpha}}}{U_1} \quad (9.4)$$

Siendo $\alpha=1.....2$

D_{ind} es una medida aproximada de la fatiga térmica adicional en inductancias, tales como núcleos magnéticos, motores de inducción y particularmente para generadores síncronos.

Para condensadores, se define la expresión (9.5).

$$D_c = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^N (n \cdot U_n)^2}}{U_1} \quad (9.5)$$

D_c es una medida aproximada del estrés térmico adicional de los condensadores conectados al sistema.

- **Interarmónico parcial de orden n (PIH_n),** que evalúa los interarmónicos (X_m) que se encuentra entre los armónicos de orden n y n+1:

$$PIH_n = \frac{\sqrt{\sum_{m=n+1}^{m < n+1} X_m^2}}{PIH_1} \quad (9.6)$$

Los armónicos se clasifican, como se puede ver en la tabla (9.1), por su orden, frecuencia y secuencia.

¹ La norma CEI considera hasta un orden de 40.

Tabla 9.1. Clasificación de los armónicos

Orden	Frecuencia	Secuencia
1	50	+
2	100	-
3	150	0
...	...	...

La secuencia de un armónico se refiere al giro del fasor del armónico con respecto a la componente fundamental y puede ser positiva, negativa o homopolar (0). Si se utiliza como ejemplo un motor asíncrono trifásico de cuatro hilos, entonces los efectos que provocan los armónicos de diferentes secuencias, son los siguientes:

1. **Secuencia positiva:** tiende a hacerlo girar en el mismo sentido que la componente fundamental (rotación directa). Los armónico de esta secuencia pueden producir también calentamiento de conductores y rotura de circuitos.

2. **Secuencia negativa:** se produce una rotación inversa que conlleva al frenado del motor, además, los armónicos con esta secuencia provocan también el calentamiento de conductores y, por consiguiente, el del motor.

3. **Secuencia homopolar:** no tiene sentido de rotación, pero los armónicos de esta secuencia pueden causar calentamiento. Los armónicos múltiplos del 3º son llamados “Triplens” y tienen secuencia homopolar. Estos armónicos sí que se sumarían en el hilo de neutro, ello supone que por el conductor de neutro puede circular tres veces más corriente del tercer armónico que por cualquiera de los conductores de fase.

Otra clasificación de este tipo de perturbación es, en armónicos pares e impares. Los **armónicos pares**, no causan problemas y sólo se presentan cuando existe asimetría en la señal debida a la componente continua². La presencia de los armónicos pares es a menudo un indicio de que algo funciona mal, ya sea en el dispositivo que se analiza o en el equipo de medida que realiza el registro.

Los **armónicos impares** son los que, normalmente, se encuentran en las instalaciones eléctricas industriales y edificios comerciales. Estos quedan añadidos al neutro (en vez de cancelarse unos con otros).

El conjunto de las tasas mencionadas constituye la base del nivel de compatibilidad electromagnética (nivel de CEM) para la distorsión armónica. Existen niveles de CEM para las redes de alta, media y baja tensión. Estos niveles de CEM son valores de referencia, definidos para conseguir una coordinación entre equipos perturbadores y equipos susceptibles, que se supone cubre el 95% de los casos posibles, tanto desde el punto de vista del tiempo, cómo del espacio.

A fin de asegurar que los niveles de CEM fijados para las redes, no sean superados por las emisiones de usuarios que posean equipos perturbadores, las empresas eléctricas y la administración, en base a la normativa en vigor, establecen límites para las tasas de cada armónico que puede generarse y para la tasa de distorsión total. El conjunto de estas tasas constituye el límite de emisión para la distorsión armónica, cuyos valores están normalmente por debajo del nivel de CEM del que se trata.

La propagación de los armónicos en un sistema eléctrico, se produce desde el nivel de tensión en el que han sido generados, a todos los demás, tanto superiores cómo inferiores. Por ello, antes de aceptar la conexión a la red de nuevos suministros a usuarios que posean equipos perturbadores, las empresas eléctricas hacen una evaluación para comprobar que la emisión a la red de la nueva perturbación respeta los límites permitidos. De esta forma, se asegura con un alto grado de probabilidad, no inferior al 95%, que los niveles de CEM fijados no serán superados y que, por tanto, los aparatos y demás elementos del sistema funcionarán de manera satisfactoria en su entorno electromagnético, soportando sin alteraciones en su funcionamiento la perturbación existente.

² Componente continua de la tensión o de la corriente (U_0 ó I_0): Componente de orden cero de la serie de armónicos. Aparece sólo si las áreas de los semiciclos positivo y negativo no son iguales.

9.3. Límites normalizados

La serie de normas de compatibilidad electromagnética (IEC 61000), definen ciertos límites que se refieren a los armónicos, especialmente:

- ◆ IEC 61000-3-2 que define los límites de emisión de corriente armónica por los aparatos que consumen menos de 16 A por fase, (salvo ciertas categorías de aparatos). El caso de aparatos que consumen más de 16 A y hasta 75 A,, se examina en el documento técnico IEC 61000-3-4 y se precisa mediante la norma IEC 61000-3-12.
- ◆ IEC 61000-2-2 que define los niveles de compatibilidad de tensiones armónicas en las redes públicas BT.
- ◆ IEC 61000-2-4 que define los niveles de compatibilidad en las redes de las instalaciones industriales.

Un nivel de compatibilidad no es un límite absoluto, puede sobrepasarse, aunque la probabilidad debe ser baja.

Según la norma UNE EN 50160, y teniendo en cuenta los índices estudiados anteriormente, se establecen unas tasas de distorsión de forma individual, que no deben ser sobrepasadas en cualquier lugar de la red, con una probabilidad mínima del 95% para los valores de cada armónico promediados en 10 minutos durante cada periodo de observación de una semana. La tabla 9.2 recoge estos límites para cada armónico, hasta el armónico de orden 25. Normalmente los armónicos de orden superior al 25 o al 50 (dependiendo del sistema) no se tienen en cuenta, se desestiman. Si bien pueden causar interferencia con dispositivos electrónicos de poca potencia, por ejemplo de comunicaciones, normalmente no ocasionan trastornos de importancia en el sistema de alimentación.

En cuanto a la tasa de distorsión total (THD), no debe sobrepasar el 8%, comprendiendo todos los armónicos hasta el armónico de orden 40, en redes de baja y media tensión y el 3% en redes de alta tensión.

La norma UNE EN 50160 se refiere a las características de la tensión entregada por las redes públicas de distribución, que se muestran en la *tabla 9.2*.

Tabla 9.2 Límites de la distorsión armónica de tensión.

ARMÓNICOS IMPARES						ARMÓNICOS PARES		
No múltiplos de 3			Múltiplos de 3					
Orden	HD (%)		Orden	HD (%)		Orden	HD (%)	
n	BT/MT	AT	n	BT/MT	AT	n	BT/MT	AT
5	6.0	2.0	3	5.0	2.0	2	2.0	1.5
7	5.0	2.0	9	1.5	1.0	4	1.0	1.0
11	3.5	1.5	15	0.3	0.3	6	0.5	0.5
13	3.0	1.5	21	0.2	0.2	8	0.5	0.2
17	2.0	1.0	>21	0.2	0.2	10	0.5	0.2
19	1.5	1.0				12	0.2	0.2
23	1.5	0.7				>12	0.2	0.2
25	1.5	0.7						
>25	.2+1.3*25/n	0.2+12.5/n						

9.4. Descomposición en series de Fourier

En todo estudio armónico es importante tener en cuenta la descomposición en series de Fourier de una función periódica de período conocido, ya que este camino es la base del estudio de la distorsión armónica. La descomposición en series de Fourier permite calcular las componentes de frecuencias múltiples de la fundamental de una onda periódica.

Esta metodología se estableció cuando el matemático Jean Baptiste Joseph Fourier postuló que toda función repetitiva y continua en el intervalo T, puede ser representada por la suma de una componente senoidal fundamental y una serie de componentes armónicas que son múltiplos enteros de la frecuencia fundamental.

La serie armónica que resulta es la denominada Serie de Fourier, la cual establece una relación entre la función expresada en el dominio del tiempo y su expresión correspondiente en el dominio de la frecuencia.

En la vida real la información se obtiene tomando muestras de amplitud a intervalos fijos de tiempo. Cuando la información se obtiene de esa forma, la Transformada de Fourier se convierte en la Transformada Discreta de Fourier y su solución eficaz por ordenador se entiende como la transformada rápida de Fourier. A continuación, se muestra un método para describir formas de onda periódicas no senoidales y utilizarlas como entradas (fuentes) en los circuitos y sistemas. Este método se basa en el desarrollo en series de Fourier.

La mayoría de las formas de onda no senoidales se pueden expresar como una suma de componentes senoidales, cada una con distinta frecuencia, amplitud y desplazamiento de fase. Excepto en casos especiales, es necesario teóricamente un número infinito de componentes. Sin embargo, prácticamente suelen resultar suficientes unos cuantos términos para conseguir una aproximación razonable a la onda senoidal deseada.

Puesto que se sabe cómo obtener la respuesta particular de cualquier sistema lineal a una fuente senoidal única, se puede utilizar el principio de superposición para hallar primero la respuesta del sistema a cada una de las componentes senoidales, y después, sumar todas estas respuestas. Así la serie de Fourier proporciona un método para descomponer una forma de onda periódica complicada en un número de simples sinusoides, con las que ya se sabe cómo operar. El principio de superposición permite sumar todas estas respuestas para obtener la respuesta particular a la entrada no senoidal.

Suponiendo que se tiene una función periódica del tiempo $f(t)$ y que se quiere desarrollar la serie de Fourier. ¿Cómo calcular los valores de los coeficientes de la serie? En esta sección se expone un procedimiento general para el cálculo de dichos coeficientes.

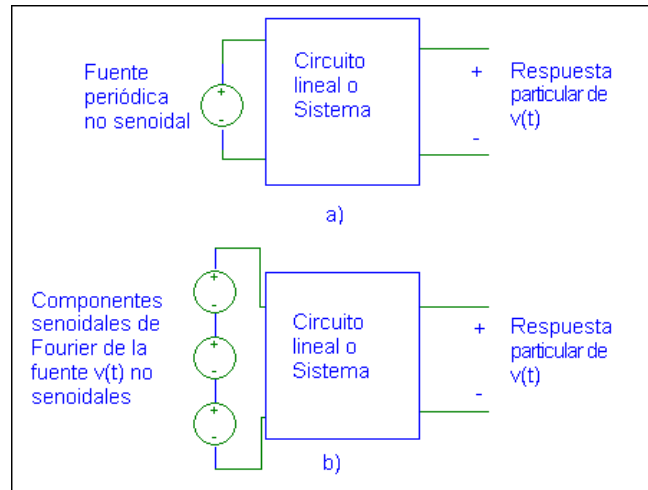


Figura 9.2. Utilización de la serie de Fourier y superposición para obtener la respuesta a una entrada periódica no senoidal.

Primero se considera la forma general sen-cos:

$$f(t) = \frac{a_0}{2} + a_1 \cos \omega_0 t + a_2 \cos 2\omega_0 t + a_3 \cos 3\omega_0 t + b_1 \sin \omega_0 t + b_2 \sin 2\omega_0 t + b_3 \sin 3\omega_0 t + \dots \quad (9.7)$$

Donde:

$$a_0 = \frac{1}{T} \cdot \int_{t_0}^{t_0+T} f(t) \cdot dt \quad (9.8)$$

$$a_k = \frac{1}{T} \cdot \int_{t_0}^{t_0+T} f(t) \cdot \cos(k\omega_0 t) \cdot dt \quad (9.9)$$

$$b_k = \frac{1}{T} \cdot \int_{t_0}^{t_0+T} f(t) \cdot \sin(k\omega_0 t) \cdot dt \quad (9.10)$$

Al primer término dependiente del tiempo de la serie de Fourier se le llama componente fundamental y a los restantes componentes armónicas (segundo armónico, tercer armónico, etc. según el subíndice).

9.5. Condiciones de medida

La medida básica de los armónicos e interarmónicos de tensión, se realizará de acuerdo a lo especificado en la norma UNE EN 61000-4-7 (IEC 61000-4-7) clase A, según la cual el equipo debe seguir el esquema de la *figura 9.3*.

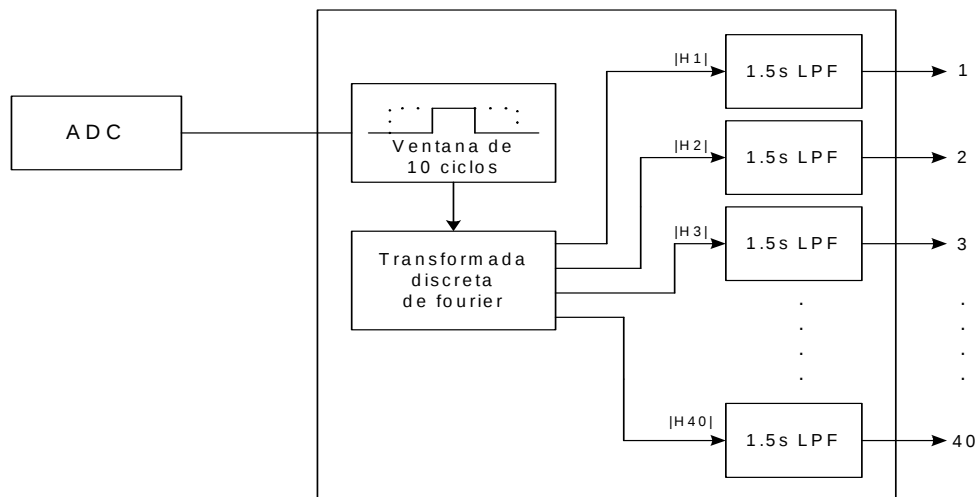


Figura 9.3. Esquema de un equipo medidor de armónicos e interarmónicos.

No obstante, puede ser utilizado un equipo del tipo de un registrador del valor de tensión monofásico con un software asociado. Este equipo deberá permitir calcular el valor de la distorsión armónica total como forma de identificar las zonas de la red con problemas.

El punto de medida en redes de baja y media tensión será el punto frontera, el CCTT y las salidas de MT de las subestaciones.

Para la medida de armónicos se suele considerar el orden 40 (aunque algunos autores consideran el orden 25 y otros el 50) como el límite superior y la componente continua como el inferior.

Se especifican también las características específicas en función de las señales a medir:

- 1.- **Armónicos que varían lentamente** (casi-estacionarios). No es preciso realizar un análisis continuo; por lo cual, se permite establecer intervalos (generalmente se toman 10 minutos) entre las sucesivas medidas. Este es el caso de:
 - Medida de corrientes armónicas constantes, como las que producen los rectificadores no controlados.
 - Medidas de armónicos de larga duración realizadas en la red de alimentación cuando no se consideran importantes los efectos instantáneos de los mismos.
- 2.- **Armónicos fluctuantes**. Es preciso realizar medidas prácticamente de forma continua en tiempo real. Este es el caso de:
 - Corriente armónica producida por un regulador de velocidad.
 - Electrodomésticos con regulación electrónica y control de fase.
- 3.- **Armónicos que varían rápidamente** (o ráfagas muy cortas de armónicos). Es preciso realizar la medida continua en tiempo real. Este es el caso de:
 - Receptores de telemando en la red
- 4.- **Interarmónicos** y otras componentes no deseables.

Es necesario definir con precisión los límites entre las tres primeras categorías, lo cual es un problema habitual.

La instrumentación debe contar con una circuitería (hardware) de entrada que cumpla con las siguientes características:

1.- Circuito de tensión:

- Debe conservar sus características y precisión hasta 1,2 veces el valor nominal con indicación de sobrecarga.
- Debe soportar una tensión de 4 veces la tensión nominal ó 1 kV de valor eficaz (la menor de las dos) durante un segundo.
- Se sugieren como tensiones nominales: 115, 230 y 400 V.
- El consumo de energía debe ser menor de 3VA.

2.- Circuito de intensidad:

- La medida directa de corriente deberá contar con los valores nominales siguientes: 0,1; 0,2; 0,5; 1; 2; 5; 10 y 16 A.
- El consumo de energía debe ser menor de 3 VA.
- La medida indirecta de intensidad debe realizarse mediante transductores que proporcionen valores de tensión entre 0,1 y 1,0 V.
- Debe soportar de forma continua 1,2 veces la intensidad nominal y 10 I_n durante un segundo sin deterioro.

La norma establece dos clases de precisión A y B, según se establece en la *tabla 9.3*.

Tabla 9.3. Requisitos de precisión para la medida de armónicos

Clase	Medida	Condiciones	Error máximo permitido
A	Tensión	$V_m \geq 1\% V_n$ $V_m \leq 1\% V_n$	5% V_m 0,05% V_n
	Corriente	$I_m \geq 1\% I_n$ $I_m \leq 1\% I_n$	5% I_m 0,15% I_n
B	Tensión	$V_m \geq 3\% V_n$ $V_m < 3\% V_n$	5% V_m 0,15% V_n
	Corriente	$I_m \geq 10\% I_n$ $I_m < 10\% I_n$	5% I_m 0,5% I_n

La tabla 9.3 marca los requisitos de precisión según la clase de los transformadores de medida utilizados. En general, se utilizan transformadores con un error relativo inferior al 5% ó 5°.

Se establecen conclusiones en la norma EN 61000-4-7 para los transformadores de medida utilizados en la medida de armónicos y que son las siguientes:

- Los TT (transformadores de tensión) y TI (transformadores de intensidad) están bien adaptados para la medida de las frecuencias armónicas en BT (baja tensión).
- Considerando sólo la precisión requerida de la amplitud del 5%, los TT en MT (media tensión) parecen en general estar bien adaptados hasta 1 kHz, cerca del 60% de todos los TT que cubren todo el rango de armónicos.
- Con el requisito adicional del 5% de precisión, los TT en MT parecen estar bien adaptados hasta 700 Hz, cerca del 50% de todos los TT que cubren todo el rango de armónicos.
- A pesar de las escasas medidas que se tienen de los TI en MT, se puede decir que están bien adaptados para las medidas de las amplitudes en el rango de armónicos. En el caso de la medida de ángulo de fase, este rango se reduce alrededor del 1,5 kHz.
- Los TT en AT (alta tensión), suelen estar bien adaptados hasta solamente 0,5 kHz. Si se toman medidas apropiadas para obtener una buena relación de transformación, los TT pueden cubrir el rango total de armónicos.
- Los TT en MAT (muy alta tensión) no suelen estar bien adaptados para armónicos superiores al quinto. Si se toman disposiciones de medida apropiada, los errores suelen ser aceptables hasta 1 kHz.
- Se dispone de pocas medidas de TI en AT y en MAT. Aunque, normalmente, el error en función de la frecuencia de los TI suele ser menor que el de los TT, este puede ser bastante grande.

Usualmente, la medida de la distorsión armónica se realiza mediante equipos que trabajan en el dominio del tiempo, equipos que a su vez también se pueden utilizar para la medida de otros tipos de perturbaciones, sin embargo, en el pasado se han utilizado también equipos que trabajaban en el dominio de la frecuencia.

Normalmente, los módulos de que dispone un equipo de medida para el tratamiento digital de la señal, son los siguientes:

- Filtro antialiasing.
- Circuito de muestreo y retención y convertidor analógico-digital.
- Sistema de sincronización de la frecuencia base de la señal y ventana de ponderación.
- Procesador FFT.
- Procesador aritmético.

La señal proveniente de los transformadores de medida debe ser filtrada para evitar problemas de solapamiento espectral (*aliasing*). El aliasing está relacionado con el teorema de Nyquist que establece que la frecuencia de muestreo de una señal debe ser al menos el doble de la frecuencia máxima de la señal a muestrear. La norma sugiere un número de muestras $M=2^i$, siendo i típicamente 7 u 8, distribuidas sobre un tiempo T_w múltiplo entero N del período fundamental T_1 de la tensión de red, $T_w=NT_1$. Siendo, por lo tanto, la frecuencia de muestreo $f_s=2^i/NT_1$.

Previamente a obtener las componentes armónicas mediante la transformada rápida de Fourier (FFT), las N muestras de la ventana temporal T_w se deben ponderar mediante una función ventana. La norma aconseja la utilización de la ventana rectangular que pondere todas las muestras de la misma forma, aunque también se puede utilizar la ventana de Hanning (corresponde a la función sen^2x). Para utilizar la ventana rectangular se precisa una perfecta sincronización de su duración con el período básico de la señal, lo cual es especialmente importante para obtener la fase de las componentes armónicas.

Como se puede ver en la *tabla 9.4*, para cada tipo de carga y; por lo tanto, de armónicos es conveniente utilizar un tipo de ventana y unos requisitos específicos.

Tabla 9.4. Requisitos básicos de medida para diferentes tipos de armónicos.

Tipo de armónico	Anchura de ventana recomendada	Ancho de banda	Requisitos adicionales
Casi estacionarios	$T_w=0,1 \text{ s} - 0,3 \text{ s}$	Rectangular	Puede haber intervalos entre ventanas
	$T_w=0,15 \text{ s} - 0,05 \text{ s}$	Hanning	
Fluctuantes	$T_w=0,32 \text{ s}$	Rectangular	Sin intervalo
	$T_w=0,4 \text{ s} - 0,5 \text{ s}$	Hanning	Solapamiento mitad a mitad
Rápidamente variables	$T_w=0,08 \text{ s} - 0,16 \text{ s}$	Rectangular	Sin intervalo

Es importante establecer el procedimiento de valoración numérica de las medidas, pues en caso contrario diferentes instrumentos de medida pueden proporcionar resultados distintos para una misma señal. En la norma UNE EN 61000-4-7, se establecen tres modos distintos de operación:

- **Mono disparo.** La FFT se calcula a partir de las muestras de una única ventana que se acciona mediante una señal de disparo (*trigger*) externa. Los resultados se almacenan internamente.
- **Operación continua.** El intervalo de repetición se puede seleccionar entre 1 minuto y la operación en tiempo real sin interrupción. En este modo se debe proporcionar un almacén interno de unas 5000 ventanas.
- **Operación continua y almacenamiento de resultados que excedan de un cierto umbral.** En este modo los resultados se almacenan únicamente si uno o más armónicos rebasan los valores límites preseleccionados.

Teniendo en cuenta que el período de medida puede extenderse desde unos pocos segundos a una semana o más, es necesarios especificar la metodología a utilizar para optimizar recursos en la instrumentación y para proporcionar resultados que se puedan analizar correctamente. La norma establece cinco tipos de intervalos de medida. En la *tabla 9.5* se resumen los valores relativos a cada tipo de intervalo.

Tabla 9.5. Resumen de las características de los intervalos de medida

Denominación intervalo de medida	Tiempo de observación	Tiempo real de medida	Observaciones
Muy corto (T_{mc}).	Entre 3 s y 10 s	3 s	Proporcionar valores máximos y media cuadrática.
Corto (T_c).	10 minutos	Al menos 100 valores por armónico	Proporcionar curva de probabilidad acumulada (32 clases).
Largo (T_L)	1 hora		Proporcionar valores con probabilidad $p=1, 10, 50, 90, 95, 99$ y $99,9\%$.
De 1 día (T_D)	24 horas divididas en T_c de 10 minutos		Proporcionar valores con probabilidad $p=50, 95$ y 99 . Valores máx. de cada T_c y probabilidad acumulada
De 1 semana (T_{sm})	No se proporciona información específica. Debe realizarse el análisis sobre la base del resumen de los datos de cada día. Determinación de la probabilidad acumulada a los percentiles 95 y 99%.		

Para la medida de interarmónicos, los cuales tienen frecuencias fijas, se puede utilizar la instrumentación específica para armónicos casi estacionarios, siempre que dispongan de una resolución espectral de unos 5 Hz. La sugerencia de la norma es utilizar una ventana con una anchura de 0,16 s, lo cual supone una resolución de 6,25 Hz, lo cual proporciona un compromiso aceptable entre la anchura de banda deseada y la posibilidad de seguir los fenómenos cuyas amplitudes/frecuencias varíen rápidamente. Para realizar el análisis estadístico de los resultados obtenidos se puede utilizar la misma metodología se aplica para los armónicos.

9.6. Causas que originan la distorsión armónica

Un receptor o carga se dice que es lineal cuando la tensión aplicada a sus extremos y la corriente que lo atraviesa, están relacionados por un factor constante. Por el contrario, se dice que un receptor es no lineal cuando la relación tensión-corriente no es constante.

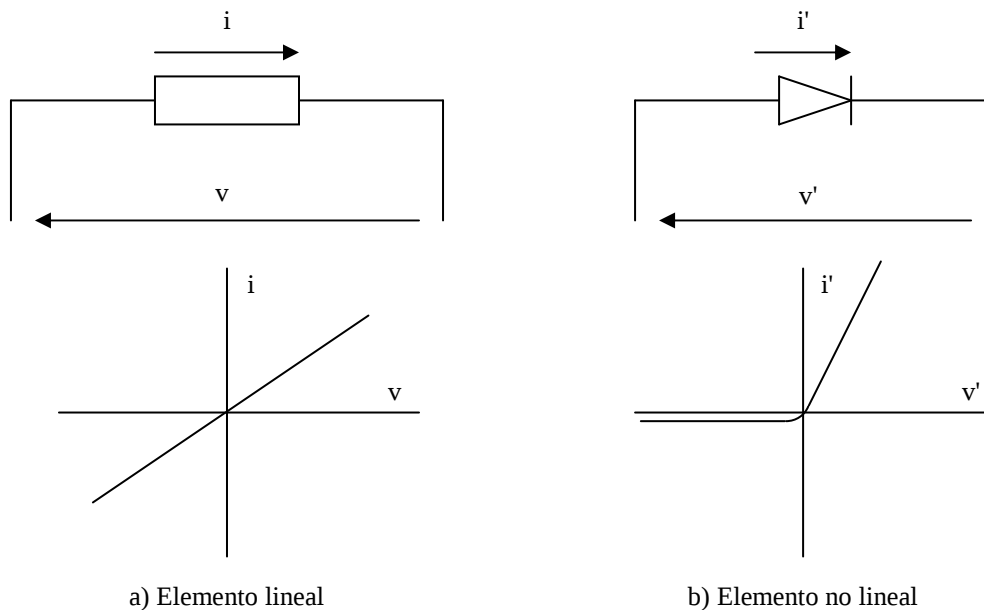


Figura 9.4. Elementos lineales y no lineales.

Si se representan los pares de valores v e i en una gráfica, los elementos lineales quedan representados por una recta, mientras que los no lineales no se representan en una recta (figura 9.4).

Las cargas no lineales conectadas a la red de corriente alterna senoidal absorben corrientes que no son senoidales, aunque por lo general sí son periódicas. Como ejemplos más típicos de tales cargas se pueden citar:

- ◆ Los convertidores estáticos (grupos rectificadores, reguladores de velocidad, cargadores de baterías, arrancadores estáticos, etc).
- ◆ Instalaciones de iluminación con lámparas de descarga.
- ◆ Transformadores, reactancias con núcleo de hierro, etc. cuya curva de magnetización no es lineal.
- ◆ Grupos de soldadura.
- ◆ Hornos de arco.
- ◆ Motores universales, etc.

El objetivo de las compañías eléctricas debe ser el de suministrar a los consumidores una tensión sinusoidal con magnitudes aproximadamente constantes. De los generadores que producen la potencia eléctrica se obtienen señales con formas muy aproximadas a una senoide, de todos modos, las cargas antes citadas originan unas distorsiones armónicas tanto en señales de tensión como de corriente.

9.6.1. Convertidores estáticos

Los convertidores son los equipos mediante los cuales se efectúa el proceso básico de conversión de la energía eléctrica, de corriente alterna a corriente continua (rectificadores). El orden de las intensidades armónicas características que produce un rectificador viene dado por la expresión:

$$n = p \cdot m \pm 1 \quad (9.11)$$

Donde:

- n = orden del armónico
- p = número de pulsos del rectificador (6 ó 12)
- m = número entero (1, 2, 3...)

Así pues, los armónicos característicos generados por un rectificador de 6 pulsos serán de orden 5,7,11,13,17,19,23,25,..., mientras que los originados por un rectificador de doce pulsos serán de orden 11,13,23,25,...

Los puentes rectificadores y en general los convertidores estáticos (diodos y tiristores), son generadores de corrientes armónicas. Así, en un puente de Graetz, la corriente continua consumida hace aparecer una corriente no senoidal, que cuando la carga es muy inductiva, tiene forma escalonada, o tiene unos picos cuando al puente de diodos le sigue un condensador.

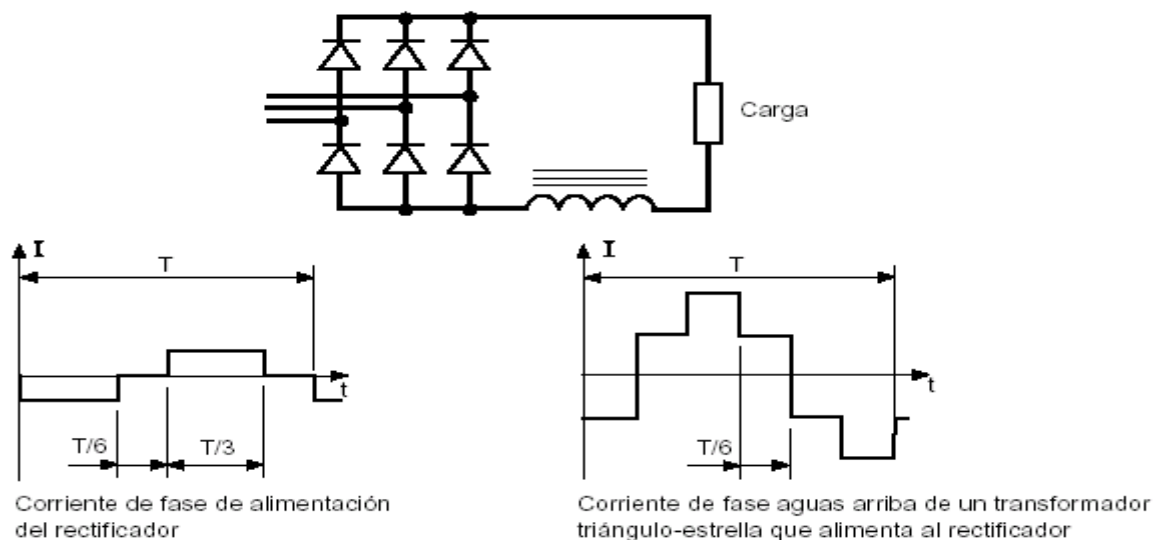


Figura 9.5. Corriente alterna aguas arriba de un rectificador en puente de Graetz que produce una corriente continua perfecta sobre una carga muy inductiva.

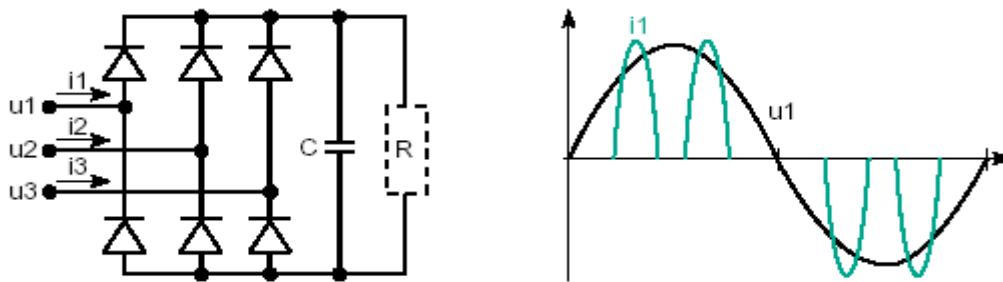


Figura 9.6. Corriente alterna aguas arriba de un rectificador en puente de Graetz seguido de un condensador.



Figura 9.7. Fotografía de dispositivos que llevan convertidores estáticos y que provocan distorsión armónica

9.6.2. Lámparas de descarga

El alumbrado con lámparas de descarga y tubos fluorescentes, genera corrientes armónicas. La tasa individual del armónico 3º puede incluso sobrepasar el 100% para ciertas lámparas fluocompactas modernas, y por tanto hay que prestar una atención especial en el cálculo de la sección y la protección del neutro que transporta la suma de las corrientes armónicas del 3º armónico de las 3 fases, lo que implica un riesgo de calentamiento.



Figura 9.8. Fotografía de lámparas, las cuales pueden producir distorsión armónica

9.6.3. Hornos de arco

Los hornos de arco utilizados en siderurgia pueden ser de corriente alterna o de corriente continua.

◆ **Horno de arco de corriente alterna.** (Ver 9.15).

El arco es no lineal, asimétrico, e inestable. Induce espectros que contienen bandas impares, pares y una componente continua (ruidos de fondo a frecuencias cualesquiera).

El nivel espectral es función del tipo de horno, de su potencia, del período de funcionamiento considerado: fusión, afinado, etc. También en este caso, sólo la medida experimental permite determinar el espectro de manera precisa.

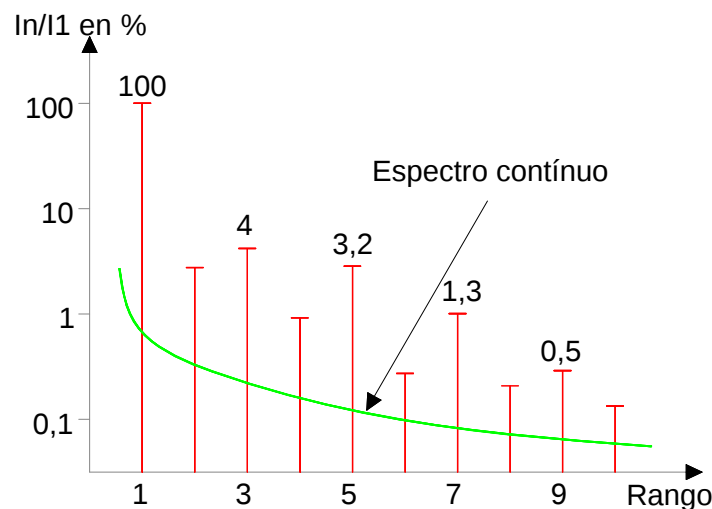


Figura 9.9. Espectro de corriente que alimenta a un horno en corriente alterna.

◆ **Horno de arco de corriente continua:**

En este caso, el arco se alimenta por medio de un rectificador. El arco es más estable que en corriente alterna. La corriente absorbida se descompone en un espectro parecido al de un rectificador, y un espectro continuo de nivel inferior al de un horno de corriente alterna.

9.6.4. Inductancias saturables

La impedancia de estas inductancias depende de la amplitud de la corriente que las atraviesa y de hecho ellas mismas provocan deformaciones importantes en esta corriente. Este es el caso en cierta medida de los transformadores en vacío sometidos a una sobretensión permanente.

9.6.5. Máquinas rotativas

Las máquinas rotativas producen armónicos de ranura de rango elevado y de amplitud normalmente despreciable. Las pequeñas máquinas síncronas son, sin embargo, generadoras de tensiones armónicas de 3^{er} orden que pueden incidir sobre:

- ◆ El calentamiento permanente, aún sin defecto, de las resistencias de puesta a tierra del neutro de los alternadores.
- ◆ El funcionamiento de los relés amperimétricos de protección contra los defectos de aislamiento.

9.7. Modelo utilizado en los cálculos

Sea cual sea el generador de perturbaciones armónicas, se considera como una fuente de corrientes armónicas. La gran mayoría de las corrientes armónicas absorbidas por las fuentes perturbadoras son independientes de las otras cargas y del conjunto de impedancias de la red. Estas corrientes en vez de considerarlas como absorbidas se consideran como producidas por dichas fuentes y se les cambia el signo.

Para realizar los cálculos para redes, las fuentes perturbadoras de armónicos se consideran como auténticas fuentes de corriente a la frecuencia armónica que le corresponda. Aunque esta aproximación no es muy precisa en los hornos de arco. En este caso la fuente de corriente debe ser corregida por una impedancia paralela y juiciosamente escogida.

Utilizando el modelo equivalente Norton, es posible también tener en cuenta los armónicos de tensión preexistentes en el punto de conexión con la red aguas arriba. Para cada rango de tensión U_H se calcula una I_H teniendo en cuenta Z y la impedancia aguas abajo de la red.

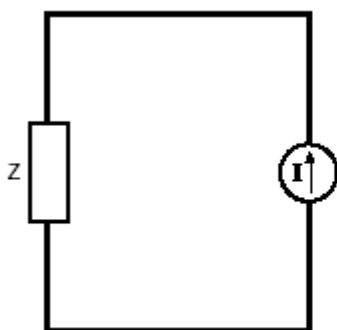


Figura 9.10. Modelo aplicado a los generadores de corrientes armónicas.

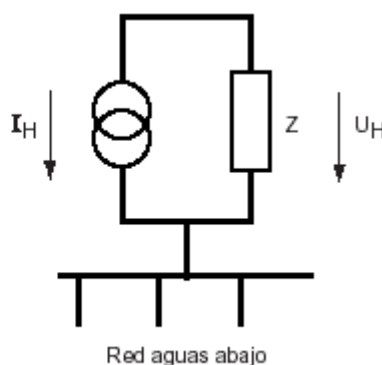


Figura 9.11. Modelo equivalente Norton.

La propagación de los armónicos en un sistema eléctrico, se produce desde el nivel de tensión en el que han sido generados, a todos los demás, tanto superiores como inferiores. Por ello, antes de aceptar la conexión a la red de nuevos suministros a usuarios que poseen equipos perturbadores, las empresas eléctricas debieran hacer una evaluación previa para comprobar que la emisión a la red de la nueva perturbación respeta los límites permitidos. De esta forma, se asegura con un alto grado de probabilidad - no inferior al 95%- que los niveles de CEM fijados no serán superados y que, por tanto, los aparatos y demás elementos del sistema, que tengan un adecuado nivel de inmunidad, funcionarán de manera satisfactoria en su entorno electromagnético soportando, sin alteraciones en su funcionamiento, la perturbación existente.

9.8. Efectos que provocan

9.8.1. Efectos instantáneos

Los sistemas electrónicos de potencia pueden verse afectados por las tensiones armónicas que pueden perturbar sus dispositivos de regulación.

Las tensiones armónicas pueden afectar a las condiciones de conmutación de los tiristores cuando desplazan el paso por cero de la tensión.

Otros de los sistemas afectados por los armónicos son los contadores de energía de inducción que presentan algunos errores suplementarios en presencia de armónicos.

El telemando a una frecuencia musical se puede ver afectado por las tensiones armónicas de frecuencia cercana a la musical. A tal efecto, es preciso considerar que un sonido no es más que una vibración del

aire que nuestros oídos pueden captar. Un sonido que tiene un determinado tono, depende de la frecuencia a la cual vibra el aire. Las notas musicales son vibraciones de frecuencias determinadas. Por supuesto, en la creación de música intervienen muchos otros factores complejos, como por ejemplo, el *timbre*.

No obstante, una vibración sinusoidal a una frecuencia concreta, produce un sonido puro que percibimos como un pitido de un determinado tono. En el sistema musical occidental, se ha acordado utilizar sólo unas frecuencias concretas, a las cuales se les llama *notas*. Se dividen las posibles frecuencias en porciones que se llaman "octavas", y cada octava en 12 porciones que se llaman notas. Cada nota de una octava tiene exactamente la mitad de frecuencia que la misma nota en la octava superior.

El oído humano capta solamente frecuencias que estén por encima de los 20Hz y por debajo de los 20.000 Hz (muy aproximadamente). Así pues, y con mucha suerte, sólo podemos oír unas 10 octavas como mucho, con doce notas cada una.

Se pueden producir vibraciones y ruidos, sobre todo en aparatos electromagnéticos, debido a los esfuerzos electrodinámicos que se producen como consecuencia de las corrientes armónicas. Este tipo de vibraciones no se deben a la cantidad de fuerza producida por estas intensidades (inferior a la nominal) sino a la frecuencia de esas fuerzas que pueden ser más cercanas a la frecuencia de resonancia.

Las tensiones armónicas en motores con campos giratorios generan sus propios campos giratorios que se suman al campo principal, de forma que el campo total conseguido no es un campo uniforme. Este campo provoca unos pares pulsantes que provocan que la marcha del motor no sea uniforme pudiendo provocar vibraciones y fatiga mecánica.

9.8.2. Efectos retardados

9.8.2.1. Efectos en condensadores

Los armónicos en los condensadores provocan pérdidas adicionales y calentamientos capaces de ocasionar un importante deterioro, estos calentamientos pueden ser debidos a dos tipos de pérdidas:

- ◆ Pérdidas por conducción en el dieléctrico de los condensadores. Estas, en una primera aproximación, son proporcionales al cuadrado de la tensión.
- ◆ Pérdidas por histéresis. Estas dependen de la frecuencia de carga y descarga del condensador. Si la frecuencia de los armónicos es mayor también lo serán las pérdidas.

Las pérdidas en los condensadores se definen por el ángulo de pérdidas δ del condensador. La tangente de δ es el cociente de las pérdidas con respecto a la potencia reactiva que este produce:

$$\tan(\delta) = \frac{P_{\text{érd}}}{Q} \quad (9.12)$$

9.8.2.2. Efectos en máquinas y transformadores

Las pérdidas originadas por los armónicos en máquinas se producen principalmente en los circuitos rotóricos (jaulas, circuitos magnéticos).

En los transformadores se producen tres tipos de pérdidas que provocan sus correspondientes calentamientos:

- ◆ Pérdidas en los devanados debidas al efecto corona que se produce en los conductores con el aumento de la frecuencia. Este efecto lleva consigo un aumento de resistencia que provoca pérdidas y calentamientos.
- ◆ Pérdidas por histéresis en el circuito magnético del transformador.
- ◆ Pérdidas debidas a las corrientes de Foucault en el circuito magnético.

9.8.3. Armónicos en presencia de condensadores

9.8.3.1. Condiciones en ausencia de condensadores

Si la instalación en la que se está trabajando no tiene batería de condensadores de compensación de reactiva la polución armónica que pueda haber resulta proporcional a las corrientes armónicas de las fuentes perturbadoras. En principio la red tiene carácter inductivo en el espectro armónico al no existir cargas capacitivas.

La reactancia es proporcional a la frecuencia y si se están estudiando las corrientes armónicas el efecto de las resistencias e inductancias de las cargas es despreciable frente a la impedancia de la red, porque la corriente circula por el camino que menor resistencia le ofrece. La impedancia de la red vista desde el nudo, se limita a la impedancia de cortocircuito X_{cc} .

Los niveles de tensiones armónicas pueden ser estimados a partir de la potencia de las fuentes perturbadoras y de la potencia de cortocircuito en el nudo (juegos de barras) de conexión de la fuente perturbadora, considerando la reactancia de cortocircuito proporcional a la frecuencia.

En el esquema de la *figura 9.12.*, la L_{cc} es la inductancia de cortocircuito de la red vista desde el juego de barras de la fuente perturbadora e I_n es la intensidad de cada una de las fuentes perturbadoras.

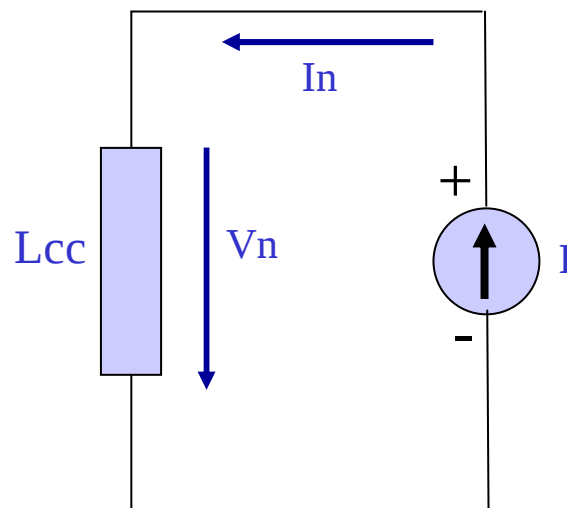


Figura 9.12. La tensión armónica V_n es proporcional a la corriente I_n inyectada por la fuente contaminante.

9.8.3.2. Condiciones en presencia de condensadores

La presencia de una batería de condensadores en una instalación con fuentes productoras de armónicos puede provocar una resonancia paralela entre los condensadores y la reactancia de la red. La resonancia provoca una amplificación más o menos amortiguada de las magnitudes armónicas si la frecuencia de resonancia es la misma que la de algún armónico que pueda producir alguna fuente perturbadora.

En la figura 9.13, se ha representado el esquema equivalente de una instalación. En una primera aproximación, para instalaciones de baja tensión las líneas son cortas y las impedancias más significativas son las de las cargas.

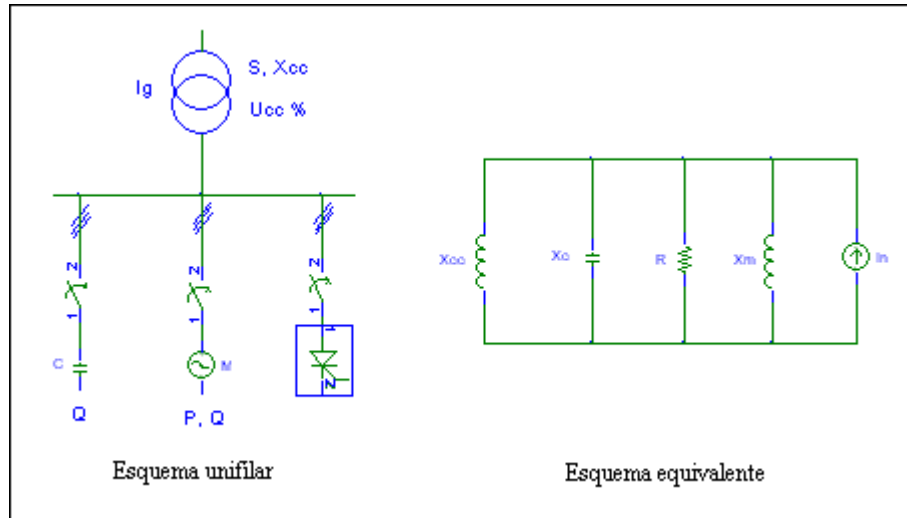


Figura 9.13. Esquema equivalente de una instalación.

Son especialmente significativas, la inductancia de dispersión de los transformadores, capacidad equivalente de las baterías de condensadores para corrección del factor de potencia y la resistencia e inductancia equivalentes de las cargas. Las ecuaciones siguientes dan los valores aproximados.

$$X_{cc} = \frac{U^2}{S_{cc}} = \frac{U^2 \cdot u_{cc} \%}{100 \cdot S} \quad (9.13)$$

$$R = \frac{U^2}{P} \quad (9.14)$$

$$X_m = \frac{U^2}{Q_m} \quad (9.15)$$

$$X_c = \frac{U^2}{Q_c} \quad (9.16)$$

La impedancia equivalente vista por la fuente de armónicos es:

$$|Z_n| = \frac{n \cdot X_{eq} \cdot R}{\sqrt{R^2 \cdot (1 - n^2 \cdot X_{eq} \cdot Y_c)^2 + n^2 \cdot X_{eq}^2}} \quad (9.17)$$

Donde n es el orden del armónico, U la tensión y los otros parámetros son los que figuran en el circuito equivalente.

Es importante observar que para situaciones en que la carga es débil (R alta y $X_{eq} \approx X_{cc}$) puede darse una resonancia en paralelo entre el transformador y el condensador (X_c) a una frecuencia tal que:

$$\omega_r = \omega \cdot \sqrt{\frac{X_c}{X_{eq}}} \approx \omega \cdot \sqrt{\frac{S_{cc}}{Q_c}} \quad (9.18)$$

Donde:

S_{cc} = potencia de cortocircuito del transformador.

Q_c = potencia reactiva de la batería de condensadores.

En caso de que ω_r coincida con la pulsación de algún armónico generado por el equipo perturbador se presentarán fuertes sobretensiones de dicha frecuencia en barras de B.T. y sobreintensidades en la batería y en el transformador.

La solución para estos casos es incorporar reactancias en serie con la batería de condensadores formando un filtro de rechazo cuya frecuencia de resonancia esté suficientemente alejada de la del armónico que origina la perturbación.

En resumen, la presencia de condensadores en la red como, por ejemplo, los utilizados para la corrección del factor de potencia, da lugar a resonancias locales que originan corrientes excesivas y el deterioro o incluso la destrucción de los condensadores.

Los dos tipos de resonancia que se pueden encontrar son:

- ◆ La resonancia paralelo.
- ◆ La resonancia serie.

9.8.3.2.1. Resonancia paralelo

Debido a que la mayoría de las fuentes de armónicos son de intensidad y como un sistema resonante en paralelo presenta una gran impedancia a las intensidades inyectadas a la frecuencia de resonancia, la resonancia crea tensiones y corrientes elevadas de armónicos en cada rama en derivación.

La forma más común de manifestación de este problema, es cuando los condensadores se conectan a la misma barra de la fuente armónica. Suponiendo que la impedancia del sistema es inductiva pura, la frecuencia de resonancia sería:

$$f_p = f \cdot \sqrt{\frac{S_s}{S_c}} \quad (9.19)$$

Donde:

- f = frecuencia fundamental.
- f_p = frecuencia de resonancia.
- S_s = potencia de cortocircuito de la red.
- S_c = potencia nominal del condensador.

Si se supone un circuito como el indicado en la *figura 9.13*. Se pueden dar otros tipos de resonancia en paralelo, por ejemplo, la corriente armónica del consumidor B encuentra una alta impedancia en el punto de acoplamiento común. Esta alta impedancia puede ser causada por la resonancia en paralelo de las reactancias L_s y C_s o entre la L_s y la C_1 de la carga A.

Para distinguir que reactancias están ocasionando la resonancia, es necesario medir los armónicos de corriente en cada una de las ramas, tanto de consumidores como de red, junto con los armónicos de corrientes correspondientes al punto de acoplamiento común. En general, si el armónico de corriente que penetra en la red es pequeño y el correspondiente en tensión es grande, indica una resonancia paralelo en la red. Si por el contrario, si se detecta un alto contenido del armónico de corriente en la rama del consumidor A y su fase está adelantada respecto de la tensión en el punto de acoplamiento común, indica una resonancia en paralelo entre la impedancia de la red y el condensador de la carga A.

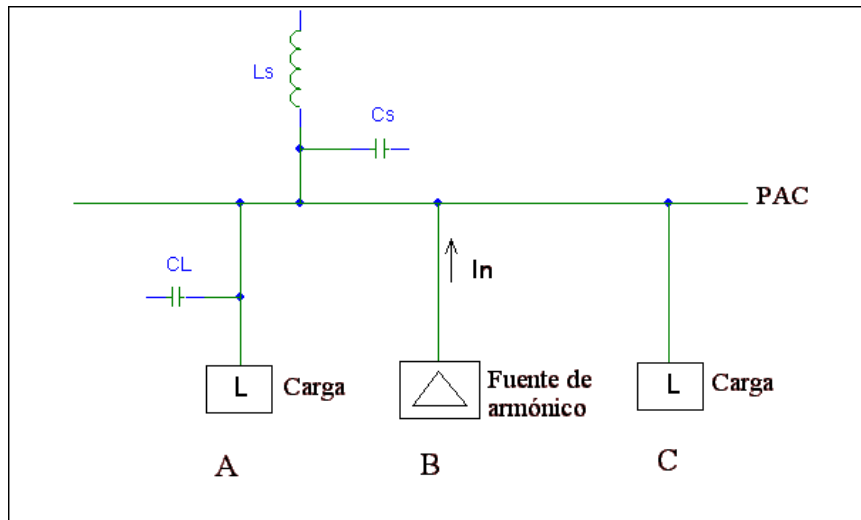


Figura 9.14. Resonancia paralelo en el punto de acoplamiento común (PAC).

En consecuencia, se puede concluir:

Si el orden de la corriente armónica inyectada por la fuente perturbadora corresponde al orden de resonancia paralela, existe riesgo de sobretensiones armónicas, particularmente cuando la red está poco cargada. Las corrientes armónicas son entonces intensas en los componentes de la red, y presentan un cierto peligro para los condensadores.

Si el orden de resonancia paralela corresponde al orden de los equipos de telemando del distribuidor existe riesgo de perturbaciones en estos equipos.

Para evitar que una resonancia paralela sea peligrosa se ha de ajustar fuera del espectro armónico y/o amortiguarlo. Como la impedancia de la red es a menudo desconocida y, además varía en grandes proporciones, se tendrá un amplio margen de frecuencias de resonancia paralela.

Es importante, pues, estabilizar esta frecuencia a un valor diferente al de las corrientes armónicas inyectadas. Esto se consigue montando una inductancia en serie con la batería de condensadores. El circuito tampón, creado de esta manera, se representa en el esquema de la figura 9.15.

Donde:

$$V_n = Z_{AO} \cdot I_n \quad (9.20)$$

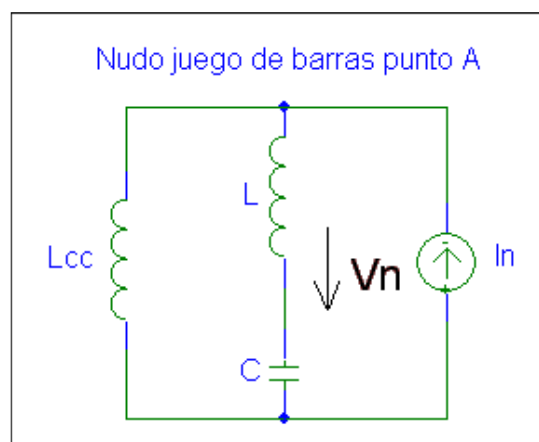


Figura 9.15. Circuito equivalente.

Al colocar una inductancia en serie con la batería de condensadores, se puede producir una resonancia serie entre la batería y la reactancia X_L , correspondiente a la inductancia L colocada.

Para no confundir ambas resonancias a la paralela se le suele llamar antiresonancia y su posición (frecuencia), vendrá dada por la expresión (9.21).

$$f_{ar} = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{(L_{cc} + L) \cdot C}} \quad (9.21)$$

Como generalmente, la impedancia de cortocircuito L_{cc} es más pequeña que la impedancia L que se coloca en serie con la batería de condensadores, provoca que la frecuencia de resonancia dependa más de esta última y sea menos susceptible a las variaciones de impedancia de la red.

9.8.3.2.2. Resonancia serie.

La rama constituida por la inductancia L y el condensador C de la *figura 9.15*, forma un sistema resonante serie.

La resonancia serie se produce en la rama L-C, donde la impedancia para esta rama es:

$$Z = R + \left(L \cdot \omega - \frac{1}{\omega \cdot C} \right) \quad (9.22)$$

Cuando la frecuencia es la de resonancia la impedancia de esta rama es R .

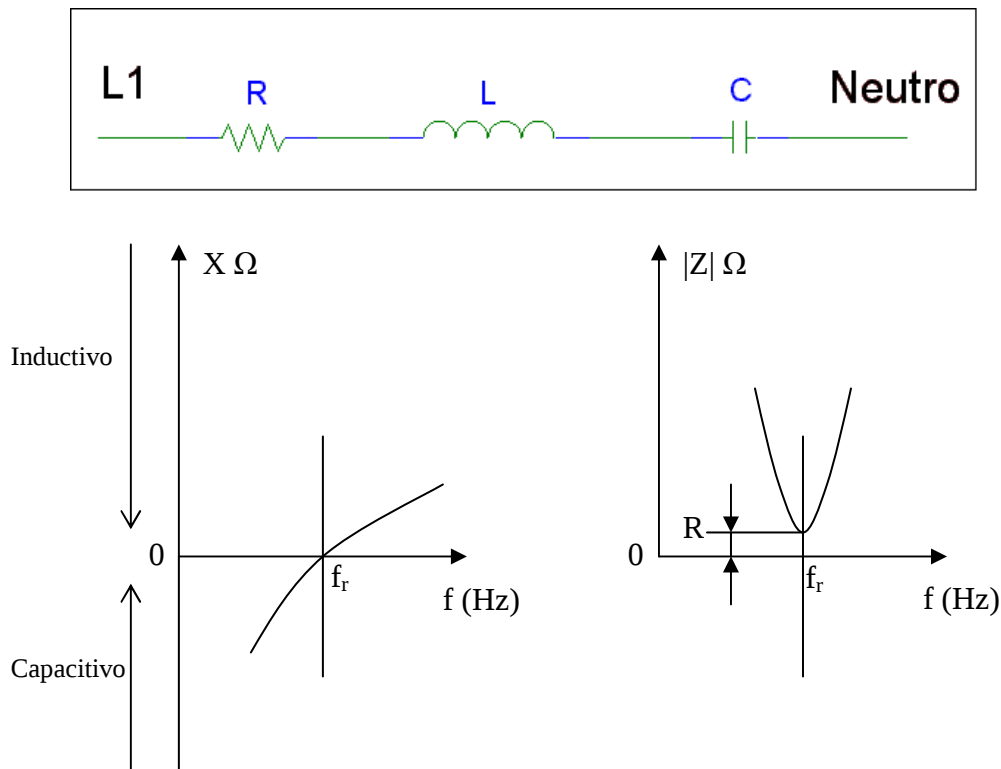


Figura 9.16. Circuito básico de una resonancia serie y curvas características.

Si se despeja la frecuencia de resonancia serie, se obtiene la expresión (9.23).

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L \cdot C}} \quad (9.23)$$

Del valor de la impedancia de la rama serie, se puede deducir:

- ◆ Dicha rama alcanza un valor mínimo de impedancia para la frecuencia de resonancia serie, el cual es igual a la resistencia R.
- ◆ Para una frecuencia inferior a la de resonancia la impedancia de la rama es de carácter capacitivo.
- ◆ Para frecuencias superiores a la de resonancia la impedancia de la rama serie es inductiva.

Las curvas de la *figura 9.16*, muestran la evolución de la impedancia con respecto a la frecuencia. La elección de la f_{ar} depende del valor de L_{cc} , de L y de C, mientras que f_r solo depende de L y C. Como se puede observar la f_{ar} y la f_r son tanto más próximas cuanto más pequeña es la L_{cc} .

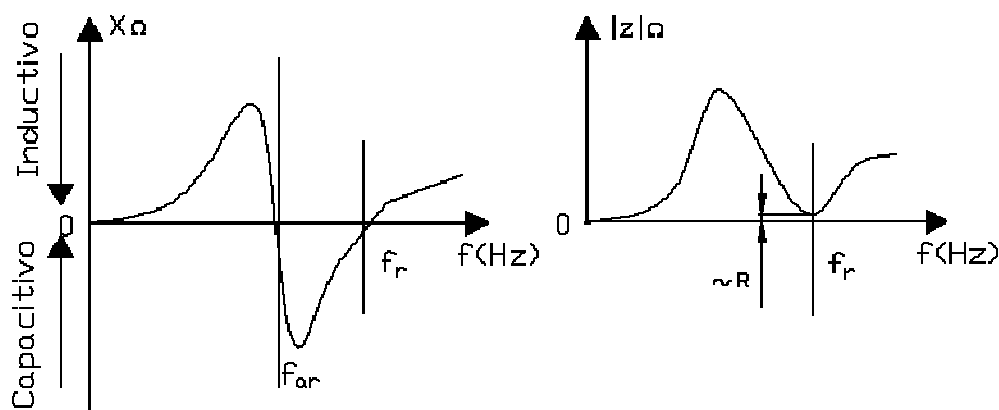


Figura 9.17. Evolución de la impedancia respecto de la frecuencia.

La compensación de energía reactiva, y la tensión aplicada a los condensadores depende de los valores de L y C.

La introducción de la inductancia L se hace de dos formas diferentes, según sea la posición del espectro armónico respecto a la frecuencia de resonancia serie:

- ◆ Inductancia antiarmónica: Si el espectro se encuentra fuera de la frecuencia de resonancia serie.
- ◆ Filtro: Si la frecuencia de resonancia serie este dentro del espectro armónico.

9.9. Métodos de prevención y corrección

Para determinar el método de corrección y prevención ante un problema de armónicos, se han de tener en cuenta una serie de criterios; una vez realizados todos los estudios y análisis de datos de la instalación en cuestión, y determinado que el problema existente es debido a la existencia de armónicos, se ha de tener en cuenta lo siguiente:

- ◆ La presencia o no de baterías de condensadores, condicionará la instalación de filtros por problemas de resonancia (paralela o serie), variación en la regulación de energía reactiva, etc.
- ◆ Punto de instalación del dispositivo anti-armónico adoptado.

- ◆ Verificación de las puestas a tierra, ya que en determinados casos, una mala instalación de tierra va a provocar la aparición y amplificación de armónicos.
- ◆ Una vez instalado el dispositivo corrector, realizar nuevas medidas para así verificar la eficacia de la solución adoptada.

Antes de proceder a la determinación de las medidas a adoptar, se debe estudiar si es más adecuado que estas medidas sean aplicadas a nivel individual o bien centralizada. La solución más idónea en cada caso concreto, se deberá estudiar teniendo en cuenta la configuración de la red y las potencias de los receptores que generan armónicos. Cuando los receptores que generan armónicos son muchos y de pequeña potencia, la solución más económica suele ser conectarlos a una línea independiente y establecer una corrección centralizada. Por el contrario, para generadores de armónicos de cierta potencia será más adecuado utilizar una corrección individual, o en su caso, agrupar algunos de ellos teniendo la posibilidad de que algunos armónicos puedan contrarrestarse.

- ◆ La **corrección individual**, resulta ventajosa en los convertidores de mediana y gran potencia. Pueden establecerse dos configuraciones distintas, como se puede ver en las figuras a) y b) siguientes:

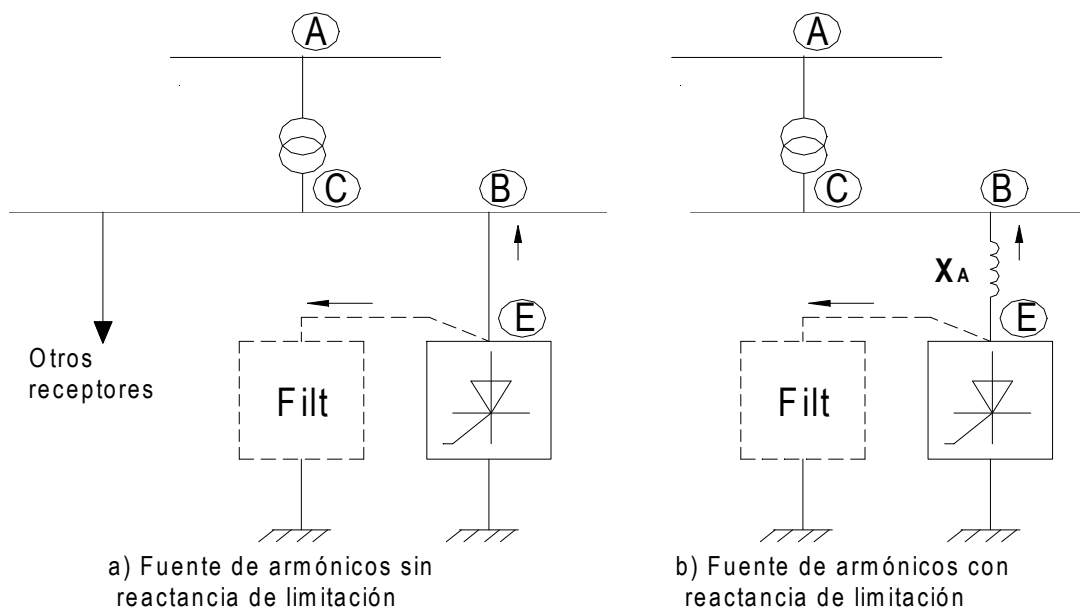


Figura 9.18. Corrección individual.

En el caso a, fuente de armónicos sin reactancia propia de limitación, se da cuando la impedancia de tramo B-E es pequeña, de forma que la caída de tensión a 50 Hz no supera un 3 o 4%.

Se pueden dar dos posibilidades:

- ◆ Caída de tensión B-E $< 3\%$ y la caída de tensión total en E $< 3\%$. Este caso puede resolverse añadiendo una reactancia adicional X_A en el tramo B-E, de forma que la caída de tensión total en el punto E sea de un 5 a 6% con la carga nominal y colocando una batería de filtros conectada al punto E, de forma que: $Z_n \text{ Filtro} \ll Z_n \text{ B-E}$.
- ◆ Caída de tensión B-E $< 3\%$ y caída de tensión total en E $> 5\%$. En este caso no se puede colocar reactancia adicional puesto que la caída de tensión en E sería excesiva y provocaría un exceso de pérdidas de conmutación en el caso de convertidores. Por lo que, en este caso, la corrección óptima se logra conectando el generador de armónicos a una línea independiente, como se muestra en la figura (9.19).

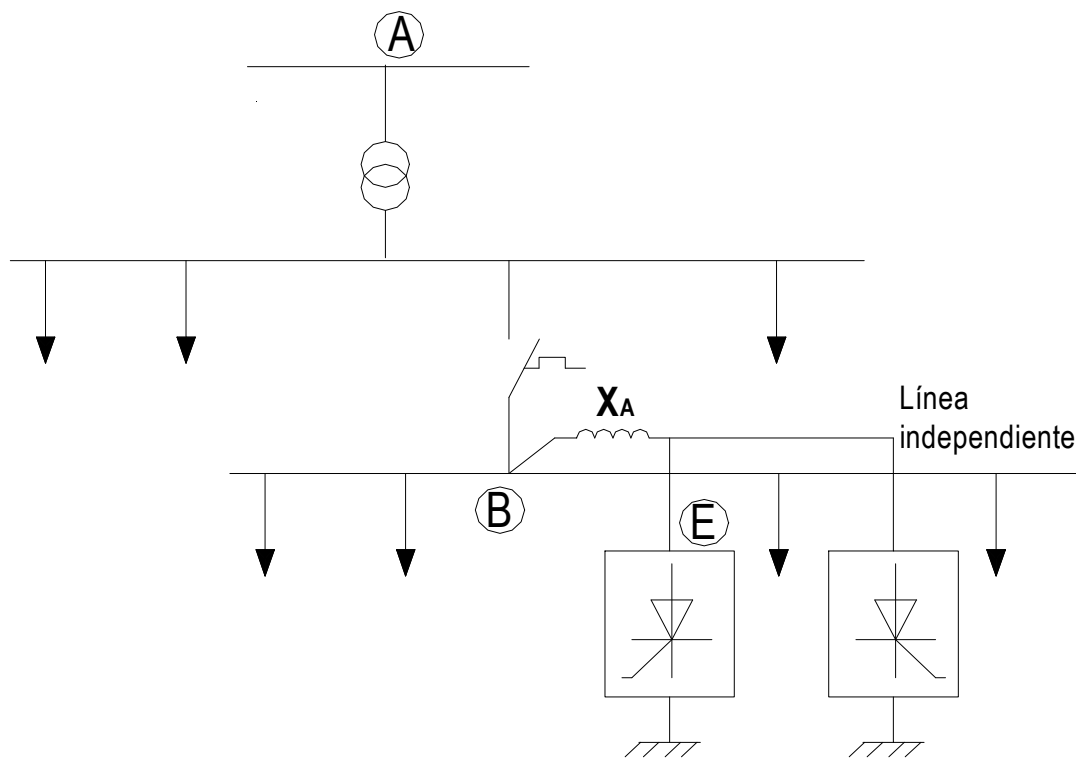


Figura 9.19. Corrección con línea independiente para receptores que generan corrientes armónicas.

En el caso b, fuente de armónicos con reactancia propia de limitación, si el receptor que genera los armónicos dispone de su propia reactancia de limitación, será suficiente con la colocación del filtro. La impedancia del filtro a cada una de las frecuencias armónicas $Z_n \text{ Filtro}$ y la impedancia en el punto de conexión $Z_n E$ deben cumplir que $Z_n \text{ Filtro} \ll Z_n E$ y, además, $Z_1 \text{ Filtro}$ sea lo más elevada posible.

◆ La **corrección centralizada**, está indicada cuando existen muchos receptores de pequeña potencia que generan armónicos.

Una corrección centralizada a nivel de acometida difícilmente será adecuada para eliminar los armónicos en los receptores de la propia acometida, a menos que se disponga de dos líneas independientes:

- ⊕ Una línea para receptores que generan corrientes armónicas.
- ⊕ Otra línea para los receptores sensibles a los armónicos.

En el caso de que no fuera así, la corrección centralizada eliminaría los efectos de los armónicos sobre la red de distribución, pero no resultaría efectiva para proteger los receptores de la propia red del usuario industrial.

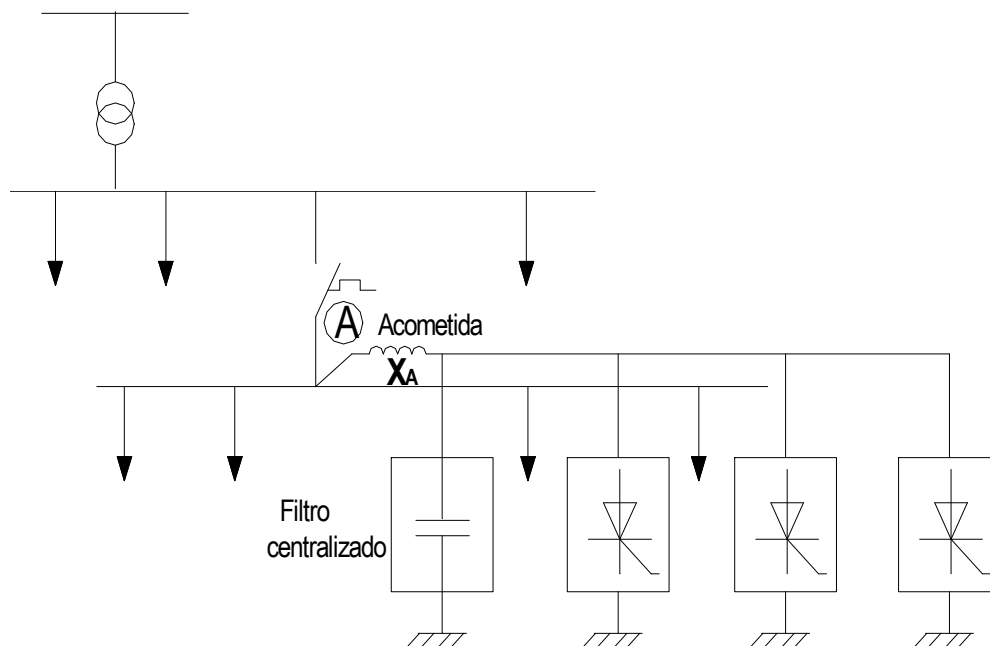


Figura 9.20. Filtro centralizado con líneas separadas.

9.9.1. Soluciones a adoptar en algunos casos concretos

Algunos de los problemas provocados por la presencia de armónicos, que se han mencionado con anterioridad, se pueden corregir mediante la utilización de filtros. Evidentemente, cada tipo de problema requiere una solución particular. La *tabla 9.6*, muestra algunos de los problemas mas frecuentes con su correspondiente solución.

Tabla 9.6. Relación de algunos problemas de armónicos y su posible solución.

PROBLEMA	TIPO DE FILTRO
Corrección de problemas de resonancia en equipos de corrección del factor de potencia	Filtros desintonizados o de rechazo
Absorción de armónicos para reducir el THD de la instalación	Filtros sintonizados o de absorción
Filtrado de la corriente de línea de convertidores	Reactancias en serie con entrada de red
Filtrado de la corriente en el lado de continua de convertidores	Reactancias en el lado de continua
Filtrado EMI en convertidores CA/CC y CA/CA con modulación PWM	Filtros EMI
Rechazo de altas frecuencias en ciertas zonas de la instalación	Filtros de rechazo de banda

9.10. Filtros pasivos para la corrección de armónicos

En Ingeniería Eléctrica se requiere frecuentemente el uso de redes, que presenten una característica de transferencia selectiva en el dominio de la frecuencia, a estas redes se les denomina Filtros. Los filtros eléctricos constituyen una aplicación de los resonantes, que permiten eliminar ciertas frecuencias no deseadas en señales de potencia o de comunicación.

Muchas veces se dispone de una señal útil “salpicada” por otras de mayor frecuencia como señal de entrada de la Figura 9.21. Si se hace pasar dicha señal por un filtro pasabajo, este se encargará de “limpiar” la señal útil de “impurezas” y la devolverá a su salida tal como se muestra en la Figura 9.21. Así pues, la función de los filtros es dejar pasar las señales útiles y eliminar la parte no deseada de las señales transmitidas.

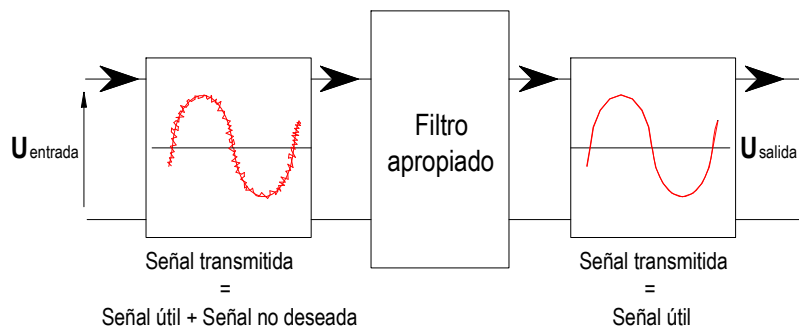


Figura 9.21. Representación esquemática de la función de un filtro.

Por lo tanto, el propósito del filtrado es reducir la distorsión de las ondas de tensión y corriente producidas por los componentes no lineales de la red eléctrica.

En otros casos la señal útil es de mayor frecuencia que la señal indeseable, como ocurre cuando a la mencionada señal se le superpone un zumbido de baja frecuencia proveniente de la fuente de alimentación, en tal caso se puede recuperar la señal original a la salida de un filtro paso alto, como se muestra en la Figura 9.22.

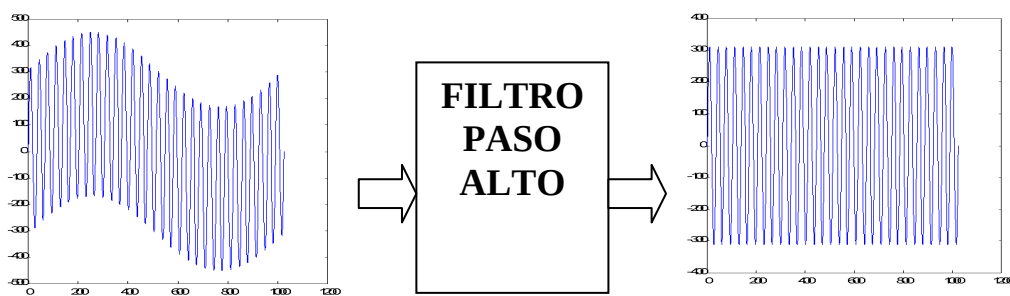


Figura 9.22 Filtro paso alto

Cuando el único objetivo es evitar que una frecuencia determinada penetre en ciertos elementos de la red (por ejemplo, para evitar la disipación de señales de telemando), la solución más sencilla es el uso de un filtro de bloqueo en serie con tales elementos; este filtro consiste en un circuito L-C en paralelo que presenta una impedancia elevada a la frecuencia seleccionada. Sin embargo, esta solución no es posible para eliminar la producción de armónicos en su fuente de origen tales como la generación de armónicos por los componentes no lineales de la red (tales como transformadores y convertidores estáticos).

Generalmente la componente no lineal es una fuente de armónicos de corriente y la solución ideal sería la absorción local de esos armónicos por medio de filtros activos; este es un tema de gran interés actual. Sin embargo, la tecnología que aún se aplica absorbe los armónicos de la corriente con filtros pasivos de baja impedancia a sus frecuencias respectivas, conectados en paralelo con la fuente de armónicos.

Una solución más efectiva para minimizar la penetración de armónicos de corriente en la red, independientemente de su impedancia, es el uso combinado de filtros en serie y paralelo, pero esta solución es más costosa.

Los filtros se pueden clasificar teniendo en cuenta distintos aspectos de los mismos:

- ◆ Según su **posición relativa** se pueden clasificar en:
 - ✦ Filtros de entrada, protegen la red de alimentación de las perturbaciones generadas por el equipo alimentado, además de proteger al equipo de las perturbaciones procedentes de la red de alimentación.
 - ✦ Filtros de salida, protegen la carga de las perturbaciones procedentes del equipo.
- ◆ Según su **función**:
 - ✦ Filtros de rechazo
 - ✦ Filtros de absorción.
- ◆ Según la **tecnología utilizada**:
 - ✦ Filtros pasivos.
 - ✦ Filtros activos.
 - ✦ Filtros híbridos.

9.10.1. Definiciones

La acción de filtrado se realiza sobre una señal eléctrica y el proceso físico puede ser de origen mecánico, magnético, eléctrico o combinado.

Los filtros eléctricos se iniciaron en 1915 con Wagner (Alemania) donde se propusieron las ideas básicas del filtrado eléctrico con elementos pasivos. También Campbell (USA) desarrolló paralelamente algunas ideas sobre este tema.

En aquellos años, los avances fueron lentos. En 1923 fue publicado un primer método práctico de diseño desarrollado por Zobel; este procedimiento fue el único aplicado sin modificaciones durante muchos años hasta que en 1950 la considerable mejora en los sistemas de cálculo permitió a Cauer en Alemania y a Darlington en Estados Unidos fundar las bases del método moderno sustentado en la teoría de Síntesis de Redes, que se aplica en la actualidad.

Esta metodología, conocida comúnmente como “*Teoría Moderna o Aproximación*”, permite realizaciones pasivas y activas con elementos concentrados o distribuidos. El campo de aplicación de estos filtros modernos comienza en las bajas frecuencias hasta invadir el dominio de las microondas, habiendo desplazado casi totalmente la concepción clásica de Zobel.

Filtros de onda eléctricos: Son redes (cuadripolos) que actúan sobre la señal presentando características de libre transmisión en determinados intervalos de frecuencia y fuerte rechazo o atenuación fuera de dichos intervalos. Los intervalos de frecuencia donde se verifica la condición de libre transmisión se denominan bandas de paso y aquellos intervalos para los que se produce el rechazo se denominan bandas de atenuación.

Filtro ideal: Es un modelo donde se supone que aquellas señales cuyas frecuencias se encuentran en su banda de paso no se ven afectadas y rechaza totalmente las demás, es decir, si se representa el módulo de su transferencia, se tiene la línea de trazo fino de la Figura 9.23.

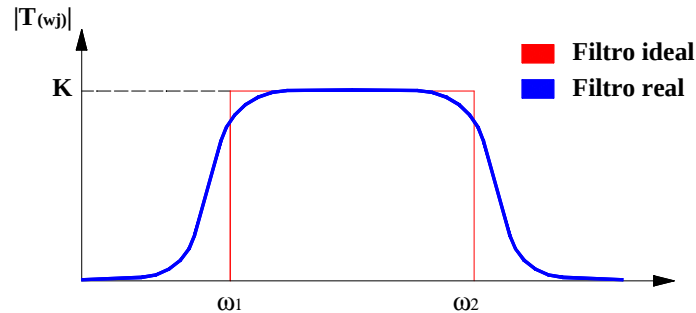


Figura 9.23. Respuesta de un filtro (paso banda)

En otras palabras, la transferencia sería máxima y constante entre ω_1 , y ω_2 , y valdría cero fuera de dicho intervalo de frecuencia. Se puede demostrar matemáticamente que tal circuito es imposible de realizar físicamente con un número finito de elementos, además los componentes y dispositivos que se utilizan en los filtros están muy lejos de ser ideales, lo que finalmente lleva a una curva real tal como la línea de trazo grueso de la Figura 9.23, donde la transmisión no es totalmente libre en la banda de paso y el rechazo no es total en la banda de atenuación.

9.10.2. Clasificación

Desde el punto de vista del objetivo a cumplir, los filtros eléctricos pueden clasificarse en filtros paso bajo, paso alto (pasa altos), paso banda y rechazo de banda (elimina banda).

Filtros paso bajo (l): Son aquellos destinados a transmitir con atenuación despreciable señales cuyas frecuencias se encuentran comprendidas entre corriente continua y un cierto valor denominado frecuencia de corte ω_c . Las componentes de la señal cuyas frecuencias superan a ω_c se verán fuertemente rechazadas, Figura 9.24.

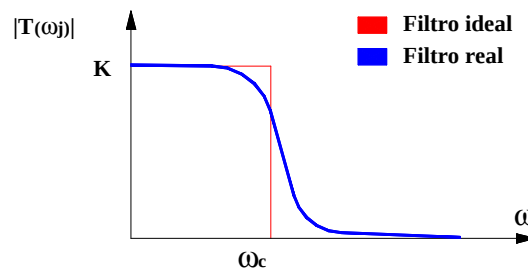


Figura 9.24. Característica de un filtro paso bajo.

Filtros paso alto (h): Están destinados a transmitir con atenuación despreciable señales cuyas frecuencias se encuentran entre una cierta frecuencia de corte ω_c y frecuencias muy altas (teóricamente infinito). Las componentes de la señal cuyas frecuencias están por debajo de ω_c se verán fuertemente rechazadas. El módulo de la transferencia se representa en la *Figura 9.25*.

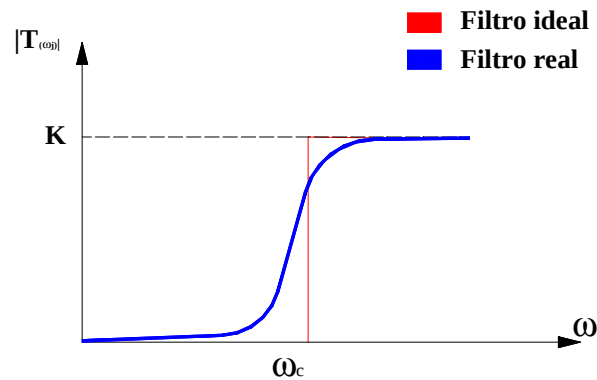


Figura 9.25. Característica de un filtro paso alto.

Filtros paso banda (b): Se utilizan para transmitir con atenuación despreciable señales cuyas frecuencias se encuentran entre ω_1 y ω_2 , (frecuencias de corte inferior y superior respectivamente), fuera de dicho intervalo, las componentes de la señal se verán fuertemente rechazadas. La *Figura 9.26*, muestra la transferencia correspondiente.

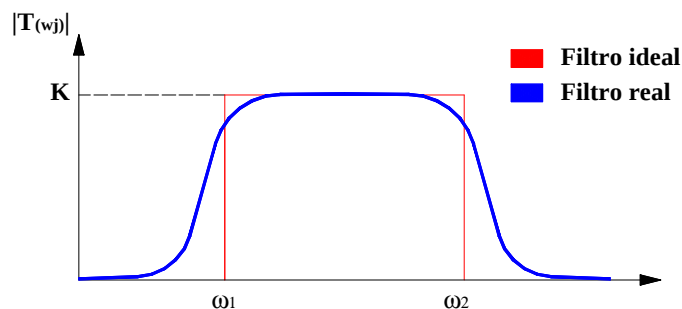


Figura 9.26.. Respuesta de un filtro paso banda

Para estos filtros, se define la frecuencia central $\omega_o = \sqrt{\omega_1 \cdot \omega_2}$ como la media geométrica entre las dos frecuencias de corte; el ancho de banda como $\omega = \omega_2 - \omega_1$, y el factor de mérito (factor de calidad) Q como la relación entre la frecuencia central ω_o y el ancho de banda ω , es decir, $Q_c = \omega_o / \omega$.

Filtros de rechazo de banda: Son aquellos destinados a transmitir con atenuación despreciable componentes de la señal cuyas frecuencias se encuentran fuera de un intervalo de eliminación dado definido por dos valores de corte ω_1 y ω_2 ; todas aquellas componentes de la señal cuyas frecuencias caen dentro de dicho intervalo se verán fuertemente rechazadas. La *Figura 9.27* muestra la función de transferencia correspondiente a este tipo de filtros. También se define una frecuencia media geométrica $\omega_o = \sqrt{\omega_1 \cdot \omega_2}$ y un ancho de banda de eliminación $\omega = \omega_2 - \omega_1$.

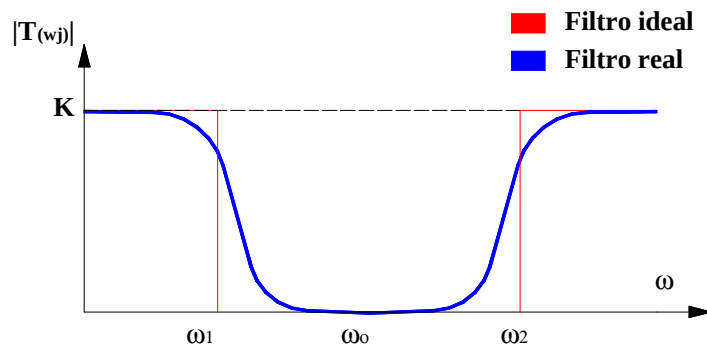


Figura 9.27. Característica de amplitud de un filtro rechazo de banda

9.10.3. Terminología

Banda de paso: Se denomina así al intervalo de frecuencias dentro del cual se cumple la condición de libre transmisión.

Banda de atenuación o de detención corresponde al intervalo de frecuencias donde las componentes de la señal se ven fuertemente rechazadas.

Pérdidas: Para evaluar las pérdidas, se supone que un generador E de resistencia interna R_1 , se encuentra conectado directamente a la carga R_2 como muestra la Figura 9.28.

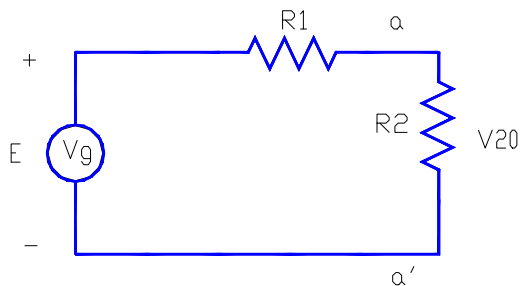


Figura 9.28. Pérdidas sin inserción de filtro

Si $R_1 = R_2$ se transmite la máxima potencia a la carga, pero si $R_1 \neq R_2$, la potencia en la carga será menor y se dice que existe una pérdida de transducción.

Si ahora se intercala entre los terminales a - a' un filtro cuyos elementos no son reactivos puros, Figura 9.29, entonces se verifica que la potencia en R_2 es todavía menor y se dice que existe además una pérdida de inserción.

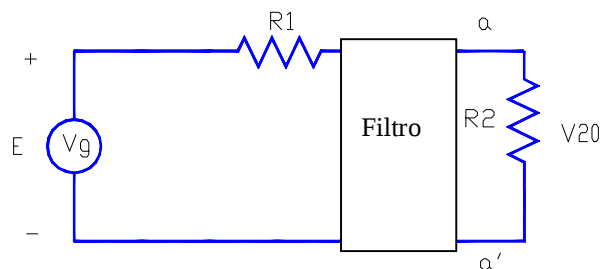


Figura 9.29. Pérdidas por inserción

Pérdidas de trasducción: Se denomina así a la relación entre la potencia disponible.

$$P_{\max} = \frac{|E|^2}{4R_1} \quad \text{para } R_1 = R_2 \quad (9.24)$$

y la potencia disipada en R_2 de acuerdo con la *Figura 9.28*.

$$P_{20} = \frac{|V_2|^2}{R_2} \quad (9.25)$$

que estará expresada en dB por la ecuación (9.26) e indicada en la *Figura 9.30*.

$$\alpha_l \Big|_{dB} = 20 \log \sqrt{\frac{R_2}{4R_1}} \frac{|E|}{|V_2|} dB \quad (9.26)$$

Pérdidas de inserción: Se denomina así a la relación entre la potencia disipada en la carga R_2 antes y después de haber intercalado el filtro *Figura 9.28* y la *Figura 9.29*. Como la resistencia R_2 es la misma antes y después de la inserción, esta pérdida se expresa comúnmente como cociente de tensiones y conviene escribirla en decibelios, fórmula 9.27, *Figura 9.30*.

$$\alpha_i \Big|_{dB} = 10 \log \frac{P_{20}}{P_2} = 20 \log \frac{|V_{20}|}{|V_2|} dB \quad (9.27)$$

V_{20} es la tensión en la carga cuando el filtro no se encuentra insertado y V_2 es la tensión en la carga cuando se interpone el filtro.

Nivel de impedancia: Se trata del valor de impedancia que presenta el circuito al adaptar varias redes entre sí o con sus impedancias terminales. En algunos casos, especialmente cuando se utiliza un filtro para ser adaptado a una línea de comunicaciones, entonces se impone un único nivel de impedancia. Cuando los requerimientos del problema lo exigen, especialmente en circuitos de potencia, se trabaja en la entrada con un nivel de impedancia distinto al de la salida.

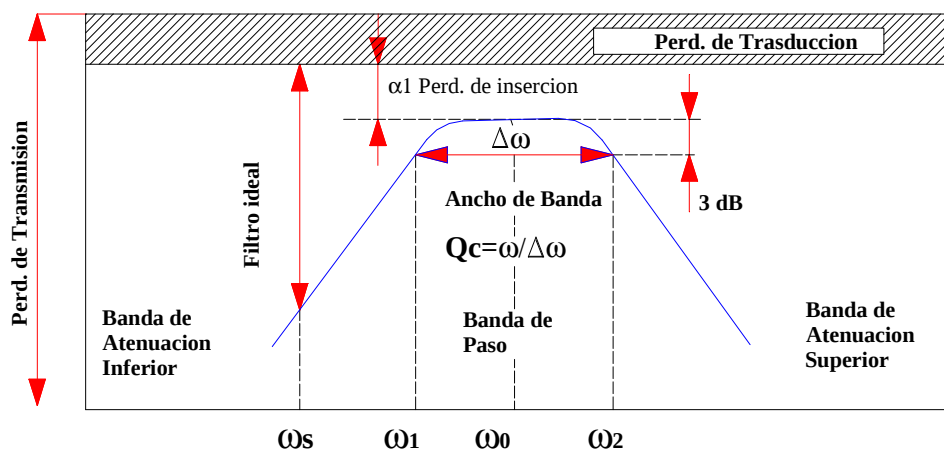


Figura 9.30. Nomenclatura

Pérdidas de inserción en la banda de atenuación: Es la relación entre la amplitud (en dB) de las componentes indeseables de la señal antes y después de intercalar el filtro. Los valores entre 20 y 100 dB son los habituales.

Frecuencias de corte: Son aquellas frecuencias que establecen el límite entre las bandas de paso y las de atenuación, en general se las define para una atenuación de 3 dB por debajo de las pérdidas de inserción, *Figura 9.30*, pero es posible admitir valores menores según el criterio del proyectista.

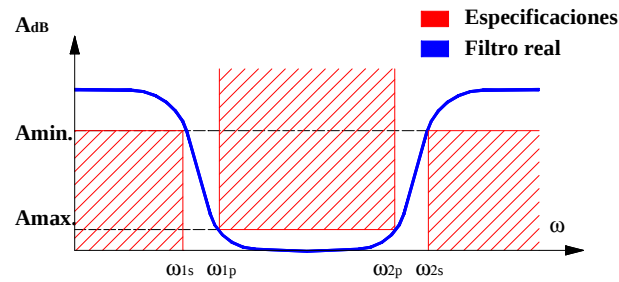


Figura 9.31. Plantilla de un filtro rechazo de banda

Ancho de banda: Es el intervalo comprendido entre dos frecuencias de corte en la banda de paso del filtro y en el caso paso bajo entre cero y la frecuencia de corte.

Atenuación: En la *Figura 9.30*, se ha representado el módulo de la transferencia con la terminología empleada, habiéndose tomado como ejemplo un filtro paso banda. Cuando se diseña, se puede representar directamente la atenuación (A dB) en función de la frecuencia en lugar del módulo de $H(s)$. En la *Figura 9.31*, se muestra dicha característica de atenuación superpuesta con lo que se ha dado en llamar la plantilla. La plantilla de un filtro no es otra cosa que la representación de las restricciones impuestas por las especificaciones. La zona enmarcada no puede ser invadida por la característica de atenuación real.

En la *Figura 9.31*, $A_{\max}$ es la máxima atenuación permitida en la banda de paso y $A_{\min}$, la mínima atenuación requerida en la banda de atenuación que conjuntamente con la diferencia $|\omega_s - \omega_p|$ define la pendiente requerida.

Relación de inserción: Una función muy útil es la inversa de la relación de pérdidas que se denomina función de inserción (se utiliza en filtros pasivos).

Sean V_{20} y P_{20} la tensión y potencia en la carga cuando el filtro no se encuentra insertado y V_2 y P_2 las mismas cantidades cuando el circuito se encuentra interpuesto. Se define la relación de inserción por la expresión (9.29).

$$H(s) = \frac{V_2}{V_{20}} \quad (9.29)$$

Es interesante relacionar esta función $H(s)$ con la función de transferencia $T(s)$.

$$V_{20} = \frac{V_g}{R_1 + R_2} \cdot R_2 \quad (9.30)$$

que reemplazada en la ecuación (9.29), permite obtener la expresión (9.31).

$$H(s) = \frac{R_1 + R_2}{R_2} \cdot \frac{V_2}{V_g} = \frac{R_1 + R_2}{R_2} \cdot T(s) \quad (9.31)$$

es decir:

$$H(s) = K \cdot T(s) \quad (9.32)$$

La expresión (9.32), indica que $T(s)$ presenta idéntica constelación de polos y ceros que $H(s)$, es decir, ambas funciones sólo difieren en una constante.

9.10.4. Filtro pasivo de absorción en derivación

Un filtro pasivo de absorción en derivación está sintonizado a la frecuencia que iguala sus reactancias inductiva y capacitiva. El factor de calidad del filtro (Q) determina la agudeza de la sintonización. Los filtros de Q elevado están sintonizados a un armónico bajo (tal como el quinto) y un valor típico de Q es de 30 a 60. Los filtros de Q reducido (entre 0,5 y 5) presentan impedancias bajas a un gran ancho de banda; cuando se usan para eliminar los armónicos de órdenes elevados (por encima del 17), se le denominan filtros de banda pasante alta (paso alto). Las Figuras 9.32 y 9.33 muestran ejemplos típicos de filtros de alto y bajo valor de Q , junto con sus respectivas variaciones de impedancia con la frecuencia.

En el caso de filtros sintonizados, el factor Q está definido como la razón de la reactancia inductiva (o capacitiva) a la resistencia en el punto de resonancia.

$$Q = \frac{X_0}{R} \quad (9.33)$$

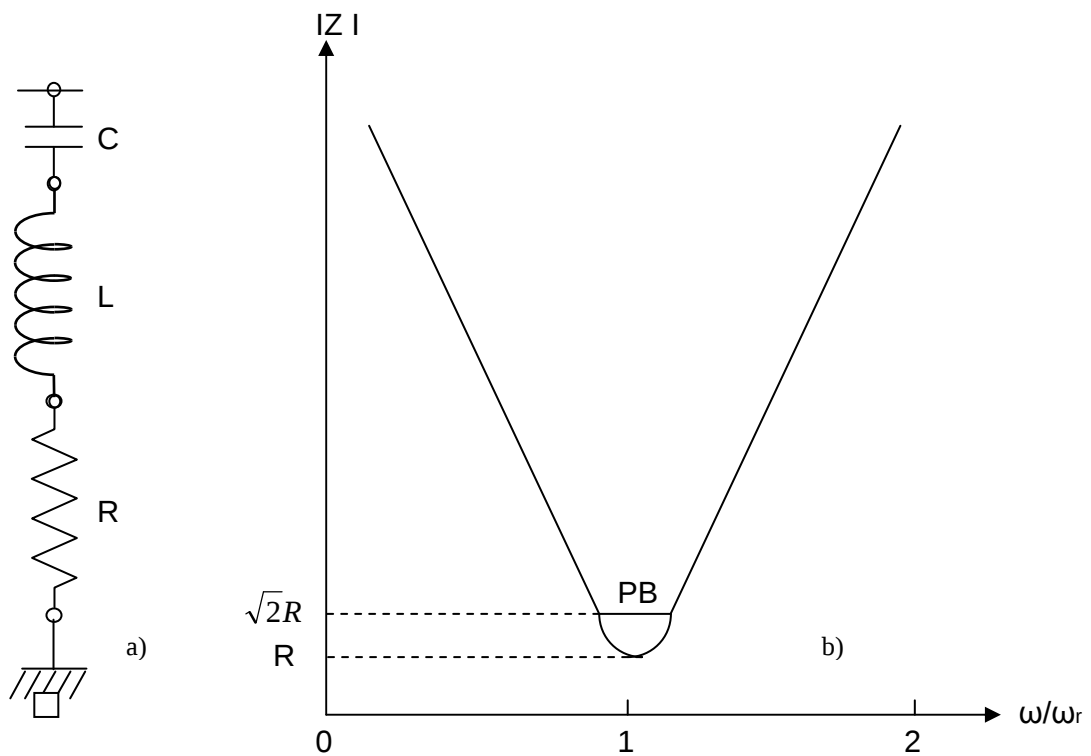


Figura 9.32. (a) Circuito de un filtro shunt sintonizado de Q elevado. (b) Impedancia del filtro en función de la frecuencia.

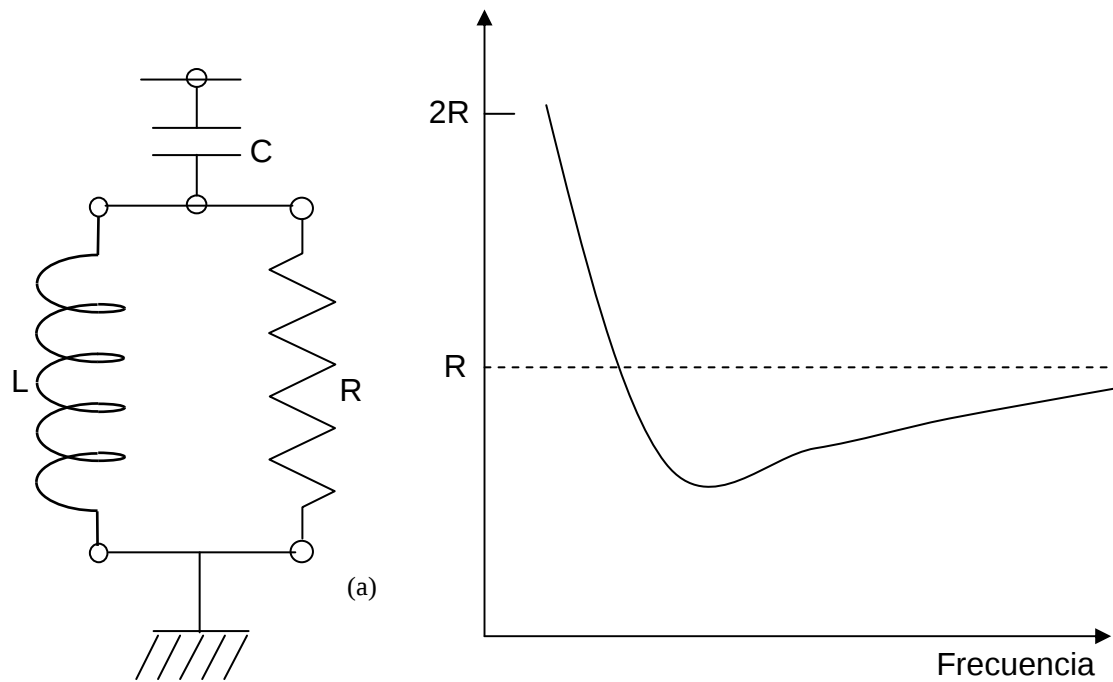


Figura 9.33. (a) Filtro paso banda, de segundo orden. (b) Impedancia del filtro en función de la frecuencia.

Como muestra la Figura 9.32 (b), el paso de banda del filtro (PB) es el grupo de frecuencias limitado por los puntos donde la reactancia iguala a la resistencia, es decir, el ángulo de la impedancia es de 45° y su módulo $\sqrt{2} R$. El factor de calidad y el paso de banda están relacionados por la expresión:

$$Q = \frac{\omega_n}{PB} \quad (9.34)$$

donde ω_n es la pulsación de la frecuencia de sintonía en radianes por segundo y PB es la medida del segmento que se puede ver en la Figura 9.32 (b).

La agudeza de la sintonía en los filtros de banda pasante alta y, por tanto, su factor de calidad, es la inversa de la expresión (9.33), es decir:

$$Q = \frac{R}{X} \quad (9.35)$$

La amplitud de la asintonía del filtro con respecto a la frecuencia nominal de sintonización está representada por el factor δ . Este factor incluye los siguientes efectos:

- I. Variaciones de la frecuencia fundamental.
- II. Variaciones en las reactancias inductiva y capacitiva causadas por envejecimiento y temperatura.
- III. Tolerancias de fabricación de los componentes.

Como consecuencia de estos efectos, se produce una asintonía combinada que, en tanto por uno de la frecuencia nominal de sintonización, viene dada por la expresión (9.36).

$$\delta = \frac{(\omega - \omega_n)}{\omega_n} \quad (9.36)$$

Además hay que tener en cuenta que desviaciones en los valores de L o C (por ejemplo del 2%), causan la misma desintonización que un cambio en la frecuencia del 1%; por lo tanto, δ se expresa normalmente según la expresión (9.37).

$$\delta = \frac{\Delta_f}{f_n} + \frac{1}{2} \left(\frac{\Delta L}{L_n} + \frac{\Delta C}{C_n} \right) \quad (9.37)$$

9.10.5 Criterios para el diseño de filtros de corriente alterna

En los sistemas de potencia, los filtros se especifican normalmente por la potencia reactiva que suministran a la frecuencia fundamental que, aproximadamente, corresponde con la de sus condensadores. Esta magnitud está determinada por la proporción de potencia reactiva de la fuente de armónicos que debe ser suministrada localmente.

El criterio ideal para el diseño del filtro es la eliminación de todos los efectos indeseables causados por la distorsión de la onda, incluyendo el de la interferencia en las líneas telefónicas, que es el más difícil de eliminar totalmente. Sin embargo, este criterio ideal no es aconsejable por razones técnicas y económicas. Desde el punto de vista técnico, es difícil estimar de antemano la distribución de armónicos en la red eléctrica. Por el lado económico la reducción de interferencias en comunicaciones se obtiene más eficazmente por medidas preventivas en los dos sistemas, es decir, en la red de potencia y en la telefónica.

Un criterio más práctico sugiere reducir la distorsión a un nivel aceptable en el punto de acoplamiento común (PAC) con otros consumidores, teniendo en cuenta que las normativas pueden requerir el control en los términos de los armónicos de tensión, de corriente o en ambos.

Un criterio basado en armónicos de tensión es más conveniente para el diseño de filtros, porque es más fácil garantizar los niveles máximos de tensión que los de corriente, cuando varía la impedancia del sistema.

El diseño del filtro más lógico es una configuración única de paso de banda elevado capaz de atenuar todo el espectro de corrientes armónicas inyectadas. Sin embargo, la capacidad necesaria para conseguir esta meta es demasiado elevada y suele ser más económico atenuar los armónicos de órdenes bajos por medio de filtros sintonizados de rama única.

Para satisfacer las limitaciones establecidas por las normativas, el diseño de filtros requiere los siguientes pasos:

- I. El espectro armónico de las corrientes producidas por la carga no lineal se inyecta en un circuito, ilustrado en la figura 9.34, que consiste en la impedancia del filtro Z_f en paralelo con la de la red de alterna Z_r a las distintas frecuencias; este circuito permite calcular los armónicos de tensión en el PAC.

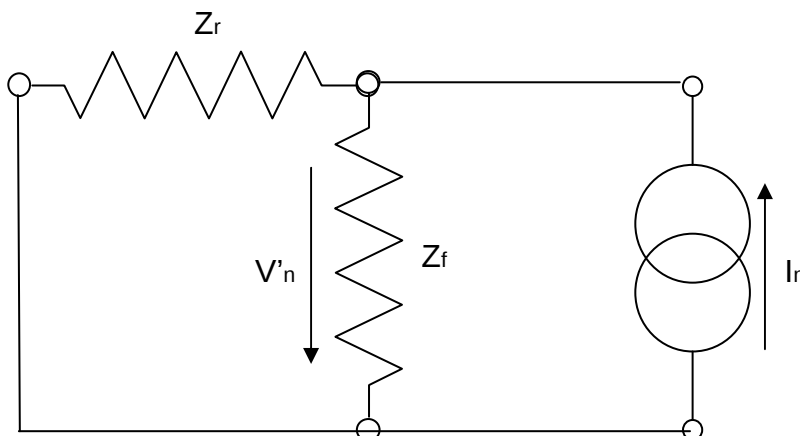


Figura 9.34. Esquema equivalente de fuente de armónicos, impedancia de filtro e impedancia armónica de la red.

- II. Los resultados de (I) se usan para determinar los índices especificados por las normativas, tales como D (Distorsión), THD (Distorsión total), TIF (Factor de interferencia con circuitos telefónicos) etc.
- III. Se calcula la carga en cada componente del filtro: condensadores, bobinas y resistencias, sus características y pérdidas.

En el diseño de filtros existen tres componentes, que requieren una consideración detallada: la fuente de armónicos, la admitancia del filtro y la del sistema.

El contenido de la fuente de armónicos debe incluir las variaciones de carga y en el caso de convertidores estáticos, los ángulos de encendido. En lo que se refiere a las admitancias del filtro y del sistema es importante calcular la mínima admitancia total equivalente del circuito en paralelo a cada frecuencia armónica, lo que permitirá obtener los máximos valores de distorsión de la tensión.

Una vez decidida la configuración de los filtros, el cálculo de sus admitancias es inmediato. Las impedancias del sistema son mucho más difíciles de determinar con precisión.

Amplificación de Armónicos

En el circuito de la *Figura 9.34*, la impedancia de la red es predominantemente inductiva a la frecuencia fundamental y para los armónicos bajos.

Si no hubiera filtros, la corriente I_h inyectada por la fuente de armónicos generaría en el PAC una tensión que vendría dada por la expresión (9.38).

$$V_h = Z_r I_h = \frac{I_h}{Y_r} \quad (9.38)$$

Debido a la presencia de filtros, la tensión en ese punto vendrá dada por la expresión (9.39).

$$V_h^| = \frac{I_h}{(Y_r + Y_f)} \quad (9.39)$$

donde Y_r e Y_f son las admitancias de la red y del filtro, respectivamente; la última es, predominantemente capacitiva, para los armónicos de orden bajo, es decir:

$$Y_f \approx jB_r \quad (9.40)$$

Por lo tanto.

$$V_h^| = \frac{I_h}{(G_r - jB_r + jB_r)} \quad (9.41)$$

donde G_r y B_r son la conductancia y susceptancia de la red, respectivamente.

Si $B_r = B_f$ la tensión armónica solo está limitada por la resistencia de la red, que es normalmente pequeña. En general, cuando $Y_r + Y_f < Y_r$ tendrá lugar una amplificación del armónico correspondiente, de acuerdo a un factor de amplificación igual a:

$$\frac{V_h^|}{V_h} = \frac{Y_r}{(Y_r + Y_f)} \quad (9.42)$$

Por lo tanto, un armónico no característico de corriente de orden bajo, que no presentaría problemas en ausencia de filtros, puede ser amplificado y producir una tensión de magnitud superior a las producidas por los armónicos característicos.

Este problema, a menudo, requiere la adición de uno o más filtros que modifiquen la impedancia de la red. Sin embargo, cuando la impedancia de la red experimenta variaciones considerables no es recomendable el uso de filtros de sintonización aguda; en su lugar, los filtros de paso de banda ancho poseen más atenuación, aunque también aumentan las pérdidas a la frecuencia fundamental.

Otra posible causa de amplificación de armónicos es la respuesta del sistema de control del convertidor estático, que puede transformar a éste en una fuente de resistencia equivalente negativa para algún armónico de orden bajo.

La capacidad de atenuación de la red debe ser representada con precisión puesto que su presencia permite reducir el tamaño de los filtros. El factor de reducción es una función del ángulo de fase máximo (ϕ_h en la Figura 9.35) de la impedancia de la red a la frecuencia h:

$$\frac{1}{1 + \cos(\phi_h)_{max}} \quad (9.43)$$

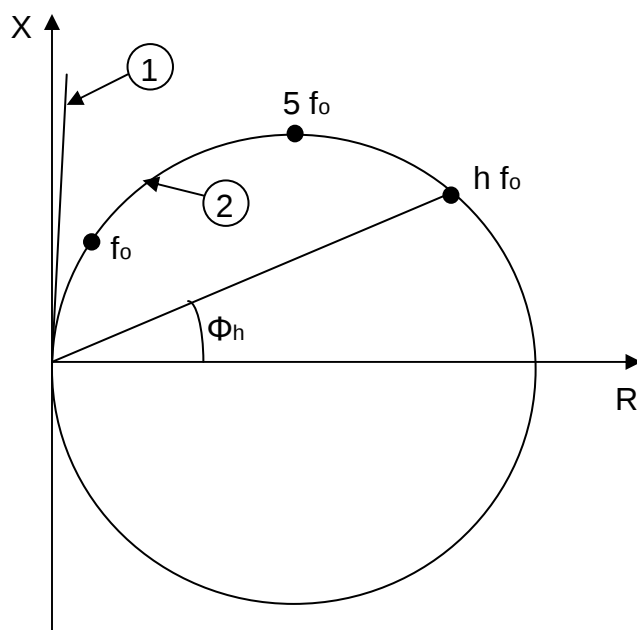


Figura 9.35. Atenuación de impedancias armónicas a frecuencias bajas

Por otra parte, la efectividad del filtrado de los filtros pasa-banda a frecuencias elevadas tiene poca dependencia del punto de funcionamiento del convertidor o de la impedancia de la red, puesto que esta última, es normalmente, muy superior a la impedancia de los filtros. Sin embargo, cuando el filtro pasa-banda se diseña para ofrecer una fuerte atenuación a los armónicos de orden bajo es importante conocer, con precisión, la impedancia de la red a esas frecuencias; es necesario comprobar que la combinación en paralelo del filtro y la red, no sólo reduce los armónicos importantes de tensión, sino también evita la amplificación excesiva de los armónicos de otros ordenes sin gran aumento de pérdidas.

Influencia de los armónicos no característicos

La presencia de armónicos no característicos puede tener una enorme influencia en los resultados de los estudios realizados, de acuerdo al criterio de diseño de filtros de uso corriente.

La tabla 9.7, muestra un espectro típico de tensiones, hasta el armónico 85, calculadas en relación con un enlace HVDC con filtros sintonizados para los armónicos de órdenes 11 y 13 y filtros pasa-banda para los órdenes más elevados. La tabla 9.8., indica las condiciones de funcionamiento y los tipos de desequilibrio tenidos en cuenta en los estudios realizados; para cada armónico se ha escogido para impedancia más desfavorable de la red. Por último, la tabla 9.9. ilustra la dependencia existente entre los resultados

calculados y el número de armónicos seleccionados para el estudio.

Entre las principales conclusiones se pueden citar:

- Los armónicos de orden bajo ejercen mayor influencia en la distorsión total.
- Para valores precisos de los índices TIF e IT es suficiente tener en cuenta los armónicos de órdenes inferiores a 50 y los no característicos hasta el décimo.

Cuando se incluye un filtro pasa-banda para los armónicos superiores al 23, los armónicos no característicos por encima del orden 20, solo afectan al índice de distorsión total calculado por suma aritmética. Sin embargo este criterio, conduce a diseños costosos y no presenta beneficio alguno para otros índices.

- El factor de distorsión refleja mejor el efecto total de los armónicos, pero al añadir los valores de los armónicos individuales es necesario establecer si el R_{ss} utilizado corresponde a valores presentes simultáneamente o a valores máximos no coincidentes.

$$R_{ss} = \left(\frac{1}{V_1} \left[\sum_{n=2}^m V_n^2 \right]^{\frac{1}{2}} \right) \quad (9.44)$$

Tabla 9.7. Valores típicos de tensiones armónicas

Orden (n)	U _s (%)	Orden (n)	U _s (%)	Orden (n)	U _s (%)	Orden (n)	U _s (%)	Orden (n)	U _s (%)	Orden (n)	U _s (%)	Orden (n)	U _s (%)
1	100	13	0,14	25	0,090	37	0,044	49	0,055	61	0,056	73	0,047
2	0,14	14	,0032	26	,0006	38	,0004	50	,0006	62	,0007	74	,0008
3	0,89	15	0,12	27	0,010	39	,0006	51	0,010	63	0,012	75	0,012
4	,056	16	,0092	28	,0008	40	,0004	52	,0007	64	,0008	76	,0007
5	0,49	17	0,057	29	,0063	41	,0034	53	,0052	65	,0060	77	,0061
6	,081	28	,075	30	,0011	42	,0006	54	,0010	66	,0010	78	,0011
7	0,37	19	0,028	31	,0053	43	,0037	55	,0053	67	,0058	79	,0060
8	,033	20	,0024	32	,0006	44	,0005	56	,0007	68	,0007	80	,0007
9	0,39	21	0,024	33	,0079	45	,0075	57	,011	69	,012	81	,012
10	,011	22	,0009	34	,0005	46	,0005	58	,0008	70	,0007	82	,0007
11	0,25	23	0,13	35	0,052	47	0,054	59	0,057	71	0,051	83	0,041
12	,0068	24	,0006	36	,0004	48	,0008	60	,0010	72	,0010	84	,0010
												85	0,040

Tabla 9.8. Datos del circuito y desequilibrios considerados

Tensión continua ideal en vacío	273,3 kV
Intensidad continua nominal	1,6 kA
Caída de Tensión nominal inductiva (en %)	6,3 %
1. Armónico 3	80°
2. Otros armónicos	85°
Desviación equivalente de la frecuencia	1,3 %
Tensión de secuencia negativa	1,0 %
Desviación standard del ángulo de encendido	0,022°

Tabla 9.9. Distorsión en función del número de armónicos seleccionados

Caso	Armónicos considerados		Resultados			
	Característicos	No- Característicos	Distorsión aritmética (%)	Distorsión eficaz (%)	TIF kA	IT
A	Ninguno	<10	2,46	1,16	5,6	86
B	<20	<20	3,08	1,20	11,7	495
C	<50	Ninguno	0,82	0,34	16,0	534
D	<50	<10	3,28	1,21	16,8	541
E	<50	<20	3,51	1,22	18,0	542
F	<50	<50	3,59	1,22	18,1	542
G	<85	Ninguno	1,11	0,36	17,0	537
H	<85	<10	3,57	1,21	17,8	544
I	<85	<20	3,80	1,22	19,0	545
J	<85	<85	4,00	1,22	19,1	547

9.10.6. Influencia de los transitorios

Durante las perturbaciones, las ondas de tensión pueden resultar fuertemente distorsionadas como consecuencia de las corrientes magnetizantes de los transformadores y la respuesta natural de la red. Tal distorsión puede crear sobretensiones y retardar la restauración del funcionamiento normal.

Los filtros deben estar diseñados para soportar las perturbaciones más severas y minimizar la duración de los períodos de recuperación.

Con este fin, los filtros deberán estar sintonizados a frecuencia muy bajas (del segundo al cuarto armónico) e incluir resistencias o componentes no lineales para la atenuación y limitación de la respuesta transitoria.

El amortiguamiento ejercido por la red ejerce gran influencia en los transitorios que resultan de la conexión de los transformadores que alimentan a convertidores estáticos y de los equipos de compensación de la potencia reactiva.

La *Figura 9.36*, muestra los resultados, obtenidos por simulación, de la conexión de un banco de filtros pasa-banda de segundo orden, con amortiguación de la red y en ausencia de la misma; las sobretensiones están representadas en función del instante de la conexión.

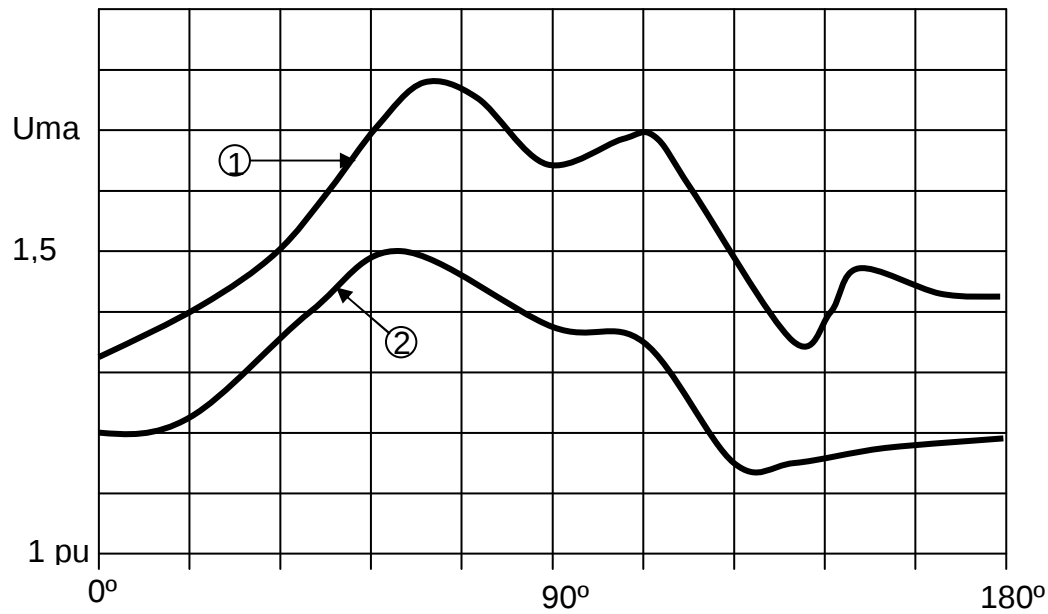


Figura 9.36. Influencia de la atenuación de la red en las sobretensiones transitorias en función del instante de conexión de un banco de condensadores de 150MVA. 1. Red puramente inductiva. 2 Sistema real

9.10.7. Filtros de rechazo de banda.

Estos filtros están formados, generalmente, por un conjunto LC en paralelo sintonizado a la frecuencia que se quiere rechazar y el conjunto se conecta en serie con la carga en la cual se desea evitar la penetración de algún armónico en particular.

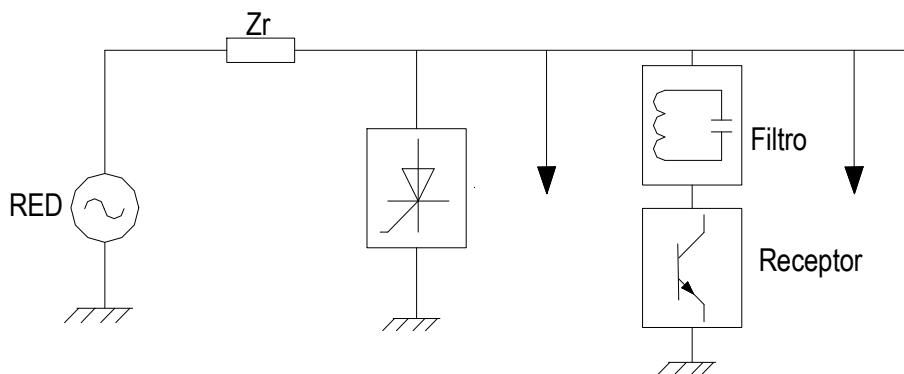


Figura 9.37. Filtro de rechazo, conectado en serie con un dispositivo sensible.

La configuración del filtro pasivo de rechazo y la curva de respuesta en frecuencia, pueden ser como las representadas en la Figura 9.38. El filtro completo puede formarse con tantas ramas como sean necesarias.

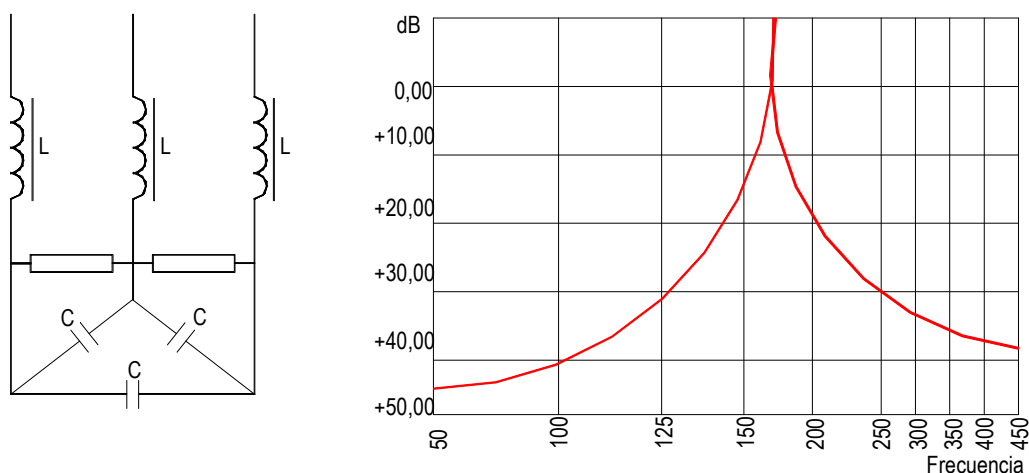


Figura 9.38. Configuración y respuesta en frecuencia de un filtro pasivo de rechazo.

Uno de los objetivos del filtro de rechazo puede ser el de impedir la resonancia paralelo entre transformador y condensador y evitar una sobrecarga de armónicos en la batería de condensadores. El filtro está compuesto de varias ramas L-C con una configuración como la indicada en la Figura 9.39.

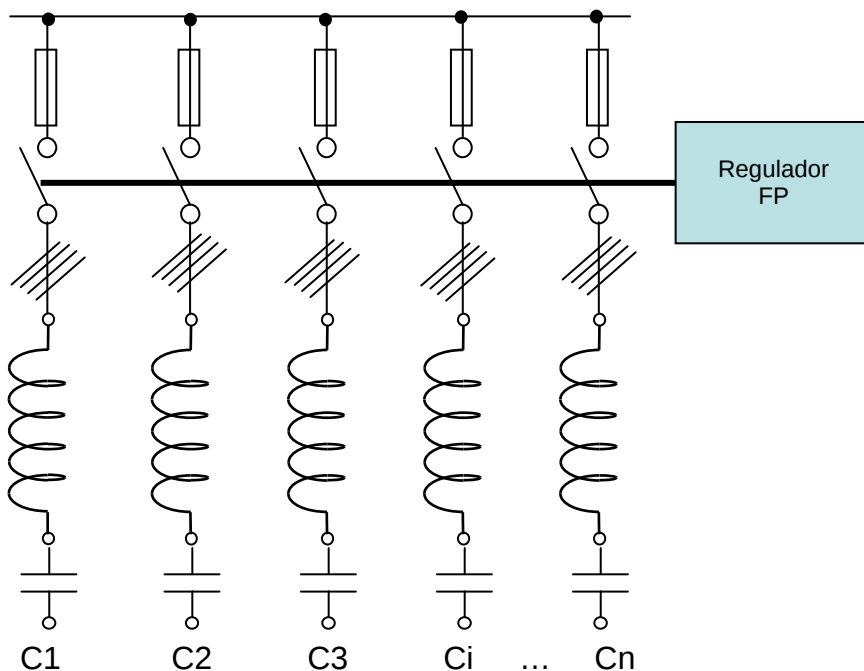


Figura 9.39. Esquema unifilar de un filtro de rechazo

El filtro completo puede formarse con tantas ramas como sean necesarias para compensar la energía reactiva de la instalación. Las citadas ramas se podrán conectar y desconectar en función de la demanda de compensación del factor de potencia, tal como se indica en esquema unifilar de la Figura (9.39).

En resumen, el dimensionamiento de filtros de rechazo (desintonizados) se hace en función de los kVAr necesarios para llevar el factor de potencia a un valor próximo a la unidad. Como ventajas adicionales, protegen a los condensadores de una excesiva sobreintensidad por armónicos en instalaciones con un alto factor de distorsión de onda.

Las distintas ramas L-C del filtro tienen todas ellas la misma frecuencia propia de resonancia serie. Dicha frecuencia no debe coincidir con ningún múltiplo entero de la frecuencia de red y se debe escoger de tal

forma que quede por debajo de la frecuencia del primer armónico significativo de la instalación. De esta forma, la resonancia a cualquier armónico resulta imposible.

Dependiendo de la frecuencia propia de resonancia del filtro, se genera una determinada sobretensión en los condensadores, que suele elegirse entre el 5% y el 14%.

Los filtros de rechazo se especifican precisamente, haciendo referencia al llamado factor de sobretensión, **P%**, que da la relación entre la tensión de la reactancia y la del condensador y fija la frecuencia propia de resonancia del conjunto.

$$P\% = 100 \cdot \frac{U_L}{U_C} = 100 \cdot \left(\frac{\omega}{\omega_r} \right)^2 \quad (9.45)$$

Donde:

P% = Factor de sobretensión

U_L = Tensión de la reactancia inductiva

U_C = Tensión en el condensador

ω = Pulsación fundamental

ω_r = Pulsación a la frecuencia de resonancia del conjunto

Los filtros más habituales para redes con cargas trifásicas equilibradas son los de P=7%, con frecuencias de resonancia de 189 Hz para redes de 50 Hz o de 227 Hz para redes de 60 Hz. Este es el valor más frecuente ya que se pretende evitar la resonancia a los armónicos 5º y superiores. En algunas instalaciones con cargas monofásicas, donde existe peligro de resonancia al tercer armónico se suele utilizar filtros de P=14%, con frecuencias de resonancia a 133 Hz para redes de 50 Hz y 160 Hz para redes de 60 Hz.

La colocación de filtros de rechazo en una determinada instalación, hace que baje la impedancia equivalente en el punto de conexión a la red, PCC, con lo cual si la impedancia de cortocircuito de la red es razonablemente baja se reducen los armónicos de tensión en dicho punto.

9.10.8. Filtros de absorción

Mientras que el filtro pasivo de rechazo, colocado en serie, maneja toda la corriente de la carga, el filtro pasivo de absorción, colocado en paralelo con la carga, maneja una fracción de la misma. Además, la componente capacitiva de este filtro puede compensar parte de la potencia reactiva demandada por la carga. Por estas razones, es por lo que, los filtros de absorción, instalados en paralelo, son los que habitualmente se emplean para la eliminación de armónicos en las redes industriales.

Están formados por tantas ramas LC como armónicos se desee filtrar, con frecuencias de resonancia coincidentes con las de dichos armónicos (sintonizados).

El principio de funcionamiento consiste en proporcionar un camino de baja impedancia a las corrientes armónicas, de forma que estas se deriven por el filtro en vez de propagarse por la red.

El diseño de estos filtros precisa de un estudio completo de la configuración y características de la instalación. La conexión, en las redes trifásicas, se realizará siempre en estrella con neutro y, a ser posible, el conductor neutro se tomará directamente de la acometida. La configuración resultante será la correspondiente a corrección individual, o conjunta con línea independiente para receptores que generan corrientes armónicas.

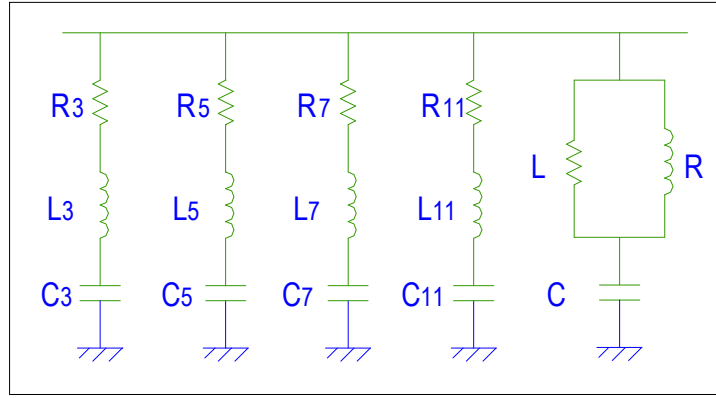


Figura 9.40. Configuración de un banco de filtros.

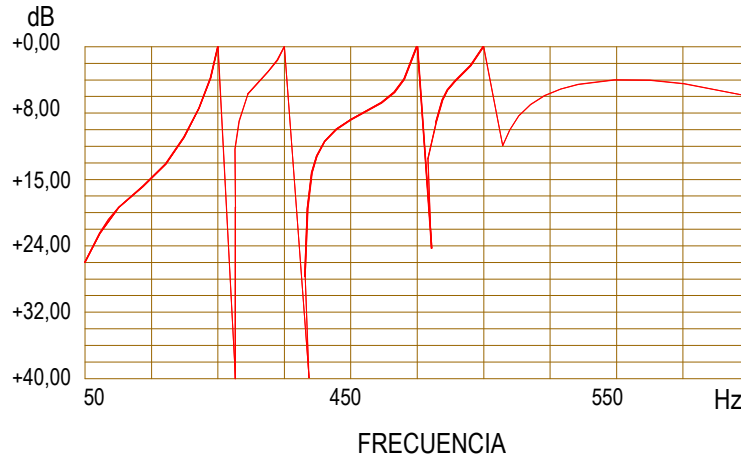


Figura 9.41. Respuesta en frecuencia del filtro.

9.10.9. Filtros sintonizados

La Figura 9.32, muestra un filtro simple sintonizado a una sola frecuencia, generalmente, de orden bajo. Su impedancia tiene la expresión dada por la ecuación (9.22), que a la frecuencia de resonancia, f_r se reduce a R . Antes de la selección de R , L y C hay que considerar dos parámetros básicos para el diseño del filtro que ya se han definido: el factor de calidad Q y la variación relativa de la frecuencia δ .

A fin de expresar la impedancia del filtro, en función de Q y δ se usan las siguientes relaciones:

$$\omega = \omega_r (1 + \delta) \quad (9.46)$$

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (9.47)$$

$$X_0 = \omega_r L = \frac{1}{\omega_r \cdot C} = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (9.48)$$

donde:

ω_r es la pulsación a la frecuencia de sintonización en radianes por segundo.

X_0 es la reactancia de la bobina o condensador, en ohmios, a la pulsación ω_r .

En función de Q , expresión (9.33), resulta la siguiente formulación:

$$C = \frac{1}{\omega_r X_0} = \frac{1}{\omega_r RQ} \quad (9.47)$$

$$L = \frac{X_0}{\omega_r} = \frac{RQ}{\omega_r} \quad (9.48)$$

Sustituyendo, resulta:

$$Z_f = R \left[1 + jQ\delta \left(\frac{2 + \delta}{1 + \delta} \right) \right] \quad (9.49)$$

y como δ es muy pequeño comparado con la unidad, resulta:

$$Z_f \approx R(1 + j2\delta Q) = X_0(Q^{-1} + j2\delta) \quad (9.50)$$

o bien:

$$|Z_f| \approx R(1 + 4\delta^2 Q^2)^{1/2} \quad (9.51)$$

En general, en el diseño del filtros, es más conveniente operar con admitancias; por tanto:

$$Y_f \approx \frac{1}{R(1 + j2\delta Q)} = G_r + jB_r \quad (9.52)$$

donde:

$$G_r = \frac{Q}{X_0(1 + 4\delta^2 Q^2)} \quad (9.53)$$

$$B_r = \frac{-2\delta Q^2}{X_0(1 + 4\delta^2 Q^2)} \quad (9.54)$$

Para el armónico n, la tensión en la barra de conexión del filtro vendrá dada por la expresión (9.55)

$$V_n = \frac{I_n}{Y_{nf} + Y_{sn}} = \frac{I_n}{Y_n} \quad (9.55)$$

y, por tanto, para minimizar la distorsión de tensión es necesario aumentar la admitancia equivalente del filtro en paralelo con la de la red.

La predicción del valor máximo esperado de V_n , requiere escoger, de la forma más favorable posible las variables que no se conocen con precisión; las principales son δ e Y_{sn} . Como la tensión armónica aumenta con δ , el análisis debe incluir la máxima desviación posible δ_m en el caso de Y_{sn} hay que escoger la menor admitancia de la red.

Dentro de ciertos márgenes, el proyectista puede decidir los valores de Q y la dimensión de filtro (la potencia reactiva a frecuencia fundamental).

En función de Q y δ , la ecuación (9.55), se expresa por la ecuación (9.56).

$$|V_n| = I_n \left(\left[G_{sn} + \frac{1}{R(1 + 4Q^2 \delta^2)} \right]^2 + \left[B_{sn} - \frac{2Q\delta}{R(1 + 4Q^2 \delta^2)} \right]^2 \right)^{1/2} \quad (9.56)$$

La hipótesis de una admitancia de red puramente inductiva, de utilización bastante común en el diseño de filtros, es demasiado pesimista.

En general, las impedancias armónicas están situadas en una zona del plano R, X determinada por dos líneas rectas y un círculo que pasa por el origen. El ángulo máximo de fase de la impedancia de la red está limitado entre $\pm 90^\circ$ y, en general, decrece al aumentar la frecuencia (excepto en el caso de armónicos de orden elevado en cables subterráneos). En estas condiciones la tensión máxima del armónico de orden "n" se obtiene escogiendo ϕ_{sn} con signo opuesto al de δ y la ecuación (9.56) se transforma en la expresión (9.57).

$$|V_n| = I_n \left[(|Y_{sn}| \cos \phi_{sn} + G_r)^2 + (-|Y_{sn}| \sin \phi_{sn} + B_r)^2 \right]^{1/2} \quad (9.57)$$

con ϕ_{sn} positivo y δ negativo.

Al no existir restricciones para el valor de $|Y_{sn}|$, la admitancia que origina el máximo $|V_n|$ vendrá dada por la expresión (9.58).

$$|Y_{sn}| = \frac{\cos \phi_{sn} (2Q\delta \tan \phi_{sn} - 1)}{R(1 + 4Q^2 \delta^2)} \quad (9.58)$$

con lo que se obtiene la expresión (9.59).

$$|V_n| = I_n \omega_n L \left[\frac{1 + 4Q^2 \delta^2}{Q(\sin \phi_{sn} + 2Q\delta \cos \phi_{sn})} \right] \quad (9.59)$$

El Q óptimo que minimiza el valor máximo de $|V_n|$ vendrá dado por la expresión (9.60).

$$Q = \frac{1 + \cos \phi_{sn}}{2\delta \sin \phi_{sn}} \quad (9.60)$$

para que:

$$|V_n| = I_n \delta \omega_n L \left[\frac{4}{1 + \cos \phi_{sn}} \right] = \frac{2I_n R}{\sin \phi_{sn}} \quad (9.61)$$

Sin embargo, los filtros no se diseñan normalmente de acuerdo a este criterio porque el valor requerido de Q produce demasiadas pérdidas, usándose, por tanto, valores de Q más elevados que el determinado por la ecuación (9.60).

Otra condición a tener en cuenta en el diseño, puesto que puede restringir el funcionamiento del convertidor, es la desconexión de una o más ramas de filtros; en ese caso las ramas restantes estarán sobrecargadas puesto que tienen que absorber todo el contenido armónico de la corriente del convertidor.

9.10.10. Filtros de doble sintonía

Las impedancias equivalentes de dos filtros sintonizados individuales, *Figura 9.42(a)*, a las frecuencias próximas a su resonancia son prácticamente iguales a las de una configuración de doble filtro sintonizado, representado en la *Figura 9.42(b)*, siempre que exista la siguiente correspondencia entre sus componentes:

$$C_1 = C_a + C_b \quad (9.62)$$

$$C_2 = \frac{C_a C_b (C_a + C_b) (L_a + L_b)^2}{(L_a C_a - L_b C_b)^2} \quad (9.63)$$

$$L_1 = \frac{L_a L_b}{L_a + L_b} \quad (9.64)$$

$$L_2 = \frac{(L_a C_a - L_b C_b)^2}{(C_a + C_b)^2 (L_a + L_b)} \quad (9.65)$$

$$R_2 = R_a \left[\frac{a^2 (1 - x^2)}{(1 + ax^2)(1 + x^2)} \right] + R_b \left[\frac{(1 - x^2)}{(1 + ax^2)(1 + x^2)} \right] + R_1 \left[\frac{(1 - x^2)(1 - ax^2)}{(1 + ax^2)(1 + x^2)} \right] \quad (9.66)$$

donde:

$$a = \frac{C_a}{C_b} \quad (9.67)$$

y:

$$X = \sqrt{\frac{L_b C_b}{L_a C_a}} \quad (9.68)$$

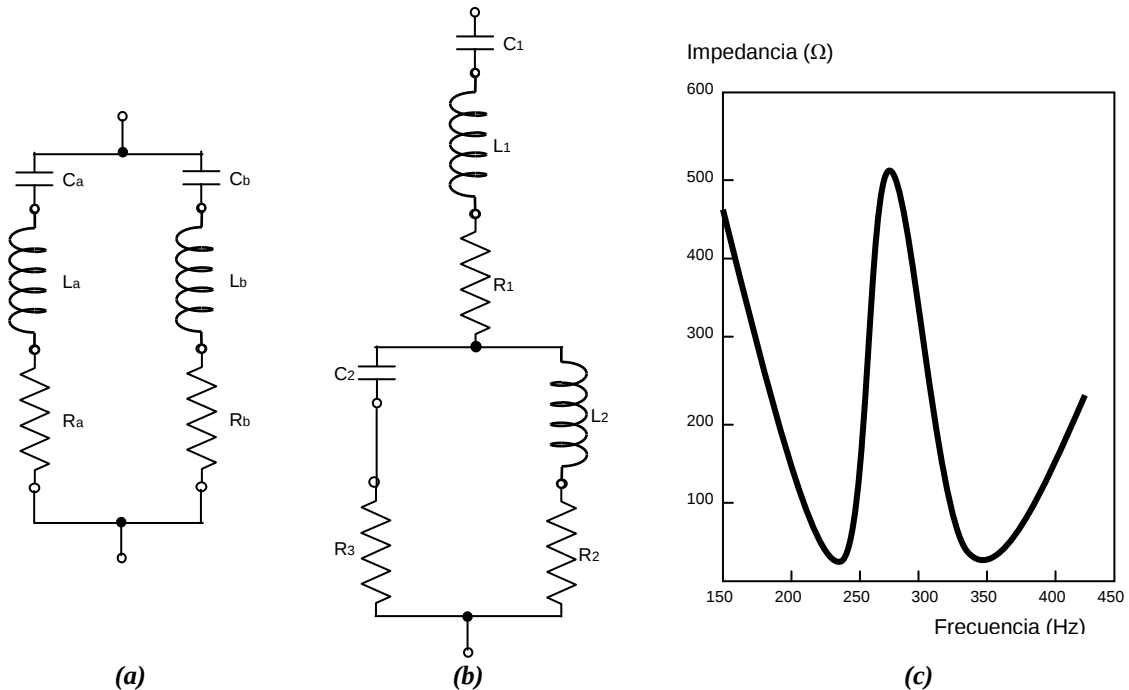


Figura 9.42. (a) dos filtros de sintonía única . (b) un filtro de sintonía doble. (c) ejemplo de impedancias armónicas del filtro de doble sintonía.

La aproximación anterior se lleva a cabo suprimiendo la resistencia R_1 que, por lo tanto, se reduce a la resistencia de la bobina L_1 . Esto tiene la ventaja de reducir las pérdidas de energía a la frecuencia fundamental en relación al uso de dos filtros independientes. El doble circuito tiene ventaja en

aplicaciones de alta tensión, debido al reducido número de bobinas diseñadas para soportar fuertes impulsos de tensión en las líneas.

Como ilustración, la *Figura 9.42 (c)* muestra las impedancias equivalentes de los filtros de doble sintonía usados en la estación de Echinghen en el enlace del Canal de la Mancha.

Aunque en teoría se pueden usar filtros de sintonización triple o cuádruple, en la práctica, no se justifican debido a las dificultades de su ajuste correcto.

9.10.11. Filtros de sintonización automática

En el diseño de filtros sintonizados es ventajoso el reducir las variaciones máximas de la frecuencia. Esto se puede conseguir manteniendo la sintonía del filtro bien por conexión de condensadores o por variación de la inductancia; una variación de 15 % se considera aceptable. Esta operación se lleva a cabo por medio de un controlador automático que mide la potencia reactiva del filtro a la frecuencia del armónico y varía el valor de L o C , teniendo en cuenta el signo y magnitud de la potencia reactiva medida. Existen ejemplos de este tipo de filtros en algunas instalaciones de HVDC.

La sintonización automática ofrece las siguientes ventajas sobre los filtros fijos:

- I. Reducción de la potencia instalada de condensadores.
- II. Los condensadores utilizados combinan un alto coeficiente de temperatura y de potencia reactiva por unidad de volumen y coste.
- III. Debido a su elevado Q , las pérdidas son menores.

Las ventajas I y II reducen el coste de los condensadores, que constituyen los componentes más caros del filtro, y la III reduce el de la resistencia y, por tanto, de las pérdidas.

9.10.12. Filtros paso banda.

Los filtros paso banda ofrecen las siguientes ventajas:

- ◆ Su funcionamiento y carga son menos sensibles a las variaciones de temperatura, desviaciones de frecuencia, tolerancias de fabricación de los componentes, pérdida de unidades del banco de condensadores, etc.
- ◆ Baja impedancia a un espectro ancho de armónicos sin necesidad de subdivisión en muchas ramas en paralelo que requieren un gran número de interruptores y aumentan los problemas de mantenimiento.
- ◆ El uso de filtros sintonizados, crea más resonancias en paralelo entre los filtros y la admitancia de la red a frecuencias por debajo de la correspondiente al orden más bajo del filtro sintonizado y también a frecuencias intermedias entre las de los filtros sintonizados. En tales casos el uso de uno o más filtros paso banda es una alternativa más aceptable.

Por otra parte, estos filtros tienen desventajas, entre las que se encuentran:

- ◆ Para conseguir el mismo nivel de filtrado, requieren mayor potencia a la frecuencia fundamental.
- ◆ Las pérdidas en bobinas y resistencias, en general, son más altas.

9.10.12.1. Cálculo de ramas del filtro paso banda.

El filtro ideal presentaría una impedancia nula para la frecuencia de resonancia y lo más alta posible para otros valores. En la práctica siempre habrá una componente resistiva, que corresponde parte a la bobina real y parte al cableado, la cual marca el valor mínimo de la impedancia a la frecuencia de resonancia.

La calidad del filtro se mide por el factor de calidad Q , que determina la selectividad del mismo; por lo que, conseguir un Q óptimo es especialmente importante en el caso de filtros sintonizados y no lo es tanto para los demás filtros, aunque permite conseguir la mejor característica para el grupo o banda de frecuencias especificadas y también es un indicador de la sobretensión a que estarán sometidos tanto la bobina como el condensador, como se puede comprobar por las expresiones (9.69) y (9.70).

$$Q = \frac{L \cdot \omega_R}{R} = \frac{1}{\omega_R \cdot C} \quad (9.69)$$

$$V_L = V_C = \omega_R \cdot L \cdot I_n = \omega_R \cdot L \cdot \frac{V_n}{R} = Q \cdot V_n \quad (9.70)$$

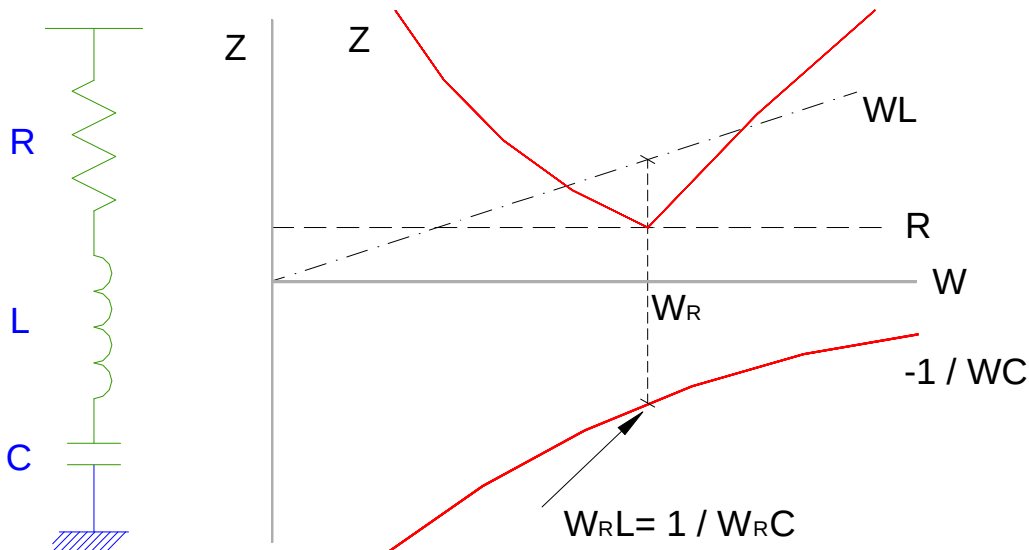


Figura 9.43. Esquema y curva de impedancia en función de la frecuencia de un filtro paso banda.

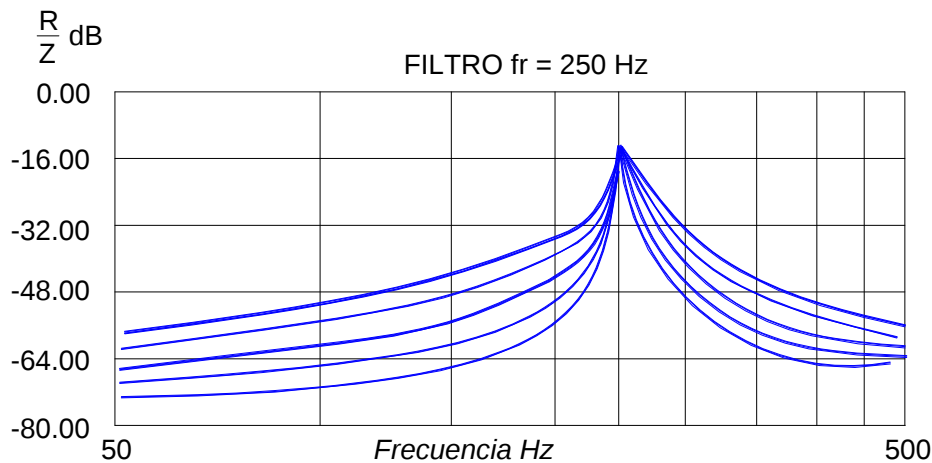


Figura 9.44. Respuesta en frecuencia de un filtro paso banda.

El gráfico de la *Figura 9.44.*, indica la relación R/Z en dB y distintos valores de Q para un filtro de $f_r = 250$ Hz, (cada tipo de filtro tendrá unas curvas características propias). Se puede observar en la figura que cuanto mayor sea el valor de Q más selectivo resulta el filtro. En la práctica, se suele trabajar con valores de Q que oscilan entre 20 y 60, valor que ha de ser tanto más alto cuanto más bajos sean los armónicos. Valores de Q elevados representan un peligro a causa de las derivas de los componentes que provocan un cambio en la frecuencia de sintonización y, como consecuencia, la pérdida de efectividad del filtro.

La desintonización puede producirse tanto por cambios en los valores de L y C como por cambio de la propia frecuencia de la red, como se indica por las expresiones (9.36) y (9.37). La impedancia que presenta el filtro en caso de producirse la desintonización será, para Z_n , la indicada por la expresión (9.71).

$$Z_{nF} = R \cdot \sqrt{(1 + 4 \cdot \delta^2 \cdot Q^2)} \quad (9.71)$$

Un proceso sencillo para la determinación de Q, L y C, es el siguiente:

- ◆ Medición de la corriente armónica máxima que debe absorber el filtro para un armónico determinado. Suponer el valor I_n medido antes.

- ◆ Elección del condensador de acuerdo con dos criterios básicos:

- ✦ Bajo consumo a la frecuencia fundamental:

$$\frac{V_1}{3} \cdot X_1 \cdot C < 0,005 \cdot I_n \quad (9.72)$$

Siendo V_1 la tensión compuesta.

- ✦ Limitación de la tensión en el condensador y bobina en resonancia:

$$\frac{1}{X_n \cdot C} \cdot I_n < V_{\max} \quad (9.73)$$

Siendo $V_{\max}$ la máxima tensión admisible en C.

- ◆ Elección de L para obtener la resonancia a la frecuencia del armónico que se desee filtrar:

$$L = \frac{1}{C \cdot X_n^2} \quad (9.74)$$

- ◆ Elección de valor de R y Q, según (9.71) y que cumpla: $Z_{nF} \ll Z_n \text{ RED}$. El valor de R se tomará según la calidad de bobina y condensador entre 0,02 y 0,05 y el valor de Q del orden de 40 en primera aproximación. Esto permitirá calcular un valor de R para la bobina.

9.10.13. Filtros paso alto

En los bancos de filtros existe, por lo general, una rama paso alto para absorber las corrientes armónicas de orden mayor a 15 o 20. Dado que para estas frecuencias se está muy lejos de la fundamental, esta sección paso alto puede ser poco selectiva (Q bajo).

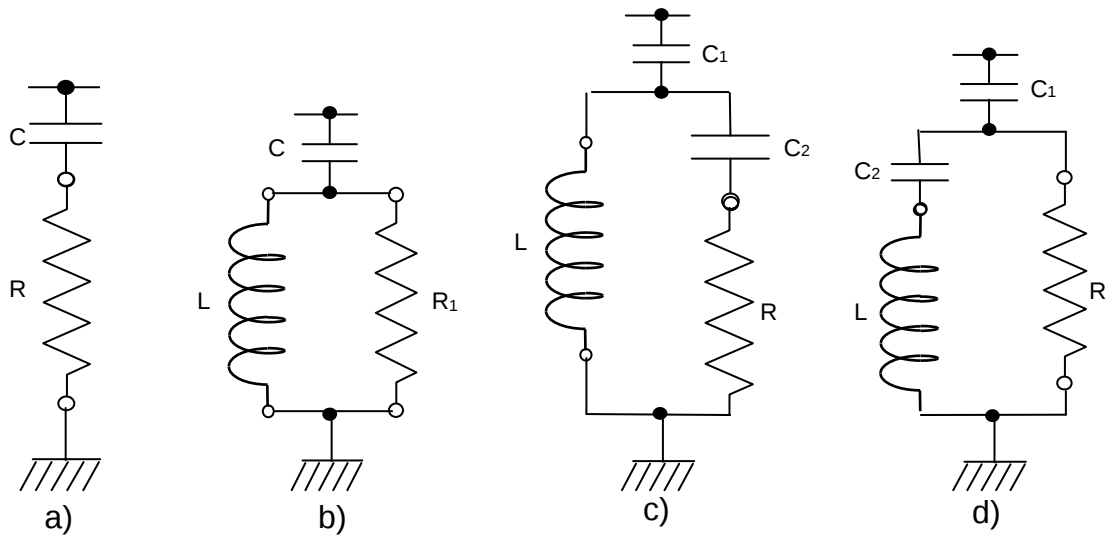


Figura 9.45. Configuraciones de filtros paso alto. a) primer orden, b) segundo orden, c) tercer orden d) tipo C.

- a) El filtro de primer orden no se utiliza normalmente, porque requiere un condensador grande y tiene pérdidas excesivas a la frecuencia fundamental.
- b) El filtro de segundo orden ofrece el mejor filtrado, pero sus pérdidas a la frecuencia fundamental son superiores a la del filtro de tercer orden.
- c) El filtro de tercer orden reduce las pérdidas, debido al aumento de su impedancia a la frecuencia fundamental por la presencia del condensador C_2 ; el valor nominal de este condensador es muy reducido en comparación con el de C_1 .
- d) Las características del filtro tipo-C se encuentran entre las de los filtros de segundo y tercer orden. Su principal ventaja es una considerable reducción de las pérdidas debido a que C_2 y L están sintonizados en serie a la frecuencia fundamental y R cortocircuitada; como consecuencia, este filtro es más susceptible a desviaciones de la frecuencia y de los valores de los componentes.

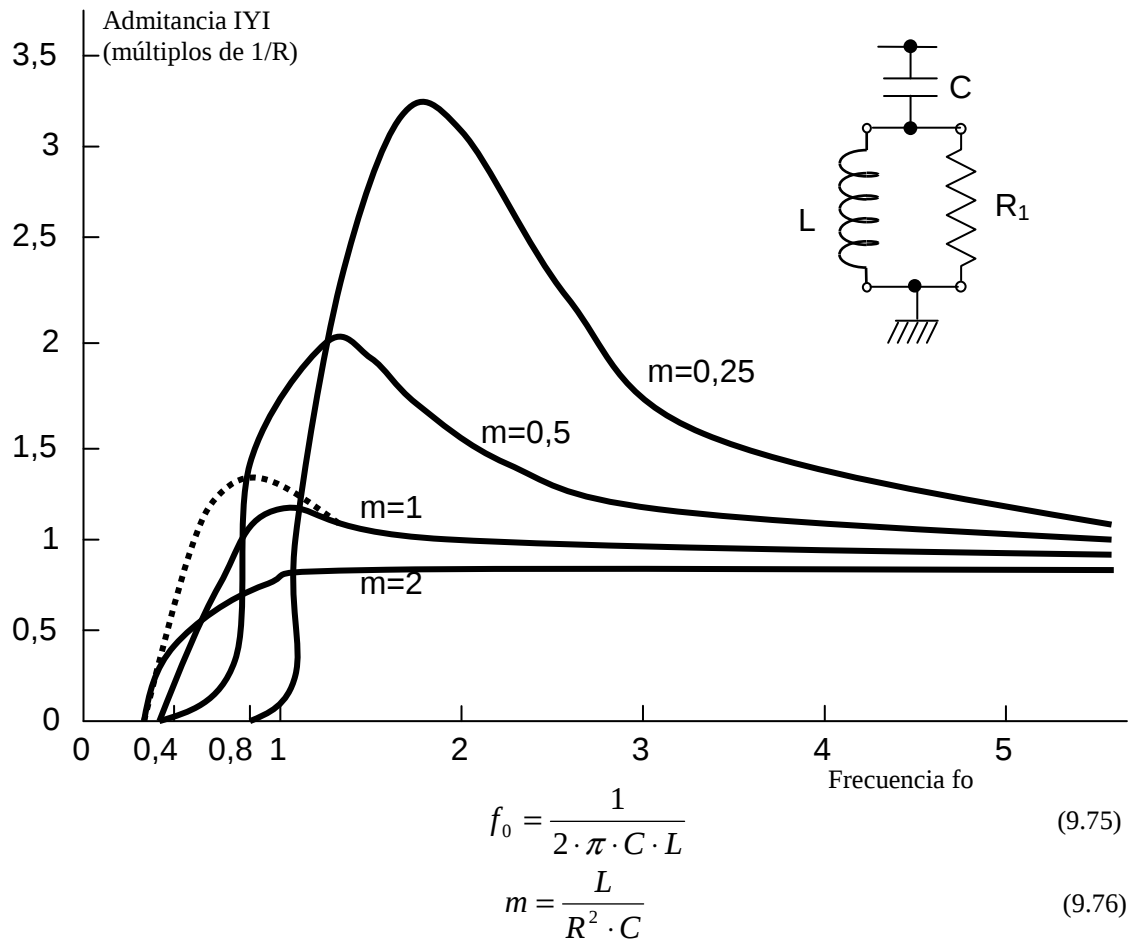


Figura 9.46. Admitancia del filtro de 2º orden en múltiplos de $1/R$.

La conducta de los filtros pasa-banda ha sido descrita por Ainsworth con la ayuda de los dos parámetros representados por las expresiones (9.75) y (9.76). Valores típicos de m varían entre 0,5 y 2. Para una capacidad dada esos parámetros (por tanto, L y R) se escogen para conseguir una admitancia apropiada en la banda de frecuencias seleccionadas.

Las componentes de conductancia y susceptancia de la admitancia de un filtro de segundo orden, vienen dadas por las expresiones (9.77) y (9.78).

$$G_f = \frac{m^2 x^4}{R_1 [(1 - mx^2) + m^2 x^2]} \quad (9.77)$$

$$B_f = \frac{x}{R_1} \left[\frac{1 - mx^2 + m^2 x^2}{(1 - mx^2)^2 + m^2 x^2} \right] \quad (9.78)$$

donde:

$$x = \frac{f}{f_0} \quad (9.79)$$

La admitancia mínima total ($Y_f + Y_{sn}$) viene dada por la expresión (9.80)

$$Y = B_f \cos \phi_m + G_f \sen \phi_m \quad (9.80)$$

En esta última expresión, ecuación (9.80), los dos términos son positivos y x es menor que el valor que hace que se cumpla la expresión (9.81).

$$|\cos \phi_f| = \left| \frac{G_f}{B_f} \right| = |\tan \phi_m| \quad (9.81)$$

Para valores mayores de x la admitancia mínima total es la del filtro (es decir, para $Y_{sn} = 0$).

Para altas frecuencias, un criterio de cálculo sencillo de este tipo de filtros es el siguiente:

- El valor de impedancia a altas frecuencias puede suponerse igual a R y debe cumplir, para el mínimo n que se desee filtrar, la expresión (9.82).

$$R < 0,1 \cdot Z_n RED \quad (9.82)$$

- Una vez determinado el valor de R , el valor de C se determina por la frecuencia deseada:

$$X_n = (1,5 \div 2) \cdot \frac{1}{C \cdot R} \quad (9.83)$$

- El valor de inductancia suele elegirse de forma que se cumpla expresión (9.84).

$$\frac{L}{R^2 \cdot C} = (0,5 \div 1) \quad (9.84)$$

La Figura 9.47, indica la conductancia G_f de un filtro de tercer orden, para el caso en que los condensadores sean iguales. Si se comparan las figuras (9.46) y (9.47), se llega a la conclusión de que los picos del filtro de tercer orden son más agudos que los del filtro de segundo orden.

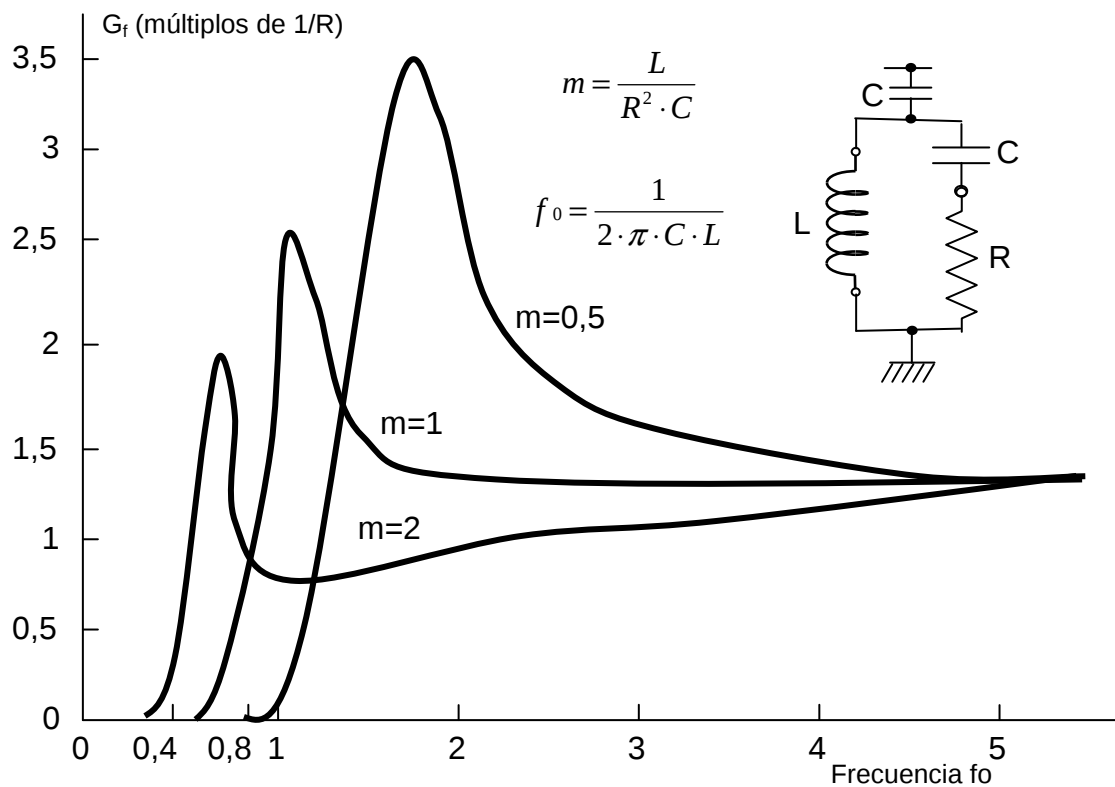


Figura 9.47. Conductancia G_f de un filtro de 3º orden.

9.10.14. Configuraciones típicas de los filtros de corriente alterna

Los convertidores estáticos de grandes potencias usan normalmente configuraciones de 12 pulsos, pero en ciertas ocasiones (tales como en mantenimiento de la planta y con desconexiones parciales) se permite el funcionamiento a 6 pulsos. En estas condiciones los convertidores producen un contenido elevado de corriente de quinto y séptimo armónicos.

Los filtros convencionales utilizan una combinación híbrida que consiste en ramas sintonizadas para los órdenes bajos, normalmente 5, 7, 11 y 13, y un filtro paso alto para los órdenes 17 y superiores.

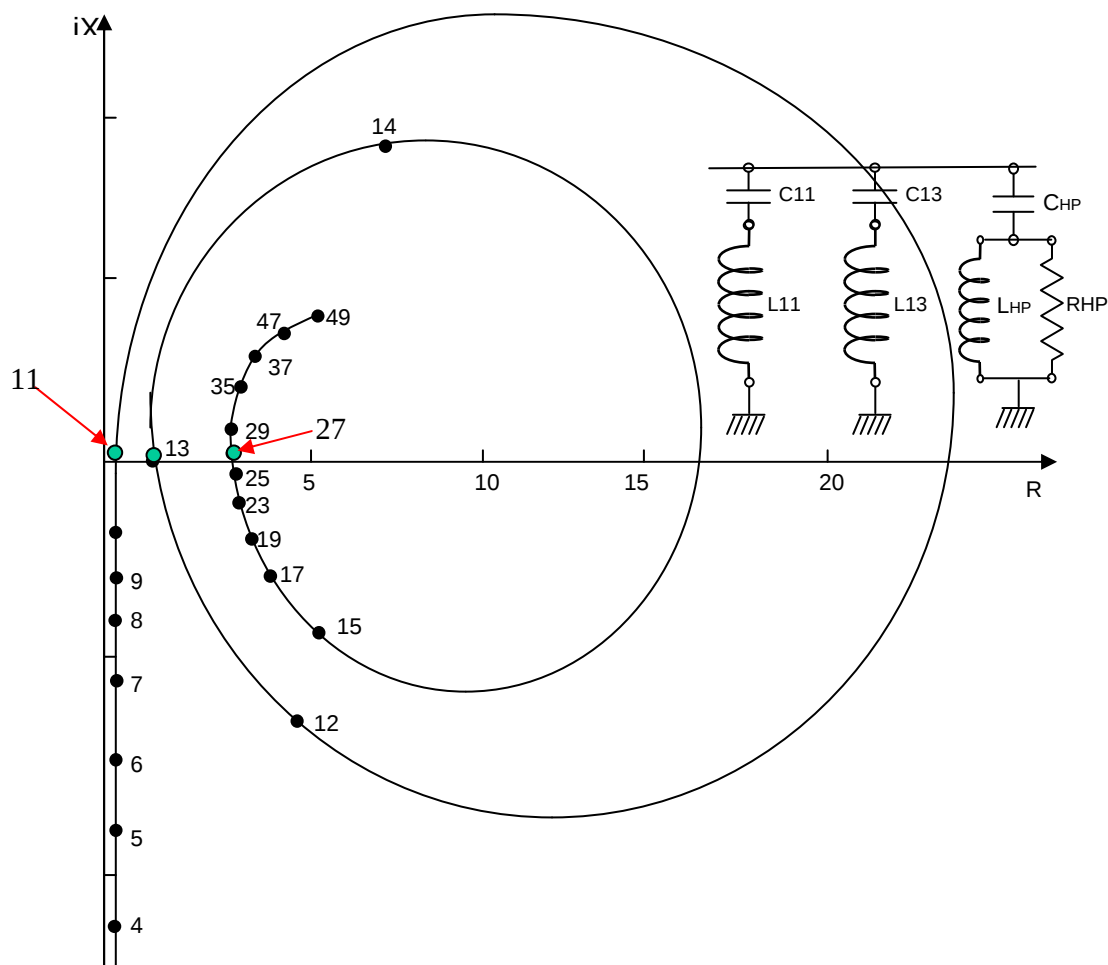


Figura 9.48. Filtro de un convertidor de doce pulsos y lugar de impedancias típicas

Siempre que se pueda garantizar el funcionamiento en la configuración de conversión de 12 pulsos, se pueden eliminar los filtros del quinto y séptimo armónicos; en estas condiciones la Figura 9.48 muestra un ejemplo de diseño de filtros y su correspondiente lugar geométrico de impedancia. El lugar geométrico indica la existencia de resonancias serie para los armónicos 11, 13 y 27 y también valores de impedancia suficientemente pequeños de los armónicos quinto y séptimo para controlar los niveles de estos armónicos producidos por condiciones de desequilibrio.

9.10.15. Filtros para convertidores de 12 pulsos

Un diseño convencional de filtro, tal como el de la Figura 9.48 produce, en general, más reducción que la requerida por las normativas. La potencia mínima de los filtros se determina normalmente por la potencia económica de las unidades de los bancos de condensadores y la mínima potencia reactiva generada localmente.

Por lo tanto el diseño del filtro puede simplificarse, bien reemplazando los filtros sintonizados para los armónicos de órdenes 11 y 13 por un filtro único de banda pasante o bien sustituyendo todos los filtros convencionales por uno sólo de banda pasante.

En el primer caso, uno de los filtros pasa-banda debe ser sintonizado aproximadamente al armónico de orden 12, con un valor de Q relativamente alto (de 20 a 50), mientras que el filtro pasa-banda de paso alto debe tener un valor de Q mucho menor (de 2 a 4).

En el segundo caso, el único filtro resultante también debe estar sintonizado cerca del armónico de orden 12, pero su factor de calidad debe ser mucho menor (de 2 a 6), a fin de obtener impedancias suficientemente reducidas para los armónicos altos.

Otro problema relacionado con el diseño representado en la figura 9.33 es su elevada impedancia para los armónicos bajos. Con las potencias tan grandes de algunos sistemas de conversión (de cientos de megavatios), aumenta la probabilidad de resonancia, a frecuencias bajas, entre las impedancias de la red y de los filtros.

La resonancia puede ser de tipo serie o paralelo, dependiendo de si la fuente del armónico problemático es la red o el convertidor, respectivamente. Como consecuencia de las asimetrías de la red, el convertidor produce corrientes de armónico tercero de secuencia no homopolar que, por tanto, no pueden ser absorbidas en la conexión triángulo del transformador.

Con el fin de eliminar la resonancia de los armónicos de orden bajo, se puede utilizar un filtro tipo-C, junto con otro de paso banda de segundo orden, como muestra la *Figura 9.49*.

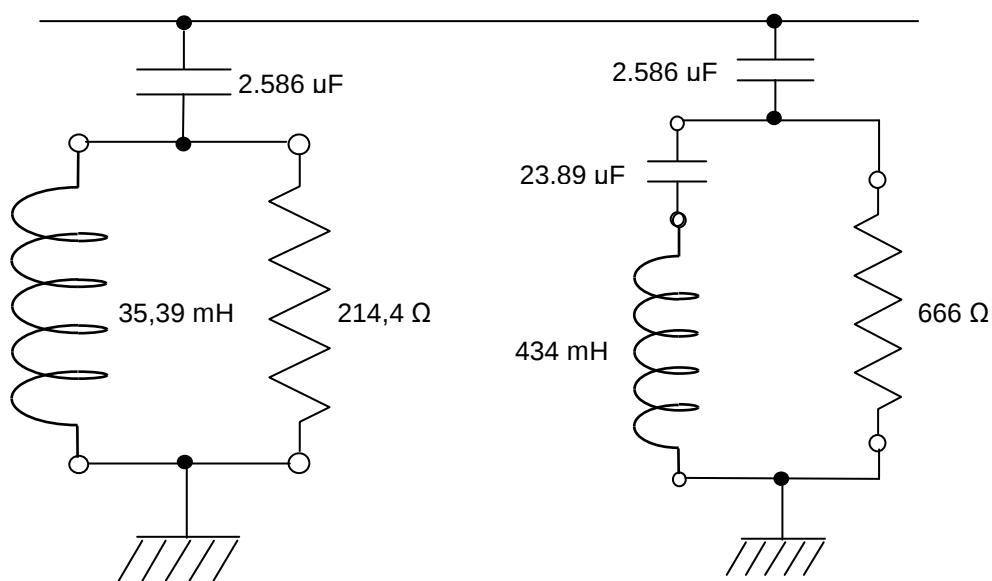


Figura 9.49. Filtro combinado de segundo orden y Tipo-C.

Resulta una hipótesis demasiado pesimista la posibilidad de que existan varias resonancias simultáneamente. En el diseño del nuevo enlace HVDC del Canal de La Mancha de 2000 MW, se ha usado la siguiente combinación:

- I. Al armónico que produce la máxima distorsión de tensión, se le permite que cause resonancia con la red.
- II. Las impedancias de la red para los armónicos de órdenes 2 al 25, se seleccionan de tablas que contienen información en todas sus condiciones de funcionamiento.
- III. Las impedancias de los armónicos restantes, entre los órdenes 25 y 49, se suponen situadas dentro de un círculo de radio 750 Ω , cuyo centro está en el eje real a una distancia de 750 Ω del origen de coordenadas; el círculo está limitado por dos rectas con ángulos de 73° capacitivo y

85° inductivo.

La *Tabla 9.10*, muestra las características obtenidas por simulación. Como en este esquema, la distorsión principal se debe al tercer armónico, éste se calcula por suma aritmética de los valores producidos por las distintas causas indicadas en la *Tabla 9.10*.

Tabla 9.10. Distorsión (valor eficaz) máxima de corriente para una configuración de 4 filtros de segundo orden y 4 de tipo-C utilizados en enlaces de 2000 MW de del Canal de la Mancha

Orden del armónico	2	3	5	7	11
Distorsión pre-existente en la red (%=	0,39	0,34	0,22	0,12	0,01
Distorsión debida a la corriente del convertidor (%)	0,13	0,42	0,56	0,29	0,43
Distorsión del armónico 3 generado por el convertidor debido a la componente de secuencia negativa de la tensión de la red (%)	-	0,19	-	-	-
Distorsión debida al compensador de potencia reactiva (%)	-	0,03	0,03	0,02	0,01
Distorsión del armónico 3 generada por el compensador de reactiva debido a la asimetría de la tensión de la red (%)	-	0,17	-	-	-
Contribución total de cada armónico	0,41	1,16	0,60	0,31	0,43

9.10.16. Propiedades de los componentes de los filtros

Las características nominales de los condensadores, bobinas y resistencias del filtro, así como sus pérdidas se obtienen de las tensiones fundamental y de los armónicos calculados en su barra de conexión. Estas características deben tener en cuenta las condiciones de funcionamiento más rigurosas, es decir, la tensión más elevada a la frecuencia fundamental, la mayor desviación de la frecuencia, así como la presencia de corrientes armónicas procedentes de otras fuentes y de posibles resonancias entre los filtros y la red.

Condensadores

Los condensadores están formados por unidades-tipo, conectadas en serie y en paralelo, para conseguir las tensiones y potencias especificadas. Las principales características a tener en cuenta, son:

- I. Coeficiente de temperatura.
- II. Potencia reactiva por unidad de volumen.
- III. Pérdida de potencia.
- IV. Fiabilidad.
- V. Coste.

Los condensadores de filtros sintonizados requieren coeficientes de temperatura bajos para evitar la desintonización causada por cambios de la capacitancia con la temperatura o por sobrecalentamiento interno. Esta característica tiene poca importancia en el caso de condensadores utilizados bien en filtros pasa-banda o en bancos de compensación de energía reactiva.

A fin de optimizar la potencia reactiva por unidad de volumen los condensadores deben funcionar con pérdidas de potencia reducidas y a tensiones elevadas para evitar la destrucción térmica del dieléctrico; se debe evitar el funcionamiento prolongado, con valores moderados de sobretensión y con sobretensiones

elevadas, aún en intervalos reducidos, para prevenir la destructiva ionización del dieléctrico.

La CEI admite que la potencia reactiva del condensador es la suma de las potencias reactivas de las distintas frecuencias a las que está sometido.

Bobinas

El diseño de las bobinas de los filtros ha de hacerse teniendo en cuenta las altas frecuencias que deben soportar y, por tanto, incluyendo en el cálculo de las pérdidas de potencia, los efectos pelicular, de histéresis y de Foucault. También se debe considerar la no linealidad del circuito magnético al determinar la posible desintonización del filtro; este efecto sugiere el uso de inducciones reducidas, en el caso de bobinas con núcleo de hierro o, preferiblemente, el uso de núcleos de material no magnético.

Para un diseño económico, el valor de Q está comprendido, normalmente, entre 50 y 100 para la frecuencia del armónico predominante, pero por razones prácticas, como ya se ha indicado anteriormente, se usan valores más reducidos añadiendo resistencia en serie con la bobina.

Las dimensiones de la bobina dependen, principalmente, de la máxima corriente eficaz y del nivel de aislamiento requerido para soportar los impulsos de conexión. Normalmente, las bobinas y las resistencias se colocan en lado de tierra del filtro sintonizado.

9.10.17. Filtros para corriente continua

Como ya se ha explicado con anterioridad, los convertidores estáticos de gran potencia son fuentes de tensión armónica en el lado de continua; sin embargo, el uso de filtros es poco frecuente porque, en general, estos armónicos no afectan a otros consumidores.

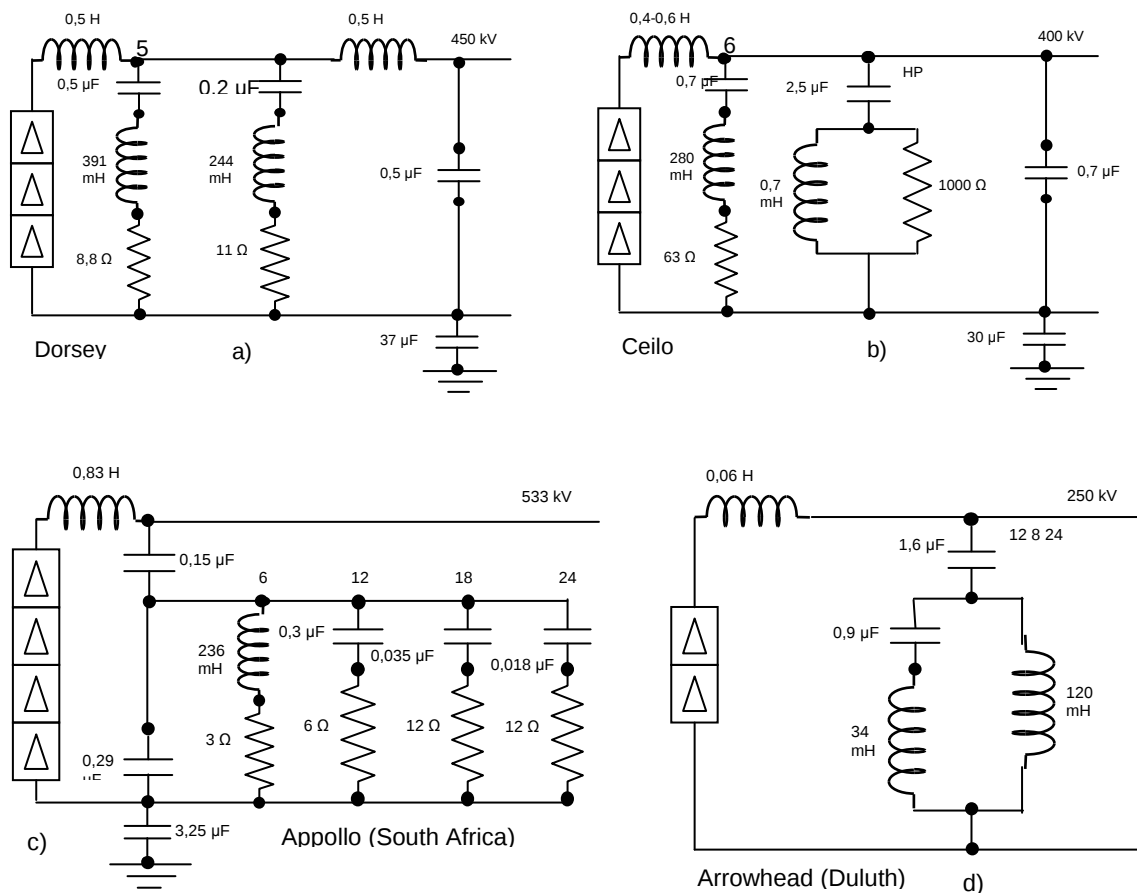


Figura 9.50. Filtros de corriente continua utilizados en esquemas HVDC

Un caso especial es el transporte en corriente continua mediante líneas aéreas, que causa interferencias en comunicaciones. La amplitud de los armónicos, depende de parámetros tales como los ángulos de encendido y extinción, el ángulo de solape, la impedancia del circuito de continua, etc.

Se usan tres criterios distintos para definir la conducta de los filtros utilizados en el lado de continua de los convertidores HVDC.

- I. El factor TIF (máxima tensión de interferencia con líneas telefónicas).
- II. El máximo valor permisible de ruido entre conductor y tierra en líneas telefónicas próximas a la línea del sistema HVDC.
- III. La máxima intensidad de ruido inducida en una línea de prueba situada a 1 km de distancia de la línea HVDC.

La *Figura 9.50*, muestra configuraciones típicas y emplazamiento de filtros de corriente continua utilizados en instalaciones existentes.

Los valores de los componentes de estos filtros difieren considerablemente de los de corriente alterna; esto es debido a la presencia de las reactancias de alisamiento que reducen los armónicos de las corrientes armónicas a valores relativamente pequeños. El coste de los condensadores es casi completamente dependiente de su capacitancia y de la tensión a que están conectados y constituyen los componentes más caros de los filtros y, por tanto, se eligen los primeros; una vez decidido el condensador, se determina el valor de la bobina para la frecuencia especificada.

9.10.18. Inconvenientes de los filtros pasivos.

Los filtros pasivos tienen el inconveniente de no adaptarse a las variaciones de la carga, que se traducen en cambios en el espectro de la onda de intensidad. Así mismo, la impedancia de la línea, que no es cero, puede entrar en resonancia con la impedancia del filtro. Y, además, la introducción de la red de filtrado provoca una modificación de la tensión de la carga en el punto de conexión debido, principalmente, a que tiene un consumo de componente fundamental.

La ventaja de utilizar filtros pasivos estriba, básicamente, en su bajo coste; sin embargo, tienen muchos inconvenientes, entre ellos:

- ◆ La impedancia de la fuente resulta muy afectada por las características del filtro.
- ◆ La resonancia serie entre el filtro y la impedancia de la fuente puede causar amplificaciones de las tensiones armónicas a ciertas frecuencias.
- ◆ El filtro pasivo puede provocar una resonancia paralelo con la red de suministro, con amplificación de las corrientes armónicas.
- ◆ Los filtros pasivos, debido a la componente resistiva, tienen un consumo de componente fundamental, lo que provoca armónicos de tensión.
- ◆ El número de secciones del filtro será tanto más elevado cuanto mayor sea el número de armónicos a eliminar, lo que supone aumentar los problemas anteriormente mencionados.
- ◆ En el caso de compensaciones centralizadas, el filtro de absorción (que es, generalmente, el utilizado a nivel industrial), está adaptado a una configuración concreta de red y estado de cargas. Por lo tanto, no podrán eliminarse ni añadirse cargas a un grupo compensado de esta forma.

Por lo tanto, la efectividad del filtro será tanto mayor cuanto menor sea la impedancia del filtro, a cada una de las frecuencias armónicas, con respecto a la impedancia de la red vista desde el punto de conexión del receptor. Sin embargo, para evitar pérdidas en el filtro, es conveniente que el filtro presente una elevada impedancia a la componente fundamental.

La corrección centralizada utilizando este tipo de filtros, sirve para reducir el efecto de los armónicos sobre la red pública pero, en general, resultará perjudicial para ciertos receptores sensibles que han de compartir la susceptancia de limitación en el punto de conexión. Por ejemplo, en el caso de convertidores de potencia provoca, generalmente, pérdidas de cebado y de sincronismo en los convertidores de menor potencia del grupo.

9.11. Filtros activos

Los filtros pasivos tienen la ventaja de su menor coste si se compara con los activos, pero la respuesta de los activos es mucho mejor, además de no presentar problemas de resonancias, permiten conseguir permanentemente un factor de potencia unidad (o cualquier otro valor que se desee) sin perturbar la red eléctrica y, además de eliminar los armónicos, pueden compensar los desequilibrios.

La función de los filtros activos compensadores de armónicos, es eliminar dichos armónicos dando una respuesta adecuada en cada momento, es decir la compensación se amolda a las características de la línea.

Hoy en día estos filtros hacen también funciones de compensación de reactiva, regulación de tensión, compensación de flicker, eliminación de amplificación armónica, etc.

Los filtros activos se pueden clasificar según se indica a continuación:

- ◆ Según la topología del circuito de potencia del filtro activo.
- ◆ Según la topología del conjunto red - filtro activo - carga.
- ◆ Según el método de extracción de los armónicos de corriente.

De acuerdo al modo de conexión, el filtro activo puede ser del tipo serie, para bloquear el paso de las corrientes armónicas, como se muestra en la topología (a) de la *Figura 9.51*. La otra opción sería del tipo derivación (b), para reducir el contenido de los armónicos en la red.

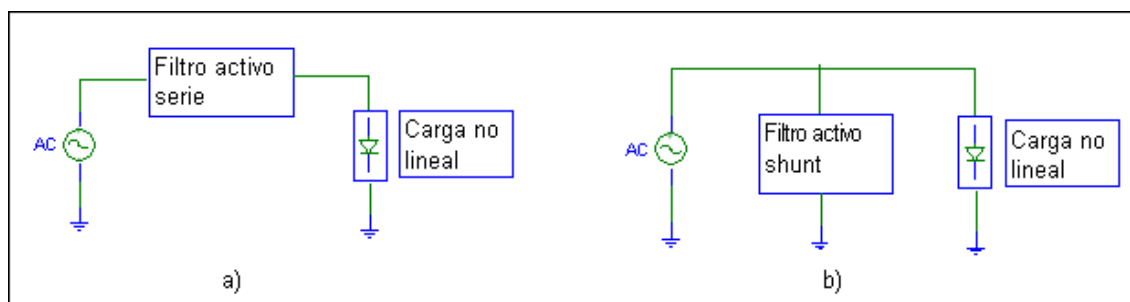


Figura 9.51. Filtros activos. (a) serie. (b) shunt.

El funcionamiento y limitaciones de estos dos tipos de filtros activos se discuten a continuación.

9.11.1. Filtro activo serie

Si se consideran los dos objetivos principales de los filtros de potencia:

- calidad de potencia en la planta del usuario, supuesta como una forma de onda sinusoidal perfecta, casi independiente de la corriente de carga;
- reducción del contenido armónico en la corriente de línea;

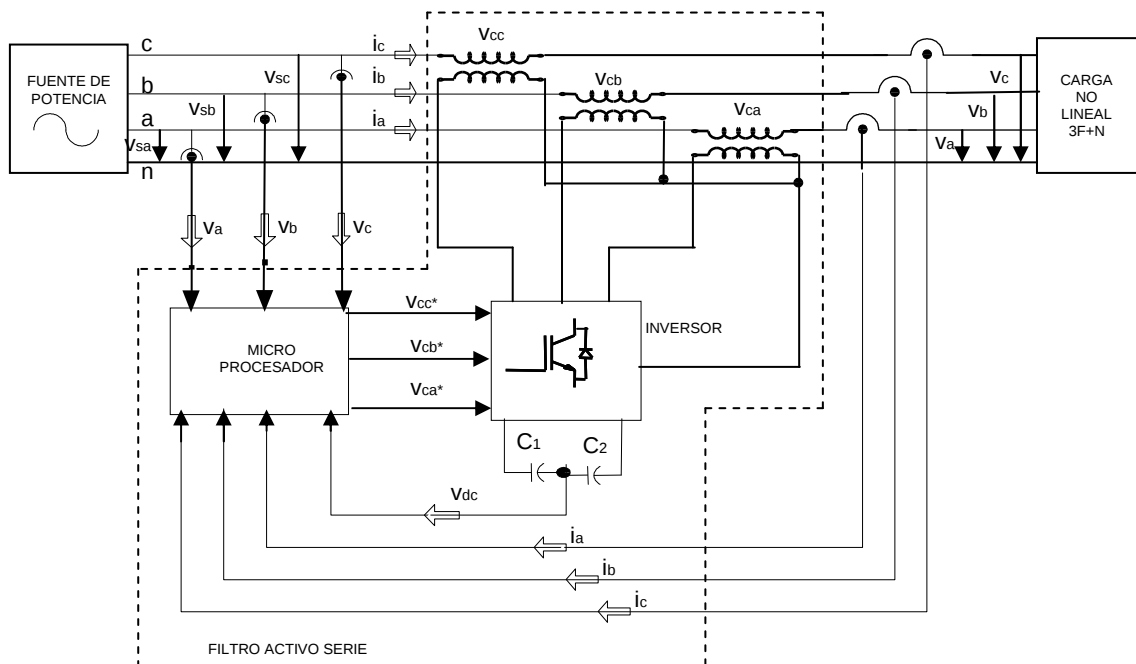


Figura 9.52. Diagrama de bloques detallado de un filtro activo serie

En la Figura 9.52, se representa un diagrama de bloques de un filtro activo serie. El filtro activo serie se diseña para filtrar las tensiones principales, mientras que los filtros activos derivación se diseñan para filtrar las corrientes de línea. También se pueden combinar ambas topologías para proporcionar el filtrado de tensiones y corrientes.

Los filtros activos normalmente se controlan mediante un micro-procesador o un procesador de señal digital (*Digital Signal Processor, DSP*) con muy buenos resultados.

La conexión serie del filtro activo se puede usar en combinación con un sistema de filtros pasivos convencionales. Estos últimos absorben las corrientes de armónicos producidos por la carga no lineal, mientras que el filtro activo bloquea el paso de cualquier armónico en ambas direcciones entre la red y la carga. Esta combinación aísla a los filtros pasivos de la impedancia de la red, mejorando su respuesta y reduciendo la posibilidad de sobrecargas.

La Figura 9.53 muestra un modelo monofásico de la combinación de un filtro activo serie y un filtro pasivo en derivación. Los armónicos están representados por una fuente de corriente i_L y la red y el filtro pasivo por las impedancias respectivas. El filtro activo esta representado por una fuente controlada de tensión V_C en serie.

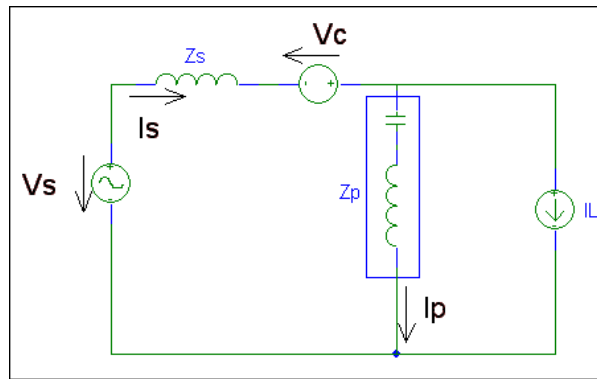


Figura 9.53. Circuito monofásico de un filtro activo serie combinado con un filtro pasivo derivación.

La fuente controlada de tensión ofrece una impedancia nula al paso de la componente fundamental e introduce una resistencia muy grande entre la red y la carga al paso de las frecuencias armónicas. En la práctica, debido a la limitación de la anchura de banda del filtro activo existe una resistencia máxima entre la red y la carga para las frecuencias armónicas.

En el caso ideal las corrientes armónicas de la carga están obligadas a circular por el filtro pasivo y la tensión del filtro activo es la suma de las tensiones armónicas de la red y del filtro pasivo.

La potencia del filtro activo en serie es del orden del 2 al 5% de la potencia nominal de la carga en VA.

La principal limitación de la combinación de filtros activos y pasivos es su restricción de uso a una frecuencia fundamental fija. Este problema se resuelve con el uso del filtro activo en derivación.

9.11.2. Filtro activo en derivación

El uso de esta conexión de filtro activo fue sugerido en 1971 para la eliminación de las corrientes armónicas por medio de compensación magnética como muestra la Figura 9.54.

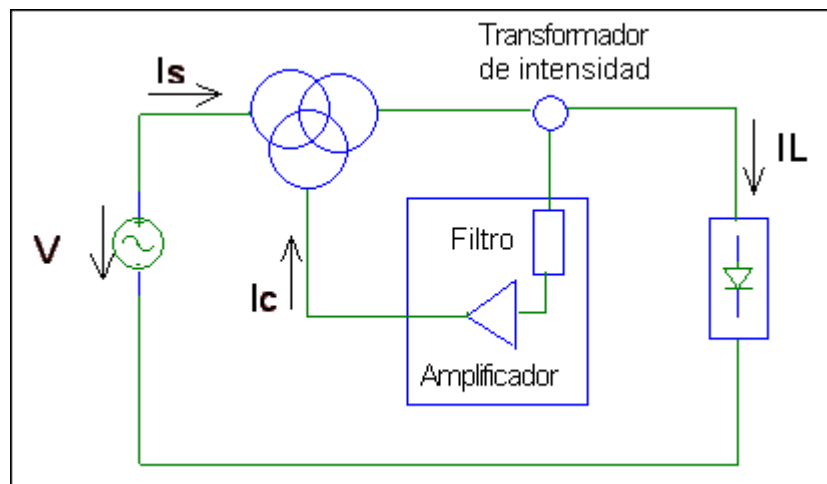


Figura 9.54. Circuito de compensación magnética de armónicos.

Un transformador de intensidad obtiene información de la corriente total de carga, de la que se elimina la componente fundamental por medio de un circuito resonante serie. El contenido restante de la corriente de carga se amplifica en un amplificador lineal y después se realimenta por medio de un devanado terciario del transformador de potencia de la red.

En la última década se han realizado muchos trabajos de investigación en este campo, principalmente en la formación de la señal que representa los componentes armónicos de la corriente y en su procesamiento para obtener la corriente de compensación.

Además de la eliminación de armónicos, los sistemas de compensación activos pueden mejorar el factor de potencia. La *Figura 9.55*, muestra un circuito, basado en el uso de una unidad de procesamiento de señales (SPU), para la compensación de la corriente armónica de la carga y el desplazamiento de su componente fundamental. Un transductor muestra la corriente de carga I_L y la información se transmite a la unidad de procesamiento de señal.

La SPU sintetiza una onda senoidal en fase con la componente fundamental de la corriente de carga (como aplicación para la eliminación de armónicos). La corriente senoidal sintetizada se elimina de la señal que representa la corriente de carga para conseguir la I_C de compensación; esta señal pasa por un amplificador y se combina, por medio de un transformador de reinyección, con la corriente de carga para constituir una corriente de alimentación I_S casi senoidal.

La principal característica de este sistema es que la SPU funciona en el dominio del tiempo y no requiere un procesamiento complicado para extraer las componentes armónicas. Por tanto, el filtro activo derivación no está relacionado con una frecuencia fundamental específica de la red y su compensación es efectiva para cualquier frecuencia de alimentación, dentro de los límites para los que se ha diseñado.

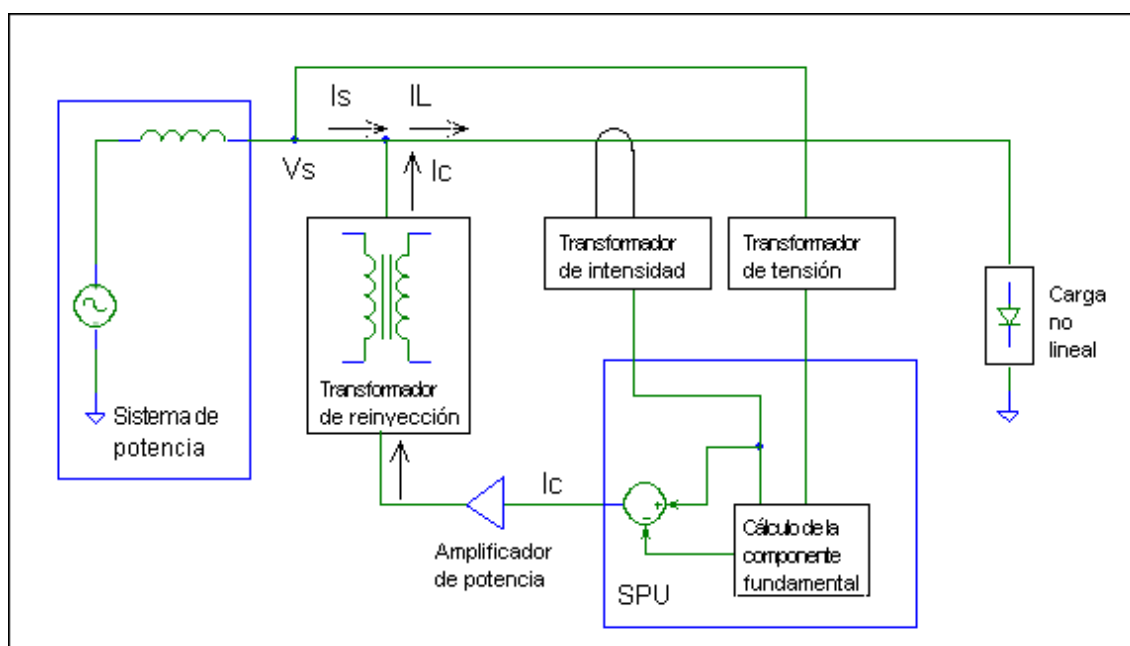


Figura 9.55. Representación de un sistema activo de compensación de la distorsión armónica.

El efecto de compensación de un prototipo de filtro activo se ilustra en la *Figura 9.56*. La zona (a) muestra la onda de corriente absorbida por un puente de rectificación monofásico en paralelo con una carga resistiva. El efecto de compensación obtenido por el filtro activo se ilustra en la parte (b) de la misma figura.

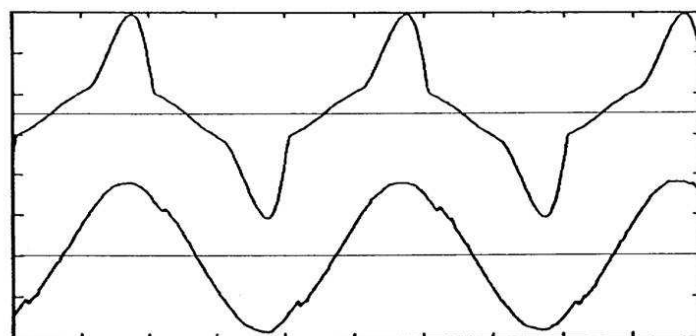


Figura 9.56. Magnitudes típicas de un filtro activo. (a) Corriente de carga. (b) Corriente compensada de suministro.

(a)

(b)

9.11.2.1 Topologías de filtros activos derivación

Las topologías de filtros activos derivación que, generalmente, se utilizan en sistemas trifásicos de cuatro hilos para inversores en fuente de tensión de corriente controlada, son de dos tipos:

- Puente completo de cuatro etapas (*Four-Leg Full Bridge, FLFB*), Figura 9.57.
- Puente de tres etapas con condensador dividido (*Three-Leg Split-Capacitor, TLSC*), Figura 9.58.

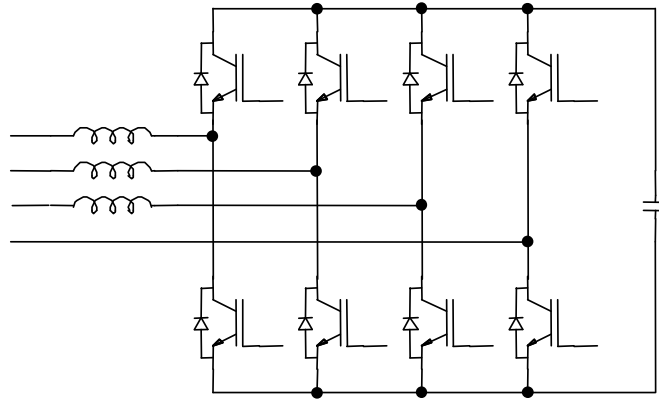


Figura 9.57. Esquema de puente completo de cuatro etapas (FLFB).

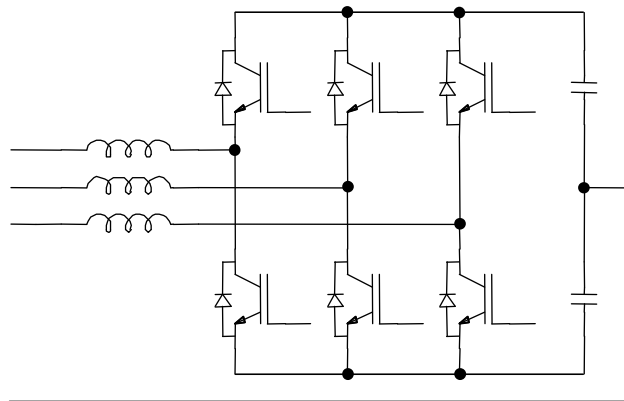


Figura 9.58. Puente de tres etapas con condensador dividido (TLSC).

Estas dos topologías se presentaron a principio de la década de los 90 y desde entonces se han elaborado numerosas publicaciones sobre su control. En principio, el convertidor FLFB ofrece un control elevado de sus tensiones de salida gracias a su número elevado de elementos semiconductores. Sin embargo, la interacción entre las diferentes etapas hace necesario utilizar técnicas modernas para el control de corriente, tales como modulación del vector espacial, para conseguir la corriente de referencia apropiada. El convertidor TLSC, con un número menor de etapas, permite que cada una de las tres etapas sea controlada independientemente, con lo cual su control de corriente resulta más simple que en el caso anterior. Sin embargo, en este último caso la corriente de secuencia homopolar inyectada circulará a través de los condensadores de la barra de continua. Esta corriente provoca un desequilibrio de tensión en los condensadores y variación de tensión en la barra de continua, que son efectos no deseados si se pretende realizar un control preciso del filtro activo de potencia. Combinando las topologías FLFB y TLSC, surge una topología alternativa de cuatro etapas con condensador dividido (*Four-Leg Split-Capacitor, FLSC*), Figura 9.59, que resuelve los problemas de las topologías anteriores.

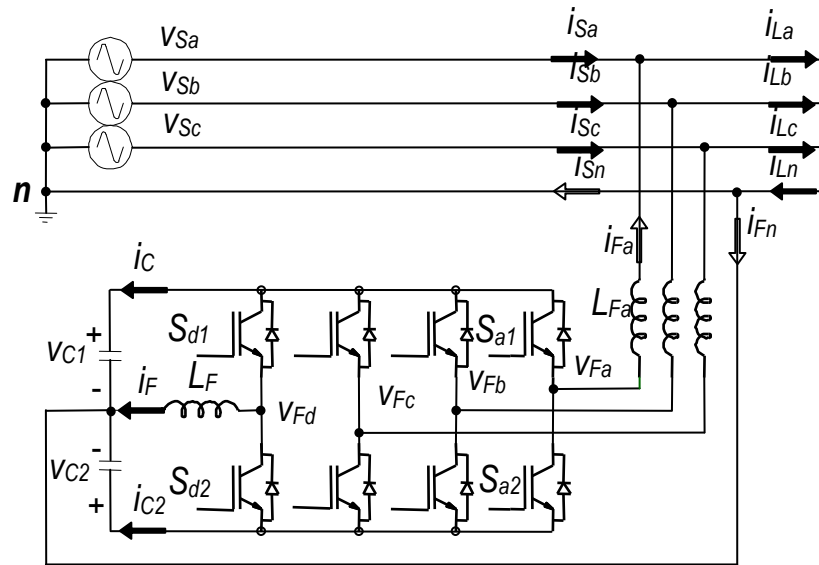


Figura 9.59. Puente de cuatro etapas con condensador dividido (FLSC)

En la topología FLSC, las cuatro etapas trabajan independientemente una de las otras y la corriente que circula a través de la etapa d , se puede regular con la finalidad de conseguir que la corriente sea nula en el punto medio de la barra de continua y, entonces, se puede eliminar el desequilibrio de tensión de la barra de continua.

9.11.2.2. Estrategias de control de los filtros derivación

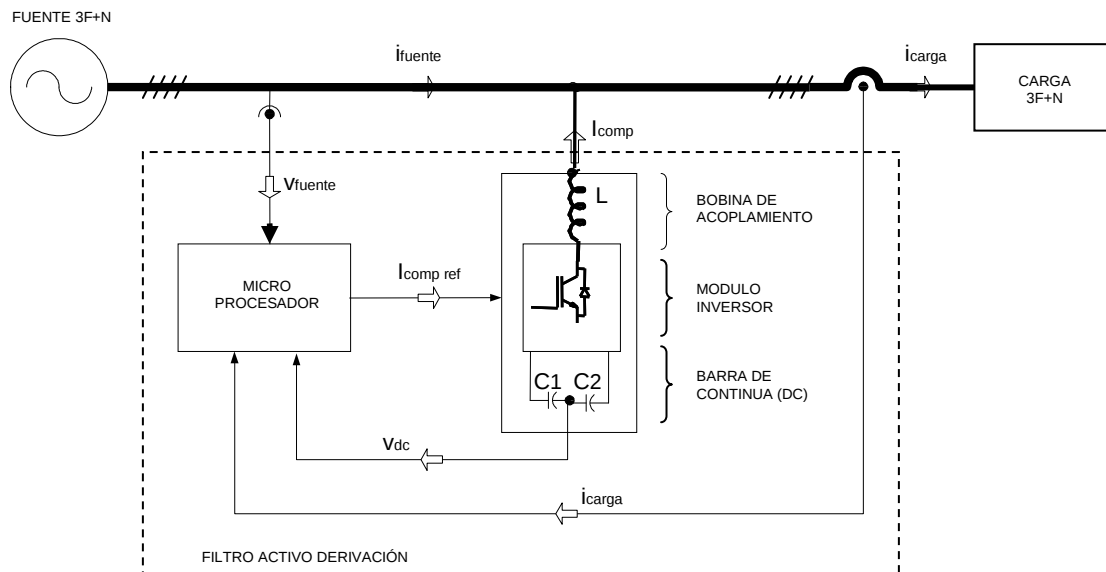


Figura 9.60. Diagrama de bloques de un filtro activo derivación

Como se puede ver en la Figura 9.60, o de forma más detallada en la Figura 9.61, un filtro activo derivación está constituido por un bloque controlador (microprocesador), el bloque inversor (modulo IGBT), la barra de continua (con uno o dos condensadores) y el acoplamiento al sistema de potencia (con una inductancia para cada fase y el conductor neutro).

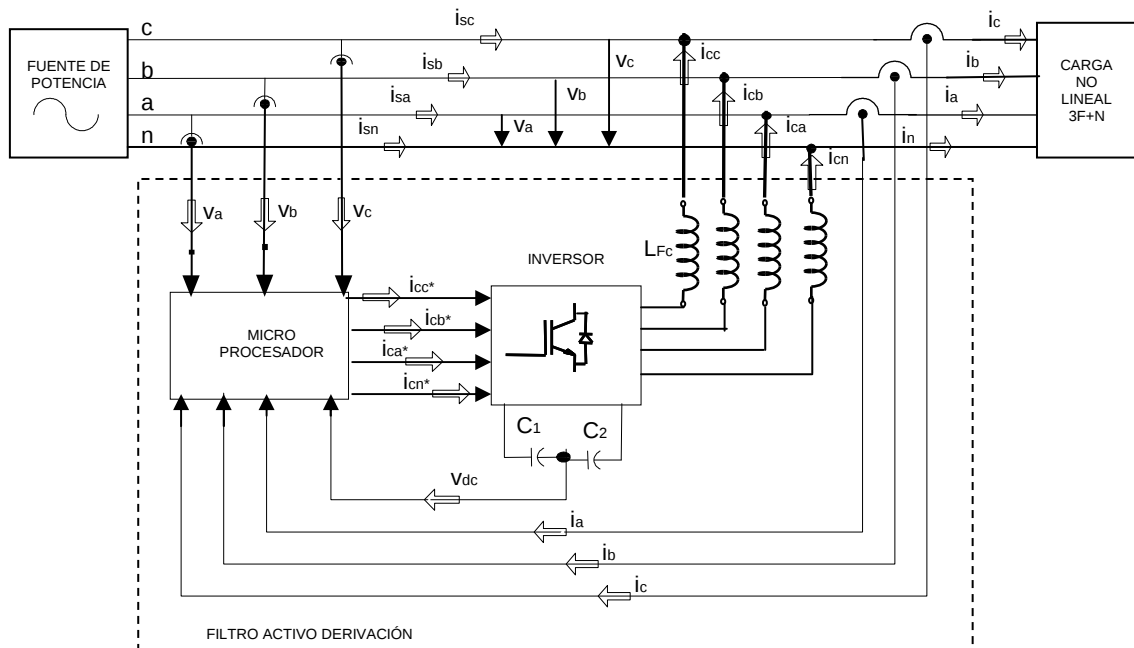


Figura 9.61. Diagrama de bloques detallado de un filtro activo derivación

Lo que se persigue con el control es alcanzar un comportamiento ideal caracterizado por las siguientes condiciones:

- Corrientes de línea sinusoidales, independientemente de la distorsión armónica de las corrientes de carga.
- Mantener la tensión del condensador de almacenamiento dentro de un rango apropiado, lo que implica un control muy preciso de la potencia activa de salida del convertidor. Esta condición significa que la potencia media de salida del filtro activo, durante cada período de la frecuencia de línea, se debe mantener a un valor muy bajo (teóricamente cero) para eliminar la transferencia de una gran cantidad de energía del condensador de almacenamiento.
- Alcanzar las condiciones anteriores incluso en presencia de condiciones transitorias duras de las corrientes de carga y/o tensión de entrada.

Además un problema del control, y este es también un problema de viabilidad de los filtros activos de potencia, aparte de que la precisión y el tiempo de repuesta del control, es muy importante mantener el volumen y el coste del condensador en un nivel aceptable. De hecho es difícil, en condiciones transitorias de funcionamiento, eliminar la transferencia de gran cantidad de energía al condensador, o desde el condensador, durante un período de la tensión de línea. Cuando tiene lugar una variación significativa de energía, la tensión del condensador puede variar varios centenares de voltios, incluso cuando la capacitancia de almacenamiento es muy elevada.

Diferentes autores utilizan métodos computacionales de predicción para evaluar las amplitudes y las fases de la componente fundamental de corriente y de los primeros armónicos más altos. Esta es la aproximación técnica más utilizada para desarrollar un control preciso de la corriente de salida, asegurando que la potencia media de salida del convertidor sea cero. Aunque esta resulta ser una buena aproximación para el funcionamiento en régimen permanente, falla en condiciones transitorias. Incluso con la evolución que han experimentado estos algoritmos no se resuelve el problema en situaciones transitorias rápidas y en presencia de diferentes cargas, como electro-erosión y hornos de arco, donde las corrientes son estocásticas, con un espectro continuo.

Con todos los problemas expuestos que, poco a poco, esperamos se resuelvan, se puede decir que existen diferentes estrategias para extraer las corrientes de referencia trifásicas para los filtros activos de potencia. El comportamiento de estas estrategias dependerá de las diferentes condiciones de la fuente y de la carga. La estrategia de control de un filtro activo derivación ha de permitir determinar las corrientes de referencia que al actuar sobre el modulo inversor generaran las corrientes que han de compensar la potencia reactiva y las corrientes armónicas demandadas por la carga.

Esto implica un conjunto de corrientes de fuente en el dominio de fase, que serán utilizadas como referencia para generar las señales de conmutación aplicadas al convertidor electrónico (verdadero corazón del filtro activo de potencia) mediante la técnica de lazo cerrado apropiada.

A continuación se describirán cuatro estrategias de control para la determinación de las corrientes de referencia para un filtro activo de potencia conectado a una fuente de potencia trifásica con neutro, tal como se puede ver en el diagrama de bloques de la *Figura 9.61*, que alimenta a una carga no lineal. Las cuatro estrategias, son las siguientes:

- Potencia instantánea activa y reactiva (método p-q)
- Corrientes instantáneas directa y en cuadratura (método i_d - i_q)
- Método del factor de potencia unidad (*Unity Power Factor, UPF*)
- Método de eliminación perfecta de armónicos (*Perfect Harmonic Cancellation, PHC*)

9.11.2.2.1. Estrategia p-q

La mayoría de los filtros activos de potencia desarrollados se basan en la teoría de potencia instantánea activa y reactiva (método p-q) para calcular la corriente de compensación deseada. Esta teoría fue propuesta por primera vez por Akagi y sus colaboradores en 1983. Inicialmente fue desarrollada solo para sistemas trifásicos sin conductor neutro y, posteriormente, Watanabe y Aredes la ampliaron para sistemas trifásicos de cuatro conductores.

Esta teoría se basa en el dominio del tiempo, lo que la hace apropiada para el funcionamiento en régimen permanente y transitorio, así como para ondas genéricas de tensiones y corrientes del sistema de potencia, permitiendo el control de los filtros activos de potencia en tiempo real. Otra característica importante de esta teoría es la simplicidad de los cálculos, ya que solo precisa cálculos algebraicos (si se exceptúa la necesidad de separar los valores medios y alternos de las componentes de potencia calculada).

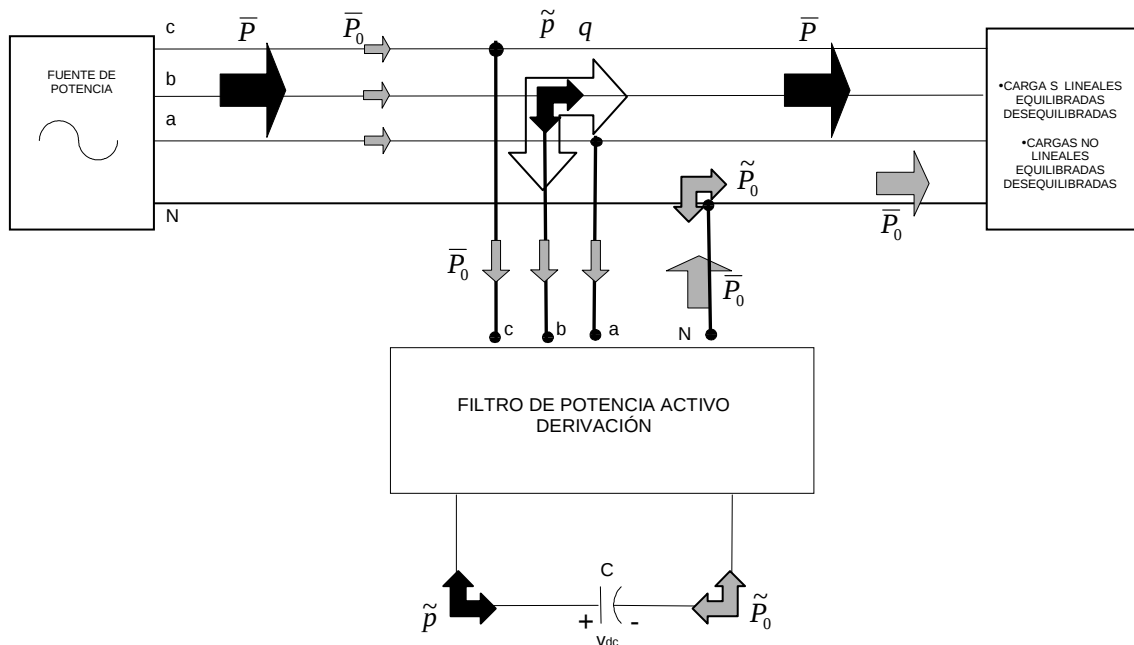


Figura 9.62. Componentes de potencia de la teoría p-q en un sistema de potencia trifásico genérico con un filtro activo derivación.

- $\bar{p}$ - Valor medio de la potencia real instantánea. Se corresponde con la energía transferida por unidad de tiempo de la fuente de potencia a la carga a través de las fases a-b-c del sistema trifásico.
- $\tilde{p}$ - Valor alterno de la potencia real instantánea. Se corresponde con la energía por unidad de

- tiempo que se intercambia entre la fuente de potencia y la carga, a través de las fases a-b-c.
- $\bar{P}_0$ - *Valor medio de la potencia instantánea de secuencia homopolar.* Se corresponde a la energía transferida por unidad de tiempo de la fuente de potencia a la carga a través del conductor neutro y una o más fases.
- $\tilde{P}_0$ - *Valor alterno de la potencia instantánea de secuencia homopolar.* Se corresponde con la energía por unidad de tiempo que se intercambia entre la fuente de potencia y la carga, a través del conductor neutro y una o más fases
- q - *Potencia instantánea imaginaria.* Se corresponde con la potencia que tiene que circular entre las fases a-b-c del sistema de potencia trifásico (que no contribuye a ninguna transferencia de energía desde la fuente de potencia a la carga, pero produce corrientes no deseables).

La teoría p-q utiliza una transformación (conocida como “Transformación de Clarke”) de un sistema de referencia estacionario de coordenadas a-b-c a un sistema de referencia de coordenadas α - β -0, también estacionario.

$$\begin{bmatrix} v_0 \\ v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = C \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = C \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}; \text{ donde } : C = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (9.85)$$

donde C es la llamada matriz de transformación: $\|C\| = 1$; $C^{-1} = C^T$.

Las potencias instantáneas generalizadas, activa p y reactiva q , en términos de componentes α - β -0, vienen dadas por las siguientes expresiones:

$$p = u \cdot i = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c = v_0 i_0 + v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta \quad (9.86)$$

$$q = \begin{bmatrix} q_0 \\ q_\alpha \\ q_\beta \end{bmatrix} \equiv v \times i = \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ i_\alpha & i_\beta \\ v_\beta & v_0 \\ i_\beta & i_0 \\ v_0 & v_\alpha \\ i_0 & i_\alpha \end{bmatrix} \quad (9.87)$$

$$q = \|q\| = \sqrt{q_0^2 + q_\alpha^2 + q_\beta^2} \quad (9.88)$$

Las potencia activa instantánea trifásica, p , tiene dos componentes: la potencia activa instantánea de secuencia cero, p_0 , y la potencia activa instantánea debida a las componentes de secuencia positiva y negativa, p_e . De acuerdo con esto:

$$p = p_0 + p_e \quad (9.89)$$

$$p_0 = v_0 i_0 \quad (9.90)$$

$$p_e = v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta \quad (9.91)$$

Además, cada componente de potencia tiene, a su vez, un valor medio o componente continua y un valor oscilante o componente alterna. Para el sistema que se representa en la *Figura 9.61*, las componentes de potencia que requiere la carga son:

$$p_L = \bar{p}_L + \tilde{p}_L \quad (9.92)$$

$$q_L = \bar{q}_L + \tilde{q}_L \quad (9.93)$$

El objetivo es conseguir que la fuente proporcione únicamente la potencia activa constante demandada por la carga, $\bar{p}_{Le} + \bar{p}_{L0}$. Adicionalmente, la fuente debe suministrar la potencia activa de secuencia cero. Entonces, las corrientes de referencia de la fuente en la referencia $\alpha\text{-}\beta\text{-}0$ se pueden determinar por la expresión (9.94).

$$\begin{bmatrix} i_{s0_{ref}} \\ i_{s\alpha_{ref}} \\ i_{s\beta_{ref}} \end{bmatrix} = \frac{\bar{p}_L + \bar{p}_{L0}}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \begin{bmatrix} 0 \\ v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} \quad (9.94)$$

9.11.2.2.2. Método $i_d\text{-}i_q$

Este método se conoce también como sistema de referencia síncrono (*Synchronous Referente Frame, SRF*). Aquí, el sistema de referencia d-q (d, eje directo; q, eje transversal) se determina por el ángulo Θ con respecto al sistema $\alpha\text{-}\beta$ que se usa en la teoría p-q. La transformación del sistema $\alpha\text{-}\beta\text{-}0$ al sistema d-q, vendrá dada por la expresión (9.95).

$$\begin{bmatrix} i_0 \\ i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos \theta & \sin \theta \\ 0 & -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (9.95)$$

Si el eje d está en la dirección del vector espacial de tensión y, teniendo en cuenta que la componente de secuencia cero es invariante, la transformación está dada por la expresión (9.96).

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = S \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (9.96)$$

donde:

$$S = \frac{1}{\sqrt{u_\alpha^2 + u_\beta^2}} \begin{bmatrix} u_\alpha & u_\beta \\ -u_\beta & u_\alpha \end{bmatrix}$$

donde S, la matriz de transformación, tiene las propiedades: $S=1$; $S^{-1} = S^T$.

Cada una de las componentes de corriente (i_d, i_q), tiene un valor promedio o componente de continua y un valor oscilante o componente de corriente alterna.

$$\begin{aligned} i_d &= \bar{i}_d + \tilde{i}_d \\ i_q &= \bar{i}_q + \tilde{i}_q \end{aligned} \quad (9.97)$$

La estrategia de compensación (para la reducción armónica y compensación de potencia reactiva) implica que la fuente debe suministrar únicamente el valor medio de la componente de eje directo de la corriente de carga. Entonces, la corriente del compensador será:

$$\begin{aligned} i_{C0} &= i_{L0} \\ i_{Cd} &= \tilde{i}_{Ld} \\ i_{Cq} &= \bar{i}_{Lq} + \tilde{i}_{Lq} \end{aligned} \quad (9.98)$$

A partir de la ecuación (9.96), la componente de eje directo de la corriente de carga, vendrá dada por la expresión (9.99).

$$i_{Ld} = \frac{u_\alpha \cdot i_{L\alpha} + u_\beta \cdot i_{L\beta}}{\sqrt{u_\alpha^2 + u_\beta^2}} = \frac{p_{Le}}{\sqrt{u_\alpha^2 + u_\beta^2}} = \bar{i}_{Ld} + \tilde{i}_{Ld} \quad (9.99)$$

La componente continua de la expresión (9.99), vendrá dada por la expresión (9.100).

$$\bar{i}_{Ld} = \frac{\bar{p}_{Le}}{\left(\sqrt{u_\alpha^2 + u_\beta^2}\right)_{dc}} \quad (9.100)$$

donde el subíndice dc debe ser entendido como el valor medio de la expresión entre paréntesis.

La fuente de referencia de corriente debe estar en fase con la fuente de tensión y no desequilibrada, entonces será obtenida, en el sistema α - β -0, multiplicando la ecuación (9.100) por un vector unitario en la dirección del vector espacial de tensión, excluyendo la componente de secuencia cero.

$$i_{Sref} = \bar{i}_{Ld} \frac{1}{\sqrt{u_\alpha^2 + u_\beta^2}} \begin{bmatrix} 0 \\ u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = \frac{\bar{p}_{Le}}{\left(\sqrt{u_\alpha^2 + u_\beta^2}\right)} \frac{1}{\sqrt{u_\alpha^2 + u_\beta^2}} \begin{bmatrix} 0 \\ u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} \quad (9.101)$$

9.11.2.2.3. Estrategia UPF

La estrategia de compensación conocida como método de factor de potencia unidad (UPF) tiene el objetivo de que la carga más el compensador deben ser vistas por la fuente como una resistencia. Este método también es conocido como método de la tensión de sincronización (*Voltage Synchronization Method*), porque el vector espacial de corriente de la fuente está en fase con el vector espacial de tensión de la fuente. La corriente del compensador vendrá dada por la expresión (9.102).

$$i_C = i_L - i_{Sref} = i_L - K \cdot u \quad (9.102)$$

donde K es una constante cuyo valor depende de la tensión de la fuente y de la carga.

La potencia suministrada por la fuente vendrá dada por la expresión (9.103).

$$p_S = u \cdot i_S = u \cdot K \cdot u = K(u_0^2 + u_\alpha^2 + u_\beta^2) \quad (9.103)$$

La conductancia K se puede determinar con el criterio de que la potencia suministrada por la fuente iguale a la componente continua de la potencia activa instantánea de la carga, entonces:

$$K = \frac{\bar{p}_{Le} + \bar{p}_{L0}}{(u_0^2 + u_\alpha^2 + u_\beta^2)_{dc}} \quad (9.104)$$

Finalmente, la referencia de corriente de la fuente vendrá dada por la expresión (9.105).

$$\begin{bmatrix} i_{S0ref} \\ i_{S\alpha ref} \\ i_{S\beta ref} \end{bmatrix} = K \begin{bmatrix} u_0 \\ u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = \frac{\bar{p}_{Le} + \bar{p}_{L0}}{(u_0^2 + u_\alpha^2 + u_\beta^2)_{dc}} \begin{bmatrix} u_0 \\ u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} \quad (9.105)$$

9.11.2.2.4. Estrategia PHC

El método de eliminación perfecta de armónicos (*Perfect Harmonic Cancellation, PHC*), se puede considerar como una modificación de las teorías presentadas anteriormente y su objetivo es compensar todas las corrientes armónicas y la potencia reactiva demandada por la carga; entonces, la corriente de la fuente será equilibrada y estará en fase con la componente fundamental de la tensión de la fuente, excluyendo la componente de secuencia homopolar.

La referencia de corriente del compensador vendrá dada por la expresión (9.106).

$$i_C = i_L - i_{Sref} = i_L - K \cdot u_{\alpha\beta 1} \quad (9.106)$$

donde $u_{\alpha\beta 1}$ es el vector espacial de tensión de la fuente con solo la componente fundamental y sin componente de secuencia homopolar.

La potencia suministrada por la fuente, vendrá dada por la expresión (9.107).

$$p_S = u_{\alpha\beta 1} \cdot i_S = u_{\alpha\beta 1} \cdot K \cdot u_{\alpha\beta 1} = K(u_{\alpha 1}^2 + u_{\beta 1}^2) \quad (9.107)$$

El valor de la constante K se determinará aplicando la condición de que la potencia anterior suministrada por la fuente, expresión (9.107), iguale a la componente continua de la potencia activa instantánea demandada por la carga. Por lo cual, la constante K vendrá dada por la expresión (9.108).

$$K = \frac{\bar{p}_{Le} + \bar{p}_{L0}}{(u_{\alpha 1}^2 + u_{\beta 1}^2)_{dc}} \quad (9.108)$$

Finalmente, la referencia de corriente de la fuente vendrá dada por la expresión (9.109).

$$\begin{bmatrix} i_{S0ref} \\ i_{S\alpha ref} \\ i_{S\beta ref} \end{bmatrix} = K \begin{bmatrix} 0 \\ u_{\alpha 1} \\ u_{\beta 1} \end{bmatrix} = \frac{\bar{p}_{Le} + \bar{p}_{L0}}{(u_{\alpha 1}^2 + u_{\beta 1}^2)_{dc}} \begin{bmatrix} 0 \\ u_{\alpha 1} \\ u_{\beta 1} \end{bmatrix} \quad (9.109)$$

9.11.3. Topologías de filtros serie-paralelo

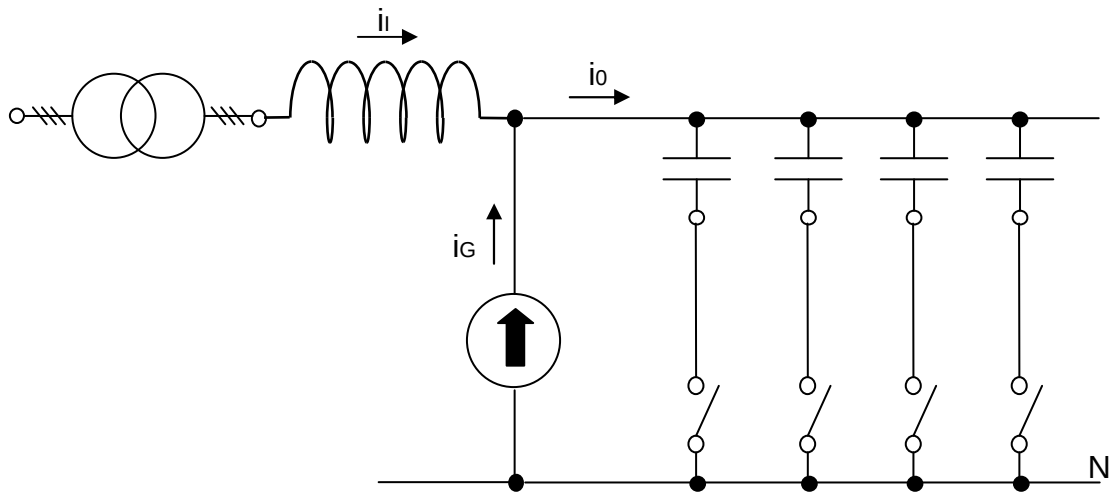


Figura 9.63. Esquema de un filtro activo de potencia serie-paralelo con reactancia de entrada.

Generalmente, es necesario incluir alguna impedancia entre la fuente y la planta del usuario, no necesariamente proporcionada por la línea y el transformador de entrada a la planta. Una reactancia de

entrada es la forma más barata de corregir la forma de onda de la tensión de línea, usando la circuitería activa del filtro activo de potencia, con una razonable generación del pico de potencia en el generador de corriente, *Figura 9.63*.

La compensación del factor de potencia determina la necesidad de un banco de condensadores controlados. Ambas impedancias conforman un filtro LC paso-bajo, con una frecuencia de corte variable, dependiente de la potencia reactiva de carga.

La función del generador de corriente es conseguir eliminar todos los armónicos producidos en la carga e inyectar en la carga la corriente necesaria para mantener la tensión regulada y sinusoidal. El principal problema del diseño es minimizar los valores instantáneos máximos de la potencia de salida del generador de corriente. Un segundo problema de diseño es garantizar la estabilidad del sistema, considerando la variación de los polos de frecuencia. El primer problema es el típico problema de programación lineal, donde las condiciones de frontera se obtienen a partir de las siguientes variables:

- Máxima diferencia permitida de las tensiones en la red principal y en la planta del usuario.
- Mínimo factor de potencia capacitivo permitido
- Mínimo factor de potencia de la carga, sin compensación, y el número de condensadores controlados.
- Máximo valor instantáneo de la distorsión de corriente en la carga.

Otros aspectos a tener en cuenta son las funciones de coste, tanto costes de fabricación como costes de adquisición, en función del pico instantáneo de potencia de las inductancias de entrada y de los generadores de corriente. El problema de estabilidad es bastante complejo y debe ser resuelto por la circuitería de control del generador de corriente.

Se puede mostrar que el generador de corriente controla la tensión de salida imponiendo una corriente en el nudo de salida igual a la suma de las siguientes componentes:

- Componente reactiva de la corriente de carga.
- Todos los armónicos de la corriente de carga.

Esto es verdad si la tensión de salida tiene un desfase dependiente de la corriente de entrada, *Figura 9.64*. Siendo esta aproximadamente igual a la componente activa de la corriente de carga.

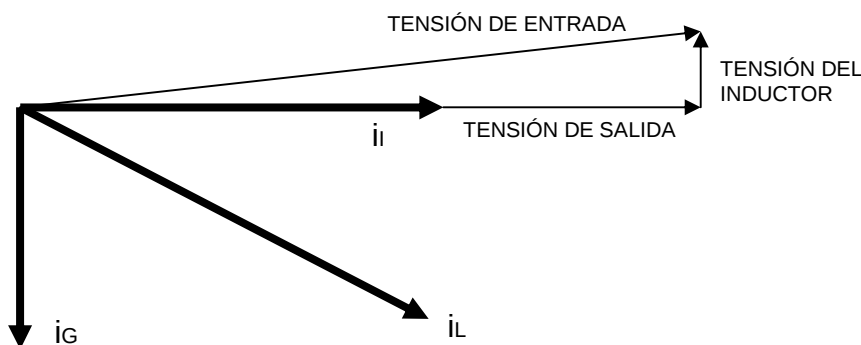


Figura 9.64. Tensiones y corrientes en el nudo de salida de un filtro activo serie-paralelo (fundamental).

Cuando un banco de condensadores controlados compensa la potencia reactiva de la carga, el primer armónico de la corriente del generador i_g es aproximadamente cero. Consecuentemente, la corriente del generador tiene una corriente total casi igual a las componentes distorsionadas. La tensión del inductor varía linealmente con la corriente de entrada y el desfase de la tensión depende de la tensión del inductor. El desfase de la tensión de salida debe ser controlada de forma precisa ya que es necesario mantener la potencia de entrada igual a la potencia de salida, a menos que la energía restante cargue la entrada del condensador de almacenamiento del generador de corriente. En un sistema trifásico es necesario mantener iguales los desfases, con el fin de mantener una diferencia de fase de 120° , incluso cuando las cargas sean diferentes. El control de fase se mantiene complejo y las corrientes de entrada en las tres fases podrán ser

iguales. Como las corrientes de salida son diferentes y es necesario mantener la suma vectorial de las corrientes en los nudos de salida, el generador de corriente tendrá una importante participación activa.

Teniendo en cuenta que la reducción de la potencia de salida en relación a la corriente del generador es un objetivo importante, no resulta aceptable el uso de una inductancia pasiva constante.

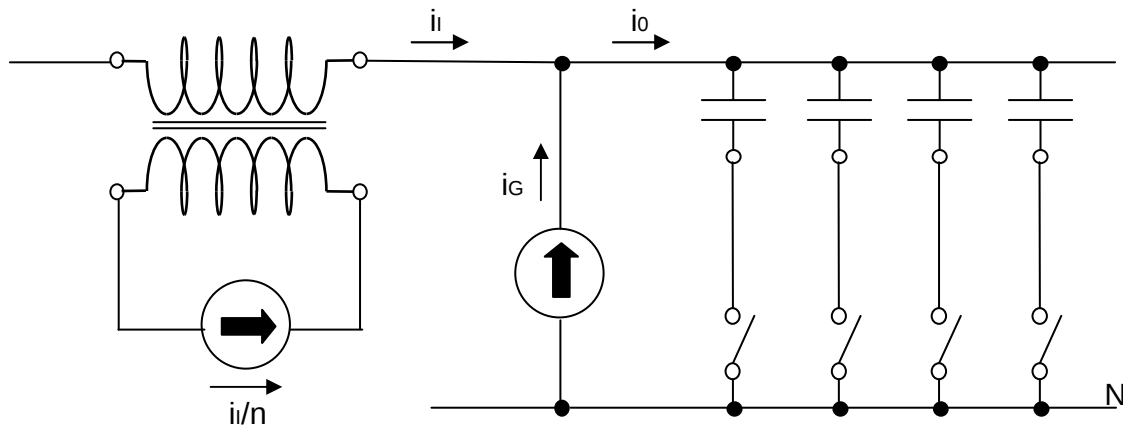


Figura 9.65. Esquema de un filtro activo de potencia serie-paralelo con dos generadores de corriente.

El reemplazar la inductancia de entrada por un segundo generador de corriente permite regular de forma independiente las corrientes de entrada, teniendo en cuenta cada una de las fases de la carga. La relación de potencia de este generador de corriente es el producto del máximo pico de la corriente de entrada por la diferencia instantánea máxima entre las tensiones de entrada y de salida. Para redes de potencia con elevados niveles de distorsión armónica, la referida referencia de tensión es, normalmente, inferior al 20% de la tensión nominal de entrada. En consecuencia, este convertidor se puede dimensionar para una potencia de entre un 10% a un 20% superior a la potencia nominal de la planta.

La función de control del generador de corriente de entrada desarrolla las siguientes funciones:

- Imponer una forma de onda casi sinusoidal para la corriente de entrada.
- Control de la amplitud y fase con la finalidad de ser igual al primer armónico de la corriente de carga, con la compensación del factor de potencia.
- Ajustar la amplitud de la corriente de entrada con el fin de controlar la tensión del condensador de almacenamiento del convertidor de alta frecuencia DC-AC (potencia activa de entrada igual a la condición de potencia activa de salida).

Si se tiene en cuenta que la componente fundamental de las corrientes de entrada y de la carga son iguales, el generador de corriente en paralelo conduce sólo las componentes armónicas (distorsionadas) de la corriente de carga. Sin embargo, el generador de corriente paralelo y los condensadores de corrección del factor de potencia se reparten esas componentes. Consecuentemente, la relación de potencia del generador de corriente es más baja que el producto de la tensión nominal por el máximo valor de pico de la componente distorsionada. El tercer armónico es el armónico crítico para el diseño del generador de corriente paralelo, porque las impedancias de los condensadores se reducen con el orden del armónico. Una buena solución para reducir el coste del filtro es aceptar una corriente principal de entrada, es decir, una mínima compensación capacitiva, incluso en ausencia de cargas inductivas.

La función de control del generador de corriente paralelo es regular la tensión de salida con el fin de obtener la misma amplitud de la componente fundamental de la tensión de entrada, en la fase.

Es importante destacar que el control de los generadores de corriente serie y derivación es independiente. También que el control de la corriente de entrada de la tensión de salida de las tres fases son completamente independientes.

9.11.4. Cicloconvertidores regulados por un convertidor de alta frecuencia CC-CA.

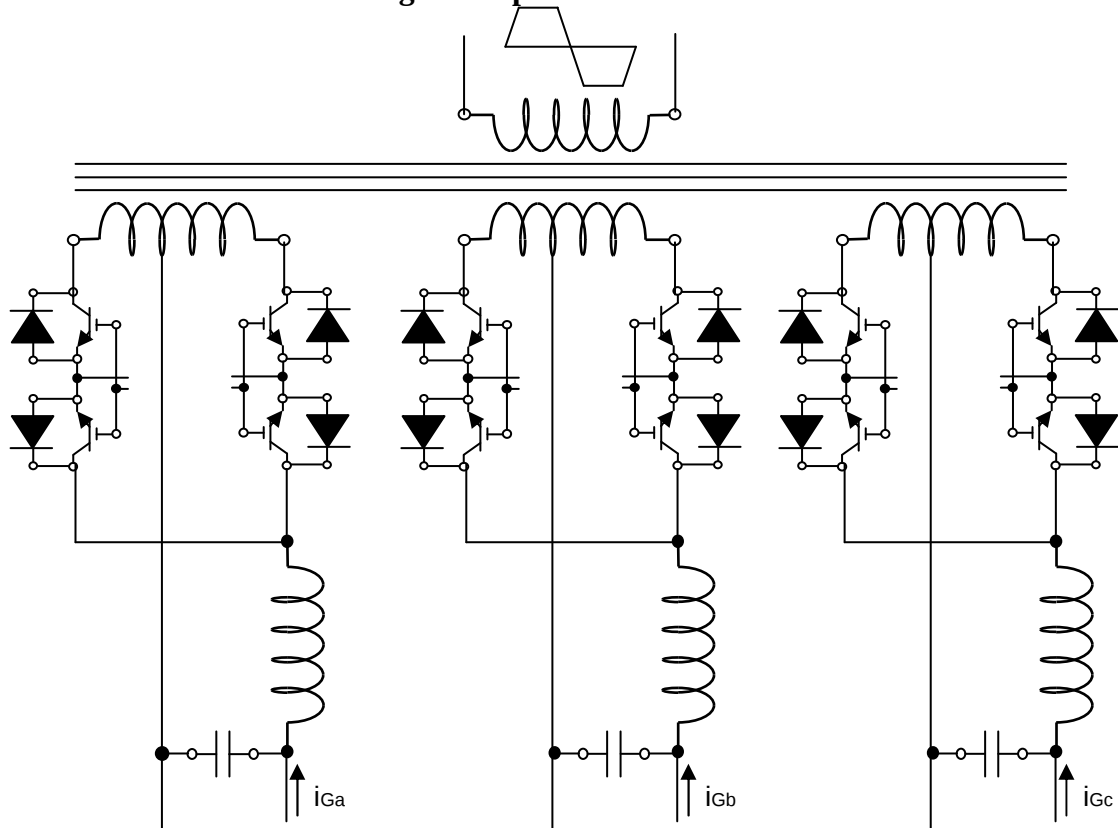


Figura 9.66. Esquema de tres generadores de corriente en paralelo conectados a un único transformador de alta frecuencia.

Los seis generadores de corriente, relativos a las tres fases, son independientes e independientemente controlados. Cada generador de corriente paralelo es un cicloconvertidor alimentado por el secundario de un transformador de alta frecuencia donde esta presente una forma de onda trapezoidal, *Figura 9.66*, con una frecuencia constante (20 kHz – 50 kHz, dependiendo de la potencia nominal). La conmutación del dispositivo se desarrolla de forma síncrona a tensión cero. Los tres generadores de corriente están conectados a secundarios aislados del mismo transformador.

La forma de onda trapezoidal de la tensión y la conmutación a tensión cero de todos los dispositivos semiconductores se requiere para minimizar la amplitud y limitar la frecuencia máxima del ruido transmitido da la red principal. La conmutación a tensión cero tiene también una influencia importante en la reducción de las pérdidas de potencia del dispositivo y en la eficiencia del sistema.

La tensión a la entrada del filtro del cicloconvertidor, se modula mediante pulsos enteros con el fin de reducir las pérdidas de conmutación. El inconveniente de este proceso de modulación, sobre los tradicionales PWM, es el incremento del volumen del filtro y la consiguiente limitación del ancho de banda. Como la técnica de conmutación blanda (*soft-switching technique*), usada en convertidores, permite frecuencias de los pulsos de potencia de 25 kHz, hasta 50 kHz, dependiendo de la potencia, y el ancho de banda del filtro se limita normalmente al armónico 25 de la frecuencia nominal, la modulación por pulsos enteros no supone un inconveniente importante y proporciona una solución técnica muy buena.

Los secundarios del transformador se diseñan para el máximo pico de la potencia de salida de los tres generadores de corriente. Sin embargo, en el primario del transformador esta presente la suma de las potencias instantáneas de los tres generadores de corriente. Esto implica una corriente con una amplitud bastante más baja que tres veces las amplitudes del secundario, también verificado incluso en condiciones de distorsión muy elevada, debido al hecho de que las corrientes en los generadores de corriente en paralelo son sólo las componentes armónicas (debido a la eliminación completa de las componentes fundamentales).

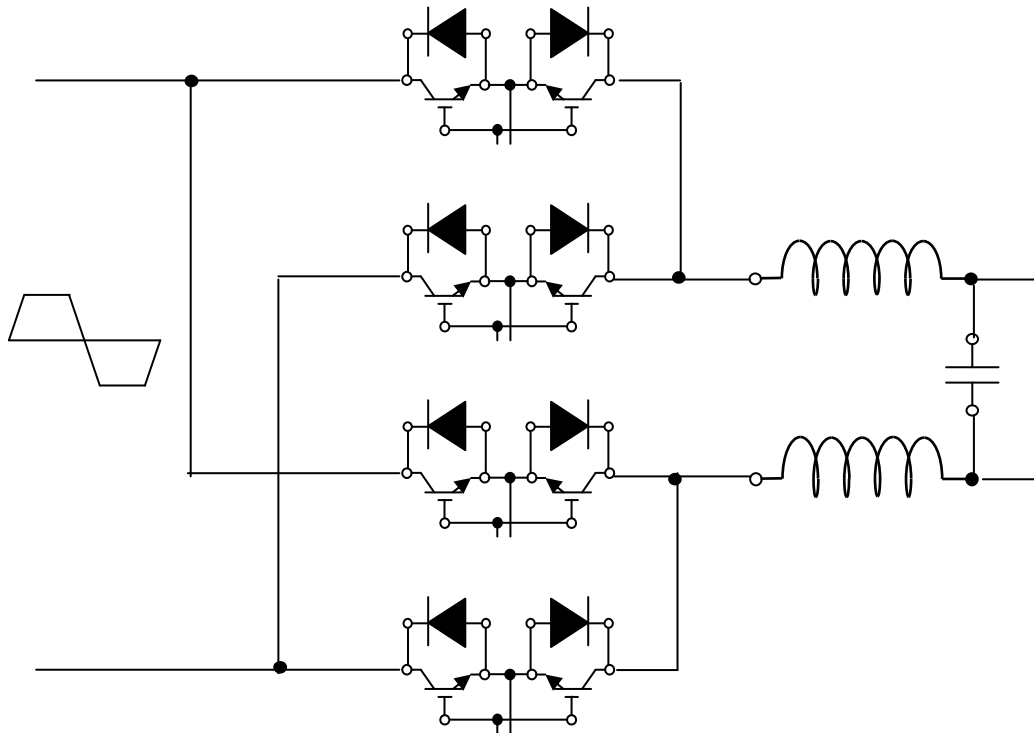


Figura 9.67. Esquema de convertidor de potencia para generadores de corriente serie asociados a transformadores de frecuencia de línea.

Los generadores de corriente serie se pueden diseñar como generadores de corriente paralelo, *Figura 9.66*. Sin embargo, esa configuración presenta algunos inconvenientes. La tensión de salida de los generadores de corriente serie es típicamente 1/10 de la tensión nominal. A pesar de esta baja tensión de salida, los transistores del cicloconvertidor deben hacer frente al valor de pico de la tensión de línea, con el fin de eliminar la disrupción cuando el convertidor este apagado. Y aquellos transistores conducirán la corriente de entrada nominal total en cada fase. Consecuentemente, la topología de la configuración de la *Figura 9.66* debe ser diseñada para un nivel de potencia igual a la potencia nominal de entrada. En sistemas de potencia elevada es más barato introducir tres transformadores monofásicos, *Figura 9.65*, y usar convertidores de frecuencia diseñados para 1/10 de la potencia nominal de entrada, *Figura 9.67*. Esos transformadores son enormes, porque ellos funcionan a la frecuencia de línea y la corriente del secundario es igual a la corriente de entrada del filtro. Sin embargo, la relación de potencias permanece muy baja, debido a que la tensión del secundario es la diferencia de las tensiones de entrada y salida del filtro. El proceso de conmutación del convertidor de la *Figura 9.67* requiere una tensión cero a la entrada para eliminar transitorios importantes de conmutación y sobretensiones.

9.11.5 Convertidor CC-CA de conmutación blanda

El convertidor CC-CA de conmutación blanda de la *Figura 9.68*, presenta tres secciones principales:

- El condensador de almacenamiento del filtro activo de potencia (V_{DC}).
- La celda de conmutación blanda, conformada por los transistores S_1 a S_3 , diodos D_1 a D_3 , inductancia L y condensador C .
- Un convertidor CC-CA de puente completo.

El proceso de conmutación blanda, llamada alimentación de entrada conmutada (*Switching Input Supply, SIS*), permite la conmutación a tensión cero de todos los transistores en el circuito del puente y una tensión de salida con un valor moderado de dv/dt . La conmutación a tensión cero es importante para reducir las pérdidas de conmutación de los dispositivos y para eliminar el ruido de conmutación y los picos. La reducción del ruido de conmutación y el valor moderado de dv/dt en la tensión de salida son aspectos muy importantes para reducir la interferencia electromagnética. La forma de onda trapezoidal es

casi independiente de las condiciones de carga y presenta un pequeño intervalo de tiempo donde la tensión es cero.

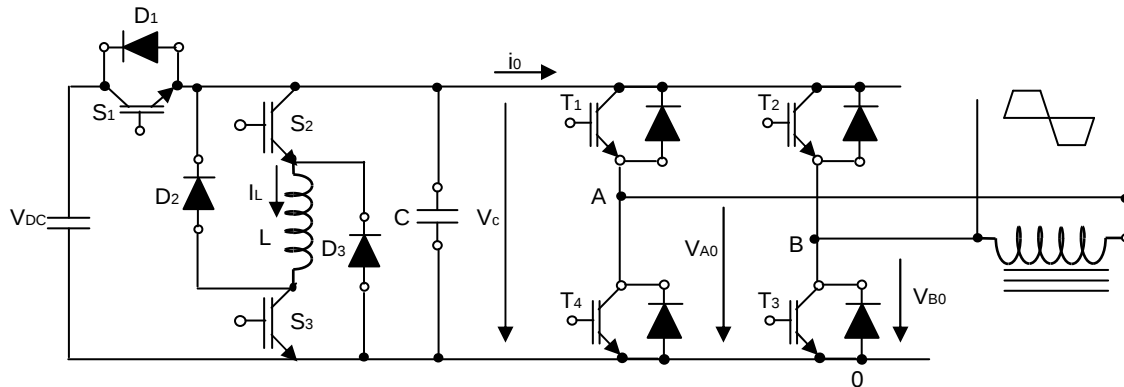


Figura 9.68. Esquema de convertidor CC-CA de conmutación blanda

La topología básica del circuito SIS se muestra en la Figura 9.69. El circuito de conmutación auxiliar está conformado por el transistor S_1 , el diodo D_{S1} y el condensador C .

Considerando $i_p > 0$ y el transistor S_1 encendido, la tensión de la fuente de corriente continua, V_{DC} , está conectada al convertidor y suministra la corriente de carga al puente convertidor. En consecuencia, el circuito SIS y el circuito convertidor se comportan como un inversor convencional en fuente de tensión (Voltage Sourced Inverter, VSI), ya que $v_p = V_{DC}$.

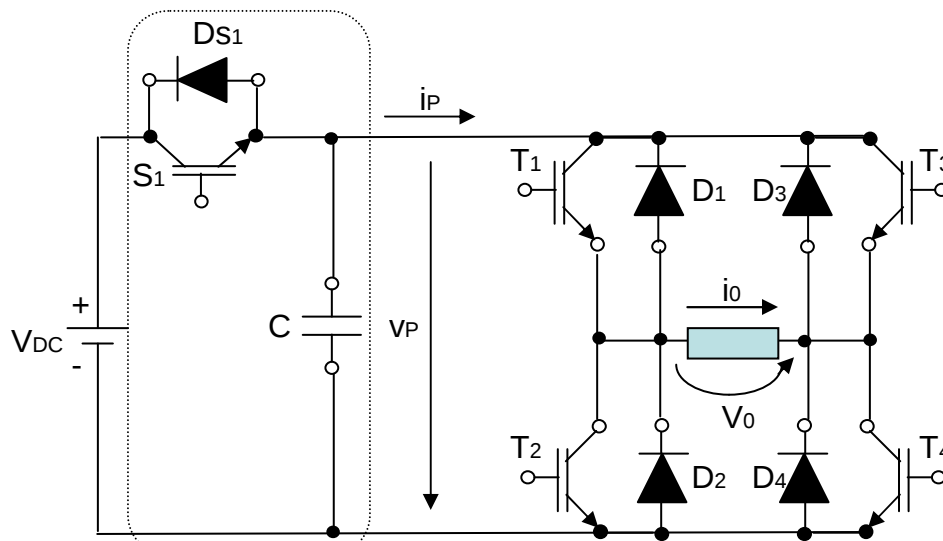


Figura 9.69. Esquema de la topología SIS básica.

El principal objetivo del circuito SIS es la anulación de la tensión v_p , siempre que los transistores del convertidor principal necesiten ser conmutados. Precediendo cualquier transición en las conmutaciones del puente el transistor S_1 se apaga permitiendo la descarga del condensador C a la carga inductiva del convertidor. Cuando la tensión de la conexión de continua v_p se vuelve cero, las tensiones v_{CE} en todos los transistores del convertidor son también cero, permitiendo una conmutación sin pérdidas. Después de las transiciones en el circuito del puente, es necesario cargar de nuevo el condensador a $v_p = V_{DC}$, con el fin de proporcionar tensión cero en el encendido del transistor S_1 . La carga del condensador tiene lugar por la inversión de la corriente i_p ($i_p < 0$), debido a la inductancia de la carga del convertidor y la libre conducción de los puentes de diodos, que tiene lugar después de que se apagan los transistores en el circuito del puente. En consecuencia, es necesario tener una cantidad de energía almacenada en la carga mayor que la energía necesaria para cargar el condensador a V_{DC} . Cuando $v_p = V_{DC}$, el diodo D_{S1} conduce y S_1 se puede encender a tensión cero. Una vez más, la tensión de la fuente V_{DC} se conecta al inversor y el circuito vuelve a su funcionamiento inicial.

El método descrito para la carga del condensador C depende de la energía almacenada en la carga. Por ejemplo, si se tiene un transformador es necesario garantizar que la energía de magnetización sea mayor que la energía requerida para cargar el condensador. Los tiempos de carga y descarga del condensador dependen de la carga. Para cargas pequeñas esos tiempos pueden ser muy largos, comprometiendo el rango útil de trabajo. Los tiempos de carga y descarga son también importantes desde el punto de vista del espectro de radio-frecuencia radiada por el convertidor. Es interesante disponer de tiempos de transición largos, con el fin de eliminar el ruido para las bandas de frecuencia más altas. Sin embargo, las correspondientes limitaciones del rango de trabajo son indeseables. En las aplicaciones de alta potencia es importante disponer conjuntamente del máximo límite en el rango de trabajo y eliminación de ruido. Este objetivo se puede alcanzar imponiendo una constante de tiempo para la carga y descarga del condensador, independiente de la corriente de carga. Utilizando un dispositivo auxiliar de almacenamiento de energía, *Figura 9.70*, y controlando el valor de la energía almacenada, se puede imponer una constante de tiempo de carga y descarga casi constante facilitando la operación de conmutación con tensión cero, siempre que la energía almacenada en la carga no sea suficiente para cargar el condensador.

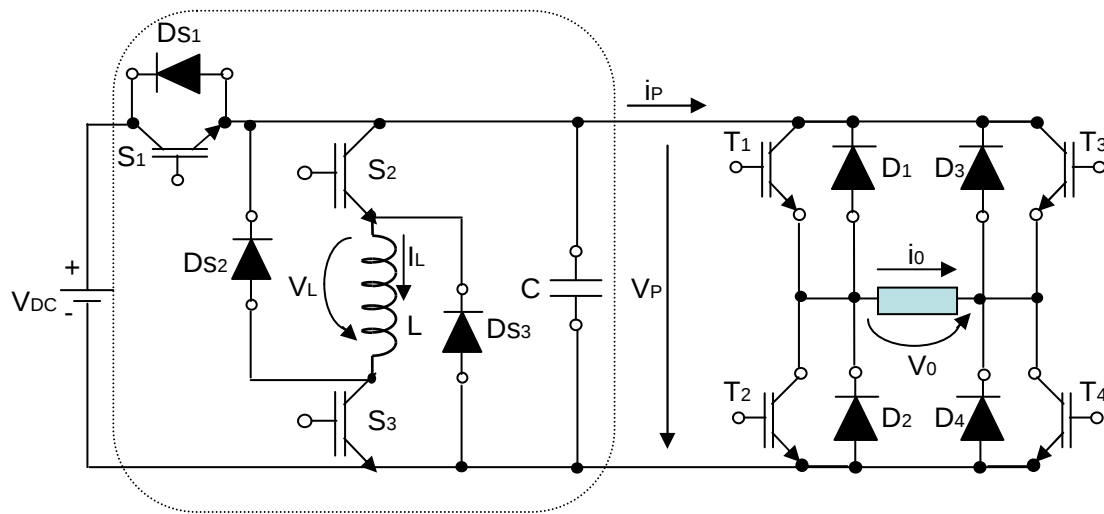


Figura 9.70. Topología SIS con tres conmutadores auxiliares en un convertidor de puente completo.

Los objetivos anteriores se pueden conseguir utilizando un circuito auxiliar de conmutación mostrado en la *Figura 9.70*. En este circuito, el proceso de conmutación es independiente de la corriente de carga como se puede ver. La inductancia auxiliar almacena la energía necesaria para cargar el condensador de conmutación. Cuando $i_P < 0$, DS_1 conduce y S_1 no conduce, la descarga del condensador C se produce por la conducción simultánea de S_2 y S_3 . La corriente i_L se incrementa linealmente (ya que $v_L = V_{DC}$) hasta que el condensador se descargue completamente, es decir $v_P = 0$. Consecuentemente los transistores del inversor conmutan a tensión cero. Además, es necesario cargar el condensador C , apagando S_2 y S_3 . La corriente i_L circula por los diodos DS_2 y DS_3 y la energía almacenada en la inductancia L se transfiere al condensador C , hasta $v_P = V_{DC}$, y el circuito vuelve a las condiciones iniciales.

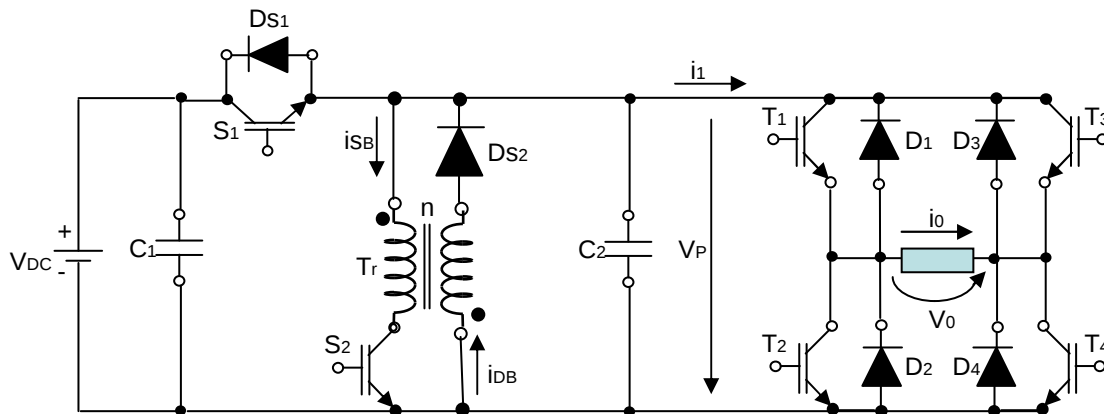


Figura 9.71. Topología SIS con dos conmutadores auxiliares (configuración "flyback").

La Figura 9.71, muestra un circuito alternativo para el almacenamiento auxiliar de energía, con el mismo principio de funcionamiento, usando un número reducido de dispositivos semiconductores y un transformador, en una configuración similar a un convertidor “flyback”. Los circuitos presentados en las figuras 9.69; 9.70 y 9.71, son equivalentes.

9.11.6. Principios de funcionamiento de los circuitos de control

El convertidor DC-AC de alta frecuencia no tiene funciones de control sobre las variables de salida, porque la tensión de salida presenta frecuencia constante. Tiene sólo un control local de la magnitud de la energía magnética almacenada en la inductancia de la celda de conmutación blanda y también alguna circuitería lógica para la puerta de los transistores.

Como se ha indicado anteriormente, los circuitos de control de los generadores de corriente serie y paralelo son totalmente independientes y también de fase independiente. Este planteamiento tiene varias ventajas, tales como:

- Las condiciones de control y estabilidad son más precisas, fiables y sencillas, especialmente en condiciones transitorias y, consecuentemente, es posible minimizar el condensador de almacenamiento.
- El desequilibrio de la carga no afecta al funcionamiento del filtro y, consecuentemente, es posible minimizar la potencia nominal de los convertidores de potencia.
- El desequilibrio en las tensiones de línea no afecta al funcionamiento del filtro y, consecuentemente, es posible conseguir una corriente de entrada prácticamente sinusoidal.
- Los efectos de distorsión provocados por cargas monofásicas sobre las corrientes en el neutro resultan muy bien compensadas, reduciendo la corriente del neutro a su componente fundamental, dependiendo sólo del desequilibrio de la carga y de la corrección del factor de potencia.

La desventaja es una aparente complejidad de la circuitería de control, debido a la multiplicación de circuitos de control independiente.

Los generadores de corriente paralelo controlan las tensiones de salida (fase-neutro). El microprocesador (o bien un DSP) calcula la amplitud de la componente fundamental de la tensión de entrada en cada período y utiliza este valor como tensión de referencia en el siguiente período. Esta tensión de referencia es una forma de onda sinusoidal en fase con la tensión de entrada y con una amplitud proporcional a la componente fundamental de la tensión de entrada. El mismo tipo de cálculos, sobre las corrientes de salida, se realizan para obtener las tres referencias de corriente para los generadores de corriente serie.

El modulador del generador de corriente paralelo es un controlador de corriente que usa un doble esquema de predicción para la modulación integral de pulsos (*integral pulse modulation*). El predictor utiliza el valor instantáneo del error de tensión y su derivada en función del tiempo para predecir el valor necesario para la corriente, a la salida del filtro inductor, un período más tarde. Calcula también los valores estimados de las corrientes para tres condiciones diferentes de conmutación por la tensión a la entrada del filtro LC del cicloconvertidor (+V,0,-V). La decisión de conmutación se adopta para la mínima diferencia entre el error predicho y el error predicho de corriente. La conmutación del cicloconvertidor, de acuerdo con la decisión, tiene lugar en el siguiente intervalo de tiempo donde la forma de onda trapezoidal está a tensión cero.

El proceso de control del convertidor serie es más complejo debido a los requerimientos de control de la tensión del condensador de almacenamiento. El proceso de control convencional para la tensión del condensador de almacenamiento es dividir la señal de referencia de corriente por una señal de error, resultante de la comparación de la tensión del condensador con un valor de referencia. El método introduce distorsión en la corriente de entrada, si la medida de la tensión del condensador es continua, durante todo el período de la frecuencia de línea. Un método alternativo, el UCI (*Unified Constant-frequency Integration Control*) proporciona una buena solución para convertidores PWM y se puede aplicar a la modulación integral de pulsos, usando períodos largos de decisión (20 a 100 períodos de conmutación). Tales períodos largos de decisión introducen una reducción importante del ancho de banda del generador de corriente. Con el fin de eliminar este inconveniente del período de modulación integral

UCI, se ha desarrollado una alternativa a la conversión de PWM a períodos de modulación integral. En cada período de conmutación, se genera un pulso PWM resultante del error de muestreo de corriente y de la tensión del condensador. Este pulso se evalúa con la finalidad de medir la relación de funcionamiento. Basándose en el valor medido de la relación de funcionamiento en un período se toma la decisión para el estado de conmutación del período siguiente. Los valores de la relación de trabajo en los intervalos (0, 1/3), (1/3, 2/3) y (2/3,1) corresponden a los estados $-V$, 0 y $+V$ de la salida del cicloconvertidor. Este proceso tiene un retraso de un período de conmutación.

9.11.7. Inconvenientes de los filtros activos

Entre los problemas más comunes para el diseño de los filtros activos, se encuentran:

- ◆ La gran potencia, intensidad, que tienen que manejar los elementos semiconductores que conforman el filtro.
- ◆ Los armónicos que se introducen en los pasos de corte a conducción o de conducción a corte de dichos elementos.
- ◆ La frecuencia de conmutación de los semiconductores que forman el inversor, disminuye cuando aumenta la potencia que han de manejar, lo que hace que la utilización de este tipo de filtros se vea restringida en el caso de altas frecuencias.
- ◆ Los filtros activos derivación presentan dos importantes inconvenientes. El primero es la elevada frecuencia del ruido conducido a la red de potencia debido a la conmutación dura de los circuitos IGBTs. No es fácil ni barato reducir el ruido de alta frecuencia, en la salida del convertidor, dentro del máximo nivel de las normas europeas, es decir en la banda de frecuencia de 1-10 MHz
- ◆ Otro inconveniente de los filtros derivación es el elevado coste de fabricación de los filtros activos de potencia, asociado a un beneficio limitado para los usuarios. De hecho, el convertidor de potencia de un filtro activo de potencia derivación debe ser diseñado considerando el valor instantáneo de la potencia de salida. En presencia de corriente de carga altamente distorsionada, o cuando se desea la corrección del factor de potencia, la potencia nominal del convertidor debe ser igual a la potencia nominal de la planta del usuario (o máxima relación de potencia de carga). El coste de fabricación del convertidor es siempre mayor que 150€/kVA para elevados niveles de potencia. Los beneficios para el usuario no son lo suficientemente valiosos porque el filtro activo no protege su planta frente a cualquier problema de calidad de potencia. De hecho, no es económicamente aceptable que un filtro activo de potencia puede costar casi lo mismo que un sistema UPS (excluyendo las baterías) o incluso más.

El primer paso hacia la reducción del nivel potencia de los filtros activos paralelo es usar inversores a base de tiristores, con un circuito para reducir el nivel de tensión del filtro activo. El inconveniente es la generación de armónicos de orden elevado por los tiristores del inversor pero, este problema, se está superando gracias al rápido desarrollo de los dispositivos de alta velocidad de apagado y elevada respuesta en potencia, tales como: GTOs, MOSFETs, IGBTs y MCTs.

9.12. Filtros híbridos

Mientras que los filtros activos se basan en el uso de uno o varios convertidores electrónicos, los filtros híbridos combinan un filtro activo con uno pasivo.

Existen distintas disposiciones y combinaciones que se pueden encontrar en un filtro híbrido como:

- ◆ Filtro activo paralelo combinado con un pasivo:

Con la finalidad de mejorar el funcionamiento del filtro activo paralelo, recientemente se han realizado trabajos en los que se combina un filtro activo paralelo con un filtro

pasivo. En la *Figura 9.72*, se representa la estructura de este tipo de filtro, donde puede apreciarse que existen dos filtros pasivos sintonizados y un filtro pasivo pasa alto en paralelo con el filtro activo y con la carga.

Esta es una solución general que puede variar dependiendo de lo que se pretenda. Parte de las componentes armónicas de corriente son filtradas por el filtro activo y parte por el filtro pasivo. Así si se utiliza un filtro pasivo paso alto, el filtro activo filtra las componentes de baja frecuencia permitiendo en su diseño un ancho de banda inferior.

En la *Figura 9.72*, el filtro pasivo está conectado a la tensión de red; la utilización de esta solución en líneas de distribución con tensiones elevadas de decenas de kilovoltios, daría lugar a un convertidor de potencia muy elevada.

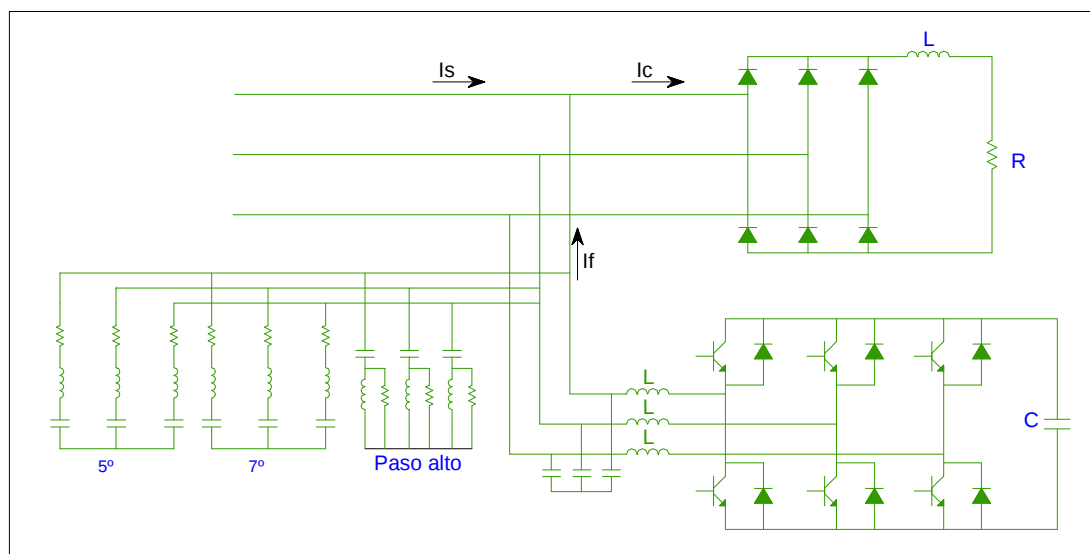


Figura 9.72. Filtro activo paralelo combinado con un filtro pasivo paralelo.

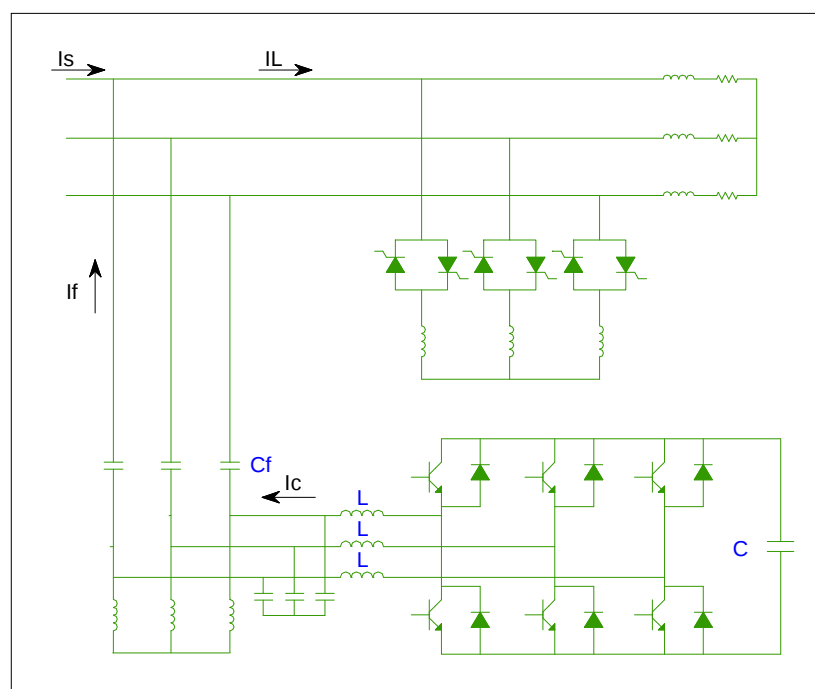


Figura 9.73. Esquema de filtro activo paralelo en paralelo con la inductancia del filtro pasivo sintonizado.

Una solución a este problema se ofrece en la *Figura 9.73*, donde se utiliza un filtro activo paralelo en paralelo con la inductancia de un filtro pasivo sintonizado en paralelo, a su vez, con la carga.

◆ Filtro activo serie combinado con uno pasivo paralelo:

En la figura siguiente se representa este filtro que consiste en un filtro activo en serie con la carga y uno pasivo en paralelo con la misma. Esta topología, posiblemente, sea la que mejores características ofrece.

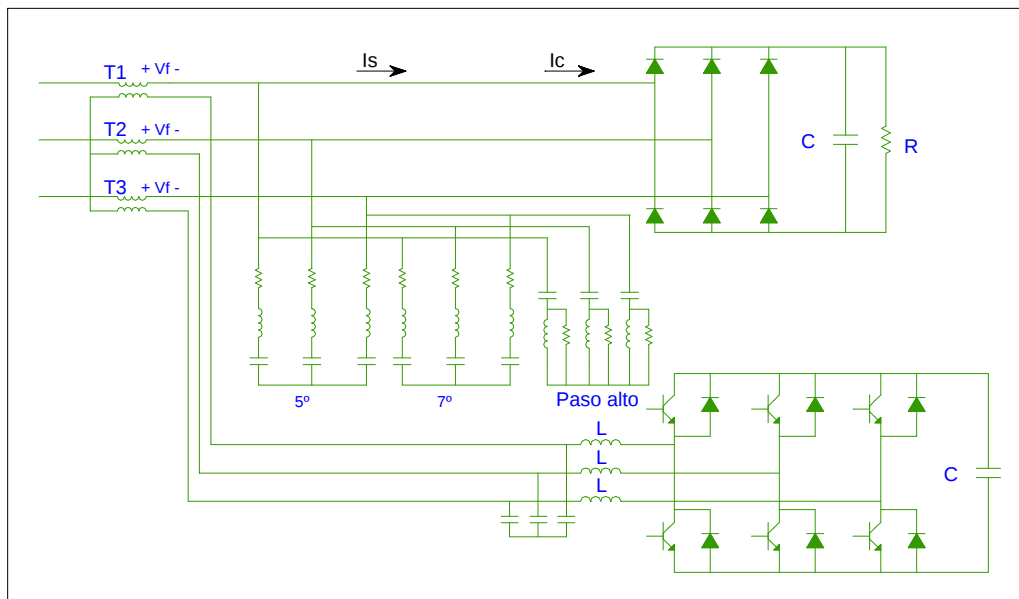


Figura 9.74. Esquema de filtro activo serie combinado con filtro pasivo paralelo.

El filtro pasivo filtra las componentes armónicas de la corriente y el filtro activo actúa como aislador armónico evitando que aparezca el efecto de amplificación armónica debido a la resonancia paralelo entre los filtros pasivos y la impedancia de red y evitando, así mismo, el efecto de resonancia serie entre los armónicos que pueda tener la tensión de la fuente y los filtros pasivos.

El filtro activo se comporta como un cortocircuito para la componente fundamental de corriente, mientras que ofrece una impedancia muy elevada a las componentes armónicas. El filtro serie es de mucha menos potencia que el filtro paralelo que habría que utilizar.

◆ Filtro activo serie combinado con uno pasivo en paralelo con la carga:

Esta solución consiste en conectar un filtro activo serie en serie con un filtro pasivo, estando el conjunto en paralelo con la carga. El filtro pasivo suprime las componentes armónicas de corriente producidas por la carga, el filtro activo mejora las características de filtrado del filtro pasivo.

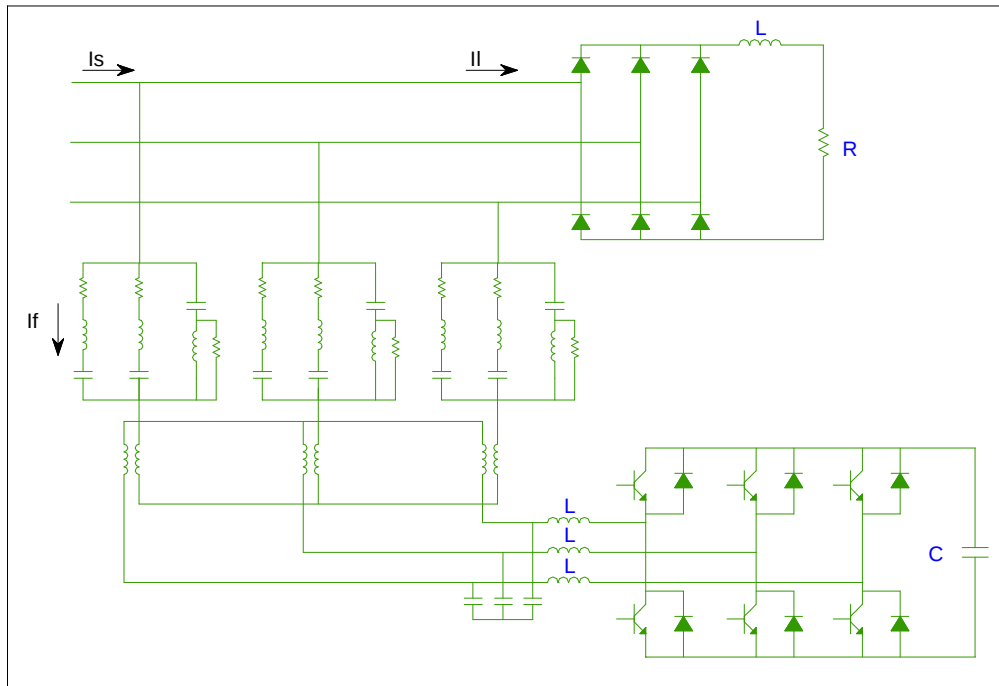


Figura 9.75. Esquema de filtro activo serie combinado con pasivo en paralelo con la carga.

Con esta solución se consigue que el filtro activo sea de potencia nominal muy pequeña (en torno al 2,5%) en relación con la potencia de la carga; por lo que, será una solución a utilizar en aplicaciones de potencia muy elevada.

El filtro activo fuerza a los armónicos de la corriente de carga para que circulen por el filtro pasivo, solventando los problemas que tiene el usar solamente filtros pasivos.

El filtro activo no está sometido a la componente fundamental de corriente con lo que la potencia del filtro se verá reducida.



Filtro activo serie con carga – activo serie con filtro pasivo:

Esta solución, denominada también acondicionador de potencia de línea, es una topología reciente. Este sistema de filtrado consta de dos filtros activos serie, uno en serie con la carga (FS1), y otro en serie con el filtro pasivo (FS2). Ambos filtros están conectados al circuito de potencia a través de un transformador de corriente.

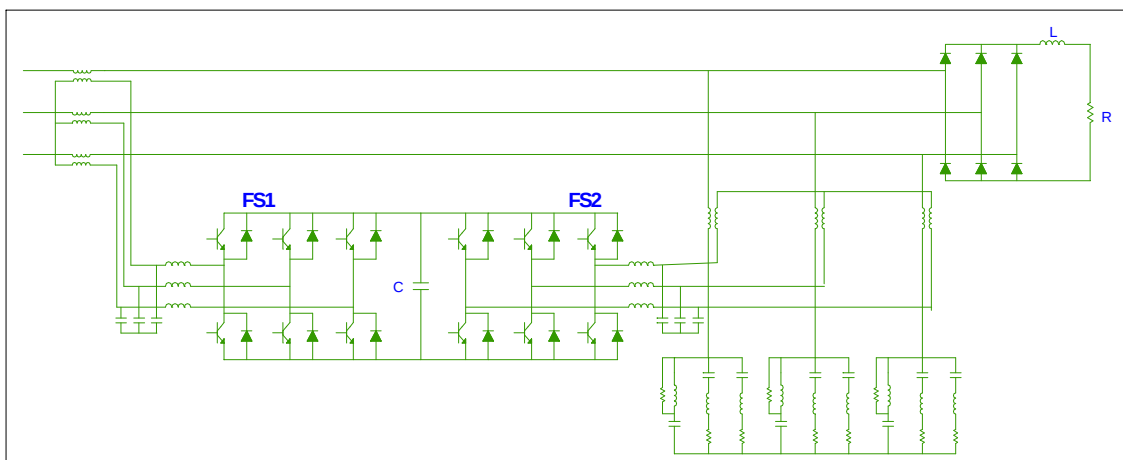


Figura 9.76. Esquema de filtro activo serie con carga – activo serie con filtro pasivo.

El filtro que está en serie con la carga impide que las componentes armónicas aparezcan en la red. En el caso de no existir FS2 se tiene el caso ya estudiado de filtro híbrido activo en serie combinado con pasivo en paralelo, en el que los armónicos de la carga circulan por el filtro pasivo ya que el filtro activo serie les ofrece una impedancia elevada.

La tensión en los extremos del filtro pasivo, está muy influenciada por las componentes armónicas de corriente. Esto es perjudicial para la propia carga, que en vez de estar alimentada con la componente fundamental de tensión, lo está con una tensión que contiene un elevado número de componentes armónicas. Además si, en paralelo con esta carga productora de armónicos, existe otra carga sensible a los mismos, se está alimentando esta última con una tensión que contiene gran número de armónicos.

Con la finalidad de solucionar este problema, se coloca , en serie con el filtro pasivo, el filtro activo FS2, el cual compensa las componentes armónicas de tensión en extremos del filtro pasivo. La compensación la realiza a base de generar las componentes armónicas de tensión de igual módulo y desfasadas 180° con respecto a las del filtro pasivo. De esta forma se obtiene la componente fundamental de tensión en los terminales de la carga. El filtro activo FS1, se comporta como una fuente de tensión controlada por los armónicos de corriente de la red.

9.13. Tiristores y transistores utilizados en los inversores

En la *tabla 9.11*, se pueden ver una relación de los distintos tipos de semiconductores auto-conmutados disponibles en el mercado. Como se puede ver, estos dispositivos auto-conmutados se clasifican en dos categorías: Tiristores (Thyristor) y Transistores (Transistors), cada uno con sus diferencias distintivas las cuales se traducen en unas ventajas reales y percibidas y, también, inconvenientes.

Los transistores son amplificadores que permiten elevadas corrientes de colector que pueden ser controladas por una pequeña corriente de base, como en los transistores bipolares convencionales, o, en el caso de los más sofisticados IGBTs, por una tensión de puerta requiriendo una corriente muy pequeña y, entonces, una potencia de control pequeña. El circuito de control de puerta puede variar la velocidad a la cual tiene lugar el encendido o el apagado.

Tabla 9.11. Relación de dispositivos semiconductores auto-conmutados disponibles.

Tiristores	Transistores
• GTO (<i>Gate Turn-Off Thyristor</i>) • MCT (<i>MOS Controlled Thyristor</i>) • FCTh (<i>Field Controlled Thyristor</i>) • SITh (<i>Static Induction Thyristor</i>) • MTO (<i>MOS Turn-Off Thyristor</i>) • EST (<i>Emitter Switched Thyristor</i>) • IGTT (<i>Insulated Gate Turn-Off Thyristor</i>) • IGT (<i>Insulated Gate Thyristor</i>) • IGCT (<i>Integrated Gate-Commutated Thyristor</i>)	• Bipolar transistor • Darlington transistor • MOSFET • FCT (<i>Field Controlled Transistor</i>) • SIT (<i>Static Induction Transistor</i>) • IEGT (<i>Injection Enhanced (insulated) Gate Bipolar Transistor</i>)

Los tiristores son conmutadores que se componen de un par de transistores regenerativos. Una vez se inicia la acción regenerativa (o se interrumpe) los tiristores conmutan muy rápidamente de encendido a apagado y viceversa, con la unidad de puerta ejerciendo un pequeño, si se necesita, control de velocidad a la que esto ocurre.

Cualquier ajuste de las velocidades a la cual la tensión de ánodo y la corriente cambian durante la conmutación (di/dt y dv/dt) debe ser desarrollado por componentes externos o ser diseñado dentro del

comportamiento intrínseco del dispositivo. En el caso del IGCT es fácil de conseguir el apagado por dv/dt a través del diseño del cátodo, pero no es tan fácil el encendido por di/dt , lo cual resulta en los circuitos básicos de las figuras 9.77 y 9.78, respectivamente, para IGCT e IGBT trifásicos, inversores de dos niveles.

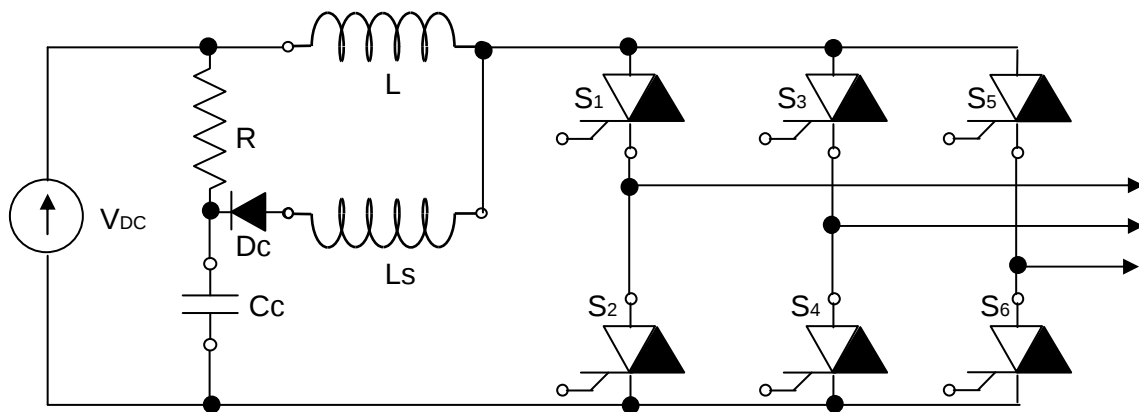


Figura 9.77.- Inversor típico con IGCTs

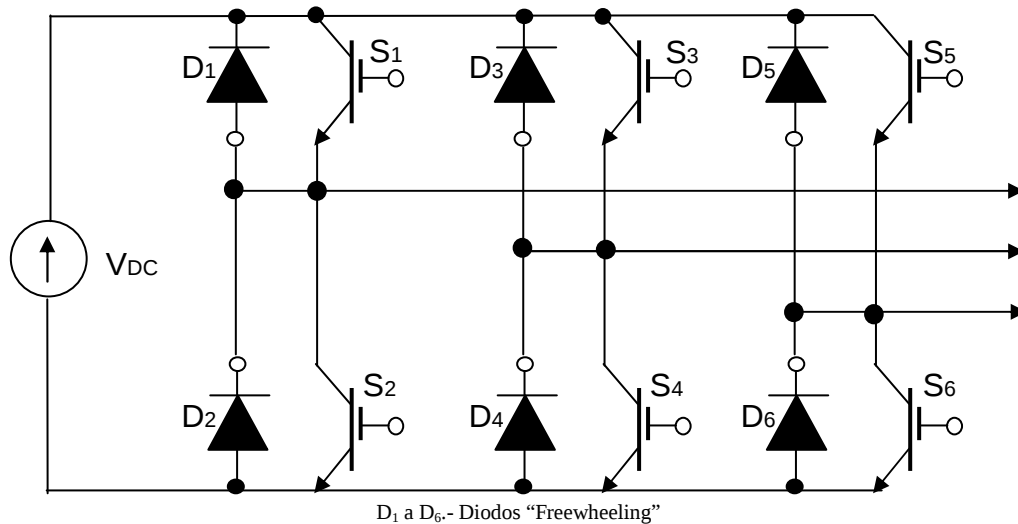


Figura 9.78.- Inversor típico con IGBTs

La figura 9.77, muestra un inversor típico con un circuito limitador de di/dt insertado entre la impedancia de suministro "casi cero" (conexión dc) y el inversor. La inductancia L limita el incremento de corriente en el inversor cuando uno de los IGCTs (conmutadores S₁ a S₆) se enciende. La energía almacenada en la inductancia L, una vez el diodo conmute, se disipa en la resistencia R, el condensador opcional C_c "clamp", se puede utilizar para minimizar la tensión de pico.

En el caso de falta en dos dispositivos de una fase, la corriente resultante I_f, vendrá limitada por la inductancia a un valor dado por la expresión 9.110.

$$I_f = V_{DC} \cdot \sqrt{C/L} \quad (9.110)$$

donde C es la capacitancia de la conexión de corriente continua (dc). Se puede comprobar que las pérdidas producidas por los IGBTs, son las mismas que se disipan en la resistencia R.

La figura 9.78, muestra un inversor IGBT que consta únicamente de dispositivos semiconductores, el cual se puede realizar en un modulo simple para sistemas de baja potencia aunque, generalmente, está compuesto de múltiples módulos que contienen en la misma pastilla de un IGBT y un diodo en paralelo para alcanzar la relación que se desee. La ausencia de impedancias (por ejemplo, una inductancia) entre la electrónica de potencia (inversor) y la conexión de corriente continua dará como resultado unas muy

elevadas corrientes de falta en el caso de un fallo simultáneo de dos dispositivos de la misma fase. Este hecho limita las aplicaciones directas de esta topología a tensiones muy bajas (sobre 1,5 kV). Para tensiones y potencias superiores es preciso desacoplar el enlace de continua del inversor mediante inductancia o resistencia con la finalidad de limitar el daño causado por la explosión colateral por vaporización de los conductores de enlace con la pastilla y las fuerzas electromagnéticas de las corrientes de falta.

Una excepción a esto se puede encontrar en sistemas de muy alta tensión con un gran número de IGBTs conectados en serie entre los cuales se pueden encontrar un cierto número de dispositivos redundantes.

9.14. Problemas de sobrecarga del neutro y del transformador

En muchas de las instalaciones industriales realizadas hace años y, por lo tanto, un poco anticuadas, se ha utilizado cableado trifásico con una menor sección para el conductor neutro que para los conductores de fase, esto se hacía así en base a la hipótesis de que las intensidades de fase se anulan en el conductor neutro. Sin embargo, las cargas que generan armónicos provocan una sobrecarga en el conductor neutro. Esto es debido a los dispositivos electrónicos monofásicos que provocan armónicos de intensidad que no se anulan en el neutro. Esto empeora cuando el conductor neutro no se halla protegido por interruptores automáticos o fusibles. En tal caso el fallo puede producirse incluso cuando los conductores de las fases no se encuentren sobrecargados.



Figura 9.79. Sala con computadores

Un computador, *Figura 9.79*, puede provocar una intensidad de neutro un 173% la de la fase, aunque pocos sistemas alcanzan este límite teórico. Además, las intensidades de neutro más elevadas con corrientes de fase distorsionadas, tienen lugar cuando las fases están bien equilibradas. Esto es exactamente lo contrario de lo que ocurre cuando las intensidades no contienen armónicos, en cuyo caso la intensidad de neutro es proporcional a la cantidad de desequilibrio entre fases. Por todo ello, en plantas de oficinas o en instalaciones con un elevado número de computadores se debe dimensionar el conductor neutro con una capacidad del 200% en relación a los conductores de las fases



Figura 9.80. Transformador con sus elementos de protección y control

Los transformadores estándar, como el de la *Figura 9.80*, están diseñados para suministrar toda su potencia bajo unas condiciones límite de armónicos. Estos transmitirán la potencia estimada a la temperatura estimada si:

- Están alimentados a una tensión con una tasa de distorsión de armónicos menor al 1%.
- Alimentar cargas con una tasa de armónicos menor al 5%.

Con la gran cantidad de dispositivos semiconductores, con características tensión-corriente no lineales, que se utilizan en la actualidad, estas condiciones se superan frecuentemente. El problema estriba en valorar los efectos que provocan las altas distorsiones sobre los transformadores.

Cuando los devanados de un transformador se alimentan con corriente alterna, cada conductor está rodeado por un campo magnético proporcional a la intensidad. Cada conductor metálico concatenado por este flujo experimenta una tensión interna que provoca corrientes parásitas cuyas pérdidas asociadas, proporcionales al cuadrado de la intensidad y al cuadrado de la frecuencia, se disipan en forma de calor provocando un aumento de temperatura en los conductores. Como los armónicos de corriente contienen componentes de alta frecuencia, las pérdidas por corrientes parásitas pueden causar un exceso de temperatura antes de que se alcance la potencia máxima.

Mientras que el problema del neutro se puede estudiar fácilmente mediante el análisis de potencia, el problema de la sobrecarga del transformador es más complicado. El mejor método para tratar los armónicos de corriente en los transformadores de potencia, consiste en instalar transformadores diseñados para transmitir más del 5% de tasa de distorsión de corriente. Los transformadores de factor K se fabrican con este propósito.

La relación del factor K está relacionada con el contenido de armónicos de la carga esperada. De hecho, se calcula a partir de la distorsión de corriente medida en la carga.

Los transformadores de relación K típicos incluyen una bobina adicional para reducir las pérdidas por corrientes parásitas. Generalmente disponen de un primario en triángulo y un secundario, con un campo electrostático que reduce el flujo del núcleo para compensar la distorsión de tensión. Como estos transformadores alimentan normalmente ordenadores, poseen terminales dobles de neutro, para acomodar conductores neutros adicionales. Cuanto mayor es la relación K, mayor es la cantidad de armónicos que pueden transmitir; K-4 o K-13 son relaciones adecuadas para la mayoría de circuitos.

9.15. Armónicos en hornos de arco

9.15.1. Introducción



Figura 9.81. Operaciones de fundición

Los hornos eléctricos de arco constituyen actualmente uno de los sistemas principales para la producción de acero. Con ellos se pueden obtener desde aceros ordinarios hasta aceros especiales aleados con otros metales. Normalmente, el material de partida es la chatarra de acero.

En 1800 el inglés Sir Humphry Davy consigue hacer saltar el arco eléctrico entre dos electrodos alimentados por pilas de Volta. En 1815 se realiza la primera fusión de acero en laboratorio utilizando un arco eléctrico, pero hasta 1902 no se realizó la primera fusión industrial. Esta se llevó a cabo con la base tecnológica desarrollada por el francés Paul Heroult sobre una cuba de dos toneladas y alimentada por un transformador monofásico de 300 kVA y con una duración de 10 horas.

La incorporación de estos dispositivos a la producción de acero ha sido lenta, comenzando a utilizarse en la producción de aceros finos y especiales. A partir de los años sesenta, con la aparición de los hornos de Alta y Ultra Alta potencia, es cuando se empiezan a utilizar masivamente en la producción de aceros ordinarios a partir de chatarra.

Desde un principio se han ido mejorando las características de funcionamiento de los hornos, aumentando la potencia, el rendimiento y reduciendo el tiempo de fusión. Se ha pasado de unos tiempos de fusión de 2,5 horas a tiempos de 40 o 50 minutos entre coladas y la velocidad de fusión pasó de 15 t/h a más de 100 t/h que se consiguen en la mayoría de hornos actuales. A esto ha contribuido el aumento de consumo específico de oxígeno inyectado directamente mediante lanzas o, indirectamente, mediante quemadores de fuel o gas, que se ha empezado a utilizar a partir de 1980.

En los últimos años se han introducido en la industria los hornos de arco de corriente continua. Estos tienen un electrodo único, alimentado a través de un rectificador de 6 ó 12 pulsos, con lo que se limita el impacto armónico a frecuencias de orden $(6n \pm 1) f_o$, resultando un filtrado más efectivo y menos costoso; además, el funcionamiento es más estable que el de los hornos de corriente alterna. No obstante, presenta componentes de frecuencias inferiores a la de la red. Su principal inconveniente es el alto coste de los semiconductores empleados en los rectificadores de alta potencia y en los filtros del lado de alterna.

Los hornos de corriente alterna, generalmente trifásicos, alimentan los electrodos directamente a la tensión deseada. Presentan algunas ventajas sobre los de continua en cuanto a facilidad de diseño y coste global de la instalación. Son de este tipo la mayoría de los hornos instalados hasta la fecha. La elección del horno de uno u otro tipo depende de la situación particular de la acería.

La producción mundial de acero está más o menos estabilizada en los últimos años, pero el porcentaje de acero obtenido con hornos de arco crece cada año. Este crecimiento se debe a la flexibilidad que presentan las miniacerías frente a las acerías tradicionales, con la consiguiente reducción de costes en la producción de acero, en un entorno donde la demanda fluctúa con gran rapidez.

9.15.2. El arco eléctrico

El arco eléctrico, como se representa en la *Figura 9.82*, corresponde a un fenómeno de descarga eléctrica que se produce entre dos conductores o electrodos sometidos a una diferencia de potencial.

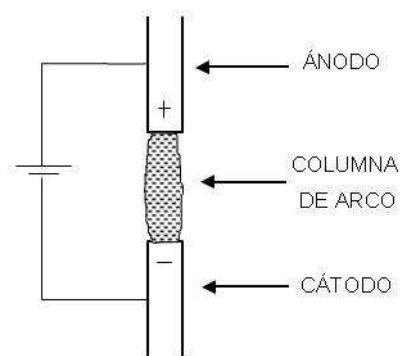


Figura 9.82.- Arco eléctrico producido entre dos electrodos

Las caídas de tensión que se producen en el arco y los electrodos se representan en la *Figura 9.83*. La caída de tensión total se reparte entre el ánodo, la columna del arco y el cátodo. En los hornos de fusión de acero las caídas de tensión son, aproximadamente, las siguientes:

En el cátodo ~ 10 V

En el ánodo ~ 30 V

La caída de tensión en la columna de arco depende de la naturaleza del medio y de su temperatura.

Un arco de alta intensidad como el producido en los hornos, se forma mediante una columna de gases ionizados (“ plasma ”) mantenida a una temperatura del orden de 15000 °K por la descarga eléctrica. La principal característica del arco es su conductividad eléctrica, la cual está condicionada por la ionización del gas haciendo que el arco actúe como una resistencia de comportamiento muy particular, de forma que cuando la intensidad se duplica, también se duplica la sección del arco, quedando la resistencia reducida a la mitad.

Los arcos de potencia entre 10 y 100 MW aplicados a los hornos de fusión de acero se denominan UHP (*Ultra High Power*), cuando la potencia instalada del horno sobrepasa los 0.5 MWA por tonelada de capacidad del horno. En la *Tabla 9.12*, se presentan los rangos de longitud de arco, tensión e intensidad en función del tipo de operación.

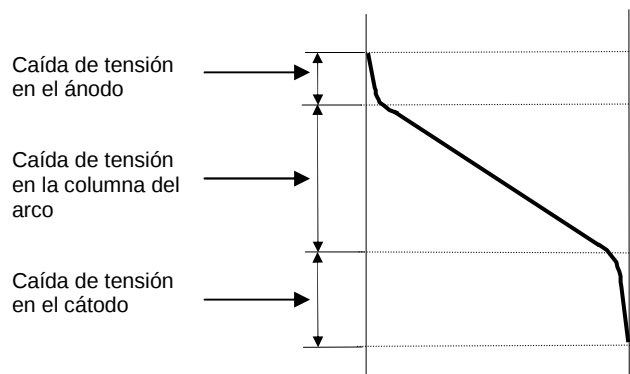


Figura 9.83. Caídas de tensión en los electrodos

Tabla 9.12. Características de los arcos UHP

Tipo de carga	Longitud de Arco	Tensión	Intensidad
Fusión de chatarras	200 a 450 mm	550 a 950 V	Hasta 100 kA
Baño plano	100 a 300 mm	350 a 700 V	Hasta 75 kA

En un horno de arco de CC el ánodo lo constituyen los electrodos de grafito mientras que el cátodo está formado por el propio material que se pretende fundir. El arco de corriente alterna es un fenómeno bastante complejo dado que durante un semiciclo el arco estalla en el instante en que la tensión alcanza el valor suficiente y se apaga al final del semiciclo cuando la tensión baja, para reiniciarse después en sentido contrario. Esto quiere decir que el arco se produce entre los electrodos a través de la carga y cada electrodo actúa como ánodo en una parte del semiciclo de tensión y como cátodo en la otra.

9.15.3. Constitución de un horno de arco de corriente alterna

El conjunto básico de elementos que constituyen un horno de arco de corriente alterna, se muestra en la *Figura 9.84*. Prácticamente todos son trifásicos y por tanto disponen de tres electrodos. Estos están sujetos a unas armaduras móviles denominados brazos portaelectrodos, los cuales a su vez están apoyados en una columna. Los electrodos se alimentan a través de unos cables flexibles conectados al secundario del transformador del horno. El material a fundir se introduce en una cuba construida de material refractario.

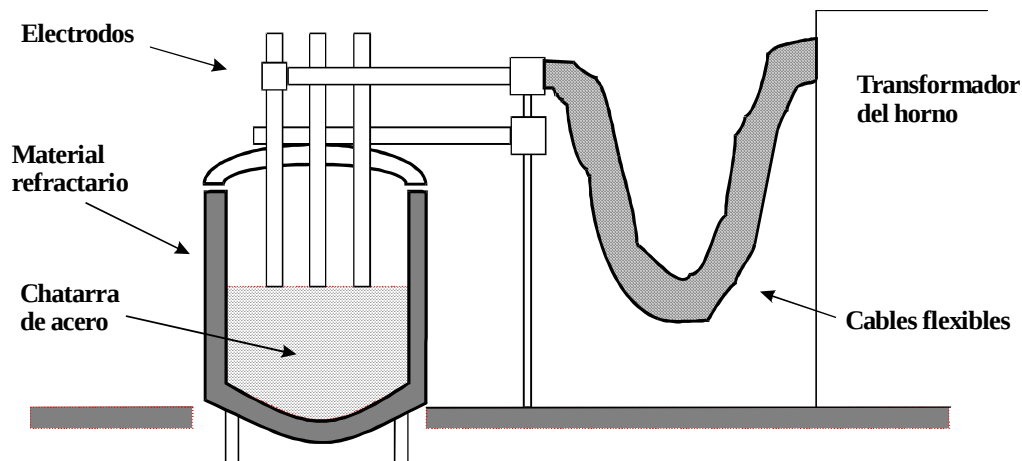


Figura 9.84. Esquema de un horno de arco de corriente alterna

9.15.3.1. Electrodos

Los electrodos son elementos de grafito comprimido de forma cilíndrica y una longitud que puede oscilar entre 1,5 y 5 m, siendo su diámetro de 50 a 70 cm en hornos del orden de 150 Tm. Se utiliza grafito porque mantiene una conductividad eléctrica buena en todo el rango de temperaturas muy altas de funcionamiento que se tienen en toda la longitud del electrodo (desde unos pocos grados Celsius en el sostén del electrodo a unos 3000° en el extremo del mismo) sin fundirse. Además, es un material capaz de resistir la caída de los trozos de chatarra sobre los electrodos sin romperse.

La resistividad eléctrica es variable, entre 4.5 y 12 $\mu\Omega$ m. Siendo la resistencia eléctrica de contacto entre las mordazas del brazo portaelectrodo y el electrodo función de la presión entre ambos.

Tabla 9.13. Valores típicos de la resistencia de contacto

Presión N/mm ²)	Resistencia(Ω /Cm ²)
1	$2 \cdot 10^{-3}$
2	$1.35 \cdot 10^{-3}$
3	$0.80 \cdot 10^{-3}$

Los electrodos son elementos móviles que realizan el posicionamiento de forma automática tratando de mantener una distancia constante con el material de fusión. Son también los únicos componentes del sistema eléctrico sujetos a desgaste, debido a que sus extremos se van quemando.

9.15.3.2. Cuba

Es el lugar donde tiene lugar la fusión del material. Se construye de material refractario con refrigeración de las paredes. Las capacidades típicas en las cubas de los hornos que se montan actualmente están en torno a las 150 Tm. Dispone de un sistema que permite el balanceo para vaciar la colada.

9.15.3.3. Transformador del horno

Es un transformador especialmente diseñado para ese propósito y, por tanto, para soportar grandes intensidades momentáneas que se producen principalmente en los instantes iniciales del ciclo de fusión, debido a los cortocircuitos que tienen lugar por el derrumbamiento de la chatarra sobre los electrodos. Conviene que al menos el secundario esté conectado en triángulo para reducir las intensidades que circulan por el devanado.

9.15.3.4. Los cables flexibles

Son los encargados de conducir la elevada corriente del secundario del transformador desde el embarrado hasta los electrodos. Normalmente, están refrigerados por agua y se construyen a base de conductores de cobre trenzados rodeados de un espacio tubular y encajados en una manguera especial de goma por la que fluye el agua refrigerante.

9.15.3.5. Otros elementos

Entre otros elementos, se puede citar el sistema de regulación de la posición de los electrodos el cual envía las consignas de movimiento de los mismos y que, junto con el control de la tensión secundaria, permite regular la intensidad y la potencia activa en el proceso. En los hornos actuales, todos los controles se realizan por ordenador.

9.15.4. Funcionamiento

El funcionamiento de los hornos de arco para la fusión de acero, se basa en la transferencia de calor a la carga a través del arco eléctrico. Se pone la chatarra dentro de la cuba del horno, se bajan los electrodos hasta una distancia de la chatarra apropiada para que se establezca el arco y se produzca la máxima transferencia de calor. Durante la fusión se pueden añadir otros metales para obtener aleaciones de una composición química determinada.

En los hornos de arco modernos, que pueden cargar 150 toneladas en cada colada, el proceso total de fusión se realiza normalmente en tres etapas de calentamiento y entre cada dos hay una interrupción breve para recargar la cuba con más chatarra, puesto que a medida que el material se funde, este ocupa menos espacio. En cada una de ellas, hay una fase inicial denominada agujereado a la cual le sigue la fusión propiamente dicha. La potencia que se aporta en cada etapa no es constante, siendo menor al principio y al final.

Una vez que el material está totalmente fundido, se somete a un proceso de purificación denominado proceso de afino. Este es un proceso metalúrgico de ajuste de la composición correcta del acero que consiste en mantener el material a una temperatura elevada y constante durante un determinado período de tiempo. Las acerías actuales, disponen normalmente de un horno de afino de menor potencia que el de fusión denominado, también, horno de cuchara, y que se utiliza únicamente para este propósito con el fin de liberar al primero de esta tarea.

En la Figura 9.85, se presentan los niveles típicos de potencia que se alcanzan en las diferentes etapas de calentamiento.

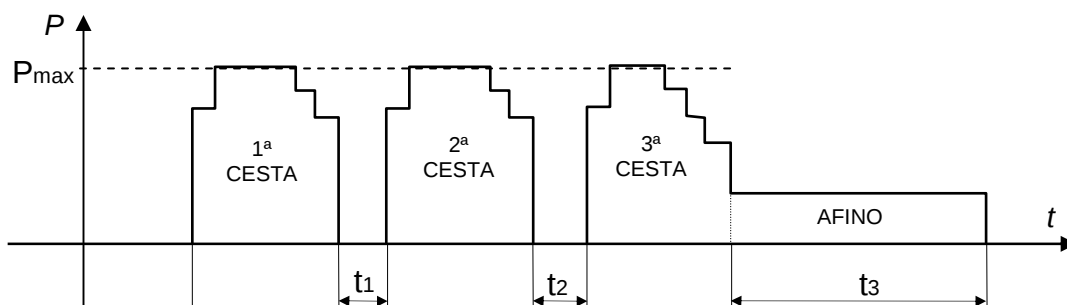


Figura 9.85. Niveles de potencia típicos durante un ciclo de calentamiento

durante un ciclo de fusión completo, incluyendo también la etapa final de afino en caso de que esta se realice en el mismo horno. En este caso, se aplica una potencia que es menor en el inicio y al final de cada etapa. En otro tipo de hornos, se aplica una potencia menor en el inicio de cada etapa y el resto del tiempo se intenta mantener un aporte constante de potencia.

9.15.5. Fenómenos que afectan al comportamiento eléctrico del arco

El arco eléctrico que se produce en un horno de alterna dedicado a la fusión de chatarra, es muy inestable debido a que su longitud y posición varían constantemente y de forma rápida. Además, se debe producir el cebado y extinción en cada semiciclo y la característica tensión-corriente en el mismo es no lineal y asimétrica. Todos estos fenómenos afectan a su comportamiento eléctrico.

9.15.5.1. Variación de la longitud y posición de los arcos

Una vez que el arco se establece, este proporciona calor a la chatarra en una determinada zona de la cuba y esta se funde, filtrándose entre el material sin fundir y variando de esta forma la longitud entre el extremo del electrodo y el punto donde se había establecido el arco. Para mantener la distancia al material, el sistema de regulación de la posición de los electrodos reacciona bajando estos, de tal forma que en el inicio de la fase de fusión se produce el agujereado del material o la formación del lecho de fusión. En la *Figura 9.86*, se representa un solo electrodo en esta fase.

En esta situación se pueden producir derrumbamientos de la chatarra sobre los electrodos provocando cortocircuitos en los mismos. Estos pueden ser en una sola fase o más. Todas estas variaciones en la longitud de arco son aleatorias e impredecibles.

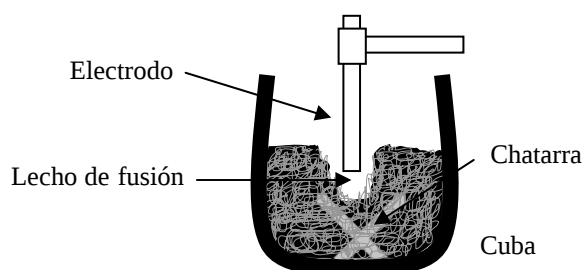


Figura 9.86. Inicio de la fase de fusión. Agujereado

Un factor que influye mucho en las variaciones de la longitud de la columna de arco es el tipo de chatarra sometida al proceso de fusión. Normalmente, en el parque de chatarra del horno los desechos metálicos se agrupan por categorías más o menos homogéneas. La homogeneidad, aunque es muy relativa, se establece según criterios de densidad aparente, espesor característico y longitud característica de la chatarra.

Una clasificación de la chatarra, podría realizarse de la siguiente forma:

Desechos desmenuzados, incinerados, triturados, de viruta,...: densidad aparente elevada, pequeña longitud y espesor aparente

Derribos industriales: densidad aparente media, longitud y espesor característicos elevados.

Recortes nuevos: densidad aparente baja, largo característico elevado y espesor característico bajo.

Las cargas de la cuba se componen de cantidades de las distintas categorías de chatarra en un determinado orden y que se gobiernan según distintas reglas prácticas. Con ello se consigue un buen aprovechamiento del volumen de la cuba y un lecho de fusión bastante adaptado a una fusión rápida, minimizando las grandes variaciones en la longitud del arco.

Una carga típica para la primera cesta es la que se representa en la *Figura 9.87*. En la parte inferior se introduce la cantidad estipulada de chatarra nueva, a continuación la cantidad correspondiente de chatarra procedente de derribos industriales y en la parte superior la chatarra desmenuzada.

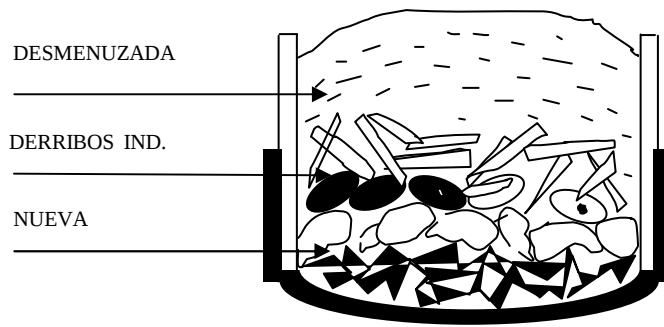


Figura 9.87. Carga de una cesta de chatarra

Por otro lado la posición de los arcos se verá influenciada por las fuerzas electrodinámicas que sufren arcos y electrodos, debidas a las corrientes que soportan.

La fuerza que actúa sobre un conductor situado a una distancia d de otro conductor de corriente, viene dada por la expresión (9.111).

$$F = \frac{L\mu}{2\pi d} i_1 \cdot i_2 = k \cdot i_1 \cdot i_2 \quad (9.111)$$

Donde:

d = distancia entre los conductores

L = longitud del conductor considerada

i_i = valor instantáneo de la corriente

μ = permeabilidad magnética

Se supone que por los electrodos circulan corrientes trifásicas:

$$i_1 = I \cdot \text{sen}(\omega t - 120) \quad (9.112)$$

$$i_2 = I \cdot \text{sen}(\omega t) \quad (9.113)$$

$$i_3 = I \cdot \text{sen}(\omega t + 120) \quad (9.114)$$

Con una disposición de los electrodos en triángulo, según la Figura 9.88, secuencia de fases directa y tomando i_2 como referencia de fases se puede calcular la fuerza ejercida sobre cada electrodo por las corrientes que circulan por los otros dos.

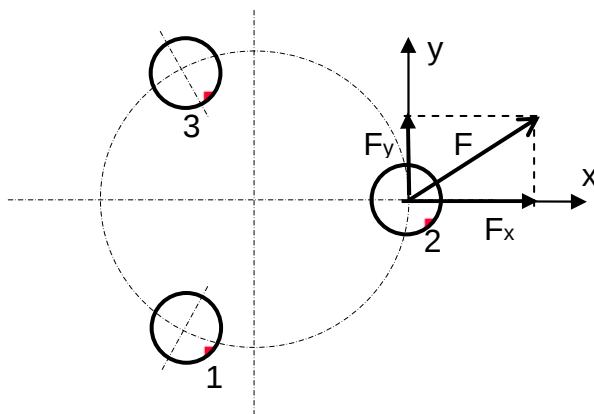


Figura 9.88. Fuerzas electrodinámicas sobre los electrodos

La fuerza sobre el electrodo nº 2 causada por el electrodo nº 1 y nº 3 vienen dadas por las expresiones (9.115) Y (9.116).

$$F_{21} = -ki^2 \sin \omega t \cdot \sin(\omega t - 120) \quad (9.115)$$

$$F_{23} = -ki^2 \sin \omega t \cdot \sin(\omega t + 120) \quad (9.116)$$

La suma de las componentes de las fuerzas según los ejes x e y, F_x y F_y , vendrán dadas por las expresiones (9.117) y (9.118)

$$F_x = ki^2 \frac{\sqrt{3}}{4} (1 - \cos 2\omega t) \quad (9.117)$$

$$F_y = ki^2 \frac{\sqrt{3}}{4} \sin 2\omega t \quad (9.118)$$

La fuerza resultante se puede describir como un vector rotativo con una frecuencia igual a dos veces la frecuencia de la red.

$$F = ki^2 \frac{\sqrt{3}}{2} |\sin \omega t| \quad (9.119)$$

Estas fuerzas producen vibraciones en los electrodos y en los arcos. En situaciones de cortocircuito el valor de la fuerza es muy elevado y puede producir incluso la rotura del electrodo.

9.15.5.2. La atmósfera

La atmósfera en la cual se establece el arco es una de las variables más influyentes en el comportamiento del arco. Las moléculas diatómicas tales como oxígeno y nitrógeno deben ser disociadas antes de ser ionizadas y por tanto son más difíciles de ionizar que los gases inertes. Además, el oxígeno y el nitrógeno reaccionan con el grafito produciendo desgaste en los electrodos. También reaccionan con el acero, haciendo más difícil el control de la composición.

9.15.5.3. Característica tensión-corriente

La relación entre la tensión y la corriente de arco es no lineal y, además, existe asimetría entre el semiciclo positivo y el negativo. Esta asimetría se debe a que el grafito actúa en el semiciclo positivo como ánodo y en el negativo como cátodo. En un horno experimental se obtienen las formas de onda de la *Figura 9.89* en unas condiciones determinadas de altura de arco y de ionización del medio.

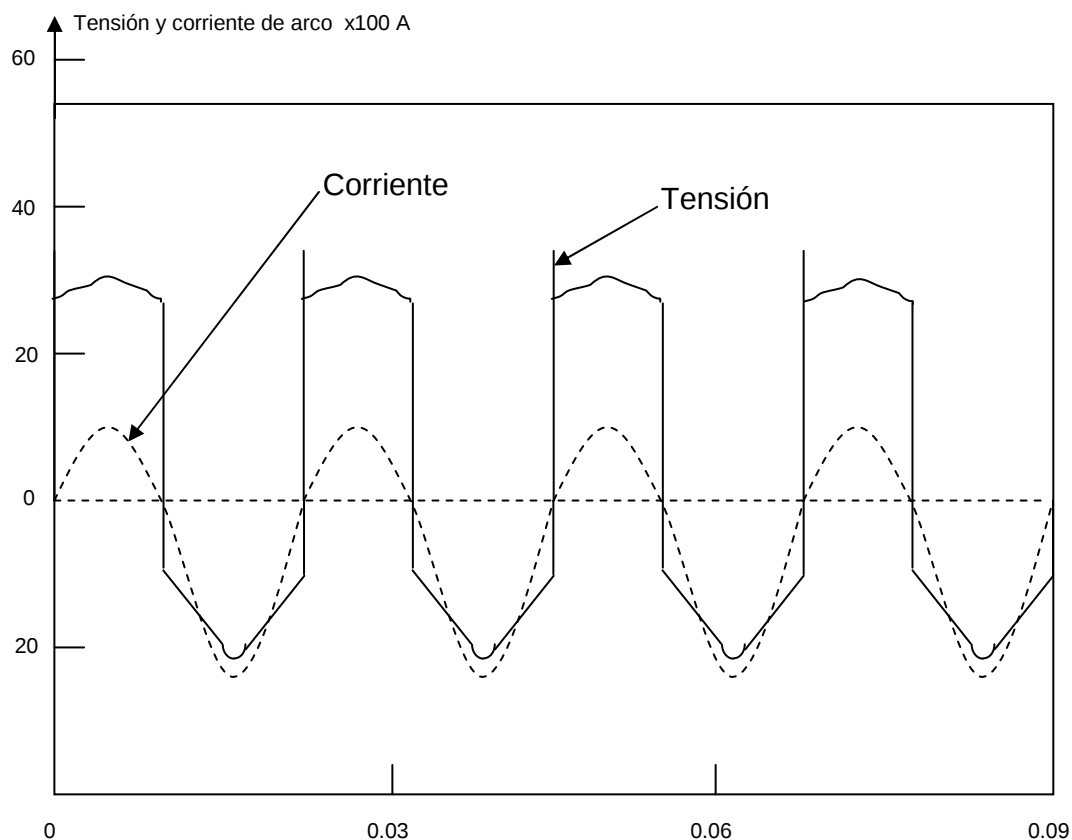


Figura 9.89. Característica tensión-corriente de arco

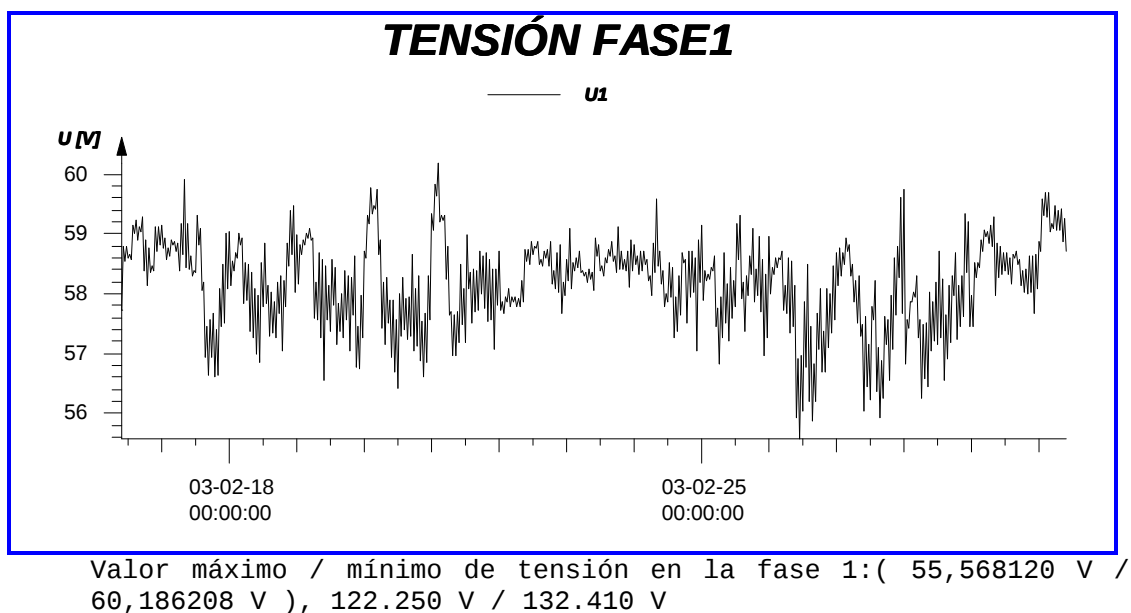


Figura 9.90. Representación gráfica de la tensión en la fase 1 en función del tiempo para un horno de arco de corriente alterna.

9.15.6. Interacción con la red eléctrica

Los hornos de arco utilizados para la fusión de acero representan para la red eléctrica, el tipo de carga con las peores características de funcionamiento debido a las perturbaciones que producen. Durante el inicio

del proceso de fusión se producen situaciones de cortocircuito y circuito abierto que cambian rápidamente, así como fluctuaciones grandes y rápidas en el valor de la corriente con un considerable desequilibrio entre fases. Las grandes variaciones de potencia reactiva dan lugar a fluctuaciones de tensión y su característica tensión corriente no lineal causa deformación en las ondas de tensión e intensidad. Las perturbaciones típicas producidas por un horno de arco son las siguientes: armónicos, interarmónicos, flicker, transitorios y desequilibrios.

La acción más severa sobre la red eléctrica se produce en el inicio de la etapa de fusión, en concreto durante el agujereado, donde se suceden continuamente los cortocircuitos y los apagados de arco. Los últimos tienen lugar cuando la potencia no es suficiente para mantener el arco y este se hace inestable, pues la baja ionización del gas no permite el paso de la corriente. Esta situación se produce cuando la distancia media de la chatarra al electrodo es demasiado elevada.

En la etapa de afino la estabilidad es mayor dado que la distancia de los electrodos al baño es menor y menos fluctuante. Además, la temperatura de los gases es elevada y se produce una vaporización del metal que aumenta la conductividad del medio.

Las grandes variaciones que se producen en la altura de arco durante la fase de fusión provocan variaciones de corriente y como resultado de las mismas aparecen fluctuaciones de tensión en la red eléctrica. Estas variaciones tienen naturaleza estocástica pero durante el periodo de agujereado se producen variaciones de la longitud de arco y fluctuaciones de tensión periódicas debidas al fenómeno de la cavitación. Los puntos de cebado de los arcos se desplazan debido a las fuerzas eléctricas. Por otra parte, los brazos portaelectrodos llegan a oscilar debido a los cambios en las fuerzas eléctricas causadas por los cortocircuitos y los apagados de arco que ocurren de forma relativamente periódica. Ello provoca caídas de tensión moduladas en frecuencias inferiores a la fundamental que se traducirán en una fluctuación de la luminancia en las lámparas incandescentes y parpadeo en receptores de televisión. Es el efecto conocido como flicker.

En cuanto a los desequilibrios de tensión, estos pueden tener un origen estructural y otro funcional. La inductancia de los electrodos, cables flexibles, embarrado y arco eléctrico viene determinada por su geometría. Normalmente siempre hay desviaciones de la simetría geométrica total que provoca pequeñas diferencias en las inductancias mutuas que actúan como diferentes reactancias de fase. Esto da lugar al denominado desequilibrio estructural o estacionario. Otros componentes del circuito de alta corriente cambian su posición relativa durante el funcionamiento, debido al movimiento de los mismos provocado por los sistemas de control y por las fuerzas electromagnéticas. Estos elementos son los cables flexibles, electrodos y arcos eléctricos. Debido a que la altura de arco varía aleatoriamente y de forma independiente para cada fase, se producen desequilibrios en la carga dando lugar a desequilibrios funcionales de la intensidad. Ambos desequilibrios dan lugar a desequilibrios en la tensión de alimentación.

9.14.7. Armónicos

Por otra parte, el carácter no lineal y asimétrico de la característica tensión-corriente del arco y las variaciones aleatorias de su longitud durante el funcionamiento del horno, da lugar a una onda de intensidad deformada, es decir, con una forma que se aparta apreciablemente de la senoidal pura.

En cuanto a las formas de onda de tensión e intensidad en un arco estable de corriente alterna se ha encontrado que son similares a las representadas en la *Figura 9.91*. En cada paso por cero de la tensión el arco se extingue, para reiniciarse en sentido contrario una vez que la tensión alcanza el valor umbral. El grado de deformación de la onda lo podemos medir por su contenido en armónicos. La tensión es casi constante durante el tiempo que el arco está cebado, es decir, presenta una onda de forma prácticamente cuadrada, por tanto, contiene armónicos de orden 3, 5, 7 y 9 principalmente. La intensidad tiene una forma más parecida a la senoidal y también presenta armónicos de orden 3, 5 y 7 principalmente.

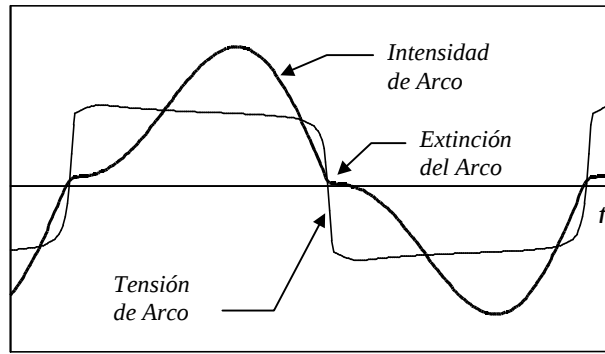


Figura 9.91. Tensión y corriente en un arco estable de corriente alterna

Como en un horno de fusión la longitud de arco varía constantemente, el arco es muy inestable, principalmente en las etapas duras de fusión donde la forma y amplitud de la onda varía de un semiciclo al siguiente. Por otra parte, existe asimetría entre los ciclos positivos y negativos, lo que da lugar a armónicos de orden par, el 2º y el 4º fundamentalmente [49].

Además, la conductividad y la longitud de la columna de arco varía continuamente provocando variaciones en las amplitudes de los armónicos, lo que da lugar a un espectro armónico continuo. Todos los armónicos principales muestran cierta anchura de banda (Interarmónicos).

Las intensidades armónicas al circular por los componentes de la red pueden dar lugar, en función de las impedancias de las mismas, a armónicos en la onda de tensión que provocarían una deformación de la misma.

La deformación de las ondas, tanto de tensión como de intensidad, supone un perjuicio para la propia red y para otros usuarios. Los armónicos de intensidad producen un aumento de las pérdidas en conductores y transformadores. Los armónicos en la onda de tensión perjudican a otros abonados porque podrían recibir una tensión no senoidal que provoque fallos y mal funcionamiento en distintos equipos electrónicos. Todos estos efectos están bien documentados en la bibliografía sobre el tema.

9.15.8. Experiencia práctica

9.15.8.1. Antecedentes

Se han realizado medidas en una acería que dispone de un horno de 120 TM, con un transformador de 120 MVA. La acería se alimenta a través de una línea independiente de 55 km a 220 kV que la interconecta con la Subestación C..

La Scc de la Subestación C es de 4.400 MVA, mientras que la Scc en el punto de conexión de la red interior es de 1.370 MVA; por lo que, todas las medidas de calidad realizadas se han de reflejar al punto de interconexión en la Subestación ello significa que, de forma aproximada, se tendrá siempre en cuenta la relación 1370/4400; lo cual supone que toda medida realizada en la acería repercute en la interconexión en menos de la tercera parte (31 %). Este planteamiento, cuando menos, resulta aproximado pues significaría considerar que en la transmisión de las perturbaciones únicamente afecta la relación de potencias de cortocircuito la cual es una hipótesis cuando menos aproximada.

9.15.8.2. Introducción

Los hornos de arco de fusión y de afino, son los elementos de mayor consumo de energía eléctrica de la acería y, además, los más perturbadores. En este caso, disponen de una línea que suministra exclusivamente la energía en alta tensión (220 kV) a la acería que se emplea para alimentar los hornos. Se dispone de un horno de 120 TM, con un transformador de 120 MVA.

A pesar de que el circuito eléctrico del horno es relativamente simple, el funcionamiento del mismo es bastante complejo. Ello se debe a la presencia del arco, el cual tiene un comportamiento no lineal lo que origina que las ondas de tensión y corriente sean no sinusoidales.

Se puede decir que el valor instantáneo de la tensión de arco en un horno depende únicamente de la altura del arco, es decir, la longitud del arco establecido entre el electrodo de grafito y la chatarra. Esta altura cambia continuamente y con gran rapidez, y estos cambios son casuales y totalmente imprevisibles y no pueden ser evitados por el sistema de regulación de los electrodos.

Los arcos además cambian continuamente de posición, es decir, cambian los puntos sobre los que se establece en el material de fusión, con lo que cambia el ángulo formado por los tres electrodos.

En los hornos de arco, además de los elementos que nos permiten conducir la energía eléctrica hasta el arco, hay otros elementos que son necesarios para mejorar el comportamiento del horno, aumentando su rendimiento y disminuyendo su acción perturbadora sobre la red. Estos dispositivos son los SVC, sistemas de compensación dinámica.

Entre los efectos de los hornos de arco de corriente alterna sobre la red eléctrica podemos destacar la generación de armónicos, interarmónicos, efecto flicker y desequilibrios de tensión. En este apartado, se tratará únicamente de los armónicos.

9.15.8.3. Medidas

En la Figura 9.92, se pueden ver los equipos de medida conectados en el punto de conexión común de la acería dispuestos para efectuar las medidas.

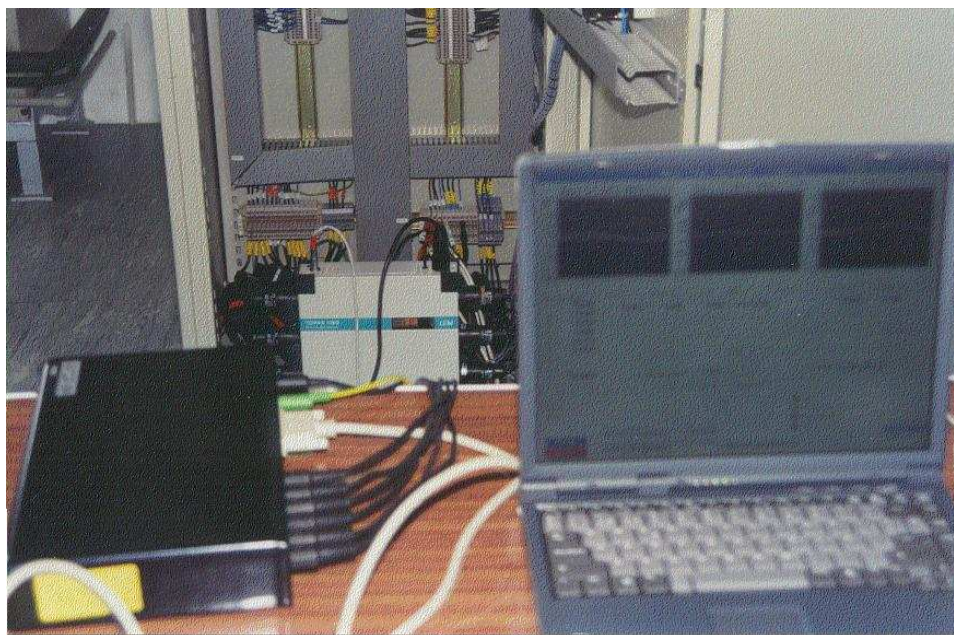
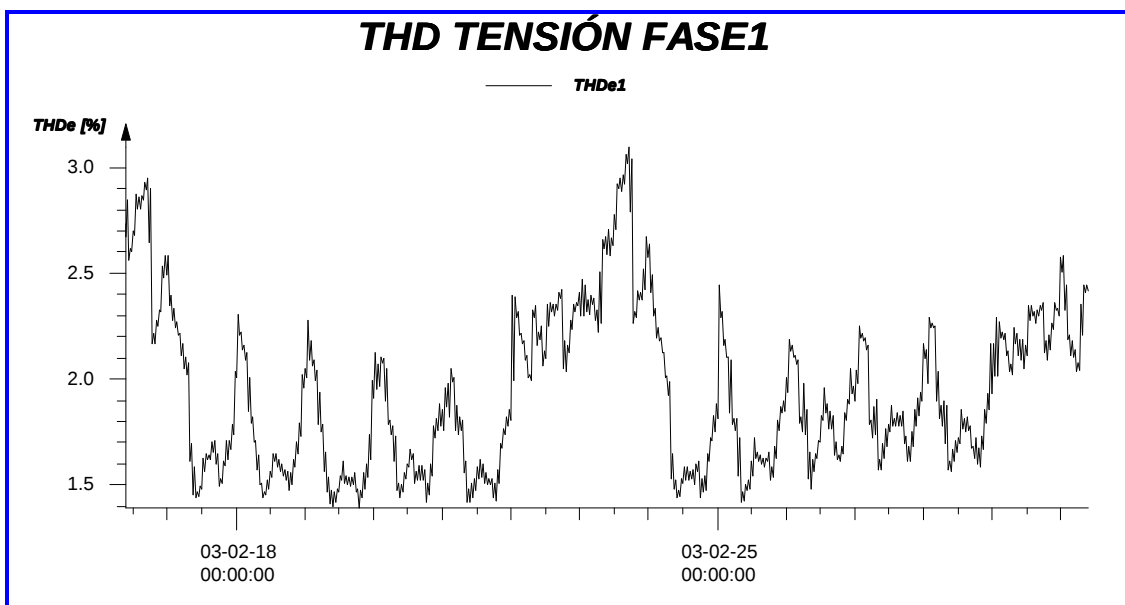


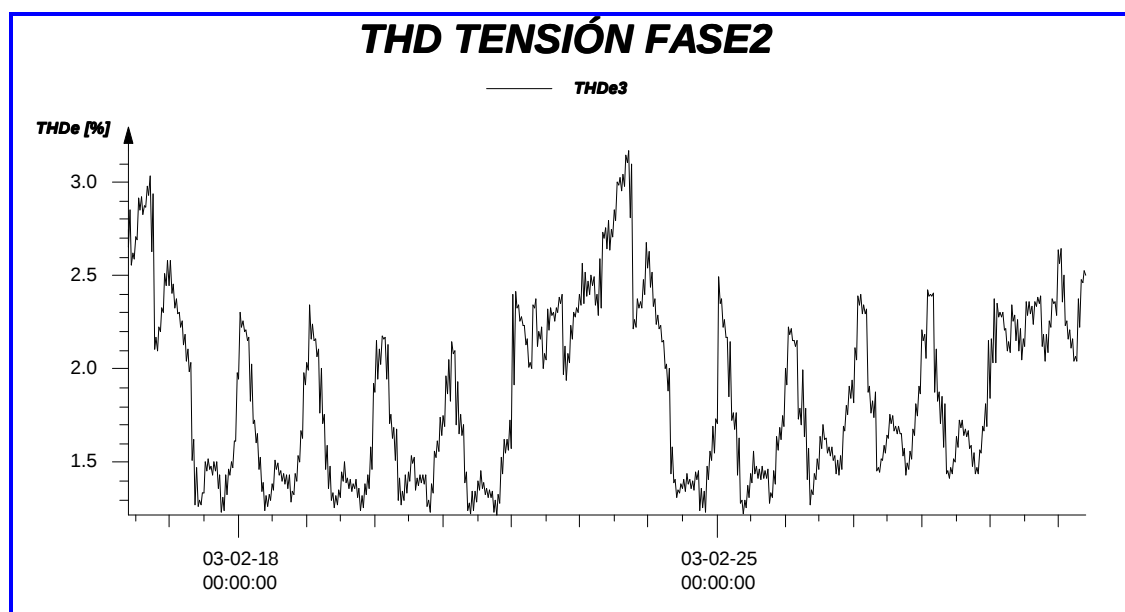
Figura. 9.92. Fotografía donde se observa la conexión de los aparatos de medida.

- **Armónicos de tensión:**



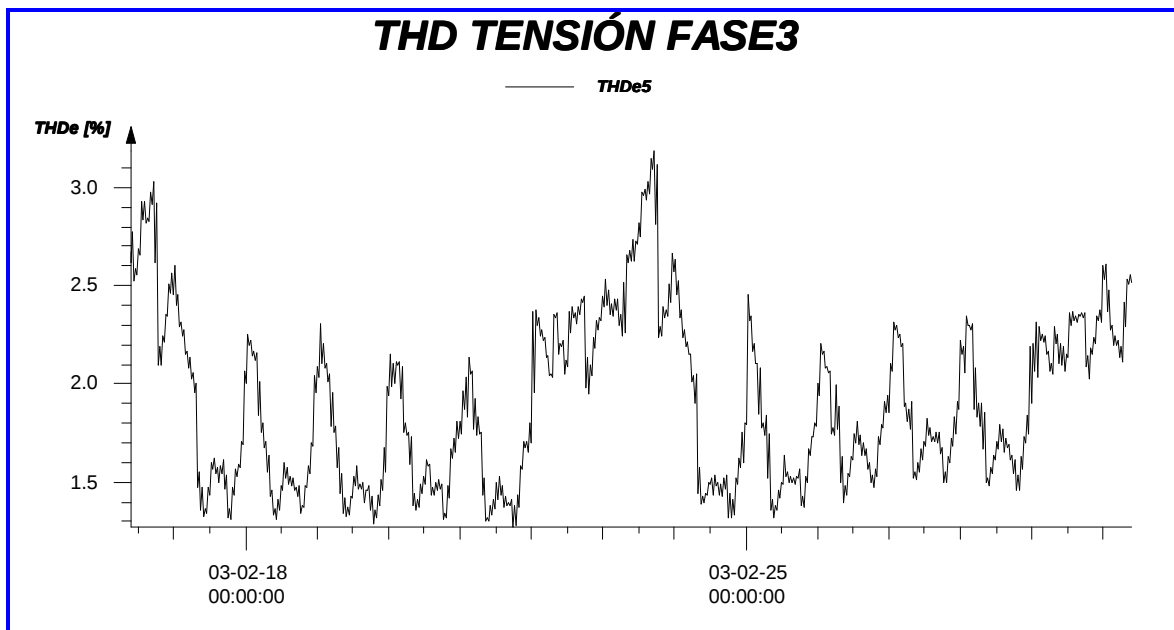
Valor máximo / mínimo de la tasa de distorsión armónica de tensión en la fase 1: 1,391644 % / 3,0945771 %

Figura 9.93. Representación de la distorsión armónica de tensión correspondiente a la fase 1.



Valor máximo / mínimo de la tasa de distorsión armónica de tensión en la fase 2: 1,217689 % / 3,167821 %

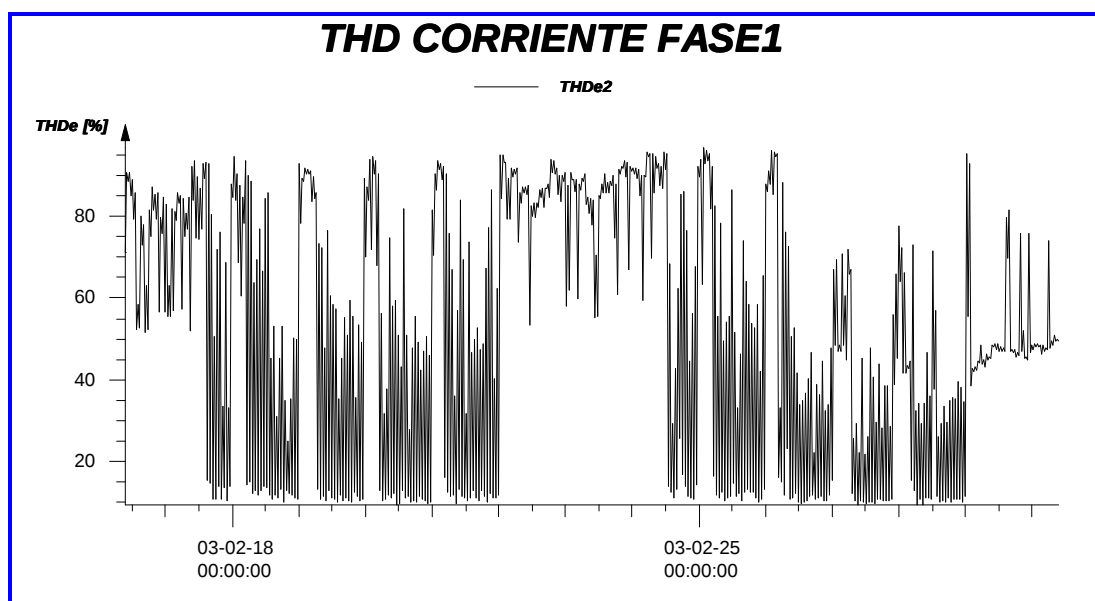
Figura 9.94. Representación de la distorsión armónica de tensión correspondiente a la fase 2.



Valor máximo / mínimo de la tasa de distorsión armónica de tensión en la fase 3: 1,272622% / 3,186132%

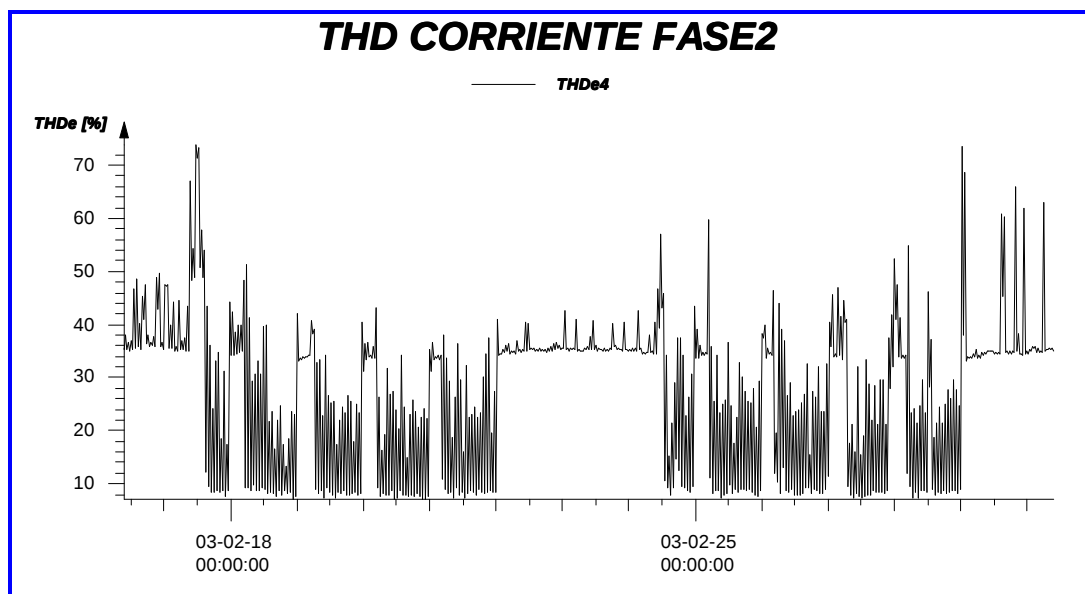
Figura 9.95. Representación de la distorsión armónica de tensión correspondiente a la fase 3.

- **Armónicos de corriente:**



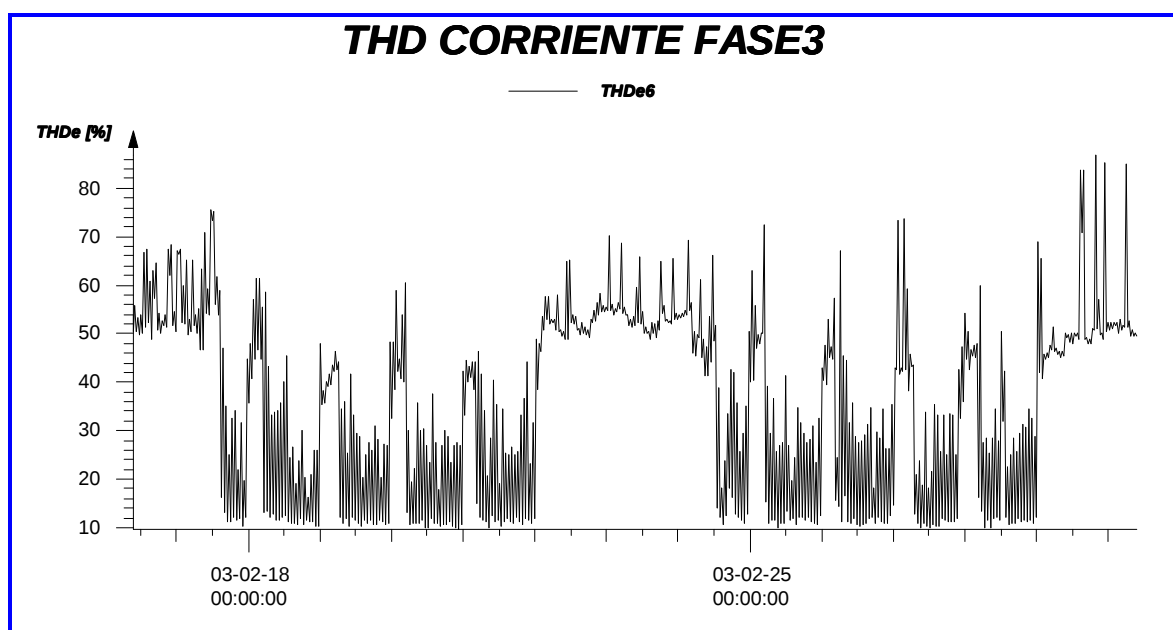
Valor máximo / mínimo de la tasa de distorsión armónica de intensidad en la fase 1: 9,430219 % / 96,728416 %

Figura 9.96. Representación de la distorsión armónica de corriente correspondiente a la fase 1.



Valor máximo / mínimo de la tasa de distorsión armónica de intensidad en la fase 2: 7,058931 % / 73,830378 %

Figura 9.97. Representación de la distorsión armónica de corriente correspondiente a la fase 2.



Valor máximo / mínimo de la tasa de distorsión armónica de intensidad en la fase 3: 9,659108 % / 86,858730 %

Figura 9.98. Representación de la distorsión armónica de corriente correspondiente a la fase 3.

Tabla 9.13. Valores mínimos y máximos correspondientes a los armónicos de tensión y corriente de las tres fases.

ARMÓNICOS DE TENSIÓN		
	Mínimo	Máximo
THD FASE 1	1,39 %	3,09 %
THD FASE 2	1,22 %	3,17 %
THD FASE 3	1,27 %	3,18 %
ARMÓNICOS DE CORRIENTE		
	Mínimo	Máximo
THD FASE 1	9,43 %	96,73 %
THD FASE 2	7,06 %	73,83 %
THD FASE 3	9,66 %	86,86 %

9.15.8.4. Conclusiones

1.- La distorsión armónica total de tensión se encuentra, asimismo en las condiciones de trabajo en las que se han realizado las medidas, por debajo de los límites establecidos ($<1,5\%$). El valor máximo en el punto de medida es de $3,18\%$, que haciendo la correlación aproximada que se establece por las potencias de cortocircuito, la repercusión en la Subestación C sería de $0,99\%$, para una potencia media del horno de unos 30 MW . Es preciso destacar que, de forma similar a lo que se teme que ocurra con el flicker, el mapa de armónicos se modificaría en la medida en que se modifique la potencia del horno pudiendo llegar a superar el $1,5\%$ para la potencia de 83 MW siempre dependiendo, naturalmente, del comportamiento del SVC a estas potencias.

2.- Las tasas de distorsión armónica de tensión para armónicos individuales resultan por debajo del valor establecido (Tensión armónica individual de orden impar $<1,0\%$). La tasa de distorsión máxima, $2,96\%$ en el punto de medida, se ha obtenido para el armónico de orden 5. La repercusión en la Subestación C sería de $0,92\%$, valor próximo al máximo (1%) establecido; por lo que, trabajando con la potencia nominal del horno existen muchas posibilidades de que el valor del 1% sea sobrepasado.

La tasa de distorsión de tensión armónica individual de orden par máxima, $0,369\%$ en el punto de medida, tiene lugar para el armónico de orden 2, el citado valor repercutiría en la Subestación C con un $0,12\%$, valor que se encuentra lejos del $0,5\%$ establecido; por lo que, incluso a plena potencia no se teme que el valor del $0,5\%$ sea sobrepasado.

3.- La distorsión armónica de corriente, dependiente de $Z(n)$ (impedancia a cada armónico), la cual depende a su vez de la impedancia del SVC conectado y, especialmente, de la propia impedancia interna de la fábrica que, evidentemente y sobre todo depende de la carga conectada en cada momento, cantidad y tipo de chatarra; pues bien, esta distorsión armónica de corriente resulta, como se puede ver en las gráficas, muy superior a los niveles establecidos, con tasas de distorsión de los armónicos individuales asimismo altas. (Distorsión total de corriente $>6\%$). La distorsión máxima de corriente alcanza valores que, a primera vista, parecen increíbles con una distorsión máxima del $86,86\%$ en el punto de medida que, realizando la correspondiente correlación aproximada, resulta un 27% en Subestación C muy por encima del 6% establecido, como se ha indicado anteriormente, y este valor de medida se alcanza con una potencia del horno de alrededor de 30 MW . Incluso pudiera llegar a pensarse que se hubiera producido algún tipo de interferencia con otros equipos cercanos lo que a su vez resulta difícil teniendo en cuenta los niveles de corriente a los que, por efecto de los propios transformadores de corriente, se estaba midiendo.

9.16. Compensación de potencia reactiva en sistemas contaminados con armónicos.

9.16.1. Compensación de reactiva

En regímenes senoidales, con la compensación de la potencia reactiva se consigue un incremento del factor de potencia. En el caso no senoidal esto no siempre sucede, debido a que aparece un término de potencia distorsionante. El factor de potencia, dadas las potencias en el dominio de Park, puede expresarse como se indica en (9.120).

$$\lambda = \frac{P_p}{\sqrt{P_p^2 + Q_p^2 + D_p^2}} \quad (9.120)$$

Para maximizar el factor de potencia se deberán minimizar la potencia reactiva y la distorsionante: $Q_p^2 + D_p^2$. Si se compensa con elementos almacenadores de energía pasivos no se pueden compensar todos los términos de la potencia distorsionante, tan solo podrán compensarse los que están formados por armónicos ortogonales a la tensión. Dado que la potencia distorsionantes vendrá expresada por (9.121).

$$D_p^2 = U^2 (I_s^2 + I_{rs}^2 + I_f^2) \quad (9.121)$$

el único término compensable por este método es $U^2 I_{rs}^2$, ya que I_s está formado por armónicos que se encuentran en fase con la tensión e I_f está compuesto por armónicos que no se encuentran presentes en la tensión. Por otra parte, se puede considerar que el valor eficaz de la tensión no va a sufrir grandes modificaciones con independencia del compensador que se añada, por lo que la función a minimizar se puede expresar como se indica en (9.122).

$$f = I_q^2 + I_{rs}^2 = I_r^2 \quad (9.122)$$

En una instalación industrial se tienen cargas lineales y no lineales. Las lineales se pueden modelar mediante una admitancia y las no lineales por fuentes de intensidad a las frecuencias a las que generan los armónicos.

9.16.2. Análisis del problema

Se trata de un problema no lineal, que presenta una Función Objetivo convexa. Para su solución se puede utilizar la técnica de Programación Cuadrática Secuencial.

9.16.3. Descripción del problema.

El primer paso corresponde a establecer cuál es el objetivo del proceso, qué restricciones deben cumplirse, cuáles serán las variables independientes y cuales son los datos de partida.

9.16.4. Objetivo

La meta a alcanzar es determinar la mejor inversión en condensadores y filtros que maximice el Valor Actual Neto (VAN) de la función de ahorros conformada para ser empleada como Función Objetivo del problema. Esta función debe incluir los costos de inversión de los elementos empleados y de ahorro en la explotación de la red una vez introducidos los mismos.

Como resultado de este proceso de optimización, se debe obtener:

1. La selección de condensadores a emplear señalando su capacidad
2. La sintonía de los filtros, indicando su frecuencia de resonancia
3. La ubicación en los nudos de la red de cada banco de condensadores o filtro empleado.
4. El régimen de operación de cada escalón de los bancos controlados.

Todos estos parámetros deben hacer máxima la diferencia entre los ahorros y los gastos cumpliendo las restricciones impuestas a la tarea técnica propuesta.

9.16.5. Restricciones.

La sola presencia de al menos una carga no lineal que inyecte cierto contenido de armónicos a la red, en un problema de compensación de reactiva, obliga a la inclusión de restricciones al mismo; por lo tanto, lo más apropiado sería tratar de cumplir las normas de calidad de la energía establecidas al efecto. De lo cual surgen las siguientes restricciones:

- Restricciones del Factor de Distorsión Armónica Total (THD), que implica establecer un límite máximo para este factor en cada nudo del circuito para cada estado de carga.
- Restricciones del Factor de Distorsión Armónica Individual (IHD), que obliga a que para cada armónico analizado, en cada nudo y estado de carga del circuito, este valor sea menor que un máximo establecido

En el proceso se debe prestar una atención adecuada a las restricciones de tensiones ya conocidas en los procesos de compensación de reactiva tradicionales. Esto implica añadir dos restricciones más:

- Restricción de Tensión Mínima: que establece que la tensión eficaz, incluyendo todos los armónicos involucrados, en cada nudo del circuito y para cada estado de carga, debe ser mayor que un cierto valor mínimo.
- Restricción de Tensión Máxima: que establece que la tensión eficaz, incluyendo todos los armónicos involucrados, en cada nudo del circuito y para cada estado de carga, debe ser menor que un cierto valor máximo.

9.16.6. Variables independientes

El conjunto de variables independientes se denotará por el vector X que incluye a dos tipos fundamentales de elementos: los condensadores y los filtros pasivos LC tipo shunt. Para ambos tipos de bancos el elemento correspondiente dentro de X representará la susceptancia capacitiva de las baterías de condensadores que lo conforman. Para el caso de los filtros la parte inductiva queda determinada por la frecuencia de sintonía de los mismos.

Por tanto, cada condensador o sección del banco de condensadores controlado se representará en el vector de variables independientes por su susceptancia capacitiva X_i a la frecuencia fundamental y estará conectado a un conjunto de estados de carga C_i al nudo n_i .

De forma similar, cada filtro o sección de filtro se representa por su susceptancia capacitiva X_i , su frecuencia de sintonía f_i , el factor de calidad Q_i , y el conjunto de estados de carga C_i en que está conectado al nudo n_i .

Una vez seleccionado el conjunto de variables a optimizar, el problema sería determinar los valores óptimos de las mismas, que maximicen el VAN del Proyecto de Compensación al tiempo que se cumplen las restricciones establecidas. Por lo tanto, se persigue determinar la solución óptima en X para las variables escogidas inicialmente.

En teoría el conjunto de partida puede incluir todas las posibles variables con respecto a ubicación, sintonía y restantes datos asociados.

9.17. Estudios sobre los Armónicos

En los últimos 30 años se han desarrollado abundantes trabajos e investigaciones relacionados con los armónicos eléctricos en los sistemas de potencia, en las redes de distribución y en las instalaciones eléctricas, sobre todo en las instalaciones eléctricas industriales, pero el esfuerzo ha estado concentrado en cargas no lineales (electrónica de potencia y equipos productores de arco eléctrico) de gran magnitud y ubicadas en fábricas, grandes complejos industriales y zonas comerciales.

Entre los científicos más destacados en cuanto a la modelación de cargas no lineales se encuentran: Rice [19], Stratford [20], Cameron [21], Toth y Velásquez [22], Mendis y González [23], en cuanto a los problemas que ocasionan los armónicos se encuentran: Wagner [24], relacionado a la problemática de las instalaciones industriales se encuentran Almonte y Ashley [25], Ellis [26], Yan et al [27], y Currence et al [28], en esfuerzos importantes para la normalización y mitigación se encuentran Key y Lai [29], Duffey y Stratford [20], en cuanto a contribuciones en el tratamiento en sistemas de distribución y en metodologías de estudio se encuentran Govindarajan et al [30], finalmente en lo relacionado a metodologías de estudio se encuentran Hiyama et al [31], McGranaghan et al [32], y Heydt et al [33].

Como resultado del trabajo realizado se han logrado importantes aportes y grandes contribuciones que han permitido caracterizar la problemática, generar conocimiento para explicar su naturaleza, recomendar acciones a corto y mediano plazo para su solución y establecer recomendaciones para la normalización y mitigación de las perturbaciones eléctricas que estas cargas inyectan sobre la red.

9.18. Referencia bibliográficas

- [1] G. T. Heydt "Electric Power Quality". Stars in a Circle Publications, 1991.
- [2] Mendis, D.A. González, "Harmonic and Transient Overvoltage Analysis in Arc Furnace Power Systems". IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 28, No. 2, March/April 1992
- [3] L. Pierrat, R.E. Morrison. "Probabilistic modelling of voltage asymmetry". Proceedings of IEEE ICHPS VI, Bologna 21-23 September 1994. Pp. 131-137
- [4] J. A. Orr, A.E. Emanuel. "On the Need for Strict Second Harmonic Limits". IEEE ICHQP'98. Athens, October 1998. Pp. 176-181.
- [5] Srinivas Varadan, Adly A. girgis, Elham B. Makram. "A Fast Fourier Transform (FFT) Perspective of Interharmonics in Power Systems". Proceedings of IEEE ICHQP, Las Vegas, October 1996. Pp. 386-391
- [6] Robert H. Lee. "Line current Harmonics Effects on Transformers". Power Quality Proceedings. September 1991. Pp. 93-104
- [7] ANSI/IEEE C57. 110 – 1986. "Recommended Practice for establishing transformer capability when supplying nonsinusoidal load currents".
- [8] IEEE Std 519 – "IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems". IEEE IAS-PES.
- [9] J. Arrillaga, L. I. Eguíluz. "Armónicos en sistemas de potencia". Servicio de publicaciones de la Universidad de Cantabria. 1994.
- [10] S. Osowski. "SVD technique for estimation of harmonic components in a power system: a statistical approach". IEE Proc. – Gener. Transm. Distrib. Vol 141, No 5, September 1994.
- [11] Aldy A. Grgis. "A Digital recursive Measurement Scheme for On-line tracking of power system harmonics". IEEE T-PWRD. July/1991 pp. 1153-1160
- [12] Paulo F. Ribeiro. "Wavelet Transform: An Advanced Tool For Analysing Non-Stationary Harmonic Distortions in Power Systems". Proceedings of IEEE ICHPS VI Bologna , September 1994. pp 365-369
- [13] Michel Meunier. "Fourier transform, Wavelets, Prony Analysis: Tools for Harmonics and Quality Power". IEEE ICHQP'98. Athens, October 1998. Pp. 71-76.
- [14] Human M. Beides, G.T. Heydt. "Dynamic state Estimation of Power System Harmonics Using Kalman Filter Methodology". IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 6, No 4, October 1991. pp. 1663-1669
- [15] Steven Liu. "An Adaptative Kalman Filter for Dynamic Estimation of Harmonics Signals". IEEE ICHQP'98. Athens, October 1998. Pp. 636-640.
- [16] Allan V. Miller, Michael B. Dewe. "The application of multi-rate Digital Processing Techniques to the Measurement of Power System Harmonic Levels". IEEE T-PWRD, Vol. 8, No. 2, April 1993.
- [17] Emanuel, J.A.Orr, D. Cyganski and E.M. Gulachenski, "A survey of harmonic voltages and currents at the customer's bus", IEEE Trans. Power Deliv. Vol. 8, No. 1, pp. 411-421, Jan 1993.
- [18] Emanuel, J.A.Orr, D. Cyganski and E.M. Gulachenski "Current And Voltage Harmonic Measurements and Modelling at the Photovoltaic Project". IEEE Transactions on Power Delivery ,January/89

- [19] Rice, D. E., "Adjustable Speed Drive and Power Rectifier Harmonics - Their Effect on Power Systems Components", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-22, No. 1, Jan/Feb. 1986.
- [20] Stratford, R. P., "Rectifier Harmonics in Power Systems", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-16, No. 2, March/April 1980
- [21] Cameron, M. M., "Trends in Power Factor Correction with Harmonic Filtering", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 29, No. 1, January/February 1993.
- [22] Toth, J. J., Velásquez, D.J., "Benefits of an Automated On-Line Harmonic Measurements System", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-22, No. 5, September/October 1986.
- [23] Mendis, S.R., González, D.A., "Harmonic and Transient Over voltage Analyses in Arc Furnace Power Systems", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 28, No. 2, March/April 1992.
- [24] Wagner, V.E., "Effects of Harmonics on Equipment, Report of the IEEE Task Force on the Effects of Harmonics on Equipment", IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 8, No. 2, April 1993.
- [25] Almonte, R. L., Ashley, W., "Harmonics at the Utility Industrial Interface: A Real World Example", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 31, No. 6, November/December 1995
- [26] Ellis, R.G., "Harmonic Analysis of Industrial Power Systems", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 32, No. 2, March/April 1996.
- [27] Yan, Y.H., Chen, C.S., Moo, C.S., Hsu, C.T., "Harmonic Analysis for Industrial Customers", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 30, No. 2, March/April 1994.
- [28] Currence, E. J., Plizga, J. E., Nelson, H. N., "Harmonic Resonance at a Medium-Sized Industrial Plant", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 31, No. 4, July/August 1995.
- [29] Key, T. S., Lai, J. S., "Comparison of Standards and Power Supply Design Options for Limiting Harmonic Distortion in Power Systems", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 29, No. 4, July/August 1993.
- [30] Govindarajan, S.N., Cox, M.D., Berry, F.C., "Survey of Harmonic Levels on the Southwestern Electric Power Company Systems", IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 6, No. 4, October 1991.
- [31] Hiyama, T., Hamman, M.S.A.A., Ortmeyer, T.H., "Distribution System Modeling with Distributed Harmonic Sources", IEEE Transaction on Power Delivery, Vol. 4, No. 2, April 1998.
- [32] McGranaghan, M.F., Dugan, R.C., King, Jack, Jewell, W.T., "Distribution Feeder Harmonic Study Methodology", IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-103, No. 12, December 1984.
- [33] Heydt, G.T., Kish, D.J., Holcomb, F., Hill, Y., "A Methodology for Assessment of Harmonic Impact and Compliance with Standards for Distribution Systems", IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 6, No. 4, October 1991.
- [34] S.N. Govindarajan, M.D. Cox, F.C. Berry. "Survey of Harmonic Levels on the Southwestern Electric Power Company System". IEEE Transactions on Power Delivery, October/91
- [35] A. Cavallini, G.C. Montanari, M. Cacciari, "Stochastic evaluation of harmonics at network busses". Proceedings of IEEE ICHIPS VI, Bologna, September 21-23, 1994. pp. 138-145
- [36] A. Cavallini, G.C. Montanari, M. Loggini, O. Lessi, M. Cacciari. "Non-Parametric prediction of Harmonic Levels in Electrical Networks". Proceedings of IEEE ICHIPS VI, Bologna, September 21-23, 1994. pp. 165-171.
- [37] Hiroyuki Mori, Kenji Itou, Hiroshi Uematsu, Senji Tsuzuki. "An Artificial Neural-Net Based Method for Prediction Power System Voltage Harmonics". IEEE TPW-D Vol. 7, No 1, January 1992.
- [38] S.R. Kaprielian, A.E. Emanuel, R.V. Dwyer, H. Mehta. "Predicting Voltage Distortion in a System with Multiple Random Harmonic Sources". IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 9, No. 3, July 1994. Pp. 1632-1638.
- [39] A. Cavallini, M. Cacciari, M. Loggini and G. C. Montanari. "Evaluation of Harmonic Levels in Electrical Networks by Statistical Indexes". IEEE T-IA, Vol. 30, No. 4, July/August 1994. Pp. 1116-1126.
- [40] "Electric Power Quality". G. T. Heydt. Stars in a Circle Publications, 1991.
- [41] "Probabilistic modelling of voltage asymmetry". L. Pierrat, R.E. Morrison. Proceedings of IEEE ICHIPS VI, Bologna 21-23 September 1994. Pp. 131-137
- [42] "On the Need for Strict Second Harmonic Limits". J. A. Orr, A.E. Emanuel. IEEE ICHQP'98. Athens, October 1998. Pp. 176-181.
- [43] "A Fast Fourier Transform (FFT) Perspective of Interharmonics in Power Systems". Srinivas Varadan, Adly A. girgis, Elham B. Makram. Proceedings of IEEE ICHQP, Las Vegas, October 1996. Pp. 386-391
- [44] "Line current Harmonics Effects on Transformers". Robert H. Lee. Power Quality Proceedings. September 1991. Pp. 93-104

- [45] "Recommended Practice for establishing transformer capability when supplying nonsinusoidal load currents". ANSI/IEEE C57. 110 – 1986.
- [46] "IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems". IEEE IAS-PES. IEEE Std 519 –
- [47] "Armónicos en sistemas de potencia". J. Arrillaga, L. I. Eguíluz. Servicio de publicaciones de la Universidad de Cantabria. 1994.
- [48] "SVD technique for estimation of harmonic components in a power system: a statistical approach". J. Arrillaga, L. I. Eguíluz. J. Arrillaga, IEE Proc. – Gener. Transm. Distrib. Vol 141, No 5, September 1994.
- [49] Manuel Anxo Prieto Alonso "Medida y análisis de armónicos en hornos de arco de corriente alterna". Tesis doctoral dirigida por Manuel Pérez Donsión y presentada en la Escuela Técnica Superior de Ingenieros Industriales de la Universidad de Vigo el 3 de marzo del 2000