

I INTRODUCCIÓN

La calidad de potencia eléctrica constituye en la actualidad un factor crucial para la competitividad de prácticamente, todos los sectores industriales y de servicios.

Un problema de la calidad de potencia, se define como cualquier fenómeno de origen eléctrico que interrumpe el correcto funcionamiento de los sistemas y equipos eléctricos.

Uno de los fenómenos más relevantes, concerniente a la calidad de potencia son las armónicas, que son distorsiones de las ondas sinusoidales de tensión y corriente de los sistemas eléctricos, debido al uso de cargas con impedancia no lineal, a materiales ferromagnéticos, y en general al uso de equipos que necesiten realizar conmutaciones en su operación normal.

La aparición de corrientes y tensiones armónicas en el sistema eléctrico crea problemas tales como, el aumento de pérdidas de potencia activa, sobretensiones en los condensadores, errores de medición, mal funcionamiento de protecciones, daño en los aislamientos, deterioro de dieléctricos, disminución de la vida útil de los equipos, y perjuicios económicos debido a la disminución de la productividad en el área industrial.

Ante los problemas ocasionados por la distorsión armónica y otros fenómenos de la calidad de potencia, en el Paraguay existe la costumbre de solicitar intervención de empresas extranjeras y/o multinacionales para el estudio y propuesta de solución del problema de distorsión, sin que se cuente con una posición crítica con respecto a la solución propuesta por dichas empresas.

La realidad expuesta motivó la idea de desarrollar un estudio de armónicas y propuesta de solución de un caso industrial con la utilización de herramientas computacionales.

La propuesta consiste en el modelado, análisis y propuesta de solución a través del diseño de filtro armónico pasivo, de un sistema eléctrico industrial con alta distorsión armónica a través de herramientas computacionales.

La intención final de este Proyecto es despertar el interés de profesores, estudiantes y profesionales de la concesionaria local de energía, para la conformación de grupos de estudios que tengan como objetivo investigar la situación actual de la red eléctrica en cuanto a la calidad de potencia se refiere.

II. MARCO REFERENCIAL TEÓRICO

CAPÍTULO 1

ARMONICAS EN SISTEMAS DE POTENCIA

1.1 Conceptos básicos

Una señal periódica no sinusoidal se puede representar como una combinación de una serie de señales sinusoidales, llamadas “armónicas”, aplicando el teorema de Fourier.

El proceso de calcular la magnitud y la fase de una onda, periódica fundamental y sus armónicas en un periodo T se denomina análisis de armónicas.

El teorema de Fourier declara que: “Toda oscilación periódica compleja $f(t)$ se puede representar en forma de una suma de oscilaciones armónicas simples con frecuencias cíclicas múltiples de la frecuencia cíclica fundamental:

$\omega = 2\pi/T$, donde T es el periodo de las oscilaciones”, por lo tanto una función $f(t)$ es periódica, si se verifica¹:

$$f(t) = F(t \pm kT) \quad (1.1)$$

¹ IEEE – VIRGINIA TECH (2001), Tutorial on Harmonics Modeling and Simulation, Cap. 2 p. 1-3

Para $k=0, 1, 2$ y T el periodo de la señal y además, satisface las dos condiciones de Dirichlet:

- Tener un número finito de discontinuidades, de máximos y de mínimos en un periodo T ,
- Y para cualquier t_0 , la integral $\int_{t_0}^{t_0+T} |f(t)| dt$ existe, entonces, la señal puede representarse como:

$$f(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos n\omega t + b_n \text{senn}\omega t)$$

$$\omega_0 = \frac{2\pi}{T} = 2\pi f$$

$$a_n = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \cos n\omega t dt$$

$$b_n = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \text{sen } n\omega t dt$$

donde:

| | |
|-----------------|-------------------------|
| ω_0 | frecuencia angular |
| a_0, a_n, b_n | coeficientes de Fourier |
| n | orden de armónica |
| T | periodo de la señal |

o, en forma exponencial:

$$f(t) = \sum_{n=1}^{\infty} c_n e^{jn\omega_0 t} \quad (1.2)$$

con

$$c_n = \frac{1}{T} \int_0^T f(t) e^{-jn\omega_0 t} dt \quad (1.3)$$

De acuerdo con las características de cada función, la ecuación (1.3) puede simplificarse utilizando la tabla 1.1.

Usando la descomposición de Fourier, las señales eléctricas de tensión y de corriente se pueden describir como:

$$v(t) = v_0 + \sum_{k=1}^n \sqrt{2}V_k \cos(k\omega t + \theta_{vk}) \quad (1.4)$$

$$i(t) = i_0 + \sum_{k=1}^n \sqrt{2}I_k \cos(k\omega t + \theta_{ik}) \quad (1.5)$$

Tabla 1.1 Coeficientes de Fourier de acuerdo con la simetría²

| Simetría: $f(t)$ | c_n |
|--------------------|---|
| Impar | $\frac{-j^2}{T} \int_0^{T/2} f(t) \text{sen}(n\omega_0 t) dt$ |
| Par | $\frac{2}{T} \int_0^{T/2} f(t) \cos(n\omega_0 t) dt$ |
| Media onda | $\frac{2}{T} \int_0^{T/2} f(t) e^{-jn\omega_0 t} dt$ |
| Par y media onda | n impar, $n = \frac{4}{T} \int_0^{T/4} f(t) \cos(n\omega_0 t) dt$ n par, $n = 0$ |
| Impar y media onda | n par, $n = 0$ n impar, $n = \frac{-j^4}{T} \int_0^{T/4} f(t) \text{sen}(n\omega_0 t) dt$ |

² Tabla elaborada por los autores.

v_0 valor medio de la señal de tensión (componente d.c.)

i_0 valor medio de la señal de corriente (componente d.c.)

V_k valor eficaz de la componente k de la señal de tensión

I_k valor eficaz de la componente k de la señal de corriente

θ_{vk} ángulo de desfase de la k componente de tensión

θ_{ik} ángulo de desfase de la k componente de corriente

De la ecuación (1.4) se puede observar que cada una de los componentes de armónicas está caracterizado por tres parámetros: frecuencia, amplitud y ángulo de fase.

Los valores eficaces de las señales son:

$$V = \sqrt{v_1^2 + v_2^2 + \dots + v_n^2} \quad (1.6)$$

$$I = \sqrt{I_1^2 + I_2^2 + \dots + I_n^2} \quad (1.7)$$

Hasta ahora, los dispositivos que generan armónicas tienen, en la gran mayoría, un espectro de emisión inferior a 2500 Hz. Esa es la razón por la cual el dominio de estudio de las armónicas generalmente se extiende de 100 a 2500 Hz.³

1.2 Armónicas de corriente y tensión

Las armónicas son corrientes o tensiones cuya frecuencia son múltiplos enteros de la frecuencia fundamental de la alimentación. Por ejemplo si la frecuencia fundamental es de 50 Hz, la segunda armónica tendrá una frecuencia de 100 Hz, la tercer de 150 Hz y así sucesivamente.

³ Calidad de Potencia en la Distribución (2005), Curso a distancia de la CIER. Mod. 2 p. 49

Actualmente las armónicas son un subproducto de la electrónica moderna, se manifiestan donde hay un gran número de ordenadores personales, motores de velocidad regulables (ASD) y otros equipos que absorben corriente en forma de impulsos. Cuando hay armónicas, la forma de la onda no se presenta en forma sinusoidal, sino más bien aparece distorsionada. Decimos que estas ondas no son sinusoidales⁴.

La forma de onda de tensión y de corriente ya no representan una relación simple entre sí, de ahí el término de “no linealidad” que se les aplica.

1.2.1 Armónicas de corriente

Las armónicas son creadas por cargas no lineales que absorben corrientes en impulsos bruscos en vez de hacerlo suavemente en forma sinusoidal. Estos impulsos crean ondas de corrientes distorsionadas que originan a su vez corrientes armónicas de retorno hacia otras partes del sistema de alimentación.

Este fenómeno se manifiesta especialmente en los equipos provistos de fuentes de alimentación de entrada con condensadores y diodos, tales como, ordenadores personales, UPS's y material electromédico.

Estos equipos están diseñados para absorber corrientes durante solo una fracción controlada de la onda de tensión de alimentación. Esto, provoca armónicas de la corriente de carga y con ello el sobrecalentamiento de transformadores, conductores

⁴ Ibid. p. 44

neutros y el disparo de interruptores automáticos.

Las causas eléctricas del fenómeno son que la tensión alterna de entrada, una vez rectificadora por los diodos, se utiliza para cargar un condensador de gran capacidad. Después de un semiperíodo, el condensador se descarga a la tensión de pico de la onda sinusoidal, por ejemplo, a 308 V en una línea de alterna a 220 V (fase-neutro). Entonces el equipo electrónico absorbe corriente de esta elevada tensión continua para alimentar el resto del circuito.

Normalmente, las fuentes de alimentación con condensadores y diodos que llevan incorporados los equipos de oficina son cargas monofásicas no lineales. Por el contrario en las plantas industriales, las causas más frecuentes de corrientes armónicas son cargas trifásicas no lineales, como motores de accionamiento controlados electrónicamente y UPS's⁵.

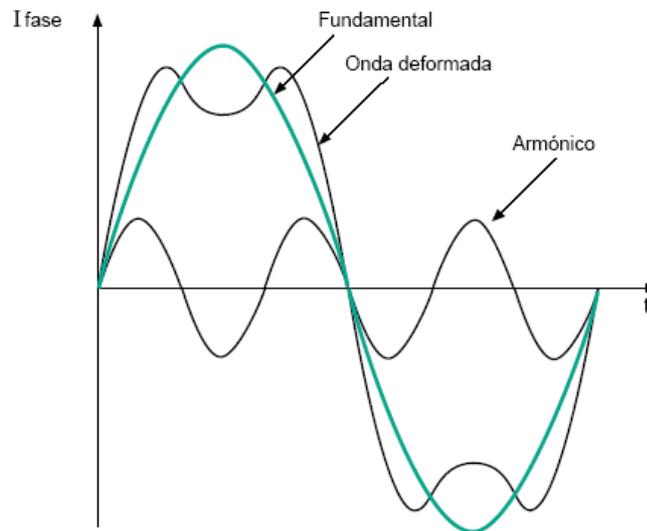


Fig. 1.1 Imagen de una onda deformada⁶

⁵ Collombet C., Lupin JM., Schonek J. (2003), Los armónicos en las redes perturbadas y su tratamiento, Schneider Electric C.T. n°152. p. 6, disponible en <http://www.schneider-electric.com.ar/>

⁶Ibid. p. 6

La variación en función del tiempo, de las magnitudes eléctricas de corriente y tensiones en las redes industriales alternas se aparta bastante de una sinusoidal pura (véase figura 2.2).

1.2.2 Armónicas de tensión

La relación entre la corriente armónica absorbida por las cargas no lineales y la impedancia de la fuente del transformador de alimentación se rige por la ley de Ohm, por lo que provoca armónicas de tensión. La impedancia de fuente la constituye el transformador de alimentación y los componentes del ramal⁷.

La propia red de alimentación puede ser una fuente indirecta de armónicas de tensión.

Todas las cargas que comparten un transformador o un ramal con fuerte carga armónica podrían resultar afectadas por las armónicas de tensión producidas. En un ambiente de oficinas, los ordenadores personales son particularmente sensibles a las armónicas de tensión.

El rendimiento de la fuente de alimentación con condensadores y diodos depende críticamente de la magnitud de la tensión de pico. Las armónicas de tensión pueden provocar un achatamiento de los máximos de amplitud de la onda de tensión, reduciendo de este modo la tensión de pico. En el peor de los casos se puede producir un “reset” del ordenador a causa del fallo en la alimentación.

⁷ Calidad de potencia en la Distribución. Op cit. p. 52

En el entorno industrial, los motores de inducción y capacitores para la corrección del factor de potencia también pueden resultar gravemente afectados por las armónicas de tensión.

Los condensadores de corrección de factor de potencia pueden formar un circuito resonante con las partes inductivas de un sistema de distribución de corriente. Si la frecuencia resonante está cerca de la tensión armónica, la corriente armónica resultante podría aumentar considerablemente, sobrecargando los condensadores y quemando los fusibles de éstos. La salida de condensador por falla, desintoniza el circuito y la resonancia desaparece.

1.2.3 Componentes simétricos

Los circuitos trifásicos presentan ciertas peculiaridades con respecto a las armónicas superiores de tensiones y corrientes. El método de componentes simétricos es muy usado en los sistemas de potencia como herramienta de cálculo, pudiendo extenderse al caso de la respuesta frente a armónicas de corriente. Las corrientes armónicas en sistemas balanceados pueden ser de secuencia positiva, negativa o nula (homopolar) como se observa en la Tabla 1.2

Tabla 1.2 Componentes simétricas⁸.

| Número de armónica | Secuencia | Número de armónica | Secuencia |
|--------------------|-----------|--------------------|-----------|
| 1 | Positiva | 13 | Positiva |
| 3 | Cero | 15 | Cero |
| 5 | Negativa | 17 | Negativa |
| 7 | Positiva | 19 | Positiva |
| 9 | Cero | 21 | Cero |
| 11 | Negativa | 23 | Negativa |

⁸ Evdokinov F. (1957), Principios Teóricos de la Electrotecnia. p 50

Las corrientes armónicas de secuencia positiva se representan por fasores que rotan con la secuencia A-B-C, las de secuencia negativa poseen secuencia A-C-B, en cambio las triple o de secuencia cero se encuentran en fase.

Los sistemas de distribución trifásica de tres conductores bajo estado estacionario no experimentan corrientes armónicas de secuencia cero, no existiendo camino monofásico para su circulación, como sería la existencia de un neutro.

1.3 Principales fuentes armónicas

1.3.2 Generalidades

Existe un gran número de dispositivos que distorsionan el estado ideal de las redes eléctricas. Algunos de ellos han existido desde la formación de los sistemas de potencia, y otros son producto de la aplicación de dispositivos de electrónica de potencia utilizados para el control moderno de las redes eléctricas. Como ejemplo se puede mencionar el convertidor de línea. Este dispositivo se utiliza tanto como rectificador (CA-CC) como inversor (CC-CA) y en aplicaciones de alta y baja potencia. Otra fuente principal de armónicas, particularmente en áreas metropolitanas, es la iluminación a base de gas (fluorescente, arco de mercurio, sodio de alta presión, etc.)⁹

En condiciones normales de funcionamiento las máquinas rotativas y los modernos transformadores no causan niveles significativos de distorsión; la situación cambia, considerablemente, durante los regímenes transitorios y cuando se establecen sobretensiones, condiciones que causan fuertes perturbaciones en las corrientes magnetizantes.

⁹ GRADY, M. (2006), Understanding Power Systems Harmonics, Dept. of Electrical & Computer Engineering University of Texas at Austin – USA, p 31-42

1.3.2 Transformadores

En el núcleo de un transformador, despreciando la histéresis, el flujo ϕ y la corriente magnetizante I_m -necesaria para producirlo-, están relacionados por la curva de magnetización, como se muestra en la figura 21.2(a). En la fig. 1.2(b), ϕ representa el flujo sinusoidal necesario para generar una f.e.m. sinusoidal en el primario y la corriente magnetizante I_m , dibujada en función del tiempo para cada valor de ϕ , posee una forma de onda muy diferente de la sinusoidal. La distorsión está causada, principalmente, por armónicas triples (3° , 9° , 12° , etc.), particularmente el tercer¹⁰.

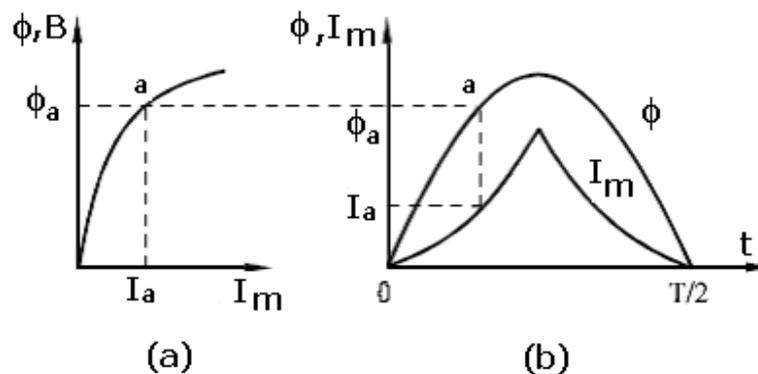


Fig. 1.2 Caracterización de un transformador. (a) Curva de magnetización.
(b) Caracterización del flujo y la corriente magnetizante¹¹

Las armónicas de la corriente magnetizante, a menudo, alcanzan sus máximos valores a las primeras horas del día, es decir, cuando el sistema está poco cargado y la tensión es alta.

Por razones económicas, los transformadores se construyen aprovechando, al

¹⁰ EGUÍLUZ MORÁN L. I. (2005), Circuitos en Régimen No-Sinusoidal, Dpto. de Ingeniería Eléctrica y Energética. Universidad de Cantabria - España, p. 28-30.

¹¹ Ibid p 28

máximo las propiedades magnéticas del material del núcleo. Esto significa que, normalmente, un transformador con núcleo de acero de grano orientado se diseña para operar en la zona de la característica de magnetización de 1,6 a 1,7 T. Si un transformador, que funciona con este tipo de núcleo, es sometido a una sobretensión del 30%, su material magnético pasará a una inducción de 2 a 2,2 T, lo que producirá un alto nivel de saturación; ésta es, especialmente, importante en transformadores conectados a grandes rectificadores cuando se desconecta la carga, ya que su sobretensión puede alcanzar un valor de hasta el 40% del nominal¹²

Al desconectar el transformador queda en el núcleo una inducción residual B_r ; cuando se vuelve a conectar, la inducción puede alcanzar valores de hasta $2B_{max} + B_r$, casi tres veces el valor nominal, dando lugar a valores de pico de la inducción del orden de 4 a 4,7 T. Este efecto da lugar a corrientes magnetizantes de 5 a 10 veces la nominal. El amortiguamiento de la corriente de conexión con el tiempo depende, principalmente, de la resistencia del bobinado primario y, en el caso de grandes transformadores, debido a su pequeño valor, esta corriente puede durar mucho tiempo.

Si el transformador se conecta a una carga, la corriente de excitación sólo contiene armónicas impares, siempre que no se genere un componente de corriente continua; en caso contrario la característica de magnetización se hace asimétrica y, consecuentemente, las ondas de flujo y corriente magnetizante pierden la simetría de media onda; en estas condiciones de desequilibrio, la corriente de excitación contiene armónicas pares e impares. Por tanto, la presencia de un flujo de valor medio distinto de cero, implica la existencia de un componente de continua en la excitación; éste puede ser debido al circuito en sí, como en el caso de un transformador que alimenta a un rectificador de media onda, o al régimen de funcionamiento, como en el caso de un convertidor trifásico con encendidos desequilibrados.

¹² Eguíluz Morán L. I. Op. cit p. 28

Se ha comprobado que la magnitud de los componentes armónicos de órdenes bajos en la corriente de excitación, aumenta -casi linealmente- con el contenido de corriente continua en el secundario del transformador. Además, los armónicos generados por el transformador como consecuencia del contenido de corriente continua de la corriente magnetizante son, casi completamente, independientes del nivel de la excitación de alterna; bajo este punto de vista no se justifican la fabricación de transformadores con núcleos sobredimensionados.

1.3.3 Maquinas rotativas

Los motores, en general, no introducen armónicas importantes, salvo el caso de algunos motores monofásicos de potencia fraccionaria que presentan corrientes con ondas triangulares. Las pequeñas máquinas síncronas son sin embargo generadores que pueden tener una incidencia sobre el calentamiento permanente de las resistencias de puesta a tierra del neutro de los alternadores, como también afecta al buen desempeño de los relés amperimétricos de protección contra los defectos de aislamiento. La Tabla 1.3 muestra las armónicas típicas producidas por un motor de rotor bobinado, dando las posibles causas¹³.

Tabla 1.3 Armónicas típicas de motor rotor bobinado¹⁴

| Frecuencia en Hz | Corriente % Fundamental | Causa |
|------------------|-------------------------|-----------------------------------|
| 20 | 3 | Desbalance de polos |
| 40 | 2,4 | Desbalance de las fases rotóricas |
| 50 | 100 | Fundamental |
| 80 | 2,3 | Desbalance de polos |
| 220 | 2,9 | Armónica 5° y 7° |
| 320 | 3 | Armónica 5° y 7° |
| 490 | 0,3 | Armónica 11° y 13° |
| 590 | 0,4 | Armónica 11° y 13° |

¹³ Calidad de Potencia en la Distribución Op. Cit. p 61

¹⁴ Ibid p 61

1.3.4 Horno a Arco

Las armónicas producidas por un horno de arco, usado en la producción de acero, son imprevisibles debido a la variación aleatoria del arco. La corriente del arco es no periódica y su análisis revela un espectro continuo, incluyendo armónicas de orden entera y fraccionaria (interarmónicas). En tanto, mediciones indican que armónicas enteras entre la 2ª y la 7ª predominan sobre las demás, siendo que su amplitud decae con el orden¹⁵.

Cuando el horno actúa en el refinado del material, la forma de onda se torna simétrica desapareciendo las armónicas pares. En la fase de fusión típicamente, las corrientes armónicas presentan amplitud de hasta 8% de la fundamental, en cuanto en el refinado, valores típicos son entorno al 2%.

1.3.5 Lámparas fluorescentes (con balasto electromagnético)

Las lámparas fluorescentes se prenden y apagan cada medio ciclo, pero el parpadeo es apenas perceptible a 50 o 60 Hz. El encendido ocurre a veces tras el cruce del voltaje por cero. Una vez encendida, la lámpara presenta característica de resistencia negativa.

Las formas de onda de corriente son ligeramente distorsionadas, puntiagudas y presentan un segundo pico característico. La armónica dominante es el tercero, en el orden del 15% a 20% de la fundamental¹⁶

La típica forma de onda es presentada en la fig. 1.3.

¹⁵ Pomilio J.A. (2002), Efeitos e causas de harmônicas no sistema de energia elétrica Cap. 4 Disponible en: <http://www.dsce.fee.unicamp.br/~antenor>

¹⁶ Grady, M. Op. Cit.", p 32-33

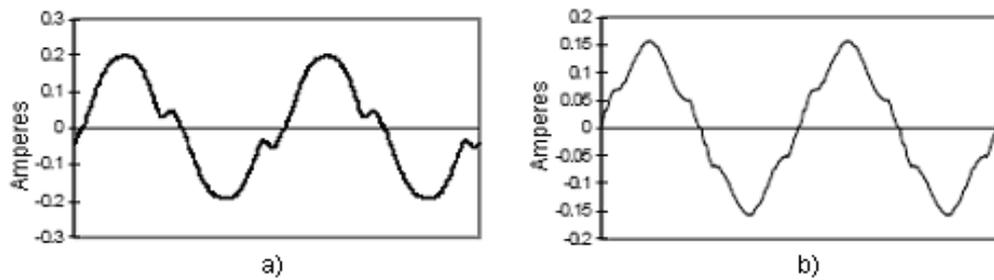


Fig. 1.3 Forma de onda de corriente de fluorescente a) Con balasto magnético THDi=18.5% b) Con balasto electrónico THDi=11.6%¹⁷

Actualmente abundan fluorescentes con balastos electrónicos que presentan una menor distorsión armónica total de corriente (THDi) ante un fluorescente con balasto magnético de la misma potencia, como se puede observar en la figura de arriba.

1.3.6 Convertidores estáticos trifásicos

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 sinusoidal, que cuando la carga es muy inductiva tiene forma escalonada (figura 1.4), o que tiene unos picos cuando al puente de diodo le sigue un condensador, como en el caso de la figura 1.5¹⁸.

¹⁷ Ibid p 32-33

¹⁸ Collombet C., Lupin JM., Schonek J. Op cit. p 11-12

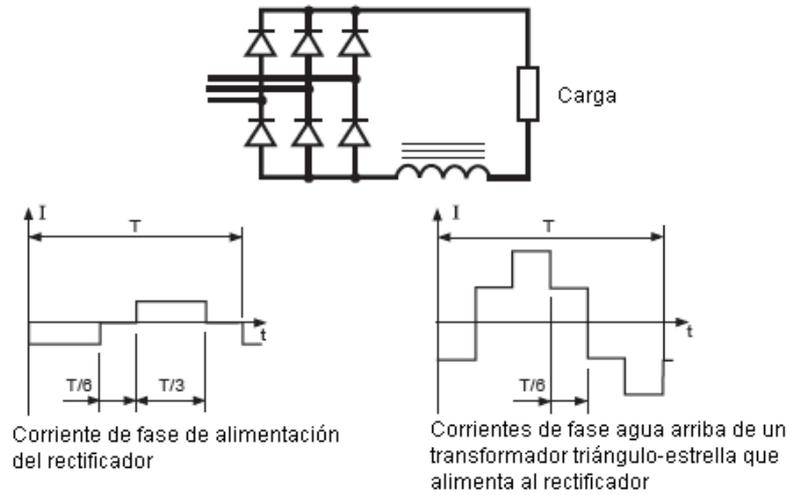


Fig. 1.4 Rectificador trifásico con carga inductiva¹⁹

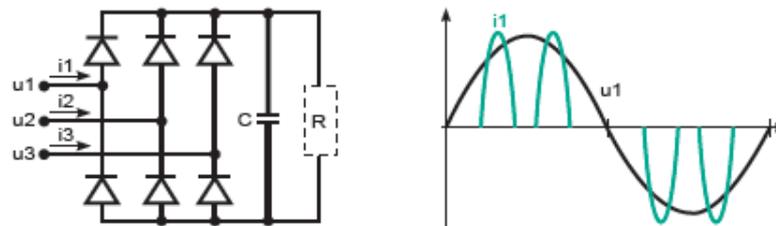


Fig. 1.5 Rectificador trifásico con carga capacitiva.²⁰

A pesar de tener forma diferente, las dos corrientes tienen los mismos componentes característicos. Los componentes de armónicas características de las crestas de la corriente de alimentación de los rectificadores tiene rango n (son de orden n), con $n = (k * p) \pm 1$ donde $k = 1, 2, 3, 4, 5 \dots$ y $p = N^\circ$ de ramas del rectificador, por ejemplo:

- puente de Graetz $p=6$
- puente hexafásico $p=6$
- puente dodecafásico $p=12$

¹⁹ Ibid p. 11

²⁰ Ibid p. 11

De este modo, para los rectificadores citados, las armónicas presentes serán del orden 5, 7, 11, 13, 17, 19, 23, 25, etc. con $p=6$, y de orden 11, 13, 23, 25, etc. con $p=12$.

Estas armónicas, llamadas características, son de orden impar y sus intensidades, cuando están próximas a la forma ideal de la figura 1.4 tienen, en una primera aproximación el valor $I_n = I_1 / n$, con I_1 = corriente a frecuencia fundamental. Entonces, es fácilmente constatable que las armónicas I_5 e I_7 tienen amplitudes bastante grandes, y que pueden ser suprimidas utilizando un puente dodecafásico ($p=12$).

En la práctica, los espectros de corriente son sensiblemente diferentes. En efecto, aparecen nuevas componentes armónicas pares e impares, llamadas no características y de pequeña amplitud, y que modificada las amplitudes características por diversos factores, como son:

- disimetría de construcción
- imprecisión del instante de apertura de los tiristores
- tiempo de conmutación
- filtrado imperfecto

Se puede observar, en el caso de puente de tiristor, un desfase de las armónicas en función del ángulo de retardo del cebado.

Los puentes mixtos diodos-tiristores son generadores de armónicas de orden par. Su empleo se limita a pequeñas potencias ya que la armónica de orden dos es muy molesta y difícil de eliminar.

Los otros convertidores de potencia tales como los gradadores (reguladores), los ciclos convertidores, etc., tienen espectros variables y más ricos en armónicas que los rectificadores. Se destaca la sustitución por los rectificadores de técnicas PWM “*Pulse Width Modulation*”, que trabajan con una frecuencia de corte de unos 20 KHz. y que están diseñados para producir un nivel de armónicos muy bajo.

1.3.7 Electrodomésticos en general

La fuente de energía, constituida por un rectificador monofásico y un condensador, utilizada en electrodomésticos y ordenadores, debido al efecto acumulativo de estos aparatos -en ausencia de filtrado-, causan a veces, mayor distorsión que los convertidores individuales de gran potencia²¹

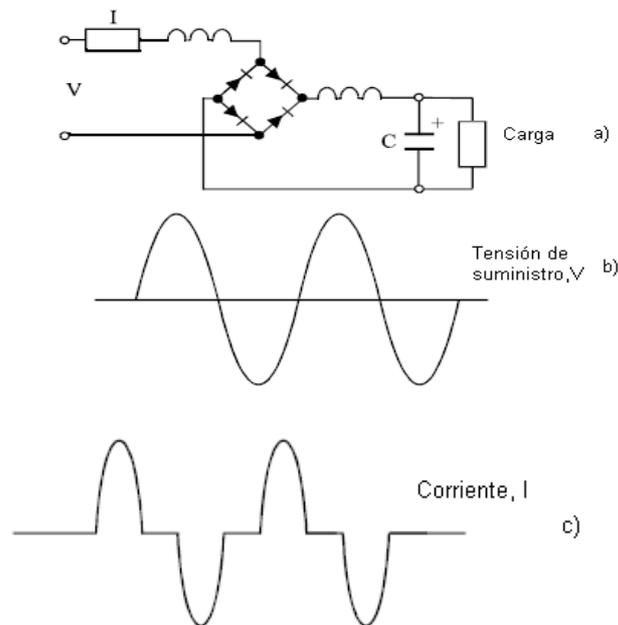


Fig. 1.6 Rectificador en puente monofásico a) Circuito. b) Tensión de alimentación. c) corriente²²

²¹ Eguíluz Morán L. I. Op. cit. p. 33

²² Ibid p. 33

El rectificador en puente (figura 1.6) constituye en condiciones normales de funcionamiento, una fuente de energía muy económica y poco sensible a las variaciones de tensión de la red. Una gran parte de los equipos electrónicos modernos utilizan inversores cuya fuente de energía es de este tipo; también se emplea esta configuración en los aparatos de televisión y en los ordenadores personales.

El circuito de la figura 1.6 produce, en cada medio ciclo de la frecuencia fundamental, un pulso de corriente muy estrecho; debido al alto porcentaje de cargas del mismo tipo, estos impulsos se acumulan causando un considerable contenido armónica. El uso de la rectificación de media onda, habitual en los antiguos receptores de televisión, no está permitido -actualmente- a fin de reducir la saturación asimétrica en los transformadores de distribución. Los receptores en color, requieren picos de corriente dos o tres veces mayores que los monocromáticos.

Estudios realizados demuestran que la armónica dominante, la tercera, se acumula en el hilo neutro, originando fuertes corrientes en un conductor que debería tener una intensidad nula.

1.3.8 Corriente armónica en una red real

En la figura 1.7 es medida la corriente fundamental y armónica en la barra de 440V, cuya fuente de perturbación es un rectificador con la información de carga correspondiente. Como puede ser visto la 5ª armónica en este caso es de 28% correspondiente a 632 A de la fundamental.

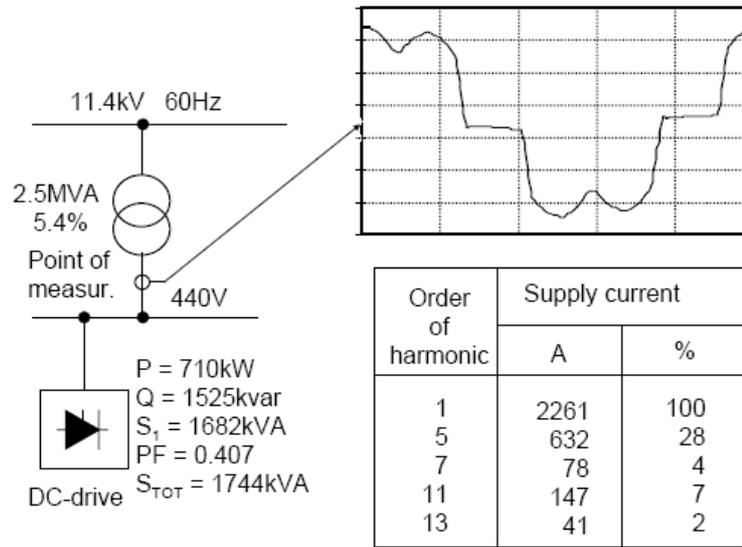


Fig. 1.7 Corriente fundamental y armónica del rectificador con alta carga²³

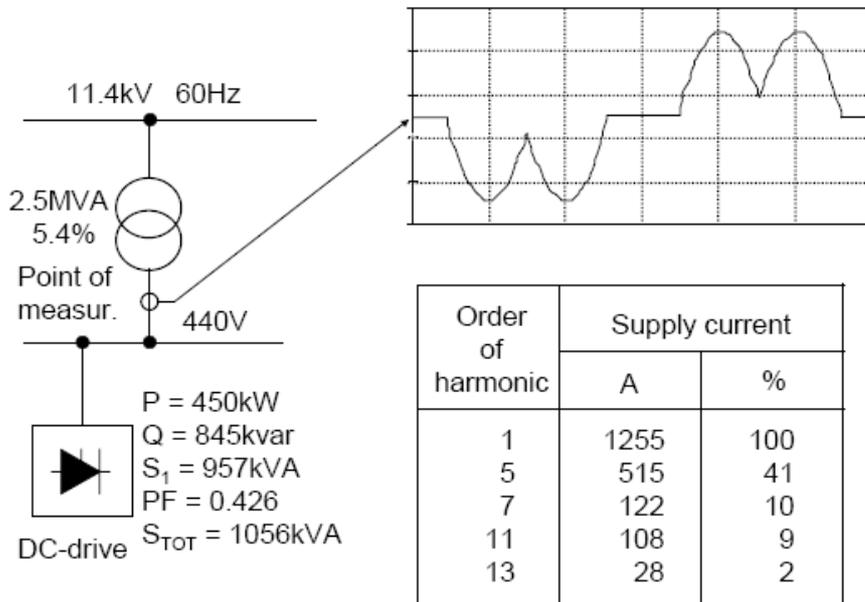


Fig. 1.8 Corriente fundamental y armónica del rectificador con baja carga²⁴.

²³ Toumainen H. Harmonics and Reactive Power Compensation in Practice. Nokian Capacitor

²⁴ Ibid p. 5

En la figura 1.8, el rectificador es el mismo que de la figura 1.7, pero con la carga disminuida. La corriente fundamental disminuye de 2261 A a 1255 A. Sin embargo el porcentaje de armónica es claramente aumentado. Por ejemplo, la corriente de 5ª armónica es 41% de la fundamental correspondiente a 515 A. Sin embargo es notado que el valor absoluto de la corriente armónica es más alto en condiciones de carga máxima.

En la figura 1.9 se muestra 8 variadores de velocidad conectadas a una barra de 380V. Para demostrar que los armónicos de estos tipos de cargas se suman aritméticamente, la medición fue realizada en uno de los variadores, luego en la barra principal. Como puede verse la 5ª armónica aumentó 8 veces correspondiente al número de variadores.

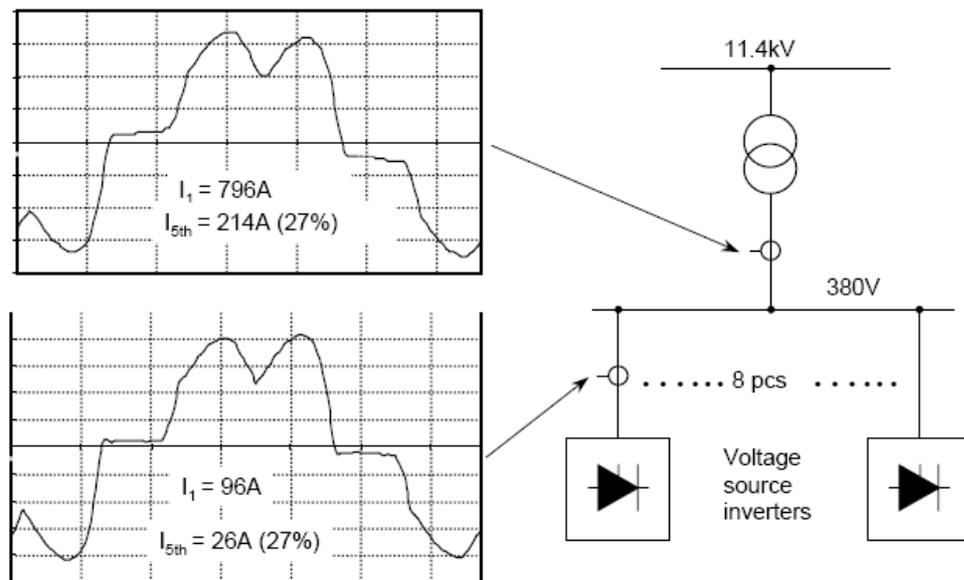


Fig. 1.9 Corriente medida de una fuente armónica.²⁵

²⁵ Ibid p. 5

1.4 Índice armónica

Tanto para las compañías eléctricas como a los usuarios, en la actualidad, representan una preocupación creciente la proliferación de los equipos perturbadores (no lineales), llevando a la necesidad de establecer índices armónicas con el propósito de valorar el contenido armónica en el sistema eléctrico.

En el análisis de armónicas existen varios índices importantes usados para describir el efecto de las armónicas. En esta sección presentamos los índices como: Distorsión Armónica Total (THD), Demanda Total de Distorsión (TDD), Factor de Interferencia Telefónica (TIF), Producto V.T e I.T y por último el Factor K (Desclasificación de transformadores)²⁶.

1.4.1 Distorsión armónica total (THD, *Total Harmonic Distortion*)

Podemos definir a la distorsión armónica total, como una medida de la similitud entre la forma de onda y su componente fundamental. También representa una medida del valor eficaz, o sea el calentamiento producido por la armónica relativa a la fundamental.

Matemáticamente es expresada por:

$$THD_v = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} V_h^2}}{V_1} \quad (\%) \quad (1.8)$$

²⁶ IEEE Standard 519-1992, Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems, 1992. p 55-65

donde:

- THD_v es la distorsión armónica total de tensión,
- V_h , es el valor eficaz del componente sinusoidal de frecuencia ($50 \cdot h$ Hz) de la onda distorsionada de la tensión,
- V_1 , es el componente fundamental de la forma de onda de tensión.

Se aplica el mismo procedimiento de la ecuación (1.8) para hallar la distorsión total de corriente (THD_i).

Para los voltajes trifásicos balanceados se utilizan los voltajes línea neutro en la forma indicada. En el caso desbalanceado habrá un THD para cada fase.

1.4.2 Distorsión total de demanda (TDD, “*Total Demand Distortion*”)

Se define como:

$$TDD = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} I_h^2}}{I_L} \quad (1.9)$$

Donde I_L es la máxima corriente de carga (15 a 30 minutos por periodo de demanda), a la frecuencia fundamental en el punto común de acople (PCC, “*Point of Common Coupling*”), calculado como la corriente promedio de la máxima demanda durante los doce meses previos. El concepto de TDD es particularmente relevante para el estándar IEEE 519, tal como se describirá en capítulos posteriores.

1.4.3 Factor de influencia telefónica (TIF, *Telephone Influence Factor*)

El ruido en las comunicaciones telefónicas degrada la calidad de la transmisión, pudiendo interferir con la señalización. Niveles bajos de ruido son molestos, niveles medianos pueden originar pérdida de información mientras que niveles altos pueden imposibilitar la comunicación.

Una forma de medir el ruido es mediante el factor de influencia telefónica (TIF) que es un tipo de THD en el cual la raíz cuadrada de la suma de los cuadrados es ponderada, utilizando factores que reflejen la respuesta del oído humano, valores que se han determinado sobre la base de ensayos psicológicos y auditivos. El TIF refleja el grado en que una corriente armónica induce un voltaje en un circuito de comunicación²⁷.

La formula de cálculo es:

$$TIF = \frac{\sqrt{\sum_{h=1}^{\infty} (w_h V_h)^2}}{\sqrt{\sum_{h=1}^{\infty} (V_h)^2}} = \frac{\sqrt{\sum_{h=1}^{\infty} (w_h V_h)^2}}{V_{rms}} \quad (1.10)$$

donde w_h es un peso que se añade para explicar los efectos de acoplamiento inductivo y de audio de la h -ésima frecuencia armónica. La misma formulación (1.10) se da para el TIF de corriente.

²⁷ LAZARO CASTILLO I. (2006), Efectos de las Armónicas. p. 6

Una inspección de los pesos de *TIF* revela que la característica es más sensitiva en la banda de frecuencia de los 2400 a 2800 Hz. La figura 1.7 nos muestra la curva de *TIF*, según IEEE 519-1992.

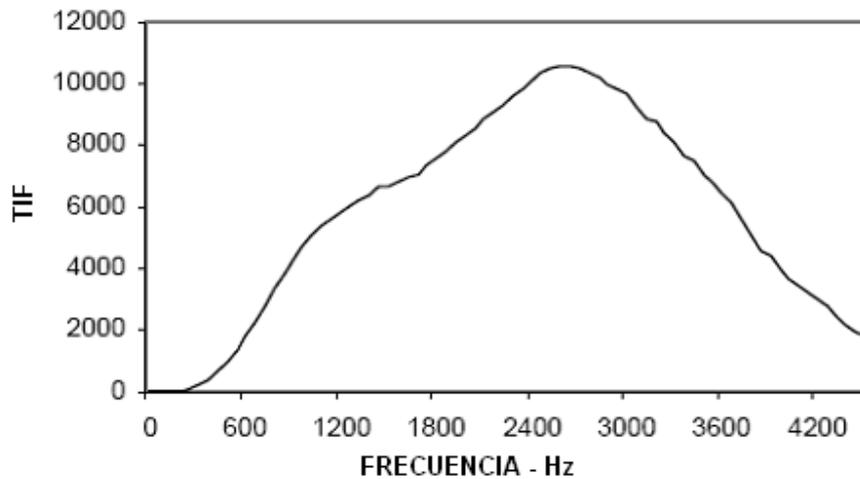


Fig. 1.10 Curva de TIF en función de la frecuencia en Hz²⁸.

1.4.4 Producto V.T e I.T

El índice THD no da información acerca de la amplitud del voltaje (o de la corriente) con el cual esté conectado, por ejemplo; una señal de 5% de THD_V , puede ser una señal de alto o bajo voltaje. El *THD* no indica una información de amplitud, el “producto *V.T*” es un índice alternativo que incorpora la amplitud de voltaje.

$$V.T = \sqrt{\sum_{h=1}^{\infty} (w_h \cdot V_h)^2} \quad (1.11)$$

²⁸ IEEE Standard 519-1992. Op cit. p. 42

En esta expresión, el coeficiente w_h son los pesos de TIF y V_h son las h componentes armónicas de los voltajes V línea a línea. El nombre de “producto $V.T$ ” se refiere al hecho que este índice es un producto del voltaje de barra y el peso de la influencia telefónica. El producto $V.T$ da una medida de la interferencia del circuito de audio debido a la interferencia del voltaje de barra, ya que el voltaje de barra se pesa con los coeficientes TIF .

El producto $I.T$ es una medida similar de la corriente de línea.

$$I.T = \sqrt{\sum_{h=1}^{\infty} (w_h I_h)^2} \quad (1.12)$$

En esta expresión I_h denota la componente armónica h de la corriente de línea I .

1.4.5 El factor K

En los transformadores, reactancias, etc., las pérdidas en el hierro en caso de existir armónicas crecen muy significativamente, esto hace que deban sobredimensionarse los KVA nominales de forma notable. El factor que se suele emplear para ello es el llamado factor K de los transformadores que se define como:

$$K = \sum_{h=1}^{h=h_{\max}} I_h^2 h^2 \quad (1.13)$$

donde:

I_h es el valor efectivo de la corriente armónica h , en p.u. del valor efectivo de la corriente nominal.

El factor K indica la capacidad de un transformador para alimentar cargas no lineales sin sobrecalentarse.

Aparecen entonces los transformadores de “factor K ” para evitar los problemas causados por armónicas, presentando algunas peculiaridades constructivas respecto a los convencionales, que son:

- Sobredimensionamiento de los conductores primarios para soportar las corrientes de circulación reflejadas de las armónicas “*triplen*”,
- Las secciones del neutro y sus conexiones se dimensionan para una corriente doble del de línea,
- El núcleo está diseñado para una menor densidad de flujo. Se emplea menor cantidad de material, pero de mejor calidad, por ejemplo acero magnético M6,
- Las pérdidas por corrientes de Foucault en los conductores de los transformadores se pueden reducir empleando varios conductores paralelos aislados entre sí,
- Tienen una capacidad térmica especial.

En Estados Unidos la asignación de K a un transformador lo realiza Underwriter Laboratories (UL), no el fabricante.

Los valores comerciales de K para transformadores catalogados por U.L. son: 4, 9, 13, 20, 30 y 40.

El siguiente ejemplo nos muestra la manera de calcular el factor K del transformador:

Un transformador alimenta a una carga no lineal consumiendo una corriente de 1200 A, con el contenido de armónica en p.u. mostrado en la siguiente tabla 1.4. Determinar el factor k.

Utilizando la ecuación (1.13) tenemos:

$$K = \sum_1^{19} (0.978)^2(1)^2 + (0.171)^2(5)^2 + (0.108)^2(7)^2 + (0.044)^2(11)^2 + (0.015)^2(13)^2 + (0.0098)^2(19)^2$$

$$K = 2.566$$

Esto significa que el transformador se calienta 2.566 veces más con la carga no lineal que bajo el mismo valor producido por un valor rms de corriente de una carga lineal.

Tabla 1.4 Contenido de armónica en pu²⁹

| h_n | $I_n(pu)$ |
|-------|-----------|
| 1 | 0.978 |
| 5 | 0.171 |
| 7 | 0.181 |
| 11 | 0.044 |
| 13 | 0.028 |
| 17 | 0.015 |
| 19 | 0.0098 |

²⁹ Tabla elaborada por los autores

CAPITULO 2

SISTEMA ELECTRICO BAJO CONDICIONES NO SINUSOIDALES

2.1 Efectos sobre la potencia y el factor de potencia

El factor de potencia se define en la forma convencional, como el cociente entre la potencia activa y la potencia aparente fundamentales, mientras que en presencia de cargas distorsionantes la definición ya no es válida. Por otro lado las potencias aparente y reactiva se modifican en gran medida por la presencia de armónicas.

2.1.1 Efectos sobre la potencia

La teoría convencional de potencia activa y reactiva tiene su validez físicamente confirmada apenas para sistemas, operando en régimen permanente y sin distorsión, en el caso monofásico³⁰. En el caso de un sistema trifásico, el mismo debe ser además balanceado (esa teoría considera al sistema trifásico como si fuese compuesto por tres sistemas monofásicos independientes, sin considerar el acoplamiento entre las fases).

La potencia activa, o el valor medio de la potencia instantánea, definen el total de la energía que está siendo consumida o esta siendo entregada por la carga (funcionando como fuente de potencia) en cada frecuencia.

Los valores rms de la tensión y corriente obtenidas de la serie de Fourier son:

³⁰ WATANAVE E., AREDES M. Teoria de Potência Ativa e Reativa Instantânea e Aplicações — Filtros Ativos e FACTS — COPPE/UFRJ. 2006. p 1-2

$$V_{rms} = \sqrt{\sum_{h=1}^{\infty} \frac{V_h^2}{2}} = \sqrt{\sum_{h=1}^{\infty} V_{hrms}^2}, \quad I_{rms} = \sqrt{\sum_{h=1}^{\infty} \frac{I_h^2}{2}} = \sqrt{\sum_{h=1}^{\infty} I_{hrms}^2} \quad (2.1)$$

La potencia activa promedio armónica es dada por:

$$P_{prom} = \frac{1}{T} \int_T v(t)i(t)dt = \sum_{k=0}^{\infty} V_{k,rms} I_{k,rms} \cos(\theta_{vk} - \theta_{ik}) =$$

$$P_{0prom} + P_{1prom} + P_{2prom} + P_{3prom} + \dots + P_{\infty prom} \quad (2.2)$$

Los términos de potencia armónica $P_{2prom} + P_{3prom} + \dots$, son principalmente pérdidas y son usualmente menores a la potencia total. Sin embargo la pérdida por armónica puede ser parte sustancial de las pérdidas totales.

Se ve por la ecuación (2.2) que tanto el componente fundamental como las armónicas pueden producir potencia activa, si existen los mismos componentes espectrales de la tensión y corriente, y que su desfase no sea de 90°.

En cuanto a la potencia reactiva presente en cada frecuencia armónica, conocida como potencia reactiva de Budeanu se define como se lo demuestra en esta fórmula³¹:

$$Q = \frac{1}{T} \int_T v(t)i(t)dt = \sum_{k=0}^{\infty} V_{k,rms} I_{k,rms} \text{sen}(\theta_{vk} - \theta_{ik}) =$$

$$Q_{0prom} + Q_{1prom} + Q_{2prom} + Q_{3prom} + \dots + Q_{\infty prom} \quad (2.3)$$

³¹ Galhardo M., Pinho J. Conceitos de Distorção e Não-Linearidades, Seminário Brasileiro sobre Qualidade da Energia Elétrica. Aracaju – Sergipe – Brasil, 2003. p 1-7

Para un valor de Q positivo en una determinada frecuencia, la carga no lineal se comporta como inductor y para un valor de Q negativo la carga se comporta como un capacitor en aquella frecuencia.

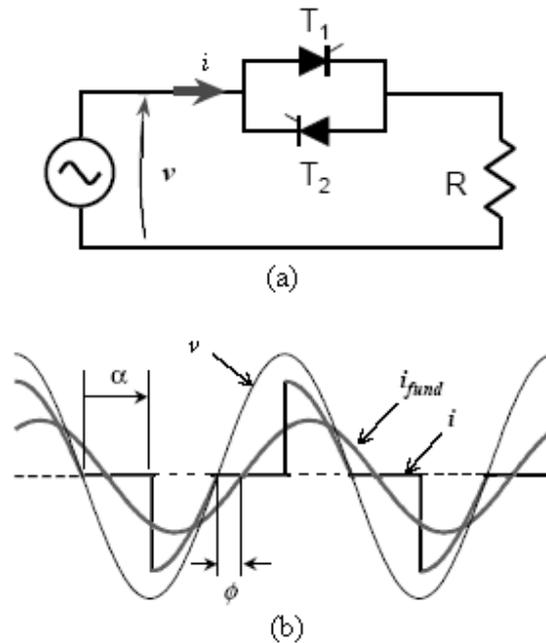


Fig. 2.1 (a) Fuente monofásica de alimentación de una lámpara a través de un “dimmer”; (b) formas de ondas de tensión y corriente³²

Cabe destacar que el concepto de potencia reactiva en la teoría convencional está en conexión directa con los elementos inductivos y capacitivos, estando inclusive el nombre “reactivo” relacionado con el término “reactancia”. Para las cargas de la época en que esta teoría fue desarrollada, la idea de que la potencia reactiva esté relacionada con la energía almacenada en los elementos reactivos, era perfectamente correcto. Mas, si se toma un ejemplo de un circuito muy simple y común como un controlador de lámpara incandescente (“dimmer”) como se muestra en la figura 2.1(a), y su respectiva forma de onda, mostrado en la figura 2.1 (b) vemos que existe un desfase entre el componente fundamental de la corriente y la tensión apenas por causa de la operación de los tiristores, sin que existan elementos reactivos (almacenadores de energía).

³² WATANAVE E., AREDES M. Op. cit. p. 2

La potencia reactiva en sistemas distorsionados no se conserva, para lo cual se propone continuar llamando Q a la potencia reactiva que se conserva, introduciendo una nueva cantidad, denominada **potencia de distorsión "D"**, que representa los productos cruzados de corriente y tensión para frecuencias diferentes.

Por lo tanto, se tiene:

$$D = \sqrt{S^2 - P^2 - Q^2} \quad (2.4)$$

donde: D es la potencia de distorsión

S es la potencia aparente

P es la potencia activa promedio

Q es la potencia reactiva de Budeanu

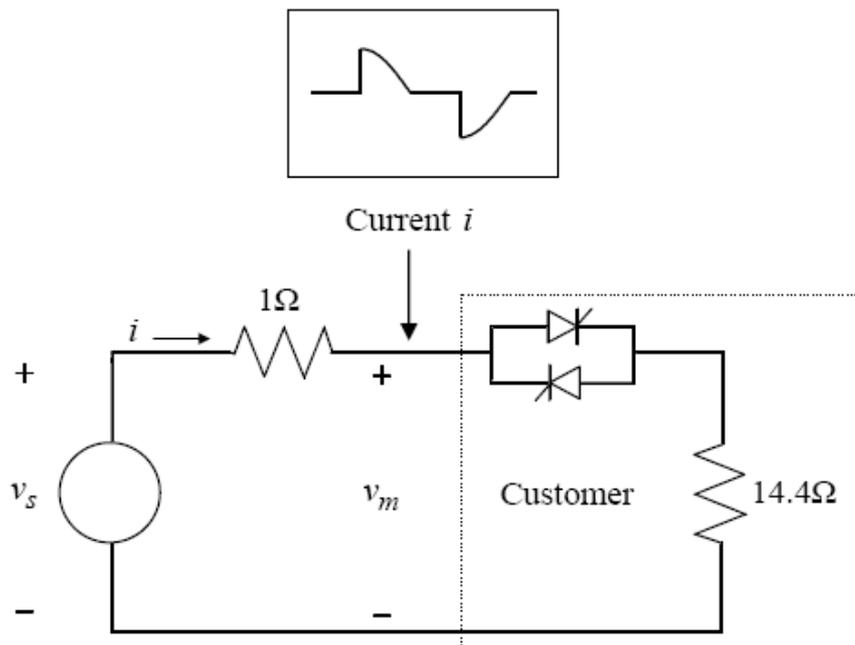


Fig. 2.2 Circuito monofásico con triac y lámpara³³

³³ Grady, M. Op. cit. p. 40

Para una pregunta digna de reflexión relacionada con la potencia armónica, se considera el caso mostrado en la figura 2.2 donde una fuente ideal de potencia de 1Ω de resistencia interna, suministra potencia a la lámpara de 1000W a través de un triac controlado. El ángulo de disparo es de 90° así que la lámpara está operando a media potencia³⁴.

Asumiendo que la resistencia de la lámpara es $\frac{120^2}{1000} = 14.4\Omega$ y que la fuente de voltaje es $v_s = 120\sqrt{2}\text{sen}(\omega_0 t)$, la serie de Fourier de la corriente truncado hasta el 5º armónico, es

$$i(t) = 6.99\text{sen}(\omega_0 t - 32.5^\circ) + 3.75\text{sen}(3\omega_0 t - 90.0^\circ) + 1.25\text{sen}(5\omega_0 t - 90.0^\circ).$$

Si el voltímetro se ubica inmediatamente en el lado izquierdo del triac, la medida tomada del voltaje es:

$$v_m(t) = v_s(t) - iR = 120\sqrt{2}\text{sen}(\omega_0 t)$$

$$-1 \cdot (6.99\text{sen}(\omega_0 t - 32.5^\circ) + 3.75\text{sen}(3\omega_0 t - 90.0^\circ) + 1.25\text{sen}(5\omega_0 t - 90.0^\circ))$$

$$= 163.8\text{sen}(\omega_0 t + 1.3^\circ) + 3.75\text{sen}(3\omega_0 t + 90.0^\circ) + 1.25\text{sen}(5\omega_0 t + 90.0^\circ)$$

La potencia promedio que circula en la carga triac-lámpara es

$$P_{pro} = \frac{163.8 \cdot 6.99}{2} \cos(1.3^\circ - (-32.5^\circ)) + \frac{3.75 \cdot 3.75}{2} \cos(90.0^\circ - (-90.0^\circ))$$

$$+ \frac{1.25 \cdot 1.25}{2} \cos(90.0^\circ - (-90.0^\circ)) = 475.7 - 7.03 - 0.78 = 467.9W$$

³⁴ Ibid p. 18-21

El primer término, 475.7W, es atribuible al componente fundamental del voltaje y la corriente. Los términos de 7.03 W y 0.78 W atribuibles a la 3ª y 5ª armónica, respectivamente y fluye hacia atrás en la red de energía.

La pregunta ahora es: ¿El medidor de potencia debe registrar solamente la energía fundamental, (eje.: 475.7 W), o el medidor de potencia debe dar crédito a la potencia armónica fluyendo hacia atrás en la red de energía y registrar solamente $475.7 - 7.81 = 467.9W$?

Se debe tener en cuenta que la potencia armónica causada por la carga es consumida por la resistencia de red de energía.

2.1.2 Factor de potencia verdadero, “true”

Con el propósito de examinar el impacto de las armónicas en el factor de potencia, es necesario considerar el verdadero factor de potencia (pf_{true}) que se define como:

$$pf_{true} = \frac{P_{prom}}{V_{rms} I_{rms}} \quad (2.5)$$

En situaciones sinusoidales (2.5) se reduce al familiar factor de potencia de desplazamiento (fundamental).

$$pf_{true} = pf_{disp} = \frac{P_{prom}}{\sqrt{P^2 + Q^2}} = \frac{\frac{V_1}{\sqrt{2}} \frac{I_1}{\sqrt{2}} \cos(\delta_1 - \theta_1)}{\frac{V_1}{\sqrt{2}} \frac{I_1}{\sqrt{2}}} = \cos(\delta_1 - \theta_1) \quad (2.6)$$

Donde pf_{disp} es comúnmente conocido como el factor de potencia de desplazamiento y $(\delta_1 - \theta_1)$ es conocido como el ángulo de factor de potencia. Por lo tanto, en las situaciones sinusoidales, hay solamente un factor de potencia porque factor de potencia verdadero y factor de potencia de desplazamiento son iguales.

Cuando las armónicas están presentes, (2.6) puede ser expandido como:

$$pf_{true} = \frac{P_{1prom} + P_{2prom} + P_{3prom} + \dots}{V_{1,rms} \sqrt{1 + THD_V^2} \cdot I_{1,rms} \sqrt{1 + THD_I^2}} \quad (2.7)$$

En muchas instancias la potencia armónica es menor comparado con la fundamental, y la distorsión del voltaje es menor que el 10%. Por eso la siguiente simplificación es importante y es generalmente válida³⁵.

$$pf_{true} \approx \frac{P_{1prom}}{V_{1,rms} I_{1,rms} \sqrt{1 + THD_I^2}} = \frac{pf_{disp}}{\sqrt{1 + THD_I^2}} = pf_{disp} \cdot pf_{dist} \quad (2.8)$$

donde pf_{dist} , es el factor de potencia de distorsión.

Es evidente en la ecuación (2.8) que el verdadero factor de potencia de cargas no lineales esta limitada por THD_I . Por ejemplo el verdadero factor de potencia de una PC con $THD_I = 100\%$ nunca puede exceder 0.707, ni por más bueno que sea la potencia de desplazamiento.

Algunos ejemplos del verdadero factor de potencia se dan en la Tabla 2.1.

³⁵ GRADY M., GILLESKIE R. Harmonics and How They Relate to Power Factor Proc. of the EPRI Power Quality Issues & Opportunities Conference (PQA'93), San Diego, CA, November 1993. p 1-8

Tabla 2.1. Valores de pf_{true} medidos de algunas cargas residenciales monofásicas³⁶.

| Tipo de Carga y Potencia Nominal (W) | THDi (%) | pf_{disp} | pf_{dist} | pf_{true} |
|--|----------|-------------|-------------|-------------|
| Ventilador (120) | 2,13 | 0,660 | 1,000 | 0,660 |
| Horno microondas (1520) | 26,92 | 0,921 | 0,966 | 0,890 |
| Micro computador (100) | 108,18 | 0,999 | 0,682 | 0,681 |
| Televisión (50) | 118,35 | 0,962 | 0,645 | 0,621 |
| 2 Lámparas fluorescentes con reactor magnético (102) | 35,53 | 0,942 | 0,904 | 0,852 |
| 4 Lámparas compactas PL (100) | 140,59 | 0,953 | 0,580 | 0,552 |

2.1.3 Efectos de la distorsión armónica en equipos

El grado con que las armónicas pueden ser toleradas en un sistema de alimentación depende de la susceptibilidad de la carga (o de la fuente de potencia). Los equipamientos menos sensibles, generalmente son los de calentamiento (carga resistiva), para los cuales la forma de onda no es relevante. Los más sensibles son aquellos que en su proyecto asumen la existencia de una alimentación senoidal como por ejemplo, equipamientos de comunicación y procesamiento de datos. En tanto, misma para las cargas de baja susceptibilidad, la presencia de armónicas (de tensión y corriente) pueden ser perjudiciales, produciendo mayores calentamientos y esfuerzos en los aislantes.

A) Motores de Inducción

El mayor efecto de las armónicas en máquinas rotativas (inducción y síncrona) es el aumento del calentamiento debido al aumento de las pérdidas en el hierro y en el cobre. Se afecta también su eficiencia y el torque disponible. Además de eso, se tiene

³⁶ Galhardo M., Pinho J. Op. cit. P. 4

un posible aumento del ruido audible, cuando es comparado con una alimentación sinusoidal.³⁷

Recordemos que las pérdidas por histéresis son proporcionales a la frecuencia, mientras que las pérdidas por corrientes parásitas son proporcionales al cuadrado de la frecuencia. En la figura 2.3 se observa el aumento de perdidas en función al THDV.

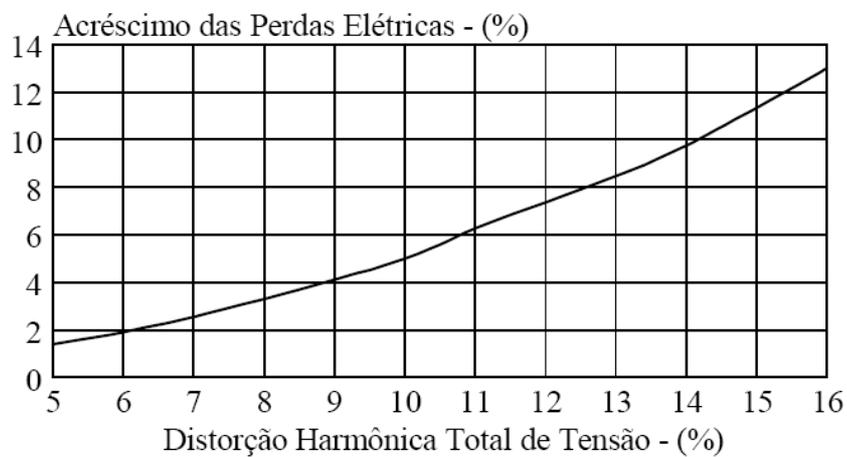


Fig. 2.3 Perdas eléctricas de un motor en función al THDV³⁸.

Cuando el motor se alimenta con tensiones y corrientes no sinusoidales, el campo magnético en el entrehierro y las corrientes en el rotor contienen componentes de frecuencia armónicas.

Las armónicas pueden ser de secuencia positiva, negativa y de secuencia cero. Las armónicas de secuencia positiva (1, 4, 7, 10, 13, etc.) producen campos magnéticos y corrientes que giran en el mismo sentido de la fundamental. Las armónicas de secuencia negativa (2, 5, 8, 11, 14, etc.) desarrollan campos magnéticos y corrientes que giran en sentido opuesto a la fundamental. Las armónicas de secuencia cero (3, 9, 15, 21, etc.) no desarrollan un par útil, pero producen pérdidas adicionales en la máquina.

³⁸ OLESKOVICZ M. Qualidade da Energia – Fundamentos básicos. Apostila de la Universidade Federal de Sao Paulo, p. 65

La interacción de los campos magnéticos de secuencia positiva y negativa producen oscilaciones torsionales en el eje del motor provocando vibraciones.

Hay una antigua regla empírica que dice que las expectativas de vida de un motor con un aislamiento dado se reducen a la mitad por cada 10% de incremento en la temperatura de los bobinados³⁹.

El efecto acumulativo del aumento de las pérdidas se refleja en una disminución de la eficiencia y la vida útil de las máquinas. La reducción en la eficiencia está entorno a los 5% a 10% de los valores obtenidos con una alimentación sinusoidal. Normalmente no es necesario tomar medidas especiales si el THD no supera el 3 al 5 %, pues los problemas de sobrecalentamiento y reducción de la vida útil comienzan a partir de un THD superior a 8%⁴⁰.

B) Transformadores

Armónicas de tensión aumentan las pérdidas en el hierro, en cuanto que armónicas de corriente elevan las pérdidas en el cobre. La elevación de las pérdidas del cobre se debe principalmente al efecto pelicular, que implica una reducción del área efectiva conductora a medida que se eleva la frecuencia de la corriente. Como ilustración en la figura 2.4 se muestra el perfil de vida útil de un transformador.

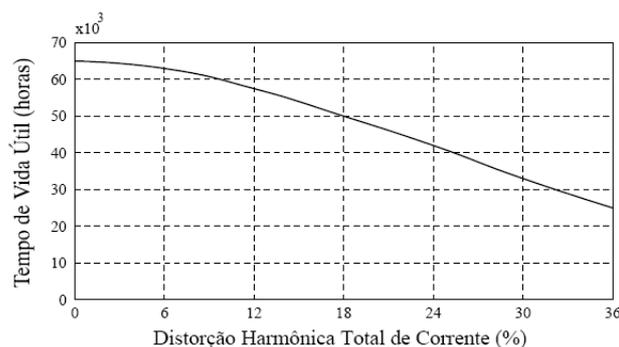


Fig. 2.4 Vida útil de un transformador en función de THDI⁴¹.

³⁹ CHAPMAN S. J. Máquinas Eléctricas. p. 51

⁴⁰ COLLOMBET C., Lupin JM., Schonek J. Op.cit. p. 14

⁴¹ OLESKOVICZ M. Op cit p. 60

Normalmente los componentes de armónicas poseen amplitud reducida, lo que colabora que no se torne excesiva la pérdida. En tanto, pueden surgir situaciones específicas (resonancias, por ejemplo) en que surgen componente de alta frecuencia y amplitud elevada. Además de eso el efecto de las reactancias de dispersión queda ampliado, una vez que su valor aumenta con la frecuencia.

Asociada a la dispersión existe además otro factor de pérdidas que se refiere a las corrientes inducidas por el flujo disperso. Esta corriente se manifiesta en los arrollamientos, en el núcleo, y en las piezas metálicas adyacentes a los arrollamientos. Estas pérdidas crecen proporcionalmente al cuadrado de la frecuencia y de la corriente.

Se tiene todavía una mayor influencia de las capacitancias parásitas (entre espiras y entre arrollamientos) que pueden realizar acoplamientos no deseados y, eventualmente producir resonancias en el propio dispositivo.

Dadas las pérdidas adicionales en los devanados para condiciones nominales (P_{EC-R}) las pérdidas adicionales para cualquier carga con corrientes no sinusoidales se puede expresar⁴²:

$$P_{EC} = P_{EC-R} \sum_{h=1}^{h=h_{\max}} \left(\frac{I_h}{I_R} \right)^2 h^2 = P_{EC-R} \left(1 + \sum_{h=2}^{h=h_{\max}} \left(\frac{I_h}{I_R} \right)^2 h^2 \right) (W)$$

siendo I_h el valor eficaz de la corriente para la armónica "h", I_R el valor eficaz de la componente fundamental de la corriente para la frecuencia nominal y carga nominal en (A).

⁴² IEEE Std C57.110-1998/Correction Sheet 2002 - Recommended Practice for Establishing Transformer Capability When Supplying Nonsinusoidal Load Currents

Según la literatura, los transformadores poseen un nivel de tensión admisible dado por las siguientes ecuaciones⁴³:

$$\sqrt{\left(\sum_{h=2}^{\infty} V_h^2\right)} \leq 5\% \text{ (a plena carga)}$$

$$\sqrt{\left(\sum_{h=2}^{\infty} V_h^2\right)} \leq 10\% \text{ (en vacío)}$$

C) Conductores eléctricos

Debido a la presencia de armónicas en la corriente de carga, los cables sufren sobrecalentamientos por desigual distribución de corrientes debido a los **efectos pelicular** y **proximidad**^{*} que son función de la frecuencia. Debido a ello se produce una diferencia entre los valores de resistencia en corriente alterna y corriente continua. El aumento, tanto de la corriente eficaz I_{ef} , como la resistencia R de la red debido a la presencia de corrientes de frecuencias superiores a la fundamental, conlleva al aumento de la pérdida por efecto Joule $I_{ef}^2 R$.

En caso de los conductores largos y los sistemas conectados tienen sus resonancias excitadas por los componentes de armónicas, pueden aparecer elevadas sobretensiones a lo largo de la línea, pudiendo dañar el conductor.

La figura 2.5 muestra como ejemplo, la forma de las curvas de reducción de capacidad de carga como función del contenido de armónicas, donde el efecto es mayor a medida que aumenta la sección del conductor. Como puede verse, para condiciones usuales de trabajo no se requiere una modificación notable, no obstante el tema debe ser incluido en los estudios con corrientes ricas en armónicas⁴⁵.

⁴⁴ Ibid p 61

⁴⁵ IEEE Standard 519-1992. Op cit. p 39

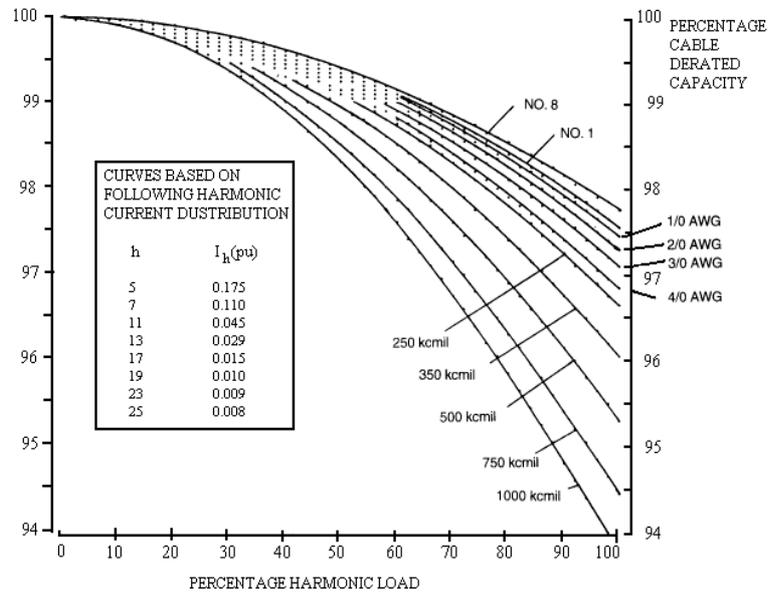


Fig. 2.5 Curva de reducción de la capacidad de carga como Función del contenido de armónica.⁴⁶

D) Banco de capacitores

El mayor problema aquí es la posibilidad de ocurrencia de resonancias (excitadas por las armónicas), pudiendo producir niveles excesivos de corriente y/o tensión. Además de eso, como la reactancia capacitiva disminuye con la frecuencia, se tiene un aumento de las corrientes relativas a las armónicas presentes en la tensión.

Las corrientes de alta frecuencia, que encontrarán un camino menor de impedancia por los capacitores, elevaran sus pérdidas ohmicas por lo que se producirá un continuo calentamiento del dispositivo acortando la vida útil del mismo (fatiga del dieléctrico)⁴⁷.

⁴⁶ Ibid IEEE Standard 519-1992. p. 39

⁴⁷ Ibid IEEE Standard 519-1992. p. 38

La figura 2.6 muestra un ejemplo de corrección de factor de potencia de una carga y que lleva a la ocurrencia de resonancia en el sistema. Por su parte en la figura 2.7 son mostradas las gráficas relativas a la tensión y las corrientes de la fuente en los diferentes circuitos.

Considere el circuito (a), en el cual es alimentada una carga de tipo RL, representando un bajo factor de potencia. En el circuito (b), es insertado un capacitor que corrige el factor de potencia, como se observa por la forma de la corriente mostrada en la figura 2.6 (intermediaria).

Supongamos que el sistema de alimentación posea una reactancia inductiva, lo cual interactúa con el capacitor y una resonancia serie (que conduce a un cortocircuito en la frecuencia de sintonía). En caso que la tensión de alimentación posea una componente en esta frecuencia, esta armónica será amplificada. Esto es observando en la figura 2.7 (inferior), considerando la presencia de una componente de tensión de 5^o armónica, con 3% de amplitud. Obsérvese la notable amplificación de la corriente, lo que podría producir importantes efectos sobre el sistema.

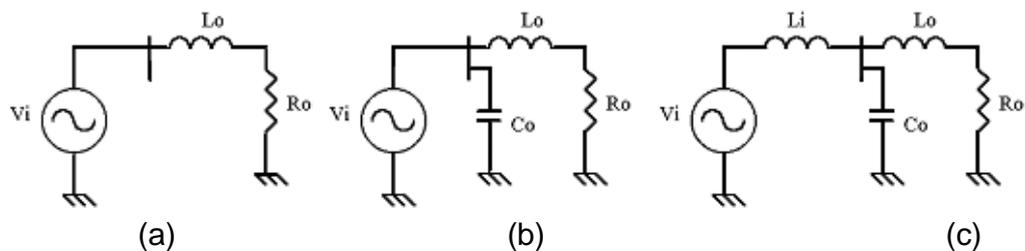


Fig. 2.6 Circuitos equivalentes para el análisis de resonancia⁴⁸.

⁴⁸ Ibid Cap. 4

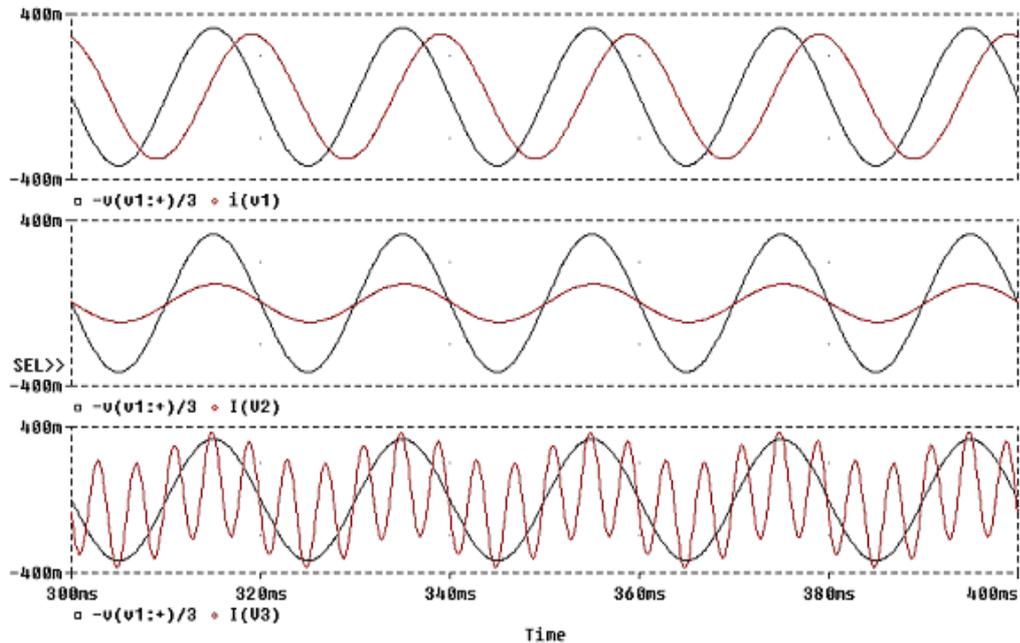


Fig. 2.7 Formas de onda relativa a los circuitos de la figura 2.6
(a) superior (b) intermediario (c) inferior.⁴⁹

Las normas ANSI/IEEE Std. 18-1980 especifican las siguientes exigencias para capacitores en régimen permanente⁵⁰:

- 135 % de potencia nominal de chapa,
- 110 % de tensión nominal (incluidas las armónicas, pero excluidos los transitorios),
- 180% de corriente nominal (fundamental y armónicas),
- 120% de tensión de pico, incluyendo armónicas.

D) El conductor neutro

El diseño de circuitos ramales en el pasado había permitido un conductor neutro común para tres circuitos monofásicos. La lógica dentro de este diseño fue que el conductor neutro cargaría solamente con la corriente de desbalance de las tres cargas monofásicas. Un conductor neutro común parecía adecuado para las cargas y

⁴⁹ Ibid cap. 4

⁵⁰ Calidad de Potencia en la Distribución, Op cit p. 65

era económicamente eficiente puesto que un ingeniero de diseño balancearía las cargas durante el diseño, y un electricista balancearía las cargas durante su construcción. En muchos ejemplos el conductor neutro se disminuía en tamaño con respecto a los conductores de fase por las mismas razones.

Bajo condiciones balanceadas de operación en cargas monofásicas no lineales, el neutro común de los tres circuitos monofásicos es portador de armónicas triples de secuencia cero, los cuales son aditivos en el conductor neutro. Bajo condiciones de desbalance, el neutro común lleva corrientes comprendidas por las corrientes de secuencia positiva y negativa procedentes del desbalance del sistema, y las corrientes aditivas de secuencia cero procedentes de las armónicas triples. Un conductor neutro común para tres circuitos ramales monofásicos, puede fácilmente sobrecargarse cuando alimenta, cargas no lineales balanceadas o desbalanceadas.

Las corrientes excesivas en el conductor neutro provocan caídas de voltajes mayores que los normales entre el conductor neutro y tierra. Esto puede desestabilizar la operación del equipamiento electrónico sensible, tales como computadoras, que pueden requerir de un receptáculo de tierra aislado.

Si se emplean fuentes conmutadas en cantidades importantes, las terceras armónicas rondan el 70 %, de modo que los efectos térmicos se pueden calcular del siguiente modo⁵¹:

$$I_{fase} = \sqrt{I_1^2 + I_3^2} = \sqrt{1 + 0.7^2} = 1.22$$

$$I_{neutro} = 3I_3 = 2.1$$

$$\frac{I_{neutro}}{I_{fase}} = \frac{2.1}{1.22} = 1.72$$

⁵¹ Ejemplo elaborado por los autores

Este ejemplo muestra el porqué de la recomendación de conductor de neutro con el doble de sección que los de fase.

E) Protecciones y equipos de maniobra

Sobre los equipos de protección y maniobra (interruptores, seccionadores, fusibles, etc.) se produce un calentamiento adicional sobre cualquier conductor de corriente con contaminación por armónicas. Un caso que justifica un tratamiento exclusivo es el de los fusibles, ya que su principio de funcionamiento se basa en el calor generado por la corriente que lo atraviesa.

La figura 2.8 muestra la desigual distribución entre las láminas de un fusible, cuando la frecuencia de la corriente cambia de 50 a 1200 Hz.

En lo que respecta a relés de disco pueden presentar cuplas y sobrealcances ó subalcances dependiendo de las armónicas en consideración. Los relés electromecánicos y analógicos clásicos responden a valores eficaces, en cambio los microprocesados lo hacen a la fundamental. Estos últimos emplean filtros digitales a fin de atraer la fundamental y filtros "*anti-aliasing*" para dejar de lado las armónicas elevadas.

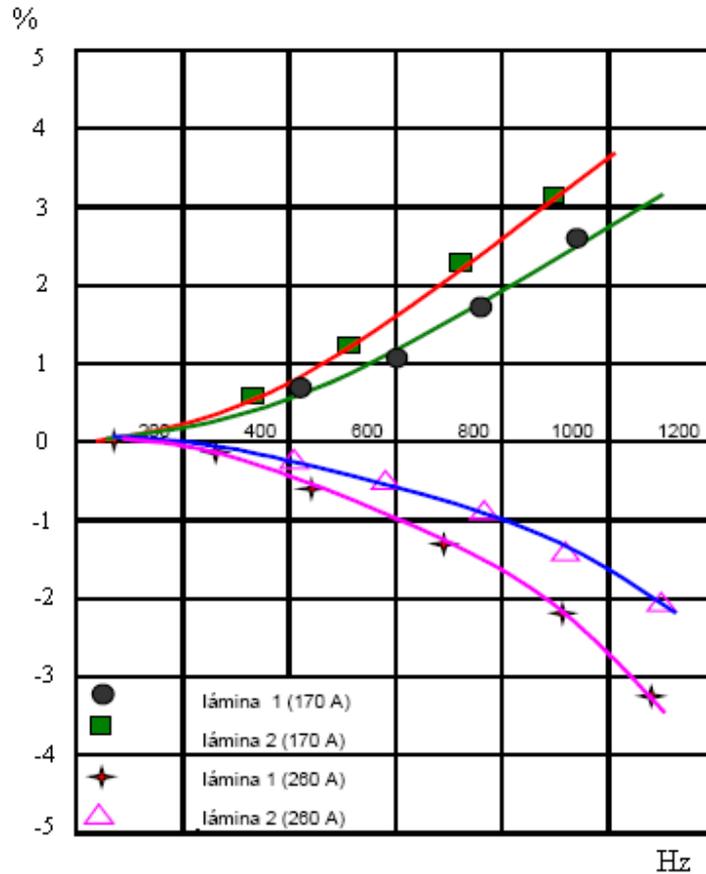


Fig. 2.8 Distribución entre las láminas de un fusible ante la variación de frecuencia⁵².

Los relés de valor eficaz, de pico y de fundamental, operan satisfactoriamente siempre y cuando el contenido de armónicas no supere al 15 o 25 %.

Los equipos de medición de corriente y tensión pueden ser afectados por las modificaciones del ángulo de fase causado por la presencia de armónicas. Resulta muy difícil enunciar reglas generales pudiendo decir que la mejor respuesta se logra a través del ensayo exhaustivo.

⁵² Calidad de Potencia en la Distribución. Op cit p. 68

F) Equipos electrónicos sensibles

Existen numerosos equipos modernos que son muy sensibles a los cambios producidos en el voltaje de alimentación de los mismos. Entre ellos están: las computadoras, los módems, las tarjetas de electrónica compleja (de captación de datos, de comunicaciones, etc.), las cargas registradoras y muchos otros equipos domésticos y de oficina. Estos equipos al estar constituidos por complejas y delicadas configuraciones de elementos de baja potencia, necesitan de una fuente de alimentación muy estable que les provea de un voltaje dc de rizado casi nulo. Para ello necesitan de una fuente primaria de ac y de un bloque rectificador con fuente de voltaje estabilizada. En algunos casos este bloque de alimentación no posee el grado de invulnerabilidad necesario para soportar ciertos grados de distorsión de la onda de voltaje. Por esta razón los delicados circuitos son sometidos a variaciones notables en el lado dc de sus fuentes, afectando el funcionamiento de los mismos. Esta es la causa del re-arranque de computadoras y de la pérdida de control de las cajas registradoras sometidas a voltajes altamente contaminados. Además, los equipos con alto nivel de integración en sus elementos componentes que estén sometidos a voltajes distorsionados por armónicas durante prolongados períodos de tiempo, pueden presentar daños irreparables. En su gran parte estos daños provocan la inutilidad total del componente integrado del equipo en cuestión. Las computadoras y equipos relacionados con controladores programables requieren fuente de voltajes CA con factor de distorsión no más del 5%.

En el caso de los equipos que necesitan de un potencial de tierra nulo, si están conectados a conductores de neutro por los que circulan corrientes de armónicas, entonces se verán sometidos a voltajes de neutro a tierra ciertamente peligrosos que pueden causarles daños.

Existen además equipos electrónicos que necesitan sensar las magnitudes de fase para tener una noción de tiempo con respecto a los comienzos de los períodos de las corrientes y voltajes de alimentación. Normalmente basan su funcionamiento en la detección del cruce por cero de las magnitudes que chequean. Cuando estas están sometidas a los efectos de distorsión de las cargas no lineales, puede darse el caso de que aparezcan cruces por cero de las formas de onda en momentos que no coinciden con el cambio de signo del lóbulo (positivo o negativo) de la onda que se tome de referencia. Estas detecciones incorrectas pueden dar lugar a operaciones erróneas y en algunos casos al no funcionamiento de los equipos que controlan.

G) Aparatos de medición

Los aparatos de medición e instrumento de medición en general son afectados por armónicas, especialmente si ocurren resonancias que afectan la magnitud medida.

Dispositivos con disco de inducción, como los medidores de energía, son sensibles a componentes armónicas, pudiendo presentar errores positivos o negativos, dependiendo del tipo de medidor y de la armónica presente. En general la distorsión debe ser elevada (>20%) para producir error significativo⁵³. Por ejemplo un contador de energía inducción de clase 2 dará un error suplementario de 3% con una tasa del 5% para el 5° armónico de tensión y corriente.

Cuando el medidor es sometido a tensiones y corrientes distorsionadas, estas crean conjugados que hacen con que el disco acelere o desacelere, ocasionando errores de medición.

⁵³ Oleskovicz M. Qualidade da Energia – Fundamentos básicos. Apostila de La Universidade Federal de Sao Paulo, p. 1-129.

Los dos componentes en el error de medición en un ambiente no sinusoidal son: errores dependientes de la frecuencia y errores debido a la no linealidad. El primero es debido a la limitada faja de operación en los circuitos conversores de entrada y del propio instrumento en sí. El segundo es originado de las características no lineales del material del medidor y es dependiente de la forma de onda de las grandezas medidas⁵⁴.

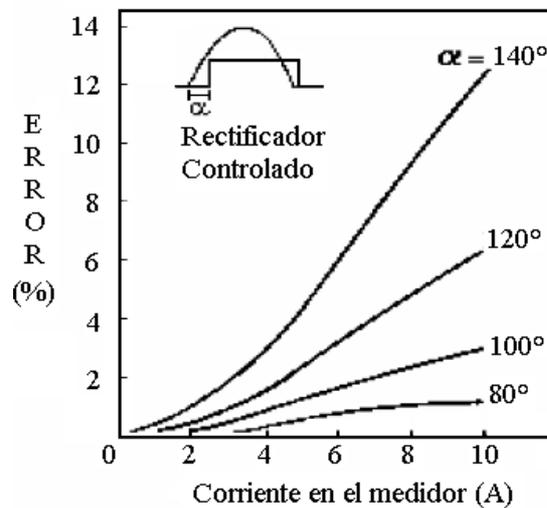


Fig. 2.9 Error medido en función de la corriente eficaz de un rectificador controlado⁵⁵.

La Figura 2.9 muestra la relación entre la corriente eficaz de alimentación de un rectificador trifásico de 6 pulsos y el error registrado por un medidor de kWh inductivo.

2.1.4 Resonancia serie y paralelo

La presencia de condensadores, tales como los utilizados en la corrección del factor de potencia, da lugar -en los mismos- a resonancias locales que originan corrientes excesivas y su posible deterioro o destrucción. También la resonancia

⁵⁴ DA COSTA E., PINHIRO W., Gomes R. (2000). Desempenho de Medidores de Wat-hora Indutivos em Ambientes não Senoidais. INMETRO – Brasil, p. 1-6

⁵⁵ OLESKOVICZ M. Op cit p. 66

ocurre cuando las corrientes armónicas inyectadas por las cargas no lineales interactúan con la impedancia de sistema para causar altos voltajes armónicas.

A medida que aumenta la frecuencia, la reactancia inductiva del circuito equivalente del sistema de distribución aumenta, en tanto que la reactancia capacitiva de un banco de capacitores disminuye. Existirá entonces al menos una frecuencia en que las reactancias son iguales, provocando la resonancia.

Resonancia Serie

En caso de que la tensión aguas arriba de la red está distorsionada, el circuito de resonancia serie, formado por la capacitancia del banco de capacitores y la inductancia de cortocircuito del transformador de alimentación, puede derivar altas corrientes armónicas a través del capacitor. La resonancia serie puede producir alta distorsión de tensión en el lado de baja tensión del transformador. La figura 2.10 muestra un circuito de resonancia serie.

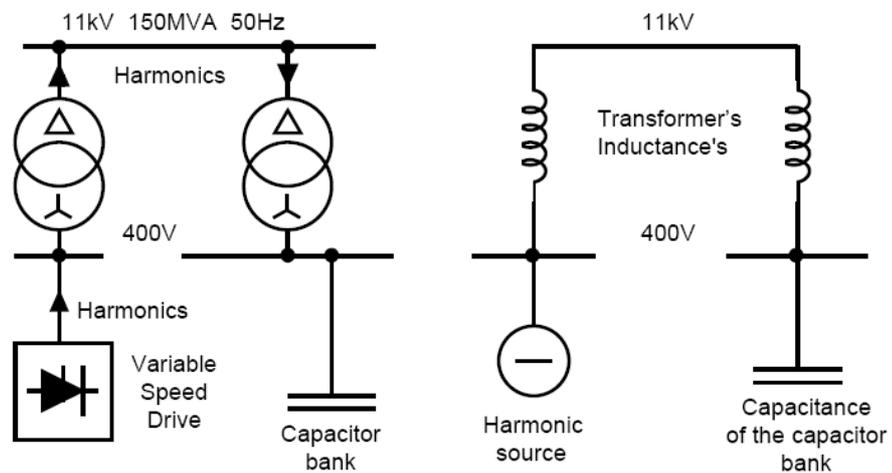


Fig. 2.10 Circuito de resonancia serie y circuito equivalente.

Resonancia en paralelo

Un ejemplo del circuito de resonancia en paralelo es mostrado en la figura 2.11, con su circuito equivalente.

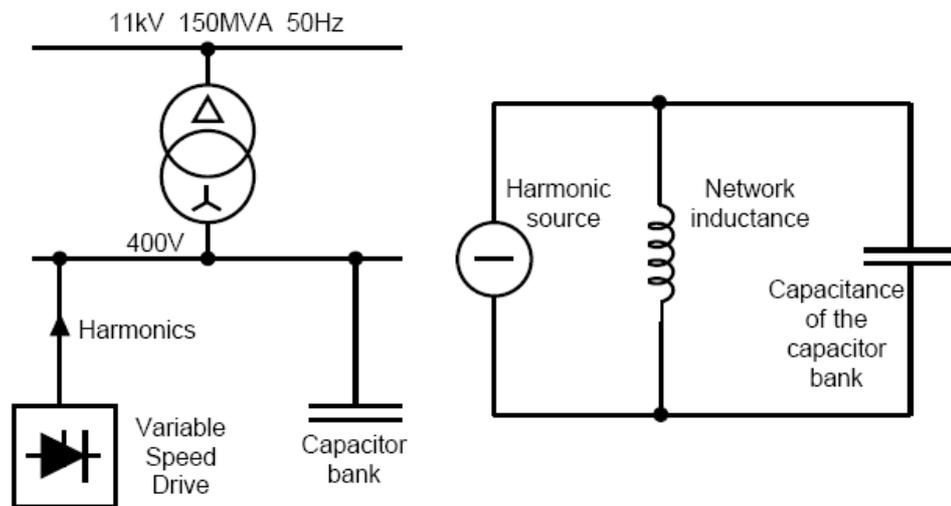


Fig. 2.11 Circuito de resonancia paralela y diagrama de impedancia⁵⁶

En el caso más simple de resonancia paralela, como una instalación industrial donde la impedancia del sistema es dominada por el transformador de servicio. Capacitores shunt están localizado dentro de la instalación, y las distancias son pequeñas. En tal caso, es posible usar una aproximación de resonancia paralelo simple cuya formula se desarrolla a continuación.

Sea X_{sys} la inductancia serie total por fase visto desde el punto de conexión de la carga no lineal (convertidor). A menudo este es predominado por la reactancia del transformador en servicio. La correspondiente inductancia es

$$L_{sys} = \frac{X_{sys}}{\omega_0} \quad (2.8)$$

⁵⁶ Toumainen H., Op cit 7

Si C_{cap} es la capacitancia por fase del capacitor de corrección de factor de potencia, la correspondiente reactancia es

$$X_{cap} = \frac{1}{\omega_0 C_{cap}} \quad (2.9)$$

La frecuencia de resonancia en paralelo es

$$f_{res} = \frac{\omega_{res}}{2\pi} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{sys}C_{cap}}} \quad (2.10)$$

Sustituyendo

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{\omega_0}{X_{sys}}} \sqrt{\omega_0 X_{cap}} = \frac{\omega_0}{2\pi} \sqrt{\frac{X_{cap}}{X_{sys}}} = f_0 \sqrt{\frac{X_{cap}}{X_{sys}}} \quad (2.11)$$

En el sistema por unidad, los MVA de cortocircuito del sistema es

$$MVA_{SC} = \frac{1}{X_{sys}}, \quad MVA_{cap} = \frac{1}{X_{cap}}$$

así que la frecuencia de resonancia se pone

$$f_{res} = f_0 \sqrt{\frac{MVA_{SC}}{MVA_{CAP}}} \quad (2.12)$$

Por lo tanto, de acuerdo a (2.12), en sistemas “fuertes” o “rígidos” (con MVA_{SC} relativamente alto) se tiene que las frecuencias de resonancia son altas. Cuando los capacitores son agregados la frecuencia de resonancia es reducida.

El riesgo de usar (2.12) es que representa solamente una pequeña parte de la situación verdadera de las armónicas. Tres puntos importantes para recordar son:

- Mientras se pronostica la frecuencia de resonancia, esto no da información sobre la extensión de la curva de resonancia,
- En cualquier momento puede haber frecuencia de resonancia donde haya capacitores shunt. A decir verdad todos los alimentadores de distribución son fuertemente resonantes al borde de la 5ª y 7ª armónicas. Sin embargo, la resonancia es un problema sólo si hay amperios armónicas suficientes para provocar los voltajes armónicas que pueden exceder los 5% de THD_V ,
- La mayoría de las instalaciones de los alimentadores de distribución posee cinco o más banco de capacitores, que pueden estar muchos en paralelo y en serie a través de la trayectoria. Por lo tanto simulaciones computacionales son requeridos para predecir con precisión niveles de distorsión a través del alimentador y alimentadores adyacentes conectados por el mismo transformador de la subestación.

Para observar mejor la influencia de la adición de capacitores (aumento de potencia capacitiva) en un sistema eléctrico, considérese una pequeña red eléctrica con una fuente de corriente armónica (barra 6) mostrada en la figura 2.12.

Mediante el programa HARMZs de la CEPEL (Centro de Pesquisas de Energia Elétrica)⁵⁷, se simuló la respuesta en frecuencia de la impedancia propia de la barra 4 con dos valores diferentes de capacitancia en la misma barra. En la primera simulación (ver figura 2.13) con el valor de $C=2.0 \mu\text{F}$ se ve que existe una resonancia a una frecuencia de 690 Hz aproximadamente. En la segunda simulación (ver figura 2.14) con $C=4.0 \mu\text{F}$ se observa que la frecuencia de resonancia es de 511 Hz.

⁵⁷ Manual de Utilização do Programa HarmZs Versão 1.5 CEPEL - Centro de Pesquisas de Energia Elétrica – 2004.

En conclusión se observa que efectivamente al aumentar la potencia el banco de capacitores la frecuencia de resonancia del sistema se desplaza hacia frecuencias bajas, en este caso a 511Hz.

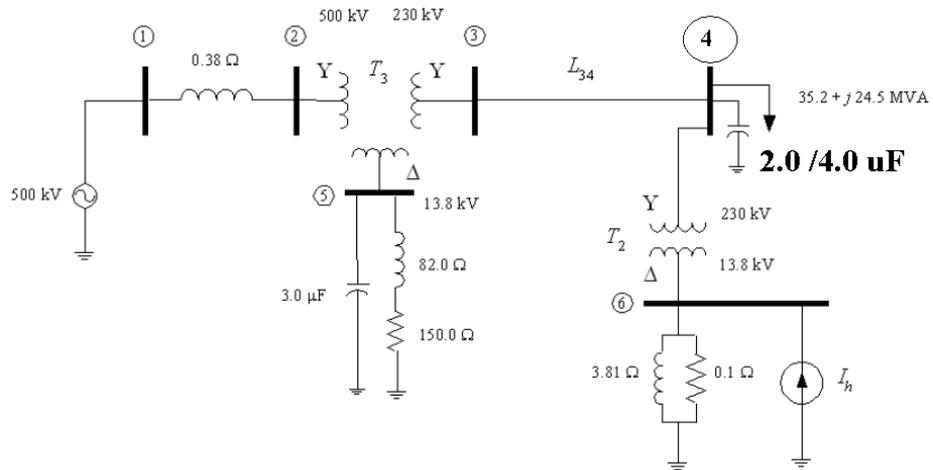


Fig. 2.12 Sistema eléctrico de 6 barras con fuente de inyección de corriente armónica⁵⁸

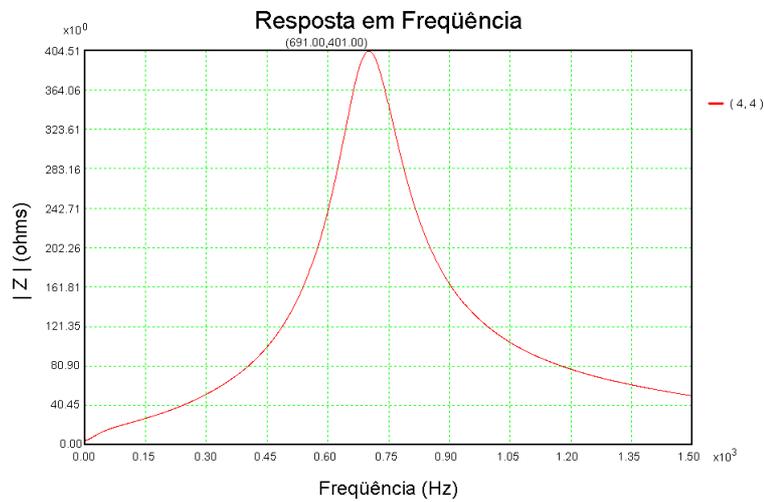


Fig. 2.13 Respuesta en frecuencia en la barra 4, con C=2.0 uF⁵⁹

⁵⁸ Sistema elaborado por los autores

⁵⁹ Figura, resultado de la simulación del sistema anterior

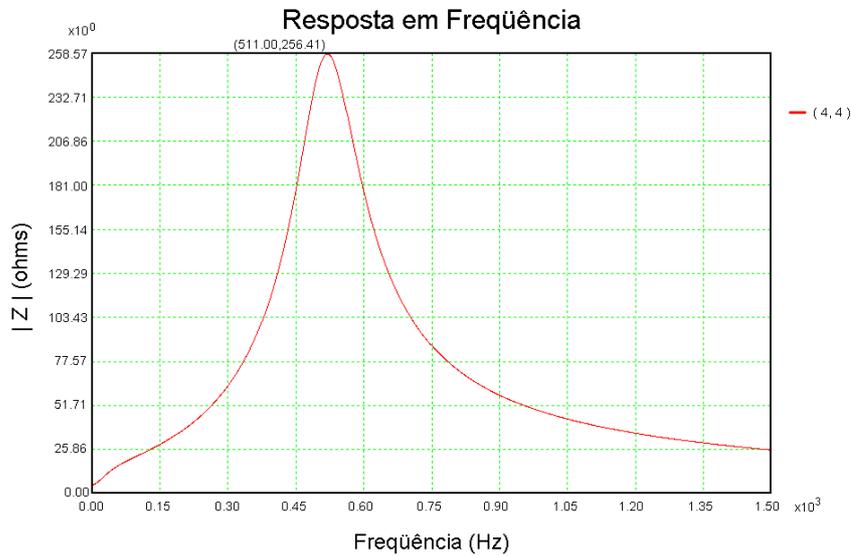


Fig. 2.14 Respuesta en frecuencia en la barra 4, con C=4.0 uf⁶⁰

Ejemplo de cálculo sobre resonancia

Un ejemplo sencillo sobre el cálculo de resonancia de un banco de condensadores de corrección de factor de potencia se muestra a continuación.

La Figura 2.15 muestra el circuito equivalente de un sistema típico constituido por un transformador de alimentación, un banco convencional de condensadores y una fuente de armónicas que inyecta 38 A de armónica 5⁶¹.

En ausencia del condensador, la distorsión en el sistema se puede calcular mediante:

$$V_h = 5 * 2\pi 50 * 0.00509 * 38 = 303.8 \text{ V}$$

⁶⁰ Gráfico, resultado de la simulación realizado por los autores

⁶¹ Ejemplo elaborado por los autores

El voltaje nominal del sistema analizado es 23kV entre fase, de manera que:

$$V_h [\%] = \frac{303.8}{23000/\sqrt{3}} * 100 = 2.63\%$$

Es decir, se trata de una distorsión de un valor real aceptado por norma (ver tabla 5.4 de la IEEE 519).

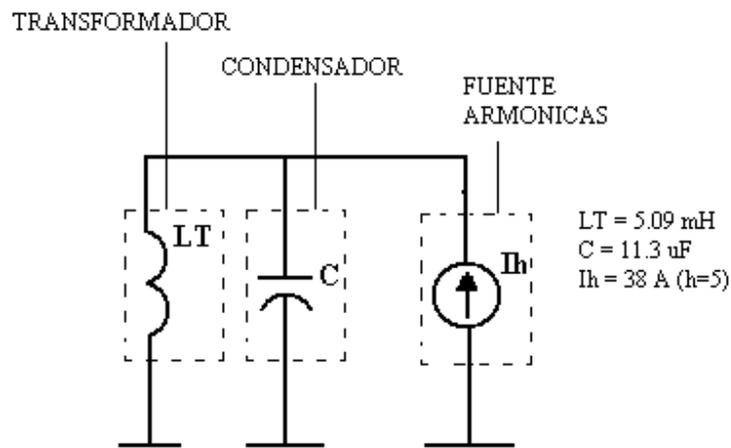


Fig. 2.15 Circuito equivalente armónica con compensación de factor de potencia⁶²

Al conectar el condensador de compensación de factor de potencia, el valor de tensión armónica será:

$$V_h = 38 * Z_{eq}(h)$$

en que:

$$-0.1073$$

El voltaje de distorsión es:

$$V_h = \frac{38}{0.1073} = 354 \text{ V} = 3.07\%$$

⁶² Gráfico elaborado por los autores

La distorsión del sistema crece, pero lo que es más grave, el sistema presentará una resonancia alrededor de la armónica 13. En efecto:

$$h_{res} = \frac{1}{2\pi 50 \sqrt{0.00509 * 0.0000113}} = 13.3$$

Esto significa que los condensadores aumentan la distorsión en un sistema, y contribuyen a producir el fenómeno de resonancia, es decir, un aumento de la distorsión enormemente elevado, que termina por hacer explotar condensadores o transformadores, si es que las protecciones no operan debido, precisamente, a la presencia de armónicas en el sistema.

La potencia reactiva, por fase, compensada por el condensador es:

$$Q_d = [23000 / \sqrt{3}]^2 * 2\pi 50 * 0.0000113 = 625.6 \text{ KVAR}$$

CAPITULO 3

TECNICAS DE ATENUACION DE ARMONICOS

3.1 Conexiones de Transformadores

Las armónicas influyen fundamentalmente sobre los transformadores de distribución reductores (típicamente triángulo-estrella 380/220 V) en los que el mayor porcentaje de cargas son equipos electrónicos monofásicos, conectados entre línea y neutro.

Las corrientes armónicas del neutro se reflejan en el triángulo, por donde circulan elevando la densidad de flujo en el núcleo. También, las corrientes de Foucault, proporcionales a la frecuencia aumentan considerablemente.

La aparición de armónicas en transformadores se debe a la relación no lineal existente entre el flujo magnético y la corriente de excitación. Así, operar un transformador en la región más lineal, es buena medida para reducir los niveles armónicos.

En lo que sigue de esta sección, varios casos de conexiones de transformadores serán analizados, con el propósito de demostrar algunas técnicas básicas de mitigación de armónicas.

3.1.1 Primario conectado en triángulo

Supongamos tres transformadores monofásicos, como los mostrados en la figura 3.1, perteneciente a un banco trifásico, y que inicialmente solo el primario este conectado en triángulo, estando los secundarios en circuito abierto y no conectado entre sí. Si los transformadores son iguales y las tensiones de líneas, simétricas, las

formas de onda de las corrientes de excitación serán iguales en amplitud, pero desfasadas en 120°.

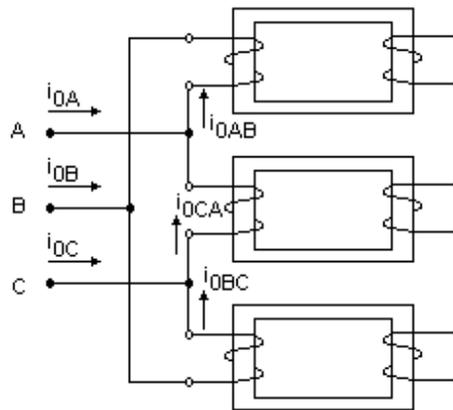


Fig.3.1 Banco de transformadores monofásicos con primario en Δ ⁶³

Para las corrientes de línea se tiene:

$$i_{0A} = i_{0AB} - i_{0CA} \quad (3.1)$$

Tanto las ondas de las corrientes en la fase como en la línea (no sinusoidales) pueden ser descompuestas por series trigonométricas de Fourier. Los resultados del análisis matemático muestran que, para las corrientes en la fase, se tiene todas las armónicas de orden impar, al paso que la corriente de excitación de la línea no presenta, por ejemplo, terceras armónicas, ni sus múltiplos.

Sea, inicialmente, las terceras armónicas de las corrientes en el triángulo. Las tres corrientes de fases ($i_{0AB}, i_{0BC}, i_{0CA}$) están desfasadas 120° entre sí. Por método gráfico o analítico, que las terceras armónicas correspondientes están en concordancia de fase. Para las ondas fundamental y de terceras armónicas, se pueden trazar los siguientes diagramas fasoriales (figura 3.2).

⁶³ OLIVEIRA J., COGO J., ABREU J. Transformadores teorías y ensayos. Cap 10 p. 116

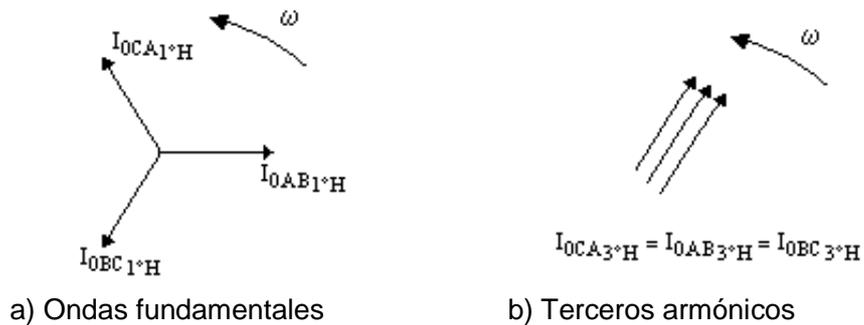


Fig. 3.2 Diagrama fasorial para las dos primeras componentes de $i_0 = f(t)$ ⁶⁴

De la figura 3.3, se constata que no existe corriente de tercer armónica de línea, pues, considerando la primera ley de kirchhoff aplicada a los vértices del triángulo, se concluye que la corriente de línea dada por la suma de las corrientes que llegan a un nodo es igual a cero. Para llegarse a tal resultado basta recordar que las corrientes de tercer armónica están en fase y poseen el mismo módulo, originando, por tanto, una única corriente de malla.

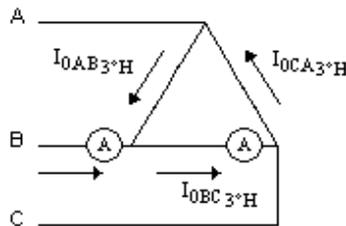


Fig. 3.3 Circuito para los componentes de tercer armónica.⁶⁵

Utilizando el mismo raciocinio, se puede concluir que todas las armónicas impares de orden múltiplo de tres se comportan análogamente a este. Pasa que tales componentes presentan amplitudes bien menores, hecho que hace mayor la preocupación por la tercer armónica. Nótese que un amperímetro colocado en la fase haría una lectura de una corriente eficaz, en la cual entrarían la primera, tercera, quinta y séptima componentes. En el caso de que todos los componentes tuviesen correspondencia en la línea, un amperímetro allí colocado acusaría una lectura anterior multiplicada por $\sqrt{3}$, en tanto, como fue analizado, alguno de los componentes no

⁶⁴ Oliveira J., Cogo J., Abreu J. Op cit Cap 10 p. 117

⁶⁵ Ibid p. 117

poseen correspondencia en la línea. Con base a estas condiciones, se tiene la relación de abajo para las corrientes eficaces de línea y fase.

$$I_{0L} < \sqrt{3}I_{of} \quad (3.2)$$

3.1.2 Secundario conectado en estrella (con neutro aislado)

Los componentes de tercer armónica de la corriente de excitación de los arrollamientos primarios conectados en triangulo originan una pequeña tercer armónica de flujo.

Si el flujo de tercer armónica corresponde a aproximadamente 0.1% de la nominal, las deformaciones de flujo, de modo a producir la citada componente, serán tan pequeñas que hasta podrían ser despreciadas. Se verifica de esta manera, presentando el flujo una pequeña deformación, que en el secundario será inducida una tensión que poseerá componentes de frecuencias triples en relación a la fundamental, que análogamente al caso de las corrientes estarán en concordancia de fase.

Si el secundario es conectado en estrella con neutro aislado; en cada fase, por motivo encima expuesto, habrá pequeñas tensiones de tercer armónica entre fase-neutro. Recordando el motivo de no existencia de terceras armónicas de corrientes de línea (del primario) se concluye que también las tensiones de línea no presentan terceras armónicas. Para verificar esta afirmación, observe la figura 3.4, donde se indica para el secundario las tensiones inducidas de tercer armónica. La tensión fundamental, no fue representada por ser innecesaria para este análisis.

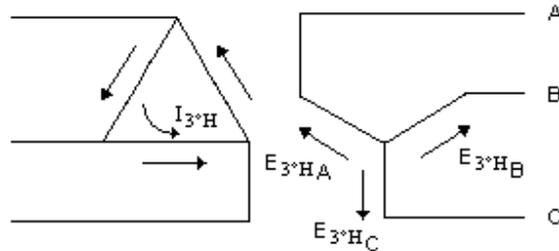


Fig. 3.4 Corrientes y tensiones de 3ª armónica para conexionado Δ-Y⁶⁶

Fácilmente, se concluye que entre fase y neutro existen tensiones de tercer armónica, pero en la línea tal cosa no ocurre, pues, aplicando

$$\dot{E}_{3^{\circ}HB} = \dot{E}_{3^{\circ}HA} - \dot{E}_{3^{\circ}HAB}, \text{ se tiene como resultado:}$$

$$\dot{E}_{3^{\circ}HAB} = 0 \tag{3.3}$$

pues los fasores poseen mismos módulos y están en fase.

3.1.3 Secundario conectado en estrella (con neutro aterrado)

Considerando el problema de la estrella aterrada, el efecto será el mismo, siendo que la única diferencia entre la estrella aterrada o no, estaría en términos de un circuito eléctrico para las corrientes de tercer armónica y sus múltiplos.

Eso es importante pues conforme fue expuesto, el gran inconveniente de las citadas corrientes es la interferencia con otras líneas. Para el estudio de la posibilidad de la existencia de corrientes de tercer armónica y sus múltiplos impares, en el circuito secundario, se tiene la figura 3.5.

⁶⁶ OLIVEIRA J., COGO J., ABREU J. Op cit. Cap. 10 p. 119

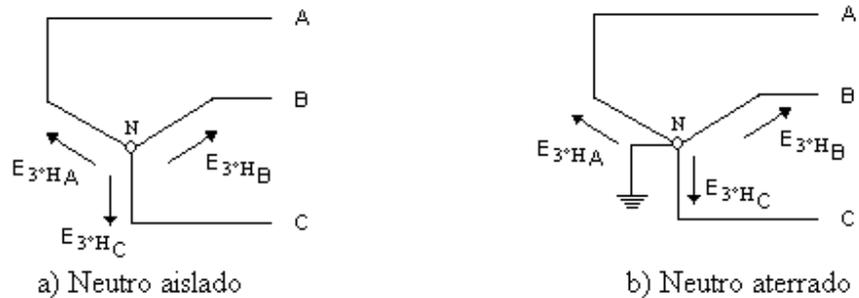


Fig. 3.5 Influencia del aterramiento del neutro.

En el caso (a), la única malla formada sería obtenida por un circuito entre fases, y como las tensiones de tercer armónica están en fase, no habrá una correspondiente tensión resultante, imposibilitando la circulación de corriente armónica triple. Ya para el caso (b), se tiene, además de la referida malla, un circuito de fase para la tierra. Por tanto, considerando únicamente la conexión del transformador, se concluye que el caso (b) permitirá la circulación de corriente de tercer armónica y sus múltiplos por el secundario del transformador.

Ahora, de modo a concluir sobre la existencia de la corriente secundaria de tercer armónica del caso (b), se realizará un comentario sobre la carga conectada.

Por tanto, sea la figura 3.6:

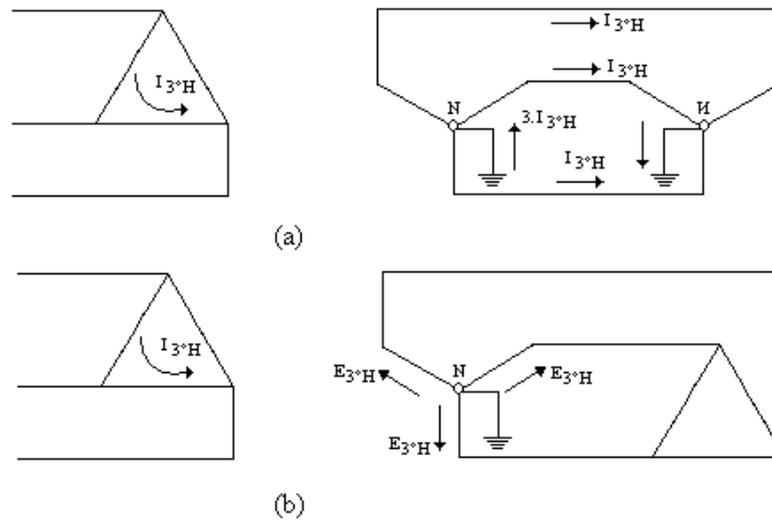


Fig. 3.6 Influencia de la conexión de la carga. a) Carga en estrella aterrada. b) Carga en delta⁶⁷

Para el caso de la figura 3.6(a), la carga establece un circuito para la corriente de tercer armónica. Para el caso de la carga en delta, tal cosa ya no ocurre, es decir no se establece un camino para las armónicas “triplen”.

3.1.4 Secundario conectado en triángulo

Anteriormente, fue visto que en el secundario se tenían en las tres fases, además de las otras componentes, también tensiones de tercer armónica que, conforme se sabe están en fase.

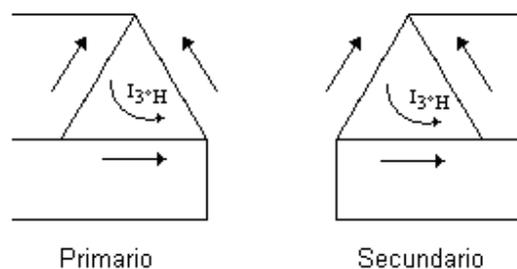


Fig. 3.7 Enrollamiento primario y secundario conectados en triángulo.

⁶⁷ OLIVEIRA J., COGO J., ABREU J. Op cit. Cap. 10 p. 120

En la figura 3.7 se observa fácilmente circuitos establecidos por el triángulo, una pequeña corriente de tercer armónica (la distorsión del flujo es mínima) se establece también en las fases del arrollamiento secundario. Esta corriente de tercer armónica en el secundario, según fue mostrado, no sale del delta. En este caso, debido a la circulación de las corrientes de tercer armónica habría también una disminución de las tensiones del tercer armónica.

Como la conexión del secundario en triángulo, se tiene pues, un circuito interno que posibilita la circulación de corrientes de tercer armónica, cuya ventaja es disminuir dicha tensión armónica. Por otro lado, el inconveniente de la interferencia no existirá, visto que no habrá $I_{3^0_H}$ y sus múltiplos en la línea.

3.1.5 Secundario conectado en zig-zag y de múltiples salidas

Una solución interesante es la utilización de transformadores con el primario en estrella (sin neutro) y el secundario en zig-zag. Este acoplamiento permite tener el mínimo de distorsión en el secundario.

En efecto, en este caso, las corrientes armónicas de 3er orden no circulan por el primario del transformador y la impedancia Z_s depende sólo de los arrollamientos del secundario. La inductancia es muy baja y la resistencia se reduce poco más o menos a la mitad, comparada con la de un transformador Δ -Y de la misma potencia.

La figura 3.8 y el cálculo que sigue permiten entender por qué las corrientes de pulsación ($3k\omega$) no se encuentran en el primario del transformador (corriente homopolar nula).

Por ejemplo, la corriente que circula por el arrollamiento primario (N1), vale:

$$\frac{N_2}{N_1}(i_1 - i_3) \quad (3.4)$$

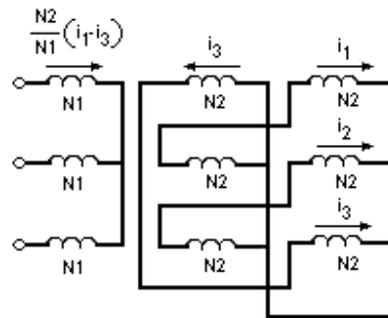


Fig. 3.8 Transformador con secundario en zig-zag.

siendo:

$$i_1 = I_1(3k) = I_1 \text{sen}(3k\omega t)$$

$$i_3 = I_3(3k) = I_3 \text{sen}3k\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right)$$

$$i_3 = I \text{sen}(3k\omega t) = i_1$$

de donde:

$$\frac{N_2}{N_1}(i_1 - i_3) = 0 \quad (3.5)$$

Por otro lado, el transformador de doble salida (ver figura 3.9) se construye con dos devanados secundarios desfasados entre sí 30° grados. El primario conectado en triángulo, como ya sabemos, bloquea las armónicas triples de cargas equilibradas. Los secundarios compensan sobre todo las armónicas de orden 5, 7, 11, 19.

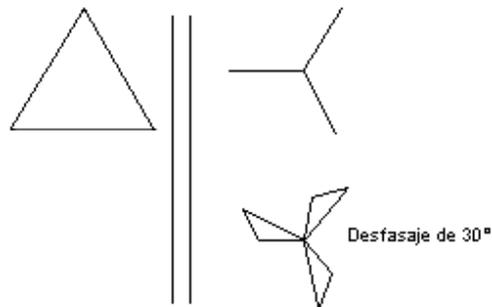


Fig. 3.9 Transformador con doble salida

3.2 Utilización de rectificadores dodecafásicos

Esta solución consigue, por combinación de las corrientes, eliminar en el primario las armónicas de orden más bajo, como la 5^a y 7^a (frecuentemente, los más molestos, por su mayor amplitud). Necesita un transformador con dos secundarios, uno en estrella y otro en triángulo, consiguiéndose no generar armónicas más que de orden $12k \pm 1$.

3.3 Filtros de armónicas

El objetivo del filtrado es reducir la distorsión de las ondas de tensión y corriente producidas por los componentes no lineales de la red eléctrica y proveer al sistema toda o parte de la potencia reactiva que éste necesita.

Cuando se pretende evitar que una determinada frecuencia penetre en algún elemento de la red, la solución más sencilla es el uso de un filtro de bloqueo en serie con el dispositivo; 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 armónicas en la fuente de origen porque la generación de armónicas por los componentes no lineales de la red -tales como transformadores y convertidores estáticos- es esencial para su normal funcionamiento⁶⁸.

Generalmente, el elemento no lineal es una fuente de armónicas de corriente y la solución ideal es la absorción local de las armónicas por medio de filtros activos. Sin embargo, la tecnología -más frecuente en la actualidad- elimina las armónicas de intensidad mediante filtros pasivos de baja impedancia, a las frecuencias requeridas, conectados en paralelo con la fuente de armónicas.

Una solución más efectiva para minimizar la penetración de armónicas de corriente en la red, independientemente de su impedancia, es el uso combinado de filtros serie-paralelo, pero resulta demasiado costosa.

En general los filtros para componentes armónicas pueden ser clasificados en:

- Filtros pasivos
- Filtros activos
- Filtros híbridos

3.3.1 Filtros pasivos

Los filtros pasivos pueden ser, según el propósito particular que se persigue, de dos tipos:

- Filtros Series.
- Filtros "Shunt" o paralelo.

⁶⁸ Rios C., Naranjo M., Alfonso G. (2003). Análisis de Armónicos en Sistemas Eléctrico. Revista: Scientia Et Técnica N°21 – Colombia, p. 1-6.

A) Los filtros series

Los Filtros Series evitan el paso de una componente de frecuencia particular, desde el contaminante hacia alguna componente de la planta o parte del sistema de potencia, mediante la presencia de una gran impedancia serie a la frecuencia especificada. Estos constan de un inductor y un capacitor en paralelo que se posicionan en serie a la parte de la red que se desea proteger.

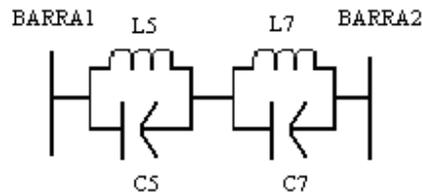


Fig. 3.10 Filtro pasivo en serie⁶⁹

A) Filtros “shunt” o paralelos

Los Filtros "Shunt" o paralelo proveen un paso alternativo de muy baja impedancia para las frecuencias armónicas, y consisten en una rama resonante serie, compuesta por elementos RLC en conexión paralela con el sistema de alimentación, entre otros.

El filtro paralelo presenta mayores ventajas que el filtro serie porque: es más económico, sólo transporta las corrientes armónicas para las que fue sintonizado, proporciona una parte de la potencia reactiva al sistema.

Existe una gran variedad de configuraciones de filtros, pero las más utilizadas son los **Filtros Sintonizados Simples y los Pasa Altos**.

⁶⁹ Rios C., Naranjo M., Alfonso G. Op cit. p. 2

El **Filtro Sintonizado Simple** (figura 3.11a), elimina una armónica determinada; consiste en un banco de condensadores conectado en serie con un inductor. Para dimensionar los parámetros C_F y L_F del filtro se procede como sigue:

$$\omega_h = 2\pi fh \quad (3.6)$$

donde, h es el armónico al cual se quiere sintonizar, ω es la frecuencia angular y f es la frecuencia fundamental.

$$X_C = \frac{1}{\omega C} = \frac{|V|^2}{Q_C} \quad (3.7)$$

donde, X_C es la reactancia capacitiva, Q_C es el valor de la potencia reactiva que el filtro va a suministrar en cada rama, V es la tensión nominal.

$$C_F = \frac{1}{2\pi f X_C} \quad (3.8)$$

$$L_F = \frac{1}{4\pi^2 f^2 h^2 C_F} \quad (3.9)$$

$$X_{Lh} = \omega_h L_F \quad (3.10)$$

$$Q = \frac{X_{Lh}}{R_F} \quad (3.11)$$

donde, C_F y L_F es la capacitancia e inductancia del filtro, Q es el factor de calidad del filtro, X_{Lh} es la reactancia a la frecuencia h , R_F la resistencia interna del inductor.

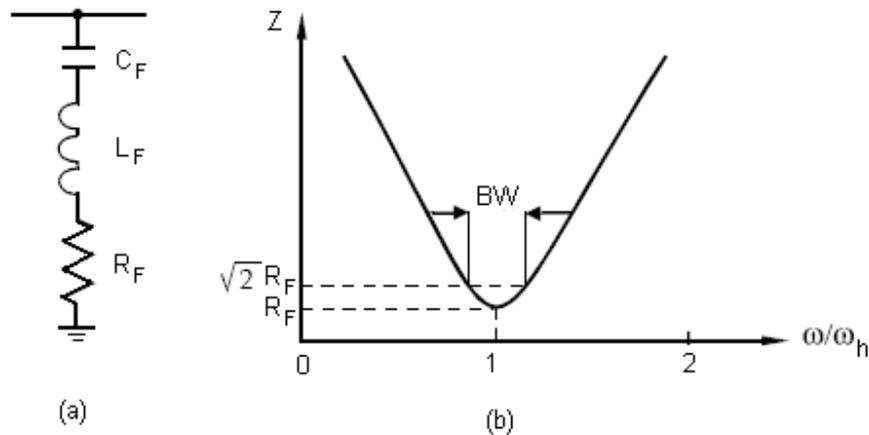


Fig. 3.11 (a) Filtro Sintonizado Simple (b) Comportamiento en frecuencia⁷⁰

Por lo expuesto arriba, un filtro pasivo en derivación está sintonizado a la frecuencia que iguala sus reactancias inductiva y capacitiva.

Como muestra la figura 3.11 (b), el paso de banda del filtro BW , es el grupo de frecuencias limitado por los puntos donde la reactancia iguala a la resistencia, es decir, cuando el ángulo de la impedancia es de 45° y su módulo $\sqrt{2} R$.

Otra forma de representar (3.11) es a través de la relación:

$$Q = \omega_h / BW \quad (3.12)$$

siendo ω_h la pulsación correspondiente a la frecuencia de sintonización; como muestra (3.11) cuanto mayor es el factor de calidad, más reducido es el paso de banda. El factor de calidad del filtro, Q , determina la efectividad de la sintonización; los

⁷⁰ Eguíluz Morán L. I. Op cit. p. 43

filtros de Q elevado están sintonizados a una armónica baja -como tercera o quinta-, siendo sus valores típicos de Q de 30 a 60.

Los filtros de Q reducido -entre 0,5 y 5- presentan impedancias bajas para un gran ancho de banda y se les denomina **Filtros Pasa Altos** (pasa banda). La figura 3.12 muestra éste filtro, junto con su respuesta en frecuencia.

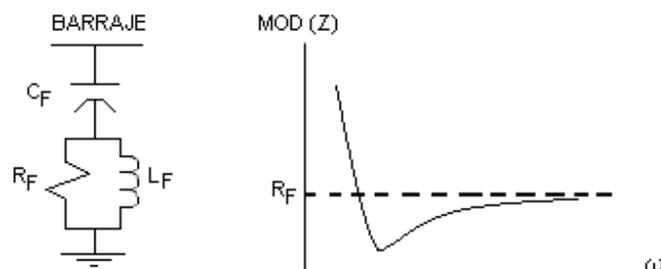


Fig. 3.12 (a) Filtro Pasa Alto (b) Comportamiento en frecuencia

Cuando la impedancia de la red sufre variaciones considerables, no es recomendable el uso de filtros de elevado factor de calidad; en su lugar, son aconsejables los de paso de banda, que poseen una mayor atenuación, aunque tienen el inconveniente de que aumentan las pérdidas a la frecuencia fundamental.

De cualquier modo, un filtro pasivo está condicionado a la red externa -tanto a la carga como a la topología de la red de suministro- y, por tanto, un diseño ajustado a todos los regímenes de trabajo es muy difícil de lograr.

C) Ejemplo de diseño de filtro pasivo

Sea el diagrama unificar de la figura 3.13, usando 10MVA como base, el proceso de cálculo del filtro de armónica en la barra de 13.8 kV es como sigue⁷¹.

⁷¹ KEITH H. SUEKER, Power Factor Correction for Thyristor Equipment in the Glass Industry, **IEEE** transactions on industry applications, vol. **24**, no. **1**

$$X_s = \frac{MVA_{BASE}}{MVA_{SC}} = \frac{10}{1500} = 0.0067 p.u.$$

$$X_{T1} = Z \frac{MVA_{BASE}}{MVA_{TRANS}} = 0.08 \frac{10}{15} = 0.0533 p.u.$$

La potencia de corto circuito en la barra de 13.8 kV es:

$$MVA_{SC} = \frac{MVA_{BASE}}{Z} = \frac{10}{0.0067 + 0.0533} = 166.7 MVA_{SC}$$

La carga total del sistema es de 12 MW y opera con un factor de potencia de 0.78 inductivo.

$$MVA_{LOAD} = \frac{MW}{pf} = \frac{12}{0.78} = 15.385 MVA$$

$$MVAR = MW (\tan \arccos \theta) = 12(0.802) = 9.627 MVAR$$

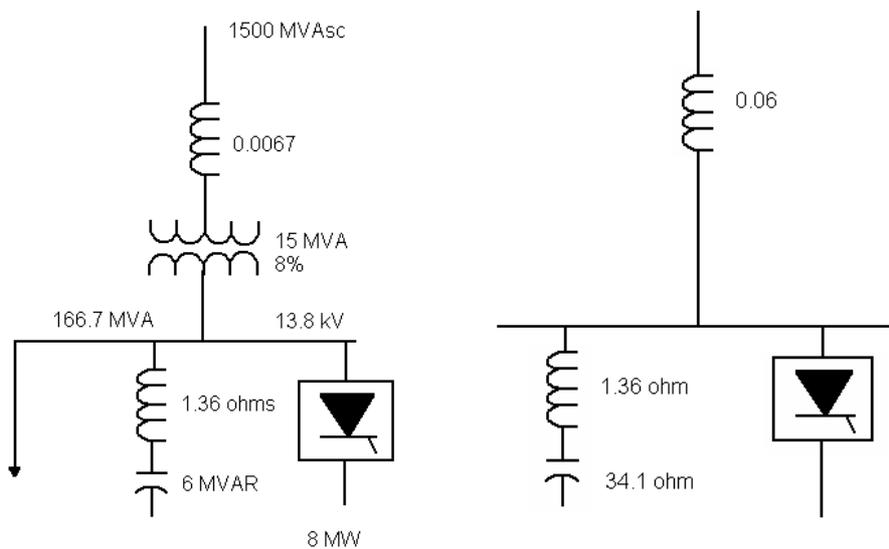


Fig. 3.14 Diagrama unifilar (a) y de impedancia (b) para diseño del filtro

El triángulo de potencia es dado, como muestra la figura 3.14:

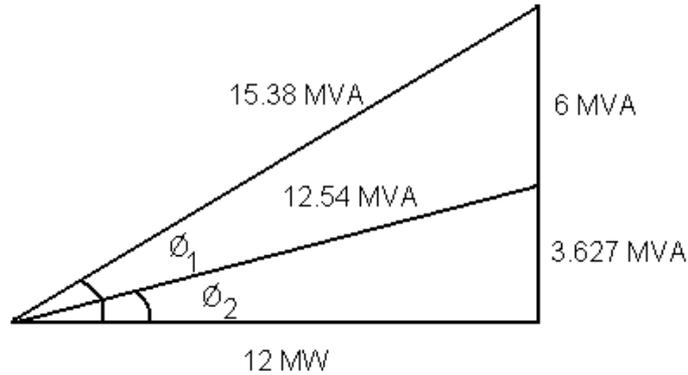


Fig. 3.14 Triángulo de potencia para el diseño del filtro

La corrección del factor de potencia a 0.95:

$$MVAR = MW \tan \arccos \phi = 12(0.3287) = 3.944 MVAR$$

$$MVAR_{CAPACITOR} = 9.627 - 3.944 = 5.683 MVAR$$

En este caso usar capacitor de 6 MVAR, para obtener un factor de potencia de 0.95 aproximadamente.

Para el diseño del filtro pasivo para la 5ª armónica; consideremos el capacitor de 6 MVAR:

$$X_c = \frac{kV^2}{MVAR} = \frac{13.8^2}{6} = 31.74 \Omega$$

$$C = \frac{1}{2\pi f X_c} = 100.34 \mu f$$

$$X_L = \frac{X_c}{h^2} = \frac{31.74}{5^2} = 1.27 \Omega$$

$$L = \frac{X_L}{2\pi f} = \frac{1.27}{2\pi 50} = 4.045mH$$

La corriente a través del capacitor (corriente del filtro) es dado por:

$$I_C = \frac{V}{X_C - X_L} = \frac{13800}{(31.74 - 1.27)\sqrt{3}} = 261.5A$$

La tensión fundamental en el capacitor es dado por:

$$V_C = I_{C1} * X_{C1} = 261.5 \times 31.74 = 8300V$$

Dada la tensión fundamental por fase de 7960 V, tenemos:

$$\frac{8300}{7960} = 1.042 p.u.$$

Esta tensión es muy alta para esta aplicación ya que el capacitor deberá soportar adicionalmente. En este caso deberíamos especificar un capacitor que soporte tensión armónica.

3.3.2 Filtros activos

Un filtro activo es un dispositivo que utiliza, al menos, un convertidor estático para satisfacer la función de «compensación activa de armónicas». Este término genérico agrupa por tanto una multitud de sistemas, que se diferencian por:

- el número de convertidores utilizados y su forma de asociación,
- su tipo (fuente de tensión, fuente de corriente),
- las leyes generales de regulación aplicadas (compensación en corriente o en tensión),

- la adición eventual de componentes pasivos (incluso también filtros pasivos).

Todos estos sistemas activos tienen en común: *que todos generan tensiones o corrientes que se oponen a las armónicas creadas por las cargas no lineales.*

La realización más típica es la que muestra la figura 3.15, que se suele calificar como de topología "shunt" o paralelo. El compensador activo tipo serie (figura 3.16) sólo se citará como recordatorio, porque se usa muy poco. Su misión es la de permitir la conexión de una carga sensible a una red con perturbaciones, para bloquear las fuentes de tensiones armónicas que proceden de las fuentes aguas arriba. Pero, de hecho, esta solución para anular las perturbaciones aguas arriba tiene poco interés, porque: tendrá que soportar corrientes de cortocircuito, y en una red es más eficaz actuar sobre las causas mismas de la distorsión de la tensión (las fuentes de corrientes armónicas).

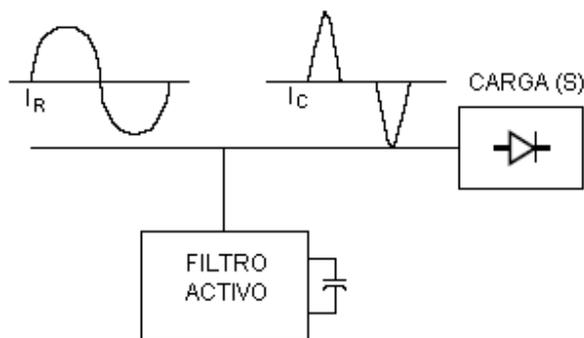


Fig. 3.15 El compensador activo tipo "shunt".

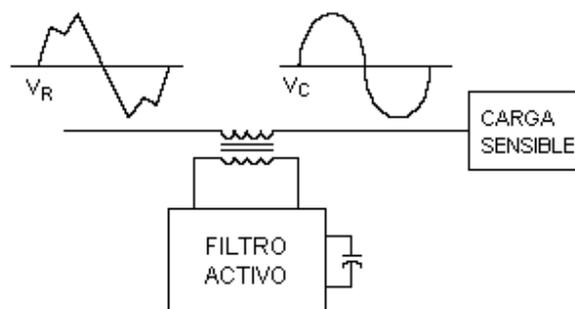


Fig. 3.16 El compensador activo tipo serie.

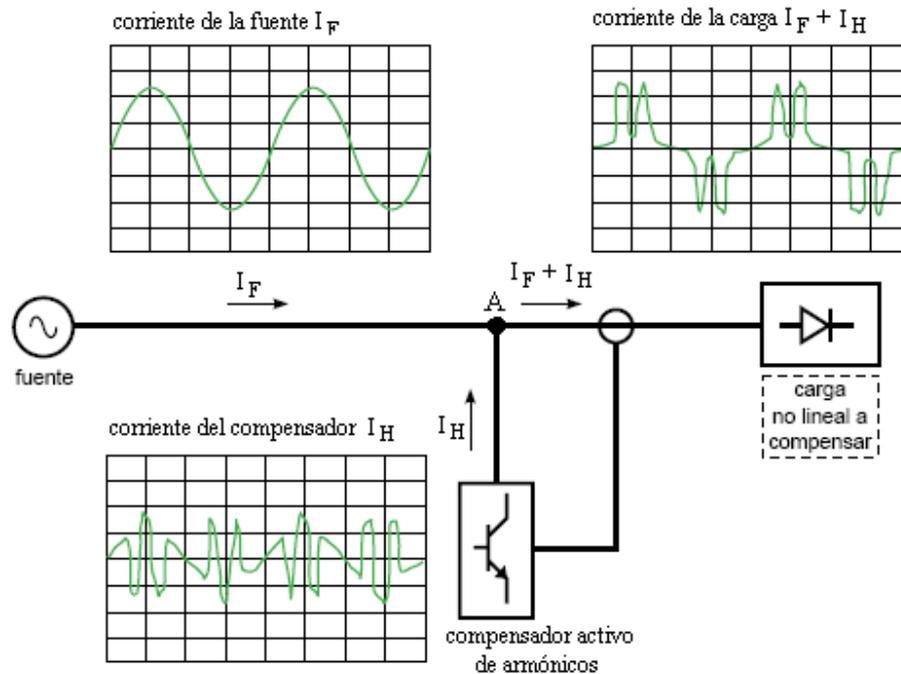


Fig. 3.17 Principio de compensación de la componentes de armónicas mediante el compensador activo paralelo⁷²

El concepto de filtro activo paralelo (FAP) puede ser representado a través de la analogía con las técnicas de cancelación activa de ruidos ANR "*Active Noise Reduction*", o sea, interferir a la señal no deseada de modo a atenuarlo. Esto es posible si se genera una interferencia destructiva, es decir, una señal de la misma amplitud y fase opuesta. El objetivo del FAP como dijimos, es minimizar -o incluso anular- en el punto de conexión las armónicas de la corriente (o de la tensión), inyectando una corriente (o una tensión) adecuadas (figura 3.17). Con la condición de que el dispositivo sea capaz de inyectar en cada instante una corriente cuya componente armónica sea de la misma amplitud que la de la carga y en oposición de fase, entonces la suma algebraica de corriente en "A" garantiza que la corriente entregada por la fuente es una señal sinusoidal pura.

⁷² BETTEGA E., FIORINA J. 2003. Armónicos: Rectificadores y Compensadores Activos. Schneider Electric CT n° 183, p. 13

Este tipo de dispositivo resulta especialmente válido para la depuración de las redes BT, sea cual sea el punto de conexión escogido y el tipo de carga (porque este dispositivo se auto-adapta). Conseguimos así, según el nivel de inserción:

- una compensación local: si el compensador está asociado a una carga no lineal,
- una compensación general: si la conexión se realiza -por ejemplo- a nivel del Tablero General de BT de la instalación.

El compensador activo paralelo constituye por tanto una fuente de corriente independiente de la impedancia de la red.

En cuanto a su estructura el FAP se descompone en dos subconjuntos (figura 3.18):

- el de potencia: filtro de entrada, ondulator reversible y elementos de almacenamiento,
- el de control: generación de las referencias, regulación de tensión y de corriente, control del seguimiento del convertidor.

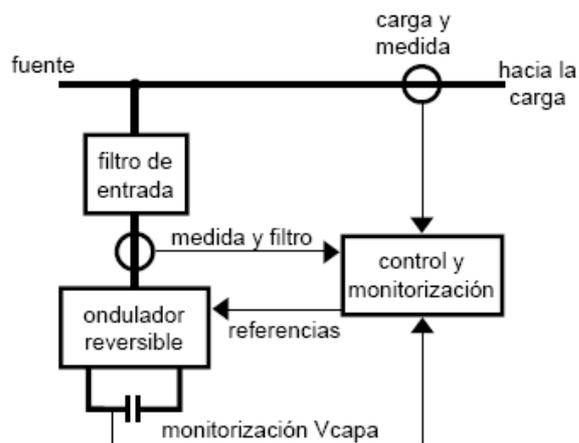


Fig. 3.18 Estructura del principio de funcionamiento de compensador activo paralelo⁷³

⁷³ Ibid p. 14

3.3.3 Compensadores con estructura híbrida

En cuanto a la eliminación de armónicas las necesidades son múltiples, porque se puede querer garantizar:

- que una carga perturbadora no afecte a una red «limpia»,
- el correcto funcionamiento de una carga sensible (o una red sensible) en un entorno perturbado,
- simultáneamente, los dos objetivos citados.

El problema de la compensación de armónicas puede tratarse a dos niveles exclusiva o complementariamente:

- compensación “*shunt*” mediante una fuente de corriente situada aguas abajo del punto considerado: es la solución “*shunt*” descrita en la sección anterior,
- compensación «serie» con la instalación de una fuente de tensión situada aguas arriba del punto considerado.

Las estructuras que se dan en la siguiente sección, llamaremos «híbridas» son las que combinan las dos soluciones. Utilizan simultáneamente los filtros pasivos y los compensadores activos. Existen varias combinaciones posibles; aquí se presentarán tres.

A) La estructura híbrida paralelo / serie

En el esquema de la figura 3.19 se representan los principales subconjuntos de esta estructura, a saber:

- uno o varios conjuntos de filtros pasivos resonantes (F_i) conectados en paralelo con la(s) carga(s) perturbadora(s),

- un compensador activo, constituido por un acoplador magnético (Tr), cuyo primario se conecta en serie con el (los) filtro(s) pasivo(s), y un inversor (MUT), conectado en el secundario magnético.

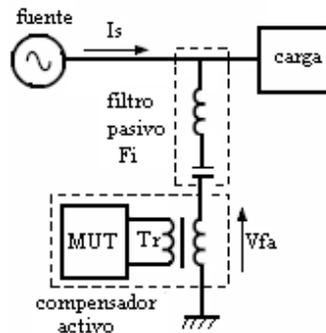


Fig. 3.19 Compensador híbrido llamado «paralelo / serie» - esquema unifilar.⁷⁴

El compensador activo (figura 3.19) se hace trabajar de manera que:

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

V_{fa} : tensión en bornes de acoplador magnético,

K : valor en ohm, fijado para cada armónico,

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

En esta configuración, el compensador sólo trabaja sobre las corrientes armónicas y mejora la eficacia de los filtros pasivos:

- evita la amplificación de tensiones armónica aguas arriba,
- atenúa mucho las corrientes armónicas entre la carga y la fuente al bajar la impedancia del conjunto (con filtro pasivo y compensador activo).

Esta estructura se adapta bien para trabajar en redes de tensión y potencia elevadas al asegurar la puesta en fase de las componentes fundamentales.

⁷⁴ Ibid p. 19

Su principal inconveniente es que los filtros pasivos se diseñan en función de la naturaleza de la carga, lo que obliga a hacer un estudio previo. Por tanto, es especialmente válida para tratar redes con bajo nivel de perturbación armónica aguas arriba o para los casos en los que es especialmente difícil insertar un elemento en serie.

B) La estructura híbrida «serie / paralelo»

El esquema de la figura 3.20 indica que nos encontramos aquí con los principales subconjuntos de la estructura anterior, con la única diferencia: el punto en que se conecta el primario del acoplador (en serie entre la fuente y la carga).

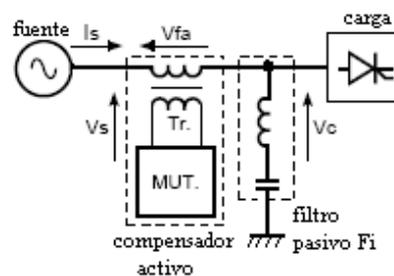


Fig. 3.20 Compensador híbrido del tipo serie / paralelo.⁷⁵

La ley de mando del compensador activo no ha cambiado, es decir, que el compensador activo genera una tensión que se opone a la circulación de corrientes armónicas hacia la fuente. Por tanto se comporta como una impedancia (cuyo valor K lo fija cada rango) para frecuencias armónicas. De lo que se deduce que el filtrado pasivo es mucho más eficaz (porque la presencia de esta impedancia serie fuerza la circulación de las corrientes armónicas desde la carga hacia los filtros pasivos). Además, el filtro serie permite aislar la carga de los componentes de armónicas preexistentes en la fuente e impide cualquier sobrecarga de los filtros pasivos.

Por todo ello, esta topología es de hecho la que más frecuentemente se califica como de “aislación armónica”, porque –en cierta forma– la fuente queda aislada

⁷⁵ Ibid p. 20

de la carga perturbadora e, inversamente, permite evitar la sobrecarga de un filtro pasivo por una perturbación aguas arriba.

Es conveniente destacar que esta topología crea problemas de dimensionamiento y de protección del acoplador magnético, porque:

- por éste último circula toda la corriente de la carga,
- y porque, en caso de cortocircuito, lo somete a una onda de corriente de valores muy elevados.

C) La asociación en paralelo de filtros pasivos y compensadores activo.

Su principio consiste en conectar en «paralelo» uno o varios filtros pasivos sintonizados y un compensador activo «shunt» (figura 3.21). Aquí además las acciones del compensador activo y del filtro pasivo se complementan.

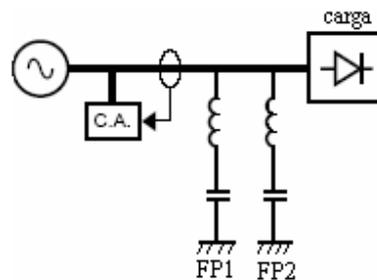


Fig. 3.21 Asociación en paralelo de compensado activo y filtros pasivos principio⁷⁶

Puede ser interesante limitar (mediante la técnica FFT) la acción del compensador activo solamente a los rangos sobre los que no actúan los filtros pasivos. Esta estructura permite, según los casos:

- mejorar la compensación conseguida sólo con filtros pasivos,
- limitar el número de rangos de los filtros pasivos,

⁷⁶ Ibid p. 21

- mejorar las prestaciones sólo del compensador activo (para una misma potencia eficaz de dicho compensador).

En resumen:

Estas estructuras híbridas no tienen el carácter universal del compensador activo "*shunt*", porque es necesario seleccionar los filtros pasivos (en términos de tipo, número de rango y frecuencia de resonancia), en función de la naturaleza de las corrientes armónicas producidas por la carga. Al poner un compensador activo se reduce el dimensionamiento de los filtros pasivos y se completan sus efectos.

Al revés, el añadir a una instalación existente un compensador activo de poca potencia permite mejorar la eficacia de los filtros pasivos ya existentes.

CAPITULO 4

STANDARD PARA EL CONTROL DE ARMÓNICAS

Nuestro país no cuenta actualmente con una reglamentación con respecto a la calidad energética, específicamente sobre los límites de distorsión armónica. Con la finalidad de definir estos límites de distorsión, para este trabajo se toma como referencia el Standard de la IEEE 519, ya que la filosofía de éste es la de limitar la inyección de corriente armónica de parte del usuario y por otro lado exige a la concesionaria de energía a brindar tensión con límites de distorsión definidos.

4.1 Standard IEEE 519 - 1992

Las normas estadounidenses con respecto a las armónicas han sido agrupadas por la IEEE Std 519-1992, "*IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems*" (IEEE Recomendaciones Prácticas y Requerimientos para el Control de Armónicas en Sistemas Eléctricos de Potencia).

Existe un efecto combinado de todas las cargas no lineales sobre el sistema de distribución la cual tienen una capacidad limitada para absorber corrientes armónicas. Adicionalmente, las compañías de distribución tienen la responsabilidad de proveer alta calidad de abastecimiento en lo que respecta al nivel del voltaje y su forma de onda. IEEE 519 hace referencia no solo al nivel absoluto de armónicas producida por una fuente individual sino también a su magnitud con respecto a la red de abastecimiento.

Se debe tomar en cuenta que la IEEE 519 esta limitada por tratarse de una colección de recomendaciones prácticas que sirven como guía tanto a consumidores como a distribuidores de energía eléctrica. Donde existan problemas, a causa de la inyección excesiva de corriente armónica o distorsión del voltaje, es obligatorio para el suministrador y el consumidor, resolver estos problemas.

El propósito de la IEEE 519 es el de recomendar límites en la distorsión armónica según dos criterios distintos, específicamente:

- Existe una limitación sobre la cantidad de corriente armónica que un consumidor puede inyectar en la red de distribución eléctrica,
- Se establece una limitación en el nivel de voltaje armónica que una compañía de distribución de electricidad puede suministrar al consumidor.

4.1.1 Lineamientos para clientes individuales

El límite primario de los clientes individuales es la cantidad de corriente armónica que ellos pueden inyectar en la red de distribución. Los límites de corriente se basan en el tamaño del consumidor con respecto al sistema de distribución. Los clientes más grandes se restringen más que los clientes pequeños.

El tamaño relativo de la carga con el respecto a la fuente se define como la relación de cortocircuito (SCR, "*Short Circuit Ratio*"), al punto de acoplamiento común (PCC), ver figura 4.1, que es donde la carga del consumidor conecta con otras cargas en el sistema de potencia. El tamaño del consumidor es definido por la corriente total de frecuencia fundamental en la carga, I_L , que incluye todas las cargas lineales y no lineales. El tamaño del sistema de abastecimiento es definido por el nivel de la corriente de cortocircuito, I_{SC} , al PCC. Estas dos corrientes definen el SCR⁷⁷.

$$SCR = \frac{\text{short circuit MVA}}{\text{load MW}} = \frac{I_{SC}}{I_L} \quad (4.1)$$

Una relación alta (barra "fuerte") significa que la carga es relativamente pequeña y que los límites aplicables no serán tan estrictos como los que corresponden

⁷⁷ IEEE Standard 519-1992, Op cit. p. 81

cuando la relación es mas baja (barra "débil"). Esto se observa en la Tabla 4.1, donde se recomiendan los niveles máximos de distorsión armónica en función del valor de SCR y el orden de la armónica. La tabla también identifica niveles totales de distorsión armónica. Todos los valores de distorsión de corriente se dan en base a la máxima corriente de carga (demanda) I_L , calculado como la corriente promedio de la máxima demanda durante los doce meses previos. La distorsión total está en términos de la distorsión total de la demanda (TDD) en vez del término más común THD.

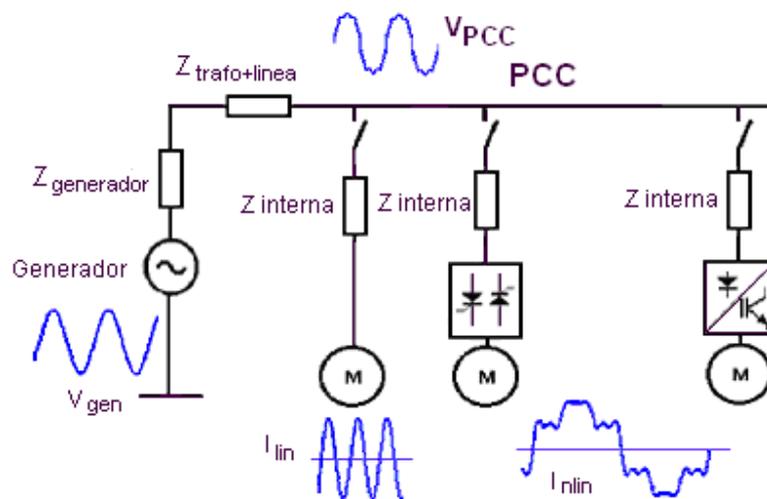


Fig. 4.1 Armónicas de corriente y tensión en el PCC, "Point of Common Coupling".

Limites de inyección de corriente armónica

Abajo las Tablas 4.1, 4.2 y 4.3 muestran los límites de corrientes para componentes de armónicas individuales así como también la distorsión armónica total. Por ejemplo en la tabla 4.1 un consumidor con un SCR entre 50 y 100 tiene un límite recomendado de 12.0% para TDD, mientras que para componentes armónicas impares individuales de ordenes menores a 11, el límite es del 10%. Es importante notar que los componentes individuales de las corrientes armónicas no se suman directamente para que todas las armónicas características no puedan estar a su límite máximo individual sin exceder el TDD.

Tabla 4.1, 4.2, 4.3. IEEE 519-1992. Límites en la Distorsión de la Corriente Para condiciones con duración superior a una hora. Para períodos más cortos el límite aumenta un 50%

Tabla 4.1⁷⁸ Límites de Corriente Armónica para Carga No lineal en el Punto Común de Acoplamiento con otras Cargas, para Voltajes entre 120 - 69 000 V.

| I_{SC} / I_L | <11 | $11 \leq h < 17$ | $17 \leq h < 23$ | $23 \leq h < 35$ | $35 \leq h$ | TDD |
|----------------|------|------------------|------------------|------------------|-------------|------|
| <20* | 4.0 | 2.0 | 1.5 | 0.6 | 0.3 | 5.0 |
| 20<50 | 7.0 | 3.5 | 2.5 | 1.0 | 0.5 | 8.0 |
| 50<100 | 10.0 | 4.5 | 4.0 | 1.5 | 0.7 | 12.0 |
| 100<1000 | 12.0 | 5.5 | 5.0 | 2.0 | 1.0 | 15.0 |
| >1000 | 15.0 | 7.0 | 6.0 | 2.5 | 1.4 | 20.0 |

Las armónicas pares se limitan al 25% de los límites de las armónicas impares mostradas anteriormente

* Todo equipo de generación se limita a estos valores independientemente del valor de I_{SC}/I_L que presente

Donde I_{SC} = corriente máxima de cortocircuito en el PCC
 I_L = Máxima demanda de la corriente de carga (a frecuencia fundamental) en el PCC
TDD= Distorsión Total de la Demanda en % de la demanda máxima

Tabla 4.2⁷⁹ Límites de Corriente Armónica para Carga no lineal en el Punto Común de Acoplamiento con otras cargas, para voltajes entre 69 000 - 161 000 V

| I_{SC} / I_L | <11 | $11 \leq h < 17$ | $17 \leq h < 23$ | $23 \leq h < 35$ | $35 \leq h$ | TDD |
|----------------|-----|------------------|------------------|------------------|-------------|------|
| <20* | 2.0 | 1.0 | 0.75 | 0.3 | 0.15 | 2.5 |
| 20<50 | 3.5 | 1.75 | 1.25 | 0.5 | 0.25 | 4.0 |
| 50<100 | 5.0 | 2.25 | 2.0 | 0.75 | 0.35 | 6.0 |
| 100<1000 | 6.0 | 2.75 | 2.5 | 1.0 | 0.5 | 7.5 |
| >1000 | 7.5 | 3.5 | 3.0 | 1.25 | 0.7 | 10.0 |

Las armónicas pares se limitan al 25% de los límites de las armónicas impares mostrados anteriormente

* Todo equipo de generación se limita a estos valores independientemente del valor de I_{SC}/I_L que presente

Donde I_{SC} = corriente máxima de cortocircuito en el PCC
 I_L = Máxima demanda de la corriente de carga (a frecuencia fundamental) en el PCC
TDD= Distorsión Total de la Demanda en % de la demanda máxima

⁷⁸ Ibid p. 79

⁷⁹ IEEE Standard 519-1992, Op cit. p. 80

Tabla 4.3⁸⁰ Límites de Corriente Armónica para Carga no lineal en el Punto Común de acoplamiento con Otras Cargas, para voltajes >161 000 V

| I_{SC} / I_L | <11 | $11 \leq h < 17$ | $17 \leq h < 23$ | $23 \leq h < 35$ | $35 \leq h$ | TDD |
|---|-----|------------------|------------------|------------------|-------------|------|
| <50 | 2.0 | 1.0 | 0.75 | 0.30 | 0.15 | 2.5 |
| ≥ 50 | 3.0 | 1.5 | 1.15 | 0.45 | 0.22 | 3.75 |
| Las armónicas pares se limitan al 25% de los límites de las armónicas impares mostrados anteriormente | | | | | | |
| * Todo equipo de generación se limita a estos valores independientemente del valor de I_{sc}/I_l que presente | | | | | | |
| Donde I_{SC} = corriente máxima de cortocircuito en el PCC | | | | | | |
| I_L = Máxima demanda de la corriente de carga (a frecuencia fundamental) en el PCC | | | | | | |
| TDD= Distorsión Total de la Demanda en % de la demanda máxima | | | | | | |

Es importante notar que las tres tablas de arriba muestran únicamente los límites para armónicas impares. IEEE 519 da lineamientos para los armónicas pares limitándolos al 25% de los impares, dentro de la misma gama. La armónica par es el resultado de una onda de corriente asimétrica (con forma diferente a la positiva y negativa) que puede contener componentes DC que saturarán los núcleos magnéticos. Para equipos de generación, IEEE 519 no discrimina en el tamaño. Los límites son más estrictos por el hecho de que los límites de inyección de armónicas son menores que los mostrados en la tabla.

Por último, los límites de distorsión dados arriba son permitidos con tal que el transformador utilizado por el usuario no se someta a armónicas que sobrepasen el 5% de la corriente nominal del transformador como lo establece ANSI/IEEE C57.110 – 1986⁸¹.

4.1.2 Lineamientos para la compañía de electricidad

El segundo conjunto de criterios establecido por IEEE 519 se refiere a los límites de distorsión del voltaje. Estos rigen la cantidad de distorsión aceptable en el voltaje que entrega la compañía de electricidad en el PCC de un consumidor.

⁸⁰ Ibid p. 80

⁸¹ IEEE, Recommended Practice for Establishing Transformer Capability When Supplying Nonsinusoidal Load Currents, ANSI/IEEE C57.110-1986.

Los límites de armónicas de voltaje recomendados se basan en niveles lo suficientemente pequeños como para garantizar que el equipo de los suscriptores opere satisfactoriamente. La tabla 4.4 enumera los límites de distorsión armónica de voltaje. Para condiciones con más de una hora de duración. Períodos más cortos aumentan su límite en un 50%

Tabla 4.4 Límites de distorsión de Voltaje según IEEE 519⁸².

| Voltaje de barra en el PCC | Distorsión Individual de Voltaje (%) | Distorsión Total del Voltaje THD (%) |
|-----------------------------------|---|---|
| Hasta 69 KV | 3.0 | 5.0 |
| De 69 KV a 161 KV | 1.5 | 2.5 |
| Desde 161 KV y mas | 1.0 | 1.5 |

Nota: Los sistemas de alto voltaje pueden llegar hasta un 2.0% en THD cuando lo que causa es un alto voltaje terminal HVDC, el cual podría ser atenuado.

Como es común, los límites se imponen sobre componentes individuales y sobre la distorsión total para la combinación de todos los voltajes armónicas (THD). Lo diferente en esta tabla, sin embargo, es que se muestran tres límites diferentes. Ellos representan tres clases de voltaje; hasta 69 KV, de 69 a 161 KV, y por encima de 161 KV. Observe que los límites disminuyen cuando el voltaje aumenta, al igual que para los límites de corrientes.

Nuevamente los límites de armónicas impares son los únicos que se muestran en la tabla. La generación de armónicas pares se restringe más debido a que la resultante DC puede ocasionar saturación en motores y transformadores. La corriente de secuencia negativa puede ocasionar calentamiento en generadores.

Las armónicas pares individuales se limitan a un 25% de los límites armónicas impares, al igual que sucede con las corrientes.

⁸² IEEE Standard 519-1992, Op cit. p. 86

Es muy común que los alimentadores de las compañías de electricidad alimenten a más de un consumidor. Los límites de distorsión de voltaje mostrados en la tabla no deberían excederse mientras todos los consumidores conectados no superen los límites de inyección de corriente. Cualquier consumidor que degrade el voltaje en el PCC deberá corregir el problema. Sin embargo, el problema de distorsión de voltaje es uno para la comunidad entera de consumidores y la utilidad. Los consumidores muy grandes pueden buscar un compromiso con la compañía de distribución sobre la resolución de un problema específico, y ambos pueden contribuir a su solución.

Los límites de distorsión especificados por IEEE 519 están para condiciones "normales" que duran períodos mayores de una hora. Para períodos más cortos, durante arranques o condiciones inusitadas, los límites pueden ser excedidos hasta un 50%. Algún equipo, tal como una fuente de alimentación estática puede ser sensible a la distorsión armónica de corta duración, pero la mayoría de los efectos armónicos tales como interferencias telefónicas, en transformadores y el calentamiento de motores, son exclusivos de las armónicas de larga duración o repetitivos.

En este trabajo utilizaremos exclusivamente como referencia los límites de distorsión tanto de corriente como de tensión dados en la norma descripta de la IEEE 519-1992; ya que en nuestro país la ANDE (Administración Nacional de la Electricidad), no posee ninguna norma y/o reglamentación en cuanto a la distorsión armónica. Tampoco en sus reglamentos de BT y MT describe algunas referencias de distorsión de corriente y tensión.

III. RESUMEN EJECUTIVO

CAPITULO 5

5.1 Descripción del Proyecto

Ante la alta distorsión armónica detectada en una industria local, debida a una carga no lineal de gran porte y la consecuencia técnico-económica generada por la misma, surgió la necesidad de desarrollar un proyecto que contemple los siguientes puntos:

- Una base teórica previa para el entendimiento del fenómeno de distorsión armónica, las consecuencias y las técnicas de atenuación de los mismos, como también la comprensión de la filosofía de Standard IEEE-519 para la limitación de los niveles de distorsión armónicas.
- Modelado del sistema eléctrico con datos y parámetros reales del mismo, a través de herramientas computacionales capaz de simular elementos no lineales.
- Validación del modelado de sistema eléctrico, comparando resultados de éste contra los registros de las mediciones realizadas por una empresa del rubro eléctrico local.
- Luego de la validación del modelado, se realiza los cálculos pertinentes para el diseño de filtro pasivo de 5^a y 7^a armónicas.
- En primera instancia, se realiza la simulación del modelo con la instalación del filtro de 5^a y 7^a armónicas, posteriormente solamente con la 5^a armónica. De acuerdo a los resultados de la simulación, con el filtro a 5^a armónica se logra

atenuar la distorsión de tensión y corriente a límites establecidos en el Standard de la IEEE 519 y corregir adecuadamente el factor de potencia.

- Finalmente se realiza la especificación técnica final del filtro pasivo de 5ª armónica.
- Se analiza brevemente el impacto económico debido a la alta distorsión armónica.

5.2 Justificación

Uno de los problemas principales de la Calidad de Potencia, son las armónicas. Una onda periódica puede expresarse como la suma de una serie infinita de señales senoidales. Los componentes de armónicas son señales de frecuencia, múltiplo de la frecuencia original.

Los primeros datos sobre problemas con armónicas comenzaron a presentarse durante los años 30 con la saturación de los transformadores, siendo su primera manifestación la interferencia con las líneas telefónicas abiertas. Posteriormente aparecieron las armónicas generados por las lámparas de arco, siendo luego magnificado por la electrónica que se expandió a partir de los años 70.

Hoy en día no basta con el abastecimiento continuo de la energía eléctrica a los usuarios, sino además, ofrecer una energía con buena calidad. Las concesionarias de energía están obligadas a establecer criterios para la reglamentación y/o normalización sobre la calidad de potencia en sus redes eléctricas.

La presencia de altos índices de distorsión armónicas en la red produce varias consecuencias negativas como; sobrecalentamientos de transformadores, motores y cables, sobrecargas en el conductor neutro, impactos en las protecciones, equipos de maniobras y medidoras de energía, resonancia y también importantes pérdidas económicas y merma de productividad a ciertos sectores de la industria.

Lo enunciado, justifica la necesidad de desarrollar metodologías válidas de análisis del fenómeno para el entendimiento y propuesta de atenuación del mismo, a través de simulaciones computacionales, previo desarrollo del modelo eléctrico.

5.3 Objetivos del Proyecto

5.3.1 Objetivos generales

- Demostrar la importancia del fenómeno de distorsión armónica en la actualidad y el reconocimiento de la necesidad de la utilización de herramientas computacionales para proponer una solución de atenuación de la distorsión a través de filtro de armónica, logrando mejoras de la eficiencia en la producción y mejor desempeño de la red eléctrica en general.
- Despertar el espíritu de investigación de estudiantes y profesionales en el área de la calidad de potencia, específicamente las armónicas.

5.3.2 Objetivos específicos

- Propiciar la evaluación de la serie de fenómenos relacionados a la distorsión armónica.
- Examinar la posibilidad de conformación de grupos de trabajos de estudiantes, profesores y profesionales de la concesionaria local de electricidad para realizar estudios del impacto de la distorsión armónica en los distintos niveles de abastecimiento de tensión.
- Promover la importancia de contar con reglamentación y/o normativas sobre los límites de distorsión a nivel local.

- La posibilidad de adquirir analizadores de red para el laboratorio de electricidad de la Facultad Politécnica, con el fin de facilitar a los alumnos y profesores a impulsar investigaciones futuras.

1.4 Beneficiarios del Proyecto

En función de la metodología desarrollada en el proyecto, consistente en la medición de campo, validación del modelo desarrollado a través de herramientas computacionales y la proyección de soluciones con la ayuda del modelo. Se benefician todos aquellos estudiantes y profesionales interesados en la investigación de la calidad de potencia, específicamente las armónicas.

El caso industrial analizado en el proyecto, representa uno de los hechos más importantes acontecidos a nivel industrial en el país, en cuanto a la distorsión armónica, y las consecuencias técnicas-económicas negativas generadas por los mismos. Esta experiencia nos demuestra la necesidad de establecer criterios de análisis y propuestas de solución económicamente viables, a futuros problemas del mismo ámbito a nivel industrial, como también de la concesionaria local de electricidad.

V. INGENIERIA DE DISEÑO

CAPITULO 6

ANÁLISIS Y PROPUESTA DE SOLUCIÓN AL PROBLEMA DE ALTA DISTORSIÓN ARMÓNICA, CASO INDUSTRIAL

6.1 Sistema de potencia eléctrico a analizar

FPV es fabricante líder de envases de vidrios en nuestro país, proveedora de dicho producto tanto a nivel local como regional, para lo cual utiliza un horno a inducción tiristorizado de gran potencia.

A la industria se le suministra tensión a 23 kV a través del alimentador exclusivo proveniente de la subestación de Villeta⁸³. Este mismo sistema eléctrico alimenta a Cervepar S.A. (CP), productora de cervezas, que también posee cargas no lineales pero de menor potencia.

El diagrama unifilar del sistema completo se muestra en la figura 6.1

⁸³ Nota de los Autores: Debido al aumento de la demanda de energía de Cervepar y la necesidad de aumentar la confiabilidad del abastecimiento, el grupo industrial decidió abastecerse a 66 kV, proveniente de la subestación de Gurambaré. A partir de diciembre de 2007.

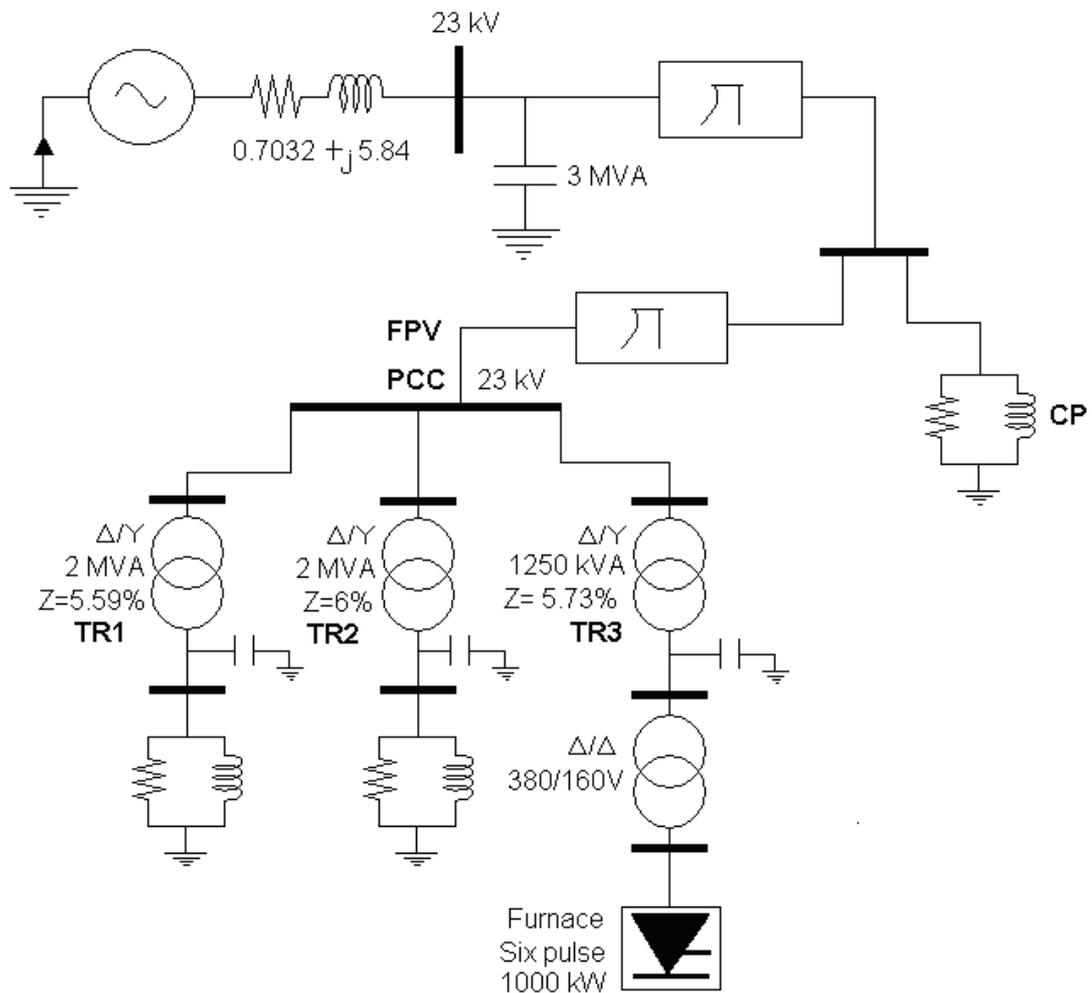


Fig. 6.1 Diagrama unifilar del sistema de potencia a analizar.⁸⁴

La industria de vidrios posee una potencia instalada de 5250 kVA, distribuidos en dos transformadores de 2000 kVA (TR1 y TR2) y uno de 1250 kVA (TR3). A través de este último transformador es alimentado el horno a inducción, la carga no lineal más importante del sistema, es decir, la fuente de inyección armónica de mayor potencia del sistema eléctrico a analizar.

CP por su lado, es la de mayor potencia instalada del sistema, ascendiendo a 9000 kVA, gran porcentaje de la carga instalada puede considerarse lineal o no

⁸⁴ Gráfico elaborado por los autores

perturbadora, por lo que su incidencia en la inyección de corriente armónica no es significativa, ascendiendo la inyección de corriente armónica alrededor del 4%. Motivo por el cual la carga de CP será modelado como una carga lineal para la simulación.

6.2 Problemas reportados en FPV

En las primeras etapas de operación de la industria, se reportaron varios eventos negativos de origen eléctrico que amenazaban la continuidad y eficiencia productiva de la industria, los cuales se pueden resumir en los siguientes puntos:

- Sobrecalentamiento de conductores y bandejas eléctricas,
- Disparo intempestivos de protecciones térmicas,
- Resonancia del banco de capacitores (BC), correspondiente al transformador N° 3 (TR3),
- Sobrecalentamiento de los transformadores N° 1, N° 2 y N° 3 (TR1, TR2 y TR3),
- Bajo factor de potencia del sistema y consecuentemente recargos por reactivos por parte de ANDE.

El personal de mantenimiento no sabía el origen de los problemas mencionados. Para ver la causa raíz de estos problemas se contrata a una empresa del rubro eléctrico local para realizar estudios de cargas de los tres transformadores en sus respectivos alimentadores de BT.

Para tal fin, se realizó dos etapas de mediciones, consistentes en:

- La **primera medición**, se realiza en los alimentadores de los transformadores, con sus respectivos bancos de capacitores, en periodos diferentes para cada transformador y
- En la **segunda medición** con el TR3 sin el banco de capacitores, debido a que éste se encontraba en resonancia con los armónicos de la carga. En ésta última medición la empresa contratante se limitó a realizar estudios de carga

exclusivamente del transformador TR3, de tal forma a observar más detalladamente el comportamiento de la carga no lineal.

6.3 Mediciones realizadas en los transformadores con sus respectivos bancos de capacitores (primera medición)

Como se mencionó anteriormente, una empresa del rubro eléctrico local es contratada por la fábrica de vidrios, para realizar estudios de cargas de los tres transformadores en el lado de BT.

El periodo de medición fue de 22 de febrero al 03 de marzo del 2006, utilizándose para tal fin un analizador de redes de la marca Circutor AR.5⁸⁵. Los resultados de las mediciones mostraron alto contenido de distorsión armónica de corriente y tensión. Estos agravados por la condición de resonancia que presentaba el Banco de Capacitores del TR3 (véase Apéndice 1).

A continuación se verán los resultados de las mediciones en forma gráfica realizadas en los tres transformadores.

6.3.1 Mediciones en el transformador TR3

El TR3 es el transformador que alimenta al horno de inducción de 1000 kW, cuyo modelo eléctrico se puede representar como un rectificador tiristorizado de 6 pulsos.

La figura 6.2 muestra las magnitudes de *THDI* y *THDV*, cuyos valores están alrededor del 65% y 23% respectivamente. También se observa picos de 80% de *THDI* y 27% de *THDV*, pero que se puede prescindir de los mismos para efecto de análisis, ya que el fenómeno en cuestión es de estado estable y cuyas consecuencias hacia el sistema dependen del tiempo de exposición al mismo, por lo tanto podemos

⁸⁵ TECNOELECTRIC SA. Informe técnico: estudio de carga de FPV, primera medición.

considerar para el análisis valores promedios de 60% y 20% para *THDI* y *THDV* respectivamente.

Las armónicas individuales son mostrados en la figura 6.3, donde se observa la predominancia de la 5ª y 7ª armónicas, de corriente y tensión. En la misma figura se observan diferencias de las magnitudes de los armónicos en las fases, esto podría atribuirse a un error sistemático de la operación del horno a inducción.

La deformación de la forma de onda de tensión y corriente debido al horno a inducción se observa en la figura 6.4. En ella se evidencia la fuerte inyección de corriente no lineal al sistema a través del transformador.

El factor de potencia promedio durante el periodo de medición fue de 0.66, lo que hace evidenciar la influencia negativa de la distorsión sobre el factor de potencia.

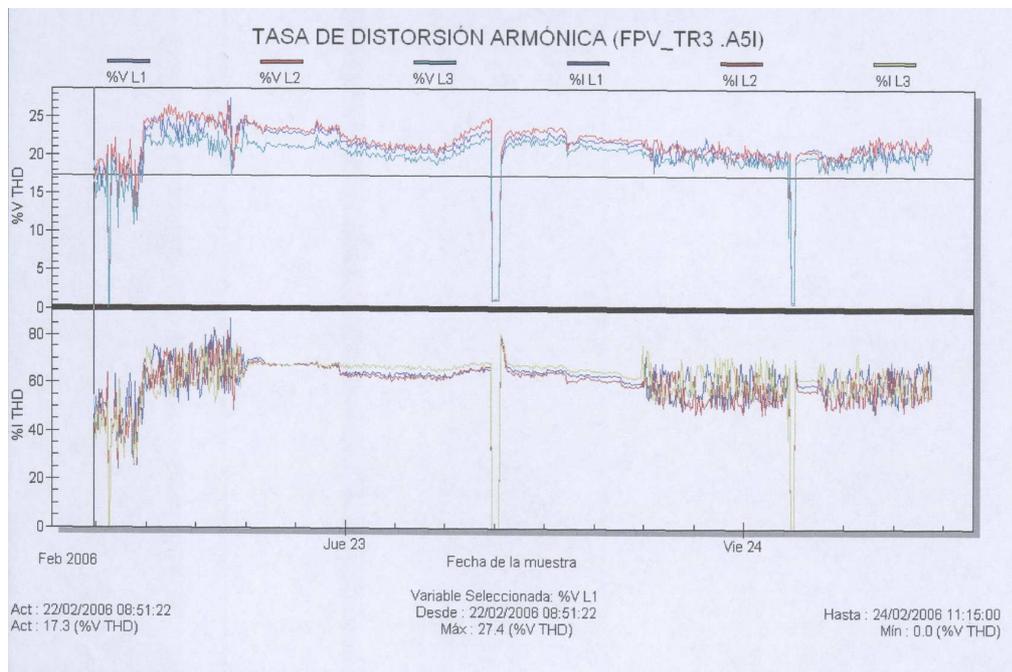


Fig. 6.2 Distorsión armónica de tensión y corriente en TR3 con resonancia.⁸⁶

⁸⁶ Ibid

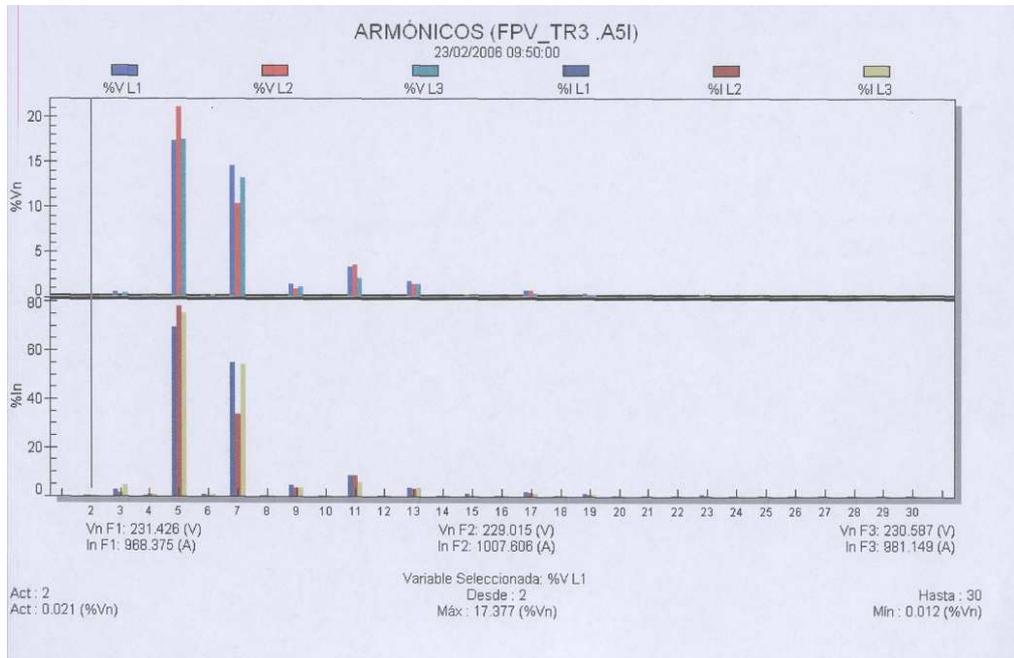


Fig. 6.3 Distorsión armónica individual de tensión y corriente en TR3 con resonancia.⁸⁷

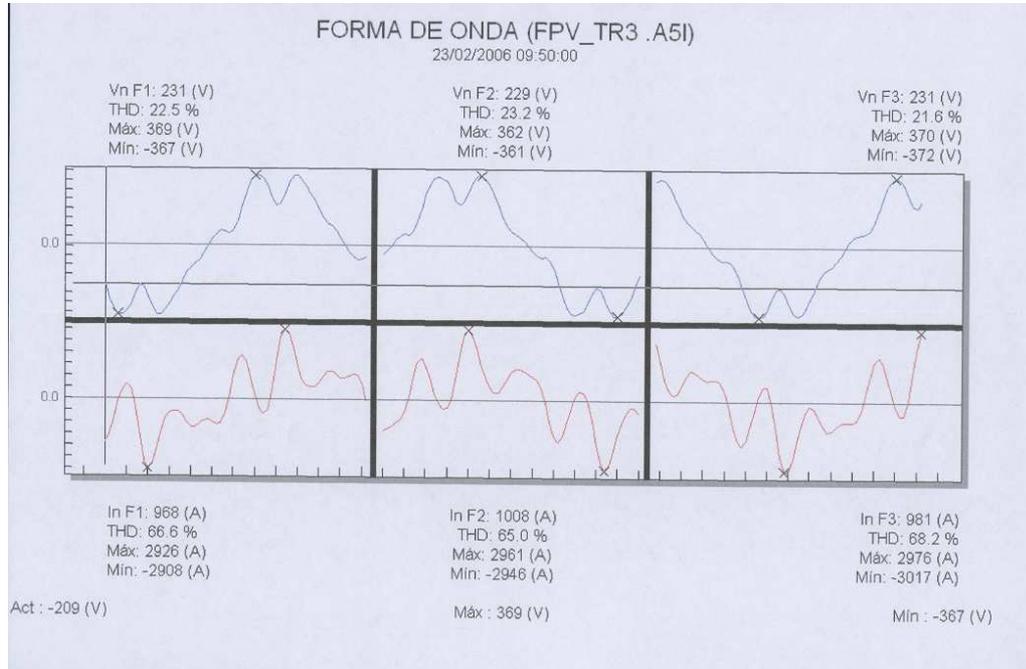


Fig. 6.4 Forma de onda de tensión y corriente producida por el horno a inducción.⁸⁸

⁸⁷ Ibid

⁸⁸ Ibid

6.3.2 Mediciones en el transformador TR2

Debido al acople del TR2 a una barra común con los demás transformadores (TR1, TR3) el mismo se ve afectada por la inyección de corriente armónica del horno. Esto se evidencia en los resultados de la medición, como se puede observar en la figura 6.5.

La distorsión de tensión varía entre 3% y 8% aproximadamente. La distorsión de corriente se concentra alrededor de los 20% y 25% con picos de hasta 45% aproximadamente; estas fluctuaciones son debidas a que una de las fases contiene una cantidad mayor de componentes no lineales que las otras, acompañada con la generación de componentes armónicas de orden par.

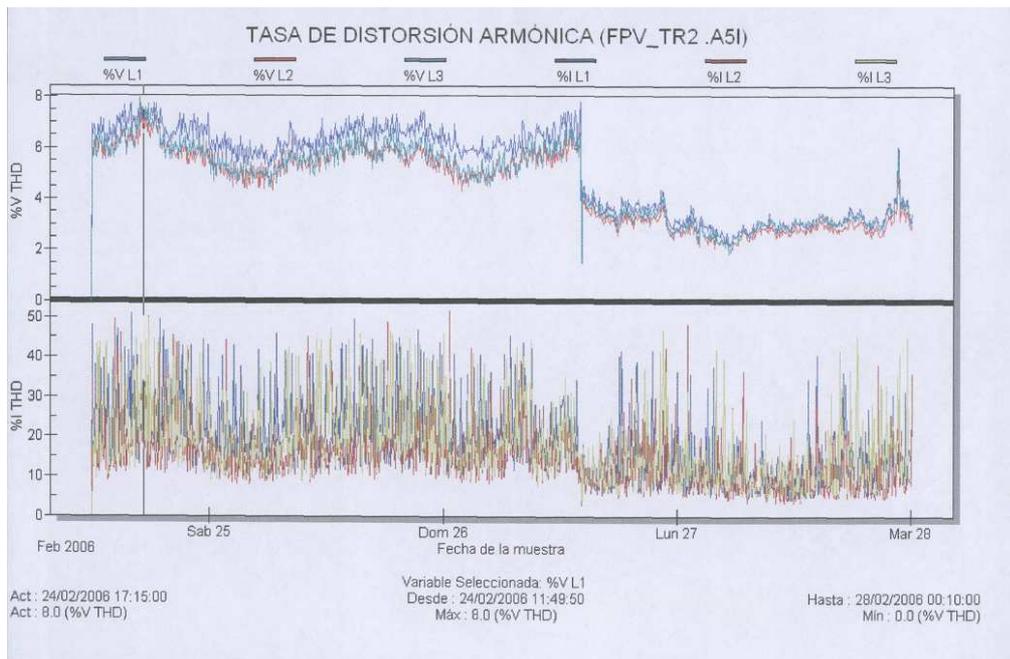


Fig. 6.5 Magnitudes de distorsión de tensión y corriente medidas en el alimentador de TR2.⁸⁹

⁸⁹ Ibid

La distribución espectral de las armónicas individuales se muestra en la figura 6.6. Se observan presencias de armónicas pares de amplitud elevada en una de las fases. Esto debido a cargas desbalanceadas como también fuentes conmutadas monofásicas.

Por otro lado, la forma de onda de tensión y corriente de la figura 6.7 nos muestra claramente la presencia de cargas monofásicas no lineales en una de las fases. Vale la pena mencionar que la similitud aproximada (o relación lineal) de las otras formas de onda de tensión y corriente indica la ausencia de cargas no lineales en las fases correspondientes.

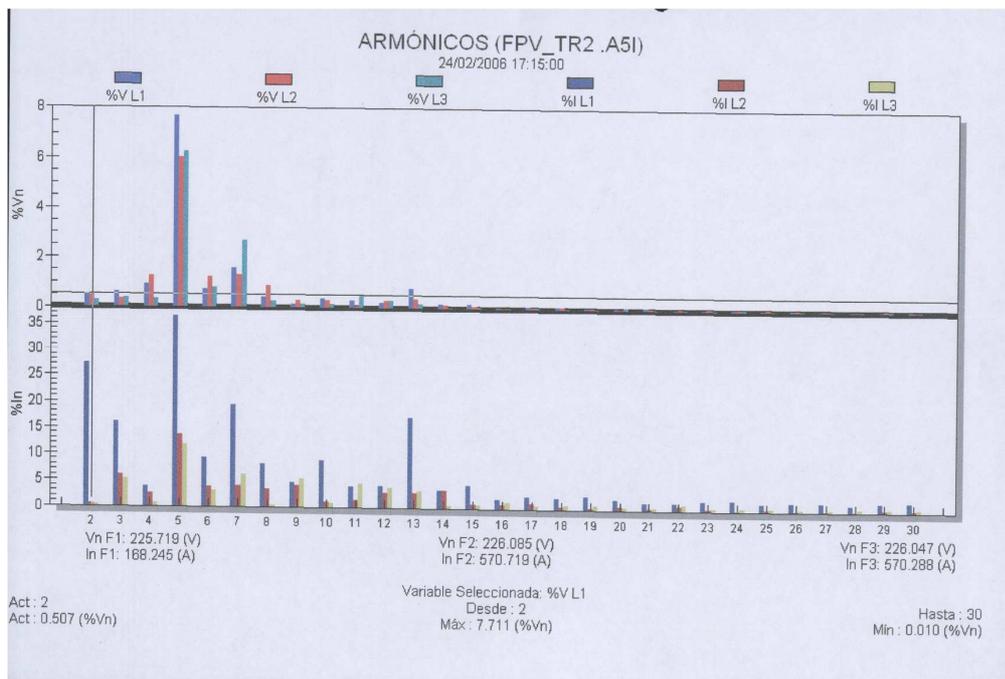


Fig. 6.6 Distorsión armónica individual de tensión y corriente en TR2.⁹⁰

⁹⁰ Ibid

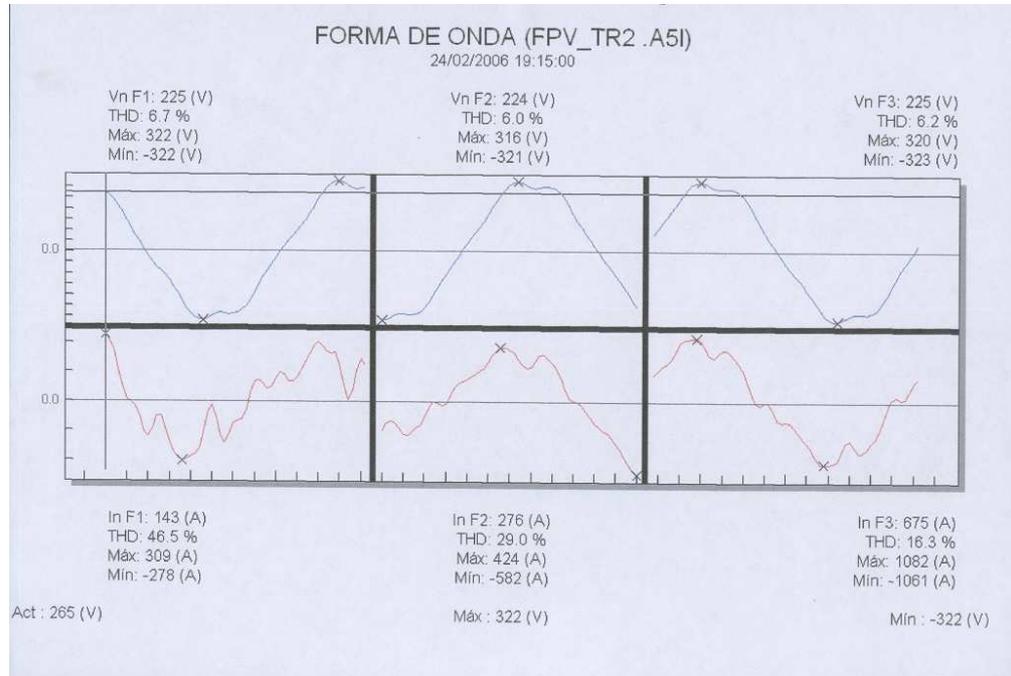


Fig. 6.7 Forma de onda de tensión y corriente en TR2.⁹¹

6.3.3 Mediciones en el transformador TR1

La distorsión armónica de tensión y corriente en el TR1 puede ser visualizada en la figura 6.8. Las magnitudes de *THDV* y *THDI* ascienden a valores de 7% y 8% respectivamente. Para fines de análisis se pueden considerar los promedios de la distorsión de tensión y corriente.

En la figura 6.9 se observa la distorsión armónica individual, donde una vez más se evidencia la predominancia de la 5ª armónica. Por otro lado, la forma de onda en el TR1 de la figura 6.10, muestra una relación casi lineal entre tensión y corriente, esto nos hace suponer la no existencia de cargas perturbadoras significativas, pudiéndose considerar a las cargas del TR1 como lineales.

⁹¹ Ibid

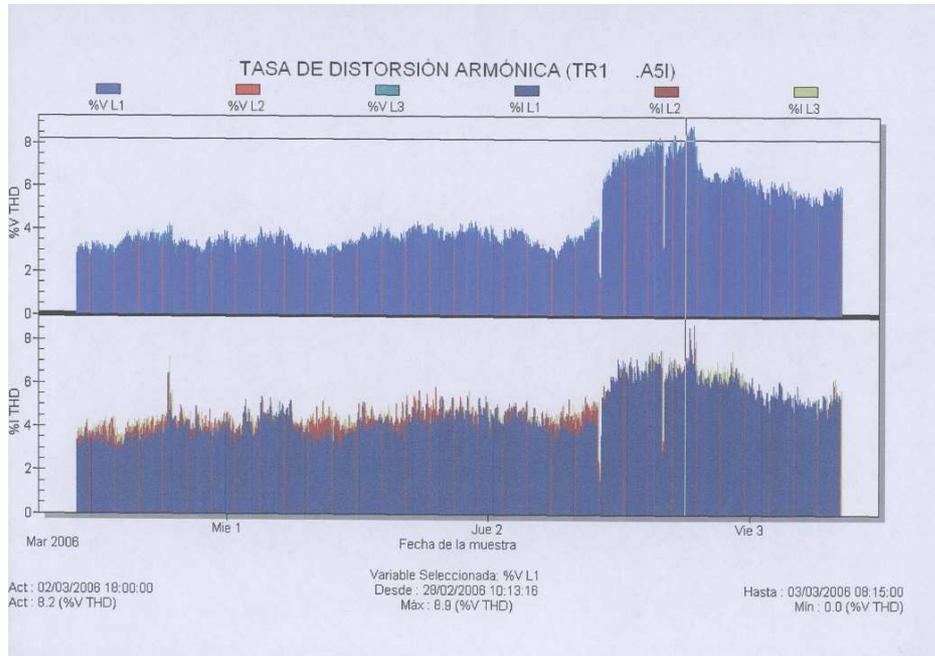


Fig. 6.8 Magnitudes de distorsión de tensión y corriente medidas en el alimentador de TR1.⁹²

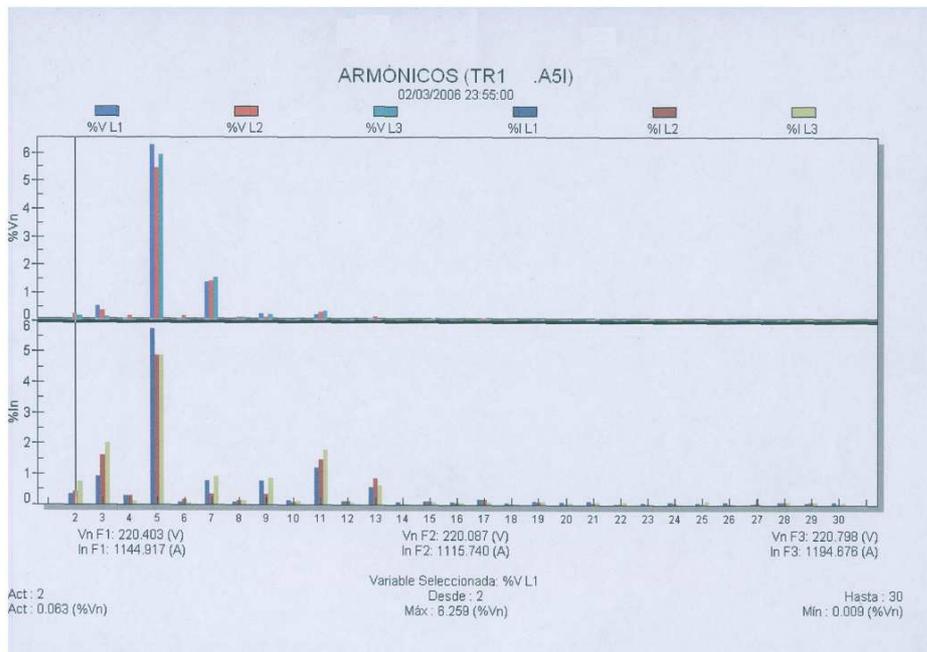


Fig. 6.9 Distorsión armónica individual de tensión y corriente del TR1.⁹³

⁹² Ibid

⁹³ Ibid

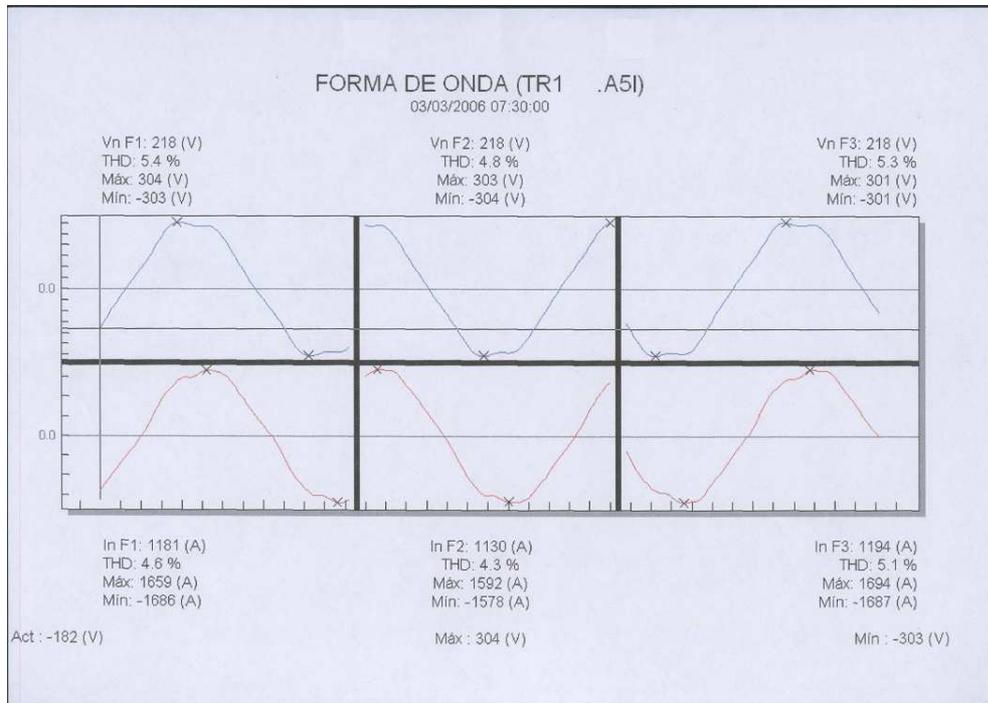


Fig. 6.10 Forma de onda de tensión y corriente correspondiente al TR1.⁹⁴

Los resultados de las mediciones realizadas, demuestran claramente la presencia de alta distorsión armónica en el sistema debido al horno a inducción. Tanto la distorsión de corriente y tensión se vieron amplificadas por la condición de resonancia del Banco de Capacitores del TR3.

La mayor tasa de distorsión de corriente y tensión fueron registradas en el tablero de alimentación del TR3, donde justamente tenemos la fuente principal de armónicas.

No se realizó medición alguna en el puesto de distribución de FPV y Cervepar, esto lleva a la necesidad de la simulación para la obtención de los valores de distorsión en este punto donde es aplicable el Standard de IEEE.

La alta generación de corriente armónica debido al horno, provoca una importante inyección de corriente armónica en el sistema eléctrico, y por su intermedio

⁹⁴ Ibid

a los demás usuarios. Esto conlleva al deterioro de la calidad de potencia en todo el sistema. Por tanto, según el Standard IEEE 519, la concesionaria de energía eléctrica, en nuestro caso la ANDE, deberá exigir al cliente la limitación de inyección de corriente armónica. Por otro lado según la misma norma, la concesionaria deberá garantizar el suministro de tensión hasta ciertos valores de distorsión al cliente, según el nivel de tensión del caso.

Una de las medidas a ser tomadas para evitar la propagación del flujo de armónica es instalando filtro/s pasivo/s en la fuente de generación de armónicas.

6.4 Mediciones realizadas en el TR3 sin el banco de capacitores (segunda medición)

Un análisis de carga mas detallada del horno a inducción fue realizada durante 14(catorce) días. Para realizar dicho análisis se desconecto el Banco de condensadores del TR3⁹⁵. Esta medición es la más importante ya que nos da las características de emisión armónica real sin amplificación. Por tanto los resultados de estos será la referencia para el diseño del filtro (véase Apéndice 2).

Para el análisis se utilizó nuevamente el Analizador de Redes marca Circutor AR.5, con un periodo de muestreo de 15 minutos.

La tasa de distorsión armónica de tensión y corriente para tal situación se muestra en la figura 6.11 y 6.12. Valores de *THDV* y *THDI* del orden de 11% y 28% respectivamente son generadas por la carga perturbadora. Dichas magnitudes de distorsión se observan prácticamente constante a los largo de 6 (seis) días de medición. Podrían tomarse estos valores (o aproximados) como referencia para la validación del modelo eléctrico para un análisis mas detallado de la influencia del fenómeno en todo el sistema. Se observan inclusive magnitudes de *THDV* y *THDI* del orden de 12.5% y 30% respectivamente.

⁹⁵ TECNOELECTRIC SA. Informe técnico: estudio de carga del horno de inducción, segunda medición.

Para este caso el factor de potencia oscila entre valores de 0.7 y 0.8. El promedio resultante durante el periodo de medición es de 0.75 inductivo.

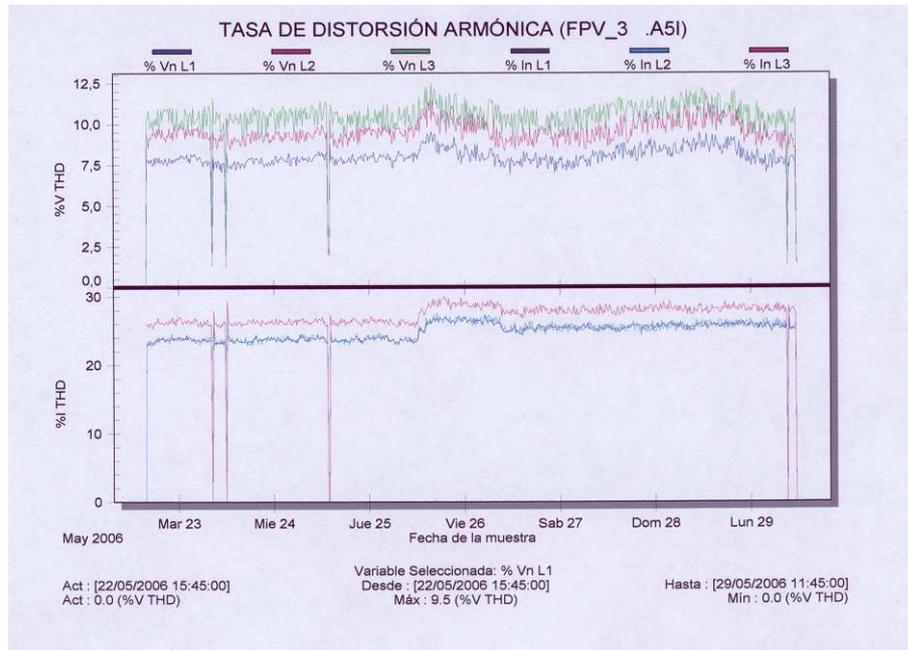


Fig. 6.11 Magnitudes de distorsión de tensión y corriente medidas en alimentador de BT del TR3.⁹⁶

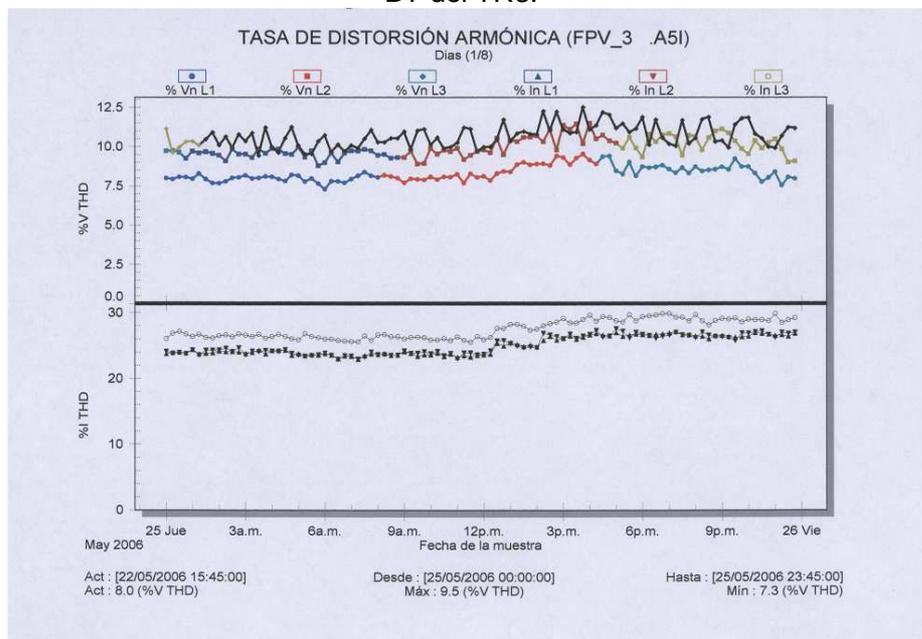


Fig. 6.12 Tasa de distorsión de tensión y corriente de TR3.⁹⁷

⁹⁶ Ibid

⁹⁷ Ibid

6.5 Consideraciones para la simulación computacional del sistema eléctrico industrial

6.5.1 El programa computacional Matlab/Simulink

MatLab es un programa interactivo para computación numérica y visualización de datos. Es ampliamente usado por Ingenieros de control en el análisis y diseño, posee además una extraordinaria versatilidad y capacidad para resolver problemas en matemática aplicada, física, química, ingeniería, finanzas y muchas otras aplicaciones. Está basado en un sofisticado software de matrices para el análisis de sistemas de ecuaciones⁹⁸

MatLab fue originalmente desarrollado en lenguaje FORTRAN para ser usado en computadoras mainframe. Fue el resultado de los proyectos Linpack y Eispack desarrollados en el Argonne National Laboratory. Su nombre proviene de MATrix LABoratory. Al pasar de los años fue complementado y reimplementado en lenguaje C. Actualmente la licencia de MatLab es propiedad de MathWorks Inc. Opera bajo sistemas operativos UNIX, Macintosh y Windows.

MATLAB goza en la actualidad de un alto nivel de implantación en escuelas y centros universitarios, así como en departamentos de investigación y desarrollo de muchas compañías industriales nacionales e internacionales. En entornos universitarios, por ejemplo, MATLAB se ha convertido en una herramienta básica, tanto para los profesionales e investigadores de centros docentes, como una importante herramienta para la impartición de cursos universitarios, tales como sistemas e ingeniería de control, álgebra lineal, proceso digital de imagen, señal, etc.

También ofrece Simulink como un anexo a MatLab y que interactúa con él en lenguaje de MatLab y lenguaje de bajo nivel C. Simulink es usado para simulación y modelado no lineal avanzado. Se ofrecen además numerosas herramientas especiales en "Toolboxes" para resolver problemas de aplicaciones específicas, por ejemplo

⁹⁸ GETTING STARTED WITH MATLAB. Computation, Visualization, Programming, 2001

control, procesamiento de señales, redes neurales, etc. Estas herramientas son colecciones de rutinas escritas en MatLab.

6.5.2 Criterios para la validación del modelo eléctrico del sistema

Para la validación del modelado de la red eléctrica en cuestión se realizara dos etapas de la simulación a través del programa *Matlab/Simulink* versión 6.5:

1. Simulación del sistema con el banco de capacitores del TR3, es decir, en presencia de resonancia,
2. Simulación de la red eléctrica sin el banco de capacitores del TR3, es decir, sin resonancia.

Para las dos etapas de simulación se darán valores de *THDV* y *THDI*, de los tres Transformadores, el PCC (frontera con punto de medición de ANDE) y para Cervepar considerando siempre a este último como una carga lineal. Estos valores serán medidos para la fase A considerándose una distribución equilibrada de las cargas en las fases, es decir un sistema equilibrado.

Para el modelado del sistema, se recabó datos reales de todos los parámetros de la red. En el apéndice 3 se indican los parámetros.

Los puntos de medición en la simulación serán ubicados en los alimentadores de BT de los tres transformadores (TR1, TR2 y TR3), PCC, entrada de Cervepar, de tal manera a ver la influencia de la distorsión en el sistema.

El criterio a ser utilizado en la limitación de los niveles de distorsión armónica de tensión y corriente causados por el consumidor individual y por la empresa suministradora, se basa Standard IEEE 519-1992. Según el mismo, para magnitudes de tensión menores de 69 kV, recomienda niveles máximos de distorsión de tensión de 3% para armónicos individuales y 5% para la distorsión total. Estos valores son

definidos como los máximos aceptables en cualquier punto del sistema en el peor caso de operación con duración superior a una hora.

Los límites máximos recomendados por el Standard para la corriente armónica inyectada en el sistema por consumidor varían en función del porte de éste. Esta variación es expresada en función de la corriente de corto circuito en el punto de acople común (PCC) y la corriente de demanda máxima del consumidor.

Gracias a la simulación del modelo desarrollado se obtuvieron los valores de la corriente de corto circuito y la de carga iguales a 1354 A y 50 A respectivamente. Por tanto la relación $SCR = \frac{\text{short circuit MVA}}{\text{load MW}} = \frac{I_{sc}}{I_L} = \frac{1354}{50} = 27$, por lo que se considera como valores máximos el 7% para las corrientes armónicas individuales y del 8% para la distorsión total de corriente según el Standard IEEE 519.

6.6 Resultados de la simulación para la validación del modelo eléctrico

Como se mencionó anteriormente la simulación es realizada en dos etapas consistentes en la validación del modelado eléctrico y posteriormente la propuesta de solución para el sistema distorsionado. La validación del modelo consiste a su vez de simulación con y sin resonancia.

6.6.1 Sistema Industrial con Resonancia

Debido a las armónicas generadas por la carga distorsionadora, el BC del transformador N° 3 entra en resonancia produciendo una amplificación de las armónicas.

Los resultados de la simulación del sistema eléctrico tales como la distorsión de tensión y corriente, la forma de onda de los mismos con sus respectivos espectros de armónicas individuales para cada punto de medición serán expuestos en esta sección.

Para la validez del modelo, deberán concordar los resultados de éste con las mediciones de campo, de tal forma que represente lo mejor posible al sistema estudiado.

Cabe destacar que, lo ideal para determinar con precisión el comportamiento global del sistema en cuestión, es la de realizar mediciones en forma simultánea en el tablero de alimentación de los tres transformadores. Esto facilitaría de gran manera el modelado del sistema eléctrico, sin embargo la empresa encargada de realizar los estudios de carga, solo poseía un analizador de red, lo que implica mediciones aisladas para cada transformador, por tanto se tiene realidades diferentes para cada periodo de medición debido a fluctuaciones en las cargas. Para paliar este hecho, en esta sección se adapta el modelo del sistema, únicamente con la variación del ángulo de disparo de los tiristores (equivalente al control de potencia por el operador del horno) para obtener buenas aproximaciones de las distorsiones de corriente y tensión para cada caso de medición.

Es interesante mencionar que mediante el modelo desarrollado se puede observar el comportamiento del sistema completo ante la variación de la potencia del BC, y su influencia principalmente al fenómeno estudiado.

Transformador TR3

El resultado de la simulación nos muestra en la figura 6.13 la forma de onda, distorsión total y espectro de armónicas individuales de corriente de la fase A. Se observa la predominancia de la 5ª y 7ª armónicas con valores de 60 % y 37 % de la fundamental respectivamente.

La distorsión total de corriente asciende a 71.3 %. Las distorsiones pueden fluctuar a magnitudes mayores o menores en el tiempo debido a variaciones de requerimientos de potencia del horno para diferentes clases de productos fabricados. Para modo de análisis consideraremos los valores anteriores como constante en el

tiempo, ya que como se había mencionado los efectos de las armónicas dependen del tiempo de exposición a los mismos.

Los valores de distorsiones globales, individuales y forma de onda de la figura 6.13 son aproximados a las mostradas en la figura 6.2, 6.3 y 6.4. (véase Apéndice 4)

Cabe destacar la no presencia de armónicas homopolares (múltiplos de tres) en el TR3, esto es debido al tipo de horno a inducción utilizado, cuyo modelo eléctrico se puede representar como un rectificador tiristorizado de seis pulsos con característica de emisión de corriente armónica es expresada por $n = (k * p) \pm 1$ donde $K=1, 2, 3, 4, 5...$ y $p= N^{\circ}$ de ramas del rectificador, en este caso $p=6$, por tanto las armónicas presentes son el 5^a, 7^a, 11^a, 13^a.

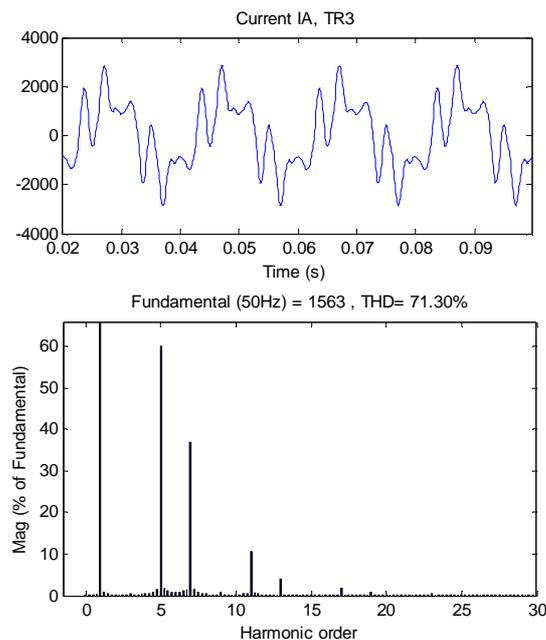


Fig. 6.13 Forma de onda, distorsión total e individual de la corriente IA del TR3.⁹⁹

Un efecto de la inyección de corrientes armónicas, es la deformación de la forma de onda de tensión. La figura 6.14 muestra la forma de onda y las distorsiones

⁹⁹ GETTING STARTED WITH MATLAB. Computation, Visualization, Programming, 2001

con predominancia del 5^a y 7^a armónicas con valores de 16.38 % y 7.22 % respectivamente. La distorsión total de tensión esta alrededor del 19 %. Comparativamente con las mediciones de campo, son valores un poco inferiores, pero aceptables ya que el promedio de las mediciones de campo asciende a 22%.

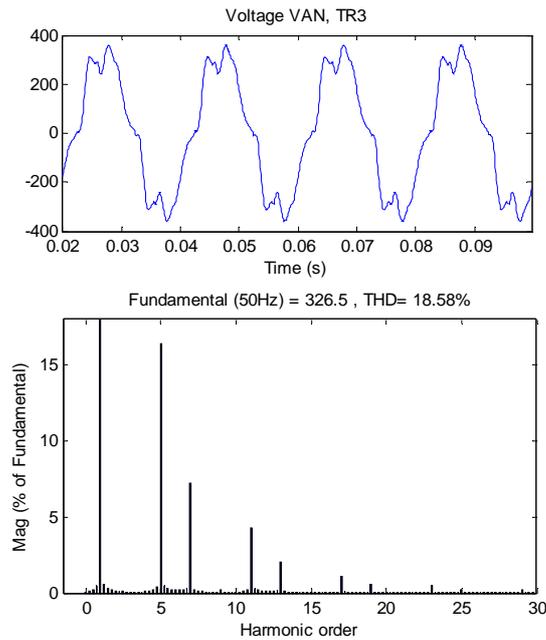


Fig. 6.14 Forma de onda, distorsión total e individual de la Tensión VA TR3.¹⁰⁰

Transformador TR2

Para este transformador, se tiene inyecciones de corrientes armónicas en una de las fases (fase A) debido a equipos electrónicos monofásicos, esto es representado por fuentes de corrientes individuales en el modelado. Para esta fase en particular se tiene armónicas de orden par y la 3^a, de amplitudes considerables, sin embargo su aporte a la distorsión global no es importante.

En la figura 6.15 se muestran las magnitudes de distorsión de corriente de la fase A.

¹⁰⁰ Ibid

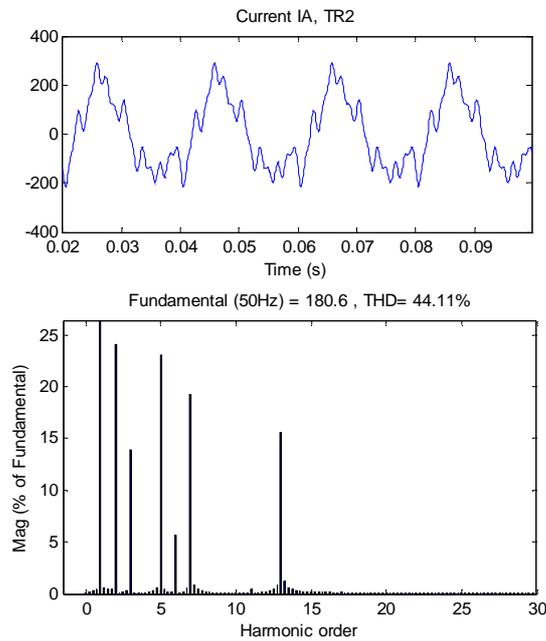


Fig. 6.15 Forma de onda, distorsión total e individual de la corriente IA del TR2.¹⁰¹

Por otro lado, la distorsión de corriente para la fase B son debidas fundamentalmente a la inyección de corriente proveniente del TR3; en ella se observa la predominancia del 5ª y 7ª armónicas, figura 6.16 .

Se observa también una importante influencia en la tensión de la fase A debido a las inyecciones de corrientes armónicas provenientes del horno a inducción, véase en la figura 6.17. En el Apéndice 4 se compara los resultados de la simulación con las mediciones de campo.

¹⁰¹ Ibid.

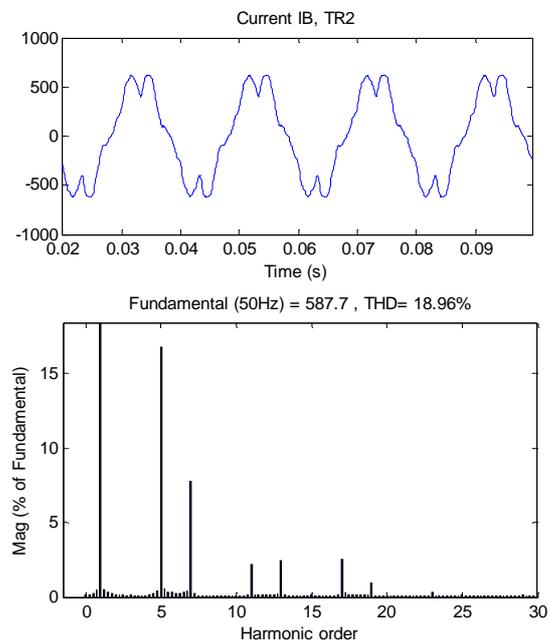


Fig. 6.16 Forma de onda, distorsión total e individual de corriente IB del TR2.¹⁰²

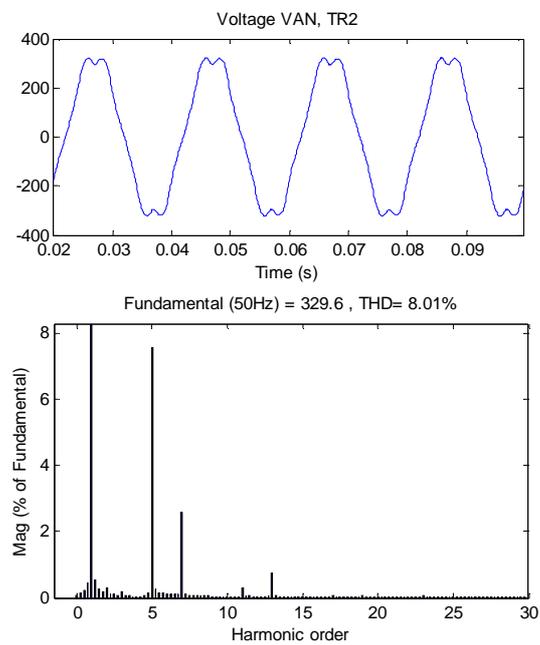


Fig. 6.17 Forma de onda, distorsión total e individual de la Tensión VA del TR2.¹⁰³

¹⁰² Ibid.

¹⁰³ Ibid.

Transformador TR1

Las cargas del transformador TR1 se considera totalmente lineales, por tanto, toda la distorsión armónica presente en la barra del transformador es debida al flujo de corriente armónica proveniente del TR3. Las forma de onda, distorsión individual y total de corriente y tensión son mostradas en la figura 6.18 y 6.19 respectivamente. Tanto el *THDI* como la *THDV* están alrededor de los 8% con predominancia de la 5ª armónica.

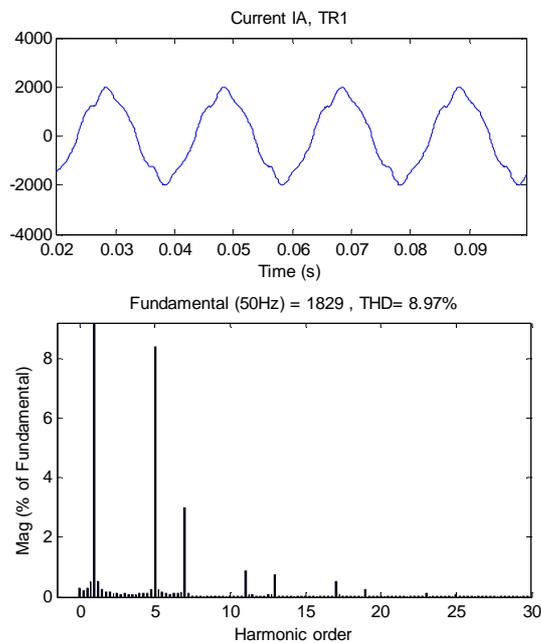


Fig. 6.18 Forma de onda, distorsión total e individual de corriente IA del TR1.¹⁰⁴

¹⁰⁴ Ibid

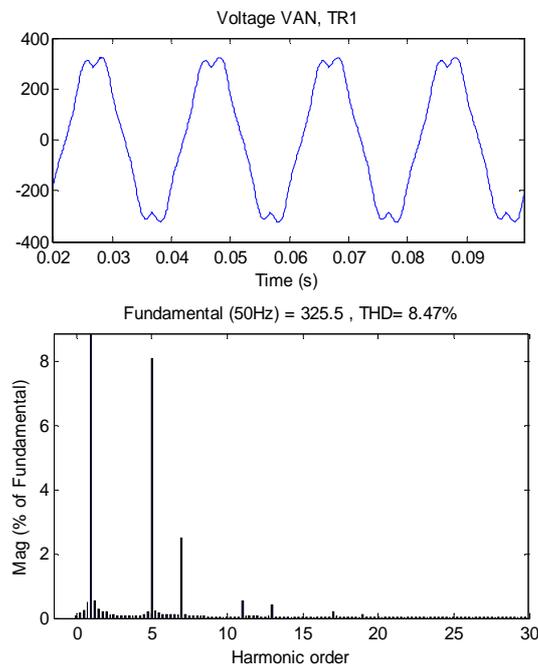


Fig. 6.19 Forma de onda, distorsión total e individual de Tensión VA del TR1.¹⁰⁵

Punto de Acople Común (PCC) y Cervepar

De tal forma para ver la influencia de la inyección de corriente armónica al sistema de parte del consumidor se definió como PCC la acometida principal de FPV, de 23 kV, aunque éste sea una instalación interna correspondiente a las dos industrias, sin embargo representa el punto de medición de consumo energético de la ANDE, por lo que se tomó como PCC la acometida mencionada.

Para este caso, los resultados de la simulación demuestra una fuerte inyección de corriente armónica de parte de FPV al sistema predominadas por la 5ª y 7ª armónicas con 22.27 % y 13.3 % de la fundamental respectivamente. La distorsión total de corriente presenta magnitudes de 26.67 %, cuya forma de onda se puede observar muy alejada a la sinusoidal, véase figura 6.20.

¹⁰⁵ Ibid.

Esta fuerte inyección de corriente armónica al sistema contribuye al deterioro de la calidad de energía, y por ende afecta a los demás usuarios presentes en la línea.

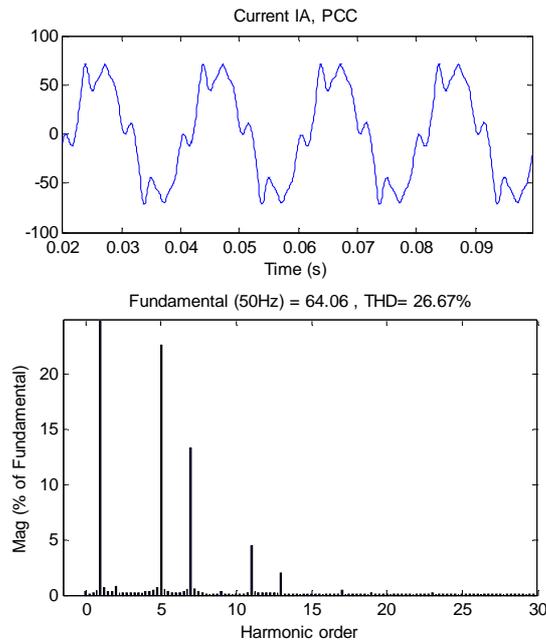


Fig. 6.20 Forma de onda, distorsión total e individual de corriente IA del PCC.¹⁰⁶

En la figura 6.21 se muestra la forma de onda de la tensión de 23kV, la distorsión individual y total. La 5^a y 7^a armónicas son predominantes, con una distorsión total del 7%. Los valores de distorsión individual y total de las figuras 6.20 y 6.21, superan ampliamente los límites impuestos por el IEEE 519. Por ejemplo $THDI = 26.67\%$ contra 8% de la norma y $THDV = 7.72\%$ contra 5% de misma norma.

Por su lado, la carga de Cervepar es considerada lineal. La influencia sobre la misma de la distorsión de tensión y corriente es bastante considerable, como se muestra en la figura 6.22, 6.23 donde la $THDI$ y $THDV$ están alrededor de los 7.5% respectivamente. Estas distorsiones son productos de la penetración armónica debido al horno a inducción.

¹⁰⁶ Ibid.

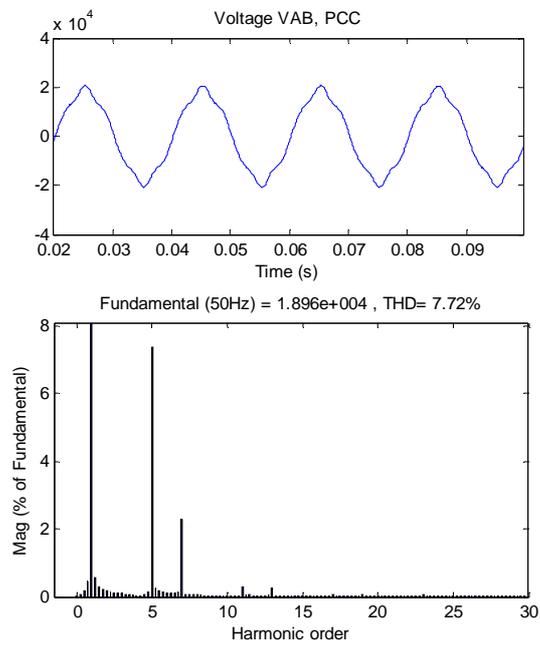


Fig. 6.21 Forma de onda, distorsión total e individual de Tensión VAB del PCC.¹⁰⁷

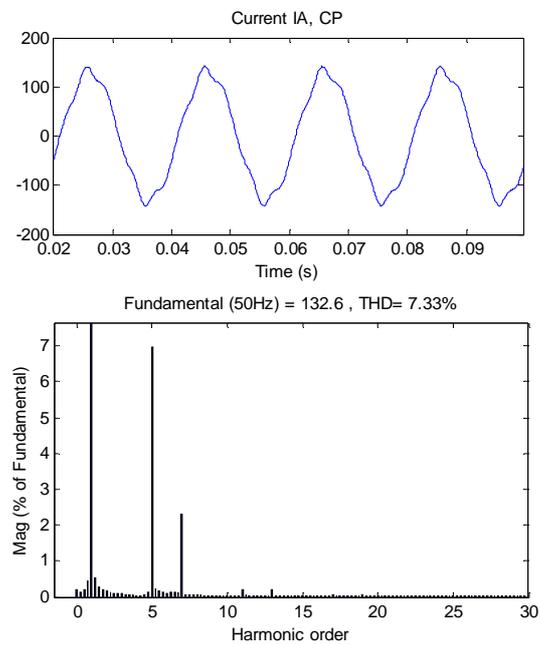


Fig. 6.22 Forma de onda, distorsión total e individual de Corriente IA de CP.¹⁰⁸

¹⁰⁷ Ibid.

¹⁰⁸ Ibid.

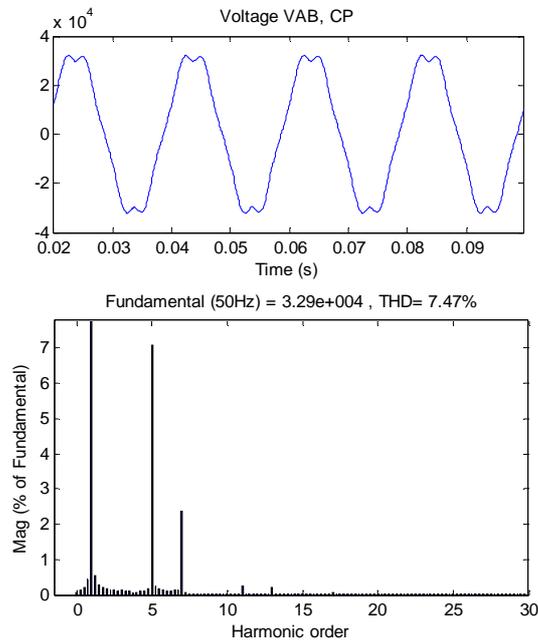


Fig. 6.23 Forma de onda, distorsión total e individual de Tensión VAB de CP.¹⁰⁹

Las distorsiones de corriente y tensión simuladas en la entrada de Cervepar son bastantes aproximados a los valores registrados en la base de datos del medidor Powerlogic en el mismo punto (véase Apéndice 5).

6.6.2 Sistema Industrial sin Resonancia

Para esta etapa de la validación del modelo eléctrico, se desconecta el banco de capacitores resonante del transformador TR3 en el modelo desarrollado a través del software *Matlab/Simulink*. Con esto se logra ver la influencia de la distorsión sobre el sistema, sin la amplificación del mismo por efecto de la resonancia.

Transformador TR3

En las figuras 6.24 y 6.25 se observan la importante disminución de la distorsión de corriente y tensión con respecto a la situación de resonancia anterior.

¹⁰⁹ Ibid.

Valores de $THDI$ y $THDV$ de 30.39 % y 11.4 %, con predominancia de la 5ª y 7ª armónicas respectivamente son visualizados. El factor de potencia real medida es de 0.76 aproximadamente. Estas magnitudes son bastante aproximadas a los resultados de la figura 6.11 y 6.12 correspondiente a las mediciones de campo.

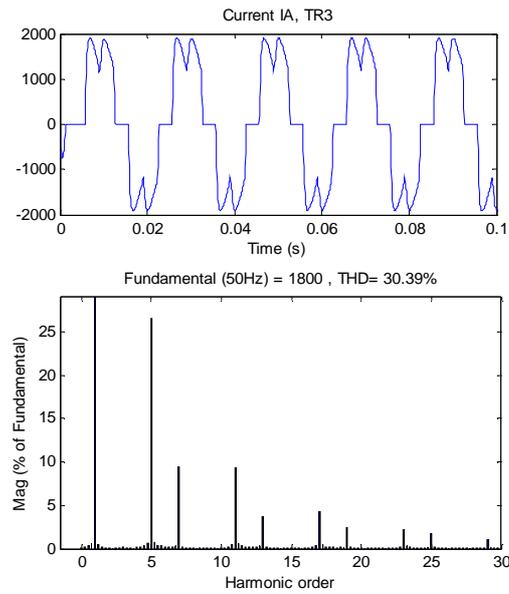


Fig. 6.24 Forma de onda, distorsión total e individual de Corriente IA de TR3¹¹⁰

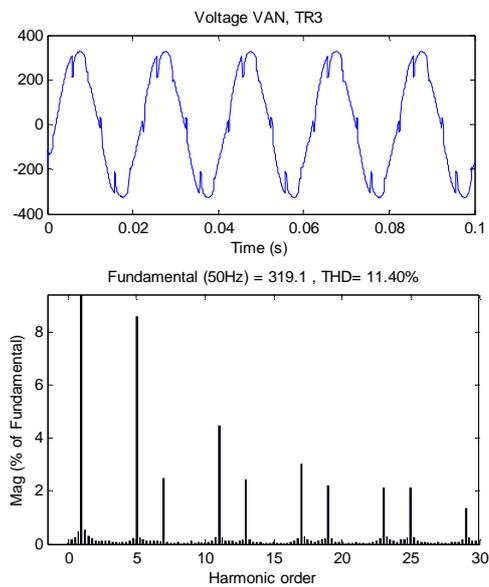


Fig. 6.25 Forma de onda, distorsión total e individual de Tensión VAN de TR3.¹¹¹

¹¹⁰ Ibid.

¹¹¹ Ibid.

Transformador TR1

Para el transformador TR1 se tiene una distorsión de tensión y corriente del orden de casi el 6%, como muestra la figura 6.26 y 6.27. La distorsión para este transformador es debida en su totalidad a la inyección de corriente armónica proveniente del TR3. Se observa una importante atenuación de las distorsiones después de la desconexión de BC en resonancia.

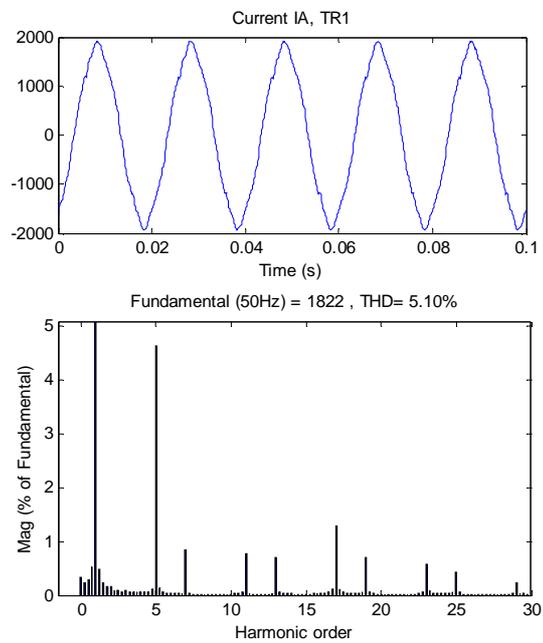


Fig. 6.26 Forma de onda, distorsión total e individual de corriente IA del TR1.¹¹²

¹¹² Ibid.

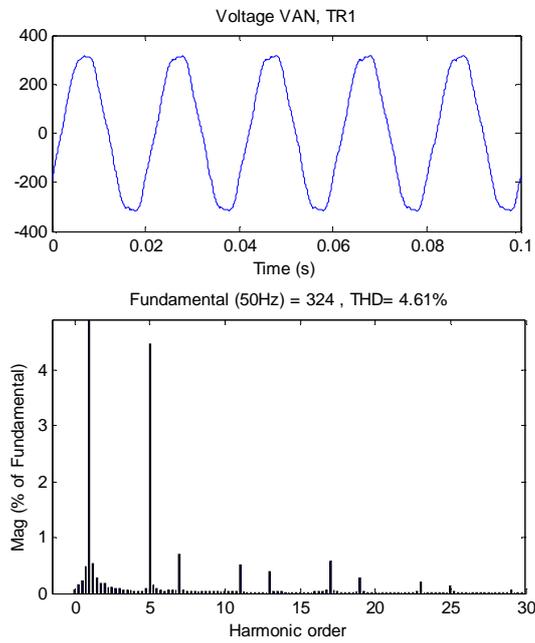


Fig. 6.27 Forma de onda, distorsión total e individual de Tensión VAN de TR1.¹¹³

Transformador TR2

La distorsión de corriente y tensión para el transformador TR2, presentan valores de 12.8% y 4.34% aproximadamente, como se muestra en la figura 6.28 y 6.29. También se observa una importante atenuación de la distorsión.

¹¹³ Ibid.

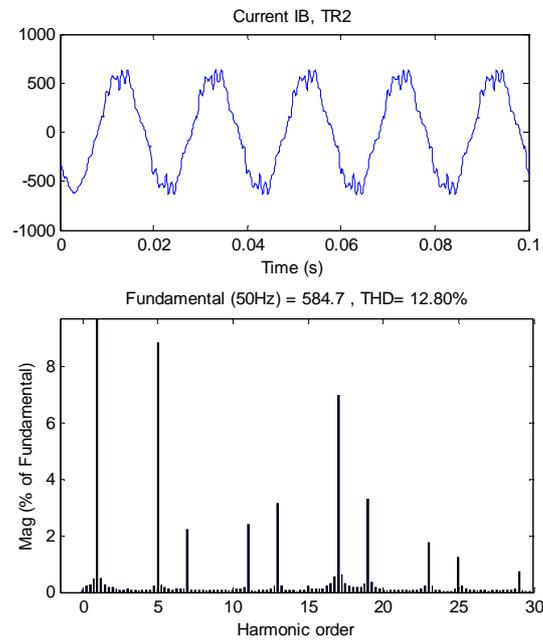


Fig. 6.28 Forma de onda, distorsión total e individual de corriente IB del TR2.¹¹⁴

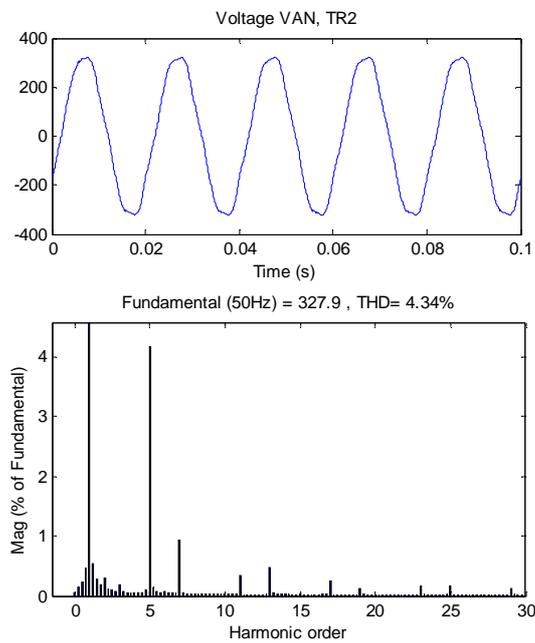


Fig. 6.29 Forma de onda, distorsión total e individual de tensión VBN del TR2.¹¹⁵

¹¹⁴ Ibid.

¹¹⁵ Ibid.

Punto de Acople Común (PCC) y Cervepar

La distorsión y forma de onda para el punto de acople común se observan en la figura 6.30 y 6.31. Los valores de THDi y THDV están por los 13.04 % y 3.97 % respectivamente. La distorsión total de corriente esta por encima del limite recomendado por el IEEE 519 que es del 8%. Las armónicas 5^a, 7^a y 11^a de corriente superan también los límites impuestos por la norma. El factor de potencia real en el PCC es de 0.87 inductivo, la recomendada por la concesionaria ANDE es de 0.92, según esto FPV tendrá recargo por energía reactiva.

Por otro lado Cervepar también se ve afectado por la inyección de corriente armónica del horno a inducción, con distorsiones totales de corriente y tensión del orden de 3.75 % y 3.80 % respectivamente como muestra en la figura 6.31 y 6.32.

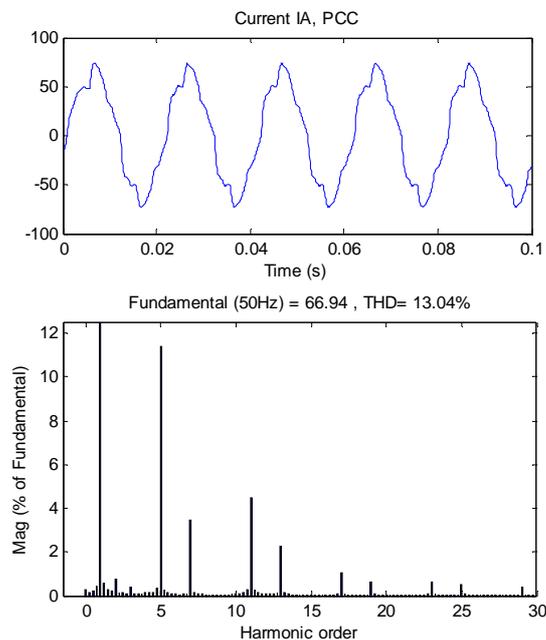


Fig. 6.30 Forma de onda, distorsión total e individual de corriente IA del PCC.¹¹⁶

¹¹⁶ Ibid.

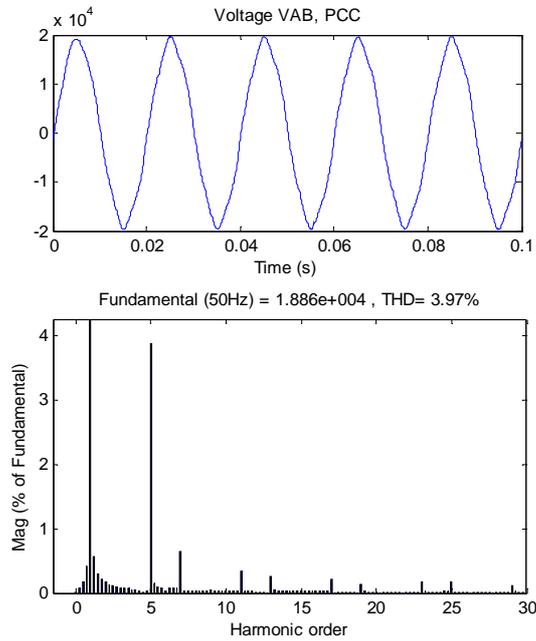


Fig. 6.31 Forma de onda, distorsión total e individual de Tensión VAB del PCC.¹¹⁷

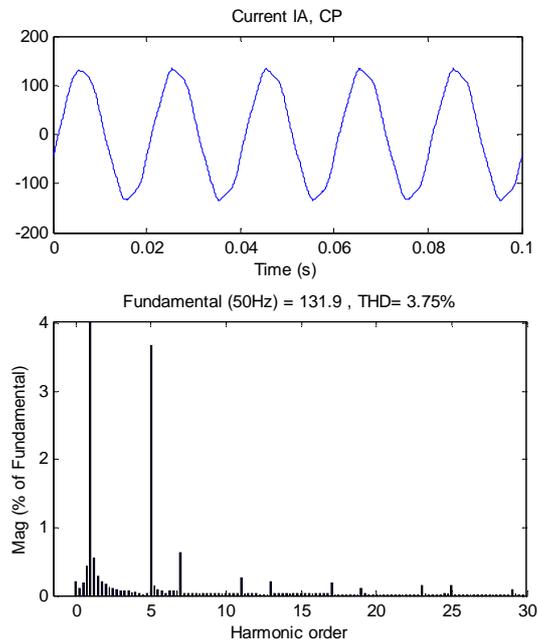


Fig. 6.32 Forma de onda, distorsión total e individual de Corriente IA de CP.¹¹⁸

¹¹⁷ Ibid.

¹¹⁸ Ibid.

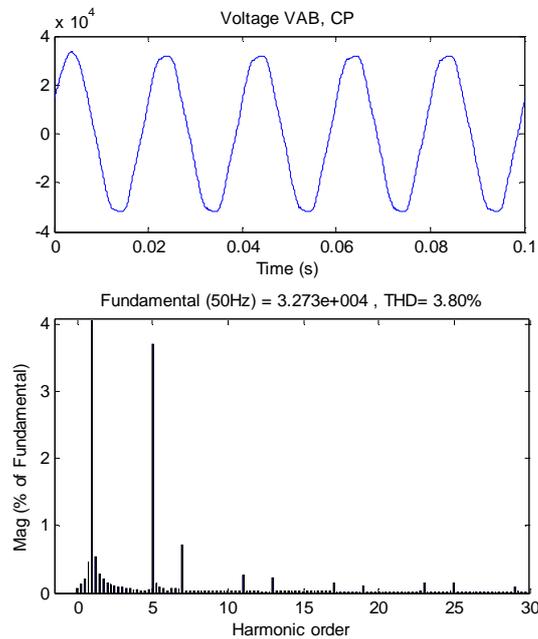


Fig. 6.33 Forma de onda, distorsión total e individual de Tensión VAB de CP.¹¹⁹

6.7 Alternativas de solución propuesta al problema de alta distorsión armónica

Ya teniendo un modelo representativo del sistema eléctrico, es necesario proponer una solución para la atenuación del problema de distorsión armónica en el transformador N° 3 de FPV, existen varias alternativas que técnicamente son posibles, pero no debemos olvidar que un estudio económico juega un papel muy importante para determinar que alternativa es la más conveniente.

A continuación se citan las alternativas que fueron analizadas y descartadas finalmente para la atenuación de la distorsión armónica:

- Limitar la potencia de las fuentes generadoras de armónicas. Esta solución no puede ser aplicable para la atenuación, ya que el proceso industrial no contempla una indisponibilidad de potencia del horno.

¹¹⁹ Ibid.

- Limitar el número de fuentes generadoras de armónicas que operan simultáneamente. No aplicable, ya que el único sistema perturbador es el horno a inducción y es vital para el proceso industrial.
- Conectar en forma equilibrada cargas monofásicas en sistemas trifásicos. No aplicable, ya que la carga perturbadora eléctricamente consiste en un rectificador tiristorizado de 6 pulsos.
- Modificación de la instalación. No aplicable, ya que el elemento no lineal debe abastecerse en forma independiente.
- Instalación de un transformador con factor K. El transformador con factor K soportaría las consecuencias de la distorsión, sin embargo no estaremos evitando la inyección de corrientes armónicas aguas arriba del sistema corriéndose el riesgo de; bajo factor de potencia, peligros de resonancia, no cumplimiento con el Standard de IEEE, etc.
- Utilización de convertidores dodecafásicos: Es una solución interesante para sistemas flexibles en cuanto a la instalación física, para nuestro caso significará una reingeniería completa del sistema eléctrico.
- Cambiar conexiones del transformador TR3: La característica de emisión del horno es $6k \pm 1$. esto significa 5ª, 7ª, 11ª, 13ª..., armónicas. No existe emisión de armónicas homopolares, por lo tanto una modificación del conexionado no tendría ningún efecto.
- Filtros Activos de potencia: Por las características de trabajo este tipo de filtro es muy efectivo, pero el alto costo sigue siendo el limitante de esta aplicación.

Por las razones expuestas arriba se consideró el diseño de un filtro pasivo tipo shunt para la mitigación del problema ya que el mismo ofrece las posibilidades de:

- Mejorar el factor de potencia

- Reducir la presencia de armónicas
- Minimizar el impacto sobre los transformadores de alimentación
- Aumentar la potencia disponible

6.7.1 Criterios para el diseño del filtro

El objetivo de un filtro de armónicas es corregir el factor de potencia y proporcionar una trayectoria de baja impedancia para las armónicas de tensión o corriente, con el fin de prevenir su propagación en el resto del sistema. En este sentido, los filtros deben ser ubicados lo más cerca posible del nodo donde se generan las armónicas; sin embargo, esto no siempre es lo más conveniente por diversos aspectos técnicos y económicos.

El tamaño de un filtro se define en razón de la potencia reactiva de los condensadores a la frecuencia fundamental. Normalmente, la potencia del condensador utilizado se determina de los requisitos de potencia reactiva de la carga. Los demás elementos se seleccionan para proporcionar al filtro la respuesta de frecuencia deseada.

Los filtros sintonizados son utilizados para la eliminación de armónicas individuales de bajo orden con magnitudes considerables, mientras que los filtros amortiguados pasa-alto se utilizan normalmente para eliminar conjuntos de armónicas, generalmente de orden superior ($>13^{\circ}$), con magnitudes relativamente menores¹²⁰.

El criterio ideal de diseño es eliminar completamente la distorsión producida por la carga. Sin embargo, dicho criterio no resulta práctico desde el punto de vista técnico y económico debido a la magnitud y costos de los filtros finalmente requeridos¹²¹.

Un criterio más práctico consiste en diseñar un filtro para reducir las distorsiones a niveles aceptables, a partir de una norma.

¹²⁰ TORRES H., FECHAS J., Energía Eléctrica, un producto con calidad. ICONTEC COLOMBIA. p 232

¹²¹ ELHAM B, SUBRAMANIAN E. Harmonic Filter Design Using Actual Recording Data. IEEE transactions on industry Application. 1993

6.7.2 Consideraciones para la ubicación del Filtro

Teniendo en cuenta, para nuestro caso de estudio, que la fuente de productora de armónica se encuentra alimentada por el TR3, se decidió instalar el filtro en el lado de baja tensión de tal forma a evitar el calentamiento del transformador TR3 debido a la distorsión, como también evitar la propagación armónica al sistema industrial a través de la barra de media tensión. Es decir se trata de eliminar las armónicas en forma local.

6.7.3 Cálculo preliminares de parámetros del filtro

No resulta práctico eliminar completamente la distorsión en el punto de medición TR3 (barra de 380 V), sino llevarla a valores que se encuentran dentro de los límites especificados por las normas, en nuestro caso el Standard IEEE 519-1992.

Resultados de las mediciones realizadas por Tecnoelectric demuestran que el horno demanda potencia activa con valores comprendidos entre 600 a 750KW en forma continua durante un periodo de medición de 7 días (véase Apéndice 2). El promedio de potencia activa resultante de esta medición fue de 660 kW con un factor de potencia promedio de 0.75 inductivo. Por lo tanto para el cálculo de los parámetros del filtro, se utilizará como potencia promedio 660 kW y el factor de potencia de 0.75.

El procedimiento del cálculo consiste en:

$$MVA_{LOAD} = \frac{KW}{pf} = \frac{660}{0.75} = 880KVA$$

$$MVAR = MW(\tan \arccos \theta) = 660(0.723) = 582 \text{ kVAr}$$

La corrección del factor de potencia a 0.95, por encima de lo requerido por ANDE:

$$MVAR = MW \tan \arccos \phi = 660(0.3287) = 217 \text{ kVAr}$$

$$MVAR_{CAPACITOR} = 582 - 217 = 365 \text{ kVAr}$$

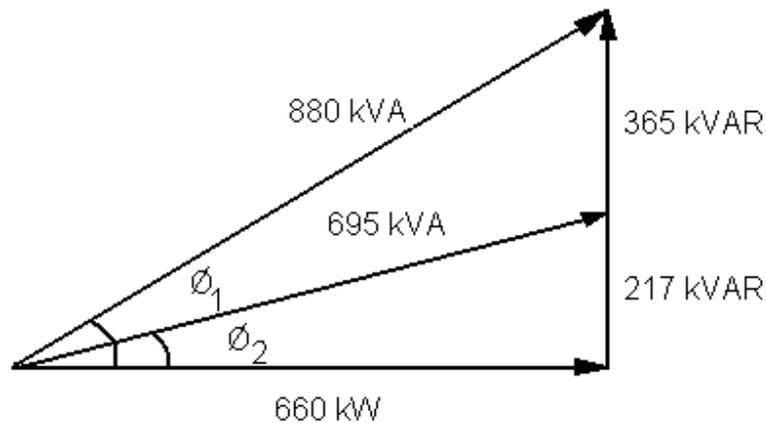


Fig. 6.34 Triángulo de potencia para el diseño del filtro

En este caso utilizaremos un banco de capacitores de 400 kVAr para obtener un factor de potencia cercano a 0.95, véase fig. 6.34.

Para el diseño del filtro pasivo del 5ª armónica; consideremos la potencia calculada del banco igual a 400 kVAr con una tensión de diseño de 440 V, por la disponibilidad comercial del mismo.

Empezando por calcular las impedancias del banco se tiene:

$$X_c = \frac{V^2}{Q} = \frac{440^2 V}{400 \text{ kVAr}} = 0.484 \Omega,$$

$$C = \frac{1}{2\pi f X_c} = 6.58 \text{ mF}$$

Sintonizando el filtro a la 4.8ª armónica:

$$X_L = \frac{X_C}{h^2} = \frac{0.484}{4.8^2} = 0.021 \Omega$$

$$L = \frac{X_L}{2\pi f} = \frac{0.021}{2\pi 50} = 66.9 \mu H$$

De esta manera los kVAr que entregara el filtro efectivamente al sistema esta dado por:

$$MVAr_{FIL} = \frac{V^2}{X_C - X_L} = \frac{(380)^2}{(0.484 - 0.021)} = 312 \text{ kVAr}$$

De tal forma a determinar el factor de calidad de sintonización procedemos a los siguientes cálculos; donde se considera 4% de desintonización. Teniendo en cuenta la relación:

$$Q = \frac{f_{res}}{\Delta\omega} = \frac{250}{260 - 240} = 12.5$$

Finalmente tomamos el valor de Q igual a 10, por tanto:

$$R = \frac{X_L}{Q} = \frac{0.021}{10} = 0.0021 \Omega$$

Por tanto, los parámetros preliminares encontrados para el filtro son:

$$C = 6.58 \text{ mF} \quad L = 66.9 \mu H \quad R = 0.0021 \Omega$$

Estos parámetros son utilizados en el modelo desarrollado a través del programa, para verificar la atenuación de la distorsión por medio del filtro.

6.7.4 Filtro requerido en la barra de BT del TR3

El tipo de filtro requerido depende del número de armónicas por eliminar del sistema. Las armónicas predominantes en el tablero de alimentación del TR3, en orden de magnitud, el 5ª, la 7ª y la 11ª .

Teniendo en cuenta lo anterior, se decidió inicialmente simular la instalación de dos filtros; el primero, sintonizado a la 5ª y 7ª armónica, y el segundo sintonizado a la 5ª armónica. Se encontró que esta última alternativa es la más apropiada, ya que con un solo filtro se reduce la distorsión armónica a niveles admisibles por el Standard internacional y se corrige adecuadamente el factor de potencia.

6.8 Simulaciones por computador con filtro armónica diseñado

Utilizando el modelo desarrollado en el programa Matlab/Simulink se analizó el impacto de instalar los filtros diseñados. Se verificaron los siguientes parámetros, para cada una de las condiciones analizadas:

- Transformador TR3, lado de 0.38 kV
 1. Tensión (V_{L-N})
 2. Corriente (A)
 3. Potencia reactiva (Q kVAr)
 4. Potencia activa (P kW)
 5. Factor de potencia true (FP)
 6. Distorsión armónica en tensión (% *THDV*)
 7. Distorsión armónica de corriente (% *THDI*)

- Punto de acople común (PCC), barra 23 kV
 1. Tensión (V_{L-N})
 2. Corriente (A)
 3. Potencia reactiva (Q kVAr)
 4. Potencia activa (P kW)
 5. Factor de potencia true (FP)

6. Distorsión armónica en tensión (%*THDV*)
 7. Distorsión armónica de corriente (%*THDI*)
- Filtro a las armónicas quinta y séptima (filtro 5 y filtro 7)
 1. Corriente RMS del filtro (*IRMS*)
 2. Corriente a la 5ª armónica (*I5 Arm*)
 3. Tensión de fase en los condensadores (*kVRMS*)
 4. Corriente RMS del filtro (*IRMS*)
 5. Corriente a la 7ª armónica (*I7Arm*)
 6. Tensión de fase en los condensadores (*V_{L-Ncap}*)

El diseño del filtro es un proceso iterativo. El objetivo del proceso es determinar el filtro mínimo que desempeñe la labor de eliminación de armónicas requerida¹²². Se requiere además, que los componentes del filtro no queden sometidos a sobrecargas ni a sobretensiones durante su operación normal. Para tal fin se evaluaron dos alternativas de solución mediante simulación por computador, las cuales se presentan a continuación:

1. **Caso 1.** Diseño con un filtro de 5ª armónica compuesto por el 60% de la potencia reactiva del BC (sintonizado a $h= 4.8$) y en filtro de 7ª armónica compuesto por el 40% (sintonizado a $h= 6.8$). Para el cálculo de los componentes del filtro para este caso son idénticos a los indicados en la sección 6.7.3.
2. **Caso 2.** Diseño con filtro de 5ª armónica, compuesto del 100% del Banco de Capacitores (sintonizado a $h= 4.8$).

6.8.1 Resultado de la simulación y selección del filtro definitivo

La selección del filtro por utilizar se efectuó con base en los resultados de las alternativas mencionadas más arriba.

¹²² Ibid p. 237

Del análisis de las simulaciones efectuadas con los casos que se presentaron anteriormente se han elaborado las tablas 6.1 y 6.2 de las cuales se concluye:

- En la barra de 23 kV (PCC), las alternativas estudiadas reducen la *THDI* a valores por debajo de lo requerido por el Standard del 8%. Para el TR3 en la barra de 380 V sigue habiendo *THDI* mayores al 8%.
- La tensión en los condensadores para cada caso está por debajo de la tensión de diseño, ($254 V_{L-N}$). Para una eventual tensión de alimentación en MT de 1.1 pu se tiene $264 V_{L-N}$ sobre el BC, sin embargo esto es inferior al 110% de V_N requerido por la norma IEEE Std. 18-1992.
- La potencia que entrega el filtro del caso 1, también puede ser suministrada con el filtro del caso 2.
- Con el filtro de 5^a armónica se logra un factor de potencia en el PCC mayor a 0.92, requerida por la ANDE.

Por las razones expuestas se considera que instalando un filtro sintonizado a la 5^a armónica, se pueden obtener los resultados deseados para corregir los niveles de distorsión y mejorar el factor de potencia de la planta.

Tabla 6.1 Resultado de las alternativas estudiadas¹²³.

| Caso | P.M. * | VL-N | Q | | P (kW) | FP | %THDV | %THDI |
|------------------------|-------------|-------|-------|--------|--------|-------|-------|-------|
| | | | Amp | (kVAR) | | | | |
| Caso 1 Filtro 5 y 7 | TR3 lado BT | 231.1 | 1059 | 67 | 234 | 0,945 | 5.07 | 10.56 |
| | PCC 23kV | 13400 | 44.41 | 186 | 565 | 0,948 | 0,8 | 4.38 |
| Caso 2 Filtro 5 | TR3 lado BT | 231.3 | 1049 | 66 | 230 | 0,951 | 5.94 | 14.33 |
| | PCC 23kV | 13410 | 44.18 | 185 | 561 | 0,947 | 0,97 | 5.71 |
| * punto de medición | | | | | | | | |

Tabla 6.2 Valores eficaces de corriente y tensión en los filtros¹²⁴.

| | Filtro 5 | | | Filtro 7 | | |
|---------------------|------------------|-------------------|---------------------|------------------|-------------------|---------------------|
| | I _{rms} | I _{5ARM} | VL-N _{cap} | I _{rms} | I _{7ARM} | VL-N _{cap} |
| Filtro 5 y 7 | 480 | 372 | 248.1 | 226.5 | 101 | 236.1 |
| Filtro 5 | 612.5 | 348 | 243.6 | – | – | – |

De tal forma a observar el efecto de la atenuación del filtro de 5^a armónica diseñado, se presentan las tablas 6.3 y 6.4 con las variables eléctricas sin y con el filtro mencionado para distintos puntos de medición del sistema.

¹²³ Tabla elaborada por los autores

¹²⁴ Tabla elaborada por los autores

Tabla 6.3 Resultado comparativo del TR3 y PCC, sin y con filtro de 5ª armónica¹²⁵.

| Sistema | P.M. * | VL-N | Amp | Q (kVAR) | P(kW) | FP | %THDV | %THDI |
|---------------------|-------------------|-------------|-------|----------|-------|-------|-------|-------|
| | sin filtro | TR3 lado BT | 228 | 1329 | 168 | 226 | 0.76 | 11.4 |
| | PCC 23kV | 13340 | 47.7 | 293 | 555 | 0.87 | 3.97 | 13.04 |
| con filtro | TR3 lado BT | 231.3 | 1049 | 66 | 230 | 0,951 | 5.94 | 14.33 |
| | PCC 23kV | 13410 | 44.18 | 185 | 561 | 0,947 | 0,97 | 5.71 |
| * punto de medición | | | | | | | | |

Tabla 6.4 Valores de *THDV* y *THDI* de TR2, TR1 y CP con y sin filtro de 5ª armónica¹²⁶.

| | P.M. * | %THDV | %THDI |
|---------------------------|----------|-------|-------|
| Sistema sin filtro | TR2 (BT) | 4.41 | 12.80 |
| | TR1 (BT) | 4.61 | 5.1 |
| | CP (MT) | 3.8 | 3.75 |
| Sistema con filtro | TR2 (BT) | 1.48 | 7.45 |
| | TR1 (BT) | 1.22 | 1.86 |
| | CP (MT) | 0.97 | 0.91 |
| * punto de medición | | | |

¹²⁵ Tabla elaborada por los autores

¹²⁶ Tabla elaborada por los autores

El desempeño del banco de capacitores debido al filtro de 5ª armónica se evalúa según la norma del IEEE 18 – 1992. La evaluación se realiza para una tensión de diseño de 1 pu y 1.1 pu como muestra las tablas 6.5 y 6.6. En ambos casos el diseño del filtro no excede ningún límite.

Tabla 6.5: Comparación de resultados contra exigencias del Std. IEEE 18 1992 para una tensión de entrada 1 pu en MT.

| | Simulación (%) | Límite (%) | Excede el límite |
|----------------------------|----------------|------------|------------------|
| $I_{RMS} / I_{nominal}$ | 117% | 180% | NO |
| $V_{RMS} / V_{nominal}$ | 96% | 110% | NO |
| $V_{PICO} / V_{pico\ nom}$ | 109% | 120% | NO |
| $Q_{TOTAL} / Q_{nominal}$ | 112% | 135% | NO |

Tabla 6.6: Comparación de resultados contra exigencias del Std. IEEE 18 1992 para una tensión de entrada 1.1 pu en MT.

| | Simulación (%) | Límite (%) | Excede el límite |
|----------------------------|----------------|------------|------------------|
| $I_{RMS} / I_{nominal}$ | 126 | 180% | NO |
| $V_{RMS} / V_{nominal}$ | 104 | 110% | NO |
| $V_{PICO} / V_{pico\ nom}$ | 117 | 120% | NO |
| $Q_{TOTAL} / Q_{nominal}$ | 131 | 135% | NO |

En las figuras 6.35 a 6.38 se presentan las curvas con los resultados de los modelos de computador para el **caso 2** con filtro de 5ª armónica. En las mismas se pueden observar las distorsiones totales como las indicadas en las tablas 6.1 y 6.3. En cuanto a las distorsiones individuales sólo la 11ª armónica sobrepasa 0.1% el límite establecido de 3.5% del Standard.

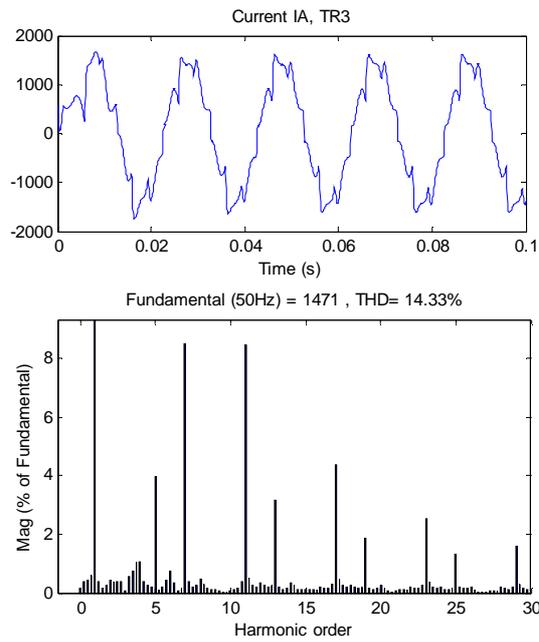


Fig. 6.35 Corriente IA con filtro de 5^a armónica del TR3.¹²⁷

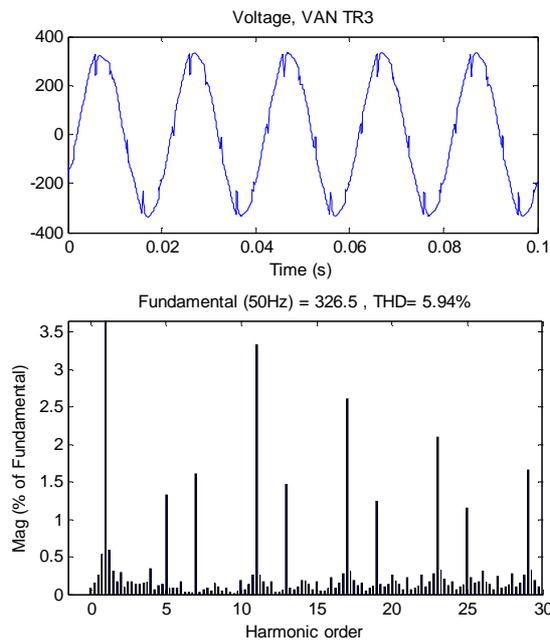


Fig. 6.36 Tensión VAN con filtro de 5^a armónica del TR3.¹²⁸

¹²⁷ GETTING STARTED WITH MATLAB. Computation, Visualization, Programming, 2001

¹²⁸ Ibid

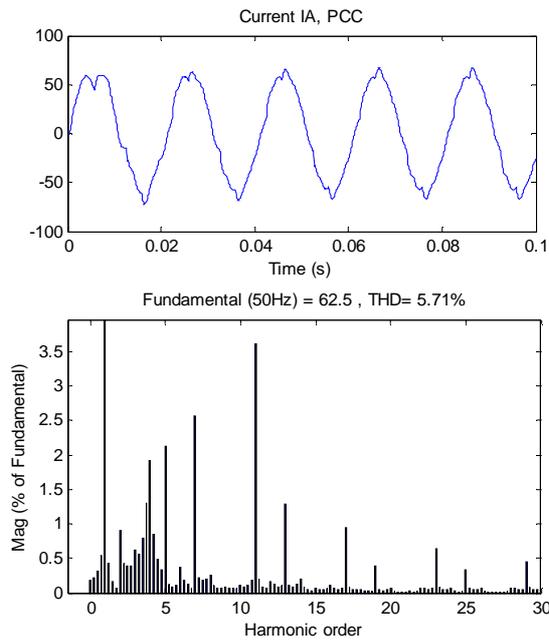


Fig. 6.37 Corriente IA con filtro de 5^a armónica del PCC.¹²⁹

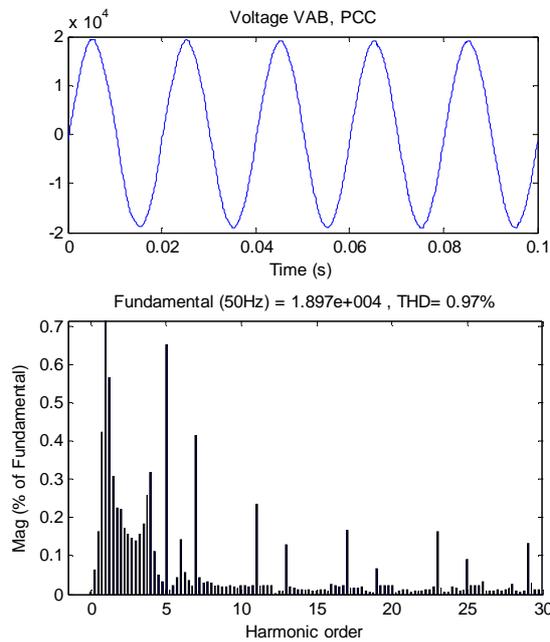


Fig. 6.38 Tensión VAN con filtro de 5^a armónica del PCC.¹³⁰

¹²⁹ *ibid*
¹³⁰ *ibid*

6.9 Especificación técnica final del filtro

El filtro está constituido de una rama sintonizada a la 5ª armónica. El condensador ha sido especificado a una tensión nominal de 0.44 kV y a una potencia de 400_kVAr a 50 Hz. El valor RMS de corriente incluye la componente fundamental y los componentes de armónicas.

En la tabla 6.5, se dan las características finales del filtro sintonizado paralelo de 5ª armónica a ser instalado en el lado de BT del transformador TR3.

Tabla 6.7 Especificación técnica del filtro diseñado (400 kVAr).

| Especificación final del filtro | |
|--|----------------|
| Tensión nominal del filtro | 0.44 kV |
| Frecuencia de sintonización ($f_{base}=50\text{Hz}$) | 4.8 |
| Tipo de conexionado | Estrella |
| Condensador | |
| Tensión nominal V_{L-L} rms (V) | 440 |
| Capacitancia nominal (mF) | $6.58 \pm 1\%$ |
| Reactancia nominal X_c (ohm) | 0.484 |
| Potencia a 50Hz (kVAR) | 400 |
| Corriente nominal RMS (A) a 50 Hz | 525 |
| Reactor | |
| Inductancia (μ H) | 66.9 |
| Relacion X/R a 50 Hz | 10 |
| Corriente nominal RMS (A) a 50 Hz | 525 |
| Cortocircuito en la entrada del filtro | |
| Capacidad de corto circuito (kA) | 23 |

Por último, es importante mencionar que, la ANDE por su lado se ve beneficiada por la disminución de la inyección de corriente, evitando pérdidas de energía, deterioro de la calidad energética, y el reclamo legal de otros usuarios suministrados por la misma línea, debido a los efectos creados por el fenómeno en cuestión.

6.10 Evaluación del impacto económico debido al problema de distorsión armónica

Con el fin de reclamar a la empresa BDF (Italia), proveedora del horno a inducción, las consecuencias económicas y de mermas en la eficiencia de producción originadas por los problemas de alta distorsión armónica, el departamento de planificación de FPV realiza un estudio para cuantificar dichos perjuicios¹³¹.

El horno instalado posee una capacidad nominal de producción de 100 ton/día (toneladas por día). Según la tabla 6.8 una merma acumulada de producción de 2.993 ton (Ene/Agos. 242 días de prod.) se revela según el estudio, de los cuales 2.169 ton es consecuencia de las armónicas, representando un costo en eficiencia real de U\$\$ 232.237.

Tabla 6.8 Consecuencias económicas de la distorsión armónica^{*}.

| Problema | Acum. Ene/Agosto | Lucro cesante (U\$\$) | Lucro cesante (U\$\$) |
|--------------------------------------|--------------------|-----------------------|-----------------------|
| | Dif. Resp. 100 t/d | Enero a Agosto/06 | Enero a Agosto/06 |
| | | Eficiencia teórica | Eficiencia real |
| Producción por debajo de 100 Ton/día | 2.993 | 455.231 | 320.455 |
| Problema de Armónicas | 2.169 | 329.910 | 232.237 |

Otra importante pérdida económica, fue debido a cargos por bajo factor de potencia, ascendiendo a la suma de U\$\$ 20.533 (1 U\$\$= Gs 4.800), en un periodo comprendido entre Enero/Julio de 2.006. El factor de potencia medida promedio para el periodo citado es de 0.88.

La eficiencia de producción se vio también perjudicada. Uno de los indicadores de producción, **Pack to Melt[†]** tuvo una acumulación hasta agosto de tan solo el 64%.

¹³¹ Informe de las consecuencias económicas de la distorsión armónica. Dpto. Planificación FPV
[†]Nota del autor: Pack to Melt: Kg. de botellas buenas menos los Kg. de rechazo de protocolo; de ambas líneas sobre Kg. de gotas cortadas de ambas líneas más el chorreo del día. Se acumulan día a día.

6.11 Comparación del costo del filtro y las pérdidas económicas

Se contactó con empresas nacionales e internacionales para la cotización del filtro diseñado, entre ellas MTE Corporation (EEUU), NOKIAN Capacitor (España) y Engematec (Brasil). Solo se tuvo respuesta de la empresa MTE, quien nos estimó el costo FOB del filtro a unos (USD) 45.000 (cuarenta y cinco mil dólares americanos).

El precio llave en mano del filtro (Tabla 6.9) teniendo en cuenta gastos de importación e instalación en fábrica conforme a obra asciende a un total de USD 97.600.

Tabla 6.9 Descripción de costo del filtro

| Costo Final del Filtro | | |
|-------------------------|-----------------------|---------------|
| Descripción de costos | Porcentaje/Precio FOB | PRECIO en USD |
| Precio FOB | | 45.000 |
| Flete y Seguro Marítimo | 7% | 3.150 |
| Despacho | 2.22% | 1.000 |
| Código Aduanero 8537 | 18% | 8.100 |
| Precio Despachado | | 57.250 |
| IVA sobre despacho | 10% | 5.725 |
| Total sin instalación | | 62.975 |
| Costo conforme a obra | | |
| Puesta en Marcha | 55% | 97.600 |

Tabla 6.10 Comparación de costo del filtro contra las pérdidas.

| Descripción | Perdidas en (USD) | Costo Filtro en (USD) |
|------------------------------|-------------------|-----------------------|
| Perdidas por armónicas (USD) | 232.237 | - |
| Cargo por reactivo (USD) | 20.533 | - |
| Costo filtro (USD) | - | 97.600 |
| Totales | 252.770 | 97.600 |

Según la tabla 6.10, el costo del filtro representa el 38.6% de la pérdida total generada. Según esto, la recuperación de la inversión se obtiene a los 2.5 meses.

V. CONCLUSIONES

En virtud al análisis del estudio realizado y en función de los objetivos propuestos, a continuación se expone los aspectos más relevantes del trabajo.

Los altos niveles de distorsión detectados en una industria local, los cuales fue generado por un horno a inducción de 1000 kW han demostrado la consecuencia técnico-económica negativas, tales como el sobrecalentamiento de conductores y transformadores, bajo factor de potencia y disminución de la eficiencia productiva.

La metodología implementada para el análisis del fenómeno ha sido plenamente aprobada y ha demostrado ser efectiva en el diagnóstico y solución de calidad de potencia en clientes industriales de sistema de distribución.

Es muy interesante tener en cuenta que antes de implementar soluciones que a *priori* pueden ser las más indicadas, se debe analizar cuidadosamente cada caso en particular, de manera que se eviten influencias por “artificios comerciales” de los diferentes fabricantes de equipos, que plantean soluciones generales para los diversos problemas de calidad de la energía, donde en muchos casos, no resuelven el problema sino, por el contrario, lo complican. Adicionalmente, se conduce al usuario incurrir en costos innecesarios.

En ocasiones la solución al problema de los armónicos es más sencilla de lo que muchos se pueden imaginar. Por esta razón es muy importante la realización de estudios antes de tomar cualquier decisión al respecto.

A partir de un modelo detallado y de unas simulaciones confiables, se pueden analizar diversas alternativas de solución de los problemas, de manera rápida y precisa.

De la potencia y capacidad de los equipos de medida y del software de simulación depende buena parte de la calidad del estudio que se realice. Por otra parte, la experiencia de los ingenieros involucrados en el análisis es fundamental para aprovechar al máximo las herramientas y generar las mejores alternativas de solución.

Uno de los aspectos más importantes de la metodología planteada consiste en la realimentación de información de campo por medio de equipos analizadores de red, para validar el modelo planteado. Otro aspecto fundamental es la simulación de las diferentes condiciones de operación del sistema analizado con el fin de poder detectar la situación o caso más crítico.

Finalmente, con este trabajo se pretende, demostrar que el problema de distorsión armónica es un problema potencial para usuarios y la concesionaria, con la creciente utilización de equipos basados en la electrónica de potencia. Por lo tanto se vuelve imprescindible el análisis del sistema perturbado, a través de software especializado para obtener la solución más adecuada.

VI. RECOMENDACIONES

La adquisición de equipos analizadores de red por cualquier industria, entidad o institución educativa terciaria, es fundamental para el estudio de la calidad de potencia en un sistema industrial y de distribución.

La Facultad Politécnica, como Institución líder en formación de profesionales en el área eléctrica, está obligada a la adquisición de equipos analizadores de red para la dotación de su laboratorio.

Por ultimo, resulta necesario conformar grupos de estudios de calidad de potencia, entre estudiantes, profesores y la concesionaria local de energía de tal forma a establecer mecanismos para el análisis de la situación actual de las redes eléctricas, y sirva de base para el establecimiento de una futura reglamentación.

VII BIBLIOGRAFIA

ABB. Power Quality Filter: Active Filtering Guide (1999),

AEMC Instruments. Entendiendo la Potencia y la Medición de la Calidad de Potencia (2005), pag. 1-8. disponibles en <http://www.aemc.com/>

AFONSO J., MARTINS J. 2004. Qualidade da Energia Elétrica. Revista o Electricista n° 9, 3° trimestre de 2004, p. 66-71.

AMANTEGUI J., BELLON A., BERGERON R. (1999). Interharmonics in Power Systems.

IEEE Interharmonic Task Force, Cigré 36.05/CIRED 2 CC02 Voltage Quality Working Group, p. 1-9

ANDE, (Administración Nacional de Electricidad). Reglamento para Instalaciones Eléctricas de Baja Tensión, aprobado por res. N°14 6/71.

BETTEGA E., FIORINA J. 2003. Armónicos: Rectificadores y Compensadores Activos. Schneider Electric CT n°183, p. 1-35.

BRUGNONI M (2004). Los componentes Armónicas de las demanda y sus Efectos de sobre las Redes de Distribución Eléctricas. Dpto. Electrotecnia – Universidad de Bs. As., p. 1-7.

CALVAS R. (2000). Perturbaciones en los sistemas electrónicos y esquemas de conexión a tierra. Schneider Electric CT N°177 , p. 1-25.

CEPEL, (Centro de Pesquisas de Energia Elétrica) – 2004. Manual de Utilização do Programa HarmZs Versão 1.5

CURSO A DISTANCIA DE LA CIER (2005), Calidad de Potencia en la Distribución, Mod. 2 p. 49

CHAPMAN S. J. Máquinas Eléctricas. Editorial: McGraw – Hill, 2da edición

COLLOMBET C., LUPIN JM., SCHONEK J. 2003. Los armónicos en las redes perturbadas y su tratamiento”, Schneider Electric C.T. n° 152, p. 1-30. Disponible en <http://www.schneider-electric.com.ar/>

DA COSTA E., PINHIRO W., GOMES R. 2000. Desempenho de Medidores de Wat-hora Indutivos em Ambientes nao Senoidaies. INMETRO – Brasil, p. 1-6.

Efecto de las Armónicas en Transformadores y Motores, disponible en <http://www.ing.unlp.edu.ar/sispot/libros/cme/vol-10/2capit20>

EGUÍLUZ L.I. 2001. Perturbaciones y Rendimientos de la Red, XVII cursos de verano de la Universidad de Cantabria – España, p. 1-22.

EGUÍLUZ MORÁN L. I. 2005. Circuitos en Régimen No-Sinusoidal. Dpto. de Ingeniería Eléctrica y Energética. Universidad de Cantabria – España, p. 1-55.

EVDOKINOV F. (1957), Principios Teóricos de la Electrotecnia. Editorial MIR – Moscú.

FIORINA J. N. (1993), “Onduladores y armónicos (caso de cargas no lineales)”, Schneider Electric, C.T. N° 159, p. 1-21.

GALHARDO M., PINHO J. 2003. Conceitos de Distorção e Não-Linearidades. Seminário Brasileiro sobre Qualidade da Energia Elétrica. Aracaju – Sergipe – Brasil, p. 1-7.

GAUDINO, G. 2005. Calidad de Potencia en la Distribución. Sobretensiones y Armónicas, Curso a distancia de la CIER).

GETTING STARTED WITH MATLAB. Computation, Visualization, Programming, 2001

GRADY M., GILLESKIE R. 1993. Harmonics and How They Relate to Power Factor. Proc. of the EPRI Power Quality Issues & Opportunities Conference (PQA'93), San Diego, CA, November 1993.

GRADY, M. 2006. Understanding Power Systems Harmonics. Dept. of Electrical & Computer Engineering University of Texas at Austin – USA, p. 1-182.

HUANG Z., XU W., DINAHAHI V. R.(2002). A Practical Harmonic Resonance Guideline for Shunt Capacitor Applications. Department of Electrical and Computer Engineering, the University of Alberta, Edmonton.

IEEE – VIRGINIA TECH, Tutorial on Harmonics Modeling and Simulation, TP-125-0.

IEEE STANDARD 519-1992, Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems, 1992.

IEEE, Recommended Practice for Establishing Transformer Capability When Supplying Nonsinusoidal Load Currents, ANSI/IEEE C57.110-1986.

KEITH H. SUEKER (1989). Power Factor Correction for Thyristor Equipment in the Glass Industry, **IEEE** transactions on industry applications, vol. **24**, no. **1**.

LAMICH AROCAS M. 2005. Filtros Activos: Introducción i Aplicaciones. Departament d'Enginyeria Electrònica, Universitat Politècnica de Catalunya.

LAZARO CASTILLO I. 2006. Efectos de las Armónicas. División de Estudios de Posgrado de la Facultad de Ingeniería Eléctrica de la Universidad Michoacana Nicolas Hidalgo – México, p. 1-44.

LLAMAS A 2005. ¿Que son las Armónicas?. Dpto. Ingeniería Eléctrica- Instituto Tecnológico de Monterrey – México, p. 1-57.

LLAMAS A. 1998. Factor de cresta, Valor rms, Distorsión armónica y el factor K. ITESM Campus Monterrey, p. 1-6.

LLAMAS A. 1998. Factor de cresta, Valor rms, Distorsión armónica y el factor K, ITESM Campus Monterrey, p. 1-6.

LUNDQUIST J. 2001. On Harmonic Distortion in Power Systems. Thesis for the Degree of Licentiate of Engineering. Department of Electric Power Engineering - Chalmers University of Technology , Göteborg- Sweden , p. 1-147.

MASWOOD A., HAQUE M.H. 2002. Harmonics, Sources, Effects and Mitigation Techniques, Second International Conference on Electrical and Computer Engineering, Dhaka – Bangladesh, p. 1-4.

MEHL E. (2004), “Qualidade da Energia Elétrica”, Curso de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, p. 1-8.

NERYS L, LISITA L, BATISTA A. (2004). Perda Adicional no Núcleo em Transformadores Trifásicos Alimentando Cargas Não-Lineares. Universidad Federal de Goiás, p. 1-9.

OLESKOVICZ M. Qualidade da Energia – Fundamentos básicos. Apostila de la Universidade Federal de Sao Paulo, p. 1-129.

OLIVEIRA J.C., COGO J., ABREU P. 1984. TRANSFORMADORES: Teoría e ensayos. Editorial Edgard Blucher Ltda.. p. 1-73.

PEÇAS LOPES J. 2002. Instalações eléctricas industriais: Perturbações na Tensão e seus Impactos na Exploração de Redes Eléctricas Industriais Universidade do Porto – Faculdade de Engenharia –Portugal, p. 1-49.

POMILIO J.A. 2002. Efeitos e causas de harmônicas no sistema de energia elétrica. CAP. 4 disponible en: <http://www.dsce.fee.unicamp.br/~antenor>

PROCOBRE. Calidad de Energía, (2002), disponible en <http://www.procobrecolombia.org/>

RIOS C., NARANJO M., ALFONSO G. 2003. Análisis de Armónicos en Sistemas Eléctricos. Revista: Scientia Et Técnica N°21 – Colombia, p. 1-6.

SCHNEIDER ELECTRIC. Compatibilidad Electromagnética (1999). Programa de formación técnica continuada, p. 1-14.

SCHNEIDER ELECTRIC. La Compensación de la Energía Reactiva (2003), Manual Teórico práctico de disponible en <http://www.schneider.com.es/>

SLOMOVITZ D. (2005), “ Efectos de la Distorsión sobre medidores de Energía Reactiva” CENAM, Santiago de Querétaro – México

SOUZA L., ROSS R., WATANABE E. 2005. Uma discussão sobre harmônicos produzidos por equipamentos de eletrônica de potencia. VI Seminario Brasileiro Sobre Qualidade de Energia Elétrica, p. 1-8.

TAYJASANANT T., WANG W, LI C. Interharmonic-Flicker Curves. *IEEE transactions on power delivery*, vol. 20, no. 2, april 2005

TECNOELECTRIC SA. Informe técnico: estudio de carga de FPV, primera medición.

TECNOELECTRIC SA. Informe técnico: estudio de carga del horno de inducción, segunda medición.

TOUMAINEN H. Harmonics and Reactive Power Compensation in Practice. Nokian Capacitor.

UNESA (Comité de Distribución – Comisión Técnica) 2001. Calidad de Onda en las Redes Eléctricas, p. 1-72.

VÁZQUEZ J., FLORES J., SALMERÓN P. 2005. Diseño de filtros pasivos, activos e híbridos para la compensación armónica de cargas trifásicas no lineales. Dpto. IET – Universidad de Huelva, p. 1-7

WATANAVE E., AREDES M. 1998. Teoria de Potência Ativa e Reativa Instantânea e Aplicações — Filtros Ativos e FACTS — COPPE/UFRJ

XU W., HUANG Z., CUI Y., WANG H. (2005). Harmonic Resonance Mode Analysis. *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 20, no. 2, april 2005.

XU W., LIU Y. (2000). A Method for Determining Customer and Utility Harmonic Contributions at the Point of Common Coupling. *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 15, no. 2, april 2000.

ZOCHOLL S. E., BENMOUYAL G. (2003). Como os Relés Microprocessados Respondem a Harmônicos, Saturação e a Outras Distorções de Onda. Schweitzer Engineering Laboratories, Brasil Ltda., p. 1-14.

APÉNDICE 1

Análisis de cargas de los transformadores 1, 2 y 3.

1ª Medición

| | | Transformador N°1 | | | Transformador N°2 | | | Transformador N°3 | | |
|--|---------|-------------------|--------|--------|-------------------|--------|--------|--------------------|--------|--------|
| Periodo de registro | Inicio | 28-02-06/11:00Hs | | | 24-02-06/15:30Hs | | | 22-03-04/ 8:55 Hs | | |
| | Fin | 03-03-06/8:15 Hs | | | 28-02-06/10:30 Hs | | | 24-02-06/ 15:15 Hs | | |
| Magnitud | Unidad | | | | | | | | | |
| Tension Media Maxima Minima | | Fase – Neutro | | | Fase - Neutro | | | Fase - Neutro | | |
| | Volt. | 222 | | | 224 | | | 250 | | |
| | Volt. | 230 | | | 229 | | | 253 | | |
| | Volt. | 217 | | | 220 | | | 230 | | |
| Corriente Media Máxima Mínima | Amper. | Fase R | Fase T | Fase S | Fase R | Fase T | Fase S | Fase R | Fase T | Fase S |
| | Amper. | 1130 | 1090 | 1190 | 363 | 376 | 386 | 1395 | 1388 | 1394 |
| | Amper. | 1349 | 1352 | 1316 | 700 | 703 | 727 | 1583 | 1568 | 1534 |
| | Amper. | 949 | 939 | 144 | 363 | 376 | 386 | 1284 | 1280 | 1284 |
| Pico | Amper. | 1730 | 1775 | 1720 | 768 | 755 | 794 | 1583 | 1568 | 1534 |
| Potencia Media Máxima | | Total | | | Total | | | Total | | |
| | kW. | 732 | | | 252 | | | 621 | | |
| | kW. | 858 | | | 463 | | | 706 | | |
| Factor de Potencia Media Mínima Máxima | | Total | | | Total | | | Total | | |
| | cos Phi | 0,96 | | | -0,91 | | | 0,66 | | |
| | cos Phi | 0,95 | | | -0,97 | | | 0,58 | | |
| | cos Phi | 0,97 | | | -0,78 | | | 0,67 | | |
| Armónicas Tensión (pro) Corriente (pro) | | Total | | | Total | | | Total | | |
| | % THDV | 8,9 | | | 7,8 | | | 22 | | |
| | % THDI | 8,7 | | | 30 | | | 65 | | |

APÉNDICE 2

Análisis de cargas del transformador N° 3.

2ª Medición

| | | Medición 1 | | | Medición 2 | | | Medición 3 | | |
|--|---------|-------------------|--------|--------|---------------------|--------|--------|-------------------|--------|--------|
| Periodo de registro | Inicio | 09-05-06 14:25 Hs | | | 17-05-06 09:30 Hs | | | 22-05-06 15:45 Hs | | |
| | Fin | 12-05-06 11:35 Hs | | | 18/05/2006 15:45 Hs | | | 29/05/2006 11:45 | | |
| Magnitud | Unidad | | | | | | | | | |
| Tension Media Maxima Minima | | Fase – Neutro | | | Fase - Neutro | | | Fase - Neutro | | |
| | Volt. | 232 | | | 229 | | | 229 | | |
| | Volt. | 245 | | | 238 | | | 244 | | |
| | Volt. | 224 | | | 220 | | | 219 | | |
| Corriente Media Maxima Minima | Amper. | Fase R | Fase T | Fase S | Fase R | Fase T | Fase S | Fase R | Fase T | Fase S |
| | Amper. | 1021 | 745 | 1065 | 1259 | 1322 | 1375 | 1219 | 1284 | 1279 |
| | Amper. | 1214 | 899 | 1278 | 1300 | 1417 | 1369 | 1354 | 1434 | 1433 |
| | Amper. | 943 | 683 | 970 | 1224 | 1345 | 1292 | 1123 | 1186 | 1182 |
| Potencia Media Maxima | | Total | | | Total | | | Total | | |
| | kW. | 732 | | | 703 | | | 654 | | |
| | kW. | 858 | | | 722 | | | 746 | | |
| Factor de Potencia Media Minima Maxima | | Total | | | Total | | | Total | | |
| | cos Phi | 0,96 | | | -0,91 | | | 0,75 | | |
| | cos Phi | 0,95 | | | -0,97 | | | 0,59 | | |
| | cos Phi | 0,97 | | | -0,78 | | | 0,78 | | |
| Armónicas Tensión (pro) Corriente(pro) | | Total | | | Total | | | Total | | |
| | % THDV | 8,9 | | | 7,8 | | | 12,5 | | |
| | % THDI | 8,7 | | | 30 | | | 30 | | |

APÉNDICE 3

Parámetros del sistema eléctrico

Datos de placa de los transformadores de FPV

| Transformador | S (kVA) | T° C trabajo | Z% a 75°C | Per. Vacío (W) | Per. Total (W) | Io % |
|---------------|---------|--------------|-----------|----------------|----------------|------|
| TR1 | 2000 | 60 | 5,90% | 2420 | 28138 | 0,78 |
| TR2 | 2000 | 60 | 6% | 2450 | 28150 | 0,75 |
| TR3 | 1250 | *** | 5,73% | 2340 | 16737 | *** |

Datos de CC en Villeta (Base 100MVA)

Impedancia de corto circuito en el lado de 66kV

$$Z_1 = 34.5 \angle 76.8^\circ\%$$
$$Z_0 = 23.2 \angle 82.7^\circ\%$$

Las impedancias citadas son utilizadas para calcular la impedancia equivalente de la fuente de 66kV, que es calculada de la siguiente forma:

$$Z_{base} = \frac{V_{base}^2}{S_{base}} = \frac{66000^2}{100000000} = 43.56 \text{ tomando la base de 100MVA}$$

$$Z(\Omega) = Z_{base} * Z_{pu} = 43.56 * (34.5 \angle 76.8^\circ\%) = 3.43 + j14.6$$

Datos del transformador de la Subestación de Villeta

| | |
|--------------------|--------------------------|
| Trafo VTA: 66/24/6 | $Z_p = 0.39 + j9.778\%$ |
| Yt-Yt-D | $Z_s = 0.26 - j0.5320\%$ |
| 12MVA | $Z_t = 0.144 + j4.54\%$ |

sobre la base 12MVA

Datos conductores de MT

SEC-COND.VPZ
 A.N.D.E.
 GERENCIA TECNICA
 OFICINA DE ESTUDIOS ELECTRICOS

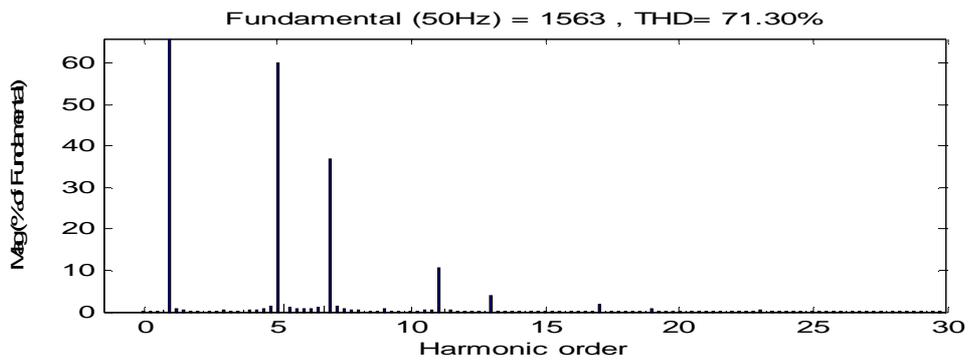
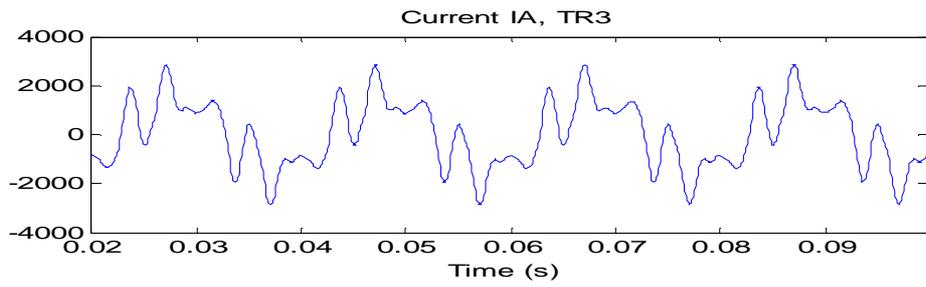
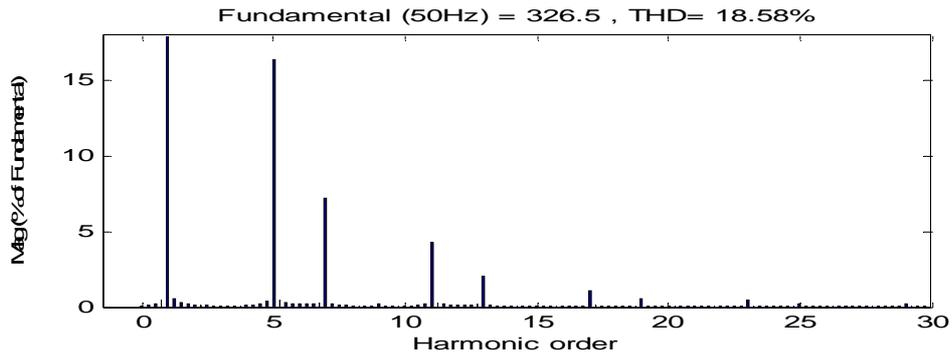
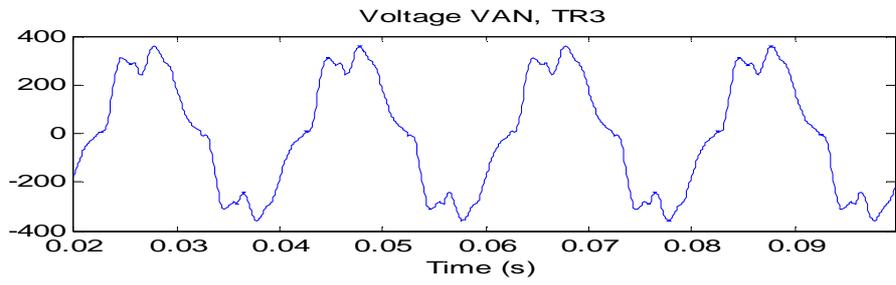
PAG.: 1

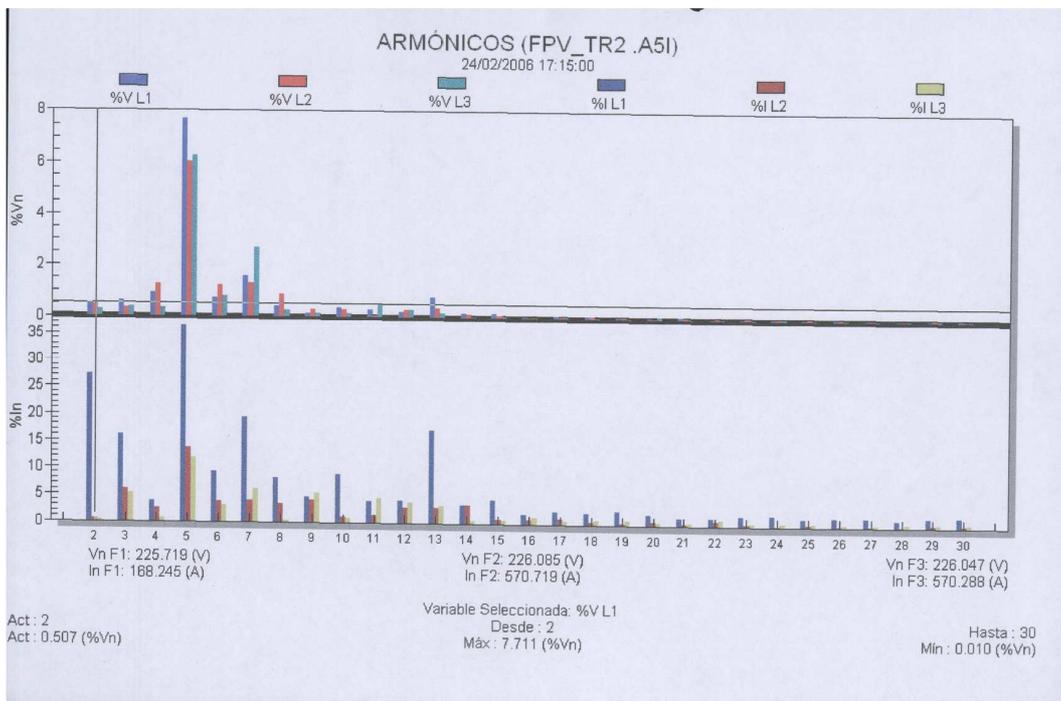
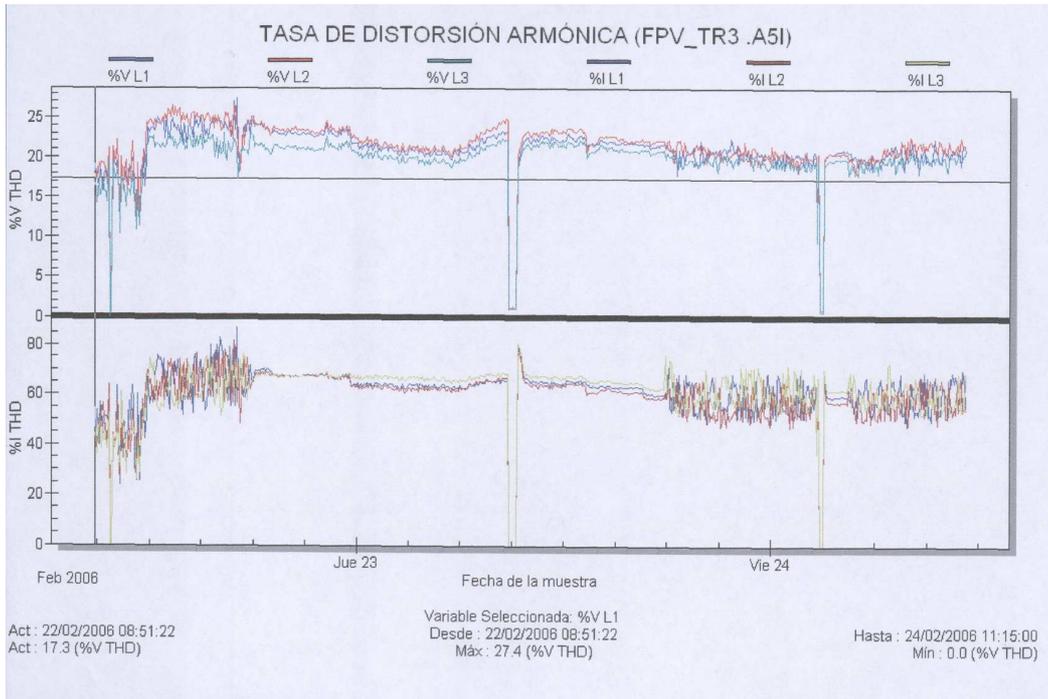
| DATOS DE LINEAS 23 KV (EMTP) | | | | | | | |
|--|-------------|-------------|------------|--------------------------|-------------|------------|---------------------|
| FECHA: 06-03-91 | | | | RESISTIVIDAD = 200 ohm.m | | | |
| SECCION DEL CONDUCTOR (mm ²) | R1 (OHM/KM) | X1 (OHM/KM) | C1 (NF/KM) | R0 (OHM/KM) | X0 (OHM/KM) | C0 (NF/KM) | TIPO |
| 70 (ERICAL) ^{5,7} | 0,549380 | 0,362044 | 10,24232 | 0,695085 | 1,66374 | 4,116925 | Sin hilo de guardia |
| 95 (ERICAL) ^{6,7} | 0,399646 | 0,362042 | 10,24232 | 0,545351 | 1,66374 | 4,116925 | Sin hilo de guardia |
| 150 (ERICAL) ^{8,3} | 0,257909 | 0,362037 | 10,24232 | 0,403614 | 1,66373 | 4,116925 | Sin hilo de guardia |
| 70 (ERICAL) ^{5,7} | 0,549391 | 0,362036 | 10,244135 | 0,925294 | 1,39271 | 4,81383 | Con hilo de guardia |
| 95 (ERICAL) ^{6,7} | 0,399657 | 0,362034 | 10,244135 | 0,775560 | 1,39271 | 4,81383 | Con hilo de guardia |
| 150 (ERICAL) ^{8,3} | 0,257920 | 0,362029 | 10,244135 | 0,633823 | 1,39271 | 4,81383 | Con hilo de guardia |

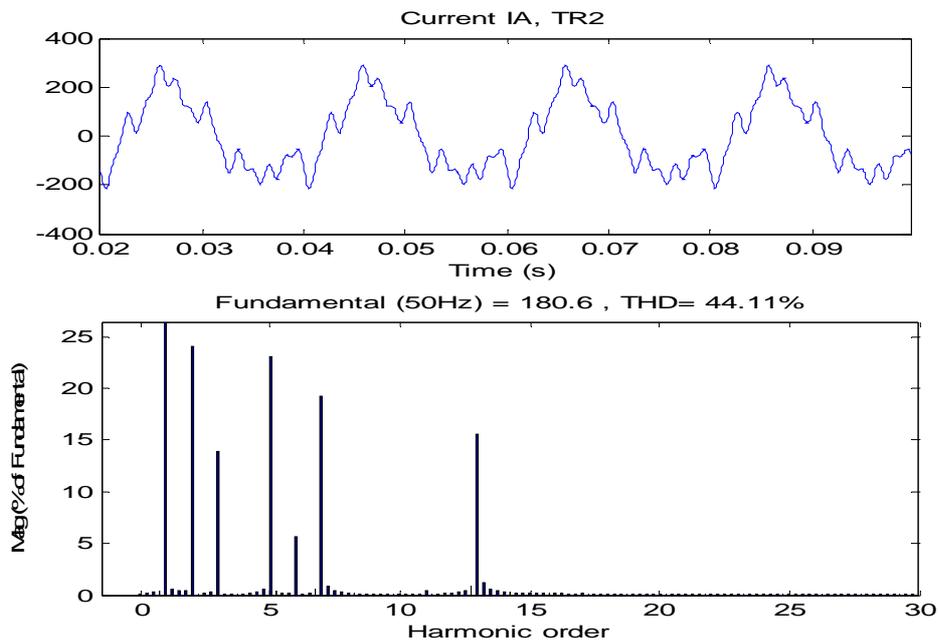
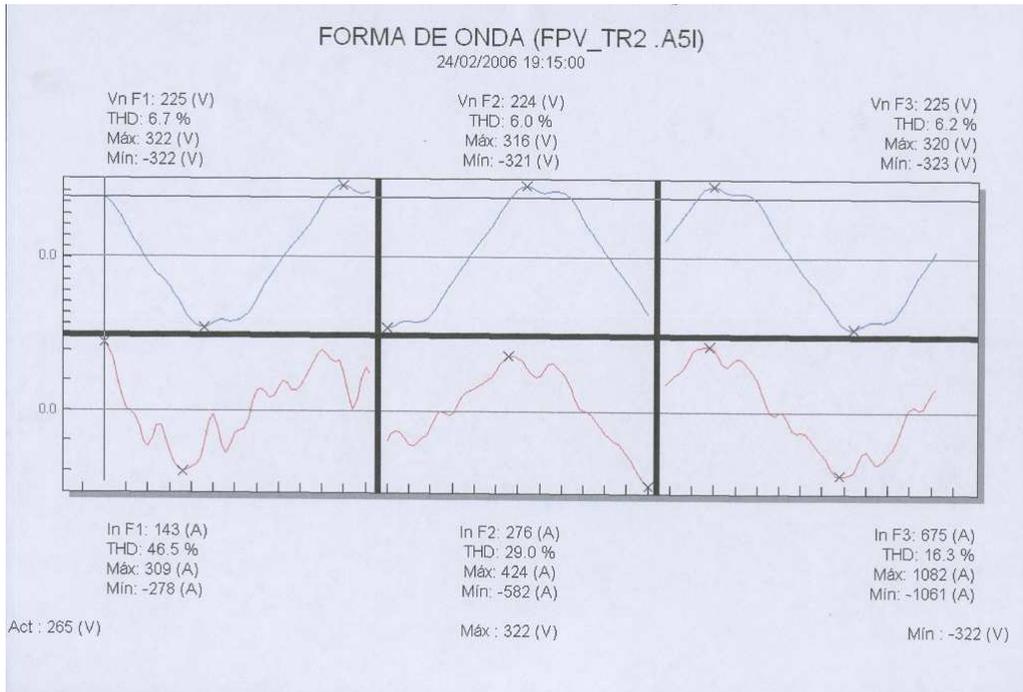
Observación:
 Altura del poste de cemento: 10,2 m
 Flecha máxima: 0,80 m
 Temperatura del conductor: 60°C
 Marca del conductor: ERICAL
 Temperatura ambiente: 35°C

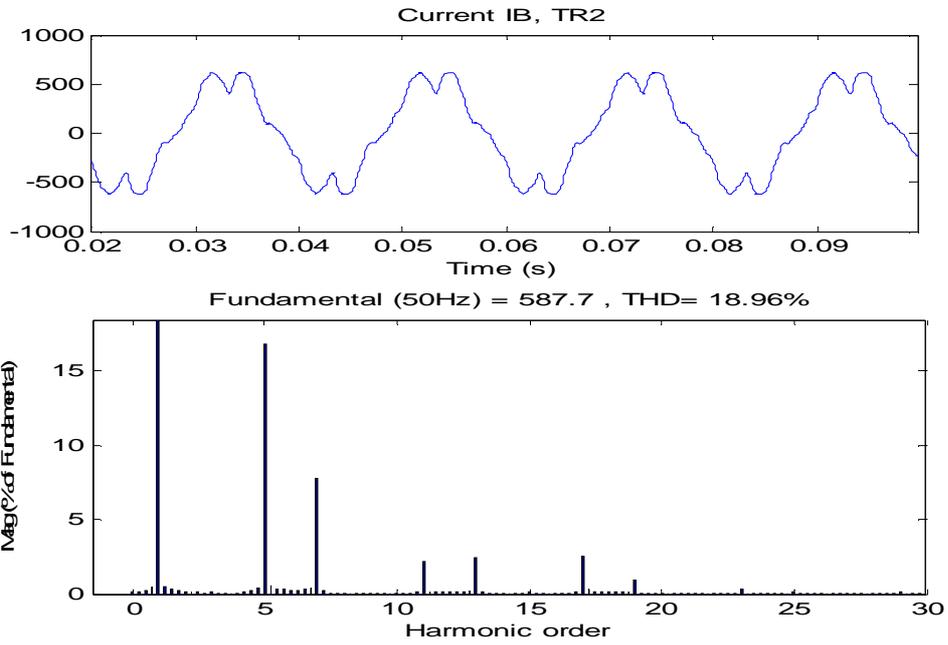
APÉNDICE 4

Comparación de resultados de la simulación contra mediciones de campo.









APÉNDICE 5

Mediciones en la entrada principal de Cervepar

| THD Current A (CM/PM) | | | | | | | | | |
|-------------------------------|-------|---------------|--|---------------|--------|---------------|-------|---------------|-------|
| Dispositivo | | | ENTRADA | | | | | | |
| Query Range: Current Date: | | | 22/2/06 0:00 to 28/02/2006 23:59 02/04/2007 17:04 | | | | | | |
| Fecha/Hr | THDIA | Fecha/Hr | THD IA | Fecha/Hr | THDI A | Fecha/Hr | THDIA | Fecha/Hr | THDIA |
| 22/2/06 8:40 | 7,7 | 22/2/06 20:40 | 7,7 | 23/2/06 5:20 | 8,2 | 23/2/06 14:00 | 8, | 23/2/06 22:40 | 7,8 |
| 22/2/06 11:40 | 7, | 22/2/06 20:50 | 7,4 | 23/2/06 5:30 | 8,1 | 23/2/06 14:10 | 7,9 | 23/2/06 22:50 | 7,5 |
| 22/2/06 11:50 | 8,4 | 22/2/06 21:00 | 7,7 | 23/2/06 5:40 | 7,5 | 23/2/06 14:20 | 8,1 | 23/2/06 23:00 | 7,7 |
| 22/2/06 12:00 | 7,4 | 22/2/06 21:10 | 7,5 | 23/2/06 5:50 | 7,1 | 23/2/06 14:30 | 7,6 | 23/2/06 14:30 | 7,6 |
| 22/2/06 12:10 | 7,1 | 22/2/06 21:20 | 7,7 | 23/2/06 6:00 | 7,8 | 23/2/06 14:40 | 7,6 | 23/2/06 14:40 | 7,6 |
| 22/2/06 12:20 | 7,2 | 22/2/06 21:30 | 8,1 | 23/2/06 6:10 | 7,8 | 23/2/06 14:50 | 8, | 23/2/06 14:50 | 8, |
| 22/2/06 12:30 | 7,6 | 22/2/06 21:40 | 8,3 | 23/2/06 6:20 | 7,7 | 23/2/06 15:00 | 8,1 | 23/2/06 15:00 | 8,1 |
| 22/2/06 12:40 | 8,5 | 22/2/06 21:50 | 8,1 | 23/2/06 6:30 | 7,5 | 23/2/06 15:10 | 8, | 23/2/06 15:10 | 8, |
| 22/2/06 12:50 | 8,1 | 22/2/06 22:00 | 8,5 | 23/2/06 6:40 | 7,9 | 23/2/06 15:20 | 8,3 | 23/2/06 15:20 | 8,3 |
| 22/2/06 13:00 | 8,1 | 22/2/06 22:10 | 7,9 | 23/2/06 6:50 | 8,5 | 23/2/06 15:30 | 7,9 | 23/2/06 15:30 | 7,9 |
| 22/2/06 13:10 | 7,2 | 22/2/06 22:20 | 7,7 | 23/2/06 7:00 | 7,8 | 23/2/06 15:40 | 8,3 | 23/2/06 15:40 | 8,3 |
| 22/2/06 13:20 | 7,7 | 22/2/06 22:30 | 8,4 | 23/2/06 7:10 | 7,5 | 23/2/06 15:50 | 8,3 | 23/2/06 15:50 | 8,3 |
| 22/2/06 13:30 | 8,7 | 22/2/06 22:40 | 8,4 | 23/2/06 7:20 | 7,8 | 23/2/06 16:00 | 8,2 | 23/2/06 16:00 | 8,2 |
| 22/2/06 13:40 | 8,2 | 22/2/06 22:50 | 8,6 | 23/2/06 7:30 | 7,9 | 23/2/06 16:10 | 8,5 | 23/2/06 16:10 | 8,5 |
| 22/2/06 13:50 | 8,4 | 22/2/06 23:00 | 8, | 23/2/06 7:40 | 8,3 | 23/2/06 16:20 | 8,2 | 23/2/06 16:20 | 8,2 |
| 22/2/06 14:00 | 8, | 22/2/06 23:10 | 8,5 | 23/2/06 7:50 | 9,3 | 23/2/06 16:30 | 8,2 | 23/2/06 16:30 | 8,2 |
| 22/2/06 14:10 | 7,5 | 22/2/06 23:20 | 7,6 | 23/2/06 8:00 | 9, | 23/2/06 16:40 | 8,2 | 23/2/06 16:40 | 8,2 |
| 22/2/06 14:20 | 7,5 | 22/2/06 23:30 | 7,5 | 23/2/06 8:10 | 8,7 | 23/2/06 16:50 | 7,8 | 23/2/06 16:50 | 7,8 |
| 22/2/06 14:30 | 8,1 | 22/2/06 23:40 | 8,2 | 23/2/06 8:20 | 8,8 | 23/2/06 17:00 | 8, | 23/2/06 17:00 | 8, |
| 22/2/06 14:40 | 6,7 | 22/2/06 23:50 | 8, | 23/2/06 8:30 | 8,8 | 23/2/06 17:10 | 8,5 | 23/2/06 17:10 | 8,5 |
| 22/2/06 14:50 | 7,7 | 23/2/06 0:00 | 8, | 23/2/06 8:40 | 7,8 | 23/2/06 17:20 | 8,2 | 23/2/06 17:20 | 8,2 |
| 22/2/06 15:00 | 7,9 | 23/2/06 0:10 | 8,2 | 23/2/06 8:50 | 3,6 | 23/2/06 17:30 | 8,1 | 23/2/06 17:30 | 8,1 |
| 22/2/06 15:10 | 6,9 | 23/2/06 0:20 | 8,6 | 23/2/06 9:00 | 3,3 | 23/2/06 17:40 | 8,6 | 23/2/06 17:40 | 8,6 |
| 22/2/06 15:20 | 7,9 | 23/2/06 0:30 | 8, | 23/2/06 9:10 | 3,3 | 23/2/06 17:50 | 8,1 | 23/2/06 17:50 | 8,1 |
| 22/2/06 15:30 | 8,1 | 23/2/06 0:40 | 8,4 | 23/2/06 9:20 | 7,3 | 23/2/06 18:00 | 7,7 | 23/2/06 18:00 | 7,7 |
| 22/2/06 15:40 | 7,4 | 23/2/06 0:50 | 8,8 | 23/2/06 9:30 | 7,6 | 23/2/06 18:10 | 7,5 | 23/2/06 18:10 | 7,5 |
| 22/2/06 15:50 | 7,5 | 23/2/06 1:00 | 8,2 | 23/2/06 9:40 | 8, | 23/2/06 18:20 | 8,1 | 23/2/06 18:20 | 8,1 |
| 22/2/06 16:00 | 7,4 | 23/2/06 1:10 | 8,5 | 23/2/06 9:50 | 7,9 | 23/2/06 18:30 | 7,7 | 23/2/06 18:30 | 7,7 |
| 22/2/06 16:10 | 8,4 | 23/2/06 1:20 | 8,8 | 23/2/06 10:00 | 8,7 | 23/2/06 18:40 | 7,6 | 23/2/06 18:40 | 7,6 |
| 22/2/06 16:20 | 7,2 | 23/2/06 1:30 | 8,3 | 23/2/06 10:10 | 8,9 | 23/2/06 18:50 | 8,2 | 23/2/06 18:50 | 8,2 |
| 22/2/06 16:30 | 7,8 | 23/2/06 1:40 | 8,4 | 23/2/06 10:20 | 8,6 | 23/2/06 19:00 | 8,6 | 23/2/06 19:00 | 8,6 |
| 22/2/06 16:40 | 7,2 | 23/2/06 1:50 | 8,2 | 23/2/06 10:30 | 9,2 | 23/2/06 19:10 | 8,8 | 23/2/06 19:10 | 8,8 |
| 22/2/06 17:20 | 6,6 | 23/2/06 2:00 | 8,6 | 23/2/06 10:40 | 8,9 | 23/2/06 19:20 | 9,8 | 23/2/06 19:20 | 9,8 |
| 22/2/06 17:30 | 8, | 23/2/06 2:10 | 8,2 | 23/2/06 10:50 | 9,1 | 23/2/06 19:30 | 8,3 | 23/2/06 19:30 | 8,3 |
| 22/2/06 17:40 | 6,8 | 23/2/06 2:20 | 7,6 | 23/2/06 11:00 | 9, | 23/2/06 19:40 | 7,4 | 23/2/06 19:40 | 7,4 |
| 22/2/06 17:50 | 7,7 | 23/2/06 2:30 | 8,2 | 23/2/06 11:10 | 8,7 | 23/2/06 19:50 | 8, | 23/2/06 19:50 | 8, |
| 22/2/06 18:00 | 7,8 | 23/2/06 2:40 | 7,8 | 23/2/06 11:20 | 8,7 | 23/2/06 20:00 | 7,5 | 23/2/06 20:00 | 7,5 |
| 22/2/06 18:10 | 7,8 | 23/2/06 2:50 | 7,4 | 23/2/06 11:30 | 8,7 | 23/2/06 20:10 | 6,8 | 23/2/06 20:10 | 6,8 |

Universidad Nacional de Asunción - Facultad Politécnica.
 Análisis y propuesta de solución al problema de alta distorsión armónica: caso industrial

| | | | | | | | | | |
|----------------------------|-----|--------------|-----|---------------|------|---------------|-----|---------------|-----|
| 22/2/06 18:20 | 8,1 | 23/2/06 3:00 | 8,4 | 23/2/06 11:40 | 8,6 | 23/2/06 20:20 | 7,3 | 23/2/06 20:20 | 7,3 |
| 22/2/06 18:30 | 7,9 | 23/2/06 3:10 | 8,4 | 23/2/06 11:50 | 9,2 | 23/2/06 20:30 | 8,4 | 23/2/06 20:30 | 8,4 |
| 22/2/06 18:40 | 7,8 | 23/2/06 3:20 | 8,7 | 23/2/06 12:00 | 8,6 | 23/2/06 20:40 | 8,4 | 23/2/06 20:40 | 8,4 |
| 22/2/06 18:50 | 7,4 | 23/2/06 3:30 | 8,5 | 23/2/06 12:10 | 8,2 | 23/2/06 20:50 | 7,4 | 23/2/06 20:50 | 7,4 |
| 22/2/06 19:00 | 7,3 | 23/2/06 3:40 | 8,6 | 23/2/06 12:20 | 8,3 | 23/2/06 21:00 | 7,7 | 23/2/06 21:00 | 7,7 |
| 22/2/06 19:10 | 7,8 | 23/2/06 3:50 | 8,6 | 23/2/06 12:30 | 8,7 | 23/2/06 21:10 | 7,9 | 23/2/06 21:10 | 7,9 |
| 22/2/06 19:20 | 8, | 23/2/06 4:00 | 8,8 | 23/2/06 12:40 | 8,7 | 23/2/06 21:20 | 7,4 | 23/2/06 21:20 | 7,4 |
| 22/2/06 19:30 | 8, | 23/2/06 4:10 | 8, | 23/2/06 12:50 | 7,7 | 23/2/06 21:30 | 7,8 | 23/2/06 21:30 | 7,8 |
| 22/2/06 19:40 | 7,4 | 23/2/06 4:20 | 7,4 | 23/2/06 13:00 | 7,8 | 23/2/06 21:40 | 8,1 | 23/2/06 21:40 | 8,1 |
| 22/2/06 19:50 | 7,4 | 23/2/06 4:30 | 7,2 | 23/2/06 13:10 | 8,9 | 23/2/06 21:50 | 8,3 | 23/2/06 21:50 | 8,3 |
| 22/2/06 20:00 | 6,7 | 23/2/06 4:40 | 8,1 | 23/2/06 13:20 | 10,5 | 23/2/06 22:00 | 8,2 | 23/2/06 22:00 | 8,2 |
| 22/2/06 20:10 | 7,3 | 23/2/06 4:50 | 8,1 | 23/2/06 13:30 | 8,4 | 23/2/06 22:10 | 8,6 | 23/2/06 22:10 | 8,6 |
| 22/2/06 20:20 | 7,4 | 23/2/06 5:00 | 8,1 | 23/2/06 13:40 | 9,5 | 23/2/06 22:20 | 8,4 | 23/2/06 22:20 | 8,4 |
| 22/2/06 20:30 | 7,4 | 23/2/06 5:10 | 8,1 | 23/2/06 13:50 | 9,4 | 23/2/06 22:30 | 7,8 | 23/2/06 22:30 | 7,8 |
| PROMEDIO de THDI=8% | | | | | | | | | |