

# **IPD-411 ARMONICAS EN SISTEMAS INDUSTRIALES**

## **INDICE**

### **PRÓLOGO**

### **CAPÍTULO 1: INTRODUCCIÓN AL PROBLEMA DE LAS ARMÓNICAS**

- 1.1 El problema de las Armónicas en Sistemas Eléctricos y sus Efectos.....
  - 1.1.1 El Origen del Problema de las Armónicas.....
  - 1.1.2 Efectos de las Armónicas.....
  - 1.1.3 Importancia del Problema de las Armónicas.....
    - 1.1.3.1 Importancia del Problema desde un punto de vista Técnico.....
    - 1.1.3.2 Importancia del Problema desde un punto de vista Administrativo, Comercial y Legal.....
- 1.2 Objetivos Generales de un Estudio de Armónicas.....
- 1.3 Procedimiento para hacer un Estudio de Armónicas.....
  - 1.3.1 Procedimiento General.....
  - 1.3.2 Casos en que Debería Hacerse un Estudio de Armónicas.....
  - 1.3.3 En qué Momento Hacer un Estudio de Armónicas.....

### **CAPÍTULO 2: CONCEPTOS BÁSICOS SOBRE ARMÓNICAS**

- 2.1 Análisis de Fourier.....
- 2.2 Factor de Potencia y Potencia Reactiva en Redes con Armónicas.....
- 2.3 Factores de Distorsión.....

### **CAPÍTULO 3: FUENTES DE ARMÓNICAS**

- Resumen.....
- 3.1 Armónicas Inyectadas por Convertidores Estáticos.....
  - 3.1.1 El Rectificador Puente Monofásico.....
  - 3.1.2 El Rectificador de 6 Pulsos.....
  - 3.1.3 El Rectificador de 12 Pulsos.....
  - 3.1.4 Armónicas No Características en Rectificadores.....
  - 3.1.5 Efecto de la Inductancia de Carga Sobre las Armónicas.....
  - 3.1.6 Efecto de la Conmutación Sobre las Armónicas.....

|                                                       |  |
|-------------------------------------------------------|--|
| 3.1.7 El Rectificador con Carga Capacitiva.....       |  |
| 3.1.8 Armónicas Inyectadas por Inversores.....        |  |
| 3.1.9 Armónicas Generadas por Cicloconvertidores..... |  |
| 3.1.10 Contaminantes de Pequeña Potencia.....         |  |
| 3.2 Armónicas Inyectadas por Transformadores.....     |  |
| 3.3 Armónicas Inyectadas por Hornos de Arco.....      |  |
| 3.4 Convertidores Modernos de Baja Contaminación..... |  |
| 3.4.1 El Rectificador Boost.....                      |  |
| 3.4.2 Rectificador PWM Regenerativo Monofásico.....   |  |
| 3.4.3 Rectificador PWM Trifásico.....                 |  |
| Referencias.....                                      |  |

#### **CAPÍTULO 4: NORMAS (GUÍAS) SOBRE LÍMITES DE ARMÓNICAS EN REDES ELÉCTRICAS**

|                                             |  |
|---------------------------------------------|--|
| 4.1 Propósito de los Estándares.....        |  |
| 4.2 Observaciones Generales.....            |  |
| 4.3 Variables Limitadas por Estándares..... |  |
| 4.4 Revisión de Algunos Estándares.....     |  |
| 4.4.1 IEEE-Std. 519-92                      |  |
| 4.4.2 La norma IEC                          |  |
| 4.4.3 La Norma Chilena.....                 |  |

#### **CAPÍTULO 5: COMPENSACIÓN DEL FACTOR DE POTENCIA Y CONTROL DE ARMÓNICAS EN REDES ELÉCTRICAS**

|                                                                                 |  |
|---------------------------------------------------------------------------------|--|
| Introducción.....                                                               |  |
| 5.1 Redes con Carga No Sinusoidales.....                                        |  |
| 5.2 Uso de Banco de Condensadores.....                                          |  |
| 5.2.1 Resonancia Red-Banco.....                                                 |  |
| 5.2.2 Amplificación de Impedancias.....                                         |  |
| 5.2.3 Amplificación de Corrientes en Resonancia de Circuito R-L-C Paralelo..... |  |
| 5.2.4 Efecto Amortiguador de la Carga.....                                      |  |
| 5.3 Uso de Filtros de Armónicas.....                                            |  |
| 5.4 Tipos de Filtros.....                                                       |  |
| 5.4.1 Filtro Sintonizado Simple.....                                            |  |

|                                                                                              |  |
|----------------------------------------------------------------------------------------------|--|
| 5.4.2 Filtro Pasa altos de Segundo Orden.....                                                |  |
| 5.4.3 Filtros de orden superior.....                                                         |  |
| 5.5 Aplicación de Filtros.....                                                               |  |
| 5.5.1 Filtros para Rectificadores de 6 Pulsos.....                                           |  |
| 5.5.2 Filtros para Rectificadores de 12 Pulsos.....                                          |  |
| 5.5.3 Filtros para Cicloconvertidores.....                                                   |  |
| 5.5.4 Análisis del uso de Filtros Sintonizados.....                                          |  |
| 5.5.5 Análisis del uso de un Filtro Pasa altos de 2º Orden.....                              |  |
| 5.6 Diseño y Especificación de Filtros.....                                                  |  |
| 5.6.1 Criterios.....                                                                         |  |
| 5.6.2 Consideraciones en el Diseño.....                                                      |  |
| 5.6.3 Ecuaciones Generales para el Diseño de un Filtro Sintonizado Simple.....               |  |
| 5.6.4 Consideraciones en el Diseño (Filtro Sintonizado Simple).....                          |  |
| 5.6.5 Valores Nominales.....                                                                 |  |
| 5.7 Análisis Dinámico de Conexión de Filtros.....                                            |  |
| 5.7.1 Armónicas Transitorias.....                                                            |  |
| 5.7.2 Maniobras que Producen Armónicas Transitorias.....                                     |  |
| 5.7.3 Metodología de Análisis.....                                                           |  |
| 5.8 Estimación de la Impedancia Armónica.....                                                |  |
| 5.8.1 Método de Estimación Lineal de Impedancia en Base a la Potencia de Corto Circuito..... |  |
| 5.8.2 Método del Diagrama Circular de Impedancias.....                                       |  |
| 5.8.3 Método del Polígono de Impedancias.....                                                |  |
| Referencias.....                                                                             |  |

## **CAPÍTULO 6: ESTUDIOS Y ANÁLISIS VÍA COMPUTADOR**

|                                                                     |  |
|---------------------------------------------------------------------|--|
| Introducción.....                                                   |  |
| 6.1 Metodología de Estudios y Análisis de Armónicas.....            |  |
| 6.1.1 Resultados Usuales de Simulación Vía Computador.....          |  |
| 6.1.2 Método de Simulación Computacional.....                       |  |
| 6.1.3 Resultados Usuales de Estudios Vía Simulación Computacional.. |  |
| 6.1.3.1 Métodos de Simulación Computacional.....                    |  |
| 6.2 Cálculo de Voltajes Armónicos y THD.....                        |  |

|       |                                                            |
|-------|------------------------------------------------------------|
| 6.3   | Cálculo de la Impedancia v/s Frecuencia.....               |
| 6.4   | Modelos Básicos de Elementos de una Red.....               |
| 6.5   | Software de Análisis de Armónicas en Sistemas Eléctricos.. |
| 6.6   | Análisis Armónico Probabilístico.....                      |
| 6.6.1 | Análisis Probabilístico de un Caso General.....            |

## **CAPÍTULO 7: MEDICIONES DE ARMÓNICAS**

|         |                                                            |
|---------|------------------------------------------------------------|
| 7.1     | Aspectos Generales.....                                    |
| 7.1.1   | Objetivos.....                                             |
| 7.1.2   | Aplicaciones.....                                          |
| 7.2     | Mediciones de Voltajes y Corrientes.....                   |
| 7.2.1   | Criterios.....                                             |
| 7.2.2   | Variables que se miden.....                                |
| 7.3     | Transductores.....                                         |
| 7.4     | Analizadores y Adquisidores de Señales.....                |
| 7.4.1   | Instrumentos Dedicados.....                                |
| 7.4.2   | Sistemas de Adquisición de Datos A/D y Análisis.....       |
| 7.5     | Planificación de Mediciones.....                           |
| 7.5.1   | Definición de Medidas.....                                 |
| 7.5.1.1 | Lecturas Típicas de un Protocolo de Medición.....          |
| 7.5.2   | Caracterización de Transductores.....                      |
| 7.5.2.1 | Contrastación de un PT.....                                |
| 7.5.2.2 | Contrastación de un CT.....                                |
| 7.5.3   | Procesamiento Digital de Señales.....                      |
| 7.5.3.1 | La Transformada de Fourier.....                            |
| 7.5.3.2 | El Teorema de Muestreo.....                                |
| 7.5.3.3 | El Error de Traslado (Aliasing).....                       |
| 7.5.3.4 | La Transformada de Fourier Discreta.....                   |
| 7.5.3.5 | La Transformada Rápida de Fourier (FFT).....               |
| 7.6     | Presentación de Mediciones.....                            |
| 7.6.1   | Gráficas de Espectro Discreto.....                         |
| 7.6.2   | Gráficas de Espectro Continuo.....                         |
| 7.6.3   | Caracterización del Comportamiento Armónico en Barras..... |
| 7.6.3.1 | Tendencias Diarias.....                                    |

|                                                   |  |
|---------------------------------------------------|--|
| 7.6.3.2 Tendencias Horarias.....                  |  |
| 7.6.3.3 Funciones de Probabilidad.....            |  |
| 7.6.3.4 Histogramas.....                          |  |
| 7.6.4 Comportamiento Simultáneo de Armónicas..... |  |
| 7.7 Ejemplo de Equipo de Medición.....            |  |

## **CAPÍTULO 8: FILTROS ACTIVOS**

|                                                 |  |
|-------------------------------------------------|--|
| Introducción.....                               |  |
| 8.1 El Problema de los Filtros Pasivos.....     |  |
| 8.2 Principio del Filtro Activo.....            |  |
| 8.3 El Filtro Activo Capacitivo Monofásico..... |  |
| 8.3.1 Análisis Teórico.....                     |  |
| 8.3.2 Esquema de Control.....                   |  |
| 8.4 Filtros Activos Trifásicos.....             |  |

## **CAPÍTULO 9: FLUCTUACIONES DE VOLTAJE “FLICKER”**

|                                                                                   |  |
|-----------------------------------------------------------------------------------|--|
| Introducción.....                                                                 |  |
| 9.1 Pincipios Básicos.....                                                        |  |
| 9.1.1 Valor Efectivo Voltaje.....                                                 |  |
| 9.1.2 Variación de la Intensidad Luminosa.....                                    |  |
| 9.1.3 Sensibilidad de la visión Humana.....                                       |  |
| 9.2 Métodos de Evaluación de Flicker .....                                        |  |
| 9.2.1 Método Británico.....                                                       |  |
| 9.2.2 Método Francés.....                                                         |  |
| 9.2.3 Método Standard.....                                                        |  |
| 9.2.3.1 El PST.....                                                               |  |
| 9.2.3.2 El PLT.....                                                               |  |
| 9.2.3.3 Flicker con Varias Fuentes de Distorsión.....                             |  |
| 9.2.3.4 Medición Normalizada de Flicker.....                                      |  |
| 9.2.4 Método Empleado por ENDESA.....                                             |  |
| 9.3 El Proyecto de Reglamento de la Ley General de Servicios Eléctricos (Flicker) |  |
| 9.4 Reducción del Flicker.....                                                    |  |
| Referencias y Anexos.....                                                         |  |

# ***CAPITULO 1***

## **INTRODUCCIÓN AL PROBLEMA DE LAS ARMÓNICAS**

### **1.1 EL PROBLEMA DE LAS ARMÓNICAS EN SISTEMAS ELÉCTRICOS Y SUS EFECTOS**

#### **1.1.1 EL ORIGEN DEL PROBLEMA DE LAS ARMÓNICAS**

Un sistema eléctrico ideal debe proporcionar un voltaje con las siguientes características:

- i) Amplitud constante
- ii) Forma de onda sinusoidal
- iii) Frecuencia constante
- iv) Simetría en el caso de red trifásica

Bajo estas condiciones, las máquinas y equipos eléctricos conectados a este sistema no debieran presentar un comportamiento anormal y deberían funcionar tal como se espera en su diseño.

Sin embargo, un sistema eléctrico real no cumple con las características ideales mencionadas anteriormente. En la práctica, las redes eléctricas presentan una serie de alteraciones o perturbaciones que alteran a la calidad del servicio, dentro de las cuales destacan:

- i) Variaciones de frecuencia
- ii) Variaciones de la amplitud del voltaje (flicker)
- iii) Sobre tensiones
- iv) Asimetrías entre las fases
- v) Deformaciones en voltajes y corrientes => Armónicas

Este curso se dedicará al estudio de las variables distorsionadas, estudio que se realiza en base a la superposición de ondas sinusoidales de distinta frecuencia, llamadas Armónicas.

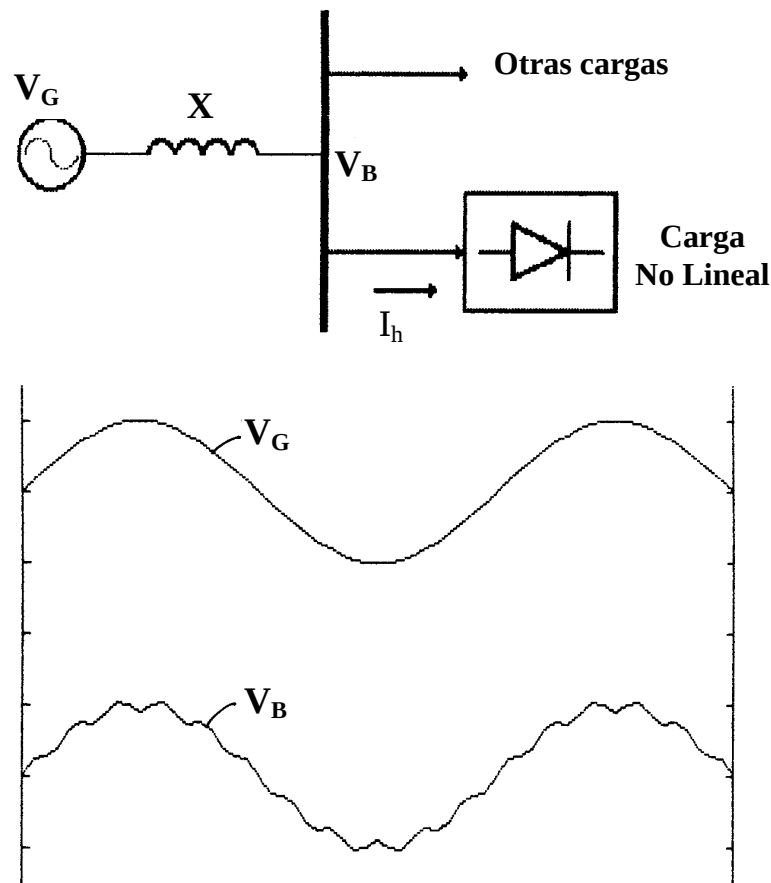


Fig. 1.1. Esquema básico de distorsión del voltaje

El origen del problema está en la presencia de cargas no lineales dentro del sistema eléctrico, tal como se observa en la figura 1.1. Estas cargas no lineales provocan la

circulación de corrientes no sinusoidales, que pueden ser consideradas como la superposición de corrientes de diferente frecuencia ( $I_h$ ). Las corrientes de diferente frecuencia provocan caídas de voltaje de frecuencia distinta de 50 Hz, en la reactancia de corto circuito X. Esto origina, en definitiva, que el voltaje en la barra ( $V_B$ ) se distorsiona como se observa en la figura 1.1, afectando a los otros consumidores y a la misma carga no lineal.

Dentro de las cargas no lineales, destacan como generadores de armónicas los convertidores estáticos y los hornos de arco, equipos que serán analizados en detalle más adelante.

Lamentablemente, las armónicas producen efectos negativos en los equipos y en los sistemas eléctricos y electrónicos, empeorando su operación.

### **1.1.2. EFECTOS DE LAS ARMÓNICAS**

En forma muy resumida se presentan en este punto algunos de los efectos negativos más importantes de las armónicas.

- 1.- Mayores solicitaciones térmicas
  - Pérdidas adicionales en conductores
  - Pérdidas adicionales en núcleos de las máquinas
- 2.- Mayor exigencia de aislación
  - Cables
  - Condensadores
- 3.- Operaciones anormales y fallas de equipos
  - Torques pulsantes en máquinas
  - Operaciones falsas en protecciones
  - Señales de referencias falsas
  - Interferencia en comunicaciones
  - Errores de medición
  - Interferencia electrónica de aparatos de control
  - Corrientes importantes en neutros
- 4.- Excitación de resonancias en la red
  - Explosión de filtros o bancos de condensadores
  - Destrucción de transformadores
  - Se queman fusibles

### **1.1.3. IMPORTANCIA DEL PROBLEMA DE LAS ARMÓNICAS.**

En las últimas décadas, las empresas eléctricas y los usuarios se han visto enfrentados a la necesidad de optimizar sus procesos para mejorar la eficiencia en el uso de la energía eléctrica. El aumento en la eficiencia se ha conseguido mediante la incorporación masiva de Convertidores Estáticos, para controlar y transformar la energía eléctrica. Los convertidores estáticos han sido en gran medida responsables de los grandes avances en la automatización de los procesos industriales. Sin embargo, estos equipos se caracterizan porque demandan corrientes no sinusoidales de la red, originando distorsiones en las tensiones y corrientes.

En la actualidad, se observa que el uso industrial de los convertidores estáticos sigue aumentando y con ello incrementan los problemas asociados a las corrientes no sinusoidales. Esta es la razón de porqué se ha producido un gran interés en el problema de las armónicas en redes eléctricas.

#### **1.1.3.1 IMPORTANCIA DEL PROBLEMA DESDE UN PUNTO DE VISTA TÉCNICO**

Tal como se explicó en el punto anterior, desde el punto de vista técnico, las armónicas producen una serie de efectos negativos, los que pueden ser resumidos en:

- i) Aumento de pérdidas en redes y en equipos eléctricos
- ii) Disminución de la vida útil de los equipos
- iii) Pérdida de calidad y de confiabilidad del sistema eléctrico

Es claro para todos que estos aspectos son importantes en la operación de un sistema eléctrico.

#### **1.1.3.2 IMPORTANCIA DEL PROBLEMA DESDE UN PUNTO DE VISTA ADMINISTRATIVO, COMERCIAL Y LEGAL**

La experiencia de los autores de este curso ha demostrado que son los aspectos no técnicos los que más impulsan a las empresas a preocuparse del problema de las armónicas. Bajo aspectos no técnicos se entiende los administrativos, comerciales y legales. Para entender mejor este punto consideraremos solamente dos casos.

**Ejemplo:**

Una empresa proveedora mide la distorsión en las barras de un cliente importante y le exige que disminuya la contaminación armónica. La solución a ese problema cuesta bastante dinero, debido a que la potencia de los filtros necesarios es elevada (varios MVAR). Obviamente, el cliente contraargumenta diciendo que no es responsable por toda la distorsión de voltaje, que parte importante de la distorsión viene del proveedor. Ambos hacen sus propias mediciones. Dudas:

- ¿Quién paga el costo de la solución?
- ¿Como se mide la contaminación provocada por el cliente y por el proveedor?
- ¿Cómo negociar el contrato para la venta de energía considerando este problema?
- ¿Es responsable el proveedor por el tipo de impedancia que presenta?
- ¿Qué norma usar?
- ¿Hay normas en Chile?

**Ejemplo:**

Una empresa minera tiene algunos puntos con distorsión mayor a la aceptada por recomendaciones o normas internacionales. Falla un equipo importante por causa no determinada muy claramente. La empresa aseguradora se niega a pagar el lucro cesante, porque el sistema eléctrico no cumplía las normas en relación a las armónicas. Obviamente, esta situación va a juicio.

- ¿Cuál será la decisión del juez o del árbitro?

## **1.2 OBJETIVOS GENERALES DE UN ESTUDIO DE ARMÓNICAS**

El procedimiento específico para estudiar un problema de armónicas, dependerá de los objetivos del estudio. Los objetivos más usuales considerados en este tipo de estudio, son:

- i) Evaluar el grado de contaminación armónica existente en una red.
- ii) Evaluar el impacto que tendrá sobre el sistema la introducción de una nueva carga inyectora de armónicas. Esto significa cuantificar la distorsión de las variables más importantes de la red.
- iii) Resolver problemas de interferencia telefónica.
- iv) Investigar problemas de fusibles quemados en bancos de condensadores y filtro de potencia existentes en sistemas contaminados.

- v) Determinar el impacto y la ubicación óptima de bancos de condensadores o filtros para compensación de potencia reactiva en sistemas con cargas contaminadoras.
- vi) Diseñar filtros de potencia para el control y atenuación de armónicas.

## 1.3 PROCEDIMIENTO PARA HACER UN ESTUDIO DE ARMÓNICAS

### 1.3.1 PROCEDIMIENTO GENERAL

Cuando se tiene un problema de armónicas, no es aconsejable aventurar una solución y probarla inmediatamente en la práctica para ver "qué pasa". Los costos de los equipos involucrados hacen que esta metodología no sea aceptable. Además, una medida mal analizada puede agravar aún más el problema.

Tal como se observa en la tabla 1.1, el análisis parte fijando los objetivos del estudio. Posteriormente, se debe hacer una reducción y modelado del sistema que considera: agrupación de cargas, identificación de tipos de consumos, etc. También es necesario establecer modelos especiales de los equipos eléctricos para un análisis de armónicas. Recién después de estos pasos previos, es posible realizar una evaluación preliminar del contenido de armónicas en el sistema.

Naturalmente, esta evaluación preliminar debe hacerse mediante el uso de computadores, debido a la complejidad característica de los sistemas eléctricos. Posteriormente, es necesario realizar mediciones de armónicas en terreno para validar los modelos y obtener resultados correctos. Una vez que se ha probado la validez de los modelos, se obtiene una herramienta poderosa para estudiar eficazmente el problema de las armónicas en la operación futura del sistema.

|              |                                                                                                                                      |
|--------------|--------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| OBJETIVOS    | <ul style="list-style-type: none"><li>• Establecer los objetivos del estudio de armónicas</li></ul>                                  |
| SIMULACION   | <ul style="list-style-type: none"><li>• Modelado del sistema</li><li>• Modelado de elementos</li><li>• Análisis preliminar</li></ul> |
| EXPERIMENTAL | <ul style="list-style-type: none"><li>• Mediciones</li><li>• Validación, modificación de modelos</li></ul>                           |
| SIMULACION   | <ul style="list-style-type: none"><li>• Estudios de otros casos</li><li>• Modificación de modelos</li><li>• etc.</li></ul>           |

Tabla 1.1. Etapas en un Estudio de Armónicas

Un problema práctico de interés, está relacionado con los filtros y bancos de condensadores. En general, el problema de los filtros se restringe básicamente a dos situaciones:

- i) Estudio del comportamiento armónico de filtros de características preestablecidas.
- ii) Diseño de filtros para reducir el nivel de distorsión de armónica.

El primer caso es relativamente simple, pues se tienen los parámetros para hacer el análisis.

El segundo caso es más complicado, porque deben estudiarse diversos tipos de filtros y diseñar sus parámetros: valores de R, L y C, potencias, tensiones y corrientes por los elementos.

También es complicado el trabajo con bancos de condensadores para corrección del factor de potencia a 50 Hz. Aquí, deben cuidarse los procedimientos de conexión y desconexión (comportamiento transitorio) y el comportamiento armónico.

Estos antecedentes revelan la utilidad de tener una herramienta de análisis teórico adecuadamente validado para enfrentar en forma sistemática estos problemas.

### **Ejemplo:**

Una empresa minera proyecta una ampliación en su capacidad de molienda de cobre y para ello instalará un motor sincrónico alimentado por un cicloconvertor de aproximadamente 14 MVA. La empresa minera presenta al proveedor del equipo, entre otras, las siguientes exigencias:

- Factor de potencia nominal de la nueva unidad  $FP = 0,95$
- La distorsión armónica total (THD) en la barra que alimenta al cicloconvertor no debe exceder de un 5% (barra de 13,8 KV) valor recomendado por el estándar IEEE-STD 519. La empresa proveedora debe demostrar que no excede este valor.

El procedimiento seguido para resolver este problema fue el siguiente:

- i) La empresa proveedora del equipo solicitó a la empresa minera los datos de su sistema eléctrico: configuración, cargas, parámetros de la red a 50 Hz.

- ii) La empresa proveedora realizó (en el extranjero) un modelado de la red para hacer análisis de armónicas. Se determinó que para respetar la exigencia de factor de potencia se debe hacer una compensación de potencia reactiva.
- iii) Debido a la presencia de armónicas, la compensación de potencia reactiva no se hace con un banco de condensadores, sino que se usa un filtro de potencia de 4 MVAR.
- iv) El filtro es diseñado y se comprueba (todo mediante computador en el extranjero) que la instalación cumple las exigencias.
- v) Se construyen los equipos y se instalan en Chile.
- vi) Se realizan las mediciones en terreno que comprueban los resultados satisfactorios.

En este caso, resulta claro que, debido a la envergadura e importancia de los equipos, el problema de las armónicas debe ser analizado antes de que estos elementos sean instalados en la planta.

### **1.3.2 CASOS EN QUE DEBERÍA HACERSE UN ESTUDIO DE ARMÓNICAS**

Los estudios de armónicas, al igual que cualquier estudio, cuestan dinero y solamente deberían hacerse en casos justificados. Surge así la pregunta: ¿En qué casos debe hacerse un estudio de armónicas?

Estos estudios deben hacerse en las siguientes situaciones:

- i) En redes débiles, con potencia de cortocircuito baja que tienen cargas no lineales que inyectan corrientes armónicas (convertidores, hornos de arco).
- ii) Cuando la potencia de las cargas contaminantes es importante con respecto a la potencia instalada de la planta.
- iii) Cuando se dan algunos indicios operacionales inquietantes, tales como la quemazón de fusibles, cables, filtros y bancos de condensadores. A veces estos elementos se queman "sin causa aparente". En estos casos es muy probable que la causa esté relacionada con las armónicas.
- iv) Cuando un cliente sospecha que la concesionaria le está inyectando armónicas o viceversa.

### **1.3.3 EN QUÉ MOMENTO HACER UN ESTUDIO DE ARMÓNICAS**

No es fácil, en general, justificar económicamente la realización de un estudio de armónicas o la instalación de filtros de potencia cuando un sistema eléctrico ya está con todos sus equipos funcionando. Esto se debe a que el sistema está funcionando, con algunos problemas, pero funciona.

En cambio, es más fácil justificar el estudio de armónicas cuando se hace una ampliación o modificación importante en la planta. En este caso, no se sabe si el sistema tendrá problemas o no frente a la adición de más contaminantes, lo que justifica hacer un estudio. Además, los costos del estudio se pueden cargar al proyecto de las nuevas instalaciones.

## ***CAPITULO 2***

# **CONCEPTOS BÁSICOS SOBRE ARMÓNICAS**

### **2.1 ANÁLISIS DE FOURIER**

La serie de Fourier de una señal o función periódica  $x(t)$  tiene la expresión:

$$x(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} \left( a_n \cos\left(\frac{2\pi n t}{T}\right) + b_n \sin\left(\frac{2\pi n t}{T}\right) \right) \quad [2.1]$$

donde:

$T$  = período de la función

$n$  = orden de la armónica

$a_0$  = valor medio de la función

$a_n, b_n$  = coeficientes de las series, amplitudes de las componentes rectangulares

El vector armónico correspondiente es:

$$A_n \angle \Phi_n = a_n + j b_n \quad [2.2]$$

Con la magnitud:

$$A_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2} \quad [2.3]$$

Y el ángulo de fase:

$$\Phi_n = \tan^{-1} \left( \frac{b_n}{a_n} \right) \quad [2.4]$$

Considerando la frecuencia  $f$  [Hz] y la frecuencia angular  $\omega$  definida por:

$$\omega = 2\pi f = \frac{2\pi}{T} \quad [2.5]$$

Los coeficientes de Fourier se calculan de acuerdo a las siguientes expresiones:

$$a_0 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} x(\omega t) \cdot d(\omega t) \quad [2.6]$$

$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} x(\omega t) \cdot \cos(n\omega t) \cdot d(\omega t) \quad [2.7]$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} x(\omega t) \cdot \text{sen}(n\omega t) \cdot d(\omega t) \quad [2.8]$$

**Ejemplo:**

Cálculo de las armónicas de una señal cuadrada.

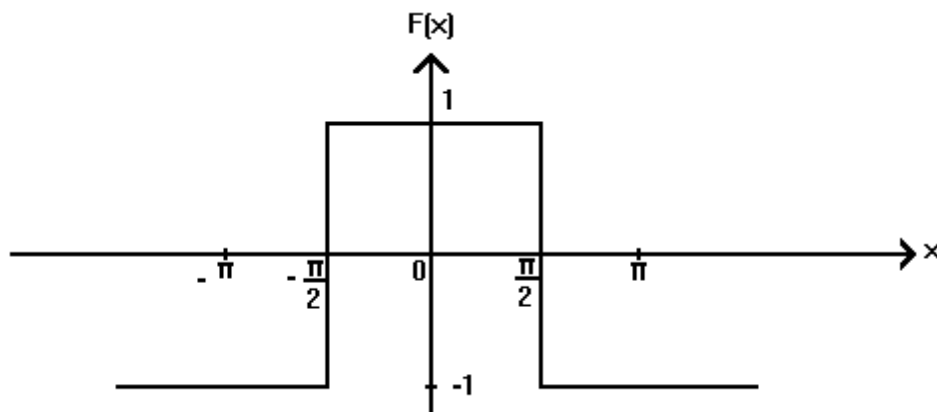


Fig. 2.1. Señal cuadrada.

En esta señal se cumplen

$$a_0 = 0$$

$$b_n = 0$$

$$a_1 = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} F(\theta) \cos n\theta d\theta$$

$$= \frac{1}{\pi} \left[ \int_{-\pi}^{-\pi/2} -\cos \theta d\theta + \int_{-\pi/2}^{\pi/2} \cos \theta d\theta + \int_{\pi/2}^{\pi} -\cos \theta d\theta \right] = \frac{4}{\pi} \quad [2.9]$$

Evaluando los restantes coeficientes se obtiene:

$$F(\omega t) = \frac{4}{\pi} \left[ \cos(\omega t) - \frac{1}{3} \cos(3\omega t) + \frac{1}{5} \cos(5\omega t) - \frac{1}{7} \cos(7\omega t) + \dots \right] \quad [2.10]$$

La señal cuadrada tiene 33% de 3ª armónica, 20% de 5ª armónica, etc. El correspondiente espectro de frecuencias se observa en la figura 2.2.

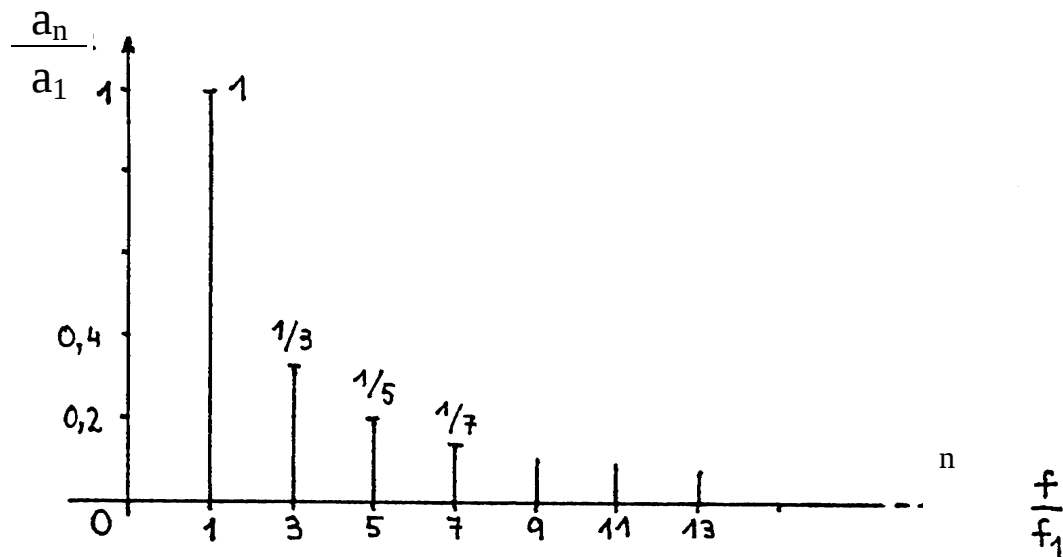


Figura.1.5 Espectro de frecuencias de la señal cuadrada.

Fig. 2.2. Espectro de frecuencias de la señal cuadrada.

La figura 2.3. muestra la reconstitución de la señal cuadrada a partir de las armónicas 3 y 5 y de la señal fundamental.

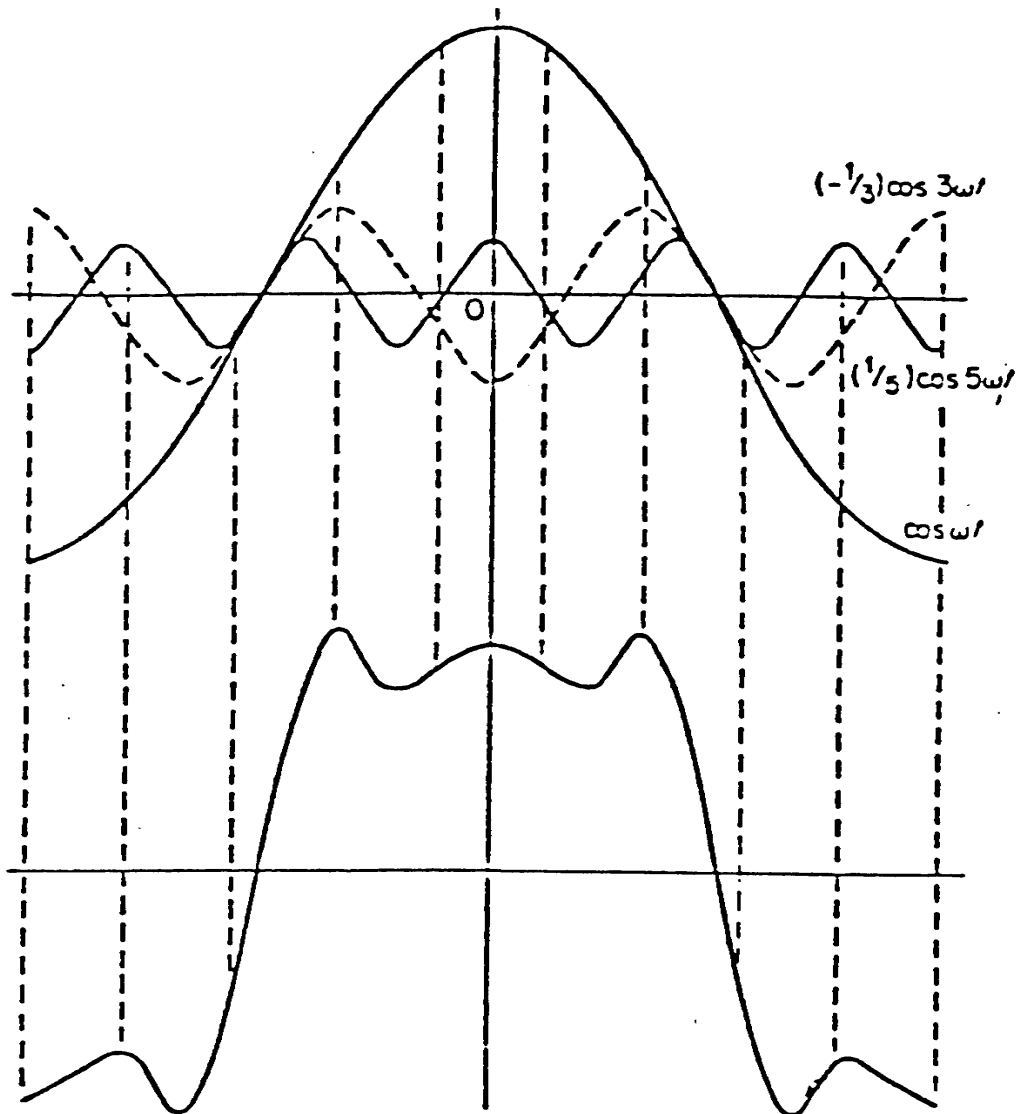


Fig.2.3. Reconstitución de una señal cuadrada.

## 2.2 FACTOR DE POTENCIA Y POTENCIA REACTIVA EN REDES CON ARMÓNICAS

En redes con voltajes y corrientes sinusoidales, estas variables tienen el comportamiento mostrado en la figura 2.4.

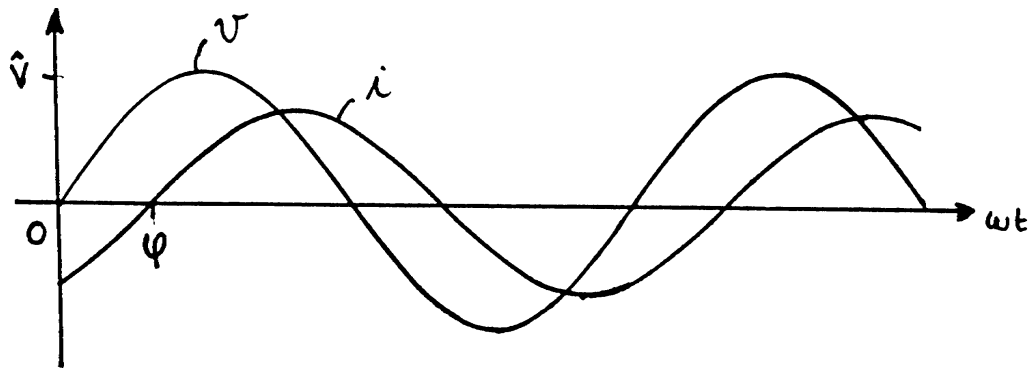


Fig. 2.4. Voltaje y Corriente Sinusoidales

En régimen sinusoidal valen las siguientes definiciones:

- Potencia activa:

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T v(t)i(t)dt = V_{ef} I_{ef} \cos \varphi \quad [2.11]$$

donde:

$V_{ef}$  = Valor efectivo de voltaje.

$I_{ef}$  = Valor efectivo de corriente.

$T$  = período de las variables.

- Potencia reactiva:

$$Q = V_{ef} I_{ef} \sin \varphi \quad [2.12]$$

- Potencia aparente:

$$S = V_{ef} I_{ef} \quad [2.13]$$

- Factor de potencia:

$$\text{F.P.} = \frac{P}{S} = \cos \varphi \quad [2.14]$$

donde:

$\varphi$  = ángulo de desfase entre el voltaje y la corriente.

- Relación entre potencias:

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2} \quad [2.15]$$

En la actualidad es muy común encontrar que las redes eléctricas tienen voltajes esencialmente sinusoidales (con distorsión pequeña), junto con corrientes altamente no sinusoidales. En la figura 2.5 se muestra una red con un voltaje sinusoidal junto con una corriente rectangular, situación que se tiene en la entrada de un rectificador puente monofásico controlado con filtrado ideal.

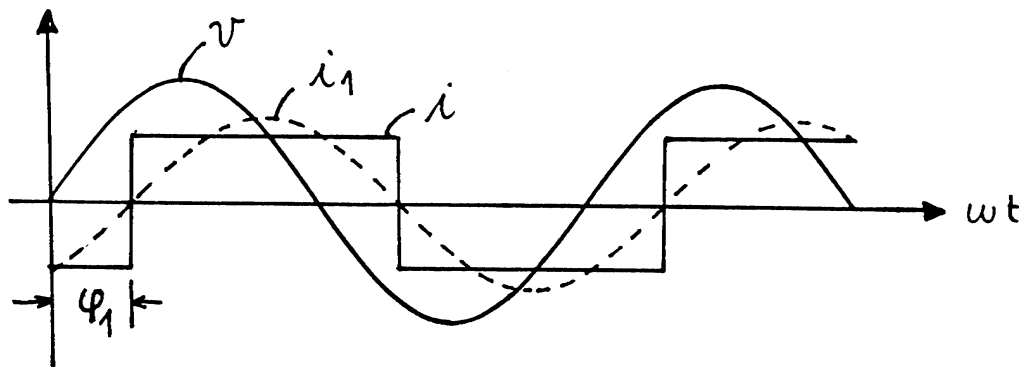


Fig.2.5 Corriente no Sinusoidal

En la figura,  $i$  es la corriente no sinusoidal demandada por el rectificador. La corriente  $i_1$  es la componente fundamental de la corriente  $i$  y  $\varphi_1$  corresponde al ángulo entre el voltaje  $v$  y la corriente  $i_1$ .

En estas condiciones valen las siguientes definiciones:

- Potencia activa:

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T v \cdot i \cdot dt = V_{ef} \cdot I_{1ef} \cdot \cos \phi_1 \quad [2.16]$$

Esta ecuación muestra que las armónicas no contribuyen a la transferencia de energía, solamente aumentan las pérdidas.

- Potencia reactiva fundamental:

$$Q_1 = V_{ef} \cdot I_{1ef} \cdot \sin \phi_1 \quad [2.17]$$

- Potencia aparente fundamental:

$$S_1 = V_{ef} \cdot I_{1ef} \quad [2.18]$$

- Corriente efectiva:

$$I_{ef} = \sqrt{I_{1ef}^2 + I_{2ef}^2 + I_{3ef}^2 + \dots + I_{nef}^2} \quad [2.19]$$

donde:

$I_{kef}$  ( $k = 1, 2, \dots, n$ ) es el valor efectivo de la armónica k-ésima.

- Potencia aparente:

$$S = V_{ef} I_{ef} = V_{ef} \sqrt{I_{1ef}^2 + I_{2ef}^2 + I_{3ef}^2 + \dots + I_{nef}^2} \quad [2.20]$$

- Potencia reactiva se define como:

$$Q = \sqrt{S^2 - P^2} \quad [2.21]$$

Expandiendo términos se obtiene:

$$\begin{aligned} Q &= \sqrt{V_{ef}^2 (I_{1ef}^2 + I_{2ef}^2 + \dots + I_{nef}^2) - (V_{ef} I_{1ef} \cos \phi_1)^2} \\ &= \sqrt{V_{ef}^2 (I_{2ef}^2 + I_{3ef}^2 + \dots + I_{nef}^2) + (V_{ef} I_{1ef} \sin \phi_1)^2} \end{aligned} \quad [2.22]$$

donde se aprecia que la potencia reactiva Q tiene 2 componentes:

a) La potencia reactiva fundamental  $Q_1$

b) La potencia reactiva de distorsión D, definida en base a:

$$D = V_{ef} \sqrt{I_{2ef}^2 + I_{3ef}^2 + \dots I_{nef}^2} \quad [2.23]$$

Con estas definiciones se obtienen las siguientes relaciones:

$$Q = \sqrt{Q_1^2 + D^2} \quad [2.24]$$

$$S = \sqrt{P^2 + Q_1^2 + D^2} \quad [2.25]$$

Esta última ecuación muestra que la circulación de corrientes armónicas provoca una sobrecarga de la red (aumenta S), sin aumentar la energía útil (potencia activa P).

Otra variable útil es el contenido de señal fundamental g, definida en base a la expresión.

$$g = \frac{I_{1ef}}{I_{ef}} = \frac{I_{1ef}}{\sqrt{I_{1ef}^2 + I_{2ef}^2 + I_{3ef}^2 + \dots + I_{nef}^2}} \quad [2.26]$$

Esta variable expresa el grado de distorsión de una señal. Cuando la señal es sinusoidal  $g = 1$  y a medida que aumenta la distorsión el valor de g disminuye.

Con esta nueva definición se obtiene la relación

$$P = V_{ef} \cdot (I_{ef} \cdot g) \cdot \cos \phi_1 = S \cdot g \cos \phi_1 \quad [2.27]$$

El factor de potencia en redes no sinusoidales (FP) se define como:

$$FP = \frac{P}{S} = g \cdot \cos \phi_1 \quad [2.28]$$

En esta ecuación se aprecia que el factor de potencia está influenciado por el desfase entre corriente y voltaje y por la distorsión de las corrientes. El término  $\cos \phi_1$  es conocido también como Factor de Desplazamiento, porque da una medida del desplazamiento entre el voltaje y la corriente.

### Ejemplo:

El rectificador trifásico de la figura 2.6 entrega una potencia de 1 MW a la carga. Calcule el factor de potencia y la potencia reactiva. Considere que el rectificador no tiene pérdidas.

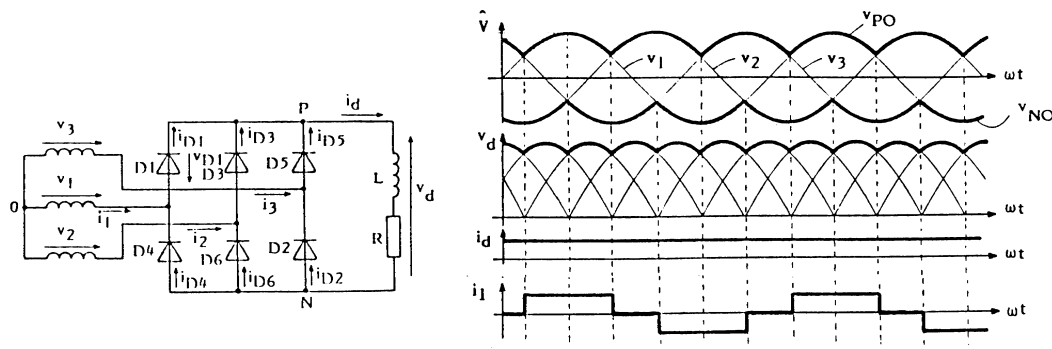


Fig. 2.6. Rectificador trifásico: a) circuito; b) formas de onda

La potencia activa en la entrada es igual a la potencia activa entregada a la carga, debido a que en el equipo no hay acumulación de energía. Se cumple entonces la relación:

$$P = \overline{v_d \cdot i_d} = V_{dio} \cdot I_d = 1 \text{ MW}$$

donde:

$I_d$  = Valor de la corriente continua perfectamente filtrada en la carga.

$V_{dio}$  = Valor medio del voltaje en la carga.

$P$  = Potencia activa en la entrada del convertidor

En este rectificador trifásico se cumplen:

$$V_{ef} = \frac{\pi}{3\sqrt{3}\sqrt{2}} \cdot V_{dio}$$

$$I_{ef} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot I_d$$

donde:

$V_{ef}$  = Valor efectivo de la tensión fase-neutro de la red

$I_{ef}$  = Valor efectivo de la corriente de entrada al rectificador

La potencia aparente en la entrada del rectificador es:

$$S = 3 \cdot V_{ef} \cdot I_{ef} = \frac{\pi}{3} \cdot V_{dio} \cdot I_d = \frac{\pi}{3} \cdot P = 1,047 \cdot P.$$

El factor de potencia es:

$$FP = \frac{P}{S} = \frac{3}{\pi} = \frac{1}{1,047} = 0,955$$

La potencia reactiva es:

$$Q = \sqrt{S^2 - P^2} = P \cdot \sqrt{1,047^2 - 1} = P \cdot 0,31 = 310 \text{ KVAR}$$

Se observa que, a pesar de que la corriente y el voltaje de la red están en fase, aparece una potencia reactiva importante, debido a las armónicas en la corriente.

## 2.3 FACTORES DE DISTORSIÓN

Distorsión Individual de Voltajes:

$$DV_h = \frac{V_h}{V_1} * 100[\%] \quad [2.29]$$

donde:

$V_h$  = amplitud o valor efectivo de la armónica h-ésima

$V_1$  = amplitud o valor efectivo de la fundamental

Distorsión Individual de Corrientes:

$$D_{Ih} = \frac{I_h}{I_1} * 100[\%] \quad [2.30]$$

Distorsión Total de Voltajes:

$$THDV = \frac{\sqrt{\sum_{h=2} V_h^2}}{V_1} * 100[\%] \quad [2.31]$$

Distorsión Total de Corrientes:

$$THDI = \frac{\sqrt{\sum_{h=2} I_h^2}}{I_1} * 100[\%] \quad [2.32]$$

La distorsión armónica total (Total Harmonic Distortion, THD) da una medida del grado de distorsión de la variable. En una señal sinusoidal THD = 0. En cambio, a medida que aumentan las armónicas, aumenta el valor del THD.

## - FACTORES DE INFLUENCIA TELEFÓNICOS

La presencia de componentes armónicas originan campos magnéticos y eléctricos que pueden producir una inducción electromagnética en circuitos de comunicaciones, que en virtud de su susceptibilidad y proximidad, pueden ver perturbada su calidad de servicio, lo que se puede traducir en:

- Molestias audibles y deterioro de la calidad de transmisión (Relación señal ruido)
- Pérdida de información
- Deshabilitar circuito de comunicaciones

Los factores que influyen son:

- Potencia de la fuente de ruido
- Acoplamiento entre los circuitos de potencia y comunicaciones
- Susceptibilidad del equipo de comunicación

El efecto de interferencias producidas por corriente y/o tensiones no es uniforme a lo largo de todo el espectro de audio. Los equipos de comunicaciones en combinación con el oído humano, presentan una sensibilidad para audiofrecuencias que tiene un máximo a una frecuencia cercana a 1,000 Hz.

Para obtener una estimación razonable de la interferencia producida por cada armónica, diversos organismos internacionales han propuesto factores de peso que toman en cuenta la respuesta de un aparato telefónico y la sensibilidad del oído humano. Estos factores han sido actualizados acorde al desarrollo de los sistemas telefónicos. Los sistemas de ponderación más divulgados son:

- **Psophometric Weighting** (International Commission on Telephone and Telegraph Systems CCITT, usado en Europa).
- **C-Message** (- Bell Telephone Systems BTS and Edison Electric Institute EEI, usado en Estados Unidos y Canadá).

En estos sistemas, los factores de peso son muy similares, la diferencia principal es que en el caso del factor usado por la CCITT, la sensibilidad ponderada oído-aparato telefónico tiene un máximo en 800 Hz y en el usado por BTS y EEI tiene un máximo de 1,000 Hz.

De ambos sistemas, el más utilizado para el análisis armónico es el desarrollado por BTS y EEI, cuyo factor de ponderación C-Message es utilizado para calcular el Factor de Influencia Telefónico **TIF**, definido para voltajes o corrientes como:

$$TIF = \frac{\sqrt{\sum_{h=1}^{\infty} \left( K_f \rho_f V_h \right)^2}}{V} \quad [2.33]$$

donde:

- $K_f = 5f$
- $f$  = Frecuencia
- $V$  = Voltaje Total rms
- $V_h$  = Voltaje Armónico rms de orden  $h$
- $\rho_f$  = Factor de peso C-Message

Para calcular el TIF de corrientes debe utilizarse Corrientes Armónicas en vez de voltajes.

El comportamiento en frecuencia del factor de peso y el producto de este factor por frecuencia se muestra en las siguientes figuras.

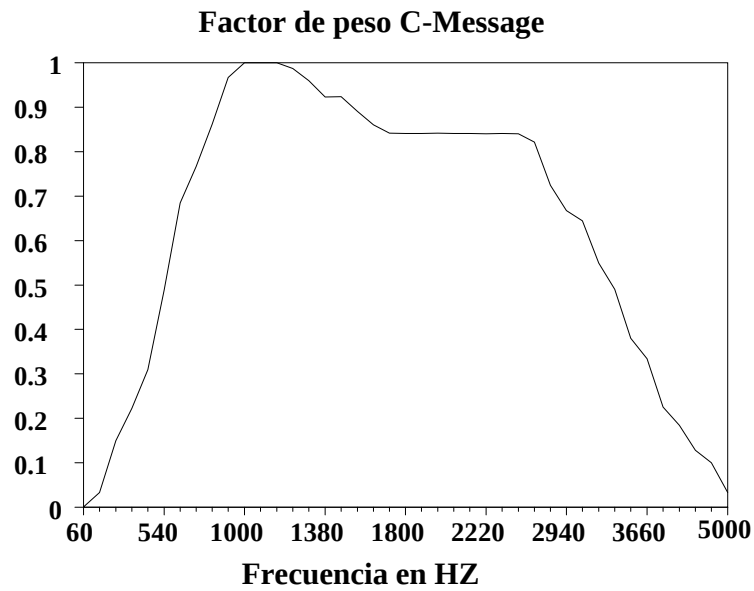


Fig. 2.7. Factor de peso C-Message  $\rho_f$ .

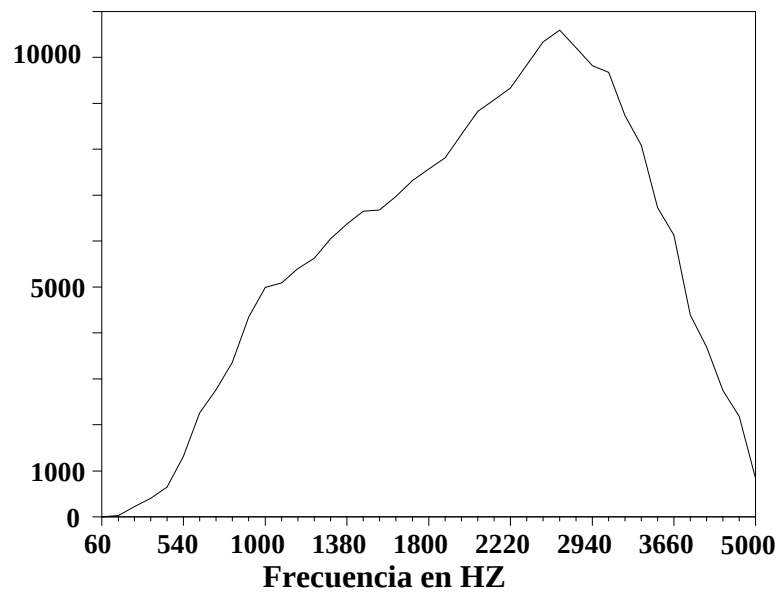


Fig. 2.8. Producto 5 f  $\rho_f$

En la práctica, la interferencia telefónica a menudo es expresada como un producto. En términos de corrientes, se define el producto  $I_u T$ , donde  $I$  es la corriente rms en amperes, y  $T$  es el TIF. Análogamente, para voltajes se define el producto  $KV_u T$ , donde  $KV$  es el voltaje rms.

Los valores de uso común para frecuencias de armónicas típicas se observan en la siguiente tabla:

| ORDEN | FRECUENCIA<br>HZ | $\rho_F$ | $5 F \rho_F$ |
|-------|------------------|----------|--------------|
| 1     | 50               | 0.0000   | 0.00         |
| 5     | 250              | 0.1150   | 143.75       |
| 7     | 350              | 0.2119   | 370.83       |
| 11    | 550              | 0.5085   | 1398.33      |
| 13    | 650              | 0.6713   | 2181.70      |
| 17    | 850              | 0.9265   | 3937.50      |
| 19    | 950              | 0.9842   | 4675.00      |
| 23    | 1150             | 0.9852   | 5665.00      |
| 25    | 1250             | 0.9624   | 6015.00      |

Tabla 2.1. Valores del factor de peso  $\rho_f$ .

La tabla 2.2. muestra algunos valores típicos de  $I_u T$  para las líneas de alimentación que conectan a la red con instalaciones de convertidores estáticos. Estos valores están basados en la experiencia práctica.

| CATEGORÍA | $I^*T$          | DESCRIPCIÓN                              |
|-----------|-----------------|------------------------------------------|
| I         | < 10.000        | Es poco probable que haya interferencia. |
| II        | 10.000 a 50.000 | Podría haber interferencia.              |
| III       | > 50.000        | Probablemente habrá interferencia.       |

Tabla 2.2. Guías de IT para cables que alimentan a instalaciones con convertidores, según Std. IEEE 519.

## ***CAPITULO 3***

# **FUENTES DE ARMÓNICAS**

### **RESUMEN**

Este trabajo estudia en forma resumida las armónicas de corriente inyectadas a las redes eléctricas por los convertidores estáticos de potencia y por otras cargas no lineales. Se revisan las armónicas inyectadas por: rectificadores, inversores, cicloconvertidores, transformadores, hornos de arco. Especial consideración se presta a la operación de rectificadores con carga capacitiva y a los contaminantes de pequeña potencia, debido a su gran importancia como fuentes contaminantes. Finalmente, se incluye una revisión de algunos convertidores modernos que ya muestran uso industrial y que inyectan armónicas reducidas a las redes.

### **3.1 ARMÓNICAS INYECTADAS POR CONVERTIDORES ESTÁTICOS**

#### **3.1.1 EL RECTIFICADOR PUENTE MONOFÁSICO**

La figura 3.1 muestra el circuito de potencia del popular rectificador monofásico en conexión puente. Este rectificador emplea cuatro diodos y por esa razón no tiene la

capacidad de controlar el flujo de energía desde la red hacia la carga. La figura 3.2 muestra las formas de onda de voltaje y de las diferentes corrientes, asumiendo que la corriente de la carga  $i_d$  está perfectamente filtrada.

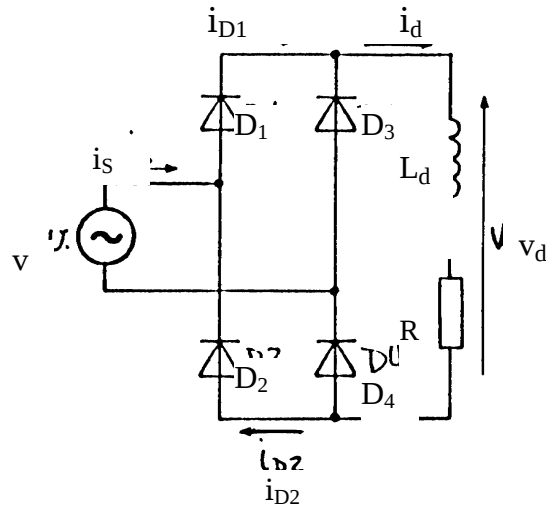


Fig. 3.1. Rectificador puente monofásico.

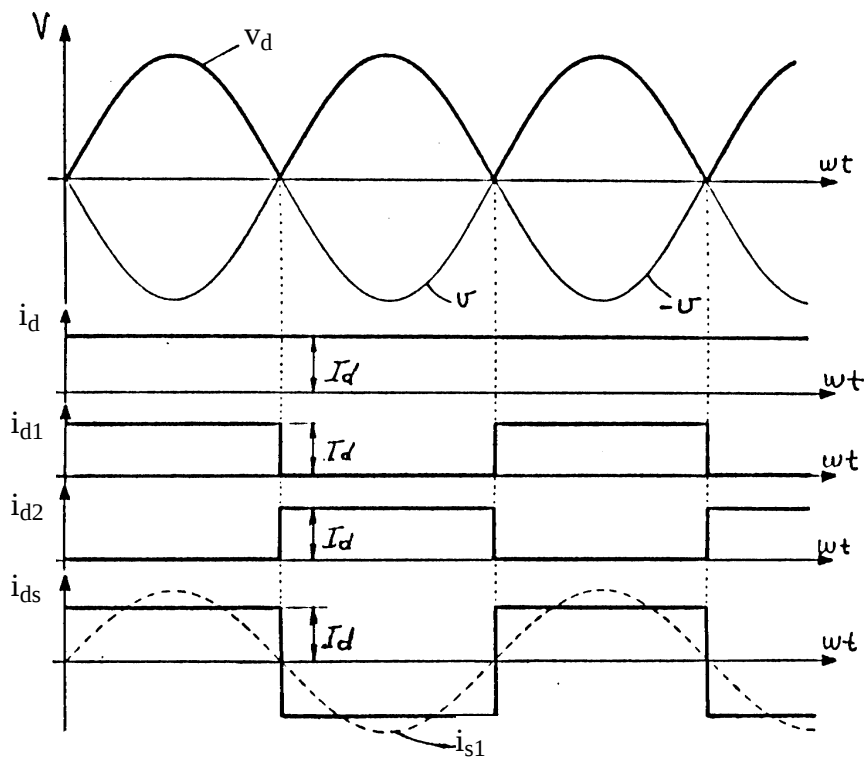


Fig. 3.2. Formas de onda del rectificador puente monofásico con corriente de carga perfectamente filtrada.

Las corrientes armónicas inyectadas por el rectificador puente monofásico con corriente perfectamente filtrada en la carga son:

$$i_s(t) = I_d \frac{4}{\pi} \left[ \text{sen} \omega t + \frac{1}{3} \text{sen} 3\omega t + \frac{1}{5} \text{sen} 5\omega t + \frac{1}{7} \text{sen} 7\omega t \dots \right] \quad [3.1]$$

El espectro de frecuencias para este rectificador en escala lineal aparece en la figura 3.3.

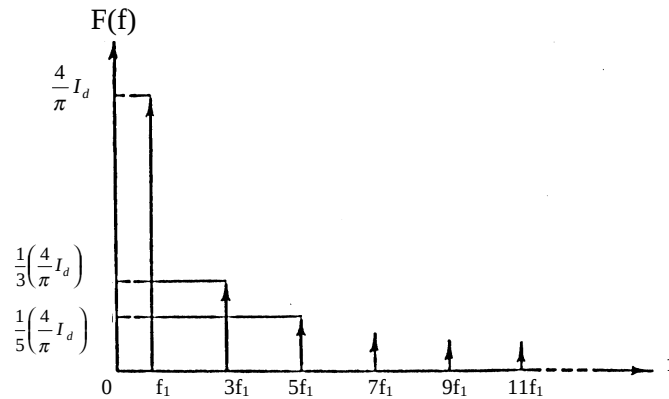


Fig. 3.3. Armónicas inyectadas por el rectificador puente monofásico

### 3.1.2 EL RECTIFICADOR DE 6 PULSOS

La figura 3.4 muestra el circuito de potencia del rectificador puente trifásico totalmente controlado, el que emplea 6 tiristores. Este convertidor es conocido también bajo el nombre de rectificador de 6 pulsos, porque el voltaje que genera en la carga contiene 6 pulsos en un período de la tensión de la red.

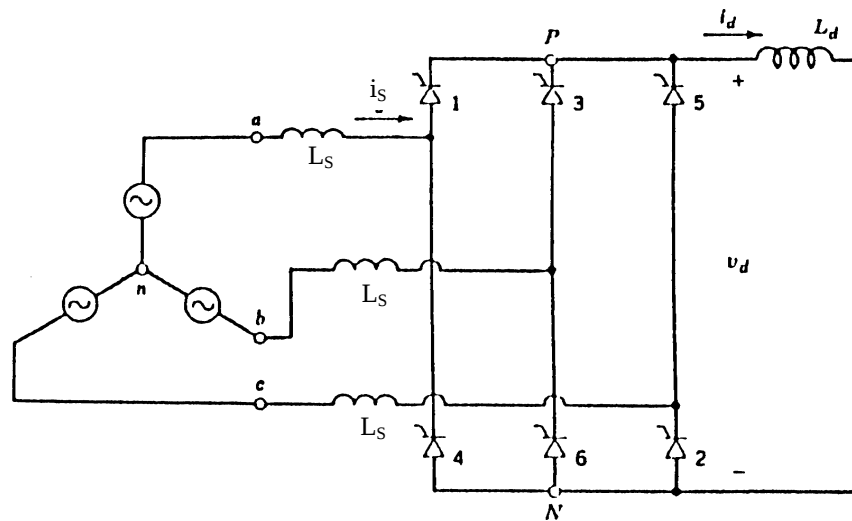


Fig. 3.4. Rectificador puente trifásico.

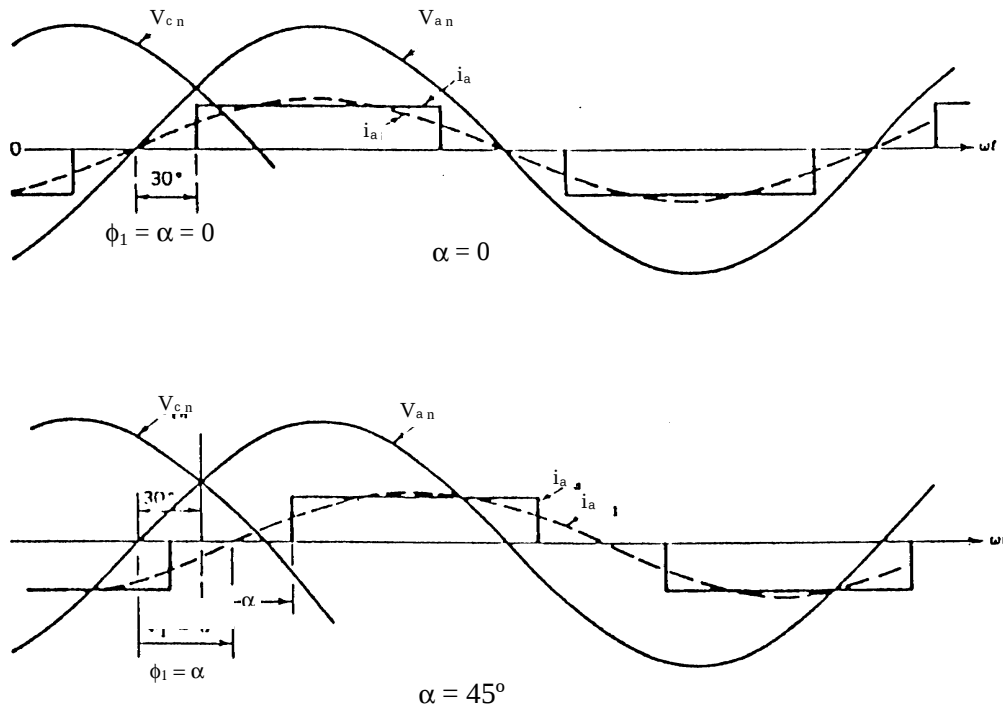


Fig. 3.5 Forma de onda de la corriente de entrada en un rectificador puente trifásico [1].

Cuando el transformador del rectificador trifásico tiene conexión estrella-estrella, la corriente por la red tiene la misma forma mostrada en la figura 3.5. Esta corriente tiene las siguientes armónicas:

$$i_a(t) = I_d \frac{2\sqrt{3}}{\pi} \left[ \cos wt - \frac{1}{5} \cos 5wt + \frac{1}{7} \cos 7wt - \frac{1}{11} \cos 11wt + \frac{1}{13} \cos 13wt - \frac{1}{17} \cos 17wt + \frac{1}{19} \cos 19wt \dots \right] \quad [3.2]$$

Lo que significa:

20% de 5ª armónica (250 Hz)

14,3% de 7ª armónica (350 Hz)

9,1% de 11ª armónica (550 Hz), etc.

### - TRANSFORMADOR EN CONEXIÓN DELTA-ESTRELLA

La figura 3.6 muestra al rectificador puente trifásico alimentado por un transformador con conexión estrella en el secundario y conexión triángulo en el primario.

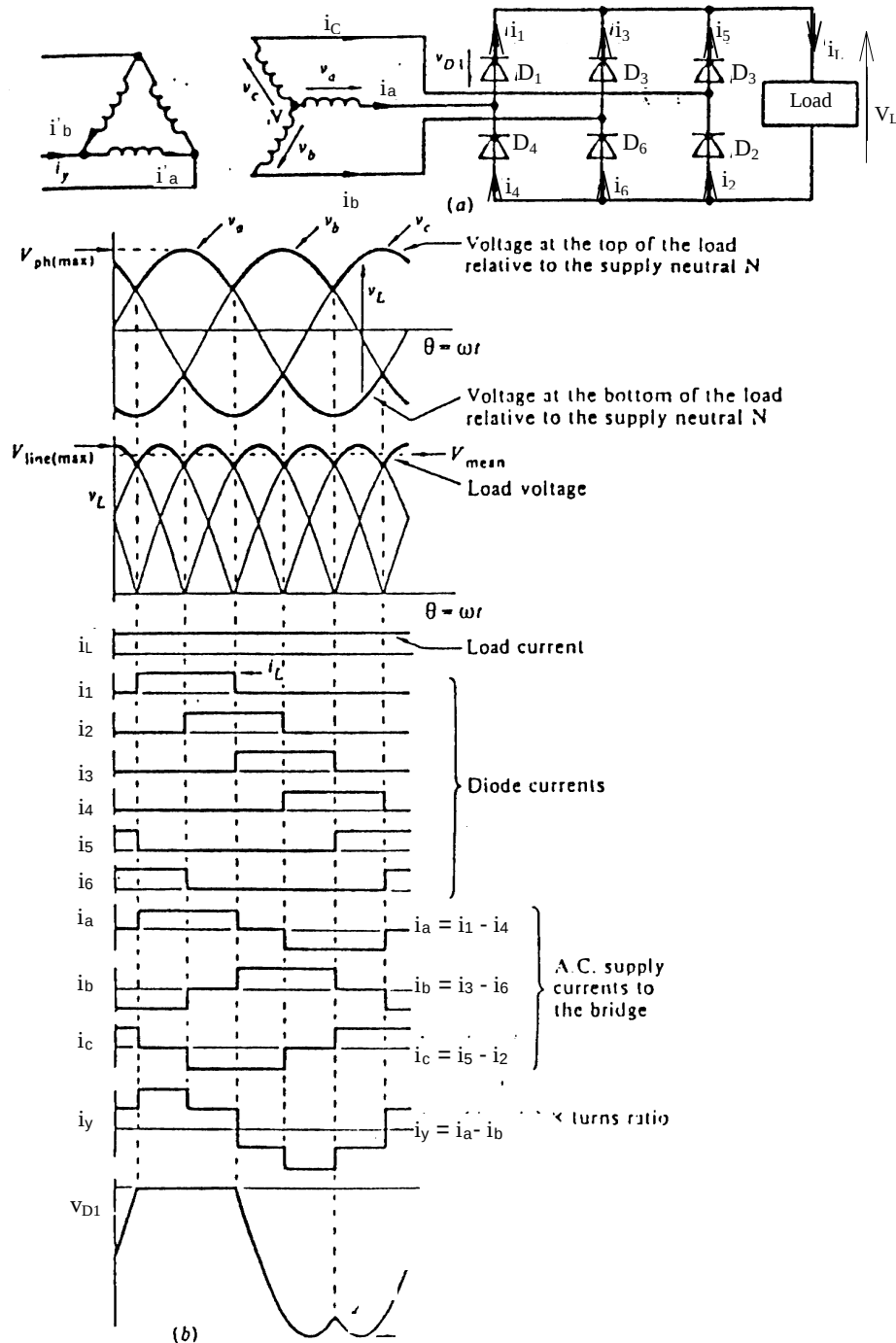


Fig. 3.6. Rectificador trifásico puente con transformador delta-estrella [2]

Las armónicas presentes en las corrientes de entrada (corrientes de la red) de un rectificador trifásico puente, transformador en conexión delta-estrella (o estrella-delta), son:

$$i_a(t) = Id \frac{2\sqrt{3}}{\pi} \left[ \cos \omega t + \frac{1}{5} \cos 5\omega t - \frac{1}{7} \cos 7\omega t - \frac{1}{11} \cos 11\omega t + \frac{1}{13} \cos 13\omega t + \frac{1}{17} \cos 17\omega t - \frac{1}{19} \cos 19\omega t \dots \right] \quad [3.3]$$

### 3.1.3 EL RECTIFICADOR DE 12 PULSOS

El rectificador de 12 pulsos es una configuración muy popular en alta potencia (Megawatt). Tal como se observa en las figuras 3.7 y 3.8, el rectificador de 12 pulsos se obtiene a través de la conexión en serie de dos rectificadores de 6 pulsos alimentados por transformadores de diferente tipo de conexión. Este rectificador debe su nombre al hecho de que, en un período de la tensión de alimentación, genera 12 pulsos en el voltaje de la carga. A través de esta conexión, es factible obtener más potencia en la carga, menos armónicas en la tensión de la carga y menos armónicas en las corrientes de entrada.

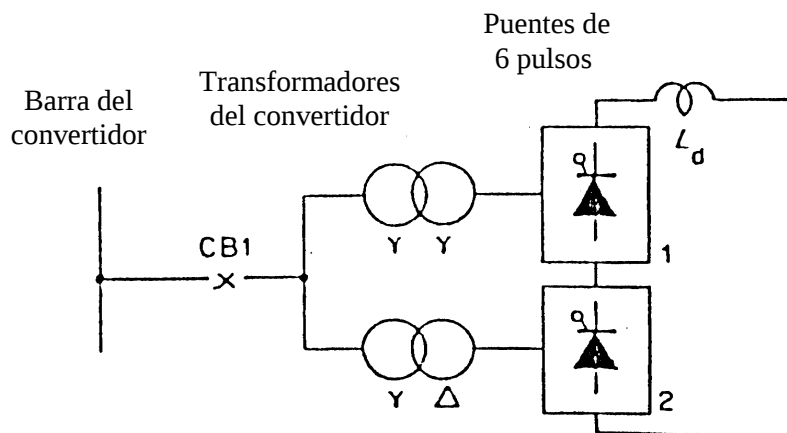
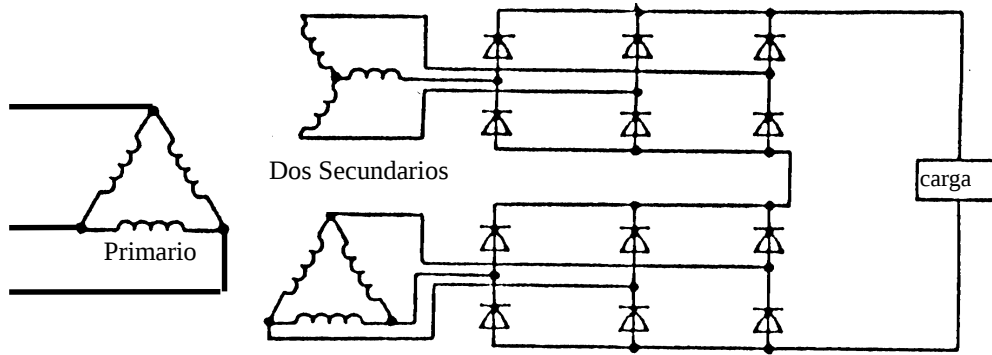


Fig. 3.7. Rectificador de 12 pulsos.


 Fig. 3.8. Conexión detallada de un rectificador con  $p = 12$ .

Las corrientes de entrada de los rectificadores de 6 pulsos con transformador en estrella y delta tienen las armónicas 5 y 7 con signos cambiados. Por esta razón, al sumar ambas corrientes, estas armónicas se eliminan. Lo mismo sucede con las armónicas 17 y 19 tal como se observa en la figura 3.9.

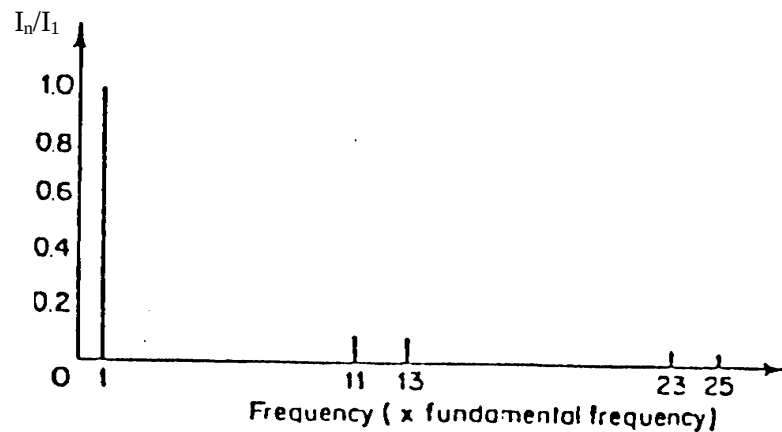
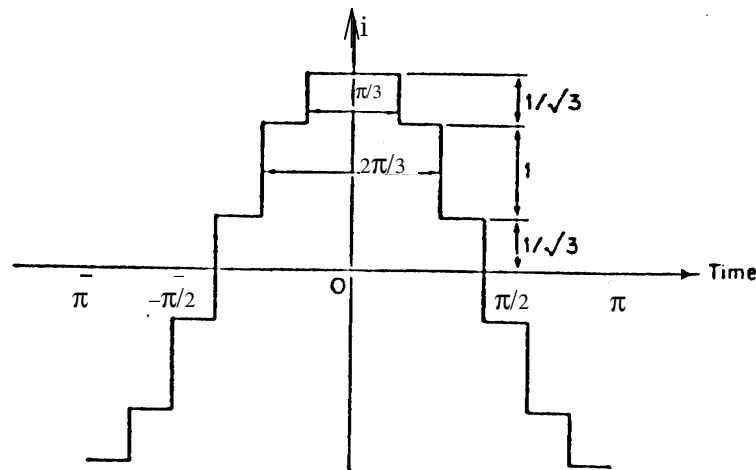


Fig. 3.9. Corriente y espectro de frecuencias en un rectificador de 12 pulsos  
Corrientes armónicas en un rectificador de 12 pulsos:

$$i_a(t) = 2\left(\frac{2\sqrt{3}}{\pi}\right)I_d \left[ \cos wt - \frac{1}{11}\cos 11wt + \frac{1}{13}\cos 13wt + \frac{1}{23}\cos 23wt - \frac{1}{25}\cos 25wt \dots \right] \quad [3.4]$$

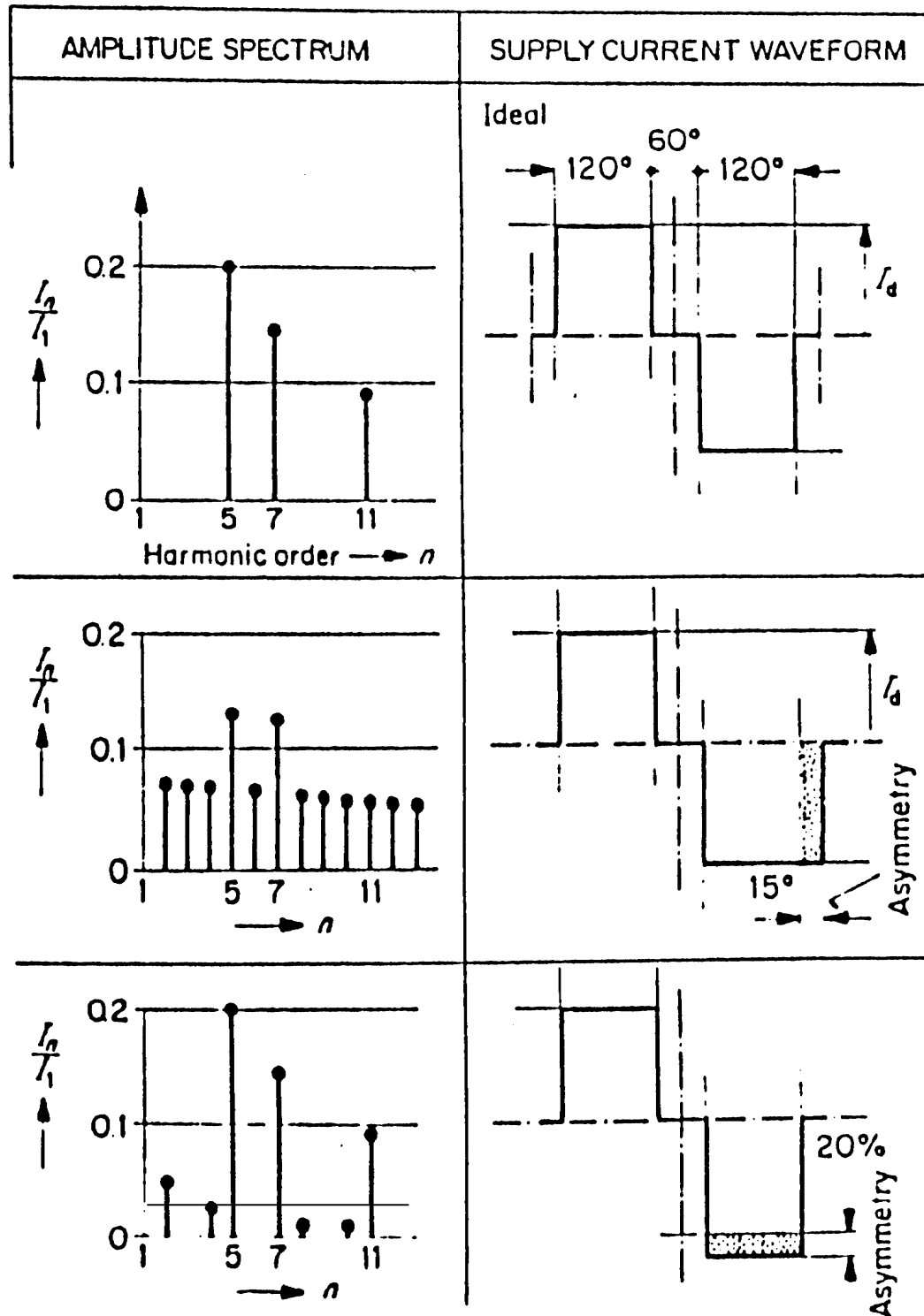
### 3.1.4. ARMÓNICAS NO CARACTERÍSTICAS EN RECTIFICADORES [3], [6]

Armónicas características en convertidores son aquellas que resultan de la operación correcta de estos equipos en condiciones ideales. Ejemplos de armónicas características son todas las que han sido estudiadas en los puntos precedentes de este capítulo.

Armónicas no características son aquellas que aparecen originadas por alguna condición de funcionamiento anómala y deben su origen a:

- Desbalance o asimetría en las tensiones de la red (en amplitud y/o fase).
- Desbalance en las inductancias equivalentes de la red y del convertidor.
- Asimetría en los pulsos de disparo enviados a los tiristores.

Tal como se aprecia en la figura 3.10, estos desbalances provocan la aparición de armónicas adicionales.



The ideal rectilinear wave alternating current of the three-phase bridge (top) contains harmonics of orders  $n = k6 \pm 1$  with amplitudes that decrease according to the law  $I_n = I_1/n$ . Other harmonics arise through asymmetries:  $n = 2, 3, 4, \dots$  (middle, bottom).

Fig. 3.10. Armónicas no características en rectificadores de 6 pulsos [6].

### 3.1.5 EFECTO DE LA INDUCTANCIA DE CARGA SOBRE LAS ARMÓNICAS

La suposición "corriente perfectamente filtrada en la carga" no es real, porque ella equivale a tener una inductancia infinita para filtrar. La figura 3.11 muestra la forma de onda de la corriente en la carga, con la presencia de ripple y cómo esa distorsión se refleja en la entrada.

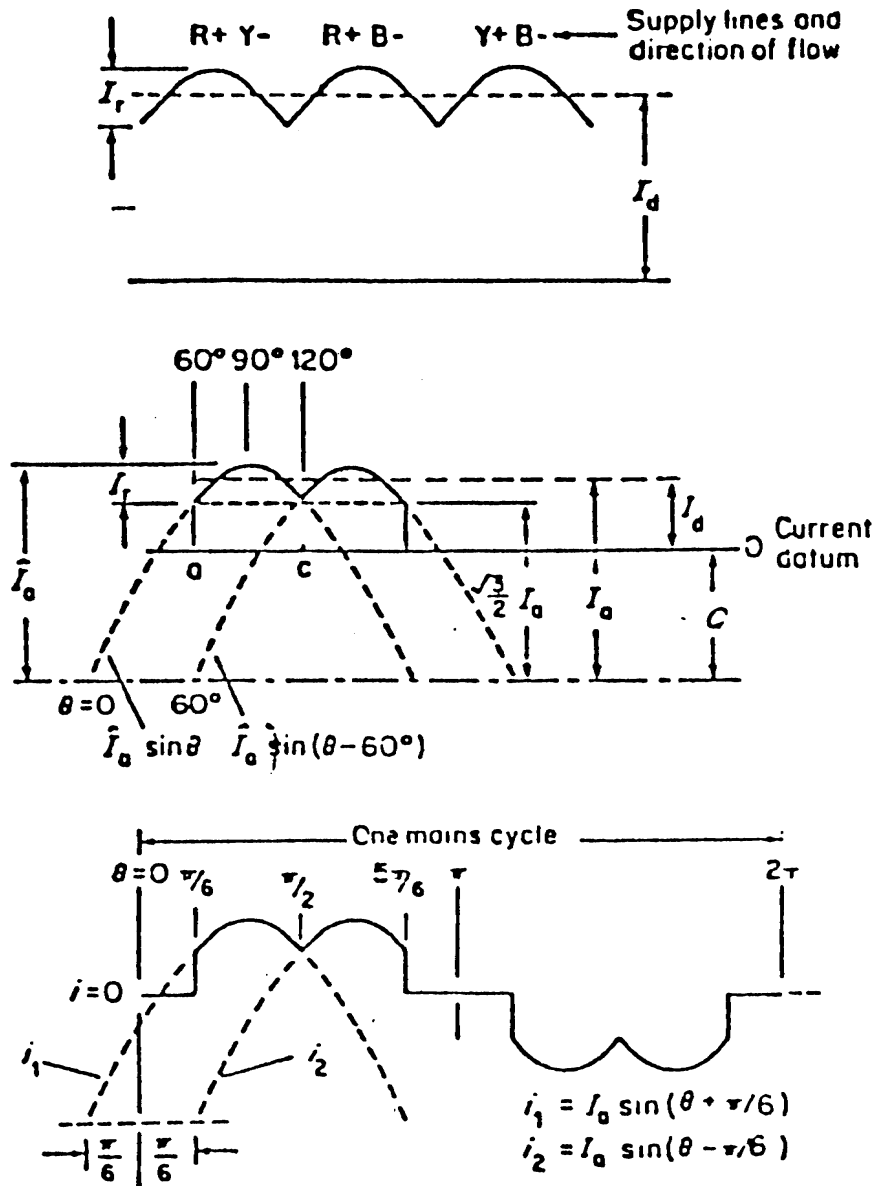


Fig. 3.11. Rectificador con corrientes con "ripple". Inductancia de filtro finita en la carga [4].

La figura 3.12 muestra el cambio que experimenta la forma de onda de la corriente en la entrada en 2 casos: con una inductancia pequeña y con una inductancia grande en la carga.

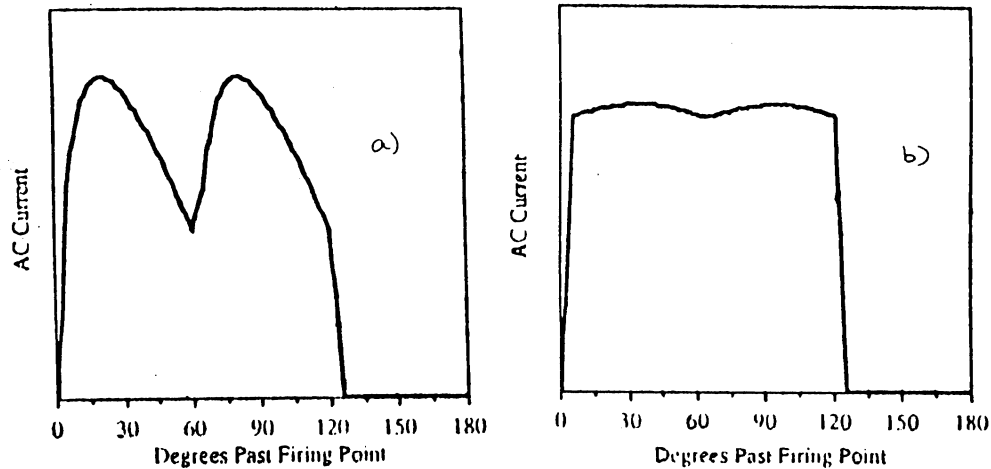


Fig. 3.12. Corriente de entrada al rectificador ( $\alpha = 40^\circ$ ,  $\mu = 5^\circ$ ) con inductancia DC: a) pequeña; b) grande [5].

En la figura 3.13 se observa que la quinta armónica aumenta en forma considerable al aumentar la distorsión en la corriente de la carga.

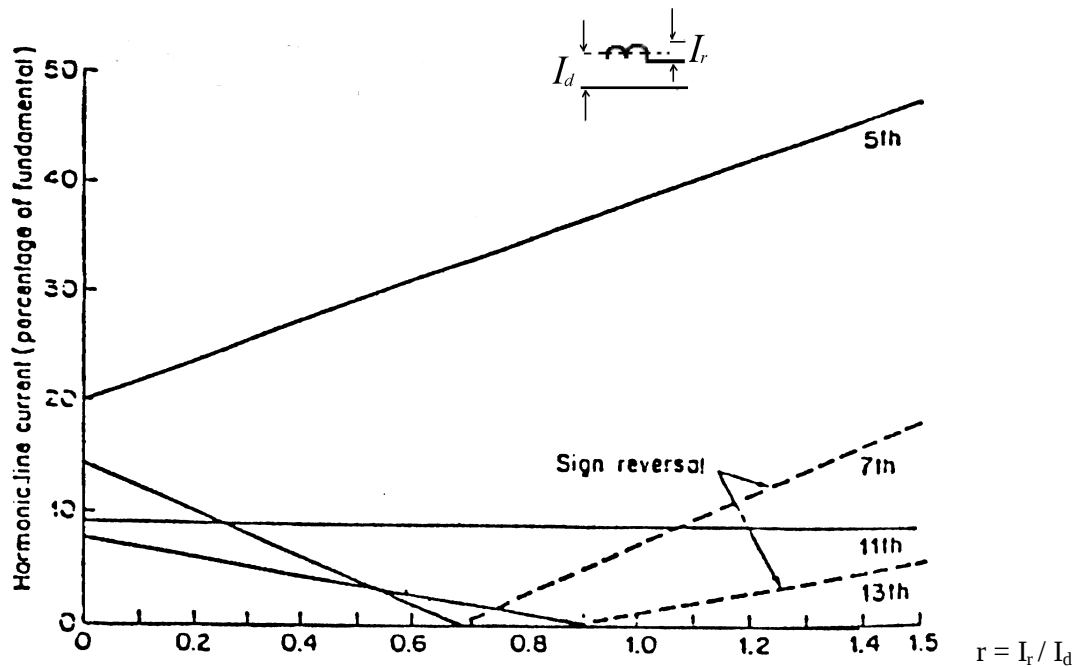


Fig. 3.13 Armónicas en la corriente de entrada de un rectificador en función del ripple de la corriente de carga [4].

### 3.1.6 EFECTO DE LA CONMUTACIÓN SOBRE LAS ARMÓNICAS

En los análisis previos se ha considerado que la conmutación desde un semiconductor a otro se realiza en forma instantánea, pero en la realidad ello no es así. Hay un tiempo en el cual hay 2 fases conduciendo simultáneamente, razón por la cual se cortocircuita a la red. El proceso de conmutación dura un ángulo  $\mu_0$  que tiene la siguiente expresión:

$$\cos \mu_0 = 1 - \frac{2I_L X_K}{\sqrt{3}V_{\max}} \quad [3.5]$$

En esta ecuación se aprecia que el ángulo de conmutación aumenta:

- i) al aumentar la corriente por la carga  $I_L$
- ii) al aumentar la inductancia de conmutación  $L_K$  ( $X_K = \omega L_K$ )

El proceso de conmutación se hace más importante y notorio en rectificadores de alta corriente (kiloamperes), como los que se usan en procesos electroquímicos.

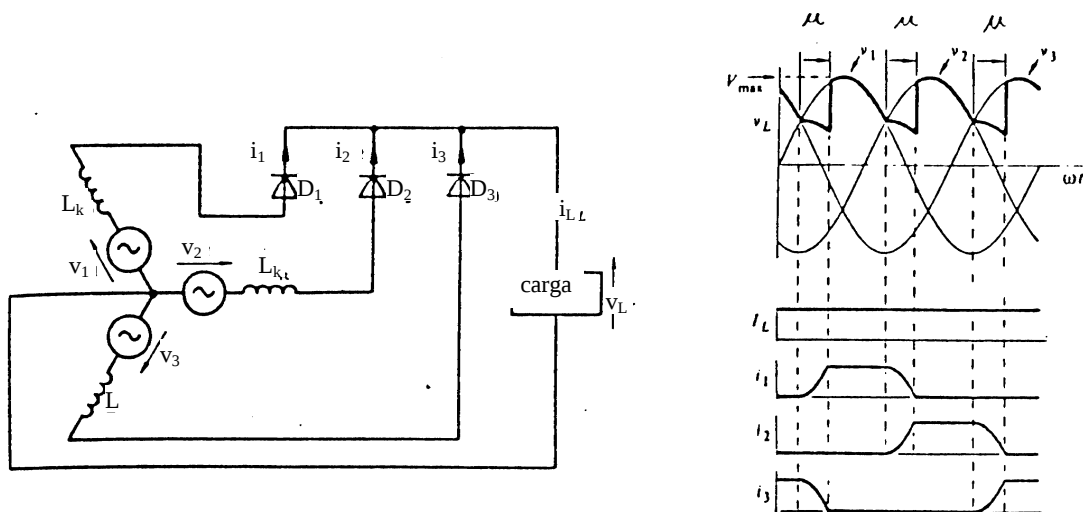


Fig. 3.14. La conmutación en rectificadores.

En la figura 3.15 se observa que el fenómeno de conmutación induce una atenuación en las armónicas.

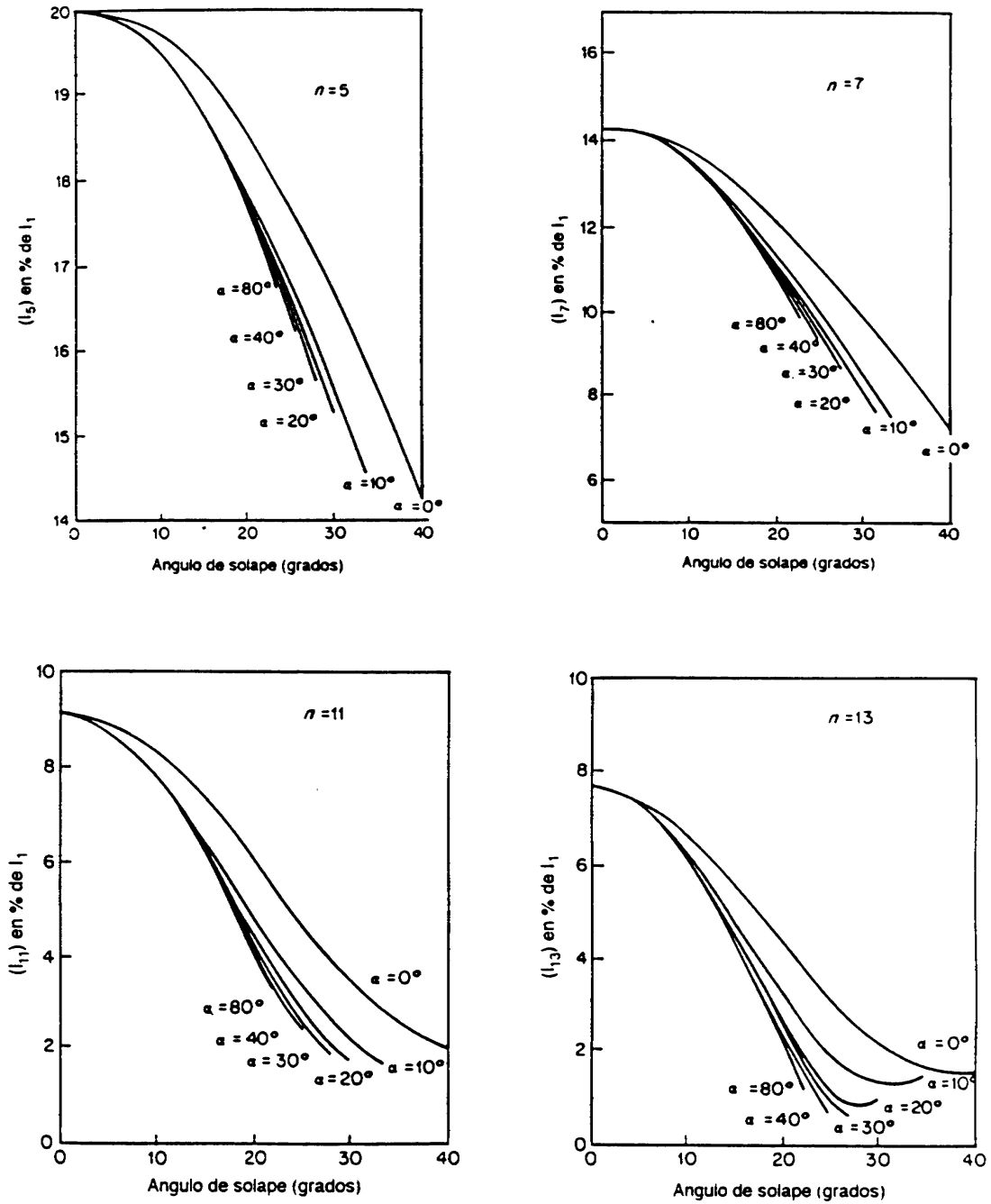


Fig. 3.15. Influencia de los ángulos de conmutación ( $\mu$ ) y de disparo ( $\alpha$ ) sobre la inyección de armónicas [7].

### 3.1.7 EL RECTIFICADOR CON CARGA CAPACITIVA

Una configuración muy usada en equipos de baja potencia es el rectificador con carga capacitiva mostrado en la figura 3.16. El condensador es usado para filtrar la tensión de salida. Este rectificador se caracteriza por demandar de la red un peak de corriente bastante elevado, tal como se aprecia en la figura 3.17.

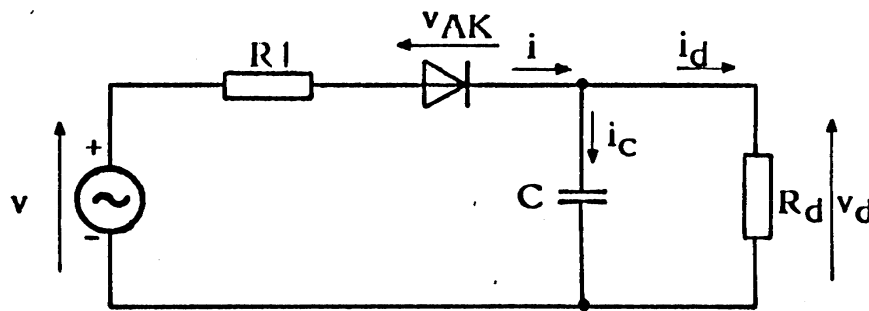


Fig. 3.16: Rectificador monofásico con carga capacitiva.

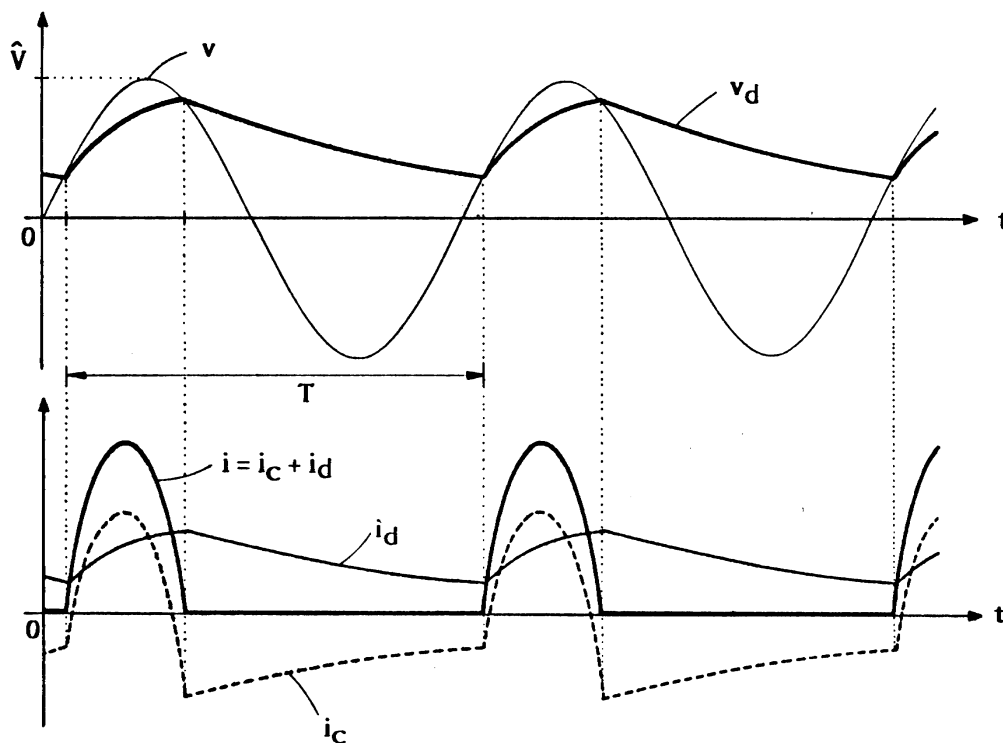


Fig. 3.17. Formas de onda en un rectificador con carga capacitiva

### 3.1.8 ARMÓNICAS INYECTADAS POR INVERSORES

Los inversores son equipos muy empleados para variar la velocidad de máquinas de corriente alterna trifásicas y otras aplicaciones. Las figuras 3.18 y 3.19 muestran inversores trifásicos conectados a una red de alimentación monofásica y trifásica. En ambos casos se tiene un rectificador en la entrada para generar la tensión continua  $V_0$ .

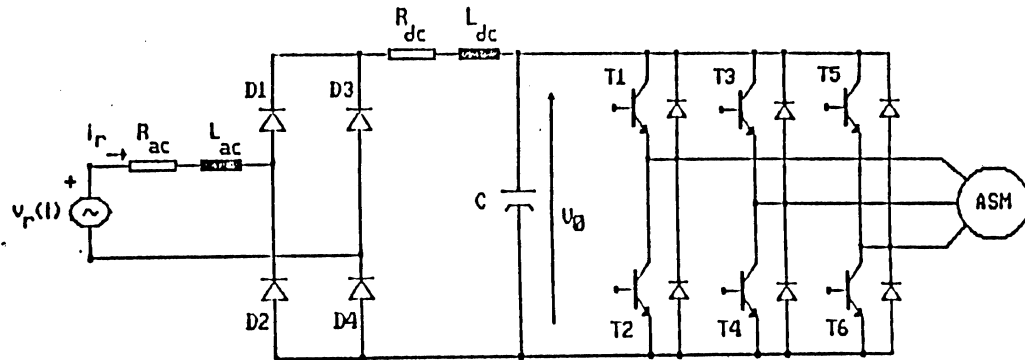


Fig. 3.18. Inversor conectado a una red monofásica.

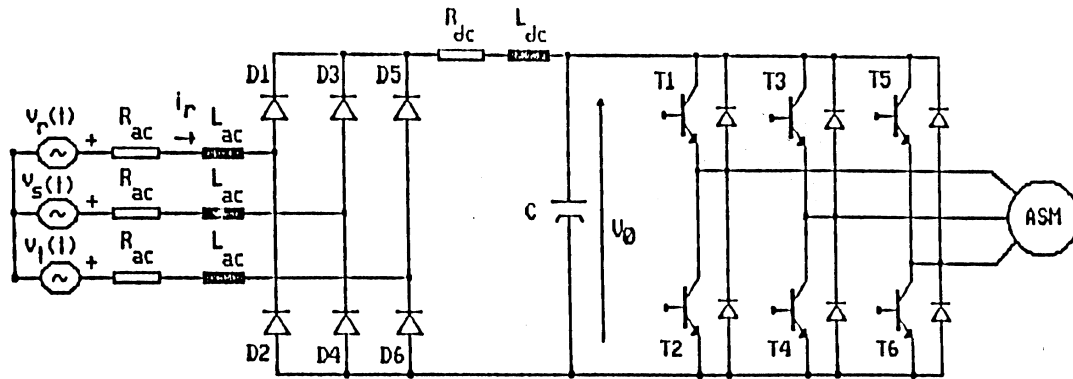


Fig. 3.19. Inversor conectado a una red trifásica.

En la figura 3.20 se observa que la corriente entregada por la red al inversor monofásico con inductancia de filtro  $L_{dc}$  pequeña es altamente distorsionada, lo que se aprecia claramente en la figura 3.21.

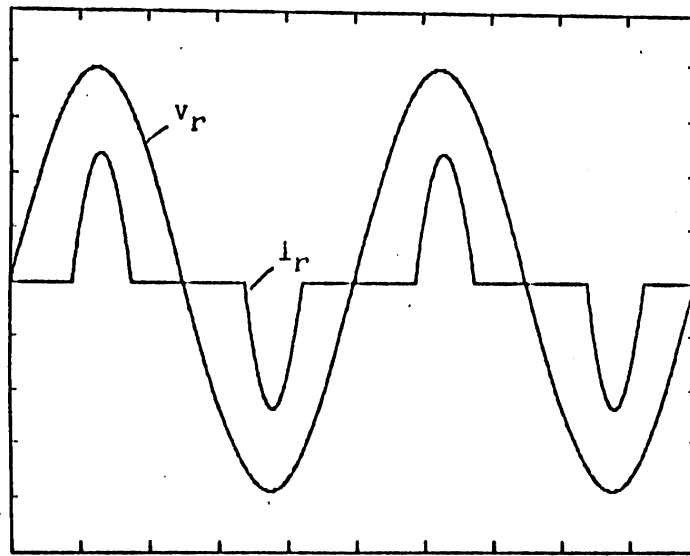


Fig. 3.20. Corriente de entrada en el inversor de la Fig. 3.18 con inductancia de filtro pequeña [8].

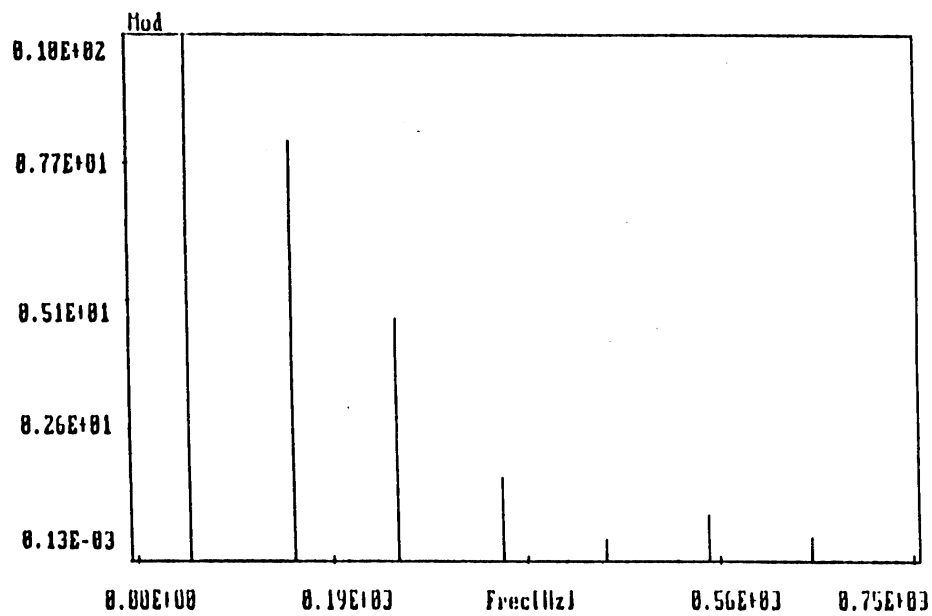


Fig. 3.21 Espectro de frecuencias de la corriente de Fig. 3.20.

Las figuras 3.22 y 3.23 muestran el efecto que tiene sobre la corriente de entrada, el uso de una inductancia de filtro grande. Se aprecia una importante disminución de las armónicas.

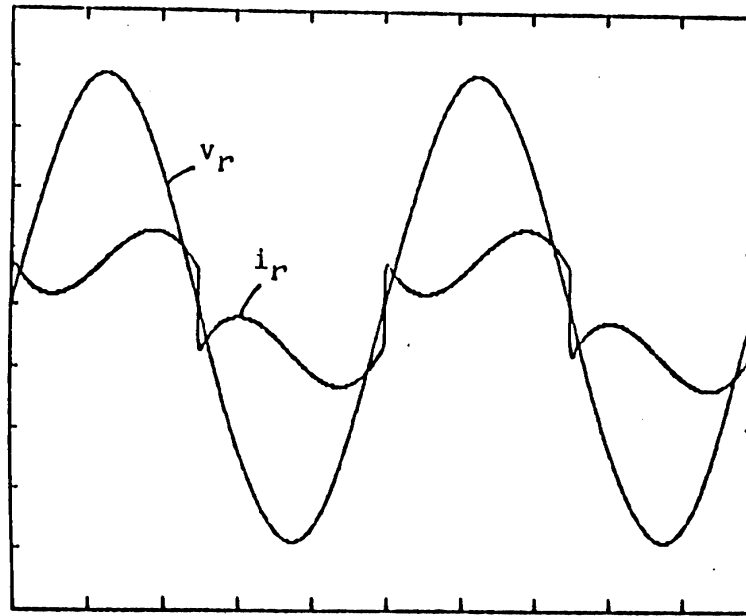


Fig. 3.22: Corriente de entrada en el inversor de la fig.3.18 con inductancia de filtro grande

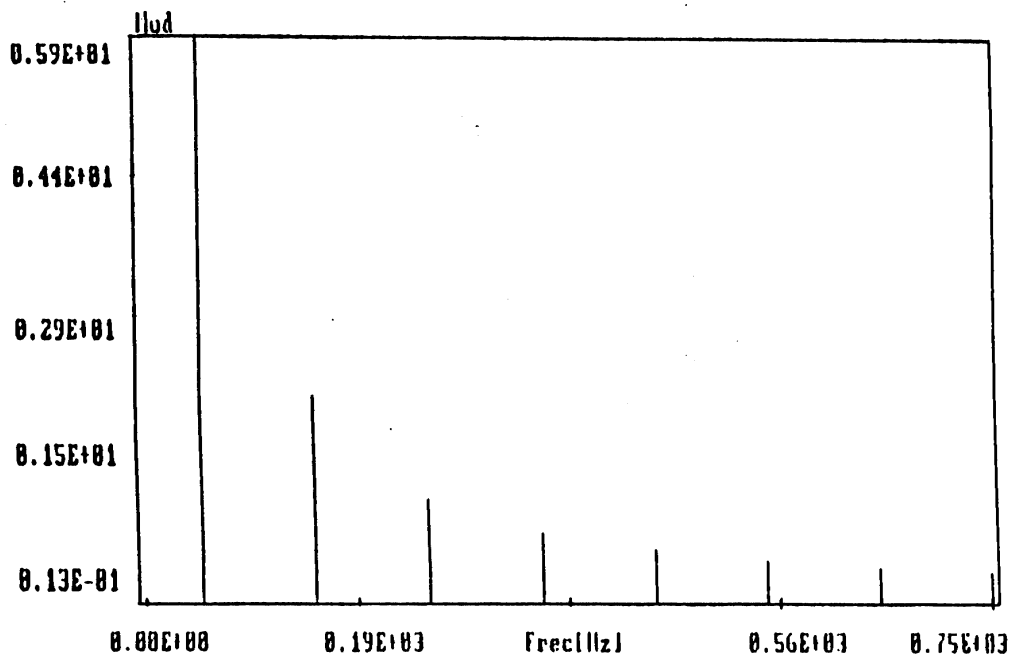


Fig. 3.23. Espectro de frecuencias para la corriente de la Fig. 3.22.

En la figura 3.24 y 3.25 se observa el comportamiento de un inversor trifásico con inductancia de filtro pequeña, conectado a una red trifásica. Nuevamente se aprecia una gran cantidad de armónicas con fuerte amplitud.

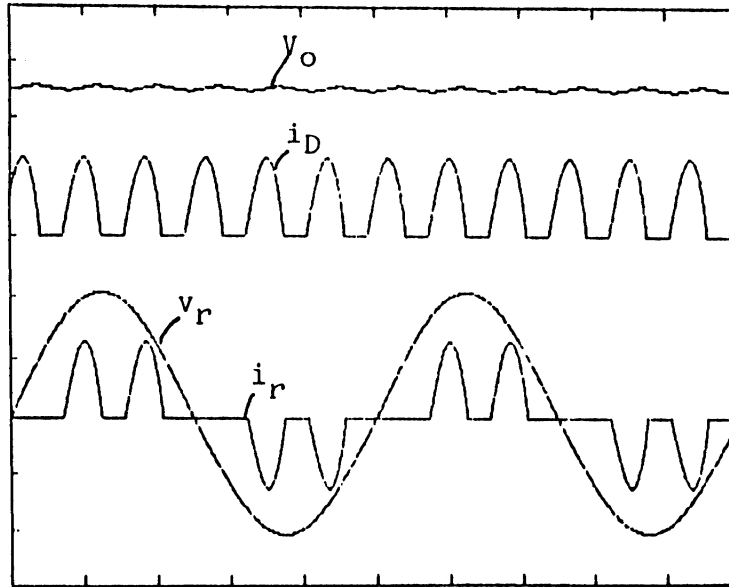


Fig. 3.24. Inversor conectado a una red trifásica (Fig. 3.19) con inductancia de filtro pequeña.

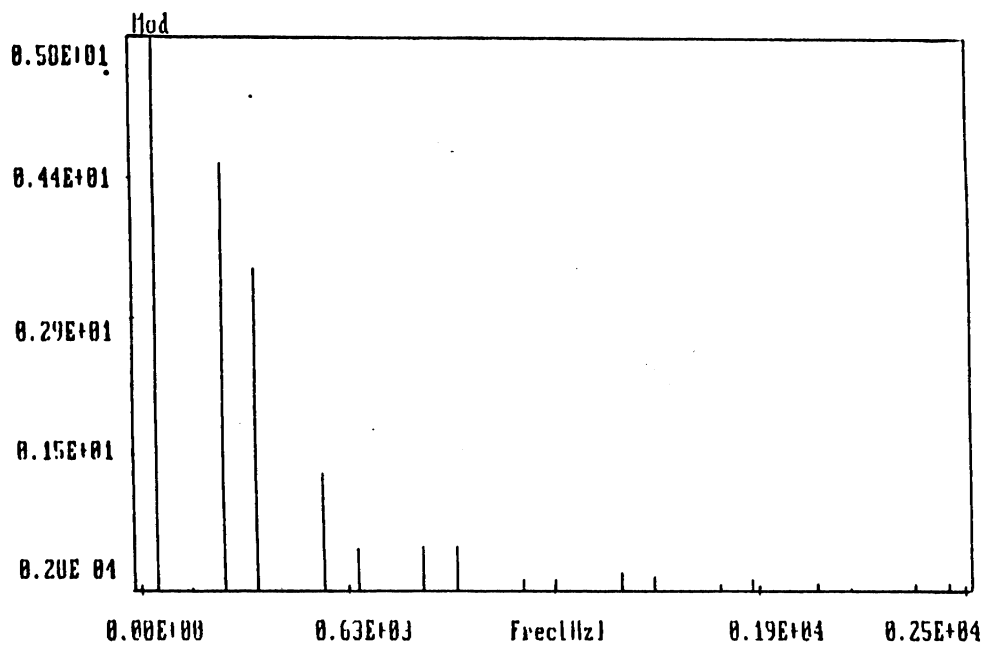


Fig. 3.25. Espectro de frecuencias para la corriente  $i_r$  de la Fig. 3.24.

En las figuras 3.26 y 3.27 se observa el efecto de tener una inductancia de filtro grande: las armónicas se atenúan.

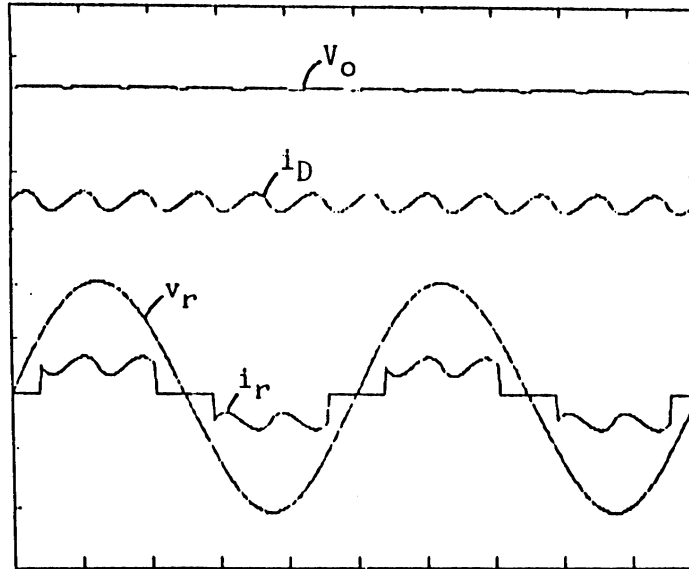


Fig. 3.26. Inversor conectado a una red trifásica (Fig. 3.19) con inductancia de filtro grande.

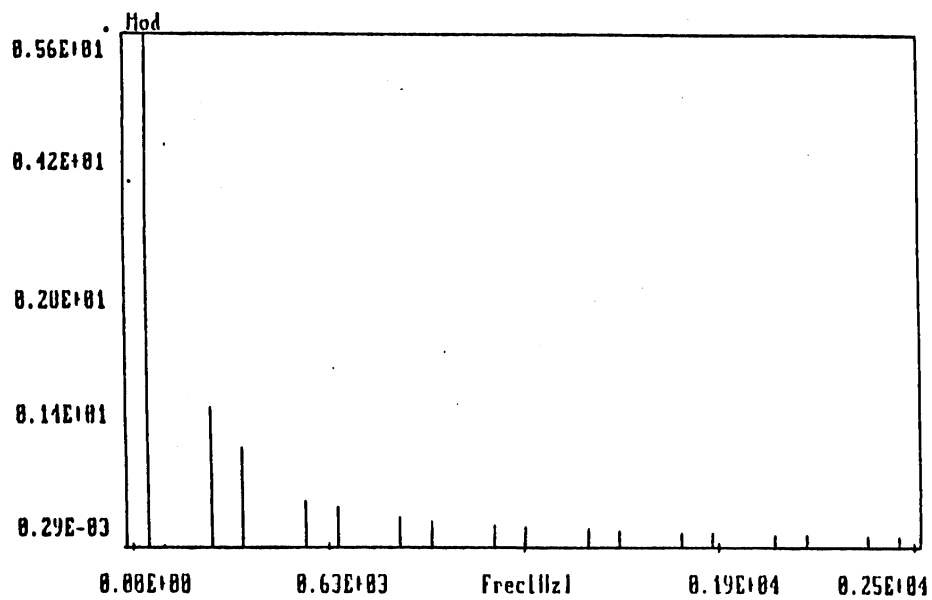
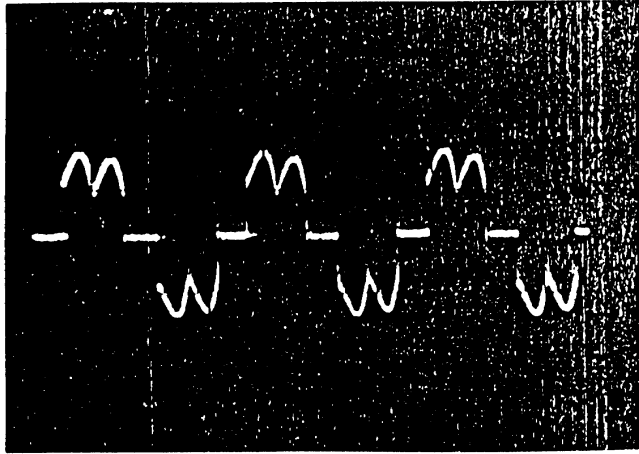
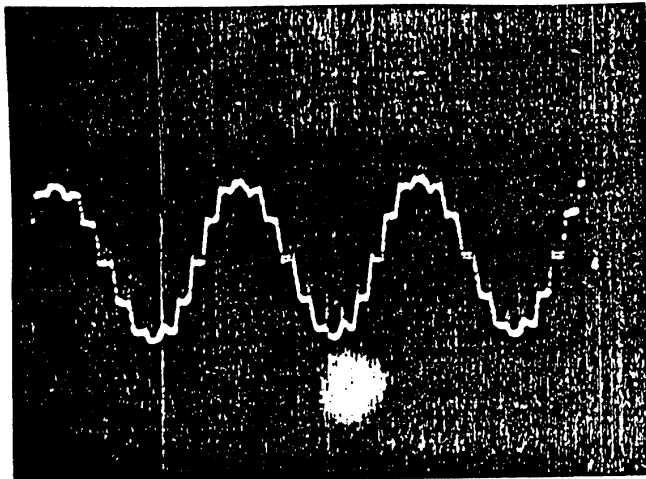


Fig. 3.27. Espectro de frecuencias para la corriente  $i_r$  de la Fig. 3.26.

En la figura 3.28 se muestra la corriente de entrada de dos convertidores de frecuencia (inversores) ofrecidos por un mismo fabricante, operando con carga alta (87%). En un caso se tiene un rectificador de 6 pulsos y en el otro un rectificador de 12 pulsos en la entrada.



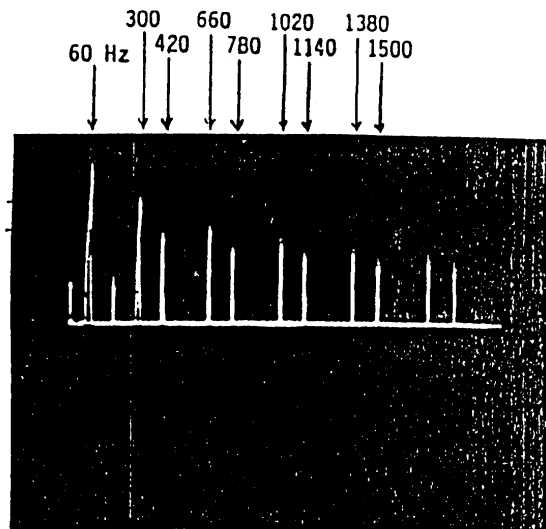
6 Pulse Controller  
450 HP load



12 Pulse Controller  
500 HP load

Fig. 3.28. Formas de onda de inversores trifásicos con rectificadores de 6 y 12 pulsos en la entrada.

$$\text{Harmonic Constant} = H_c = 100 \sqrt{\sum_{n=2}^{n=25} (n \cdot I_n / I_1)^2}$$

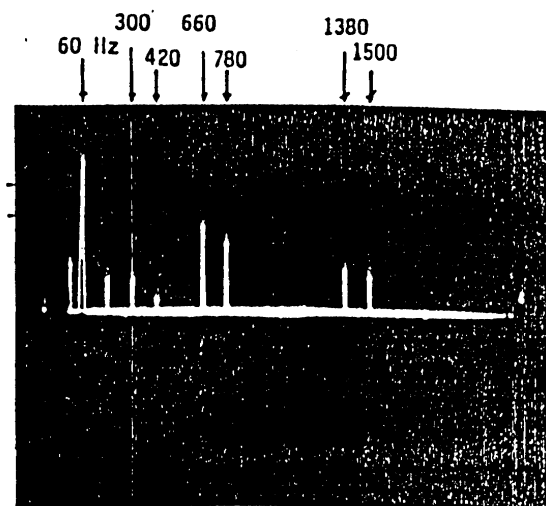


AMPLITUDE 10db/Div.  
FREQUENCY 200 Hz/Div.

#### STANDARD 6 PULSE

Hc=242  
(at 87% load)

|       |   |        |
|-------|---|--------|
| $I_1$ | = | 100.0% |
| $I_3$ | = | 1.3%   |
| $I_5$ | = | 31.2%  |
| $I_7$ | = | 7.5%   |
| $I_1$ | = | 8.9%   |
| 1     |   |        |
| $I_1$ | = | 4.2%   |
| 3     |   |        |
| $I_1$ | = | 5.6%   |
| 7     |   |        |
| $I_1$ | = | 3.1%   |
| 9     |   |        |
| $I_2$ | = | 2.5%   |
| 3     |   |        |



AMPLITUDE 10db/Div.  
FREQUENCY 200 Hz/Div.

#### NEW 12 PULSE

Hc=94.7  
(at 87% load)

|       |   |        |
|-------|---|--------|
| $I_1$ | = | 100.0% |
| $I_3$ | = | 1.2%   |
| $I_5$ | = | 1.2%   |
| $I_7$ | = | 0.6%   |
| $I_1$ | = | 7.6%   |
| 1     |   |        |
| $I_1$ | = | 1.1%   |
| 3     |   |        |
| $I_1$ | = | 0.3%   |
| 7     |   |        |
| $I_1$ | = | 0.3%   |
| 9     |   |        |
| $I_2$ | = | 1.3%   |
| 3     |   |        |
| $I_2$ | = | 1.1%   |
| 5     |   |        |

Fig. 3.29. Análisis de armónicas de la corriente de la figura 3.28, carga de 435 HP en convertidor de 500HP.

### 3.1.9 ARMÓNICAS GENERADAS POR CICLOCONVERSORES

Los cicloconvertidores son convertidores con control de fase (ángulo de disparo variable) que generan una tensión alterna de amplitud y frecuencia variables. Son empleados en el rango de alta potencia (varios Megawatt) para variar la velocidad de motores sincrónicos y de inducción. La figura 3.30 muestra el circuito de potencia de un cicloconvertidor de 12 pulsos alimentando a un motor sincrónico. Este accionamiento en particular es empleado en un molino SAG de velocidad variable.

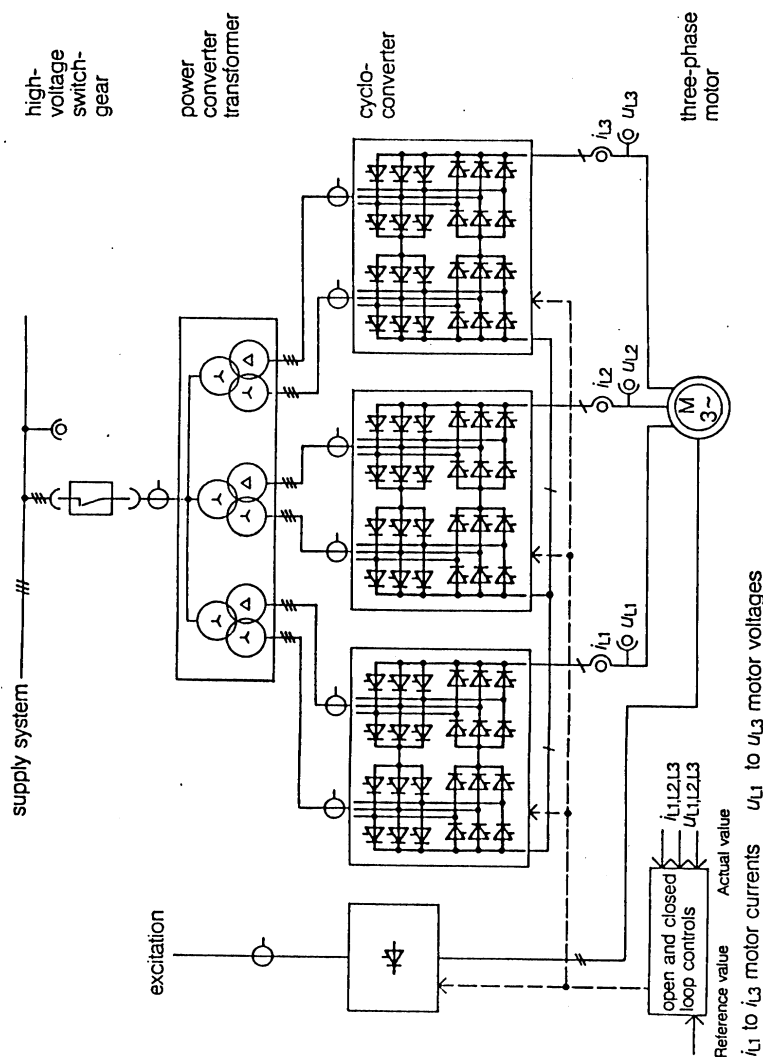


Fig. 3.30. Motor sincrónico alimentado por un cicloconvertidor

trifásico de 12 pulsos [10].

La figura 3.31 muestra las formas de onda de la corriente en la entrada de un cicloconvertor de 6 y 12 pulsos.

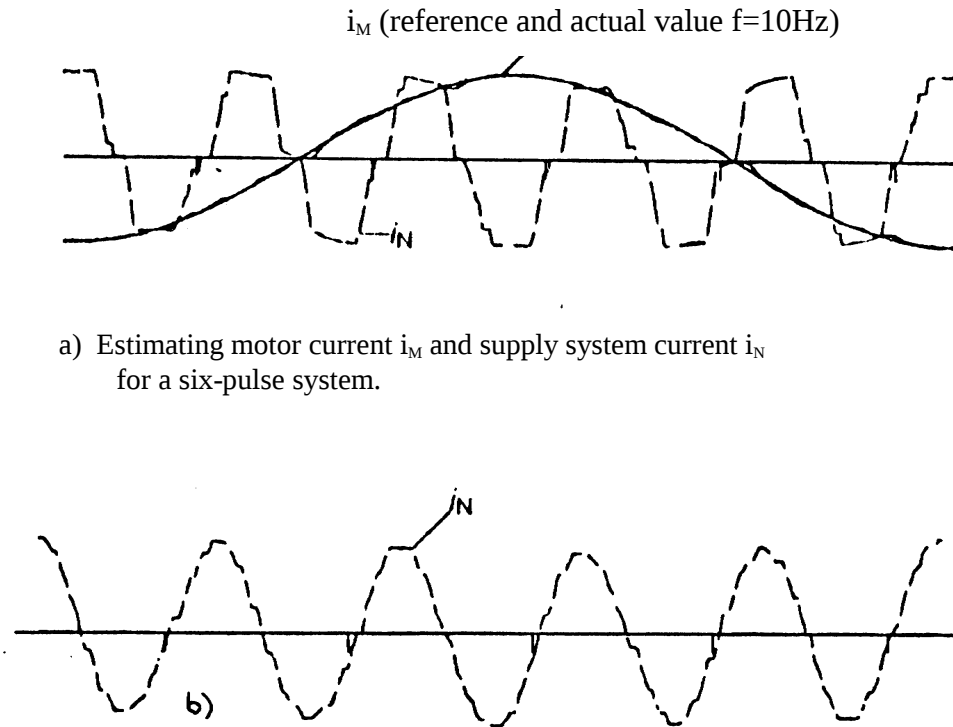


Fig. 3.31. Corrientes de entrada en un cicloconvertor trifásico  
a) de 6 pulsos; b) de 12 pulsos [10].

Tipos de armónicas inyectadas a la red por un cicloconvertor trifásico de 12 pulsos [11]:

i) Armónicas características.

- Son independientes de la configuración y del número de pulsos del cicloconvertor.
- Las frecuencias de estas armónicas son dependientes de la frecuencia de salida y están dadas por la ecuación:

$$f_{ch} = f_i \pm 6nf_0, n=1, 2, 3, \dots \quad [3.6]$$

$f_i$  : frecuencia de la red

$f_0$  : frecuencia de la salida

ii) Armónicas dependientes del circuito.

- La frecuencia de estas armónicas depende del número de pulsos del cicloconvertidor y de la frecuencia de salida.
- En un cicloconvertor de 12 pulsos estas armónicas tienen frecuencias determinadas por la siguiente ecuación:

$$f_h = (12p \pm 1) \cdot f_i \pm 6nf_o \quad [3.7]$$

donde:

$$p = 1, 2, 3, \dots$$

$$n = 0, 1, 2, 3, \dots$$

La amplitud de las corrientes armónicas inyectadas a la red depende de:

- Razón del voltaje de salida ( $r = V_o / V_{0m\acute{a}x}$ )
- Angulo de desplazamiento de la carga

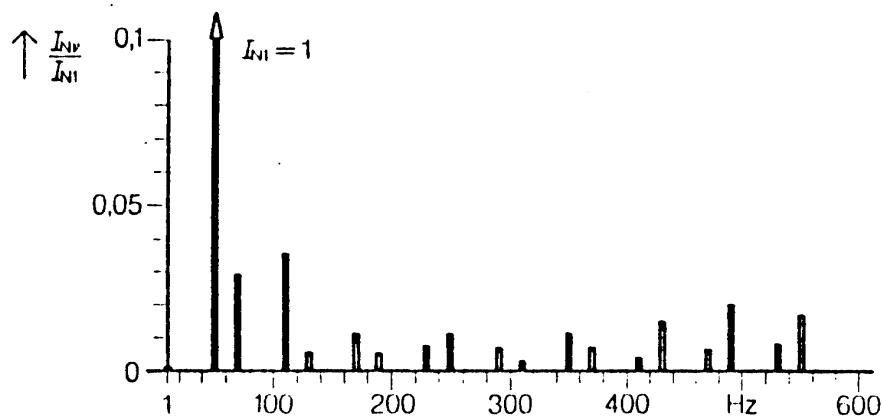


Fig.3.32: Espectro de frecuencias de la corriente de Fig.3.31-b(10)

**Ejemplo:**

Un cicloconvertor de 15000 HP, 12 pulsos, es alimentado desde una red trifásica de  $f_i=50\text{Hz}$  y genera, en el punto de trabajo nominal, una frecuencia de salida  $f_o=6,53\text{Hz}$ .

Las armónicas presentes en la corriente de entrada están determinadas por las dos ecuaciones precedentes y sus correspondientes amplitudes han sido determinadas por el fabricante y se presentan en la siguiente tabla.

| Frecuencia        | Hz     | Orden | Amps. |
|-------------------|--------|-------|-------|
| $F_i$             | 50     | 1     | 562   |
| $F_i + 6 F_0$     | 89.18  | 1.78  | 16.86 |
| $F_i - 6 F_0$     | 10.82  | .22   | 16.86 |
| $F_i + 12 F_0$    | 128.36 | 2.57  | 5.62  |
| $F_i - 12 F_0$    | 28.36  | 0.57  | 5.62  |
|                   |        |       |       |
| $11 F_i$          | 550    | 11    | 11.24 |
| $11 F_i + 6 F_0$  | 589.18 | 11.78 | 22.48 |
| $11 F_i - 6 F_0$  | 510.82 | 10.22 | 22.48 |
| $11 F_i + 12 F_0$ | 628.36 | 12.57 | 5.62  |
| $11 F_i - 12 F_0$ | 471.64 | 9.43  | 5.62  |
|                   |        |       |       |
| $13 F_i$          | 650    | 13    | 11.24 |
| $13 F_i + 6 F_0$  | 689.18 | 13.78 | 11.24 |
| $13 F_i - 6 F_0$  | 610.82 | 12.22 | 11.24 |
| $13 F_i + 12 F_0$ | 728.36 | 14.57 | 11.24 |
| $13 F_i - 12 F_0$ | 571.64 | 11.43 | 11.24 |

Tabla 3.1. Armónicas en la corriente de entrada de un cicloconversor de 12 pulsos.  $f_i=50\text{Hz}$ ,  $f_o=6,53\text{Hz}$ .

### 3.1.10 CONTAMINANTES DE PEQUEÑA POTENCIA

Algunos contaminantes pequeños:

- Computadores
- Impresoras
- Cargadores de baterías
- Televisores
- Etc.

Estos equipos tienen una fuente de alimentación con filtrado capacitivo y demandan corrientes no sinusoidales de la red.

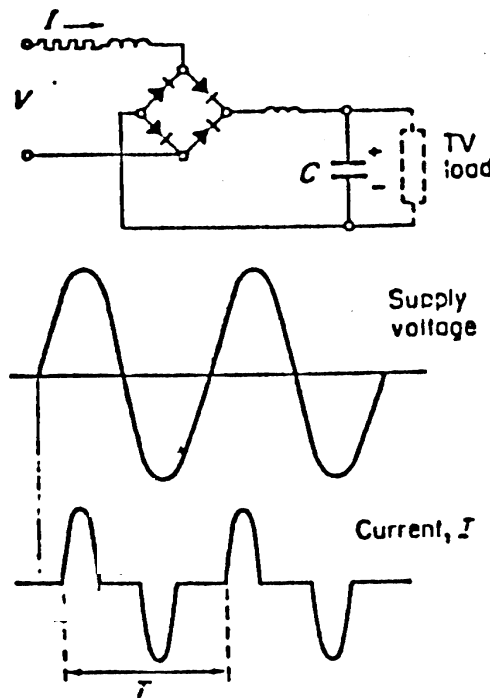


Fig. 3.33. Fuente de poder típica de un equipo electrónico [4].

Los televisores son contaminantes importantes de las redes de distribución, debido a que las armónicas que inyectan tienen:

- Igualdad de fase
- Alto grado de simultaneidad

La figura 3.34 muestra la forma de onda de la corriente de entrada en un televisor a color, donde se aprecia un gran peak producido por el condensador de filtro. La tabla 3.2 muestra la magnitud de corrientes armónicas presentes en diversos televisores.

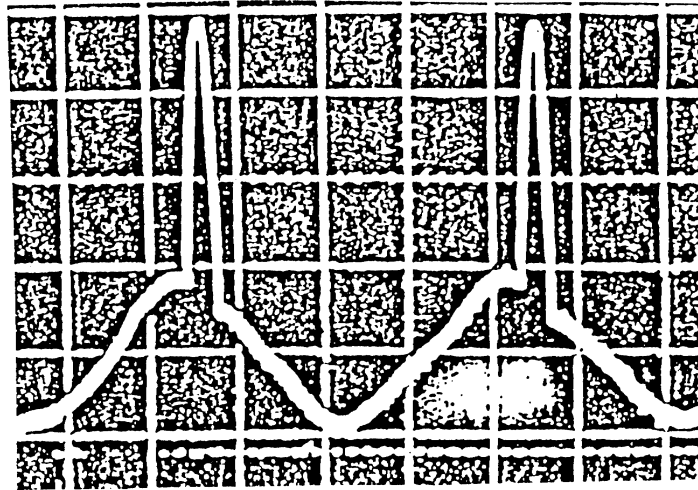


Fig. 3.34. Corriente de entrada en un televisor a color [4].

| ORDER OF<br>THE<br>HARMONIC | TYPE OF RECEIVER        |                               |                       |                     |
|-----------------------------|-------------------------|-------------------------------|-----------------------|---------------------|
|                             | Black and White<br>tube | Black and White<br>transistor | Colour<br>diodebridge | Colour<br>thyristor |
| 3                           | 0.53                    | 0.32                          | 0.73                  | 0.82                |
| 5                           | 0.31                    | 0.25                          | 0.59                  | 0.66                |
| 7                           | 0.13                    | 0.15                          | 0.43                  | 0.34                |
| 9                           | 0.055                   | 0.08                          | 0.27                  | 0.14                |
| 11                          | 0.045                   | 0.04                          | 0.15                  | 0.090               |
| 15                          | 0.03                    | 0.03                          | 0.045                 | 0.040               |

Tabla 3.2. Corrientes armónicas producidas por televisores [4].

## 3.2 ARMÓNICAS INYECTADAS POR TRANSFORMADORES

La característica no lineal de la curva de magnetización en los materiales ferromagnéticos provoca la aparición de corrientes no sinusoidales. El problema se agrava cuando aumenta el grado de saturación de los transformadores.

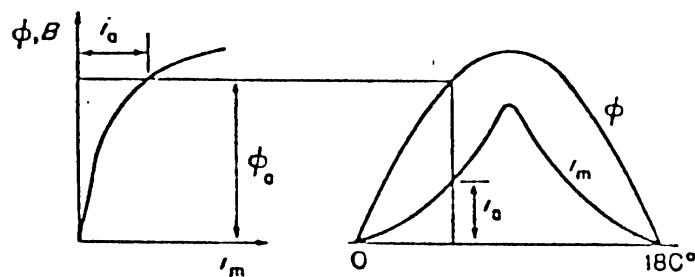


Fig.3.35: Curva de magnetización de transformadores

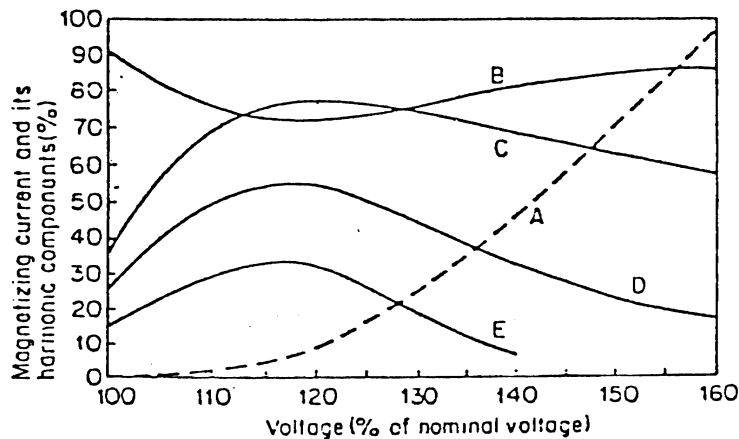


Fig. 3.36. Armónicas generadas por la corriente magnetizante de transformadores [4].

- A: Corriente magnetizante en porcentaje de la corriente nominal.
- B: Corriente fundamental en porcentaje de la corriente nominal.
- C, D y E: Armónicas 3, 5 y 7 en porcentaje de la corriente fundamental.

Cuando existe una condición asimétrica que genera una componente continua (corrimiento), tal como se aprecia en la figura 3.37, se generan una serie de armónicas entre las que hay también armónicas pares.

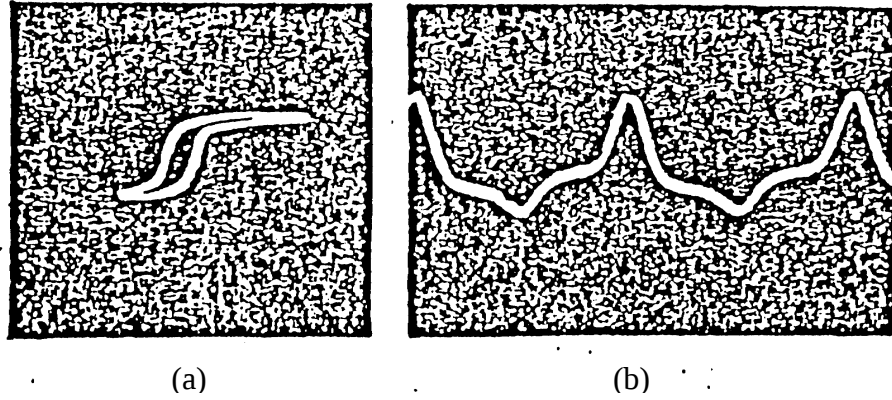


Fig. 3.37. Corrientes de transformador con excitación asimétrica.  
(a)  $\phi = f(i)$ ; (b)  $i(t)$ .

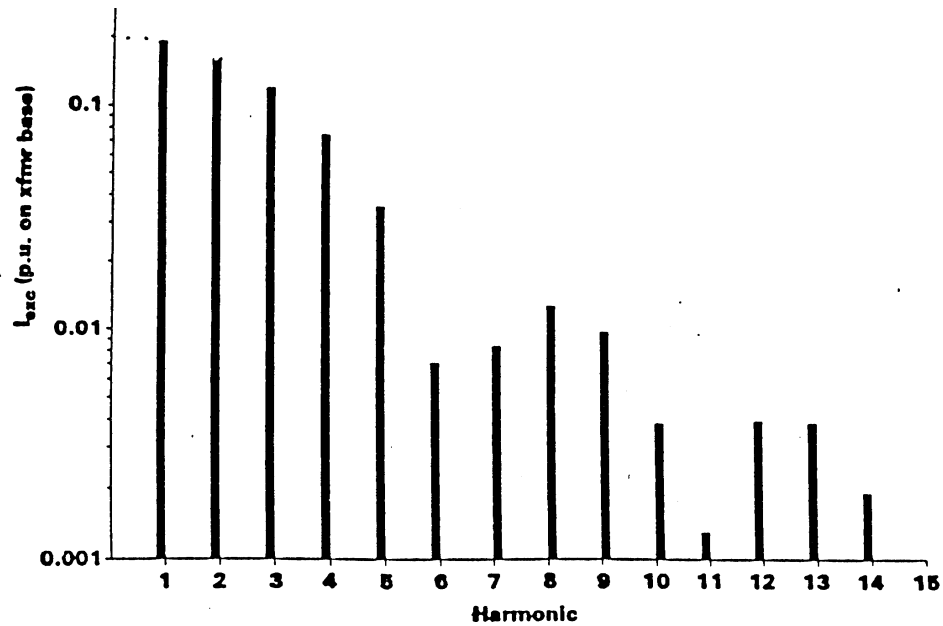
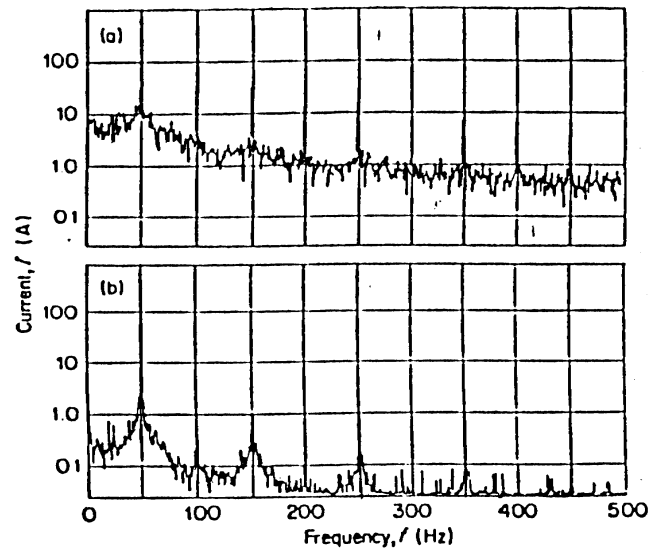


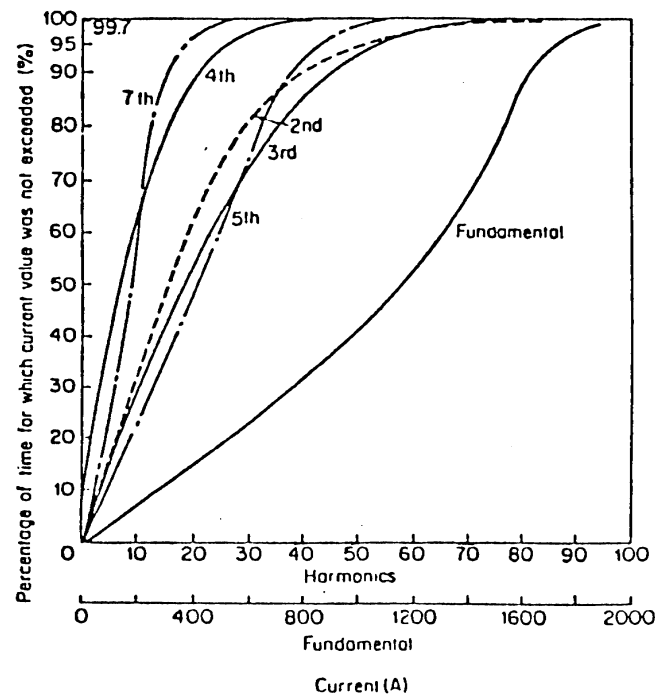
Fig. 3.38. Armónicas en la corriente magnetizante de un transformador con magnetización asimétrica (10% de componente continua) [12].

### 3.3 ARMÓNICAS INYECTADAS POR HORNOS DE ARCO

Los hornos de arco se caracterizan por demandar corrientes altamente distorsionadas e irregulares en el período de fusión, tal como se observa en la figura 3.39.



Frequency spectra for (a) melting and (b) refining periods<sup>(1)</sup>



Probabilistic harmonic magnitude plots<sup>(2)</sup>

Fig. 3.39. Armónicas en un horno de arco [4].

| ORDEN | NIVEL  |         |        |
|-------|--------|---------|--------|
|       | Ref. 7 | Ref. 5  | Ref. 6 |
|       |        |         |        |
| 2     | 3.2    | 4.1     | 4.5    |
| 3     | 4.0    | 4.5     | 4.7    |
| 4     | 1.1    | 1.8     | 2.8    |
| 5     | 3.2    | 2.1     | 4.5    |
| 6     | 0.6    | No dado | 1.7    |
| 7     | 1.3    | 1.0     | 1.6    |
| 8     | 0.4    | 1.0     | 1.1    |
| 9     | 0.5    | 0.6     | 1.0    |
| 10    | >0.5   | >0.5    | >1.0   |

Tabla 3.3. Niveles promedio de armónicas producidas por horno de arco, como porcentaje de la fundamental. [4]

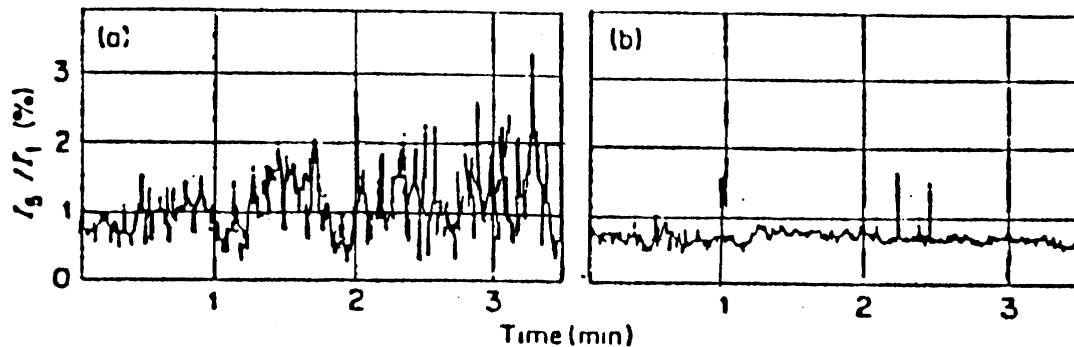


Fig. 3.40. Quinta armónica como porcentaje de la fundamental.  
(a) fusión; (b) refinado. [4]

### 3.4 CONVERTIDORES MODERNOS DE BAJA CONTAMINACIÓN

La mayor preocupación por el problema de las armónicas que se ha observado en los últimos años, ha motivado la aparición de una serie de convertidores nuevos que demandan corrientes prácticamente sinusoidales de la red.

### 3.4.1 EL RECTIFICADOR BOOST [13]

La figura 3.41 muestra el circuito de potencia y el circuito de control de un rectificador Boost monofásico. Este rectificador entrega una tensión continua controlada en la salida y emplea un transistor de potencia para alterar el comportamiento de la corriente de entrada. El convertidor usa un controlador proporcional-integral para controlar el voltaje de salida y además usa un controlador no lineal con histéresis para controlar la forma de onda de la corriente de entrada.

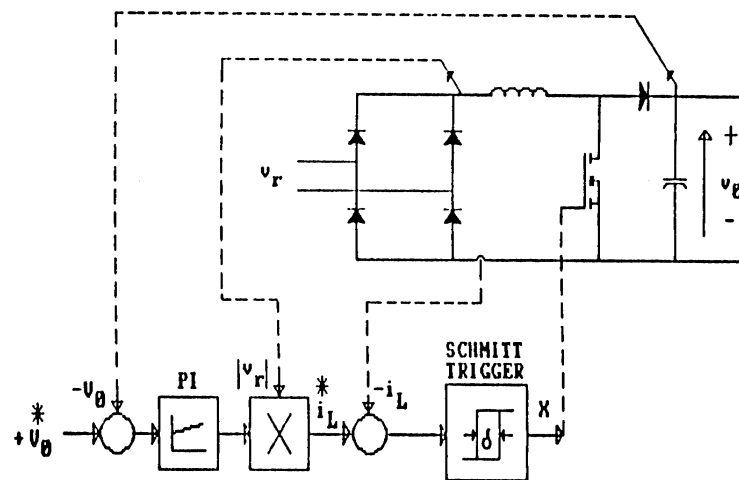


Fig. 3.41. El rectificador Boost.

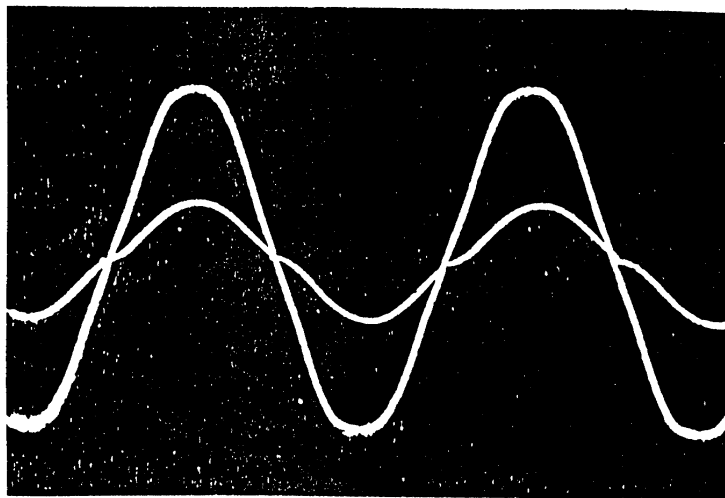


Fig. 3.42. Tensión y corriente en la red monofásica con un rectificador boost.

En la figura 3.43 se aprecia claramente que este rectificador produce una disminución importante en las armónicas presentes en la corriente de entrada.

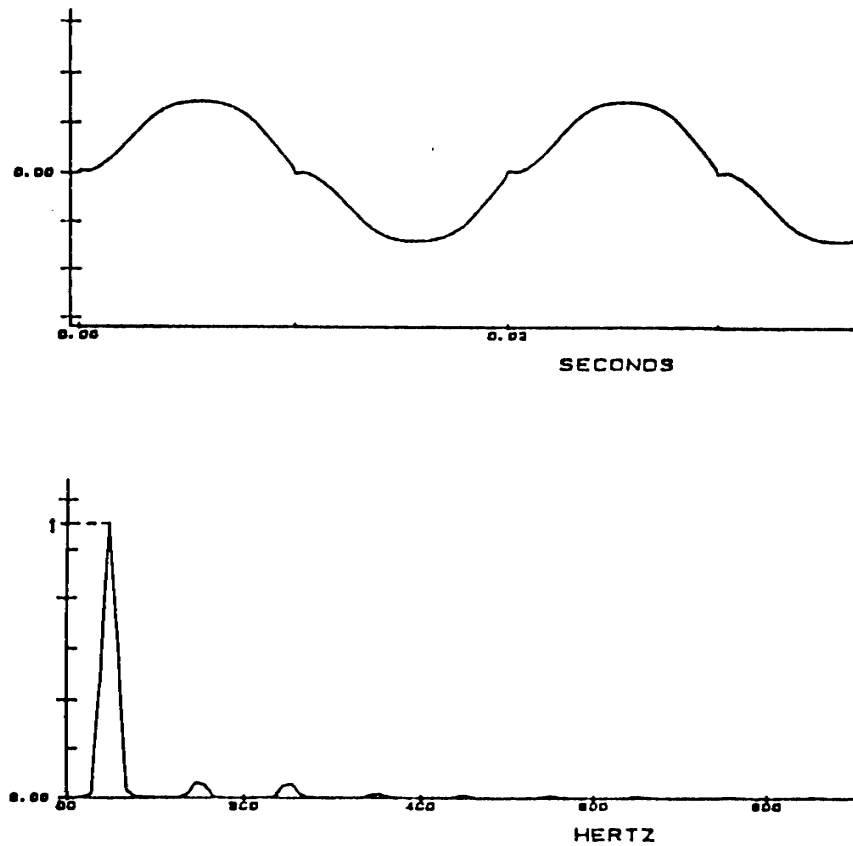


Fig. 3.43. Espectro de frecuencias de la corriente de entrada en un rectificador boost.

### 3.4.2 RECTIFICADOR PWM REGENERATIVO MONOFÁSICO [14]

La figura 3.44 muestra el circuito de potencia de un rectificador monofásico de conmutación forzada el que trabaja con la técnica Pulse Width Modulation (PWM).

Este rectificador PWM es actualmente el convertidor estándar en locomotoras modernas, porque genera muy pocas armónicas en la corriente de entrada.

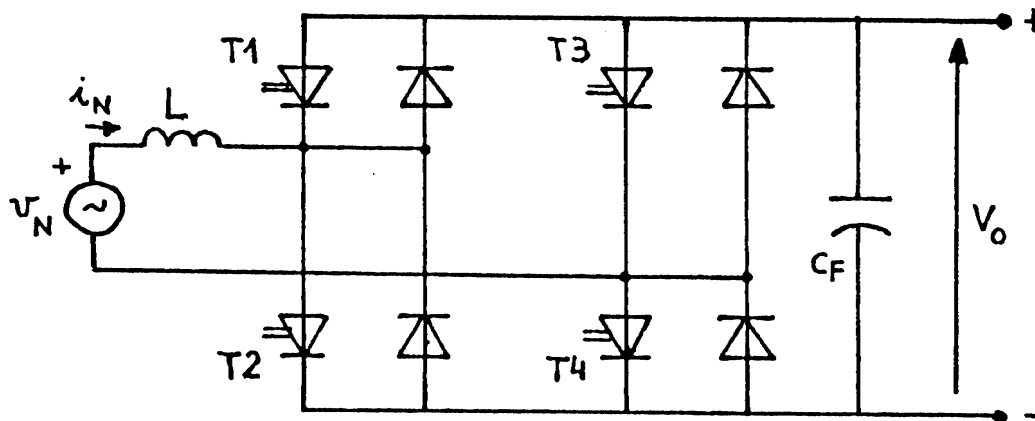


Fig. 3.44. Rectificador PWM monofásico.

La figura 3.45 presenta el circuito de potencia del accionamiento para una locomotora, el que usa como elemento motriz un motor de inducción alimentado por un inversor trifásico. En la entrada se emplea un rectificador monofásico PWM para generar la tensión continua.

La figura 3.46 muestra la forma de onda de la corriente de entrada de este rectificador.

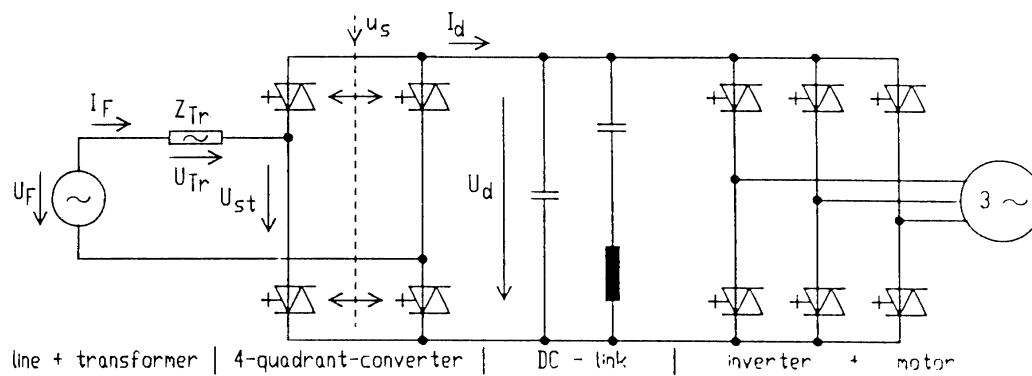


Fig. 3.45. Accionamiento para locomotora.

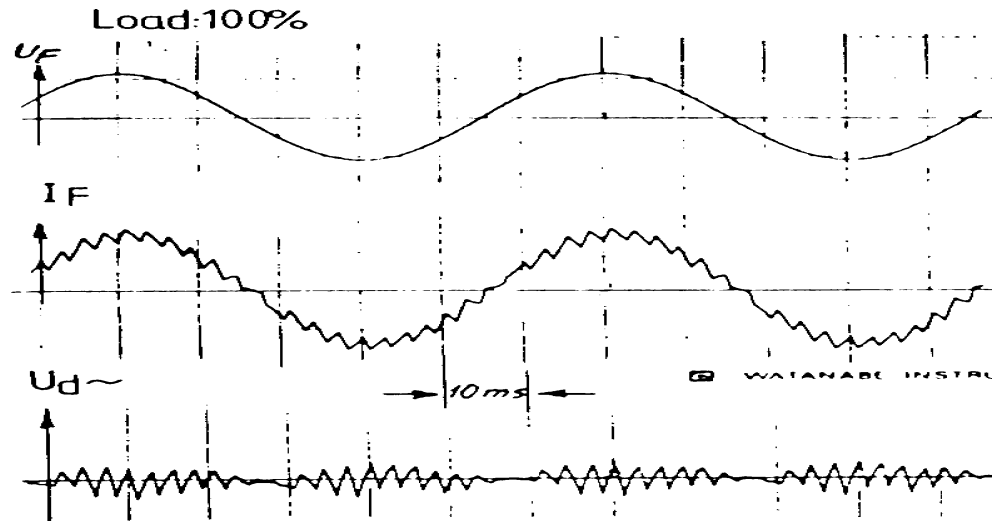


Fig. 3.46. Corriente y voltaje en la entrada del convertidor de la figura 3.45.

### 3.4.3 RECTIFICADOR PWM TRIFÁSICO

La figura 3.47 muestra el circuito de potencia de un convertidor de frecuencia trifásico, el que en la entrada tiene un rectificador PWM trifásico.

En la figura 3.48 se aprecia que la corriente de entrada es prácticamente sinusoidal.

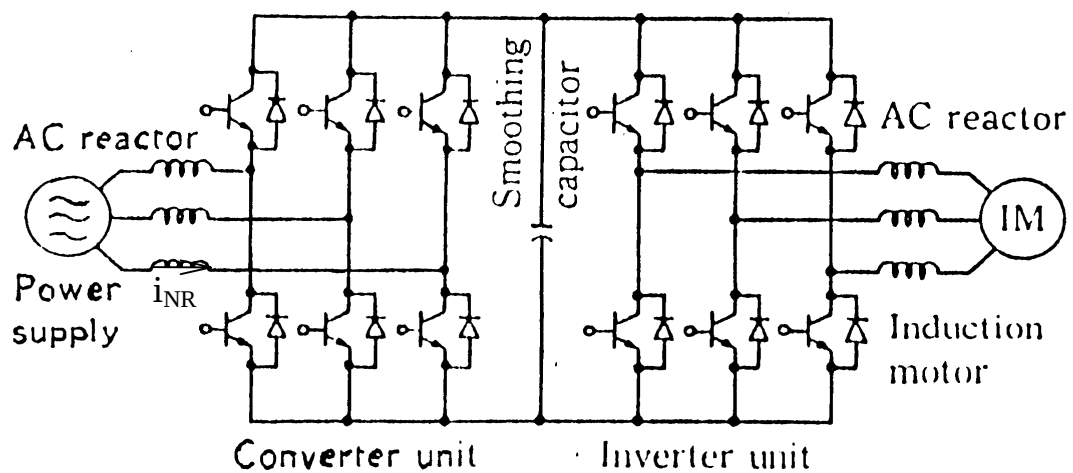


Fig. 3.47. Rectificador PWM trifásico con inversor PWM trifásico.

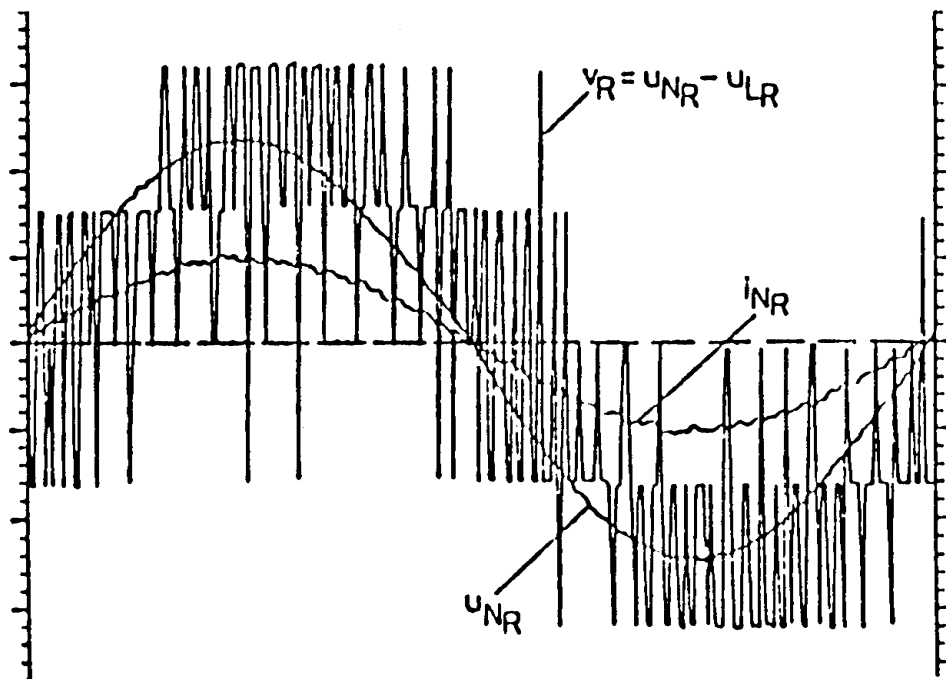


Fig. 3.48 Tensión y corriente en la entrada de un rectificador PWM trifásico.

## REFERENCIAS

- [1] Mohan, Undeland, Robbins, "Power Electronics: Converters, Applications, Design". John Wiley and Sons, 1989.
- [2] Lander, C., "Power Electronics". Mc Graw-Hill, 1981.
- [3] G. C. Montanari, M. Loggini, M. Cacciari, "The influence of electric plant parameters on the uncharacteristic harmonics generated by static power converters". Proc. of the Fourth International Conference on Harmonics in Power Systems. Hungary, Oct. 1 990, p. 214-217.
- [4] J. Arrillaga, D. A. Bradley, P. S. Bodger, "Power System Harmonics". John Wiley and Sons, 1985.
- [5] W. Grady, A. E. Emanuel, H. A. Khatib, M. T. Doyle, "The effect of DC smoothing inductance on converter current distortion". Proc. of the Fourth International Conference on Harmonics in Power Systems. Hungary, Oct. 1990, p. 214-217.
- [6] A. Kloss, K. King, "A basic guide to power electronics". John Wiley and Sons. 1984.
- [7] E. Kimbark, "Direct Current Transmission". Wiley Interscience. 1971.
- [8] J. Rodríguez, E. Wiechmann, J. Pontt, J. L. Zamorano, "Armónicas de corriente inyectadas a la red por convertidores de frecuencia con flitrado capacitivo". III Seminario de Electrónica de Potencia, Florianópolis, Brasil, Dic. 1990, p. 123-128.
- [9] D. Paice, R. Spreadbury, "Understanding and controlling harmonics of adjustable frequency controllers". Technical Report Westinghouse Electric Corporation. 1988.
- [10] J. Trautner, A. Wick, "D. C. Link converter and cyclo-converter-fed A. C. motors: the concepts and properties of large variable-speed drives". Siemens, Energy and Automation Special "Large electric Motor A.C. Variable Speed Drives". 1988, p.16-31.
- [11] B. Pelly, "Thyristor Phase-Controlled Converters and Cycloconverters". Wiley-Interscience, 1971.
- [12] C. Heydt, S. Melioupulos, Apuntes del curso "Armónicas en sistemas eléctricos de potencia". Santiago, 1990.

- [13] J. Rodríguez, E. Wiechmann, J. Pontt, M. Díaz, "Simulación digital de un convertidor AC-DC monofásico con corriente de entrada sinusoidal". VIII Congreso Chileno de Ingeniería Eléctrica. Concepción, Oct. 1989, p. 88-94.
- [14] J. Rodríguez, "Convertidores estáticos de baja conmutación". II Seminario de Electrónica de Potencia. Concepción, Jun. 1988, p. 83-96.

## ***CAPITULO 4***

# **NORMAS (GUIAS) SOBRE LIMITES DE ARMONICAS EN REDES ELECTRICAS**

### **4.1 PROPÓSITO DE LOS ESTÁNDARES**

El propósito de las guías y estándares relacionados con la limitación de las armónicas en los sistemas eléctricos de potencia puede resumirse en la necesidad de [1]:

- i) Controlar la distorsión de tensión y corriente a niveles que los equipos conectados al sistema puedan tolerar.
- ii) Garantizar que los clientes tendrán una tensión con una forma adecuada a sus necesidades.
- iii) Limitar el nivel de distorsión que un cliente puede introducir a la red.
- iv) Asegurar que las armónicas no interfieran con otros sistemas, tales como los sistemas telefónicos.

## 4.2 OBSERVACIONES GENERALES

- Los estándares de los diversos países son muy variados entre sí y son el resultado de la experiencia que los investigadores han recogido al analizar el problema de las armónicas.
- Las características de las redes eléctricas y de los consumidores en los diferentes países son, en general, bastante diferentes y por tal razón los estándares sobre armónicas no son directamente comparables.
- Al observar más detalladamente los estándares, se verá que existen criterios sumamente dispares para enfrentar y resolver una misma situación.
- En general, un estándar es el resultado de un acuerdo entre las diferentes partes involucradas.
- En los diferentes países, los estándares tienen generalmente el carácter de recomendación [2] o "práctica recomendada" [3].
- Todos los estándares consideran límites en la distorsión armónica total de tensión y la mayoría de ellos limita las armónicas individuales de tensión.
- Los convertidores estáticos son, sin duda, algunos de los principales contaminantes y, por esa razón, algunas normas fijan un procedimiento o criterio para determinar el tipo y la potencia del convertidor que puede ser conectado al sistema. Un criterio para resolver este problema es llamado "first come, first served", el que permite la conexión de cargas contaminantes en un determinado lugar hasta que no se sobrepasen los límites del sistema.

Con este método, los que llegan primero pueden contaminar más que los consumidores que se conectan después. Incluso puede darse el caso de que un solo consumidor complete la capacidad de contaminación del sistema, impidiendo la conexión de otras cargas contaminantes. Este criterio es usado en Gran Bretaña. Otro criterio, establece que cada consumidor puede inyectar armónicas al sistema en proporción a la potencia que demanda. Este criterio es empleado por Nueva Zelanda y Alemania.

## 4.3. VARIABLES LIMITADAS POR ESTÁNDARES

Los estándares o recomendaciones establecen límites para las siguientes variables.

- Armónicas individuales de tensión (valor efectivo ó RMS).
- Armónicas individuales de corriente. (valor efectivo ó RMS).
- Distorsión armónica total de tensión o de corriente, definida por la ecuación:

$$THD = 100 * \frac{\sqrt{\sum_{h=2} V_h^2}}{V_1} \quad [4.1]$$

donde  $V_1$  es la tensión fundamental (o corriente fundamental) y  $V_h$  tensión (o corriente) de la armónica h-ésima.

- Factor de influencia telefónica TIF ( Telephone Influence Factor) y producto  $I*T$ .
- Tipo de convertidor que puede ser conectado.

## 4.4 REVISIÓN DE ALGUNOS ESTÁNDARES

### 4.4.1 ALEMANIA FEDERAL [2]

- Aspectos básicos de las recomendaciones alemanas:
  - i) Una carga no puede generar más armónicas que las estrictamente necesarias para el cumplimiento de sus propósitos técnicos. Esto significa que debe buscarse, considerando adecuadamente los costos, aquella solución que genere la menor cantidad de armónicas.
  - ii) Cada cliente puede inyectar corrientes armónicas a la red en proporción a su potencia. Esto significa que un consumidor de mayor potencia puede inyectar más armónicas.
  - iii) No son admisibles aparatos que inyectan corriente continua a la red, como por ejemplo rectificadores trifásicos estrella catódica sin transformador de entrada.
- El "nivel aceptable" para las armónicas de tensión  $U_v$  (U: tensión,  $v$ : orden de la armónica) está definido por las curvas de la figura 4.1.

En esta figura se establecen distintos niveles para las armónicas impares no divisibles por 3 (curva 1), para las armónicas impares divisibles por 3 (curva 2) y para las armónicas pares (curva 3).

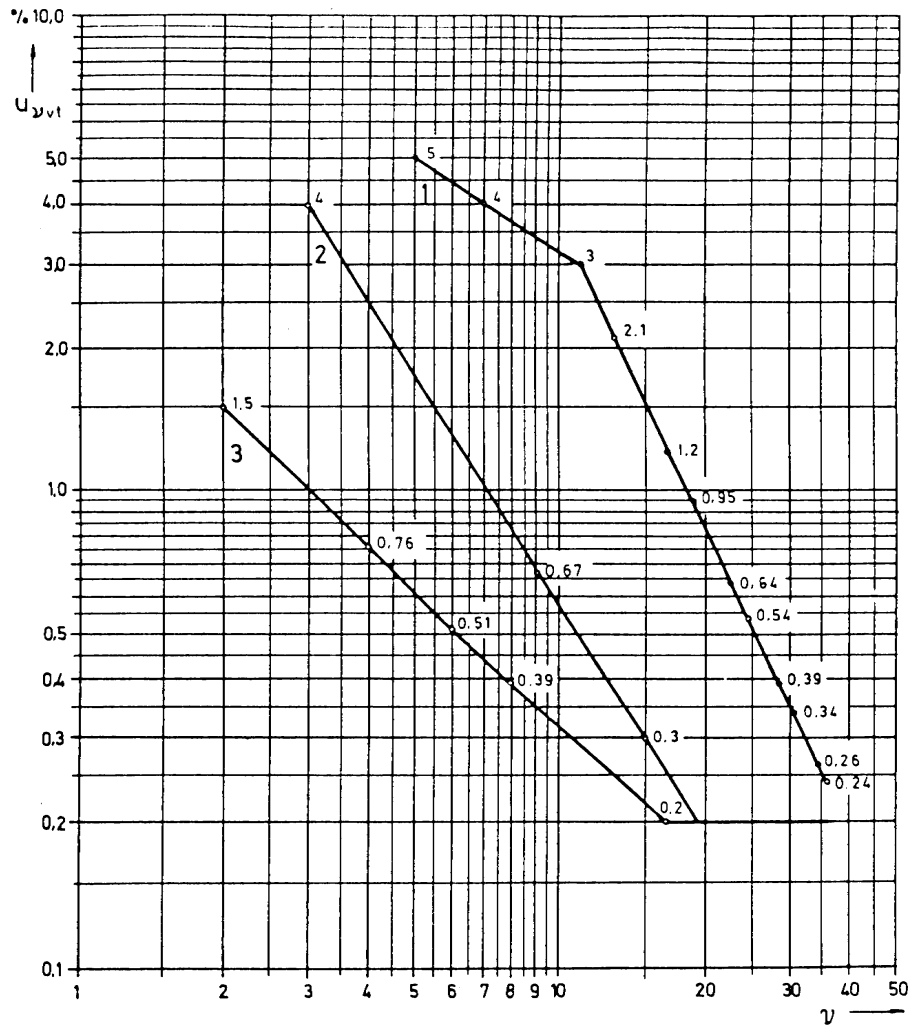


Fig. 4.1. Nivel aceptable para las armónicas de tensión, según el estándar alemán.

- Curva 1: Armónicas impares no divisibles por 3.
- Curva 2: Armónicas impares divisibles por 3.
- Curva 3: Armónicas pares.

- La suma ponderada de las armónicas debe cumplir.

$$\sum_{v=2}^{40} v^2 * u_v^2 < 0,5 \quad [4.2]$$

- Tensión armónica admisible que puede ser generada por un cliente individual:

$$u_{vzul} = \frac{u_v * k_N * k_A}{k_{\Gamma_{esv}}} \quad [4.3]$$

donde:

$u_v$  : Tensión de la armónica v-ésima referida a la fundamental.

$u_{vzul}$  : Tensión armónica admisible para un cliente individual.

$k_N$  : Factor de nivel de tensión

$k_A$  : Factor de conexión (o de potencias).

$k_{\Gamma_{esv}}$  : Factor de resonancia

| NIVEL DE TENSIÓN | $v = 3n \pm 1$<br>= 2,4,5,7,8 | $v = 3n$<br>= 3,6,9... |
|------------------|-------------------------------|------------------------|
|                  |                               |                        |
| Alta Tensión     | 0,1....0,3                    | -                      |
| Media Tensión    | 0,4....0,7                    | -                      |
| Baja Tensión     | 0,2....0,3                    | 1,0                    |

Tabla 4.1. Factor de nivel de Tensión  $k_N$

El factor de conexión  $k_A$  se obtiene de la relación:

$$k_A = \frac{S_{consumida}}{S_N} \quad [4.4]$$

donde:

$S_{consumida}$  : Potencia demandada por el cliente.

$S_N$  : Potencia nominal de la red. Esta potencia puede ser igual a la potencia del transformador que alimenta a la barra.

Una desventaja de la tensión armónica admisible, definida por la ecuación 4.3 , es que ésta no puede ser medida directamente. Para superar este inconveniente, es posible calcular a partir de la ecuación 4.3, la potencia de un convertidor equivalente

para el cual se pueden determinar las corrientes armónicas. Estas corrientes armónicas pueden ser medidas experimentalmente.

#### 4.4.2 SUECIA

En el documento "SEF Thyristor Committee Report" se limita la capacidad de convertidores en sistemas de tensiones de hasta 24 KV como sigue...

| NÚMERO DE PULSOS | PORCENTAJE DE LA CAPACIDAD DE CORTOCIRCUITO DEL SISTEMA (%) |
|------------------|-------------------------------------------------------------|
| < 6              | 0.5                                                         |
| 6                | 1.0                                                         |
| 12               | 2.0                                                         |
| > 12             | 3.0                                                         |

Tabla 4.2. Capacidad de convertidores que pueden ser conectados

Las restricciones para la distorsión armónica total (THD) dependen de la tensión del sistema de acuerdo a la siguiente tabla:

| TENSIÓN DEL SISTEMA | PORCENTAJE THD (%) |
|---------------------|--------------------|
| 430 /250 V          | 4.0                |
| 3.3 kv a 24 kV      | 3.0                |
| Hasta 84 kV         | 1.0                |

Tabla 4.3. Distorsión armónica total (THD).

#### 4.4.3 ESTADOS UNIDOS

En Estados Unidos los límites de armónicas están establecidos por el estándar IEEE Std 519 del año 1992 (revisión de IEEE Std 519 del año 1981), titulado "IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power System".

## - RECOMENDACIONES DADAS POR IEEE

(1) La adherencia estricta a estas recomendaciones no siempre evitaría problemas, particularmente cuando son aproximados a los límites. Es razonable considerar que el sistema cambia a menudo, justificando una nueva examinación. Mediciones de armónicas deberían ser ejecutadas de vez en cuando, para determinar el comportamiento del sistema y el rendimiento de los equipos. El cliente debería confirmar:

- Que condensadores para corregir el factor de potencia o filtros de armónicas no sean sobrecargados por un exceso de armónicas.
- Que las perjudiciales resonancias series o paralelas, no están presentes.
- Que el nivel de armónicas en PCC y en los puntos de utilización no sea excesivo.

(2) Los límites mostrados en las tablas de distorsión de corriente deben ser usados como valores de “peor caso” para operaciones normales (condiciones válidas por más de 1 hora). Para períodos cortos, durante partidas o condiciones inusuales, los límites pueden ser excedidos en un 50 %.

## - LÍMITES DE DISTORSIÓN DE CORRIENTE

Las tablas 4.4, 4.5 y 4.6 son aplicables para rectificadores de 6-pulsos y situaciones generales de distorsión. Sin embargo, cuando se usan convertidores con número de pulsos ( $q$ ) de más de 6, los límites para las armónicas características son incrementados por un factor equivalente a:  $\sqrt{\left(\frac{q}{6}\right)}$ , con tal que las amplitudes de las armónicas no-características sean menores que el 25 % de los límites especificados en las tablas.

| ARMONICAS INDIVIDUALES (IMPARES) |          |                  |                  |                  |             |      |
|----------------------------------|----------|------------------|------------------|------------------|-------------|------|
| $I_{SC}/I_L$                     | $h < 11$ | $11 \leq h < 17$ | $17 \leq h < 23$ | $23 \leq h < 35$ | $35 \leq h$ | THD  |
| <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 |

Tabla 4.4. Límite de distorsión de corriente para Sistemas

de Distribución General (de 120 [V] a 69 [KV] )

| ARMONICAS INDIVIDUALES (IMPARES) |          |                  |                  |                  |             |      |
|----------------------------------|----------|------------------|------------------|------------------|-------------|------|
| $I_{SC}/I_L$                     | $h < 11$ | $11 \leq h < 17$ | $17 \leq h < 23$ | $23 \leq h < 35$ | $35 \leq h$ | THD  |
| <20                              | 2.0      | 3.5              | 0.75             | 0.3              | 0.15        | 2.5  |
| 20-50                            | 3.5      | 2.75             | 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 |

Tabla 4.5. Límite de distorsión de corriente para Sistemas de Subtransmisión General (de 69.001 [KV] a 161 [KV] )

| ARMONICAS INDIVIDUALES (IMPARES) |          |                  |                  |                  |             |      |
|----------------------------------|----------|------------------|------------------|------------------|-------------|------|
| $I_{SC}/I_L$                     | $h < 11$ | $11 \leq h < 17$ | $17 \leq h < 23$ | $23 \leq h < 35$ | $35 \leq h$ | THD  |
| <50                              | 2.0      | 1.0              | 0.75             | 0.3              | 0.15        | 2.5  |
| $\geq 50$                        | 3.0      | 1.5              | 1.15             | 0.45             | 0.22        | 3.75 |

Tabla 4.6. Límite de distorsión de corriente para Sistemas de Transmisión General ( $> 161$ [KV] )

Las siguientes observaciones rigen para las tablas 4.4, 4.5 y 4.6:

- Las armónicas pares están limitadas al 25% de los valores para armónicas impares mostrados en las tablas.
- No son admisibles distorsiones de corriente que generen corriente continua.
- $I_{SC}$  : Máxima corriente de cortocircuito en el PCC. El PCC es el punto de acoplamiento común (Point of Common Coupling) y corresponde al lugar en que se interconectan el convertidor (carga no lineal) con los otros consumidores.
- $I_L$  : Máxima corriente demandada por la carga en el PCC (componente de frecuencia fundamental).

## - LÍMITES DE DISTORSIÓN DE VOLTAJE PARA DISTRIBUIDOR

| VOLTAJE BUS A PCC      | DISTORSIÓN INDIVIDUAL DE VOLTAJE [%] | DISTORSIÓN TOTAL DE VOLTAJE [%] |
|------------------------|--------------------------------------|---------------------------------|
| 69 [KV] y menos        | 3.0                                  | 5.0                             |
| 69.001 [KV] a 161 [KV] | 1.5                                  | 2.5                             |
| 161.001 [KV] y más     | 1.0                                  | 1.5                             |

Tabla 4.7 Límites de distorsión de voltajes IEEE Std. 519 - 1992

### 4.4.4 FINLANDIA

A través del documento "Restriction of harmonics in Electrical Networks" se coloca límites a la distorsión armónica total permitida y a niveles de armónicas individuales en el punto de conexión.

| TENSIÓN DEL SISTEMA | THD DE TENSIÓN (%) | NIVEL DE ARMÓNICAS INDIVIDUALES (%) |
|---------------------|--------------------|-------------------------------------|
| 1 kV                | 5                  | 4                                   |
| 3 - 20 kV           | 4                  | 3                                   |
| 30 - 45 kV          | 3                  | 2                                   |
| 110 kV              | 1.5                | 1                                   |

Tabla 4.8. Límites de armónicas para tensión.

En este documento también se imponen límites al nivel de armónicas de corriente que pueden circular en alguna conexión a algún consumidor. Los límites no están expresados como niveles de corriente absolutos, sino que como un porcentaje de una corriente de referencia del consumidor. Esta corriente de referencia se calcula de la potencia media horaria del consumidor ( $P_c$ ) y la tensión nominal del sistema ( $U_n$ ) como:

$$I_{ref} = \frac{P_c}{\sqrt{3}U_n} \quad [4.5]$$

Los límites obtenidos son los siguientes:

| TENSIÓN DEL SISTEMA | THD DE CORRIENTE (%) | CORRIENTE ARMÓNICA INDIVIDUAL (%) |
|---------------------|----------------------|-----------------------------------|
| 3 - 20 kV           | 10                   | 8                                 |
| 30 - 45 kV          | 7                    | 6                                 |
| 110 kV              | 5                    | 4                                 |

Tabla 4.9. Límites de armónicas de corrientes.

Para la capacidad de los equipos convertidores que es posible conectar en un sistema, este estándar también emplea como un valor de referencia la capacidad de cortocircuito del sistema en el punto de conexión, siendo los valores expresados en porcentaje, según aparece en tabla 4.10.

| NÚMERO DE PULSOS | TENSIÓN DEL SISTEMA<br>20 kV | TENSIÓN DEL SISTEMA<br>30 kV |
|------------------|------------------------------|------------------------------|
| < 6              | 0.5                          | -                            |
| 6                | 1                            | 0.5                          |
| 12               | 2                            | 1                            |
| > 12             | 3                            | 2                            |

Tabla 4.10. Potencia del convertidor como porcentaje de la potencia de cortocircuito.

#### 4.4.5 LA NORMA IEC 555-2

En el pasado los equipos de baja potencia no encontraban prácticamente ninguna limitación para conectarse a la red. Esto permitió que equipos como televisores se conectaran indiscriminadamente a la red, generando una importante cantidad de armónicas. Para corregir esta situación, la Comisión Electrotécnica Internacional (IEC, por su nombre en inglés) puso en vigencia a partir de 1995 la norma IEC 555-2, destinada precisamente a los equipos de baja potencia.

Esta norma define la categoría de equipos clase D, que son todos aquellos equipos que tienen una corriente de entrada contenida dentro de la “forma de onda especial” mostrada en la figura 4.2.

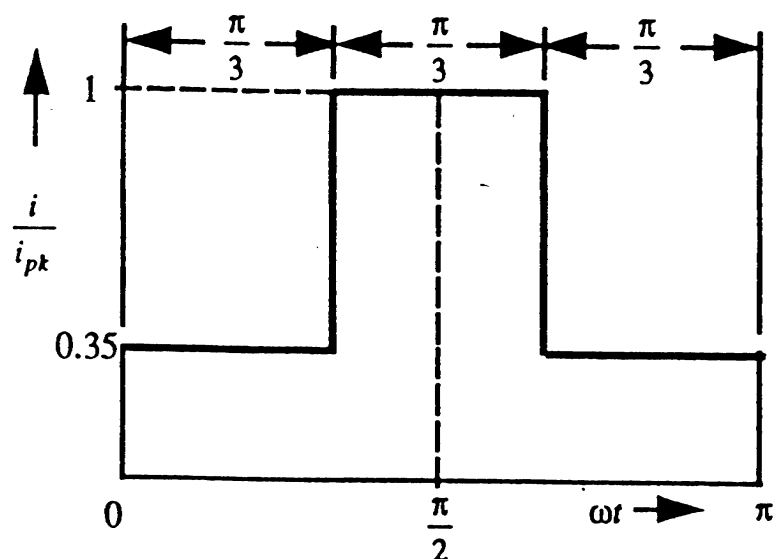


Fig. 4.2. Forma de onda especial definida para los equipos clase D.

Esta definición está claramente dirigida a los equipos que tienen un rectificador con filtrado capacitivo.

Los equipos clase D pueden inyectar las corrientes armónicas mostradas en la tabla 4.11.

| ORDEN DE LA ARMÓNICA<br>(n) | INTENSIDAD<br>ARMÓNICA MÁXIMA<br>ADMISIBLE (A) |
|-----------------------------|------------------------------------------------|
| ARMÓNICAS IMPARES           |                                                |
| 3                           | 2,30                                           |
| 5                           | ,14                                            |
| 7                           | 0,77                                           |
| 9                           | 0,40                                           |
| 11                          | 0,33                                           |
| 13                          | 0,21                                           |
| $15 \leq n \leq 39$         | $0,15.15 / n$                                  |
| ARMÓNICAS PARES             |                                                |
| 2                           | 1,08                                           |
| 4                           | 0,43                                           |
| 6                           | 0,30                                           |

|                    |              |
|--------------------|--------------|
| $8 \leq n \leq 40$ | $0,23.8 / n$ |
|--------------------|--------------|

Tabla 4.11 Límites de corrientes armónicas para equipos clase D.

La aplicación de estos límites trae como consecuencia que un rectificador puente monofásico de diodos, con un factor de cresta  $FC=8$  ( $FC$  = corriente máxima/corriente efectiva),  $THD = 133\%$  y factor de potencia  $FP = 0,6$  pueda quedar claramente fuera de norma, tal como se aprecia en la figura 4.3 [5].

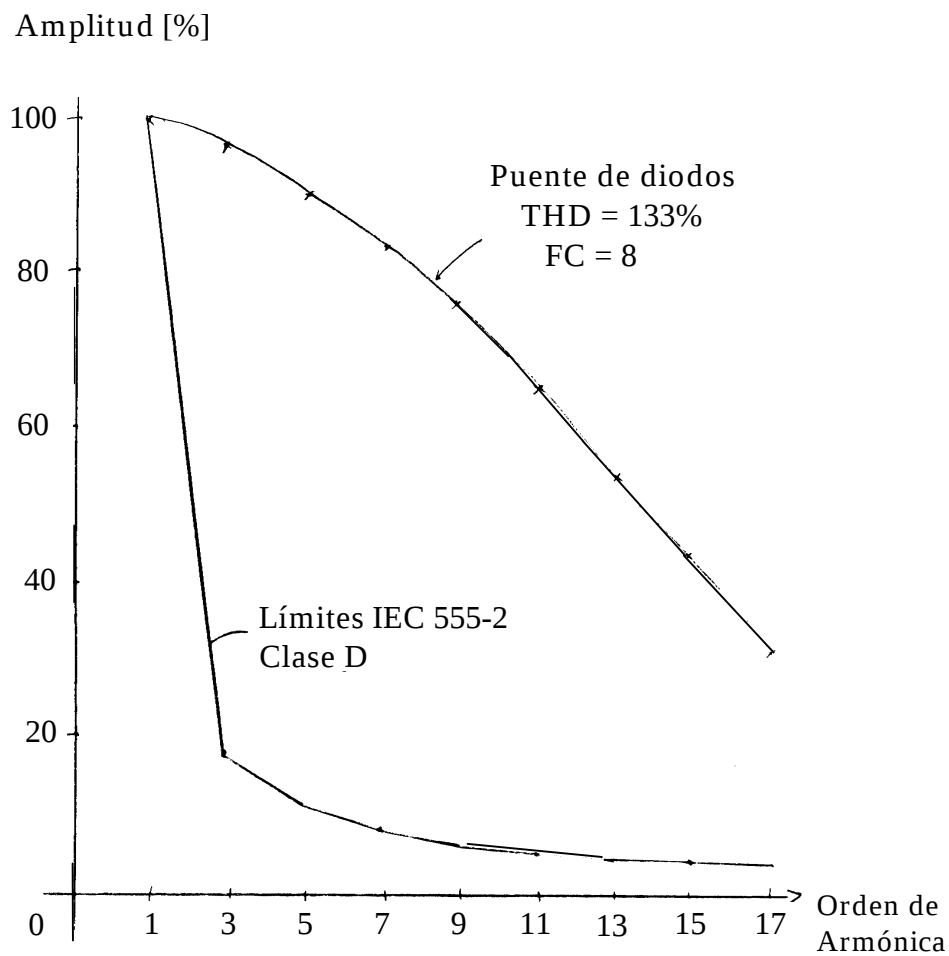


Fig. 4.3 Armónicas de un rectificador puente convencional con filtrado capacitivo, comparado con el límite de la norma IEC 555-2 para equipos clase D.

## 4.4.6 LA NORMA CHILENA

Respecto al escenario futuro, en el documento Proyecto de Reglamento de la Ley General de Servicios Eléctricos, elaborado por la Comisión Nacional de Energía, versión marzo-95, se establece en el TÍTULO IX: DISPOSICIONES TRANSITORIAS, pág. 57-61:

### - ARMÓNICAS DE VOLTAJE

En condiciones normales de operación, se deberá cumplir para un período de registro de mediciones de una semana cualquiera del año o de siete días consecutivos que : el 95% de los valores estadísticos de los voltajes armónicos y de su índice de distorsión total, cumplen con lo indicado en la tabla siguiente. El valor estadístico de los voltajes armónicos y de su índice de distorsión es obtenido para cada intervalo de diez minutos, como resultado de evaluar estadísticamente un conjunto de mediciones efectuadas en dicho intervalo, de acuerdo a lo establecido en la norma correspondiente.

| ARMÓNICAS IMPARES<br>NO MÚLTIPLO DE 3 |                      |                | ARMÓNICAS IMPARES<br>MÚLTIPLO DE 3 |               |            | PARES |               |            |
|---------------------------------------|----------------------|----------------|------------------------------------|---------------|------------|-------|---------------|------------|
| Orden                                 | Armónica voltaje (%) |                | Orden                              | Voltaje (%)   |            | Orden | Voltaje (%)   |            |
|                                       | $\leq 110$ kV        | $> 110$ kV     |                                    | $\leq 110$ kV | $> 110$ kV |       | $\leq 110$ kV | $> 110$ kV |
| 5                                     | 6                    | 2              | 3                                  | 5             | 2          | 2     | 2             | 1.5        |
| 7                                     | 5                    | 2              | 9                                  | 1.5           | 1          | 4     | 1             | 1          |
| 11                                    | 3.5                  | 1.5            | 15                                 | 0.3           | 0.3        | 6     | 0.5           | 0.5        |
| 13                                    | 3                    | 1.5            | 21                                 | 0.2           | 0.2        | 8     | 0.5           | 0.2        |
| 17                                    | 2                    | 1              | $>21$                              | 0.2           | 0.2        | 10    | 0.5           | 0.2        |
| 19                                    | 1.5                  | 1              |                                    |               |            | 12    | 0.2           | 0.2        |
| 23                                    | 1.5                  | 0.7            |                                    |               |            | $>12$ | 0.2           | 0.2        |
| 25                                    | 1.5                  | 0.7            |                                    |               |            |       |               |            |
| $>25$                                 | $0.2+1.3*25/h$       | $0.2+0.5*25/h$ |                                    |               |            |       |               |            |

Tabla 4.12. Armónicas de voltaje, permitidas por la norma chilena.

Al aplicar la estadística del 95% a los valores registrados del índice de distorsión total armónica, se debe cumplir, para un registro de mediciones de una semana cualquiera del año o de siete días consecutivos y para tensiones iguales o inferiores a 110 kV, que este índice deberá ser inferior a 8% ( $THD_V < 8\%$ ).

Al aplicar la estadística del 95% a los valores registrados del índice de distorsión total armónica, se debe cumplir, para un registro de mediciones de una semana cualquiera del año o de siete días consecutivos y para tensiones superiores a 110 KV,

que este índice deberá ser inferior a 3% ( $\text{THD}_V < 3\%$ ). y se calculará de acuerdo a la siguiente expresión:

$$\text{Índice de distorsión total} = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^{k=50} V_k^2}}{V_1} \quad [4.6]$$

#### - ARMÓNICAS DE CORRIENTE

| MÁXIMA DISTORSIÓN DE ARMÓNICA DE CORRIENTE<br>EXPRESADA COMO % DE LA FUNDAMENTAL                                                                                                                                                                                                                                                                                                             |      |          |          |          |      |           |
|----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|------|----------|----------|----------|------|-----------|
| ORDEN DE LA ARMÓNICA (ARMÓNICAS IMPARES)                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                     |      |          |          |          |      |           |
| $I_{SC}/I_L$                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                 | <11  | 11<=H<17 | 17<=H<23 | 23<=H<35 | 35<H | Índice DI |
| <=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 están limitadas al 25% de los límites establecidos para las armónicas impares.                                                                                                                                                                                                                                                                                           |      |          |          |          |      |           |
| Todos los equipos de generación de potencia están limitados a los valores indicados de distorsión armónica de corriente, independiente de la razón $I_{SC}/I_L$ .                                                                                                                                                                                                                            |      |          |          |          |      |           |
| Donde:                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                       |      |          |          |          |      |           |
| $I_{SC}$ = Máxima corriente de cortocircuito en el Punto Común de Conexión (PCC).                                                                                                                                                                                                                                                                                                            |      |          |          |          |      |           |
| $I_L$ = Corriente nominal de carga (a frecuencia fundamental) en el PCC.                                                                                                                                                                                                                                                                                                                     |      |          |          |          |      |           |
| <ul style="list-style-type: none"> <li>Para el caso de Clientes en Puntos Comunes de Conexión comprendidos entre 69 kV y 154 kV, los límites son el 50% de los límites establecidos en la Tabla.</li> <li>Para el caso de Clientes en PCC superiores a 154 kV se aplicarán los límites de 110 kV en tanto el Ministerio a proposición de la Comisión no fije la norma respectiva.</li> </ul> |      |          |          |          |      |           |

Tabla 4.13. Corrientes armónicas permitidas por la norma chilena.

Las armónicas pares están limitadas al 25% de los límites establecidos para las armónicas impares.

El índice de distorsión de corriente se calculará según la expresión:

$$\text{Índice de distorsión total} = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^{k=50} I_k^2}}{I_1} \quad [4.7]$$

## REFERENCIAS

- [1] J. Arrillaga, D. Bradley, P. Boager, Power System Harmonics. John Wiley and Sons. 1985
- [2] Grundsätze für die Beurteilung von Netzrückwirkungen. Vereinigung Deutscher Elektrizitätswerke, Alemania Federal, 1987.
- [3] Ch. Duffey, R. Stratford, Update of Harmonic Standard IEEE-519: IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems. IEEE Trans. on Ind. Appl., Vol. 25 , N 6 , Nov.-Dec. 1989, Págs. 1025 - 1034
- [4] J. González, Estudio de Armónicas en un sistema eléctrico de potencia. Trabajo de Titulación, Ingeniero Civil Electricista, Universidad Técnica Federico Santa María 1989.
- [5] D. Divan, G. Venkataramanan, Ch. Chen, "A Unity Power Factor Forward Converter". Conference Record of the IEEE/IAS 1992 Annual Meeting, USA, pp. 666-672.

## ***CAPITULO 5***

# **COMPENSACION DEL FACTOR DE POTENCIA Y CONTROL DE ARMONICAS EN REDES INDUSTRIALES**

### **INTRODUCCION**

Son conocidos los problemas causados por un bajo factor de potencia en sistemas eléctricos, como son la regulación de voltajes, funcionamiento inadecuado de máquinas y aumento de pérdidas, lo que en definitiva se traduce en una reducción de la capacidad y eficiencia eléctrica del sistema. La solución ampliamente utilizada ha sido la instalación de bancos de condensadores para la compensación de potencia reactiva. Desafortunadamente estos bancos interactúan con el sistema eléctrico formando circuitos R-L-C que producen resonancias, siendo las frecuencias naturales del sistema una función de los componentes inductivas y capacitivas de la red

Por otro lado, la presencia de cargas no lineales originan corrientes armónicas, por lo que las frecuencias naturales del sistema pueden ser excitadas por alguna

componente armónica cuya frecuencia está cerca o coincide con este modo natural., produciéndose una severa amplificación de voltajes y corrientes.

Por lo tanto es deseable considerar la instalación de Filtros los que deben ser capaces de aportar la potencia reactiva necesaria a la red y además absorber las corrientes armónicas , evitando su propagación hacia el resto de las instalaciones. Esta solución requiere de un cuidadoso diseño ya que los elementos del filtro deben ser adecuadamente dimensionados y su interacción con la red debe ser analizada.

## 5.1 REDES CON CARGA NO SINUSOIDALES

### 5.1.1 ALGUNAS RELACIONES UTILES

Para un sistema monofásico se definen las siguientes relaciones, las que pueden extenderse a sistemas trifásicos.

**- POTENCIA APARENTE:**

$$S = V_{RMS} \cdot I_{RMS} \quad [5.1]$$

$$S_{3\phi} = \sum_{j=a,b,c} V_{RMS j} \cdot I_{RMS j} \quad [5.2]$$

**- POTENCIA INSTANTÁNEA:**

$$p(t) = v(t) \cdot i(t) \quad [5.3]$$

$$v(t) = \sum_{k=1}^N \sqrt{2} V_K \sin(k\omega_1 t + \alpha_k) \quad [5.4]$$

$$i(t) = \sum_{k=1}^N \sqrt{2} I_K \cos(k\omega_1 t + \alpha_k - \phi_k) \quad [5.5]$$

**- POTENCIA MEDIA:**

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T v \cdot i \, dt = \sum_{k=1}^N V_K I_K \cos \phi_k \quad [5.6]$$

**- FACTOR DE POTENCIA:**

$$FP = \frac{P}{S} \quad [5.7]$$

**- VOLTAJE RMS**

$$V_{RMS} = \sqrt{\sum_{k=1}^N V_k^2} \quad [5.8]$$

**- CORRIENTE RMS**

$$I_{RMS} = \sqrt{\sum_{k=1}^N I_k^2} \quad [5.9]$$

**- FACTOR DE DESPLAZAMIENTO**

$$\cos \phi_1 = \cos \angle_{I_1}^{V_1} \quad [5.10]$$

**- FACTOR DE DISTORSIÓN DE CORRIENTE**

$$g = \frac{I_1}{I_{RMS}} \quad [5.11]$$

Para simplificar el tratamiento , se considera a continuación , relaciones con voltaje  $V_1$  sinusoidal:

$$FP = \frac{P}{S} = \frac{V_1 I_1 \cos \phi_1}{V_1 I_{RMS}} = g \cos \phi_1 \quad [5.12]$$

**- POTENCIA DE DISTORSIÓN**

$$D = V_1 \cdot I_D \quad [5.13]$$

$$I_D = \sqrt{\sum_{k=1}^N I_k^2} \quad [5.14]$$

**- POTENCIA REACTIVA FUNDAMENTAL**

$$Q_1 = V_1 I_1 \sin \phi_1 \quad [5.15]$$

**- RELACIÓN ENTRE POTENCIA APARENTE Y DISTORSIÓN**

$$S^2 = V_1^2 \cdot I_{RMS}^2 \quad [5.16]$$

$$= V_1^2 I_1^2 + V_1^2 I_D^2$$

$$S^2 = P_1^2 + Q_1^2 + D^2$$

Luego, sólo la potencia reactiva fundamental  $Q_1$  es compensable con bancos de condensadores. Para reducir  $D$  es necesario el uso de filtros. La interacción de la fuente sinusoidal  $V_1$  con la corriente de distorsión  $I_D$  tiene un carácter de potencia reactiva, ya que no contribuye directamente a la potencia activa.

## 5.2 USO DE BANCO DE CONDENSADORES

Para compensar la potencia reactiva normalmente se intenta conectar bancos de condensadores, tal como se observa en la figura 5.1.

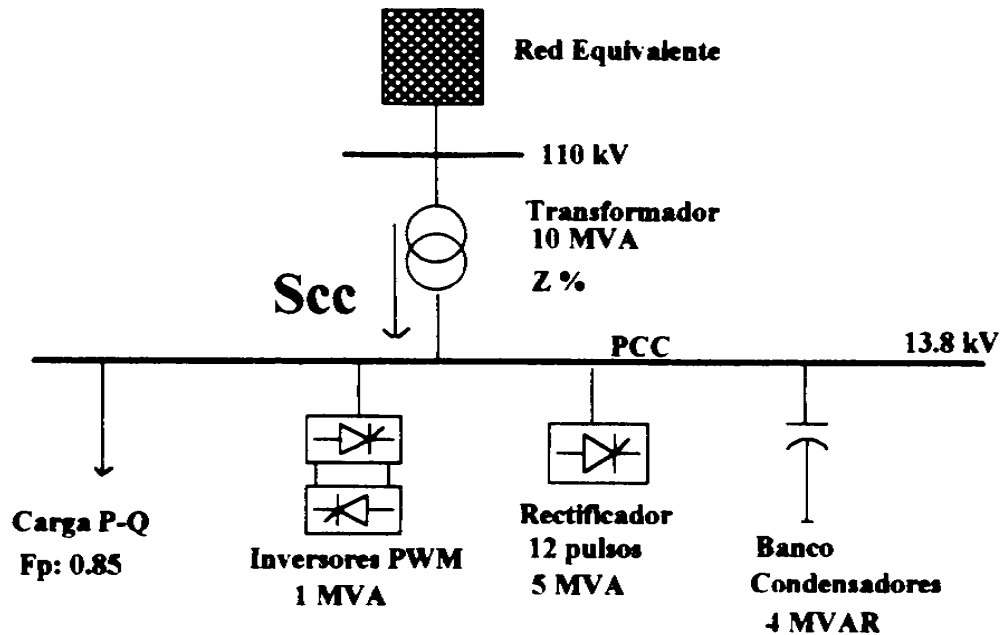


Fig. 5.1. Red ejemplo.

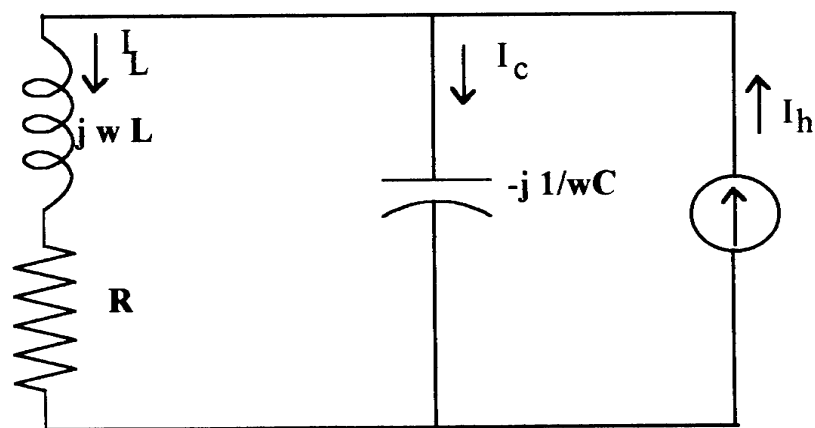


Fig. 5.2. Diagrama equivalente de impedancias a una frecuencia Armónica. Sin carga.

### 5.2.1 RESONANCIA RED-BANCO

La frecuencia de resonancia del circuito es:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L C}} \quad [5.17]$$

Debido a que  $L$  corresponde a la inductancia de cortocircuito de la red equivalente, el orden armónico correspondiente a la frecuencia de resonancia puede calcularse como:

$$h_0 = \sqrt{\frac{S_{cc}}{S_{bco.}}} \quad [5.18]$$

En la figura 5.3 se observa como una variación del nivel de cortocircuito  $S_{cc}$  produce un corrimiento de la frecuencia de resonancia del sistema.  $S_{bco.}$  es la potencia del banco de condensadores.

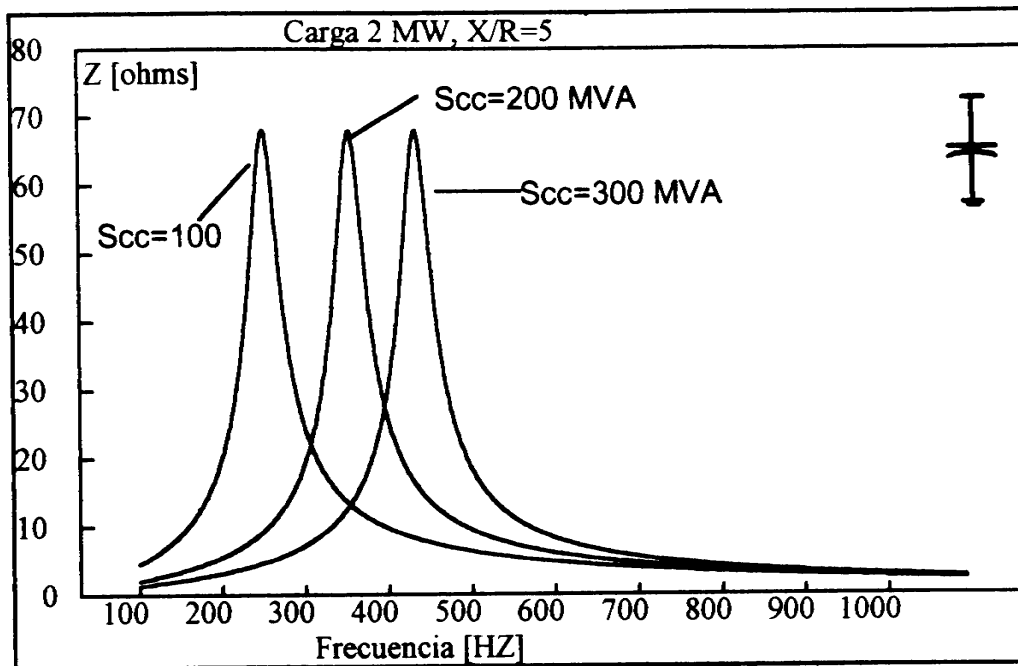


Fig. 5.3. Efecto del nivel de cortocircuito sobre la impedancia del sistema. Carga de 2 MW, Banco de condensadores de 4 MVAR y  $X/R=5$ .

## 5.2.2 AMPLIFICACIÓN DE IMPEDANCIAS

En resonancia la impedancia del circuito representado en la figura 5.2 es

$$Z \approx \frac{X}{R} X_c = \frac{j\omega L}{R} X_c = Q X_c \quad [5.19]$$

A la frecuencia de resonancia la impedancia tiene un valor aproximado de  $X/R$  veces la reactancia capacitiva fundamental del banco de condensadores.

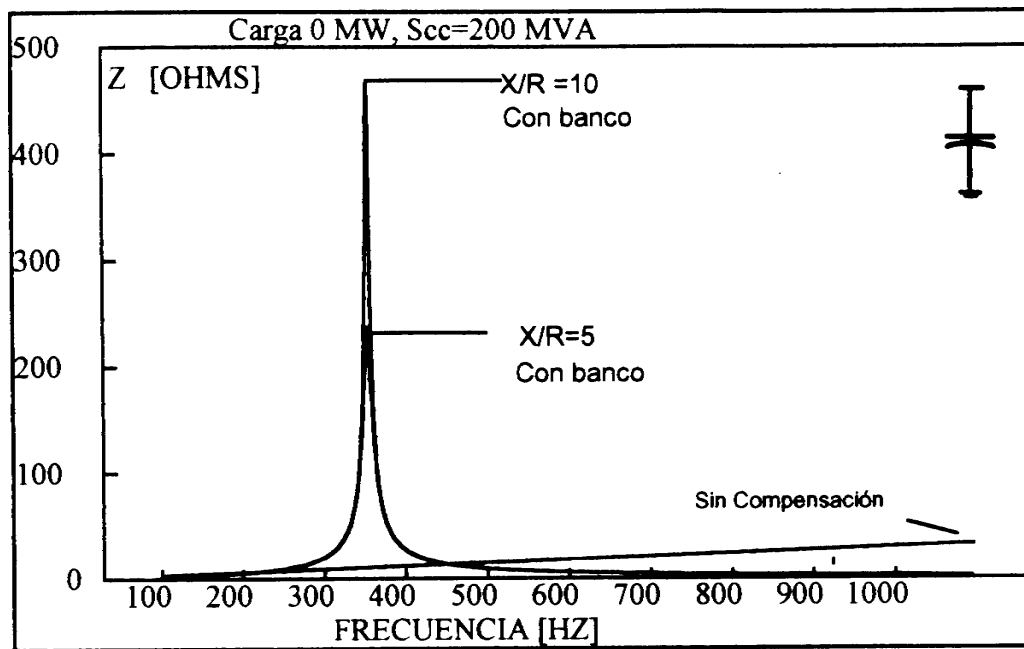


Fig. 5.4. Efecto del factor  $X/R$  en la impedancia del sistema con un banco de condensadores de 4 MVAR,  $S_{cc}=100$  MVA y sin carga.

### 5.2.3 AMPLIFICACIÓN DE CORRIENTES EN RESONANCIA DE CIRCUITO R-L-C PARALELO

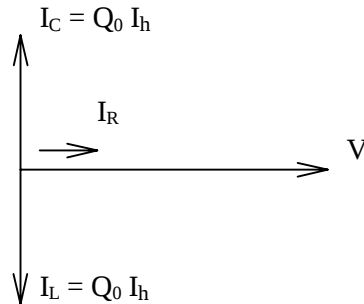


Fig. 5.5. Diagrama vectorial de circuito RLC paralelo en resonancia.

$$Q_0 = \frac{X}{R} h_0 \quad [5.20]$$

A la frecuencia de resonancia la amplificación de corrientes a través del condensador corresponde al factor de calidad armónico de la red.

**Ejemplo:**

Sea un circuito resonante paralelo que tenga a 50 Hz una relación  $\frac{X}{R} = 10$ .

Supóngase que el circuito resuena a la quinta armónica, osea  $\omega_0 = 5 \cdot \omega$ . Además el circuito es excitado por una corriente  $I$  de quinta armónica. En este caso la corriente por el condensador es:

$$I_C = I_5 \left( \frac{X}{R} \right) \left( \frac{\omega_0}{\omega} \right) = I_5 \cdot 10 \cdot 5 = I_5 \cdot 50 \quad [5.21]$$

La corriente por el condensador es 50 veces la corriente de entrada  $I_5$

### 5.2.4 EFECTO AMORTIGUADOR DE LA CARGA

En la figura 5.6 se puede observar que en la medida en que el sistema tiene una mayor carga activa se produce una amortiguación de la amplificación de impedancias a la frecuencia de resonancia, efecto que no aparece a otras frecuencias.

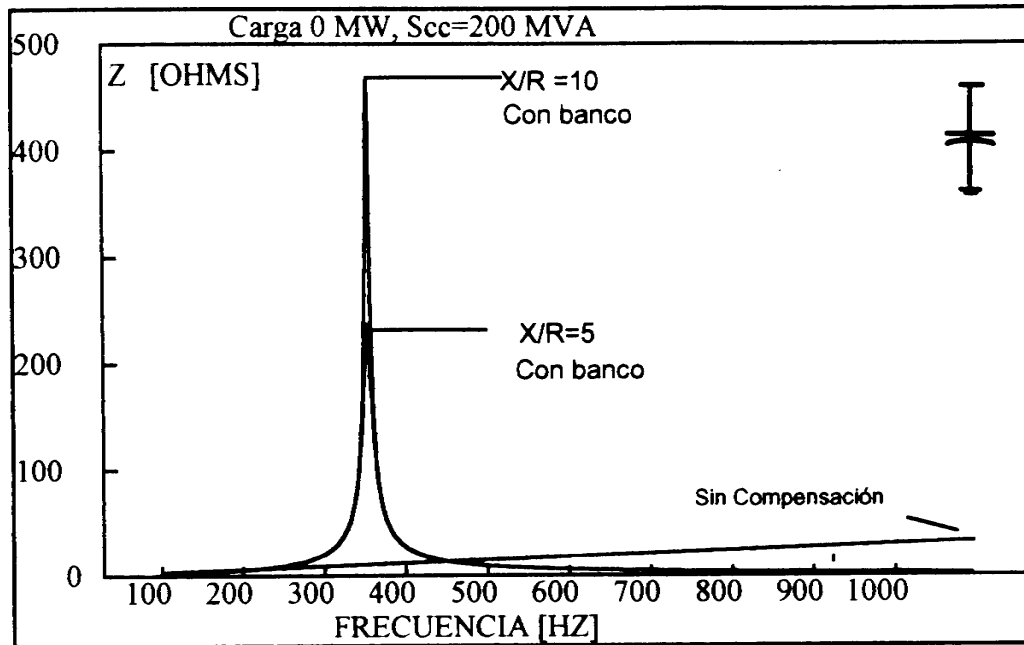


Fig. 5.6. Efecto de la carga en la impedancia del sistema con un banco de condensadores de 4 MVAR,  $S_{cc}=200$  MVA y  $X/R=5$ .

## 5.3 USO DE FILTROS DE ARMÓNICAS

Mecanismos de acción de los filtros.

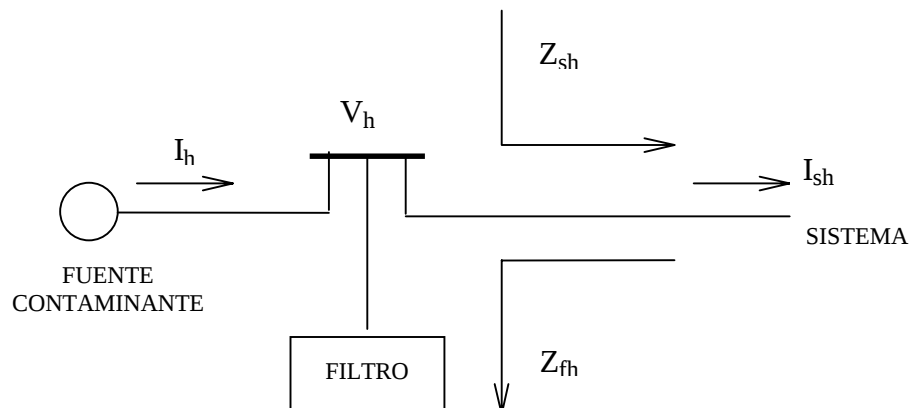


Figura 5.7. Mecanismo de acción de los filtros.

$$I_{sh} = I_h \frac{Z_{fh}}{Z_{fh} + Z_{sh}} \quad [5.22]$$

$$V_h = I_h \frac{Z_{fh} Z_{sh}}{Z_{fh} + Z_{sh}} \quad [5.23]$$

- Los filtros presentan un camino de menor impedancia que la red, para la frecuencia de la armónica que se desea eliminar.
- De este modo la corriente armónica se va por el filtro preferentemente y la impedancia total equivalente del sistema a esa frecuencia determinada es menor.
- Como la corriente armónica produce una caída de tensión menor en la impedancia de la red, ello significa que la distorsión de tensión disminuye.

## 5.4 TIPOS DE FILTROS

Existe una gran variedad de configuraciones de filtros los que son utilizados para limitar la distorsión armónica. Las configuraciones más comunes son el filtro Sintonizado Simple y el filtro Pasa altos de 2º orden.

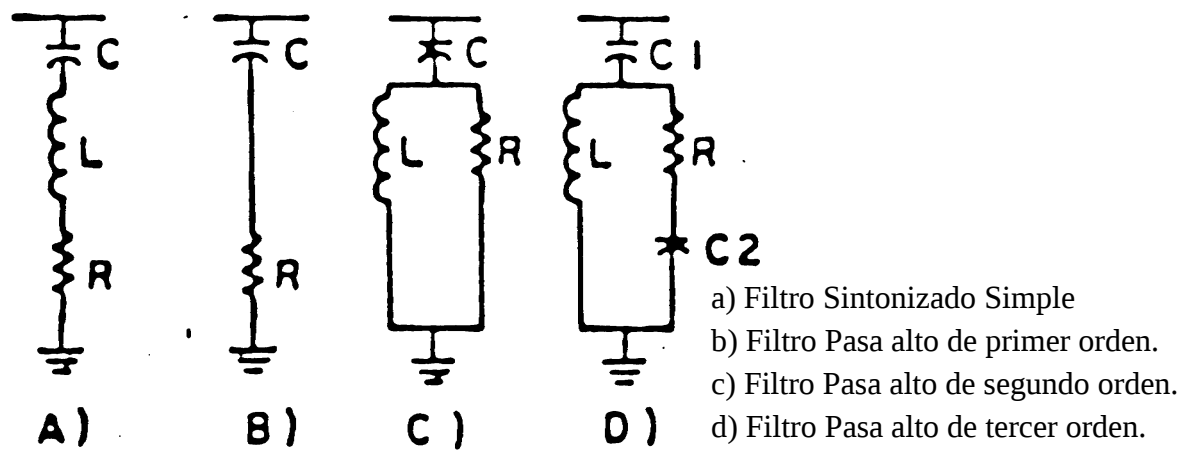


Figura 5.8. Configuraciones usuales de filtros shunt pasivos.

### 5.4.1 FILTRO SINTONIZADO SIMPLE

Este es el filtro más simple y consiste en un banco de condensadores conectado en serie con un inductor. Ambos se sintonizan a la frecuencia que se desea atenuar.

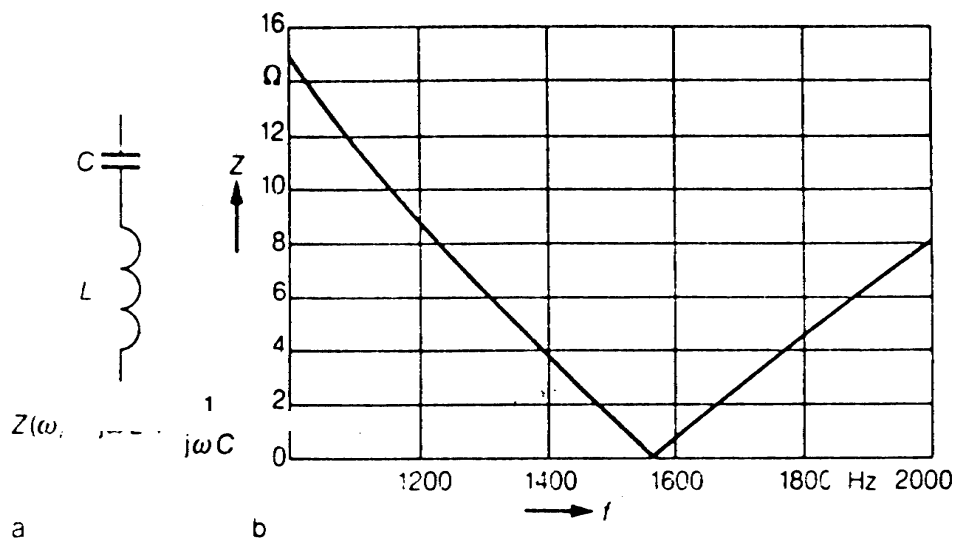


Fig. 5.9. Configuración y comportamiento en frecuencia de un filtro sintonizado simple

**- CARACTERÍSTICAS GENERALES:**

- Se usan para eliminar una armónica determinada.
- Se llama frecuencia de sintonía a la frecuencia de resonancia del filtro.
- El filtro se sintoniza a aquella frecuencia que se desea eliminar.
- A la frecuencia de sintonía (resonancia) la impedancia del filtro es mínima.
- El factor de calidad del filtro  $Q_o = X_o/R$  es alto [30 - 60] y hace que la característica de impedancia sea más o menos estrecha o abrupta.
- Es utilizado en instalaciones con rectificadores, inversores PWM y hornos de arco en casos específicos.

**- VENTAJAS:**

- Proporciona una máxima atenuación para una armónica individual.
- A frecuencia fundamental puede proporcionar la potencia reactiva requerida en la red.
- Tiene bajas pérdidas que está asociadas a la resistencia del inductor.

**- DESVENTAJAS:**

- Vulnerable a la desintonía debido a tolerancias de elementos con la temperatura y/o variaciones de frecuencia fundamental.
- Intereactúan con la red originando una resonancia paralela al igual que un banco de condensadores.

## **5.4.2 FILTRO PASA ALTOS DE SEGUNDO ORDEN**

De los filtros de característica amortiguada es el más común. La conexión de una resistencia en paralelo con el inductor le da un comportamiento amortiguado para un amplio rango de frecuencias.

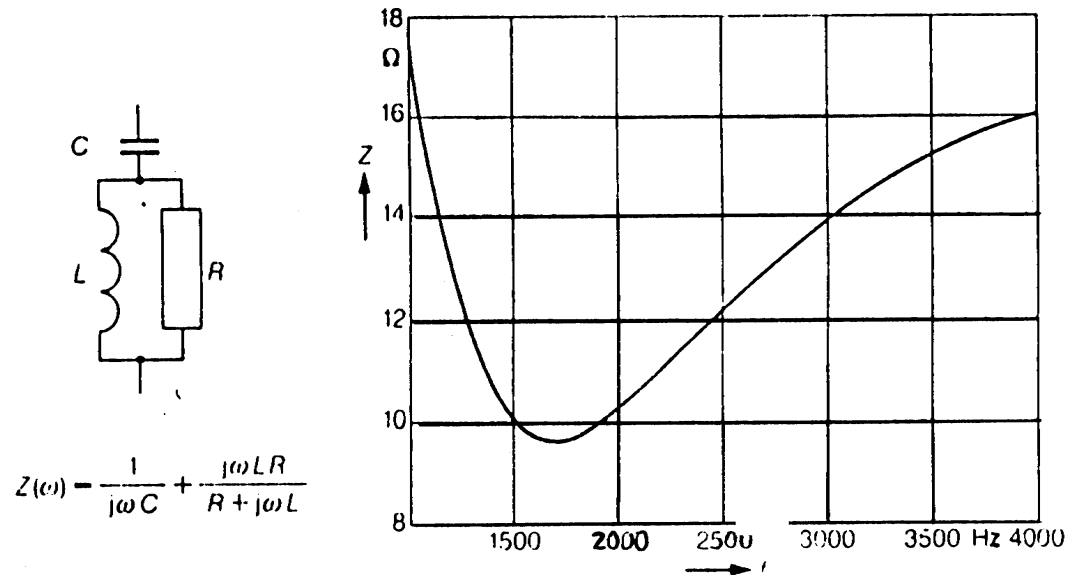


Fig. 5.10. Configuración y comportamiento en frecuencia de un filtro Pasa-altos de 2º Orden.

**- CARACTERÍSTICAS GENERALES:**

- Se usan para eliminar un amplio rango de armónicas.
- Se emplean cuando las armónicas no tienen una frecuencia fija, lo que sucede comúnmente en los cicloconvertidores u hornos de arco .
- Estos filtros también tienen una frecuencia de sintonía.
- Presentan un alta impedancia para frecuencia bajo la sintonía y una baja impedancia para frecuencias superiores a la de sintonía.
- En estos filtros el factor  $Q$  es bajo y se define como  $Q = R/X_o$ . [0.5 - 4]

**- VENTAJAS:**

- Atenúan un amplio espectro de armónicas de acuerdo a la elección del valor de la resistencia.
- Es muy robusto frente a desintonías comparado con el filtro sintonizado simple.

**- DESVENTAJAS:**

- Origina una frecuencia de resonancia paralela al interactuar con la red.
- Presenta pérdidas adicionales debido a la resistencia.

## 5.5 APLICACIÓN DE FILTROS

### 5.5.1 FILTROS PARA RECTIFICADORES DE 6 PULSOS

- Los rectificadores de 6 pulsos de alta potencia son cargas altamente contaminantes.
- Los rectificadores de 6 pulsos inyectan las armónicas: 5,7,11,13,17,19,23,25, etc.
- Para atenuar las perturbaciones se usan normalmente filtros sintonizados simple para las armónicas 5,7,.

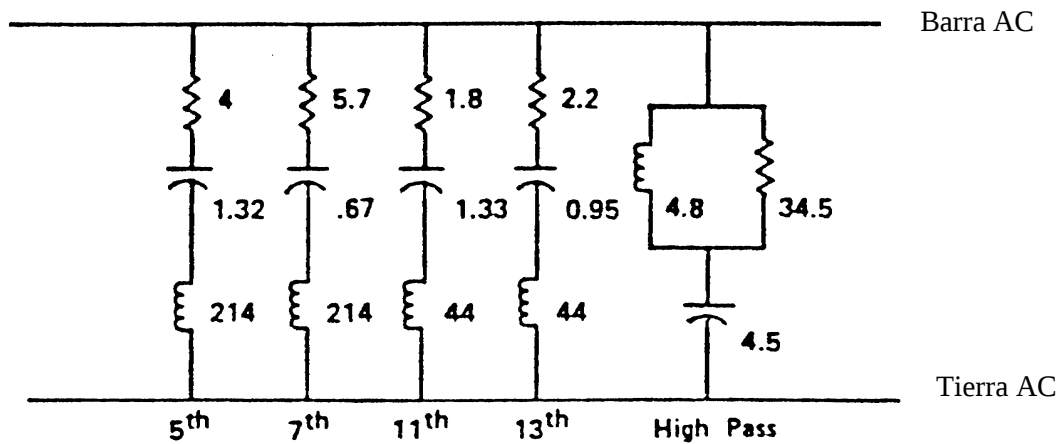


Fig. 5.11. a) Ejemplo de un banco de filtros para un rectificador de 6 pulsos.

### 5.5.2 FILTROS PARA RECTIFICADORES DE 12 PULSOS

- Estos rectificadores inyectan armónicas características de orden 11, 13, 23, 25, pero en la realidad pueden haber armónicas no características que inyectan una contaminación no despreciable como la 5 y 7 armónica.
- Debido a que las frecuencias armónicas inyectadas están bien definidas se utilizan filtros sintonizados simple de 5 y 7 o 11 y 13 dependiendo de los requerimientos de la red.

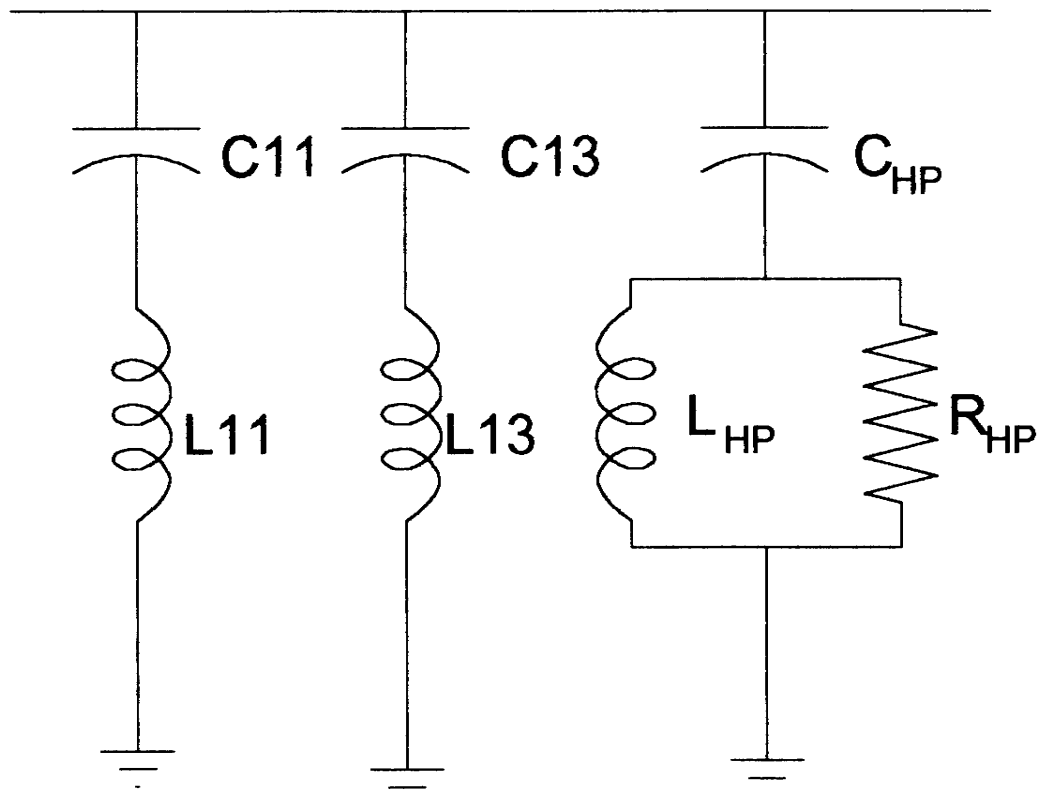


Fig. 5.11. b) Ejemplo de un Banco de filtros para un rectificador de 12 pulsos

### 5.5.3 FILTROS PARA CICLOCONVERSORES

- Un cicloconvertor inyecta gran cantidad de armónicas a la red en un amplio rango de frecuencias.
- Las corrientes armónicas tienen frecuencia variable, la que depende de la frecuencia de salida del cicloconvertor.
- En este caso se usan filtros pasa altos.

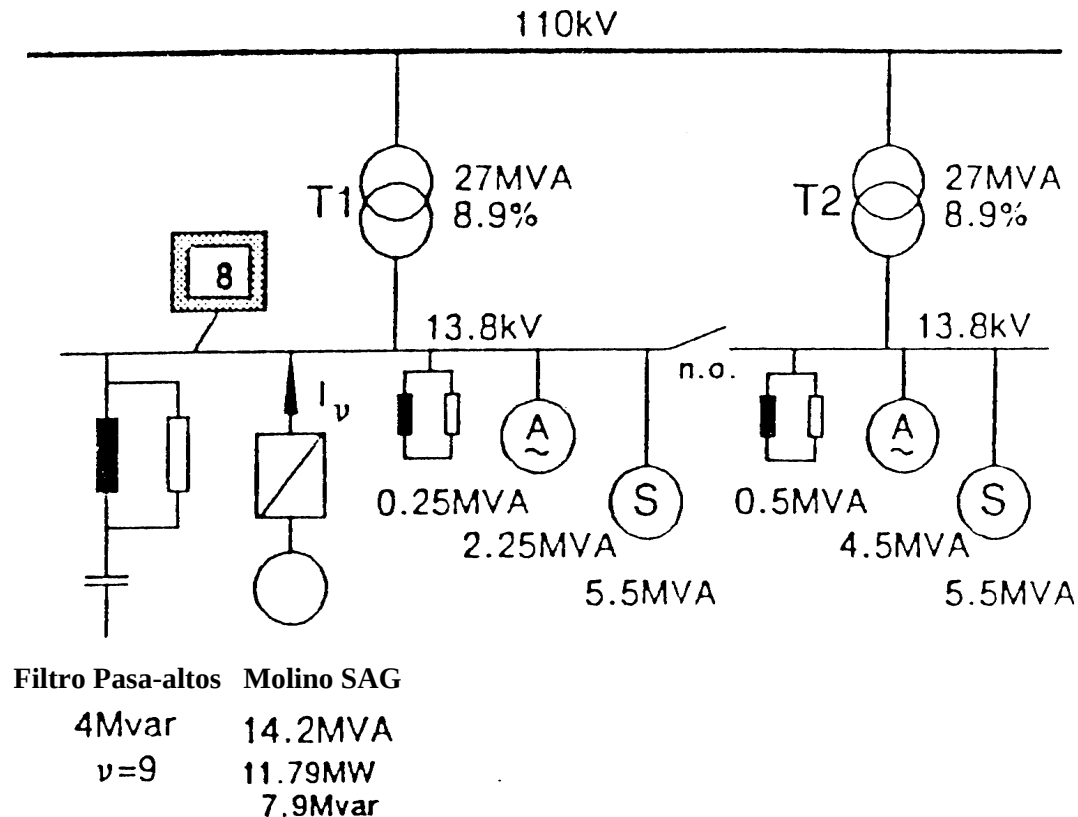


Fig. 5.11. c) Ejemplo de un filtro para un cicloconvertor de 12 pulsos de un accionamiento de 15000 HP para molienda Semiautógena.

### 5.5.4 ANÁLISIS DEL USO DE FILTROS SINTONIZADOS

En base a la red ejemplo presentada en la figura 5.1, se analiza la Compensación de potencia reactiva mediante filtros de armónicas sintonizados para  $h=5$  y  $h=7$  de 2 MVAR cada uno.

En este caso, la potencia reactiva aportada por los filtros sintonizados, a frecuencia fundamental, es equivalente a la de un banco de condensadores.

En la figura 5.12 se aprecia que a la frecuencia de sintonía, cada rama de filtro proporciona un camino de baja impedancia, absorbiendo la corriente de dicha frecuencia. Además, cada filtro origina una resonancia paralela, a una frecuencia inferior a la de sintonía del filtro. Se puede apreciar que la amplificación de impedancias a la frecuencia de resonancia paralela es fuertemente afectada por el factor de calidad propio del filtro.

En la figura 5.13 se aprecia una visión ampliada del efecto del factor de calidad en este tipo de filtros. Se observa que un alto  $Q$  permite una sintonía muy fina, pero la amplificación de resonancias es considerable.

En la figura 5.14 se observa que la variación en el nivel de corto circuito  $S_{cc}$  de la red origina el corrimiento de la frecuencia de antiresonancia al igual que en el caso con banco de condensadores. Nótese que la amplificación de las resonancias paralelas se ven alteradas en forma inversa a como varía  $S_{cc}$ , ésto se debe a que el factor de calidad global del sistema es alterado. La sintonía no se ve alterada ya que ésta es independiente de la red y sólo depende de la rama del filtro. Para frecuencias superiores, el sistema describe una impedancia creciente con la frecuencia.

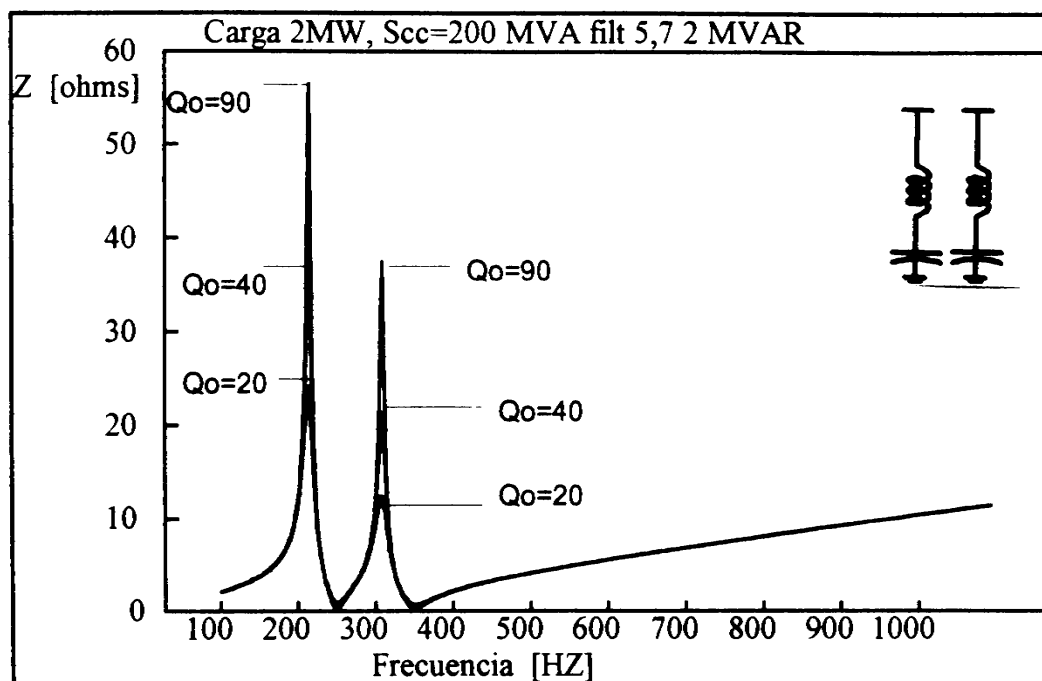


Fig. 5.12. Efecto del factor de calidad de filtros sintonizados, en la impedancia. Filtros para  $h=5$  y  $h=7$ , 2 MVAR cada uno,  $S_{cc}=200$  MVA,  $X/R=5$ .

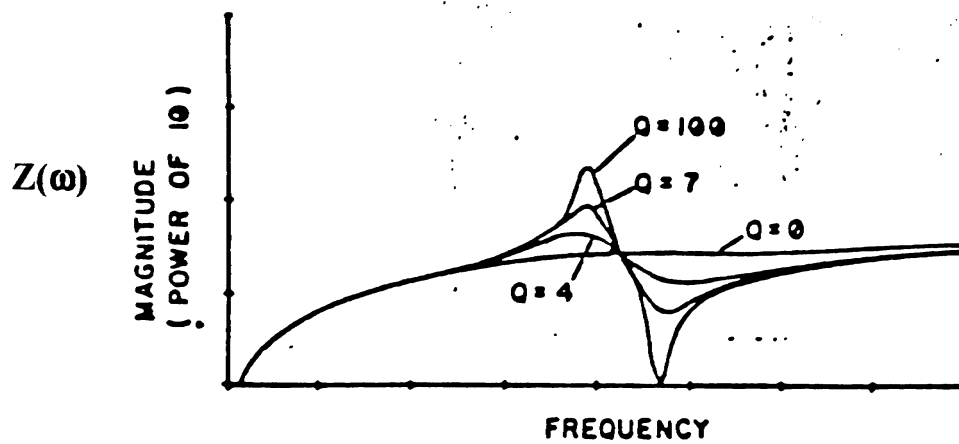


Fig. 5.13. Efecto del factor de calidad del filtro sintonizado simple sobre la sintonía y resonancia paralela.

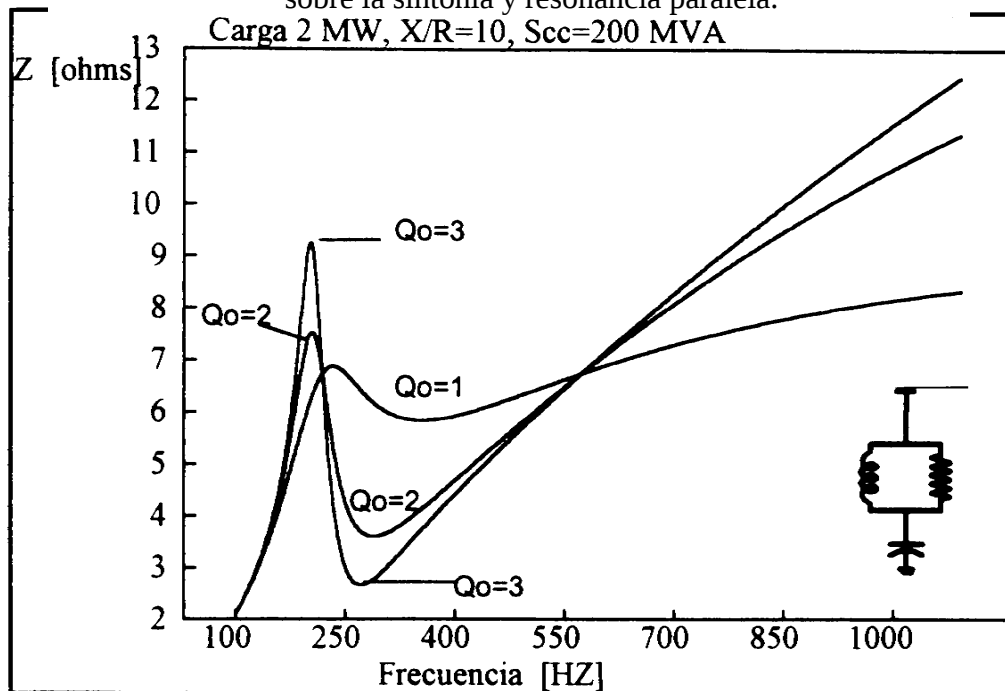


Fig. 5.14. Efecto del nivel de cortocircuito en la impedancia del sistema con filtros sintonizados para  $h=5$  y  $h=7$ , 2 MVAR cada uno, factor de calidad  $Q_o=60$ .

### 5.5.5 ANÁLISIS DEL USO DE UN FILTRO PASA ALTOS DE 2º ORDEN

En base a la red ejemplo presentada en la figura 5.1 se analiza la Compensación de potencia reactiva mediante un filtro Pasa altos de segundo orden, sintonizado en  $h=5$ . de 4 MVAR.

A la frecuencia fundamental, al igual que un filtro sintonizado simple, el filtro Pasa altos es equivalente a un banco de condensadores.

En la figura 5.15 se aprecia el efecto del factor de calidad de un filtro Pasa altos de 2º orden ( $Q_o = R/X_o$ , comunmente de un valor bajo 0.5-4). Se observa que para valores de  $R$  mayores ( $Q_o$  mayores) la impedancia del filtro presenta sintonía más fina.

En la figura 3.16 se aprecia que para frecuencias sobre la frecuencia de sintonía, el filtro proporciona un camino de baja impedancia. Esta misma característica exige que este filtro deba ser dimensionado para absorber voltajes y corrientes en un amplio rango en frecuencia. Esto significa que este filtro es muy robusto ante desintonías en comparación a los filtros sintonizados. Se aprecia además que el valor de la impedancia a la frecuencia de resonancia serie no alcanza un valor tan bajo como en el caso de los filtros sintonizados simple.

Se observa que la variación del nivel de cortocircuito  $S_{cc}$ , produce un corrimiento de la resonancia paralela, similar al encontrado en un sistema con filtros sintonizados. La variación del nivel de cortocircuito puede darse en redes cuya topología y/o conexión de cargas (motores) es variable, debido a condiciones de operación normales en el sistema.

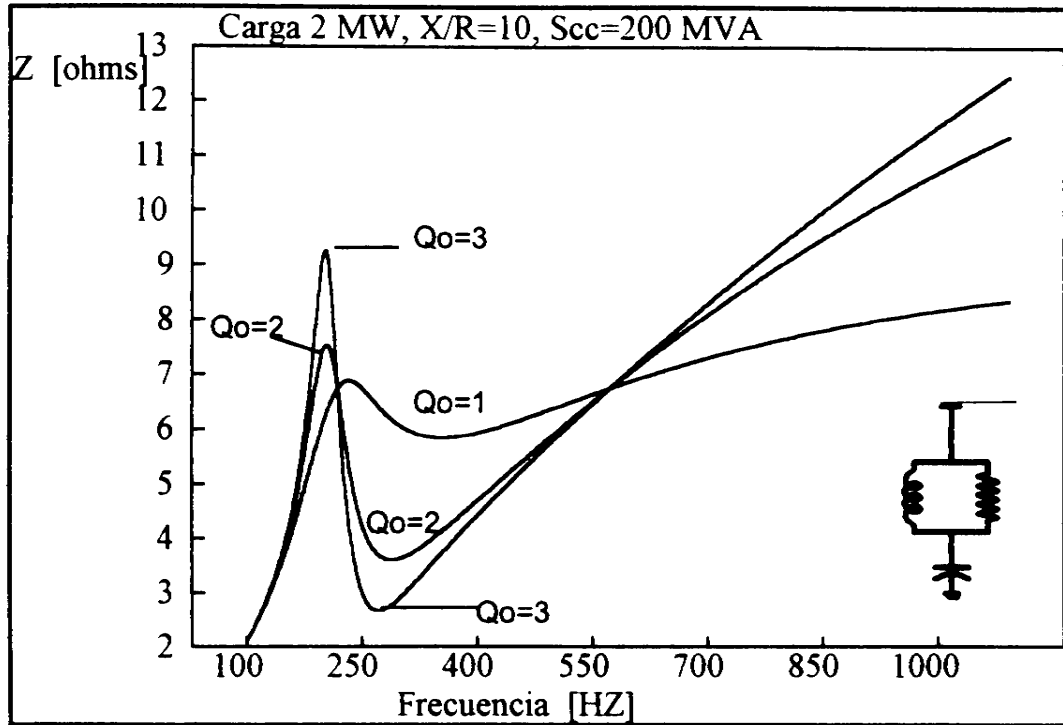


Fig. 5.15. Efecto del factor de calidad del filtro Pasa altos de 2º Orden sobre la sintonía.

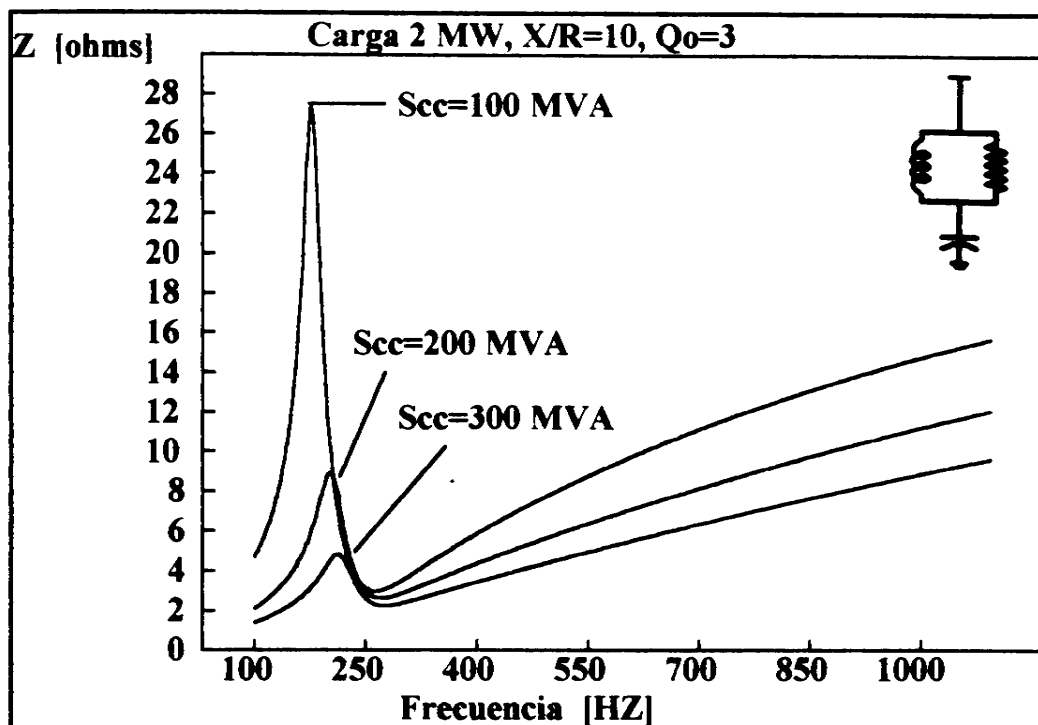


Fig. 5.16. Efecto del nivel de cortocircuito en la impedancia del sistema con un filtro

Pasa altos de segundo orden sintonizado en  $h=5$ , 4 MVAR, carga 2 MW,  
Factor de calidad  $Q_0=3$  y  $X/R=10$ .

## 5.6 DISEÑO Y ESPECIFICACIÓN DE FILTROS

### 5.6.1 CRITERIOS

- Impedancia  $Z(\omega)$
- Distorsión de voltaje
- Distorsión de Corriente
- TIF, Producto I T

### 5.6.2 CONSIDERACIONES EN EL DISEÑO

- Tipos de fuentes contaminantes.
- Nivel de corrientes armónicas
- Espectro de corrientes armónicas.
- Potencia reactiva requerida en la red.
- Valor límite de distorsión.
- Respuesta en frecuencia de impedancias  $Z(\omega)$  en el punto de conexión del filtro para diferentes configuraciones y puntos de operación de la red.
- Frecuencias de resonancia paralela antes y después de la conexión del filtro.
- Voltajes y corrientes transitorios durante y después de la conexión de filtros a la red. Determinación de los valores nominales de componentes.

### 5.6.3 ECUACIONES GENERALES PARA EL DISEÑO DE UN FILTRO SINTONIZADO SIMPLE

- Impedancia de filtro:

$$Z = R + j \left( \omega L - \frac{1}{\omega C} \right) \quad [5.24]$$

- Tamaño del condensador:  
Determinado por la potencia reactiva requerida.

$$X_c = \frac{V_{LL}^2}{Q_c} \quad [5.25]$$

- Frecuencia de Sintonía  $h_o$ :  
Determinada por la frecuencia armónica que se desea atenuar.

$$f_o = \frac{1}{2\pi} \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad [5.26]$$

- Tamaño del inductor:  
Determinado por el tamaño del condensador y la sintonía del filtro.

$$X_L = \frac{X_c}{h_o^2} \quad [5.27]$$

- Factor de calidad:  
Determina la resistencia del inductor.

$$Q_o = \frac{X_o}{R} \quad [5.28]$$

#### 5.6.4 CONSIDERACIONES EN EL DISEÑO (FILTRO SINTONIZADO SIMPLE)

- Frecuencia de resonancia paralela con la red:

$$f_{sys} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{(L_s + L)C}} \text{ HZ} \quad [5.29]$$

- Factor de calidad del Peak de resonancia paralela:

$$Q_{\text{sys}} = \frac{1}{(R_s + R)} \sqrt{\frac{(L_s + L)}{C}} \quad [5.30]$$

- Amplificación de voltaje a la frecuencia de sintonía:

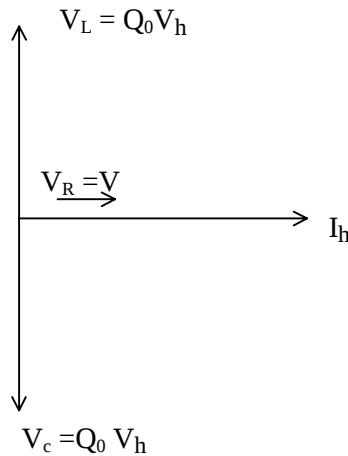


Fig. 5.17. Amplificación de voltajes a la frecuencia de sintonía de un filtro sintonizado simple

- Voltaje fundamental en el condensador:  
A la frecuencia fundamental el voltaje en el condensador se incrementa a través de sus terminales debido a la conexión en serie con el inductor.

$$V_{C1} = \frac{h_o^2}{h_o^2 - 1} V_{\text{Filtro } f-N} \quad [5.31]$$

- Potencia reactiva de condensadores ( frecuencia fundamental):

$$K_{\text{var}C} = \frac{V_{C1}^2 L-L}{X_C} \quad [5.32]$$

- Potencia reactiva del filtro (frecuencia fundamental):  
La presencia del reactor cambia la potencia reactiva efectiva.

$$Kvar_{\text{Filtro}} = \frac{V_{1\text{ L-L}}^2}{x_C - x_L} = Kvar_c \frac{h_o^2}{h_o^2 - 1} \quad [5.33]$$

## 5.6.5 VALORES NOMINALES

### - CONDENSADORES:

#### a) VALORES CONSTRUCTIVOS

- Tipo de conexión (Triángulo, Estrella)
- Voltaje nominal, frecuencia nominal
- Capacitancia
- Potencia reactiva

#### b) VALORES DE OPERACIÓN

- Voltaje/frecuencia
- Corriente fundamental
- Corriente de distorsión

Debe verificarse que los valores de operación estén dentro de los rangos admisibles dados por el proveedor.

Como una guía se indican los siguientes valores mencionados en el Std. ANSI/IEEE STD 19-1980 y Nema CP1 1973.

(Std ANSI/IEEE STD 19-1980 Y NEMA CP1 1973)

|                       |       |
|-----------------------|-------|
| Kvar                  | 135 % |
| Voltaje RMS           | 110 % |
| Suma de voltajes Peak | 120 % |
| Corriente RMS         | 180 % |

### - INDUCTOR:

Los parámetros incluidos en la especificación son:

- Corriente fundamental de servicio
- Corriente de cortocircuito
- Factor X/R. ( Determina la selectividad en un filtro sintonizado simple).
- Voltaje del sistema.
- BIL. ( De un valor similar al de los transformadores conectados en el mismo nivel de voltaje).

## ***CAPITULO 6***

# **ESTUDIOS Y ANALISIS VIA COMPUTADOR**

### **INTRODUCCION**

Dado el costo asociado a las instalaciones y niveles de producción, es necesario desarrollar estudios de ingeniería que permitan evaluar la interacción de convertidores estáticos de potencia con la red de alimentación, para asegurar que el nivel de distorsión armónica se encuentre dentro de los rangos admisibles por alguna norma.

Así, el estudio de comportamiento armónico de redes eléctricas se ha hecho cada vez más importante en la actualidad, al punto de convertirse en un "debe " en la planificación, diseño y diagnóstico de operación, complementando significativamente los estudios de flujo de carga y de cortocircuito tradicionales.

Sobretudo en las ampliaciones de la red que consultan la incorporación de convertidores estáticos o condensadores para la compensación de potencia reactiva, junto a la complejidad de las redes industriales, se hace necesario el empleo de técnicas computacionales para el estudio de la interacción armónica.

## **6.1 METODOLOGÍA DE ESTUDIOS Y ANÁLISIS DE ARMÓNICAS**

### **6.1.1 ENTES INVOLUCRADOS**

- **Suministradora de Energía**
- **Cliente**
- **Fabricante de Equipos**
- **Normativa Adoptada**

#### **- COMPAÑÍA SUMINISTRADORA DE ENERGÍA**

- Tamaño del sistema. MVA de cortocircuito
- Resonancias en el sistema eléctrico, previo a la conexión del cliente
- THD% previo a la conexión del cliente, calidad de servicio suministrado
- $\cos \phi$  mínimo exigido al cliente
- Distorsión tolerable en el PCC

#### **- CLIENTE**

- Demanda Máxima
- Antecedentes y Tamaño de cargas no lineales
- Compensación de potencia reactiva
- Resonancias debido capacitancias de líneas, cables, bancos de condensadores y filtros

#### **- FABRICANTE DE EQUIPOS**

- Susceptibilidad de equipos. ( Circuitos de Protección, Control y medida).  
Distorsión tolerable en barras del cliente

#### **- NORMATIVA ADOPTADA.**

- Negociación Cliente-compañía suministradora. Existencia de derechos y Obligaciones de ambas partes.

### **6.1.2 METODOLOGÍA GENERAL DE UN ESTUDIO**

- Determinación de los objetivos del Estudio, tales como:
    - Planificación de mediciones
    - Determinación del origen de la distorsión en sistemas con múltiples clientes perturbadores
    - Impacto por la incorporación de una nueva carga no lineal
    - Efecto de Cambios de topología
    - Compensación de potencia reactiva y análisis de resonancias
    - Cumplimiento de valores tolerables de distorsión de voltajes y corrientes, en barras del Sistema
  - Recopilación de información de elementos y cargas no lineales del sistema eléctrico
  - Identificación de barras de interés y agrupación de cargas
  - Confección de Diagrama Unilineal General, con elementos y fuentes contaminantes
  - Modelado. En general los datos requeridos para el modelado de los elementos de la red, son los utilizados normalmente en los estudios de Flujo de Carga fundamental, Partida de motores y Cortocircuito Momentáneo. Adicionalmente, las capacitancias de líneas y cables deben ser consideradas.
- La fuentes contaminantes se modelan en base a mediciones de distorsión, a los antecedentes aportados por el fabricante, o de acuerdo a valores típicos.
- Dimensionamiento de filtros, si es requerido. Elección del tamaño (KVAR), tipo, sintonía y ubicación.
  - Análisis de resultados
  - Contrastación con variables medidas y ajuste de modelos ( si es requerido).

### **6.1.3 RESULTADOS USUALES DE ESTUDIO VÍA SIMULACIÓN COMPUTACIONAL**

- Comportamiento Frecuencial de Impedancias  $Z(\omega)$ .
- Distorsión Individual de Voltajes y Corrientes, comparable con estándares.

- Distorsión Total de Voltaje y Corriente en el PCC THD .
- TIF, Producto I T.

#### **6.1.3.1 MÉTODOS DE SIMULACIÓN COMPUTACIONAL**

- I) Análisis en el dominio del tiempo
- II) Análisis no Lineal en el plano de la frecuencia
- III) Análisis lineal en el plano de la frecuencia

##### **I) ANÁLISIS EN EL DOMINIO DEL TIEMPO**

- Usa modelado en la forma de ecuaciones diferenciales
- Tiene capacidad de simular no linealidades, asimetrías e inestabilidades armónicas
- Apropiado para análisis de "Armónicas Transitorias"
- Buena precisión
- Muy consumidor de tiempo computacional

##### **II) ANÁLISIS NO LINEAL EN EL PLANO DE LA FRECUENCIA**

- Usa modelo lineal del sistema eléctrico
  - Usa modelo no-lineal de los equipos contaminantes
  - Usa algoritmos iterativos de cálculo y determina flujo de potencia de armónicas
- Su formulación es compleja ( Newton Raphson modificado)
- Preciso
  - Convergencia limitada

##### **III) ANÁLISIS LINEAL EN EL PLANO DE LA FRECUENCIA**

- Usa modelo lineal del sistema eléctrico

- Usa modelo de **Inyección de Corrientes**
- Tiene buena eficiencia computacional y siempre converge
- Precisión razonable

Para el Análisis Estacionario, el método mayormente difundido por su efectividad es el III) Análisis en el Plano de la frecuencia.

## 6.2 CÁLCULO DE VOLTAJES ARMÓNICOS Y THD

El sistema eléctrico analizado se modela como un conjunto de elementos pasivos ensamblados mediante la matriz de admitancia de barras  $(Y_h)_{bus}$  y fuentes de corriente armónicas inyectadas en las barras donde se ubica cada carga contaminante. Este método es el denominado **Método de Inyección de Corriente**.

Para el cálculo del voltaje armónico en cada barra del sistema es necesario resolver el siguiente sistema de ecuaciones:

$$(Y_h)_{bus} \cdot (V_h)_{bus} = (I_h)_{bus}$$

[6.1]

donde:

$(Y_h)_{bus}$  : Matriz de admitancia de barra del sistema a una frecuencia de orden armónica de orden h.

$(V_h)_{bus}$  : Vector de voltajes armónicos de barra a una frecuencia armónica de orden h.

$(I_h)_{bus}$  : Vector de corrientes armónicas inyectadas a una frecuencia armónica de orden h.

### 6.3 CÁLCULO DE LA IMPEDANCIA V/S FRECUENCIA

El método utilizado consiste en calcular la impedancia armónica de las barras de la red, en un rango de frecuencia de interés. El sistema es modelado para cada una de los puntos armónicos y el cálculo se realiza por medio de una sucesiva inyección de corrientes de valor unitario. Para cada punto armónico de interés.

$$(Y_h)_{bus} \cdot (V_h)_{bus} = (I_h)_{bus} \quad [6.2]$$

Este es un sistema de ecuaciones del tipo  $A X = B$ , que expresado en términos de impedancia es:

$$(V_h)_{bus} = (Z_h)_{bus} \cdot (I_h)_{bus} \quad [6.3]$$

Para la barra  $i$  se calcula:

$$Z_{h_{ii}} = V_{h_i} \quad , \quad \text{con } (I_h) = (0,0,0 \dots I_i \dots, 0,0,0) \quad , \quad \text{con } I_i = 1.0$$

En general el flujo de cargas armónico y respuesta en frecuencia de la red consiste en resolver múltiples sistemas de ecuaciones del tipo  $A X = b$ , donde la matriz  $A$  es simétrica y muy dispersa (muchos ceros). Se deben usar técnicas avanzadas para optimizar los cálculos evitando operar con los elementos ceros de la matriz y realizar cálculos innecesarios. En general los métodos utilizados para el manejo de matrices ralas son : LU y Técnica Sparsity .

### 6.4 MODELOS BÁSICOS DE ELEMENTOS DE UNA RED

Para modelar el comportamiento de frecuencia que tienen los diversos equipos eléctricos es necesario obtener un compromiso entre la precisión (complejidad de los modelos) con la rapidez y tamaño de la base de información para los fines del estudio requerido. Similarmente que en el análisis de flujo de carga y de cortocircuito convencionales, para un estudio de flujo armónico se considera simetría trifásica y operación estacionaria del sistema de potencia. Bajo estas simplificaciones, se emplean los siguientes modelos para los equipos eléctricos más comunes, sin perjuicio de ampliaciones que sean necesarias en el estudio:

**- BARRA DE GENERACIÓN:**

Se modela como una barra infinita con la impedancia de cortocircuito de la barra de generación para la componente fundamental. Para las frecuencias armónicas se considera que el voltaje armónico inyectado por la concesionaria es cero y para la impedancia armónica se considera que la reactancia crece proporcional a la frecuencia y se asume que la componente resistiva es constante.

**- LÍNEAS Y CABLES:**

Se considera el modelo PI nominal para líneas cortas y el modelo PI equivalente para líneas largas basado en los valores de resistencia, reactancia inductiva y reactancia capacitiva de líneas y cables. La resistencia se corrige de acuerdo a la frecuencia para considerar el efecto skin y efecto de proximidad (caso de cables) en que las reactancias inductiva y capacitiva se suponen directa e inversamente proporcional a la frecuencia, respectivamente.

**- TRANSFORMADORES:**

Se representan con la impedancia de cortocircuito para la frecuencia fundamental. La resistencia se corrige con la frecuencia para considerar el efecto skin y la reactancia inductiva se considera que varía proporcional a la frecuencia. Se considera el modelo PI para incluir el efecto de la relación de transformación dada por eventuales taps. Se considera despreciable el efecto de magnetización, pero se considera un factor de pérdidas armónicas adicionales.

**- MÁQUINAS SINCRÓNICAS:**

Se considera una impedancia resistiva- inductiva, en que para la reactancia inductiva se considera el valor de la reactancia subtransitoria que se hace variar proporcionalmente a la frecuencia. La resistencia se supone constante con un valor del 10% de la reactancia subtransitoria fundamental.

**- MOTORES DE INDUCCIÓN:**

Ya que para frecuencias armónicas el deslizamiento es cercano a 1, se considera el modelo de rotor bloqueado en que la reactancia de dispersión se varía proporcionalmente a la frecuencia. La resistencia se supone constante con un valor del 10% de la reactancia de dispersión fundamental.

**- BANCOS DE CONDENSADORES:**

Se modela como una reactancia capacitiva con un valor inversamente proporcional a la frecuencia.

**- FILTROS SINTONIZADOS:**

Se considera el caso general de un circuito resistivo-inductivo-capacitivo serie. El valor de reactancia capacitiva está dada por la magnitud de compensación de potencia reactiva a la frecuencia fundamental, el valor de reactancia inductiva está dada según la sintonía del filtro y la resistencia está dada por el factor de calidad del filtro. Las reactancias inductiva y capacitiva varían directa e inversamente proporcional a la frecuencia, respectivamente.

**- FILTRO PASA-ALTOS:**

Se considera el esquema típico de dos bloques en serie. El primer bloque está formado por una resistencia en paralelo con una reactancia inductiva y el segundo bloque está formado por una reactancia capacitiva. La reactancia capacitiva está dada por la magnitud de compensación de potencia reactiva a la frecuencia fundamental, el valor de la reactancia inductiva está dada por la sintonía del filtro y la resistencia está determinada por el factor de calidad del filtro.

**- CARGAS GENERALES:**

En ausencia de mayor información, se asumen como cargas resistiva-inductiva de factor de potencia 0.8. Para los valores de impedancia correspondientes, la resistencia se considera constante y la reactancia inductiva se hace variar proporcionalmente a la frecuencia.

**- CARGAS CONTAMINANTES:**

Se modelan como fuentes de corrientes armónicas que se inyectan en los nodos correspondientes a las barras donde están conectadas físicamente. Los valores de corrientes armónicas se determinan de acuerdo al tipo de convertidor estático (u otra carga no-lineal). Cada contaminante debe estudiarse y modelarse individualmente.

**- FACTOR DE AMORTIGUACIÓN:**

Para los equipos eléctricos (máquinas sincrónicas, motores de inducción, transformadores), se considera como una resistencia equipos.

## 6.5 SOFTWARE DE ANÁLISIS DE ARMÓNICAS EN SISTEMAS ELÉCTRICOS

Entre los softwares comerciales existentes en el mercado, se encuentra **HARMONIX(UTFSM-Chile)**, herramienta de apoyo computacional para el análisis del comportamiento armónico de redes eléctricas. El paquete diseñado se ejecuta en ambiente de computadores personales, posee una interacción amigable con el usuario e incluye el modelado, cálculo, despliegue gráfico y capacidad de reportes para el análisis de la distorsión armónica de voltajes, de corrientes y del comportamiento frecuencial de las impedancias de barras.

### - HARMONIX MR. Versión 3.0

Es una herramienta de simulación, para la planificación moderna de sistemas eléctricos, que permite evaluar y predecir la distorsión armónica de una red en base a su comportamiento en frecuencia. Posee un interactivo sistema de manejo de archivos para la entrada y/o modificación de datos y un confortable reporte de resultados.

**HARMONIX** es una herramienta competitiva que se encuentra comercialmente disponible con capacitación y soporte técnicos íntegramente nacionales.

### - Metodología

Las formas de cálculo son las estándares y los resultados son directamente comparables con la recomendación IEEE -Std 519-1992 [ 1] y otras [3].

**HARMONIX** utiliza el método de Inyección de Corrientes mediante técnicas avanzadas de manejo numérico (Sparse Vector-Matrix Techniques), con un optimizado tiempo de procesamiento y almacenamiento de data.

### - Requerimientos Computacionales

Los requerimientos computacionales mínimos son :

- PC 80386 o 80486, tarjeta VGA o super VGA color, 640 KB RAM,
- Coprocesador Matemático Instalado.
- 1 MB en disco duro.
- DOS 5.0 o Superior.

## - Aplicaciones

- Obtención de las frecuencias de resonancia de un sistema eléctrico.
- Predicción del comportamiento armónico de un sistema eléctrico.
- Impacto de incorporación de nuevos equipos.
- Impacto de cambios de configuración en sistemas eléctricos.
- Diseño, especificación y ubicación de filtros de armónicas.
- Ubicación óptima de banco de condensadores.

## - Reporte de Resultados

- Gráfico tipo barras de distorsión individual de voltajes armónicos en cada barra.
- Tabla de distorsión individual, THD y TIF de voltajes armónicos en cada barra.
- Gráfico tipo barras de corrientes armónicas en amperes por elementos.
- Tabla de corrientes armónicas en amperes por elementos y producto  $I^*T$ .
- Tabla de corrientes armónicas en amperes, distorsión individual y total, y producto  $I^*T$  en transformadores.
- Gráfico de impedancias de barra versus frecuencia  $Z(\omega)$  [ $\Omega/\text{HZ}$ ]. Permitiendo el despliegue numérico punto a punto mediante un cursor flotante.
- Gráfica simultánea de impedancias versus frecuencia  $Z(\omega)$  [p.u./HZ] de barras distintas.
- Gráfica simultánea de impedancias versus frecuencias  $Z(\omega)$  [ $\Omega/\text{HZ}$ ] de una misma barra para condiciones distintas del sistema.

## - Capacidad

**HARMONIX MR.** en su versión 3.0 analiza redes de hasta 100 barras, 200 elementos, 50 fuentes contaminantes y 45 ordenes de armónicas características y/o interarmónicas.

## **- Modelos**

Incorpora modelos optimizados de elementos de un sistema eléctrico incluyendo:

- Generadores.
- Líneas y cables.
- Transformadores.
- Motores sincrónicos y asincrónicos.
- Bancos de condensadores.
- Filtros de armónicas sintonizado simple.
- Filtro de armónicas Pasa altos.
- Factores de amortiguación.

Además incorpora modelos de fuentes contaminantes:

- Rectificadores de potencia 6 y 12 pulsos.
- Convertidores PWM.
- Cicloconvertidores.
- Hornos de arco.
- Cargas contaminantes en general.
- Valores medidos de inyección de armónicas.

Otros softwares disponibles comercialmente son: ETAP, HIWAVE, CYMHARMO y V-HARM.





## 6.6 ANÁLISIS ARMÓNICO PROBABILÍSTICO

El cálculo tradicional del flujo armónico está basado en conceptos determinísticos, en que cada corriente armónica producida por una fuente contaminante es considerada como un valor fijo y por lo tanto el resultado también es un valor fijo. En estos métodos es posible estimar con alguna precisión la magnitud porcentual de las corrientes armónicas inyectadas ya que las formas de ondas son típicamente conocidas, sin embargo la magnitud y la fase de estas corrientes dependen en forma considerable de las condiciones de operación.

Aún cuando la variación del ángulo de disparo en un convertidor, asociado a la componente fundamental de corriente (desplazamiento) puede estar limitada a un cierto rango, la variación de las componentes armónicas importantes pueden cubrir gran parte o completamente el espectro de 0 a 360 grados. Por otro lado la variación de la magnitud en amperes de las corrientes dependerá del grado de carga de la fuente contaminante, el que puede ser variable y aleatorio en muchas aplicaciones. Algunas normas extranjeras manifiestan una aproximación al proponer factores de Diversidad con los cuales es posible estimar una demanda efectiva de las fuentes contaminantes, dependiendo del tipo.

Cuando existe una sola fuente contaminante, el cálculo es sencillo, pero cuando existen varias fuentes el análisis se complica ya que el efecto aleatorio de una carga contaminante debe combinarse con la de otras. Por lo que el punto de interés es cómo se superponen los efectos de múltiples fuentes, en que la suma vectorial parece ser la adecuada, sin embargo debido a lo incierto de la magnitud y fase de las corrientes, esta premisa debe discutirse. Por lo tanto es necesario prestar la atención a otros tipo de superposición tales como la suma aritmética y la suma cuadrática. La suma aritmética arrojará el valor máximo y esta condición tendrá una baja probabilidad de ocurrencia, por otro lado la suma cuadrática por su naturaleza de valor promedio tendrá una probabilidad de ocurrencia considerable. Además se espera una condición de máxima distorsión cuando esté la totalidad de las fuentes en funcionamiento a plena carga inyectando corrientes en fase, con una baja probabilidad de que ello ocurra o una condición de mínima distorsión con una alta probabilidad de ocurrencia.

Por los antecedentes señalados, las distorsiones armónicas individuales no pueden ser completamente representadas como una cantidad determinística y es necesario enfrentar el problema en forma estadística [8].

### - METODOLOGÍA DE ANÁLISIS

- La magnitud y ángulos de corrientes para cada orden armónico son considerados como variables aleatorias a través de una función de densidad de probabilidad FDP.

- Se utiliza una técnica de muestreo aleatorio (Monte Carlo) y se calcula N muestras lo que equivale a N soluciones determinísticas.
- Para cada barra de la red y para cada orden armónico se obtiene como resultado una FDP característica de la red, que representa la distorsión armónica individual.

#### - VENTAJAS Y APLICACIONES

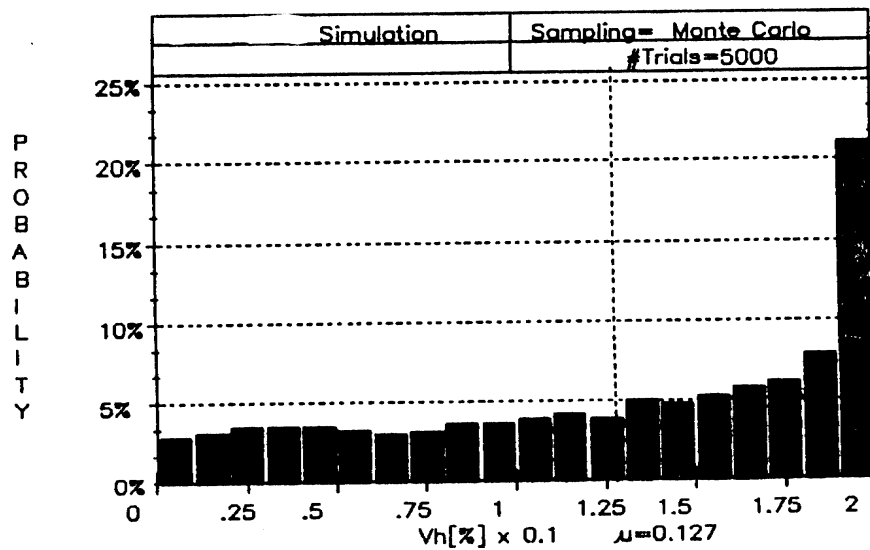
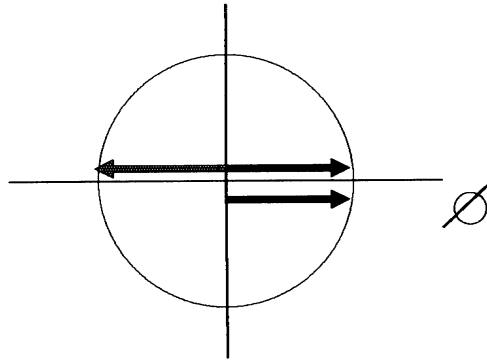
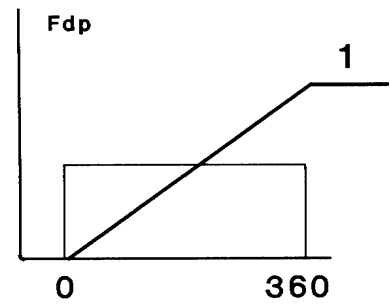
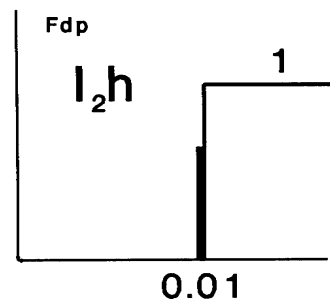
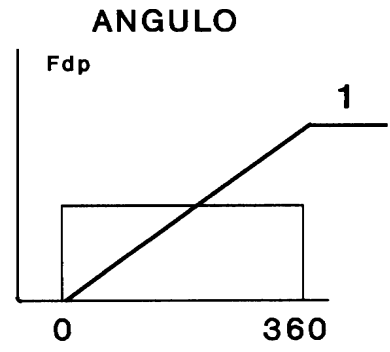
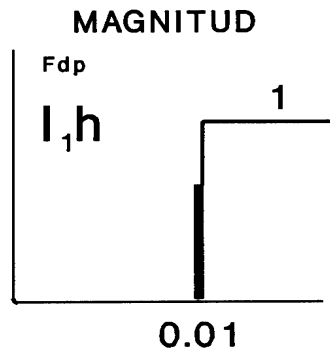
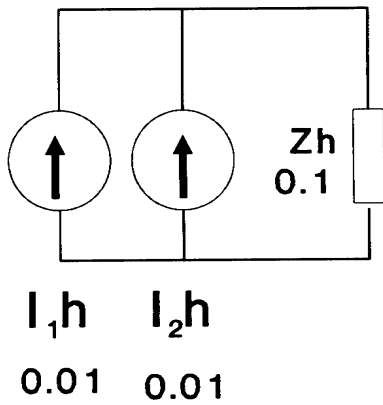
- De la FDP resultante se obtiene una valiosa información de valores más o menos probables, valor medio y desviación estándar de la distorsión individual.
- Complemento importante de los análisis determinísticos en el caso de existir múltiples fuentes contaminantes de carga muy variable.
- Estudio de normativas para una red.
- Contrastación con el análisis estadístico de mediciones.
- Mejor especificación de elementos como filtros.

### 6.6.1 ANÁLISIS PROBABILÍSTICO DE UN CASO GENERAL

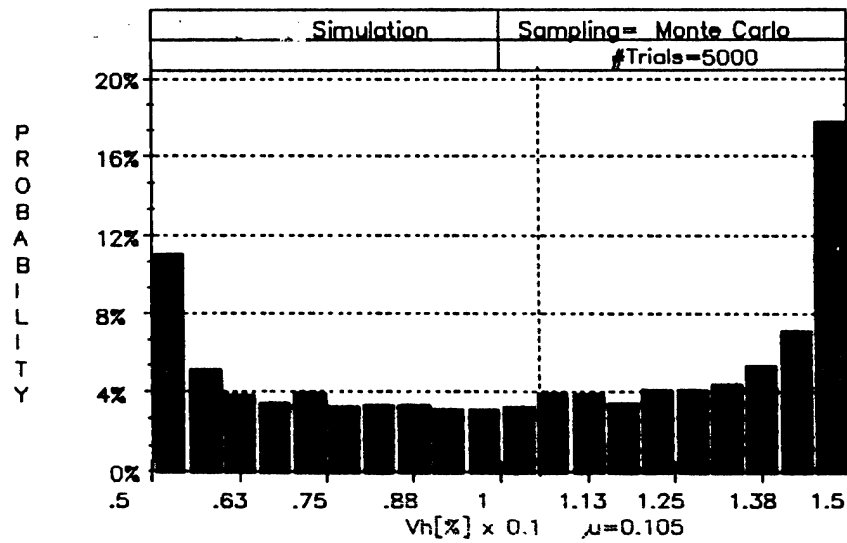
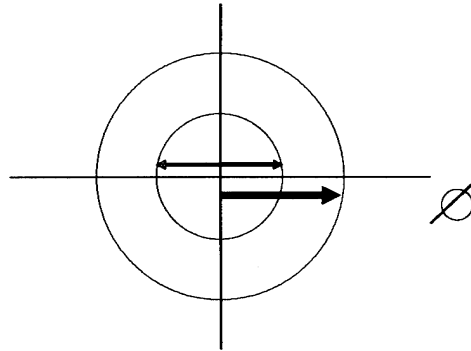
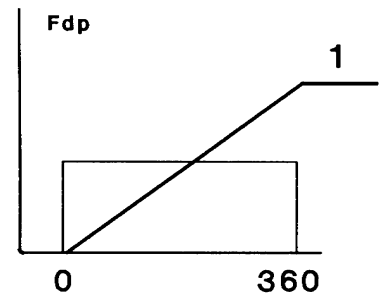
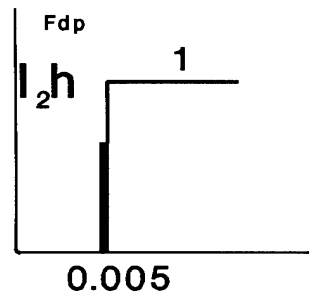
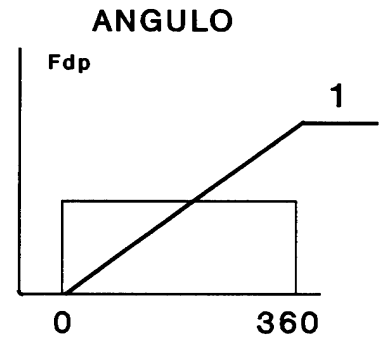
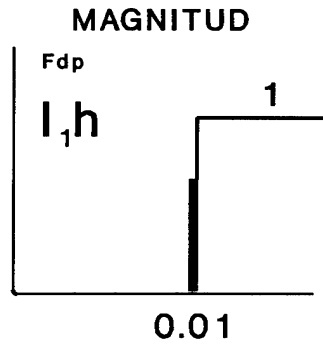
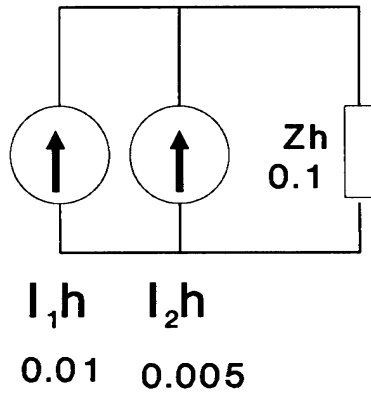
Se analiza el sistema básico, formado por una barra representada por su impedancia equivalente a la cual están conectadas (o desconectadas) cinco fuentes contaminantes. Esta topología corresponde a la que puede tenerse al investigar como una distribuidora de energía es perturbada en el PCC (Punto común de acoplo) por varios clientes. En forma generalizada se estudia la situación para una armónica de orden  $h$  y se calcula la distorsión individual de voltaje, manteniendo la impedancia constante en un valor  $j0.1$  pu. Se varía el número y la potencia de las fuentes y se utiliza la FDP Uniforme para los ángulos de corriente en el rango  $[0-360^\circ]$ . Se toman 5000 muestras con el método de Monte Carlo.

Se aprecia la importante influencia que tiene la simetría de las fuentes sobre la forma de la FDP resultante. Utilizando dos fuentes las FDP resultantes son del tipo U y la simetría está inversamente relacionada con la simetría de las fuentes. Al utilizar tres o más fuentes iguales la FDP resultante pierde la característica del tipo U y si existe un efecto predominante en una o dos de éstas fuentes.

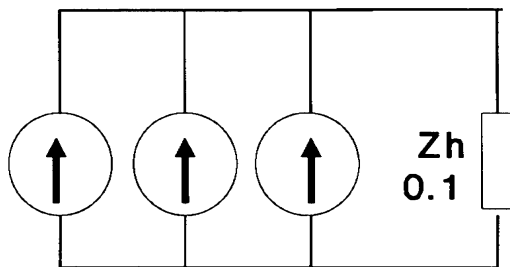
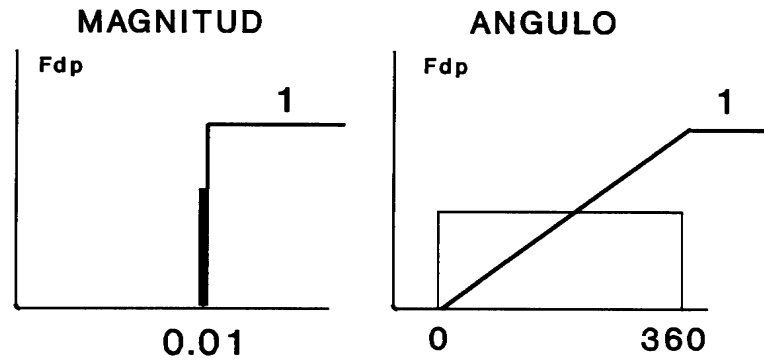
## CASO 1.1



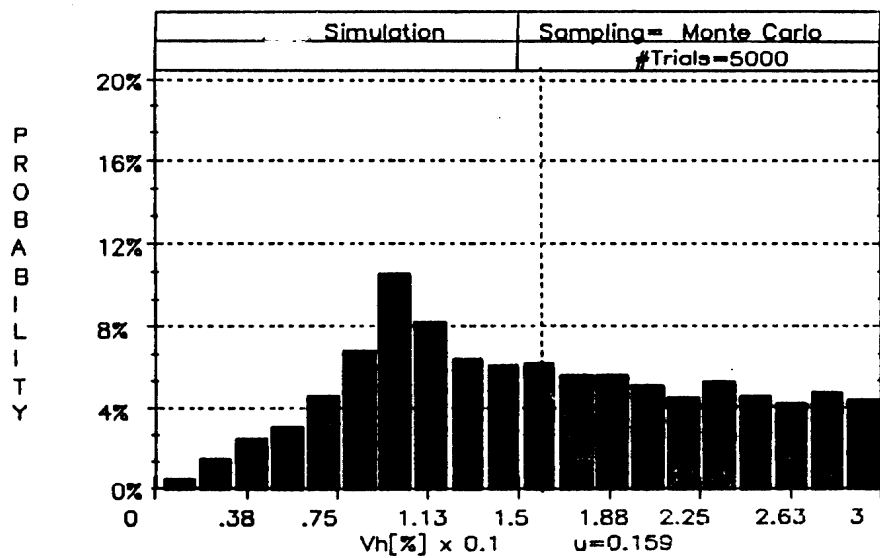
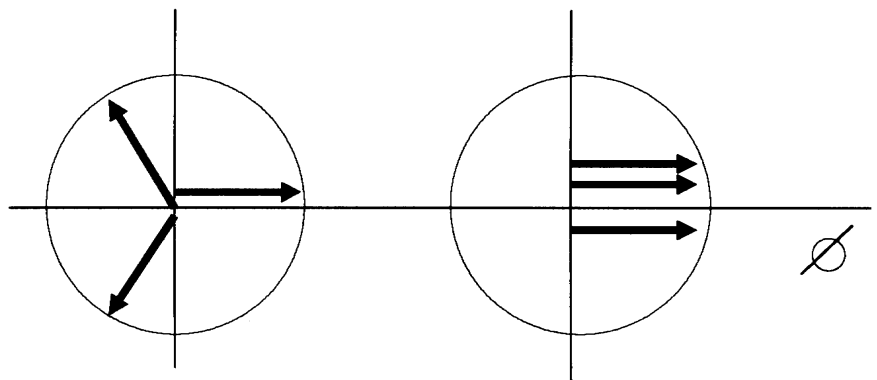
## CASO 1.2



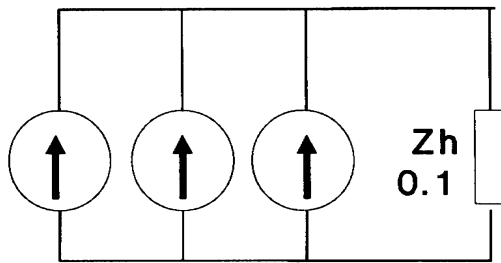
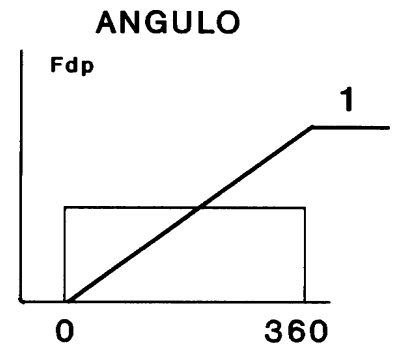
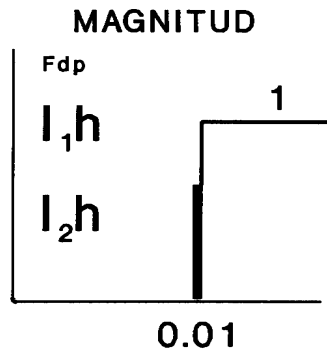
### CASO 1.3



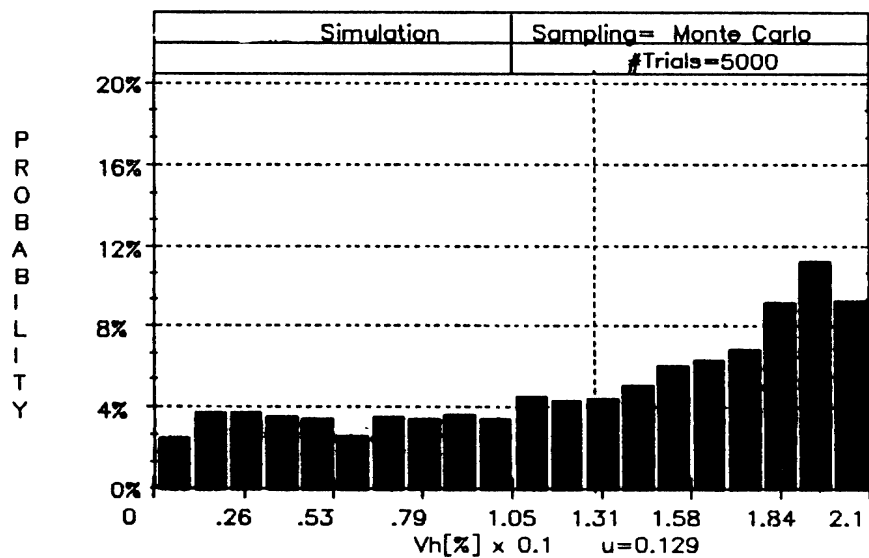
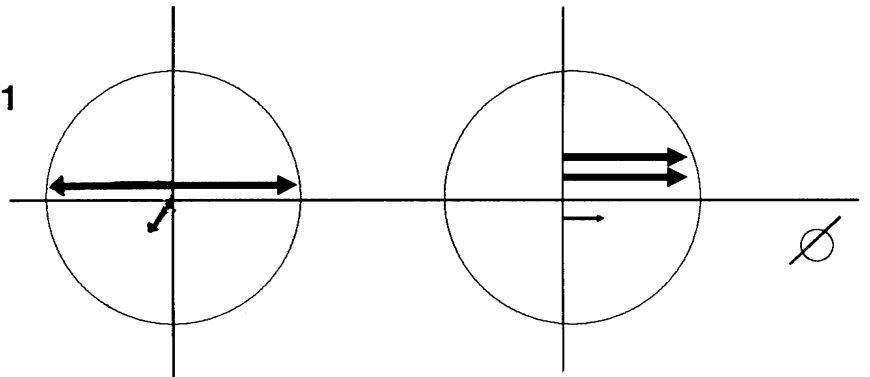
$I_{1h}$   $I_{2h}$   $I_{3h}$   
0.01 0.01 0.01



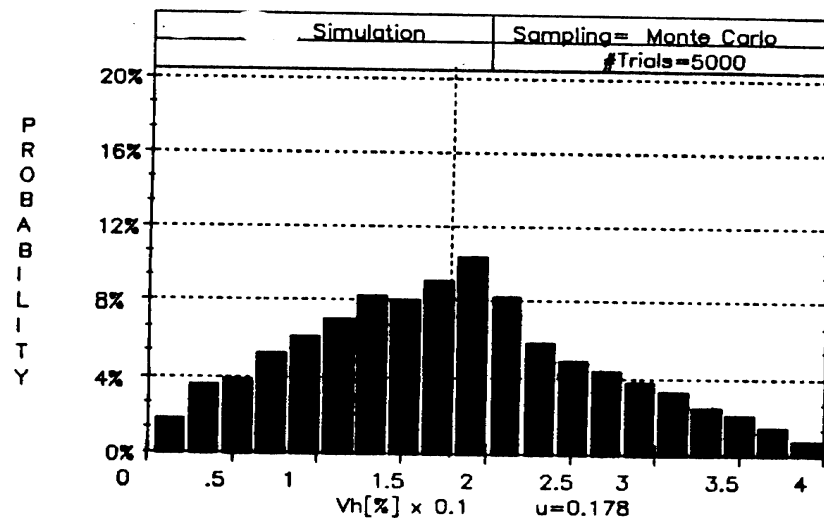
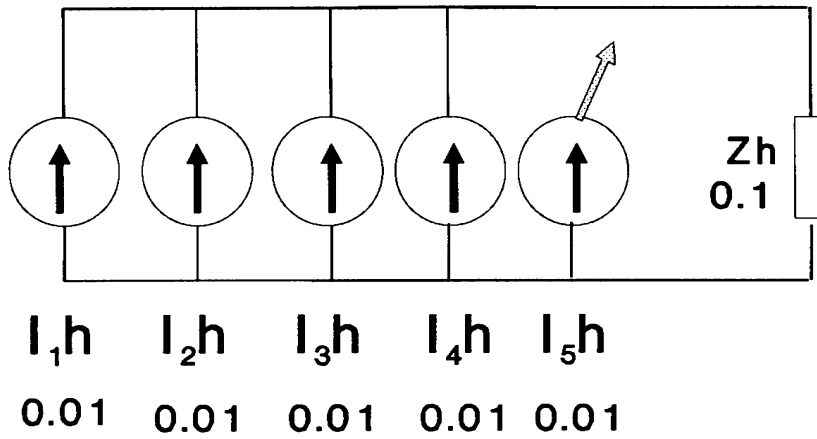
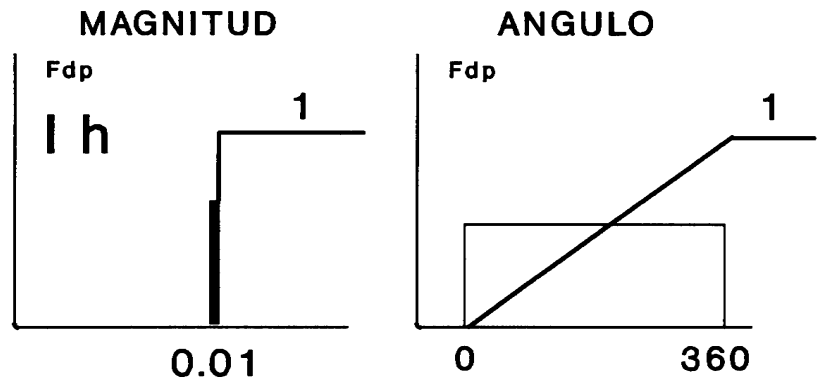
## CASO 1.4



$I_{1h}$   $I_{2h}$   $I_{3h}$   
0.01 0.01 0.001



## CASO 1.5



## REFERENCIAS

- [1] Christopher K. Duffey, and Ray P.Stratford. "Update of Harmonic Standard IEEE-519: IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems". IEEE Transactions on Industry Applications, VOL.25, N\_.6, November/December 1989. Pág. 1025-1034.
- [2] J. Pontt, J. Vásquez, O. Godoy, J. Rodríguez, J. Medina, C. Pontt, "Estudio de armónicas: Un aspecto de la ingeniería básica en proyectos de electro-obtención", Workshop: Electro-obtención de cobre, 26-28 de mayo, 1993, Viña del Mar, Chile.
- [ 3 ] J. Arrillaga ."Power Systems Harmonics". John Willey and Sons - 1985 .
- [4] Siemens. "Harmonic Analysis Study for The Codelco - El Teniente System with respect to the Gearless drive". Erlangen,Alemania. Nov.29 de 1989.
- [5]Sonke Frusch and Walter Schultz " Digital Calculation of the Harmonic Load in Power Systems and Equipment". Siemens Review/Vol. 6 - June 1978
- [6] G.T. Heydt, A.P. Meliopoulos. "Armónicas en Sistemas Eléctricos de Potencia"/Georgia Institute of Technology,/Purdue University. Pontificia Universidad Católica de Chile - Agosto 1990.
- [7] C. Pontt, J .Pontt, J. Rodríguez.B. Gonzalez, M.Villegas. "Determinación del comportamiento en frecuencia de las impedancias de barras para el Análisis Armónico de redes Eléctricas". Charla técnica IX Congreso de Ingeniería Eléctrica. Universidad de Tarapacá Chile. Octubre de 1991.
- [8] C. Pontt, J. Pontt. " Probabilistic Harmonic Analysis of Power Systems with Multiple Non-Sinusoidal Loads". Symposium on Industrial Electronics. Chile Mayo 25-27 1994.
- [9] C. Pontt, J. Pontt, J. Rodríguez, "HARMONIX, Manual de operación".
- [10] J. Pontt, B. González, C. Pontt, J. Rodríguez, M. Villegas, "Comportamiento armónico de la red eléctrica de El Teniente", Anales IV Seminario de Electrónica de Potencia, 2-4 septiembre 1992, Viña del Mar, Chile.

## ***CAPITULO 7***

# **MEDICIONES DE ARMÓNICAS**

## **7.1 ASPECTOS GENERALES**

### **7.1.1 OBJETIVOS**

- a) Verificar que los niveles de distorsión en equipos y en la red de distribución industrial cumplen con normas y especificaciones.
- b) Diagnóstico de niveles de armónicas en el sistema de distribución, orientado a estudiar un problema específico (Ejemplo: Barra con banco de condensadores).
- c) Proveer información cuantitativa para planificación del sistema eléctrico.

### **7.1.2 APLICACIONES**

- Disponer de base técnica para cimentar la gestión administrativa del servicio eléctrico Cliente-Concesionaria (contratos, tarifas).

- Dar capacidad de Alerta frente a potenciales disturbios y reducir riesgos operacionales.
- Resguardo frente a siniestros.
- Chequeo de distorsión armónica y especificaciones de equipos suministrados por proveedores.
- Disponer de una base cuantitativa para la definición de acciones que aseguren la calidad del servicio eléctrico.

## **7.2 MEDICIÓN DE VOLTAJES Y CORRIENTES**

### **7.2.1 CRITERIOS**

Se eligen barras de interés y se definen puntos de medida. Estos puntos pueden ser determinados con apoyo de un estudio de armónicas previo, ya que la propagación de armónicas depende de la topología y elementos de la red. En general, se deben considerar aspectos como:

- Barras con equipos de electrónica de potencia o cargas no lineales.
- Barras con condensadores, cables o filtros.
- Alimentadores principales, y punto de conexión de suministro de energía.
- Seguridad y calidad de la medición
  - Acceso físico y espacios de maniobra.
  - Facilidades disponibles.
  - Aspectos de seguridad.

### **7.2.2 VARIABLES QUE SE MIDEN**

En general, para las mediciones de armónicas, se considera el sistema eléctrico en estado estacionario. Sin embargo, para efecto de análisis de disturbios específicos, también puede considerarse los efectos dinámicos productos de maniobra en la red.

En un punto de medición dado, se mide para una fase los valores siguientes:

- Distorsión armónica individual de voltajes y corrientes en una barra DVh, DIh, respectivamente.
- Distorsión armónica total de Voltajes THD.
- Distorsión armónica total de Corrientes THD.
- Valores TRMS de Voltajes y Corrientes.
- Corriente y distorsión en el neutro (si es que existe).

## 7.3 TRANSDUCTORES

**Medida de Corriente:** Uso de transformadores de corriente CT's.

**Medida de Potencial:** Uso de transformadores de potencial PT's.

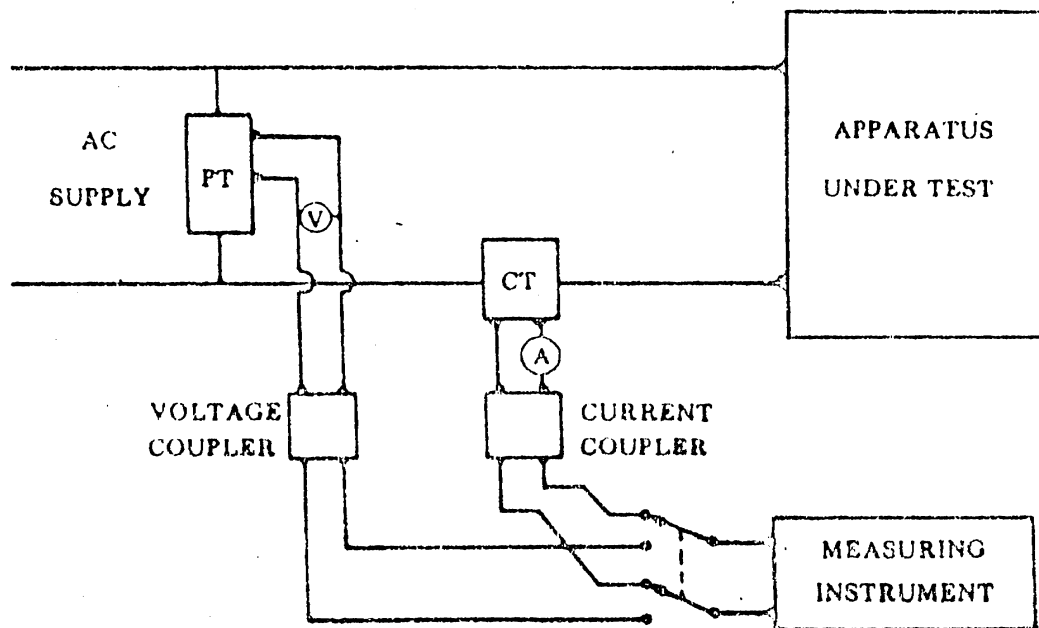


Fig.7.1. Circuito de medición de corriente y voltaje armónico usando PT y CT (IEEE/Std.519-81).

## 7.4 ANALIZADORES Y ADQUISIDORES DE SEÑALES

Básicamente, se puede distinguir dos tipos de equipamiento para la adquisición de señales y análisis armónicos, los que se diferencian por sus características y prestaciones:

- a) Instrumentos dedicados.
- b) Sistema de adquisición de datos A/D y análisis.

### 7.4.1 INSTRUMENTOS DEDICADOS

Descripción general: Son instrumentos electrónicos basados en microprocesadores que toman la señal de voltaje (o corriente) y realizan directamente el análisis de Fourier (FFT), entregando el espectro de magnitud y el espectro de fase en función de la frecuencia (Análisis On-Line). Tienen un buen grado de confort en su uso. En general, son equipos de alto costo.

**Ejemplo:**

Analizador de señales HP-3561A y Analogic 6100-B.

### 7.4.2 SISTEMAS DE ADQUISICIÓN DE DATOS A/D Y ANÁLISIS

Descripción general: Son sistemas basados en computadores personales y un adquisidor Análogo-Digital, que puede estar incorporado como un módulo externo o como una tarjeta de adquisición A/D dentro del computador. Requieren de software para el análisis Off-Line. Presentan una gran flexibilidad, aunque requieren una mayor dedicación del usuario. Su costo es menor que un equipo especializado, pero necesita un mayor tiempo para el desarrollo de programas de aplicación.

**Ejemplo:**

PC + Tarjeta de adquisición A/D RTI-815F + Software de aplicación.

## **7.5 PLANIFICACIÓN DE MEDICIONES.**

### **7.5.1 DEFINICIÓN DE MEDIDAS:**

- Clarificar objetivos de las mediciones.
- Estudio del sistema de distribución industrial.
- Definición de barras importantes.
- Tipos de señales: tranquilas o fluctuantes.
- Puntos de medición y protocolo.
- Análisis conjunto de campaña de mediciones y coordinación operativa con Usuario.

#### **7.5.1.1 LECTURAS TÍPICAS DE UN PROTOCOLO DE MEDICIÓN**

- Coordinadores Usuario y Laboratorio de Mediciones.
- Identificación del punto, fecha y hora.
- Condiciones de carga.
- Valores TRMS de voltajes y corrientes.
- Distorsión armónica Individual de Voltajes de fase.
- Distorsión armónica Individual de Corrientes de fase.
- THD de voltajes y THD de corrientes de fase.
- Distorsión armónica Individual y THD de Corrientes de neutro (si existe neutro).
- N° de registro y archivo.
- Observaciones.

### **7.5.2 CARACTERIZACIÓN DE TRANSDUCTORES:**

Típicamente se emplean los PT's y CT's disponibles en los puntos de medición. De los antecedentes de la instalación o del levantamiento de terreno que se haga, se obtienen las características nominales de los elementos de medida.

Normalmente, no se dispone de las características de respuesta de frecuencia de los PT's y CT's. En caso necesario, se puede hacer una contrastación de laboratorio con especímenes similares (repuestos de bodega), para obtener su respuesta de frecuencia y disponer de curvas de corrección.

Una contrastación en el mismo lugar de la instalación puede ser también considerada, pero debe evaluarse su conveniencia por razones de repetibilidad y mayor riesgo asociado debido a que normalmente no se puede desenergizar la barra a ser medida, lo que se suma a las fluctuaciones propias que pueden tener las variables de operación. En este sentido, los métodos no-invasivos son preferibles.

### 7.5.2.1 CONTRASTACIÓN DE UN PT.

En la figura 7.2 se ilustra un esquema de contrastación de un PT. El objetivo del ensayo es determinar la respuesta de frecuencia del PT para una carga (burden) similar a la empleada en terreno. Para este efecto se analiza en el plano de la frecuencia la medición dada por el PT y la dada por transductores de laboratorio. La fuente de señal puede ser un voltaje rico en armónicas proveniente de un equipo de laboratorio. Se obtiene:

$$V_1(w) / V_2(w) = (k_1/k_2) * V_m(w) / V(w)$$

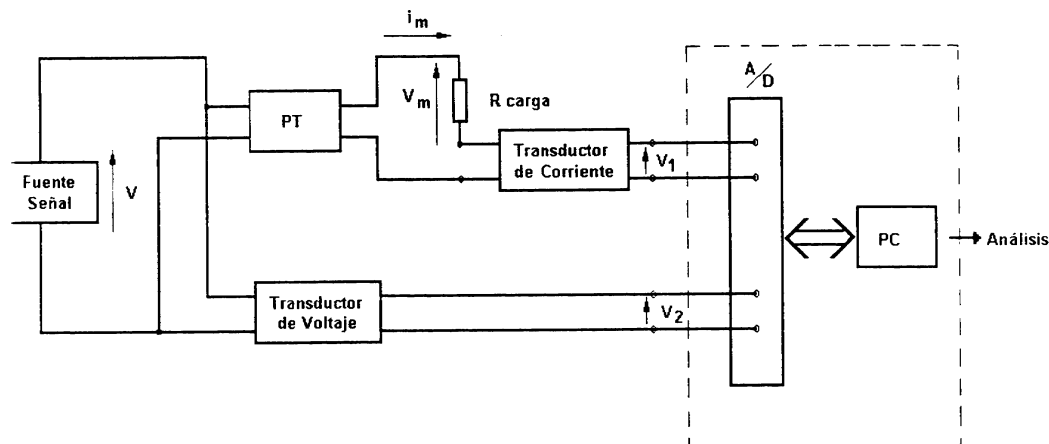


Fig. 7.2. Contrastación de laboratorio de un PT.

### 7.5.2.2 CONTRASTACIÓN DE UN CT

En la figura 7.2 se ilustra un esquema de contrastación de un CT. El objetivo del ensayo es determinar la respuesta de frecuencia del CT para una carga (burden) similar a la empleada en terreno. Para este efecto se analiza en el plano de la frecuencia la medición dada por el CT y la dada por transductores de laboratorio. La fuente de señal puede ser una corriente rica en armónicas proveniente de un equipo de laboratorio. Se obtiene:

$$V_1(w) / V_2(w) = (k_1/k_2) * I_m(w) / I(w)$$

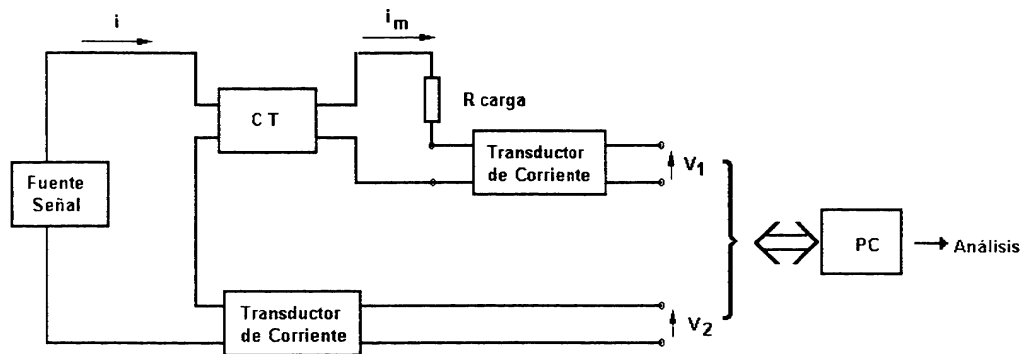


Fig. 7.3. Contrastación de laboratorio de un CT.

### 7.5.3 PROCESAMIENTO DIGITAL DE SEÑALES

A continuación, se destacan los tópicos más importantes:

- La Transformada de Fourier.
- La Transformada rápida de Fourier (Fast Fourier Transform o FFT).
- Registro temporal (Time Record).
- La FFT del registro temporal.
- Relación entre los planos tiempo y frecuencia.
- Influencia de la fase en las formas de onda.
- El fenómeno de traslapo (Aliasing).
- Aliasing en el dominio de la frecuencia.

- Prefiltraje para evitar el Aliasing.
- Máxima resolución en frecuencia.
- Mínima resolución en frecuencia.
- Uso de ventanas (Rectangular, Hanning).
- Señal de entrada asumida.
- Señal de entrada periódica en Time Record.
- Señal de entrada no-periódica en Time Record
- Ventana en el dominio del tiempo.
- Discretización de amplitud.

### **7.5.3.1 LA TRANSFORMADA DE FOURIER**

A continuación se hará una reseña de la transformada de Fourier, destacando aspectos muy básicos e instrumentales. Para una visión conceptual más profunda se invita al lector a consultar la literatura especializada. La aplicación de las series de Fourier en el análisis de señales está restringida para señales periódicas. Además, la serie de Fourier sólo consideran armónicas múltiplos enteras. Debe agregarse que su evaluación computacional implica el cálculo de integrales trigonométricas, lo que hace que las series de Fourier sean de alta demanda computacional.

#### **- LA SERIE EXPONENCIAL DE FOURIER**

A partir de las series de Fourier, usando las relaciones de Euler, se obtiene la llamada Serie Exponencial de Fourier, la que permite representar una señal periódica, en términos de señales exponenciales.

#### **- ANÁLISIS GENERALIZADO EN EL PLANO DE LA FRECUENCIA**

La Transformada de Fourier permite generalizar el análisis en el plano de la frecuencia, extendiendo el análisis frecuencial a señales no-periódicas y funciones discretas.

#### **- DEFINICIÓN**

Para una función  $f(t)$ , se define la función  $F(j\omega)$  llamada Transformada de Fourier Continua como:

$$F(j\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} f(t) \cdot \varepsilon^{-j\omega t} dt \quad [7.1]$$

$$f(t) = \frac{1}{2\pi} \cdot \int_{-\infty}^{+\infty} F(\omega) \cdot \varepsilon^{j\omega t} d\omega \quad [7.2]$$

#### - INTERPRETACIÓN

La señal  $f(t)$  es representada como una sumatoria de señales exponenciales complejas, en forma semejante a su representación en series trigonométricas de Fourier. Los coeficientes  $F(j\omega)$  se calculan similarmente a los coeficientes de la serie de Fourier trigonométrica.

#### - PROPIEDADES

La función compleja  $F(j\omega)$  puede representarse en forma polar con una función "Espectro de Amplitud" (módulo) y una función "Espectro de Fase" (ángulo). El espectro de amplitud es una función par y el espectro de fase es una función impar de la frecuencia.

Se define una señal de banda limitada cuando esta señal contiene componentes de frecuencia en un rango limitado, como es el caso de una señal filtrada idealmente. En la figura 5.4 se ilustra la relación entre la transformada de Fourier de una señal continua  $f(t)$  de banda limitada y la misma señal muestreada  $f_s(t)$ .

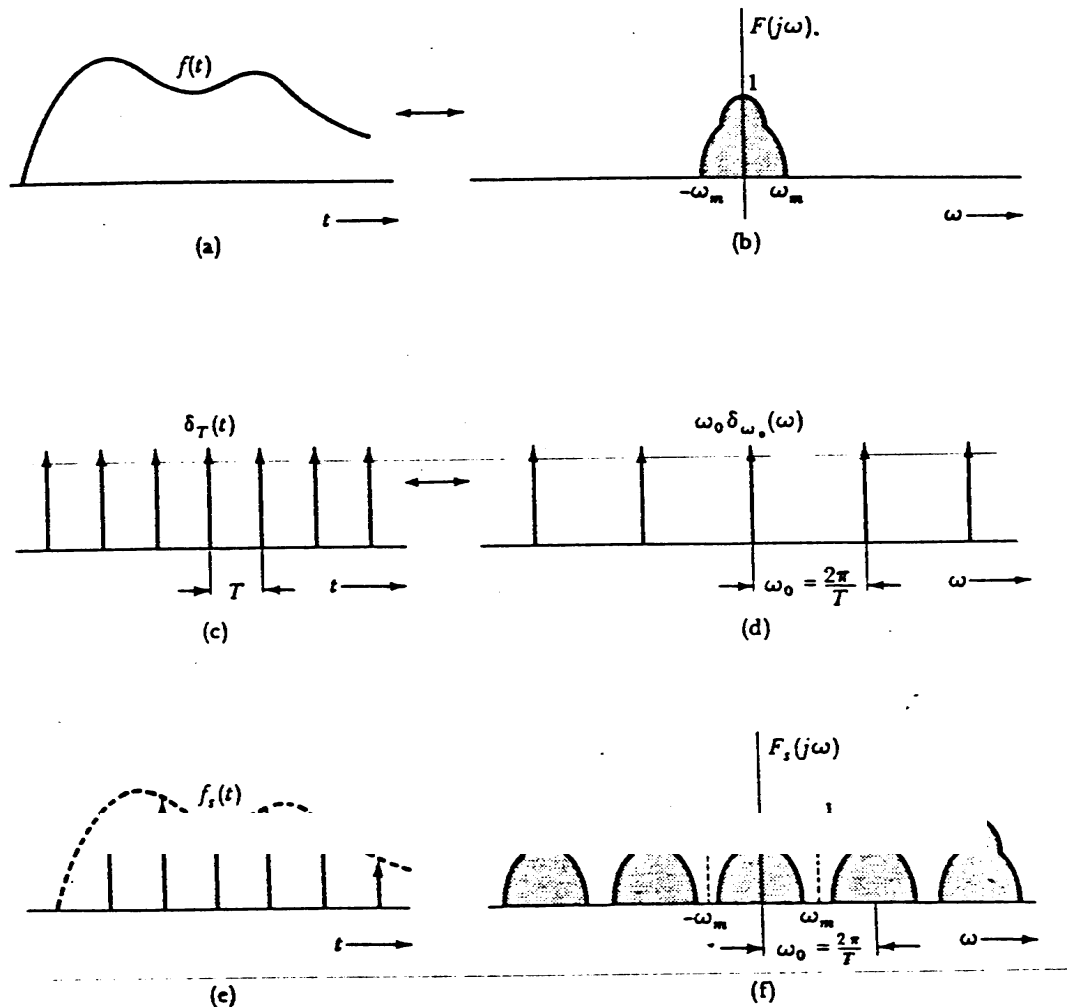


Fig. 7.4. Aplicación de la Transformada de Fourier a una señal  $f(t)$  y a la misma señal muestreada  $f_s(t)$ ,

### 7.5.3.2 EL TEOREMA DE MUESTREO

Tiene amplia aplicación en el análisis de señales, su enunciado es:

"Una señal  $f(t)$  de banda limitada que posee componentes espectrales de frecuencia menor o igual a una frecuencia máxima  $f_m$  [Hz], está unívocamente representada por sus valores en intervalos de tiempo uniformes separados por  $T$  menor o igual a  $1/(2f_m)$  [seg]".

Este teorema establece que si la Transformada de Fourier de una señal es igual a cero para frecuencias superiores a  $f_m$ , entonces la información completa de  $f(t)$  está contenida en sus muestras espaciadas uniformemente en intervalos menores o iguales que  $1/(2f_m)$ .

### 7.5.3.3 EL ERROR DE TRASLAPO ("ALIASING")

El aliasing es un fenómeno de pérdida de integridad de información contenida en una señal  $f(t)$  al ser muestreada con un período de muestreo  $T$  mayor al máximo dado por el teorema de muestreo. Esto se ilustra en la figura 5.5, apreciándose que la función  $F_s(j\omega)$  posee un traslapo para frecuencias superiores a  $(\omega_o/2 - \omega_m)$ .

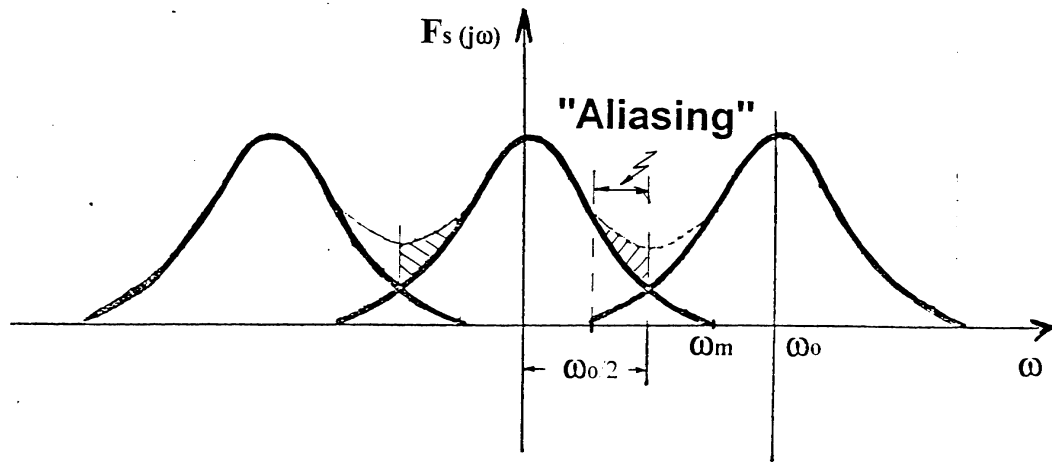


Fig. 7.5. Efecto Aliasing.

### 7.5.3.4 LA TRANSFORMADA DE FOURIER DISCRETA

Definición: Para fines computacionales se utiliza:

- Espectro de frecuencias discreto (líneas espectrales muestreadas en frecuencia).
- Muestras de una señal en tiempos discretos.

Para estos efectos se usa la versión discreta de la Transformada de Fourier de una señal  $x(t)$  definida como:

$$X(f_k) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x(t_n) W^{kn} \quad [7.3]$$

$$X(t_n) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x(f_n) W^{-kn} \quad [7.4]$$

donde:

$$W = e^{-j2\pi n}$$

N= Número de muestras

### 7.5.3.5 LA TRANSFORMADA RÁPIDA DE FOURIER (FFT)

La forma compacta de la Transformada de Fourier Discreta es:

$$X(f_k) = (1/N) \sum_{n=0}^{N-1} W^{kn} x(t_n) \quad [7.5]$$

donde:

$X(f_k)$ : Vector de N componentes

$W^{kn}$ : Matriz de dimensión N\*N

$x(t_n)$ : Vector de N elementos

La FFT es un algoritmo que permite la determinación computacional de la Transformada Discreta de Fourier usando sólo  $(N/2)\log_2(N)$  multiplicaciones en vez de  $N*N$  multiplicaciones, lo que para el caso de  $N=1024$  representa un factor de 200 en el ahorro de tiempo computacional.

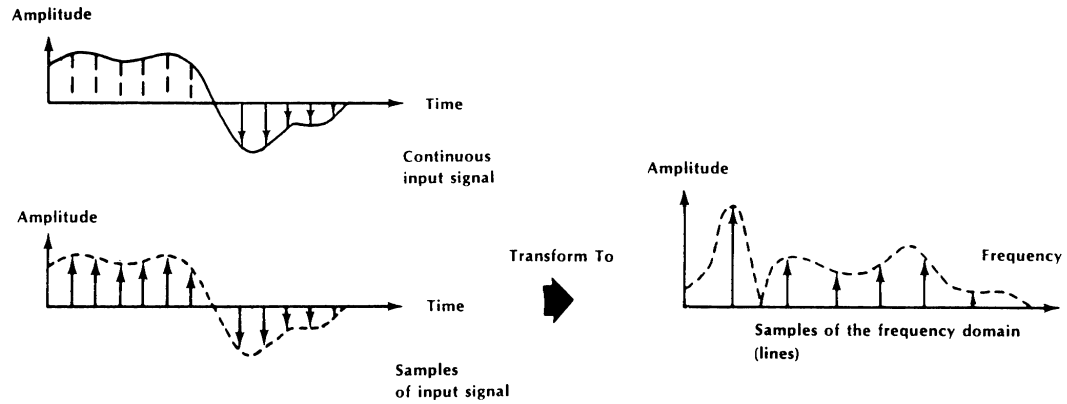


Fig. 7.6. Esquema de operación de la FFT.

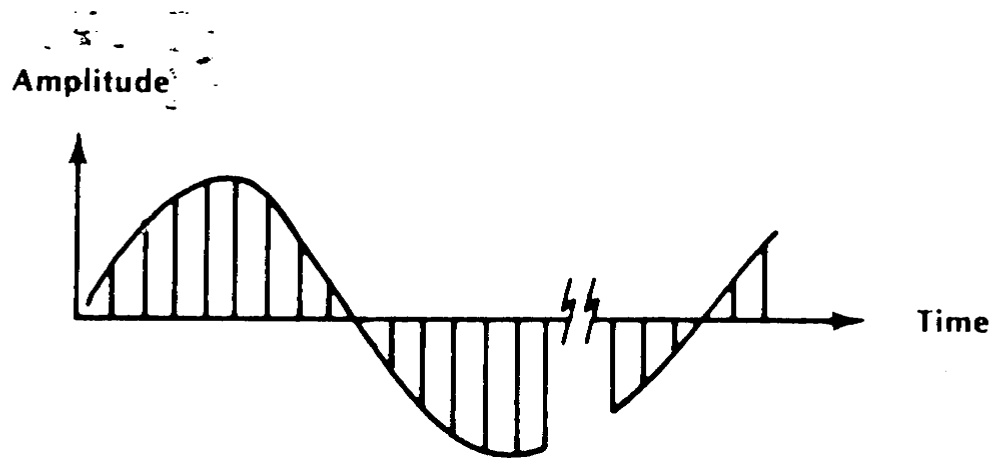


Fig. 7.7. Registro en el tiempo (Time Record).

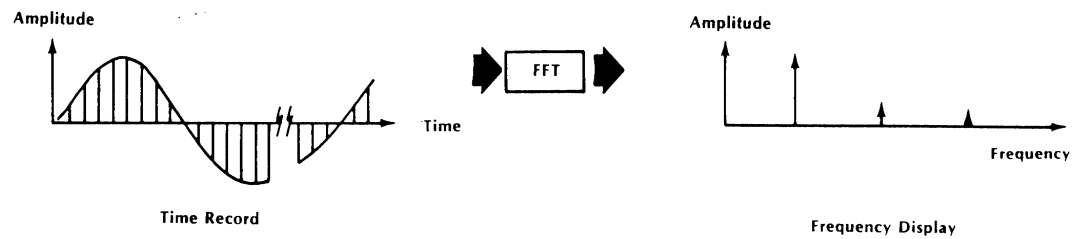


Fig. 7.8. La FFT del registro en el tiempo.

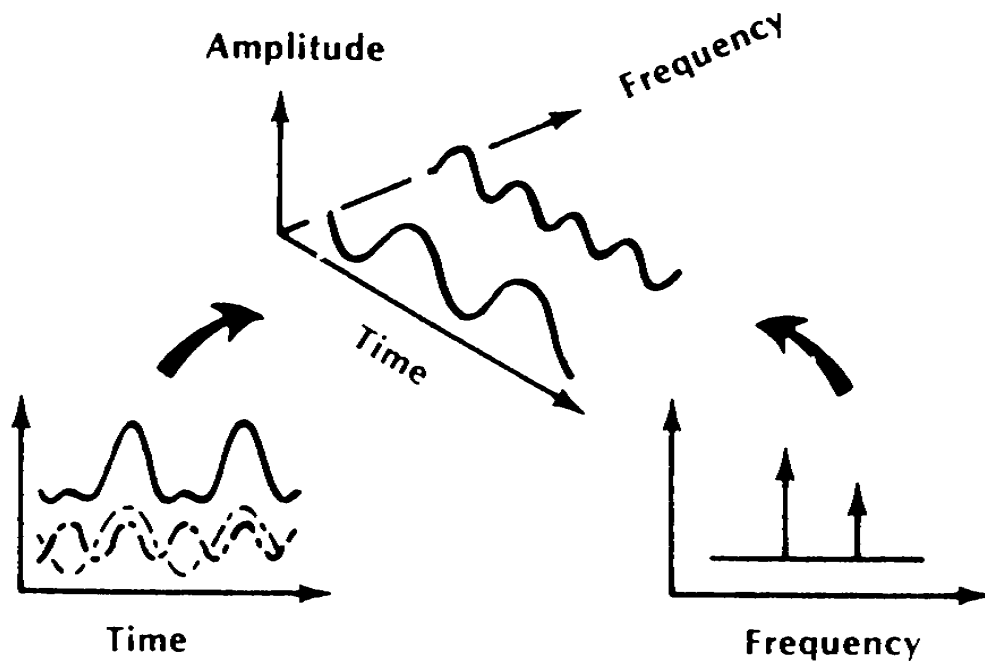


Fig. 7.9. Relaciones en el dominio del tiempo y de la frecuencia.

#### - INFLUENCIA DE LA FASE EN LA FORMA DE ONDA

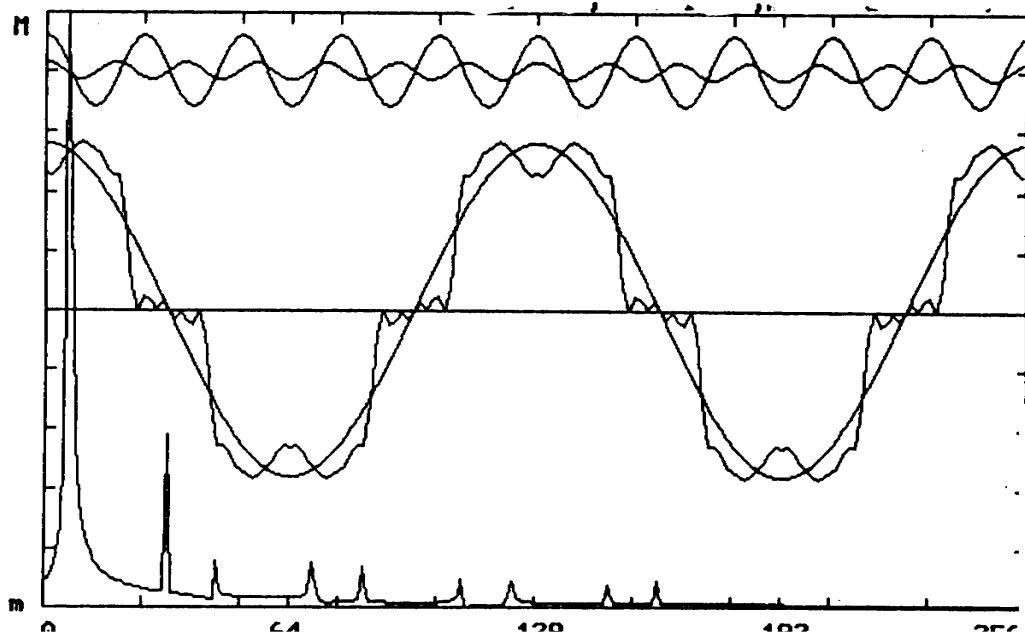


Fig. 7.10. Corriente de entrada de un rectificador de 6 pulsos (conexión 1).

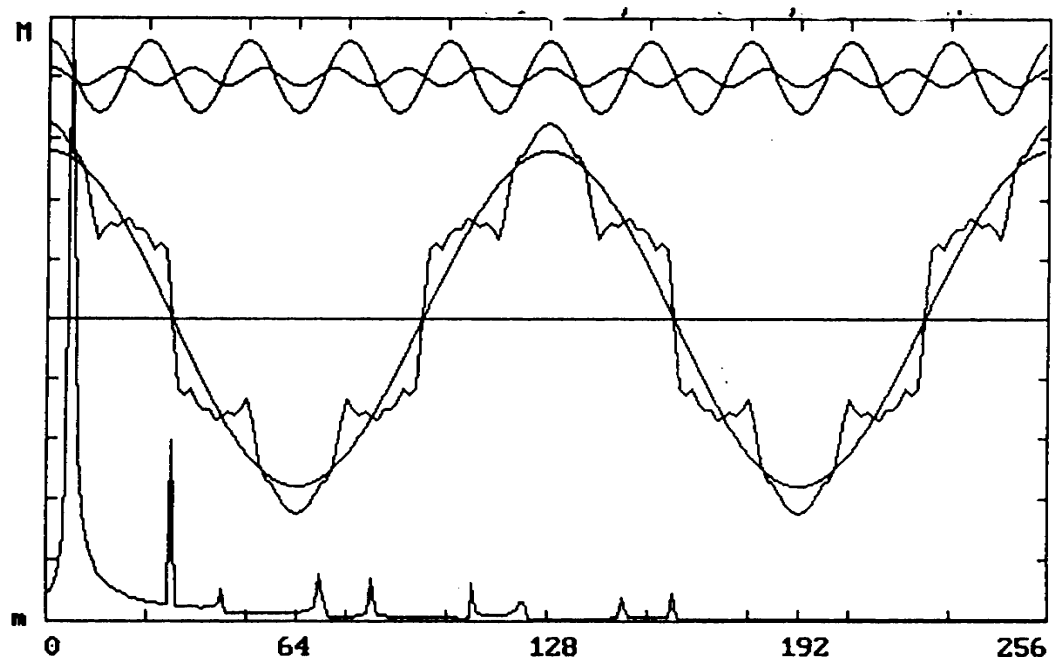


Fig. 7.11. Corriente de entrada de un rectificador de 6 pulsos (conexión 2).

#### - USO DE VENTANA RECTANGULAR

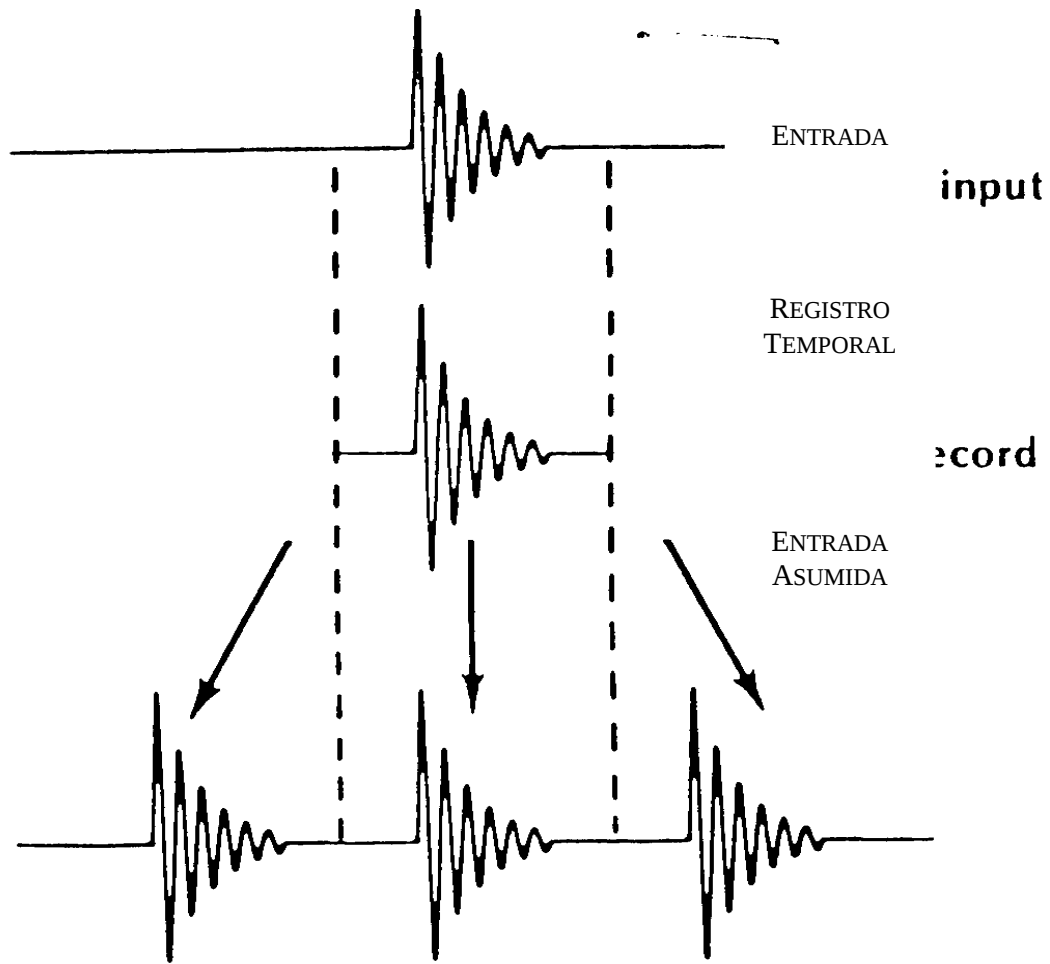


Fig.7.12. Forma asumida por la FFT de la señal de entrada.



Fig. 7.13. Señal de entrada periódica en registro temporal.

Cuando en el registro temporal se toma una cantidad no-integral de ciclos, la forma de onda asumida puede diferir notablemente de la forma de onda de entrada original, tal como se aprecia en la figura siguiente.

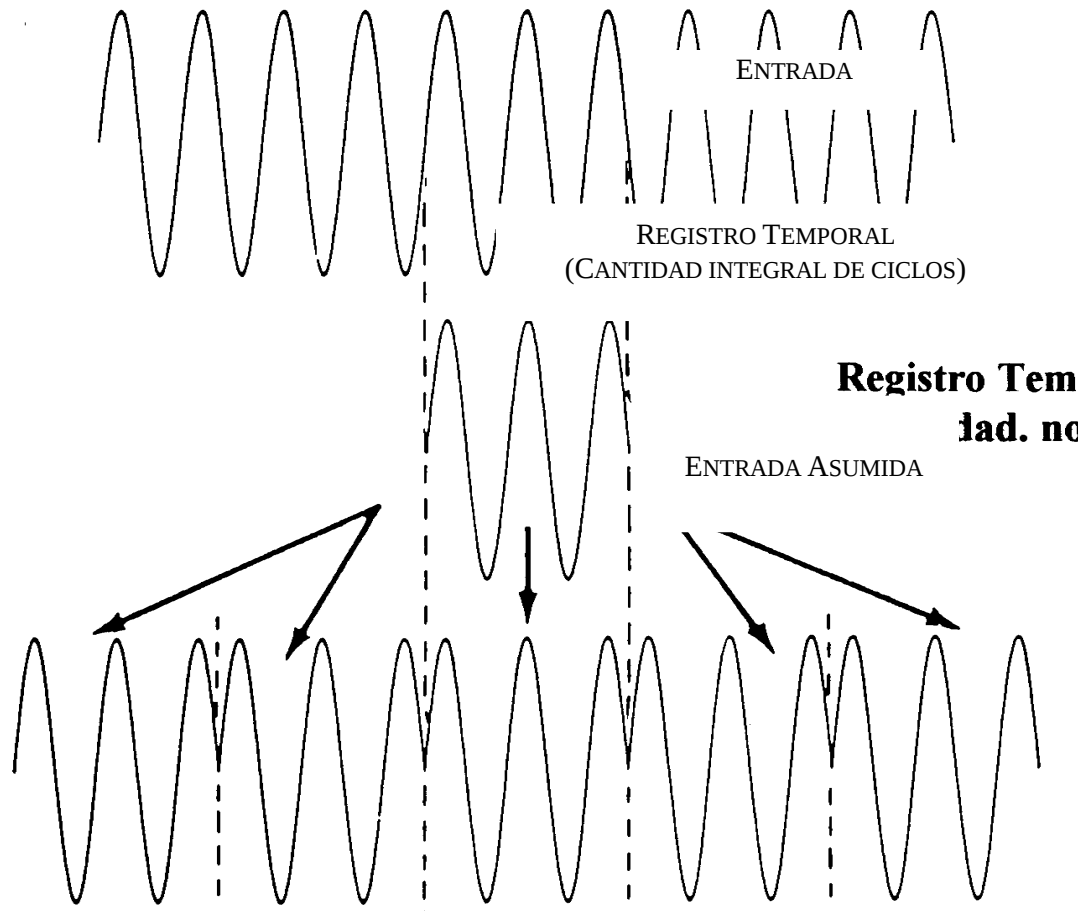


Fig. 7.14. Señal de entrada No-Periódica en registro temporal.

#### - USO DE VENTANA HANNING

La aplicación de ventanas consiste en aplicar factores de ponderación al registro temporal de datos. En el caso de la ventana Hanning, se multiplica el registro de datos por una función del tipo cosenoidal, tal como se ilustra en la figura 7.15. Ya que la multiplicación en el tiempo de 2 señales corresponde a la convolución en frecuencia de sus respectivas transformadas y que la transformada de una señal cosenoidal es de tipo impulsivo, el producto hace incurrir en un error pequeño en el resultado, reduciéndose además el error ocasionado por los cantos en la forma de onda de la señal.

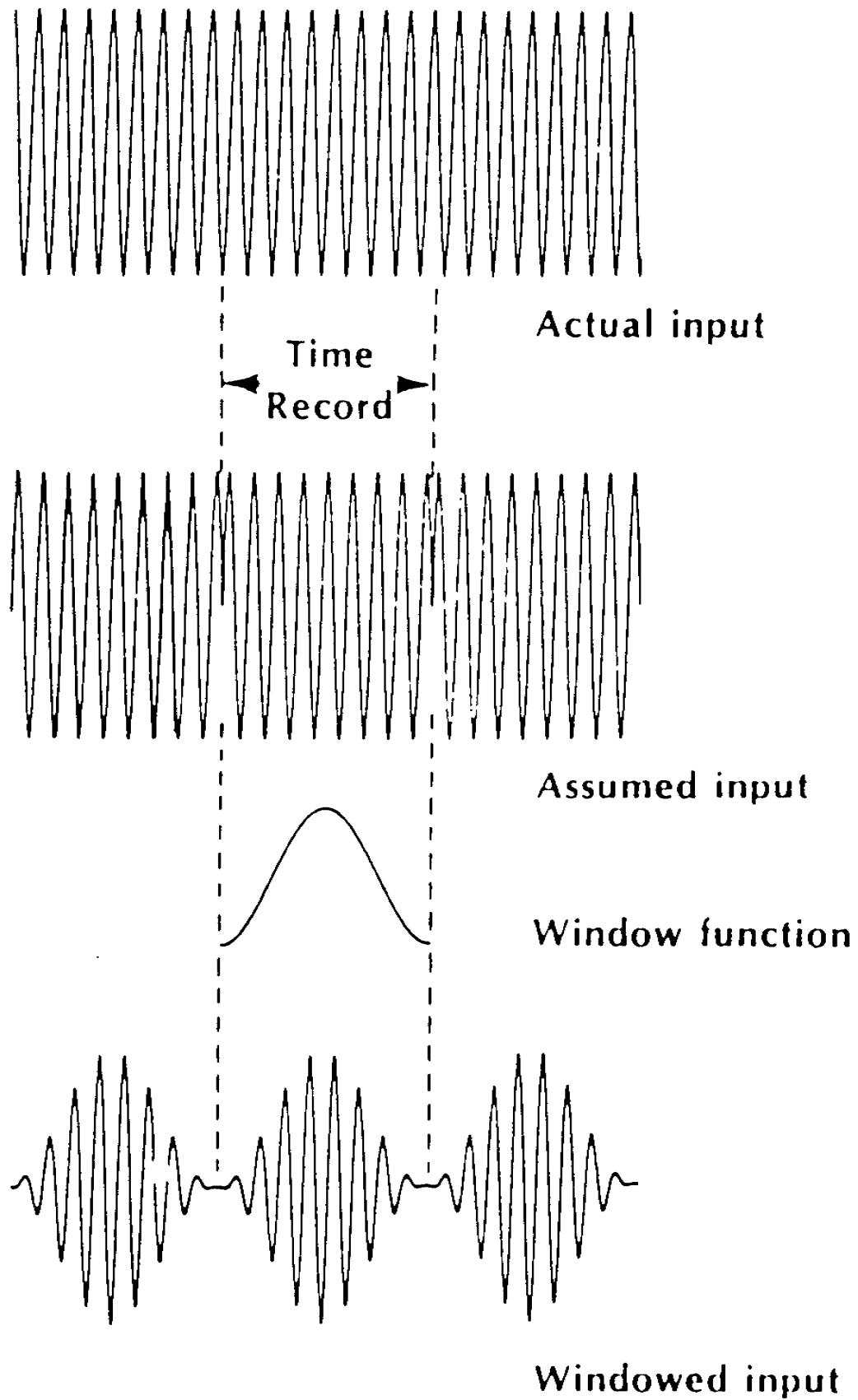


Fig. 7.15. Aplicación de ventana Hanning a la señal  
No-Periódica del registro temporal

- ADQUISICIÓN ANÁLOGA/DIGITAL

**a) Resolución de discretización**

Los adquisidores A/D se caracterizan por su resolución dado por el número de bits, lo que determina los niveles de discretización de la señal muestreada. En la figura 7.16 se ilustra el proceso de discretización en el tiempo (eje horizontal) y discretización en amplitud (eje vertical).

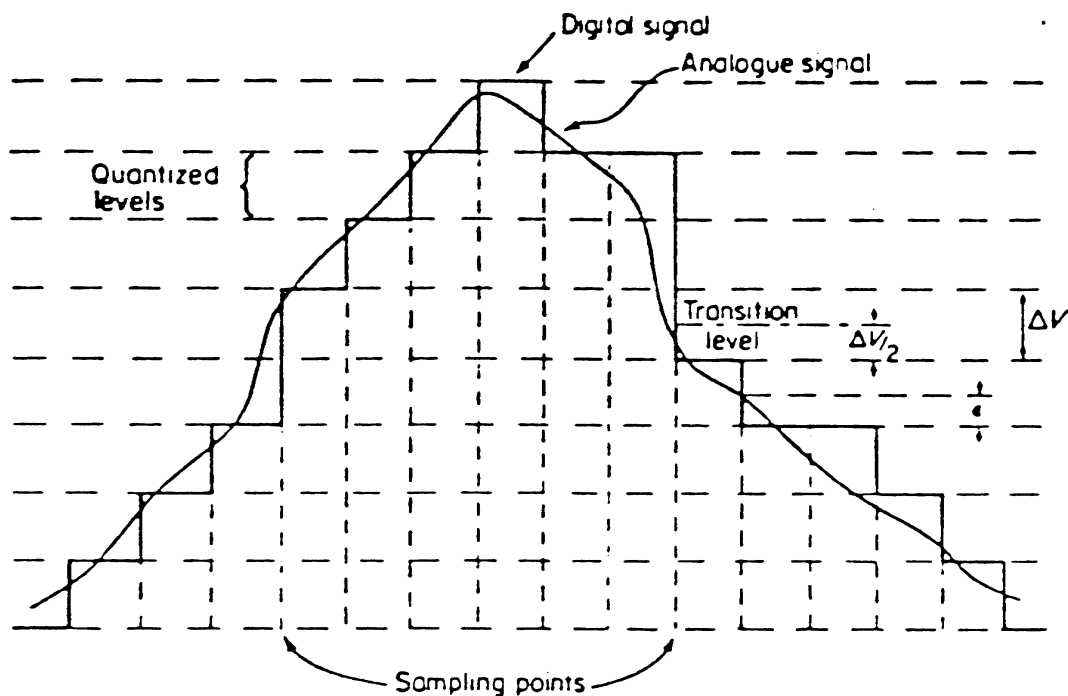


Fig. 7.16. Forma de onda digitalizada.

**b) Discretización de amplitud**

La discretización en el tiempo está determinada por el tiempo de muestreo empleado  $T_s$  (Sampling Time).

La discretización en amplitud está determinada por la cantidad de niveles discretos que es capaz de emplear el sistema adquirente electrónico.

Número de bits del adquirente: Es la longitud de la palabra digital que se emplea para representar el valor discreto de la señal, ya que su representación computacional

es del tipo binario. Así, un adquisidor de 8 bits tendrá  $2^8=256$  niveles, para 10 bits se tendrá  $2^{10}= 1024$  niveles, para 12 bits se tendrá  $2^{12}= 4096$  niveles. En general, para n bits, se tendrá una resolución de  $2^n$  niveles.

Nivel de discretización (cuantización): Corresponde al incremento más pequeño entre dos niveles adyacentes y está dado por  $\Delta V=1/2^n$ .

Error de discretización: El error de discretización se define como el 50% del nivel de transición:  $0.5*\Delta V$ .

### c) Resolución en frecuencia (FFT)

Frecuencia máxima de análisis (frequency span): Es la frecuencia máxima de análisis con FFT. El límite teórico es de  $1/(2*K*f_s)$ , con  $K=1$ , sin embargo en la práctica se considera un factor  $K=(1.2 \cdots 1.3)$ , para reducir el error de aliasing.

La Resolución en frecuencia  $\beta$  de la FFT: Es el incremento de frecuencia entre dos líneas sucesivas en el espectro y está determinada por el número de muestras  $N$  y la frecuencia de muestreo  $f_s$ :

$$\beta = f_s/N \quad [7.6]$$

### Ejemplo:

En el análisis armónico de una señal con FFT, se desea una resolución en frecuencia de 6.25 Hz y una frecuencia máxima de análisis de 2500 Hz (Frequency span).

- Longitud de registro temporal =  $1/6.25 \text{ Hz} = 0.16 \text{ seg.}$  (8 períodos de 50 Hz de frecuencia fundamental)
- La frecuencia de muestreo debe ser mayor que  $2*2500$ . Por otro lado, si se considera una cantidad de muestras típica  $N=1024$  muestras (128 muestras por ciclo), la frecuencia de muestreo debe ser:  $f_s = \beta*N = 6.25*1024 = 6400 \text{ Hz.}$  Valor que cumple con la frecuencia mínima de muestreo.

A continuación se muestra una tabla del instrumento HP-3561A con diversas combinaciones.

| FREQUENCY SPAN<br>(HERTZ) | TIME RECORD LENGHT<br>(SECONDS) | DISPLAY RESOLUTION<br>(HERTZ) |
|---------------------------|---------------------------------|-------------------------------|
| 100K                      | 0.004                           | 250                           |
| 50K                       | 0.008                           | 125                           |
| 25K                       | 0.016                           | 62.5                          |
| 20K                       | 0.020                           | 50                            |
| 12.5K                     | 0.032                           | 31.25                         |
| 10K                       | 0.040                           | 25                            |
| 6.25K                     | 0.064                           | 15.625                        |
| 5K                        | 0.080                           | 12.5                          |
| 4K                        | 0.100                           | 10                            |
| 3.125K                    | 0.128                           | 7.8125                        |
| 2.5K                      | 0.160                           | 6.25                          |
| 2K                        | 0.200                           | 5                             |
| 1.25K                     | 0.320                           | 3.125                         |
| 1K                        | 0.400                           | 2.5                           |
| 800                       | 0.500                           | 2                             |
| 625                       | 0.640                           | 1.5625                        |
| 500                       | 0.8                             | 1.25                          |
| 400                       | 1.0                             | 1                             |
| 250                       | 1.6                             | 0.625                         |
| 200                       | 2.0                             | 0.5                           |
| 160                       | 2.5                             | 0.4                           |
| 125                       | 3.2                             | 0.3125                        |
| 100                       | 4.0                             | 0.25                          |
| 80                        | 5.0                             | 0.2                           |
| 50                        | 8.0                             | 0.125                         |
| 40                        | 10.0                            | 0.1                           |
| 32                        | 12.5                            | 0.08                          |
| 25                        | 16.0                            | 0.0625                        |
| 20                        | 20.0                            | 0.05                          |
| 16                        | 25.0                            | 0.04                          |
| 10                        | 40.0                            | 0.025                         |
| 8                         | 50.0                            | 0.02                          |
| 6.4                       | 62.5                            | 0.016                         |
| 5                         | 80.0                            | 0.0125                        |
| 4                         | 100.0                           | 0.01                          |
| 3.2                       | 125.0                           | 0.008                         |
| *2.5                      | 160.0                           | 0.00625                       |
| 2                         | 200.0                           | 0.005                         |
| 1.6                       | 250                             | 0.004                         |
| 1.28                      | 312.5                           | 0.0032                        |
| *1                        | 400                             | 0.0025                        |
| 0.8                       | 500                             | 0.0020                        |
| 0.64                      | 625                             | 0.0016                        |
| *0.4                      | 1000                            | 0.001                         |
| 0.32                      | 1250                            | 0.0008                        |
| 0.256                     | 1562.5                          | 0.00064                       |
| 0.16                      | 2500                            | 0.0004                        |
| *0.128                    | 3125                            | 0.00032                       |
| *0.064                    | 6250                            | 0.00016                       |
| *0.0512                   | 7812.5                          | 0.000128                      |
| *0.0256                   | 15625                           | 0.000064                      |
| *0.01024                  | 39062.5                         | 0.0000256                     |

Tabla 7.1. Resolución Equipo HP 3561A.

\* zero start only

**d) Análisis en Tiempo Real (FFT).**

En el análisis de armónico con FFT en Tiempo Real, la adquisición y digitalización de las muestras de la señal (registro temporal) debe ser continua a la frecuencia de muestreo definida. Para este efecto, el análisis debe efectuarse en un tiempo menor que el de colección de Data. Esto se logra con 2 o más memorias, una para el análisis de un registro temporal y otra para la adquisición del próximo registro temporal (proceso secuencial). Para un despliegue de mayor velocidad se puede usar el proceso con traslape de los registros temporales, tal como se ilustra en la figura.

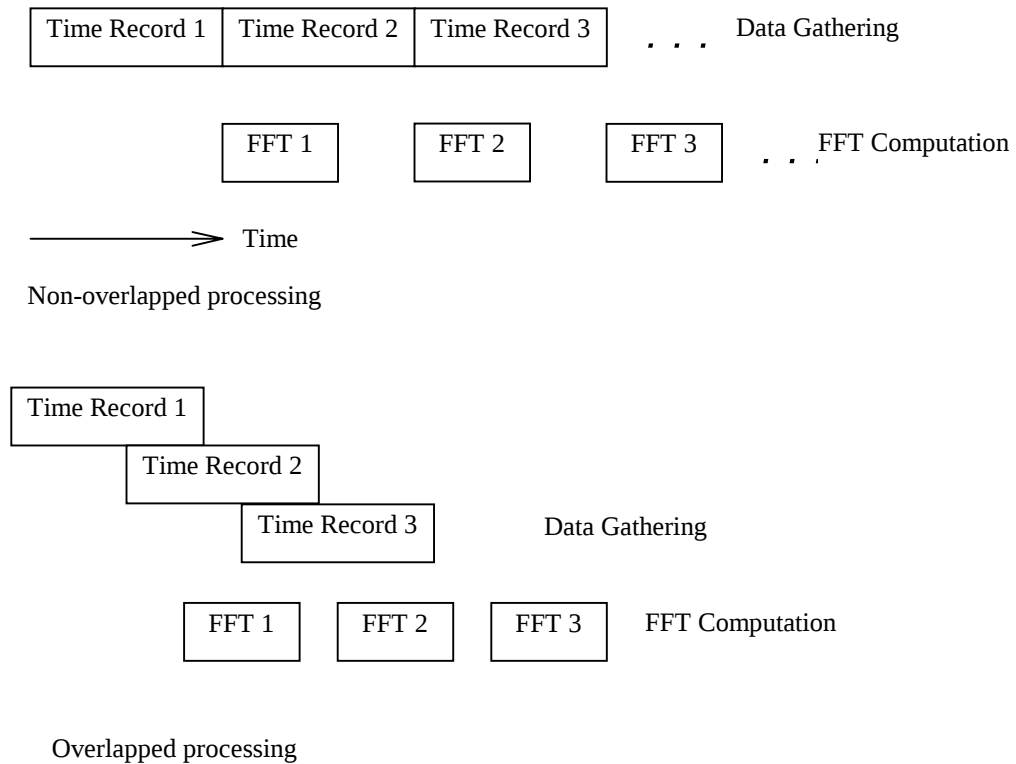


Fig. 7.17.

## 7.6 PRESENTACIÓN DE MEDICIONES

En el análisis de armónicas se puede entregar el espectro de frecuencia en forma gráfica o en una tabla, presentando la amplitud de la variable (voltaje o corriente) en función de la frecuencia. Es común el uso de escala lineal o logarítmica en decibels dB, según la relación:

$$\text{Amplitud dB} = 20 * \text{Log}_{10} (\text{Amplitud Lineal})$$

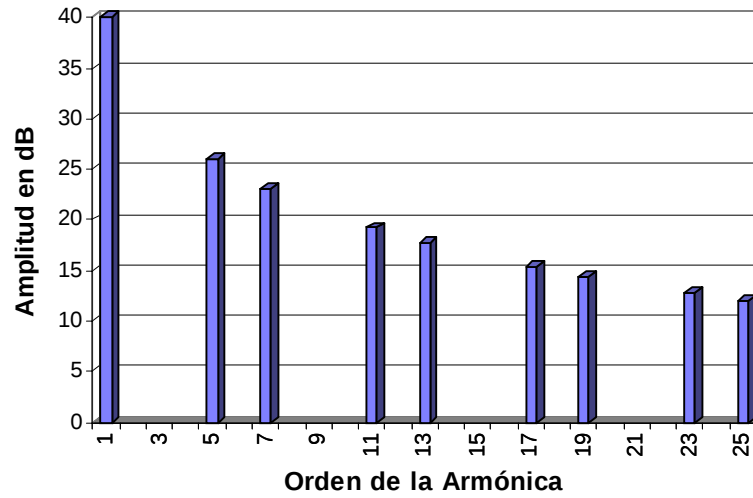
La escala en dB permite visualizar valores de distintos ordenes de magnitud, tal como se muestra en la tabla a continuación.

| ORDEN | FECUENCIA<br>Hz | AMPLITUD<br>AMPS. | AMPLITUD<br>dB | AMPLITUD<br>RELATIVA dB |
|-------|-----------------|-------------------|----------------|-------------------------|
| 1     | 50              | 100               | 40.0           | 0.0                     |
| 2     | 100             |                   |                |                         |
| 3     | 150             |                   |                |                         |
| 4     | 200             |                   |                |                         |
| 5     | 250             | 20                | 26.0           | -14.0                   |
| 6     | 300             |                   |                |                         |
| 7     | 350             | 14.3              | 23.1           | -16.9                   |
| 8     | 400             |                   |                |                         |
| 9     | 450             |                   |                |                         |
| 10    | 500             |                   |                |                         |
| 11    | 550             | 9.1               | 19.2           | -20.8                   |
| 12    | 600             |                   |                |                         |
| 13    | 650             | 7.7               | 17.7           | -22.3                   |
| 14    | 700             |                   |                |                         |
| 15    | 750             |                   |                |                         |
| 16    | 800             |                   |                |                         |
| 17    | 850             | 5.9               | 15.4           | -24.6                   |
| 18    | 900             |                   |                |                         |
| 19    | 950             | 5.3               | 14.4           | -25.6                   |
| 20    | 1000            |                   |                |                         |
| 21    | 1050            |                   |                |                         |
| 22    | 1100            |                   |                |                         |
| 23    | 1150            | 4.3               | 12.8           | -27.2                   |
| 24    | 1200            |                   |                |                         |
| 25    | 1250            | 4                 | 12.0           | -28.0                   |

Tabla 7.2.

## 7.6.1 GRÁFICAS DE ESPECTRO DISCRETO

**ESPECTRO DE LA CORRIENTE DE ENTRADA DE UN RECTIFICADOR DE 6 PULSOS**



**ESPECTRO DE LA CORRIENTE DE ENTRADA DE UN RECTIFICADOR DE 6 PULSOS**

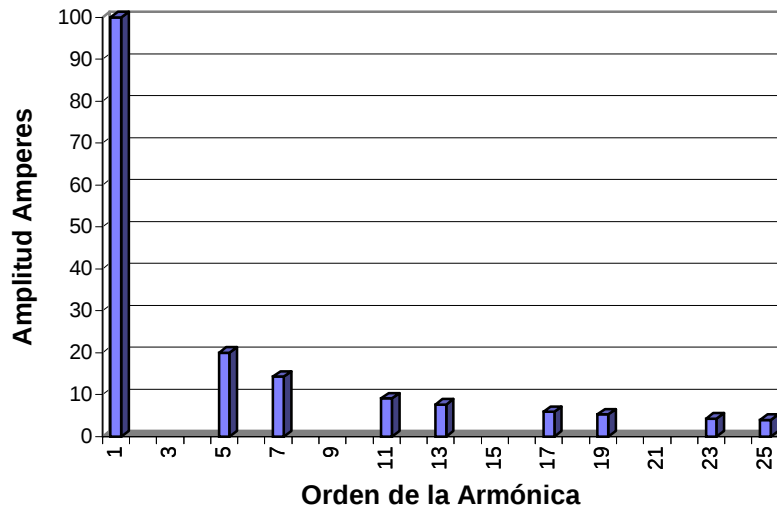
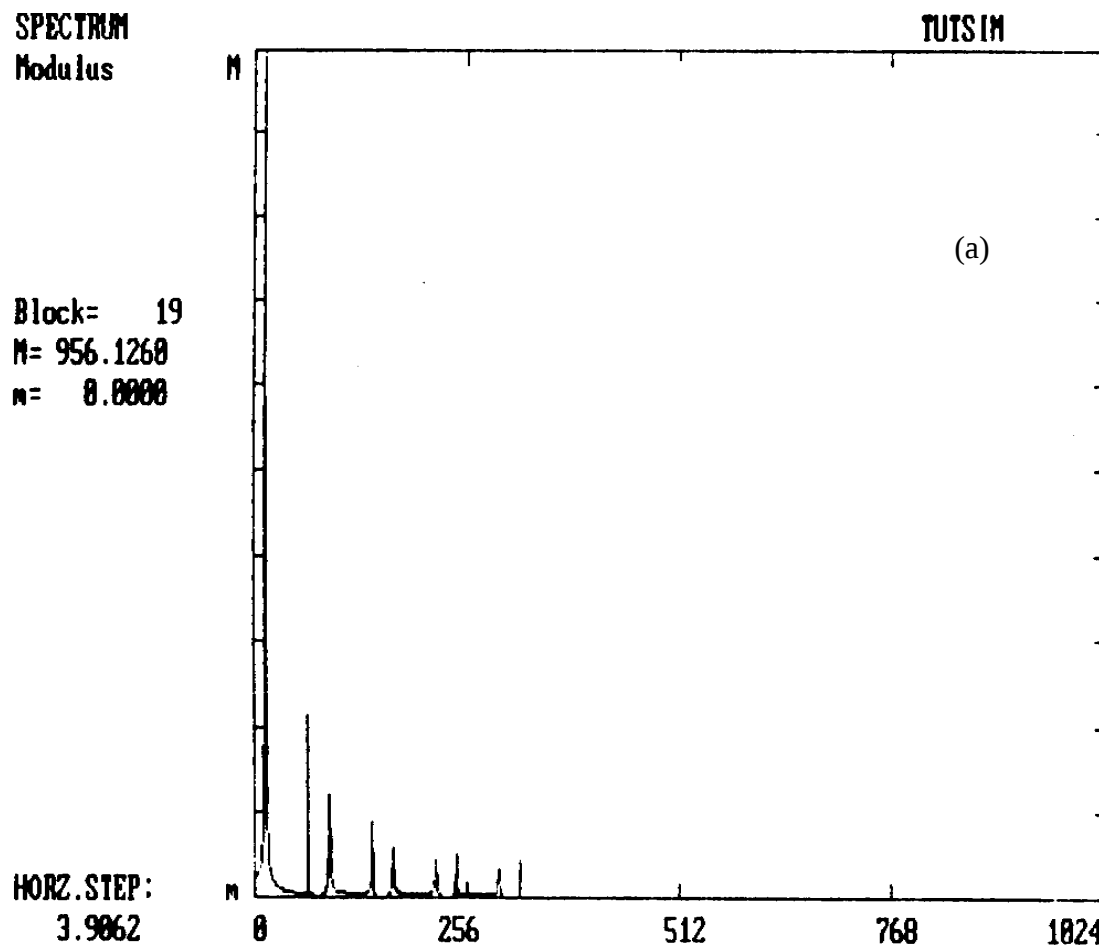


Fig. 7.18. Presentación gráfica de espectro (Rectificador de 6 pulsos).

- a) Diagrama de barras logarítmica (en dB)
- b) Diagrama de barras lineal

## 7.6.2 GRÁFICAS DE ESPECTRO CONTINUO.



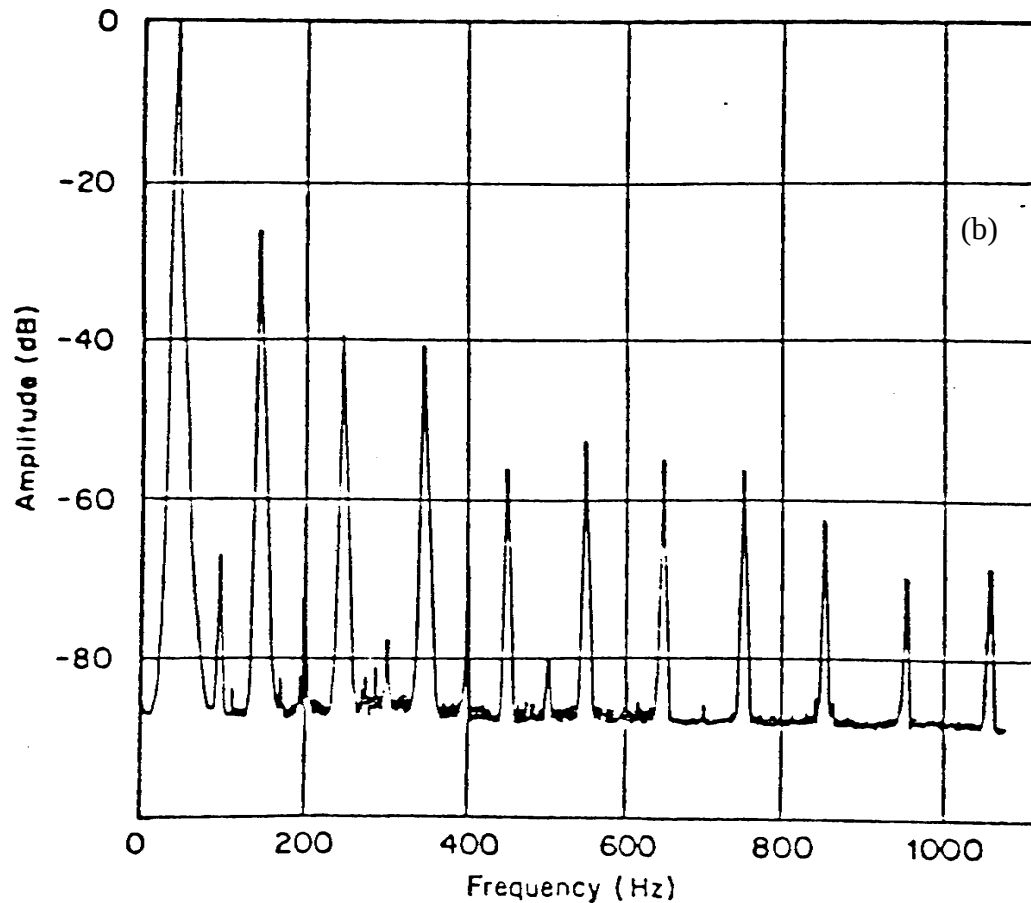


Fig. 7.19. Presentación gráfica de espectro

a) Diagrama de espectro continuo amplitud lineal

b) Diagrama de espectro continuo amplitud logarítmica en dB

### 7.6.3 CARACTERIZACIÓN DEL COMPORTAMIENTO ARMÓNICO EN BARRAS.

#### 7.6.3.1 TENDENCIAS DIARIAS

Para cargas estacionarias tranquilas, las mediciones no presentan mayor dificultad. En cambio, para cargas fluctuantes en el tiempo, es conveniente efectuar una caracterización en el tiempo. Para este efecto, en los puntos de medición definidos (barras), se puede hacer un monitoreo de las armónicas principales en cuartiles, con el objetivo de establecer las tendencias durante un día típico y determinar los períodos de tiempo más relevantes para una medición más detallada, tal como se ilustra en la figura.

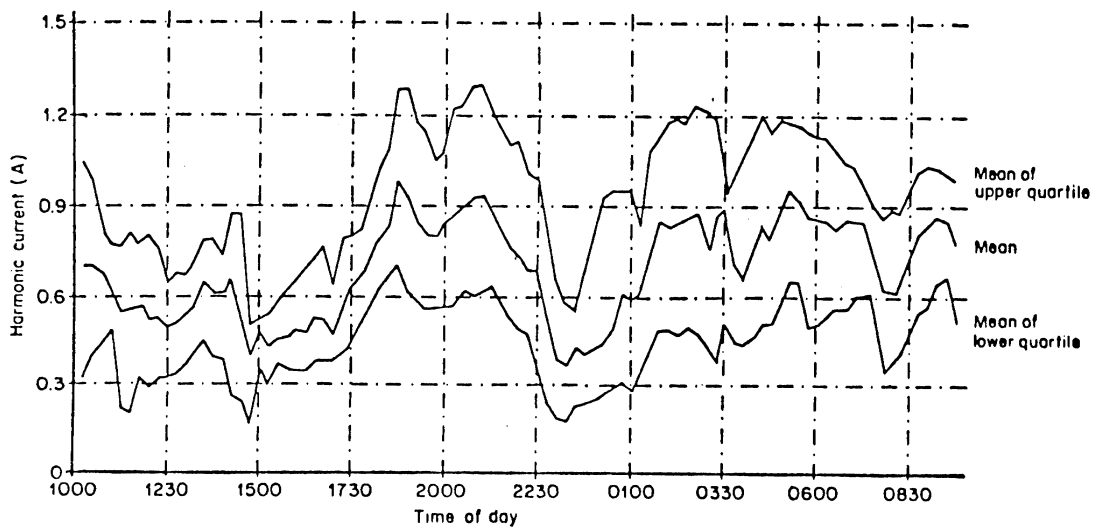


Fig. 7.20.

### 7.6.3.2 TENDENCIAS HORARIAS.

Para un período de interés de algunas horas, se puede establecer mediciones de armónicas individuales en intervalos regulares, como por ejemplo cada 12 minutos, como se muestra en la figura, donde se toman mediciones cada 1..3 minutos para cada armónica de interés.

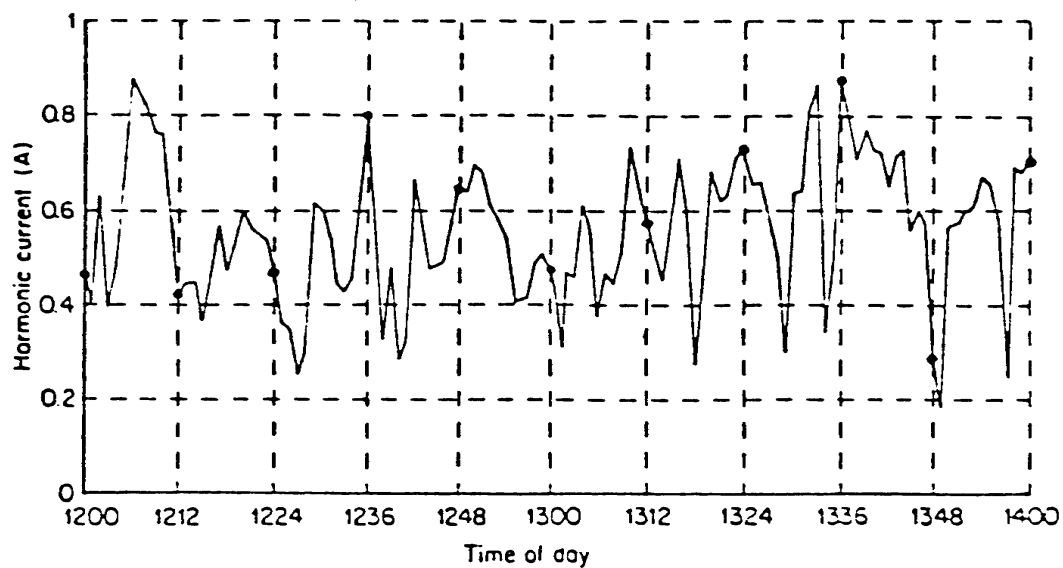


Fig. 7.21.

### 7.6.3.3 FUNCIONES DE PROBABILIDAD

El uso de funciones de probabilidad acumulativa da la información del intervalo de tiempo en que la amplitud armónica individual  $h$  alcanza un determinado nivel, como se muestra en la figura.

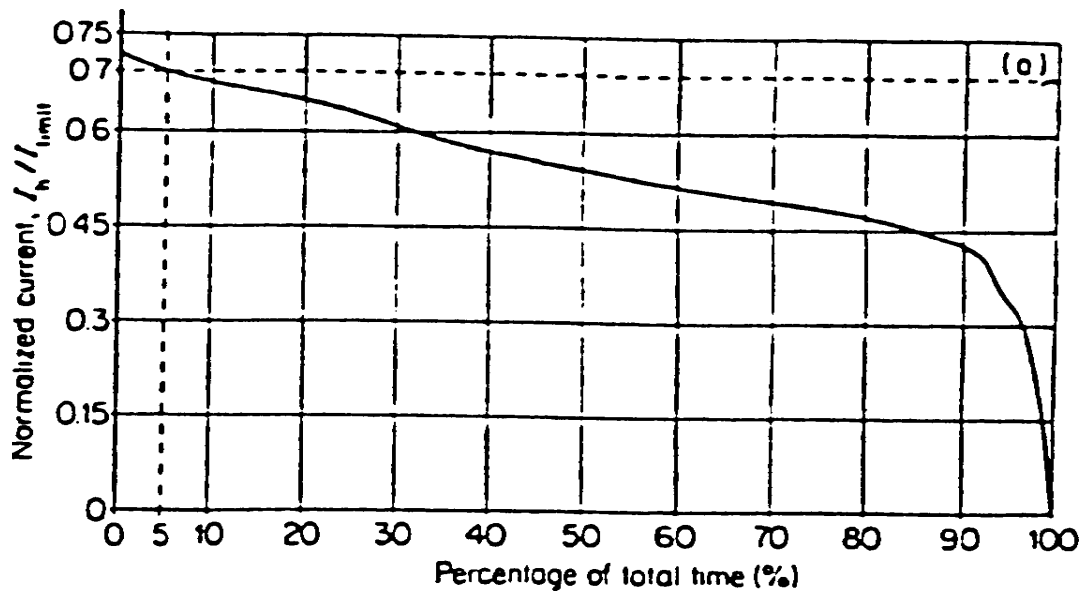


Fig. 7.22. Función de probabilidad acumulativa de armónica  $h$  seleccionada.

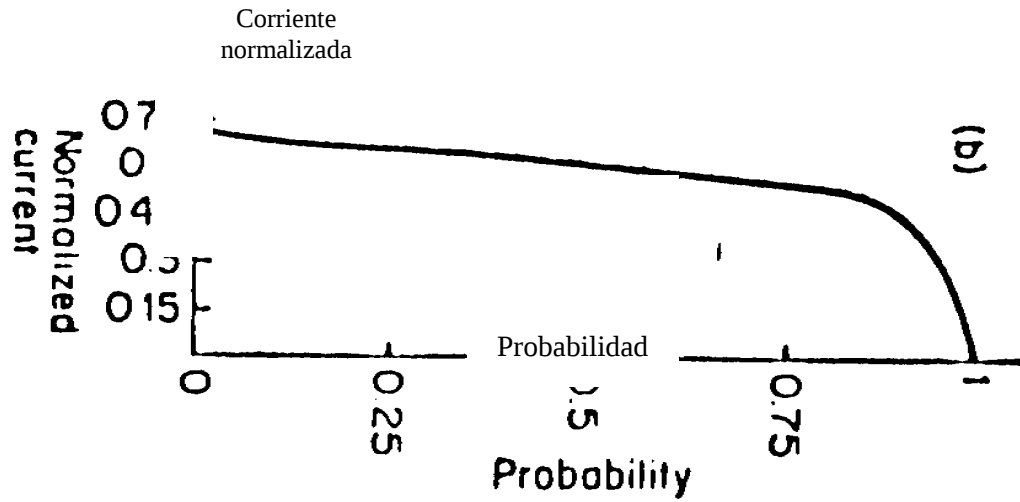


Fig. 7.23. Curva de probabilidad de armónica h seleccionada.

#### 7.6.3.4 HISTOGRAMAS

Se puede confeccionar histogramas que representen la frecuencia de ocurrencia de amplitudes de una armónica h definida, tal como se muestra en la figura.

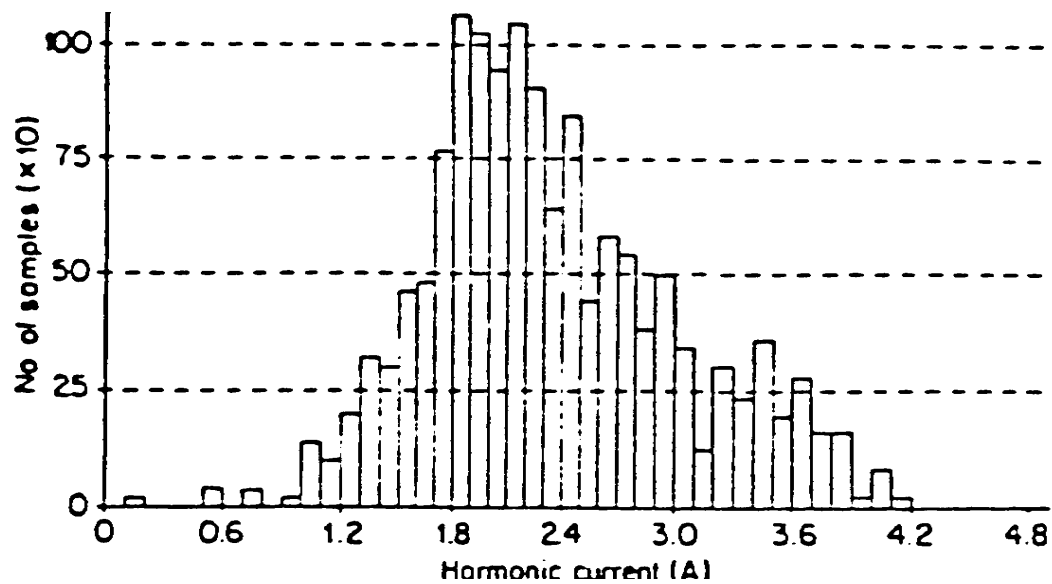


Fig. 7.24.

Para visualizar las interrelaciones entre diversas armónicas se puede representar en diagrama de tendencias tridimensional, definido como amplitud de armónicas en función de las frecuencias armónicas seleccionadas y tiempo, tal como se aprecia en la figura.

Amplitud

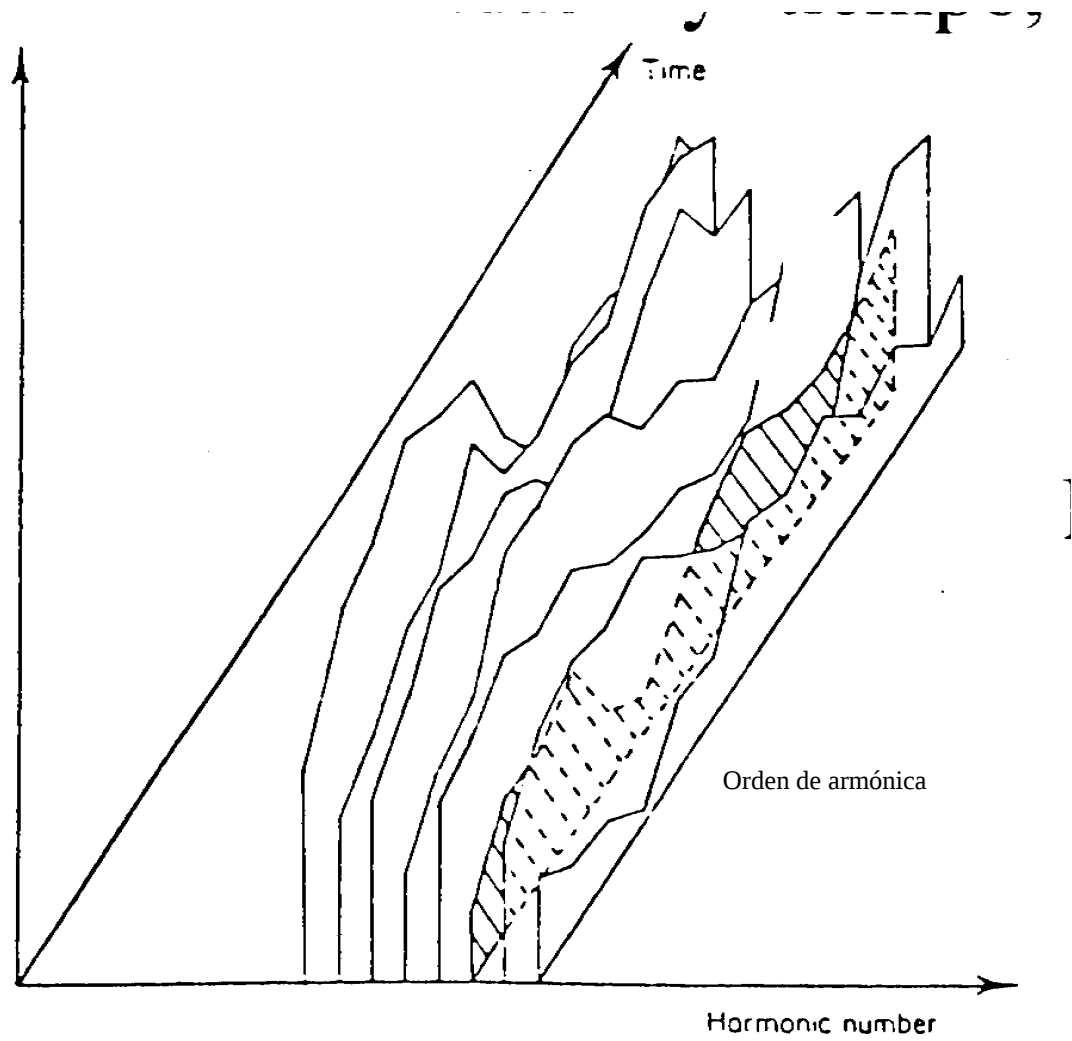


Fig. 7.25.

#### **7.6.4 COMPORTAMIENTO SIMULTÁNEO DE ARMÓNICAS.**

La representación simultánea de las amplitudes de armónicas respecto del tiempo considerando niveles discretos de amplitud permite una visualización de los intervalos de mayor amplitud de armónicas, tal como muestra la figura. La representación del Factor de distorsión total THD en función del tiempo establece también el comportamiento armónico global del punto de medición.

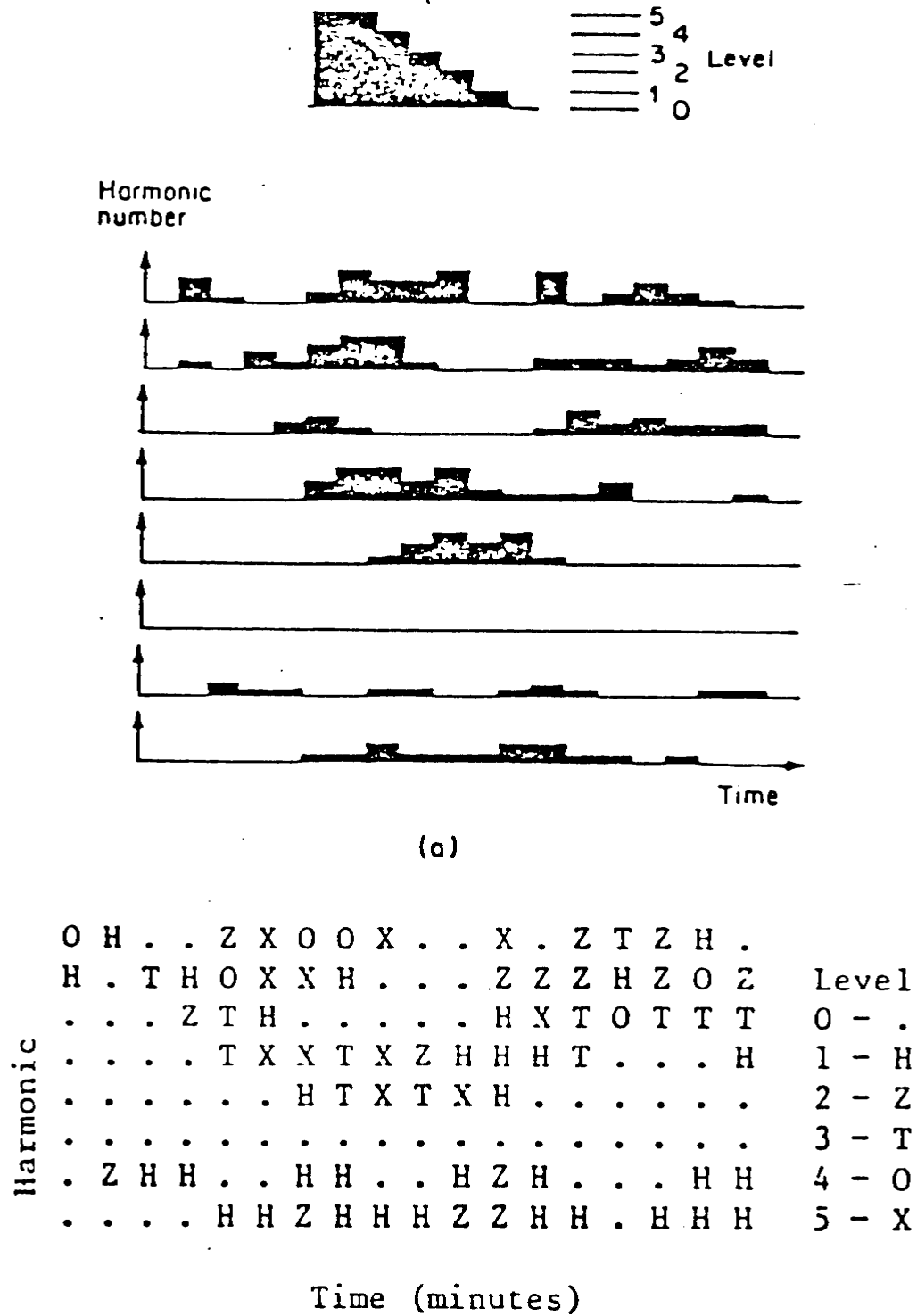


Fig. 7.26.

## 7.7 EJEMPLO DE EQUIPO DE MEDICIÓN

## **ANALIZADOR DIGITAL DE ESPECTRO R9211A/E**

El R9211 es un analizador de espectro de 2 canales digitales de 16 bits , y cuyo método de análisis esta basado en la transformada rápida de Fourier (FFT). El rango máximo de trabajo es de 100 kHz.

El equipo presenta 4 modos principales de medición: modo forma de onda , modo espectral , modo tiempo-frecuencia y modo FRF.

En el primer modo el equipo presenta una alta resolución (16 bits) para un despliegue de formas de onda , igual que lo haría un osciloscopio digital. El segundo modo esta especializado en el análisis espectral entregando la mayor sensibilidad del equipo para esta función, logrando un rango de trabajo entre 10 mHz a 10 KHz. El tercer modo, tiempo-frecuencia, permite una combinación de los dos modos primeros, es decir, es capaz de registrar una forma de onda, capturando eventos transientes usando algunas señales de disparo, para después poder realizar diversos análisis, como por ejemplo el espectro de la señal registrada, relación tiempo-frecuencia de la señal, etc. Este método sacrifica algo de la sensibilidad proporcionada por el instrumento en el primer modo, debido a la necesidad de reservar memoria para almacenar datos y realizar los cálculos posteriores. Por último, el modo FRF, es el modo de respuesta en frecuencia para una señal determinada.

El presente equipo junto a los anteriores modos de medición, es capaz de realizar una serie de cálculos con la data que adquiere, tales como: potencia promedio, varianza, adición, sustracción, multiplicación y división de señales, diferenciación, integración, análisis de armónicas, cálculos de TDH, etc.

El equipo provee un sistema de almacenamiento de datos a través de una salida por floppy-disk de 3.5', la cual es compatible DOS. El tipo de almacenamiento es como DATA de pantalla, realizando una captura exacta de lo desplegado en pantalla (view) y archivos de DATOS, los cuales son un listado de todos los puntos adquiridos por el equipo. Se tiene la opción, además, de un interfaz tipo GPIB que permite la conexión a un equipo para muestreo de datos, dándole mayor flexibilidad al analizador en cuanto a la toma automática de muestras, para un post-procesamiento.

# ***CAPITULO 8***

## **FILTROS ACTIVOS**

### **INTRODUCCIÓN**

Uno de los tópicos que ha recibido mayor atención en la compensación de armónicas en los últimos años, es el de los filtros activos de potencia. Estos filtros están formados por convertidores estáticos PWM (Pulse Width Modulated), los que, a diferencia de los filtros pasivos, inyectan corrientes de compensación a las redes.

### **8.1 EL PROBLEMA DE LOS FILTROS PASIVOS**

La figura 8.1 muestra el mecanismo de acción de un filtro pasivo, el que consiste en proveer un camino de baja impedancia para las corrientes armónicas. De este modo, la corriente por la fuente ( $i_s$ ) es mucho más sinusoidal. En la fig. 8.1  $i_L$  es la corriente de la carga no lineal.

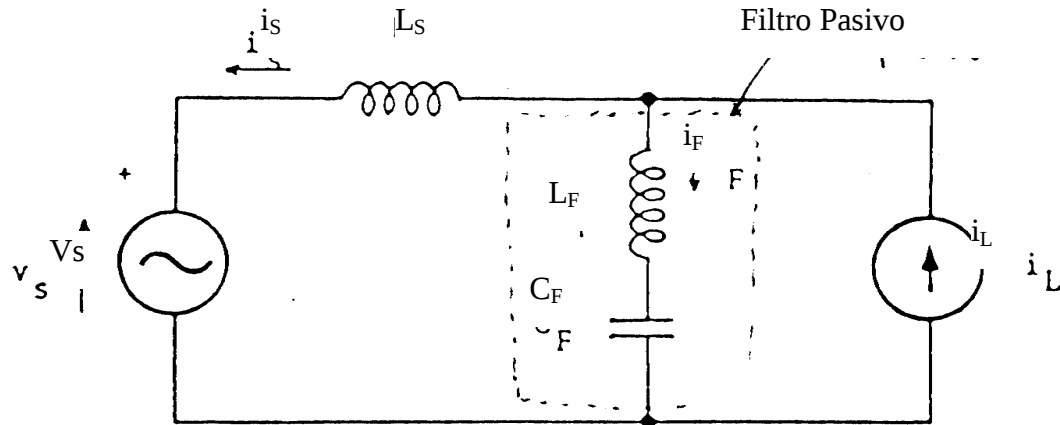


Fig. 8.1 Principio de funcionamiento del filtro shunt pasivo.

Los problemas de los filtros pasivos son:

i) El comportamiento del filtro es afectado por la impedancia de la fuente, la que cambia al variar la topología de la red.

ii) El filtro shunt presenta una resonancia paralela con la red a la frecuencia

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_s + L_F) \cdot C}}$$

iii) Los filtros se desintonizan, lo que obliga a reajustarlos.

No obstante estos problemas, los filtros pasivos tienen la ventaja de que son una tecnología madura, conocida y de costo razonable.

## 8.2 PRINCIPIO DEL FILTRO ACTIVO

La figura 8.2 muestra el mecanismo de acción del filtro activo shunt. Este filtro también va conectado en paralelo con la carga contaminante ( $i_L$ ). El filtro activo mide la corriente no lineal de la carga y calcula su grado de distorsión para inyectar al circuito de potencia una corriente de compensación  $i_C$  tal que la corriente de la red  $i_s$  sea sinusoidal.

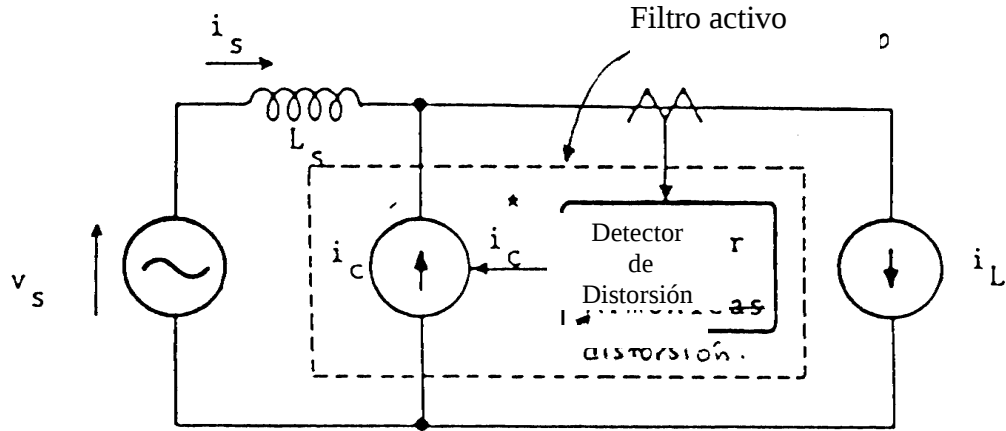


Fig. 8.2. Principio de funcionamiento del filtro activo.

Existen diversos tipos de filtros activos: shunt, serie, con almacenamiento capacitivo de energía, con almacenamiento inductivo de energía y mixtos. Para comprender los aspectos esenciales de esta tecnología, en este trabajo se analizará el filtro activo shunt con almacenamiento capacitivo.

### 8.3 EL FILTRO ACTIVO SHUNT CAPACITIVO MONOFÁSICO

Este filtro, mostrado en la figura 8.3, está compuesto por los transistores T1 a T4, el condensador  $C_f$  y la inductancia  $L_s$ , que es usada para filtrar la corriente de compensación  $i_c$ . Este filtro debe su nombre a que usa un condensador ( $C_f$ ) para almacenar energía. Existe, además, un circuito de control que mide las tensiones del condensador  $V_C$ , la tensión de referencia  $V_C^*$ , la corriente de la carga  $i_L$  y la corriente de compensación  $i_c$  inyectada por el filtro. El circuito de control entrega los pulsos de disparo para los transistores de potencia.

#### 8.3.1 ANÁLISIS TEÓRICO

La potencia instantánea entregada por la fuente:

$$p(t) = v_s(t) \cdot i_L(t) \quad [8.1]$$

La potencia activa consumida por la carga es:

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T p(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^T V_s(t) \cdot i_L(t) dt \quad [8.2]$$

Esta potencia activa es entregada por la fuente, ya que en la inductancia no se disipa potencia activa.

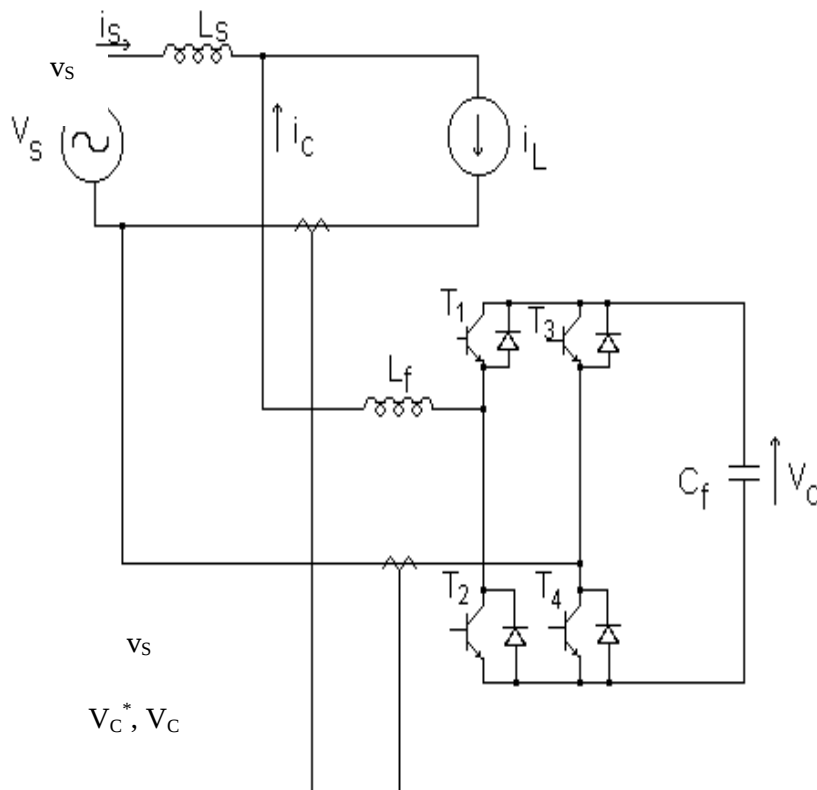
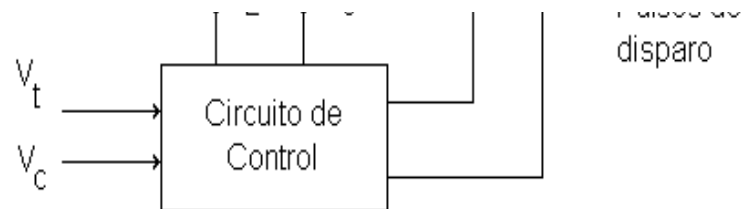


Fig. 8.3 Circuito de un filtro activo capacitivo monofásico.



La fuente de alimentación monofásica es:

$$V_s(t) = \hat{V} \sin \omega t \quad [8.3]$$

La corriente en la carga puede dividirse en 2 componentes:

$$i_L(t) = i_a(t) + i_d(t) \quad [8.4]$$

donde:

$i_a(t)$  es la componente activa y corresponde a la mínima corriente sinusoidal que produce la potencia activa consumida por la carga.

Esta corriente está en fase con la tensión y por ello tiene la expresión:

$$i_a(t) = \sqrt{2} \cdot I_{aef} \sin \omega t \quad [8.5]$$

Por otra parte,  $i_d(t)$  es la corriente de distorsión y representa a toda aquella componente de la corriente que no contribuye a la transferencia de energía neta hacia la carga.

La corriente activa se calcula en base a la potencia activa de la carga:

$$I_{aef} = \frac{P}{V_{sef}} \quad [8.6]$$

La situación más favorable para la red es cuando se cumple que:

$$i_s(t) = i_a(t) \quad [8.7]$$

ya que en este caso la red entrega solamente potencia activa, lo que significa operación con factor de potencia unitario.

De la figura 8.3 se obtiene:

$$i_L(t) = i_s(t) + i_c(t) \quad [8.8]$$

Relaciones que entregan finalmente:

$$i_c(t) = i_d(t) \quad [8.9]$$

Cuando se cumple la relación [8.9], el filtro activo inyecta la componente de distorsión de la corriente por la carga y la fuente de alimentación entrega solamente la componente activa.

### 8.3.2 ESQUEMA DE CONTROL

La figura 8.4 presenta el diagrama de bloques del sistema de control para el filtro activo de la figura 8.3. Ahí se observa que la potencia instantánea  $p(t)$  se obtiene al multiplicar la tensión de la red  $v_s(t)$  con la corriente de la carga  $i_L(t)$ . La potencia activa  $P$  se obtiene filtrando la potencia instantánea, para lo que se emplea un filtro pasa bajos (LPF). El valor efectivo de la corriente activa se obtiene de la ecuación [8.6] y el valor instantáneo se obtiene al multiplicar la amplitud con  $\sin \omega t$ . Restando la corriente de la carga y la corriente activa se obtiene la corriente de compensación de referencia. Finalmente, un controlador no lineal con histéresis realiza el control de la corriente de compensación. El comparador entrega los pulsos de disparo para los transistores de potencia.

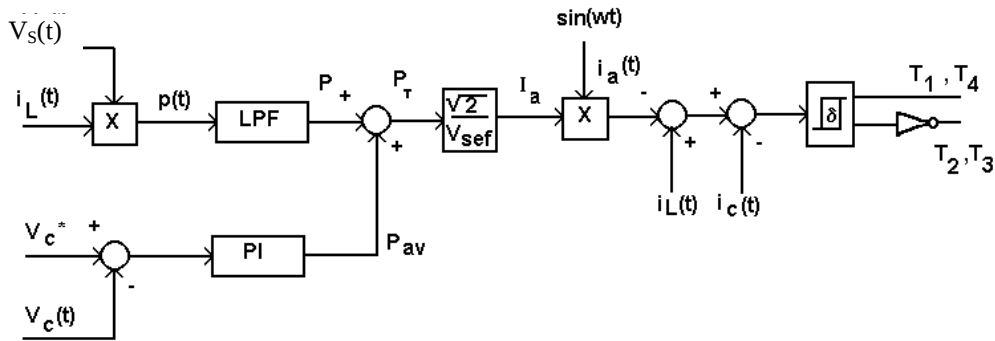


Fig. 8.4. Sistema de control del filtro activo monofásico.

Además, existe un muy interesante lazo para ajustar el voltaje del condensador  $V_c(t)$ , para lo cual se emplea un controlador proporcional-integral. Este controlador entrega un valor adicional al cálculo de potencia activa.

La figura 8.5 muestra la acción del filtro activo de la figura 8.3, cuando la carga no lineal es un rectificador puente monofásico con carga resistiva-inductiva (R-L).

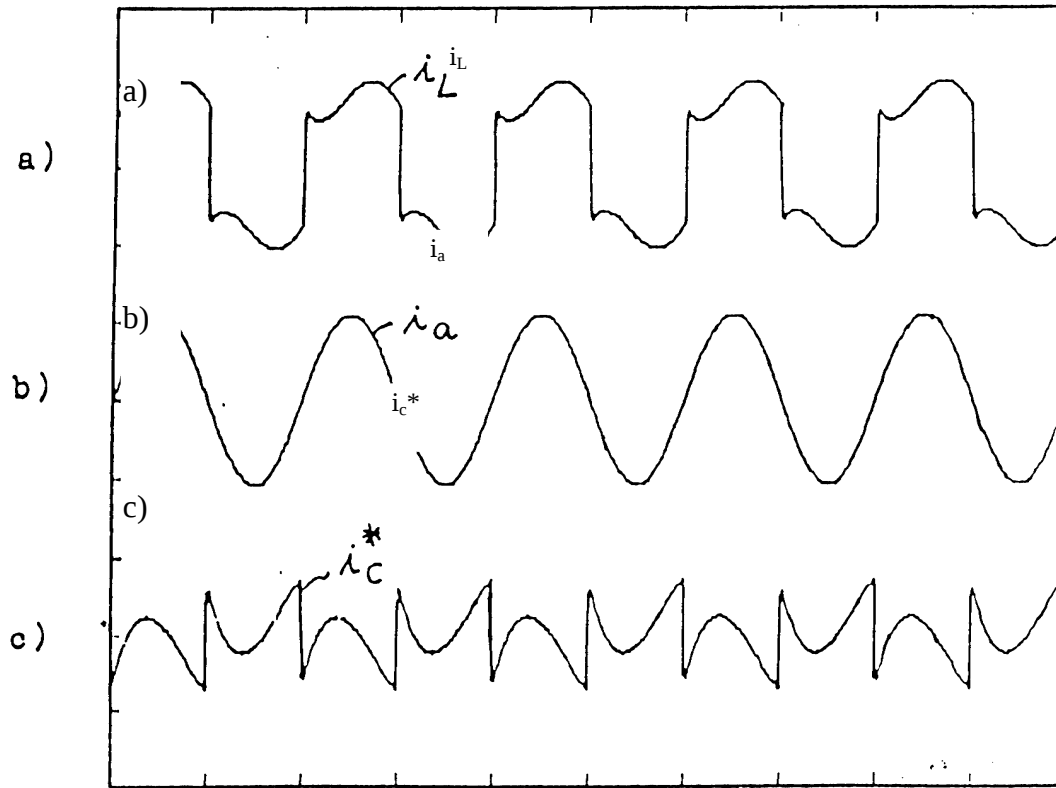


Fig. 8.5 Compensación de un rectificador monofásico con carga R-L.  
 a) Corriente de la carga no lineal; b) Corriente de la red;  
 c) Corriente de compensación.

La figura 8.6 muestra las formas de onda cuando el filtro activo compensa la corriente no lineal generada por un rectificador monofásico con carga capacitiva.

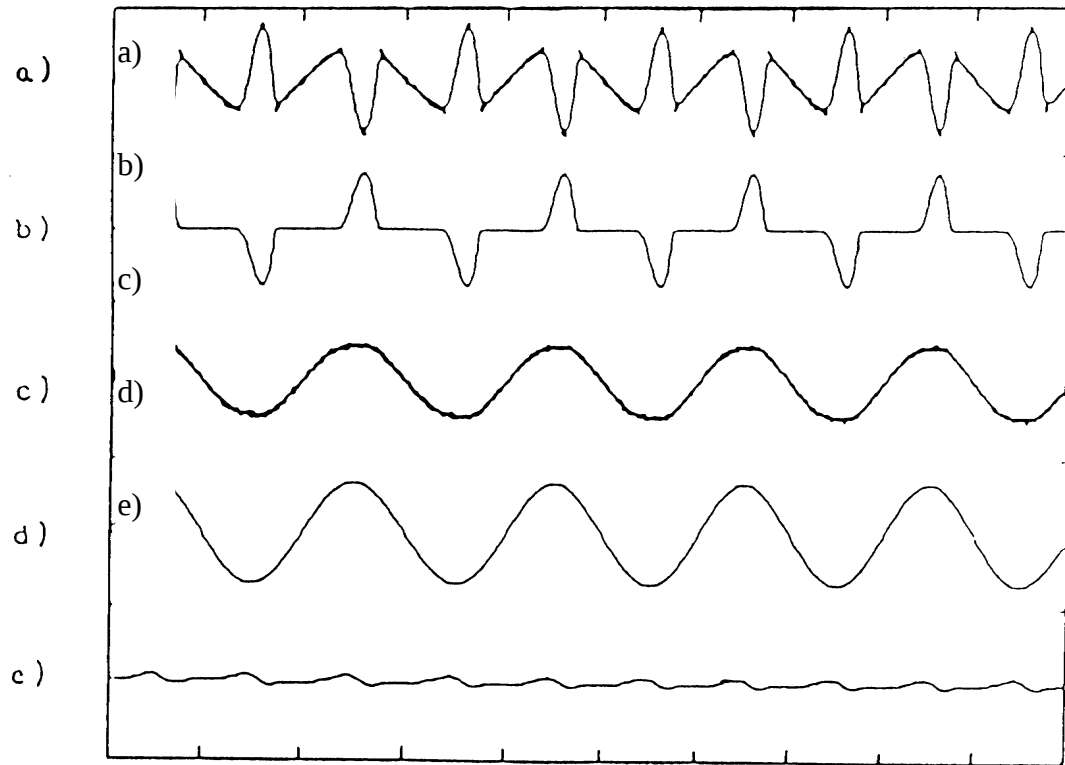


Fig. 8.6 Formas de onda de un filtro activo compensando a un rectificador monofásico con carga capacitiva.

a)  $i_C$ ; b)  $i_L$ ; c)  $i_S$ ; d)  $v_S$ ; e)  $V_C$ .

En la figura 8.7 se muestra el espectro de frecuencias de las corrientes por la carga ( $i_L$ ) y entregada por la red ( $i_S$ ). Se aprecia claramente que el filtro activo permite eliminar en forma importante las armónicas de corriente presentes en la corriente de la red.

Espectro de  $i_L(t)$

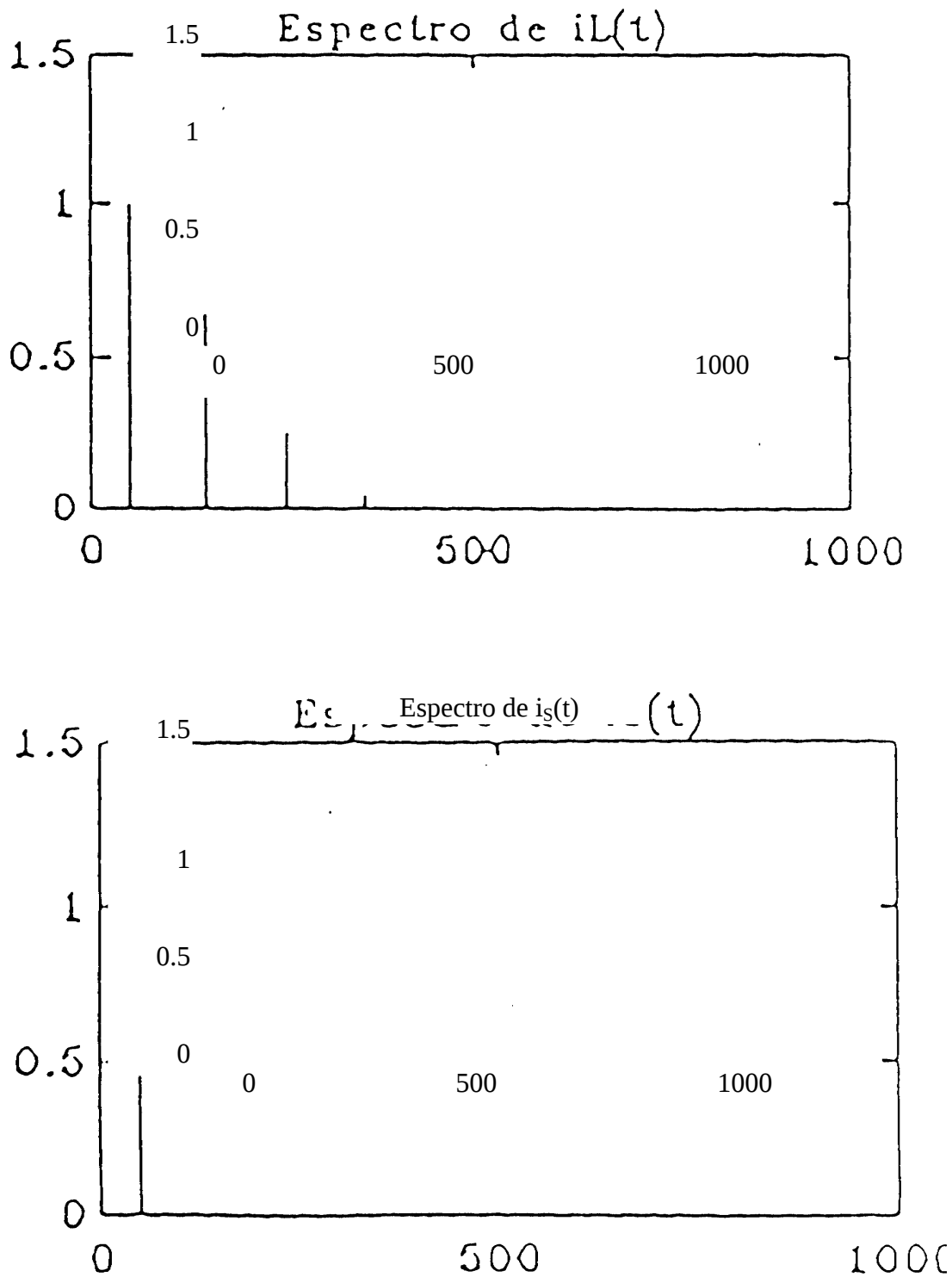


Fig. 8.7. Espectros de frecuencias de las corrientes  $i_L$  e  $i_S$ , para la corriente de la figura 8.6



## 8.4 FILTROS ACTIVOS TRIFÁSICOS

También resulta interesante aplicar los filtros activos en sistemas trifásicos. La figura 8.8 presenta el circuito de potencia de un filtro activo trifásico capacitivo, el que es una extensión directa del filtro monofásico visto en el punto anterior.

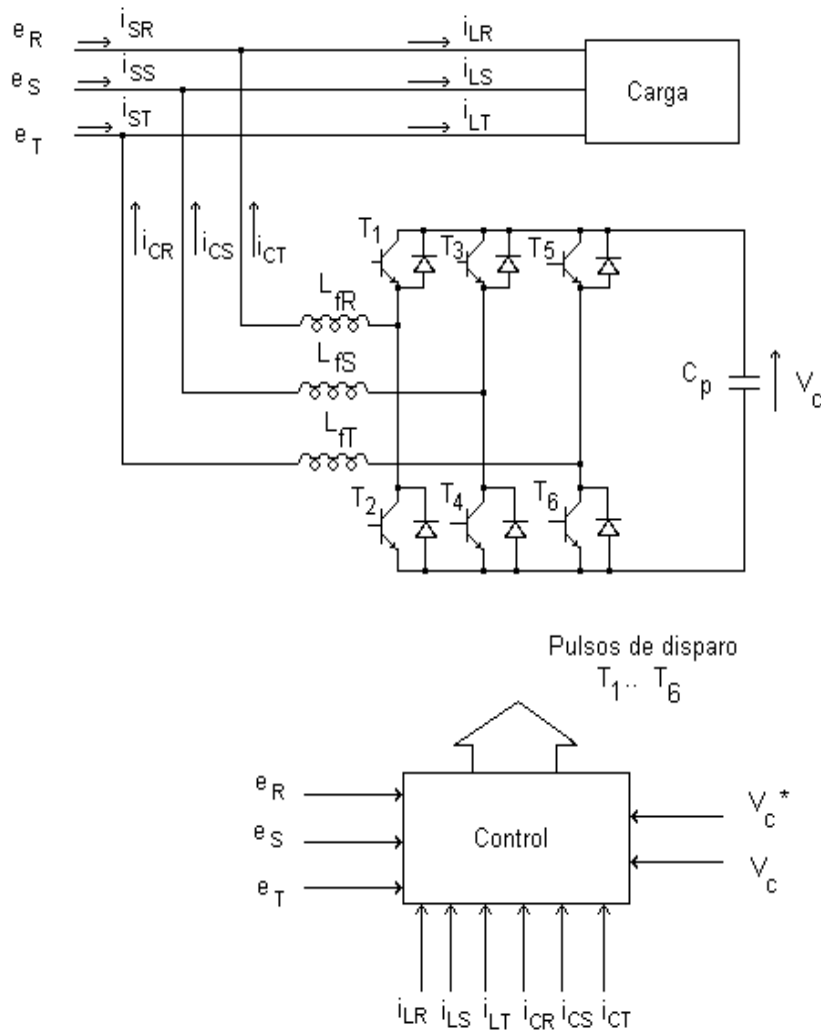


Fig. 8.8 Filtro activo trifásico capacitivo.

En la figura 8.9 se observa que el sistema de control de este filtro tiene la misma estructura que el empleado para el filtro monofásico y que se mostró en la figura 8.4. En el caso trifásico es necesario procesar más variables para calcular la potencia activa  $p$  y la potencia reactiva  $q$ . El bloque generador de pulsos de disparo contiene 3 controladores de corriente con histéresis, uno para cada fase.

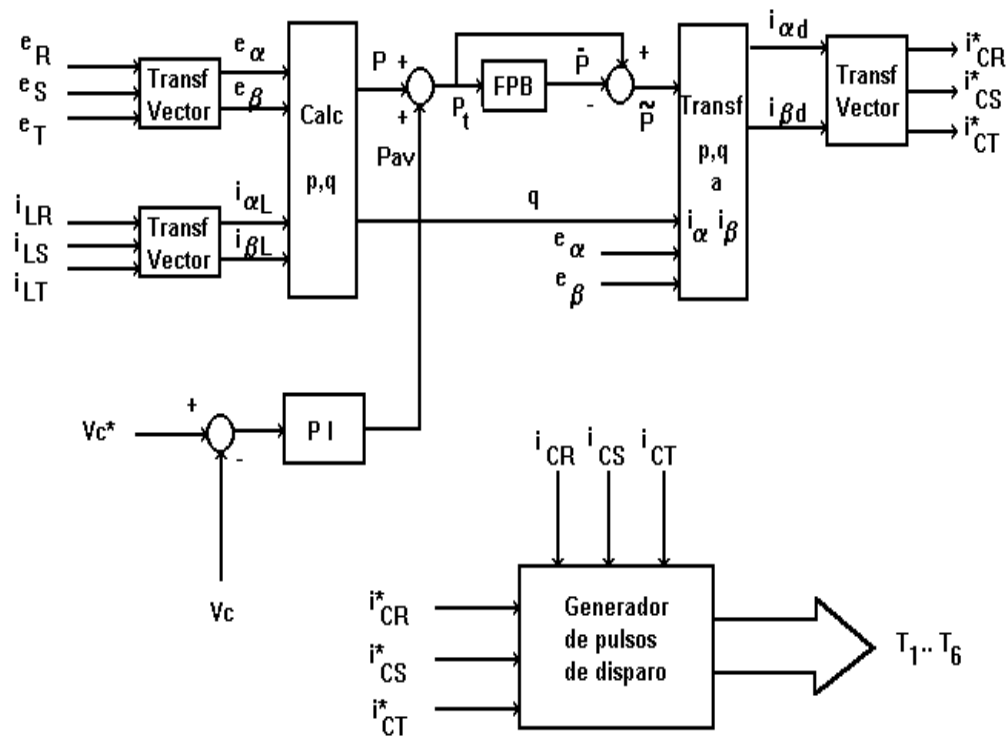


Fig. 8.9. Esquema de control del filtro activo trifásico.

La figura 8.10 muestra el comportamiento del filtro cuando compensa la corriente distorsionada generada por un rectificador trifásico alimentado a una carga resistiva. Los espectros de frecuencias de la figura 8.10 están en escala lineal.

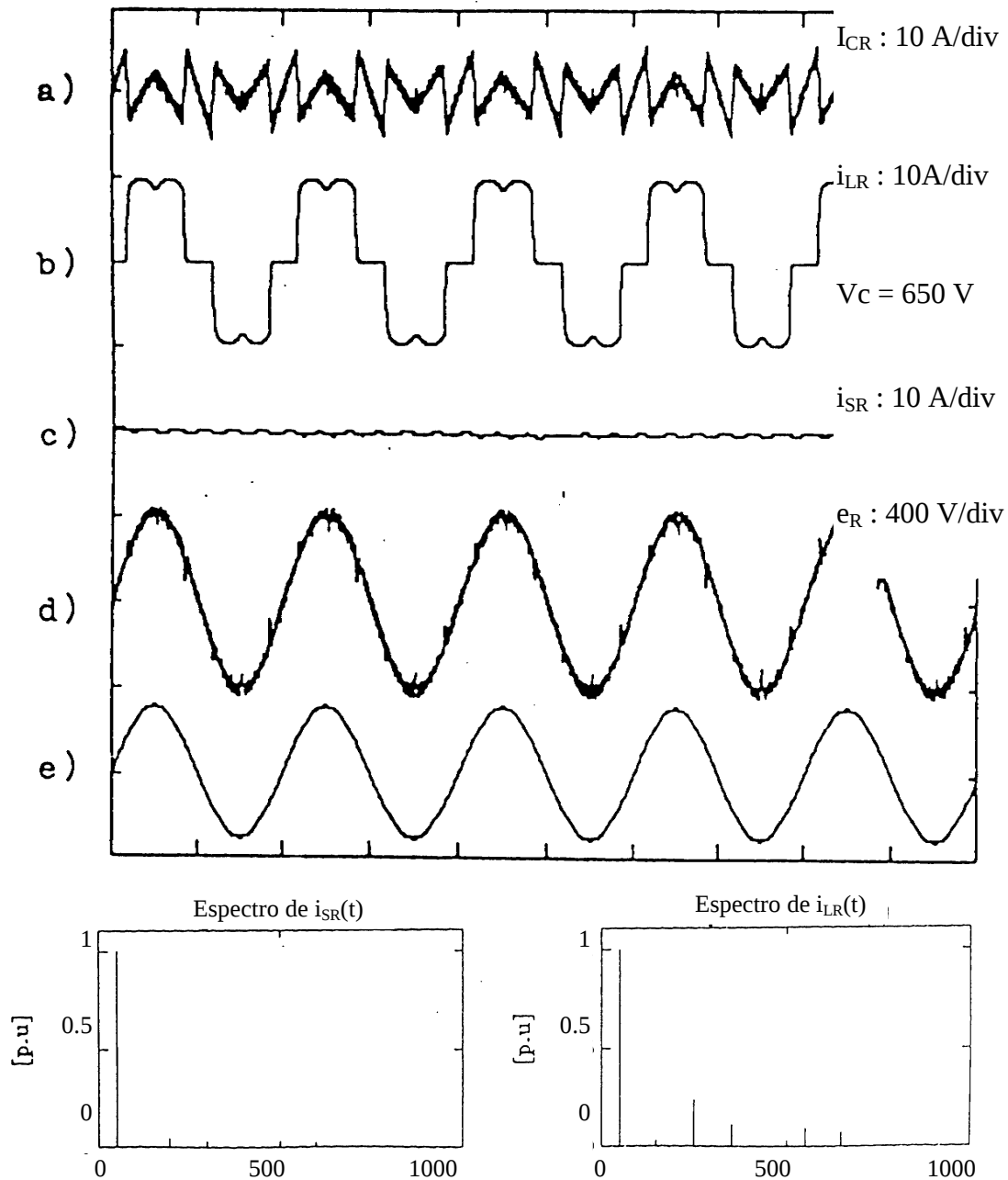


Fig. 8.10. Comportamiento del filtro activo trifásico.

En relación al desarrollo de los filtros activos es conveniente señalar:

- Tienen un principio de funcionamiento diferente a los filtros pasivos.
- Compensan muy eficazmente las armónicas y la potencia reactiva.
- Son más caros que los filtros pasivos.
- Se pueden usar también en conjunto con filtros pasivos (filtros mixtos).

- Actualmente han sido ya empleados industrialmente hasta el rango de los megawatts.
- Han tenido el mayor desarrollo en Japón.

## ***CAPITULO 9***

# **FLUCTUACIONES DE VOLTAJE “FLICKER”**

### **INTRODUCCIÓN**

El “Flicker” o parpadeo es el fenómeno de variación de la intensidad luminosa que afecta la visión humana, principalmente en el rango de fracciones de Hz a 25 Hz. Este fenómeno depende de los niveles de percepción de los individuos. Sin embargo, se ha comprobado estadísticamente que la visión humana responde a una curva de respuesta de frecuencia cuya sensibilidad máxima está en 8.8 Hz, en que variaciones de 0.25% de voltaje ya producen fluctuaciones luminosas en lámparas que son perceptibles como “parpadeo”. Se produce por consumos de naturaleza esencialmente variable como hornos de arco, soldadoras de arco, laminadores siderúrgicos, partidas y paradas de grandes motores, sistemas de tracción eléctrica de c.a., compresores, bombas, grupos elevadores, etc. También la generación de interarmónicas puede provocar una mezcla de frecuencias que contribuyen a variaciones lentas en el rango de 0-25 Hz.

Este tema cobra vigencia pues estos efectos se superponen a las perturbaciones armónicas y se hacen mayores en la medida que crece la relación de consumo no lineal sobre la potencia de cortocircuito en el punto de acoplamiento común.

Una discusión sobre este problema se encuentra en las referencias indicadas en este capítulo [1] a [11], siendo interesante los métodos de estudio para pronosticar y corregir sus efectos, a través del modelado y simulación computacional y la

utilización de filtros pasivos, activos y compensadores estáticos de potencia reactiva. El problema global es reducir conjuntamente el efecto “Flicker”, la potencia reactiva y distorsión armónica a niveles admisibles.

## 9.1 PRINCIPIOS BÁSICOS

### 9.1.1 VALOR EFECTIVO DEL VOLTAJE

El valor efectivo del voltaje o  $V_{RMS}$  se obtiene de la siguiente manera :

$$V_{RMS} = \left( \left( \sum_{j=0}^{j=n-1} V_j^2 \right) / n \right)^{1/2}$$

donde:

$n$  = número de muestras.

### 9.1.2 VARIACIÓN DE LA INTENSIDAD LUMINOSA

Los instrumentos medidores de Flicker procuran cuantificar la relación entre las fluctuaciones de voltaje y la perceptibilidad del ojo humano frente a la observación de una lámpara de filamento de (tungsteno) de 60 Watts. La intensidad de luz de una lámpara de este tipo es una función exponencial del valor efectivo del voltaje y :

$$\frac{J}{J_N} = \frac{V_{RMS}^\gamma}{V_{NRMS}^\gamma}$$

donde:

$J$  : Intensidad de la luz emitida por la lámpara.

$V_{RMS}$  : Valor efectivo del voltaje.

$V_{NRMS}$  : Valor efectivo nominal del voltaje.

$J_N$  : Intensidad de la luz emitida a voltaje  $V_{NRMS}$

$\gamma$  : Coeficiente del orden de 3.4 a 3.8.

Para cambios pequeños del valor efectivo del voltaje, se producirán cambios en la intensidad luminosa que se registrarán por :

$$\frac{\Delta J}{J_N} \approx \gamma \frac{\Delta V}{V_{NRMS}}$$

donde :

- $\Delta J$  : Variación de la intensidad luminosa.  
 $\Delta V$  : Variación del valor efectivo del voltaje.

Una variación de voltaje no produce una variación instantánea de intensidad luminosa; para considerar la respuesta dinámica de la lámpara, se puede emplear :

$$\frac{\Delta J}{J_N} \approx \gamma \frac{\Delta V}{V_{NRMS}} \frac{1}{\sqrt{(1 + w_s^2 \tau^2)}}$$

donde:

- $w_s$  : Frecuencia de la red.  
 $\tau$  : Constante de tiempo de la lámpara.

### 9.1.3 SENSIBILIDAD DE LA VISIÓN HUMANA

El ojo humano tiene una respuesta de frecuencia característica, es decir, si la variabilidad del voltaje corresponde a una cierta frecuencia será más fácilmente perceptible. Se ha comprobado que una variación de voltaje superior al 0.25% produce un parpadeo visible de los sistemas de iluminación para una frecuencia de 8.8 Hz.

## 9.2 MÉTODOS DE EVALUACIÓN DE FLICKER (PARPADEO)

### 9.2.1 MÉTODO BRITÁNICO

Este método se basa en la modulación de voltaje de una fuente de 60 Hz, “V60”, de manera que el valor instantáneo es modulado por una señal aleatoria llamada voltaje de fluctuación, “Vf”. El valor RMS del voltaje de fluctuación es representado por una variable llamada Vf y está expresado como un porcentaje del voltaje de la fuente de 60 Hz.

$$V_f = \frac{V \text{ efectivo de la fluctuación}}{V_{\text{RMS de la Red.}}$$

Después de varios experimentos se ha verificado que para porcentajes de Vf entre 0.2 y 0.25% se produce una perturbación perceptible por el ojo y aún tolerable. Para porcentajes mayores que 0.30% la perturbación visual es molesta. Estos límites no son suficientes para evaluar los efectos del flicker por su comportamiento de naturaleza aleatoria. Una descripción más real del fenómeno se logra con un modelo estadístico. Una combinación de los valores grabados de la fluctuación de voltaje y un adecuado modelo estadístico del fenómeno, proveen de medios para obtener la Función de Probabilidad Acumulada FPC y la correspondiente Función de Probabilidad Acumulada Complementaria. FPCC.

Para esto es necesario realizar una clasificación de los datos en clases de acuerdo al valor de Vf. Para cada clase se propone un rango de valores porcentuales entre los que puede estar ubicado el valor de Vf y se anota la cantidad de veces que dicho valor de Vf está en dicha clase. Finalmente a partir de esta tabla se obtiene la Función de Probabilidad Acumulada y su correspondiente Función de Probabilidad Complementaria.

Hay que agregar que para obtener resultados cercanos a la realidad se debe medir por un lapso de tiempo prolongado, que permita establecer los ciclos de las variaciones de la carga. En base a este tratamiento estadístico se obtiene el valor de Vf<sub>g</sub>, que corresponde al valor de Vf no superado más del 1% del tiempo de observación. El nivel de Parpadeo se considera aceptable si Vf<sub>g</sub> cumple con los límites de la tabla:

#### MÉTODO BRITÁNICO

|                           |          |          |
|---------------------------|----------|----------|
| Rango de Voltaje          | ≤ 138 kV | > 138 kV |
| Vfg (Gauge-Point-Voltaje) | ≤ 0.25 % | ≤ 0.20 % |

## 9.2.2 MÉTODO FRANCÉS

Este método usa una estrategia basada en la ponderación de los valores de fluctuación de voltaje. La idea es transformar cualquier oscilación de voltaje con una frecuencia en el rango de 1 a 25 Hz, a una oscilación equivalente con una frecuencia de 10 Hz. Para esto el método propone una Curva de Ponderación de Frecuencia. Esta curva de ponderación se puede entender como un filtro centrado en los 10 Hz. De la curva de Ponderación, el voltaje equivalente es obtenido de acuerdo a la siguiente ecuación :

$$a_{10} = \left( \left( \sum_{j=0.5}^{j=25} a_j^2 g_{f_j}^2 \right) / n \right)^{1/2}$$

donde :

- $a_{10}$  = La magnitud de voltaje equivalente para la frecuencia de 10 Hz.
- $a_j$  = Magnitud de la fluctuación de voltaje en la frecuencia  $f_j$ .
- $g_{f_j}$  = Coeficiente de ponderación correspondiente a  $f_j$ .

y se establece un límite de perceptibilidad del parpadeo en :

$$a_{10} = 0.3 \%$$

Este criterio surge de experiencias recogidas en la evaluación de la tolerabilidad de observadores expuestos a iluminación incandescente alimentada por una red sometida a los disturbios provocados por hornos de arco.

Al cuantificar la variación luminosa, el método francés usa lo que se llama la Dosis Unitaria de Parpadeo. Este concepto se expresa por la ecuación :

$$Du_j = \int_{t=0}^{t=1 \text{ min.}} (a_{10}(t))^2 dt \quad (\%)^2 \text{min}$$

donde:

- $Du_j$  = Dosis Unitaria de Parpadeo;
- $a_{10}(t)$  = Nivel Instantáneo de Parpadeo

Se aprecia que si se evalúa la expresión con  $a_{10}(t) = 0,3\%$  y se integra durante 1 minuto, se obtiene que  $Du_j = 0,3\%$ .

El tiempo total de muestreo es de 25 minutos y corresponde a 15 minutos de medición más 10 minutos de descanso o de recuperación. Se recomienda que el análisis se realice durante 15 minutos consecutivos.

Se define otra variable la cual se llama Dosis Acumulada de Flicker,  $G(t)$ , como la siguiente ecuación :

$$G(t) = \sum_{j=1}^{j=15} Du_j$$

donde:

- $G(t)$  = Dosis Acumulada de Flicker;
- $Du_j$  = Dosis Unitaria.
- $J$  = 15 equivale a los 15 minutos de medición.

Esta expresión evaluada para un parpadeo instantáneo  $a_{10}(t) = 0,3\%$  durante 15 minutos, arroja un valor de “Dosis Acumulado de Parpadeo o Flicker Perceptible “ de  $1,35 (\%)^2 \text{min}$ .

En la siguiente tabla se entregan los límites que se usan en este método:

**MÉTODO FRANCÉS**

| Límite de Tolerancia | Dosis Unitaria (1 min)               | Dosis Acumulada $G(t)$ (15 min)      |
|----------------------|--------------------------------------|--------------------------------------|
|                      | $\leq 0.09 (\%)^2 \times \text{min}$ | $\leq 1.35 (\%)^2 \times \text{min}$ |

### 9.2.3 MÉTODO STANDARD (UIE, IEC 868)

Este método, propuesto por UIE (International Electromy Union), busca internacionalizar un criterio de medición. Flexible y amplio, este método incluye las principales características de los métodos francés e inglés.

El método standard utiliza la función FPC, “Curva de Probabilidad Acumulada”, que ya apreciamos en la definición del método Inglés, como una manera de representar la severidad del nivel de flicker. Para esto, es necesario definir dos nuevas variables :

$P_{ST}$  = Severidad de Parpadeo a Corto Plazo

$P_{LT}$  = Severidad de Parpadeo a Largo Plazo

#### 9.2.3.1 El $P_{ST}$

El  $P_{ST}$  o término corto de probabilidad, es adecuado cuando se analizan perturbaciones de una fuente. Se define por la ecuación :

$$P_{ST} = ( 0.0314 P_{0.1} + 0.0525 P_1 + 0.0657 P_3 + 0.28 P_{10} + 0.08 P_{50} )^{1/2}$$

$P_j$  = Nivel excedido para i% del tiempo registrado tomado de la curva de función de probabilidad acumulada acumulativa FPCC.

Equivalen a los percentiles de la curva de Probabilidad Acumulada. Los coeficientes de ponderación indicados corresponden a un  $P_{ST}=1$  con la curva de perceptibilidad del parpadeo especificada en la norma IEC-555-3.

#### 9.2.3.2 El $P_{LT}$

Para aparatos generadores de perturbaciones que poseen ciclos de trabajo superiores al período de observación de 10 minutos, fijado para evaluar la severidad de parpadeo a corto Plazo ( $P_{ST}$ ), por ejemplo hornos de arco, se debe establecer una metodología de cálculo apropiada. Se busca una metodología equivalente a la ya establecida y se define el término de Severidad a Largo Plazo ,  $P_{LT}$ , y que se plantea en función de la  $P_{ST}$  , y se define por :

$$P_{LT} = ( 1/N ) ( \sum_{j=1}^{j=N} ( P_{STj} )^3 )^{1/3}$$

donde :

$P_{STj}$  = Es el  $P_{ST}$  del j-ésimo período de 10 minutos.

$N$  = Cantidad de intervalos de 10 minutos considerados.

### 9.2.3.3 Flicker con Varias Fuentes de Distorsión

Para evaluar el nivel de severidad de parpadeo en un nodo cualquiera de la red de distribución, conocidos los valores de severidad del parpadeo que produce cada carga perturbadora en el nodo estudiado, puede usarse la siguiente expresión aproximada propuesta:

$$P_{ST} = \left( \sum_{j=1}^{j=N} (P_{ST,j})^m \right)^{1/m}$$

donde :

$P_{ST}$  = Es el nivel de severidad del parpadeo producido en el nodo por el total de las j cargas perturbadoras.

$P_{ST,j}$  = Es el  $P_{ST}$  de la j-ésima carga perturbadora.

$M$  = Coeficiente que varía entre 1 y 4 dependiendo de las características de los principales generadores de perturbaciones flicker.

Para algunos casos se tiene :

$m = 1$  , para fluctuaciones de tensión de la misma forma y sincrónicas.

$m = 2$  o  $3$ , para fluctuaciones de tensión separadas temporalmente entre 1 y 300 segundos.

$m = 2$  , para fluctuaciones de tensión complejas con probabilidad de superposición temporal.

$m = 3$  , para fluctuaciones de tensión complejas con baja probabilidad de superposición temporal.

### 9.2.3.4 Medición Normalizada de Flicker (IEC 868)

Un medidor de Flicker normalizado se detalla en el diagrama de bloques 1.

Bloque 1 : Sensor de Voltaje.

Bloque 2 : En primer lugar el valor sentido de voltaje se eleva al cuadrado, ya que la luminosidad depende del cuadrado de la tensión.

Bloque 3 : Un filtro demodulador elimina la componente continua (se hace cero el valor RMS de referencia) y las señales de frecuencia superior a 35 Hz. Separa las fluctuaciones de la portadora.

Bloque 4 : Un filtro adicional considera la característica de la visión humana, de modo que a la salida de este filtro se tiene la fluctuación de voltaje ponderada asociada al voltaje de la red. Simula la respuesta del sistema ojo-lámpara. Alcanza su máxima respuesta en los 8,8 Hz.

Bloques 5 y 6 : Un multiplicador cuadrático y un filtro de primer orden de una constante de tiempo de 300 mseg permite simular la respuesta no lineal del sistema humano ojo-cerebro y almacenaje cerebral de la información.

Un extractor de raíz permite calcular el valor efectivo del flicker. Con varios de estos valores es posible realizar estudios estadísticos de flicker. De aquí es posible analizar la información a través de gráficos y otros bloques adicionales.

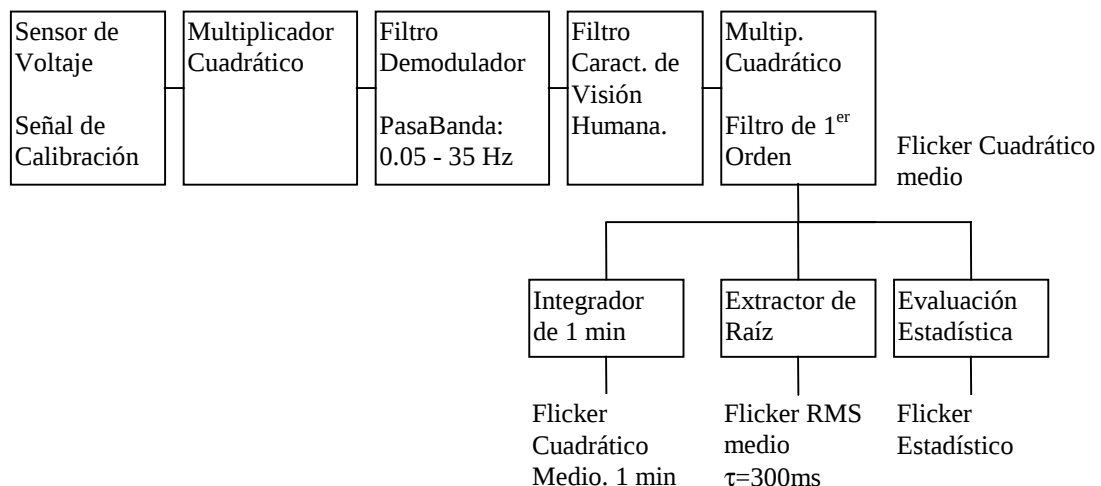
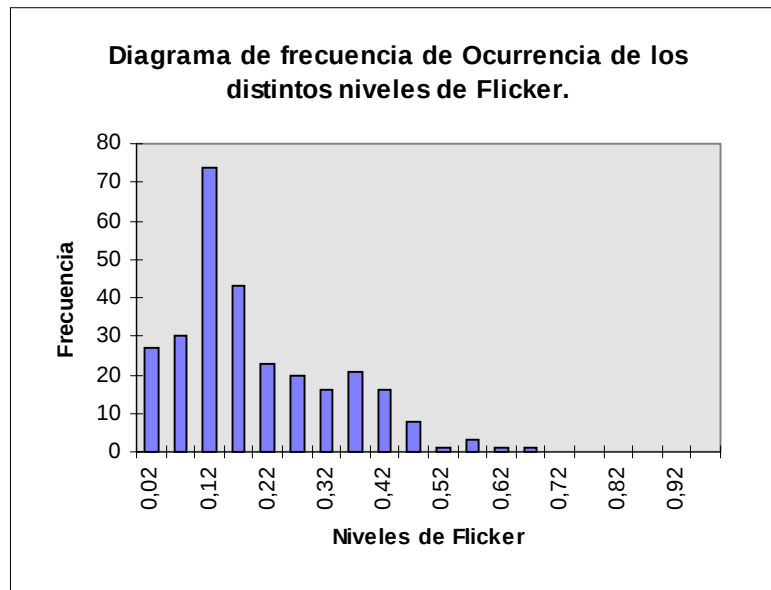


Diagrama de Bloques 1. Medidor según norma IEC 868.

En la figura adjunta se ilustra un ejemplo con la gráfica de los valores tabulados según clasificación. Se considera un Número de Muestras NM y la Frecuencia Relativa se obtiene como sigue :

$$\text{Frec. Relat.} = \frac{\text{Frecuencia}}{\text{Número de Muestras}}$$

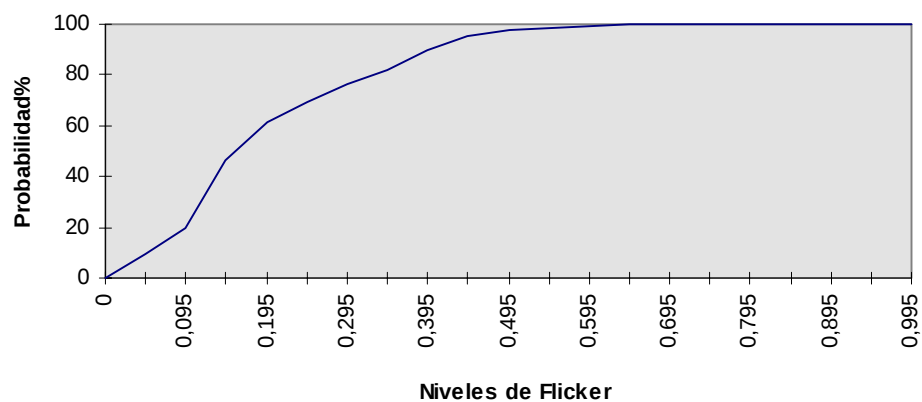


La función de Probabilidad Acumulada se define como sigue :

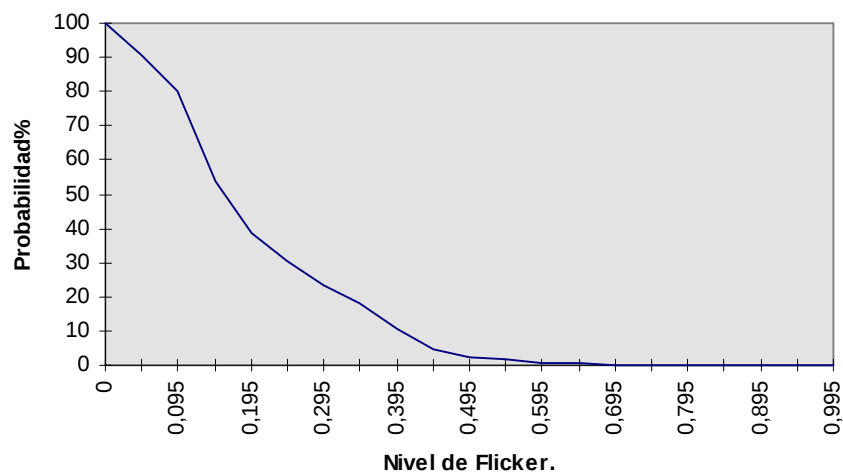
$$\text{Probabilidad \%} = \frac{\text{Frecuencia Acumulada} * 100}{\text{Número de Muestras}}$$

Con Número de Muestras = NM

**Diagrama de frecuencia acumulada o Curva de Probabilidad CPF de los distintos niveles de Flicker.**



**Diagrama de Frecuencia Acumulada Complementaria.**



### 9.2.4 MÉTODO EMPLEADO POR ENDESA [7]

A continuación se resume lo indicado en el trabajo: [7] Eduardo Lucero, “Medición de perturbaciones originadas por consumos industriales de alta corriente”.

#### - ANÁLISIS DE SEÑALES DE FRECUENCIA MENORES QUE 50 Hz.

La ENDESA incluye en sus contratos con clientes industriales una cláusula restrictiva del contenido máximo de variaciones lentas, según una tabla de límites máximos que dependen de la frecuencia de la perturbación.

**LIMITES DE VARIACION DE TENSION ADMISIBLE  $\delta V\%$  (N)**

| FRECUENCIA                             | VARIACIÓN DE TENSIÓN %           |
|----------------------------------------|----------------------------------|
| $5 \leq N$ (Fluctuaciones/seg)         | $\delta V < 0.4$                 |
| $1 \leq N$ (Fluctuaciones/Min) $< 300$ | $\delta V < 1.7 - 0.5248 \log N$ |
| $1 \leq N$ Fluctuaciones/Hora) $< 60$  | $\delta V < 5.0 - 1.8559 \log N$ |
| $N$ Fluctuaciones/Hora) $< 1$          | $\delta V < 5.0$                 |

Las variaciones de tensión que se consideran son de una frecuencia variable menor o igual a 25 Hz. El efecto de frecuencias mayores se trata en otro apartado (armónicas).

El efecto de la perturbación lenta que se considera se representa como una modulación sinusoidal de la onda de tensión de 50 Hz nominales, variando su amplitud con una frecuencia  $F_k \leq 25$  Hz.

$$V_p(t) = (V_n + V_k(t)) \cos(100\pi t + \phi)$$

$V_n$  = Tensión máxima nominal

$$V_k(t) = \text{perturbación} = V_f \cos(2\alpha t)$$

$V_f$  = tensión máxima de la fluctuación

$\delta$  = RMS en zona de máximo - RMS en zona de mínimo.

La tensión que interesa corresponde a la envolvente de la onda resultante de  $V_p(t)$ .

Con  $\alpha \ll 50$  Hz, se aproxima

$V_p(t) = (V_n + V_f) \cos(100\pi t + \phi)$  en zona de máximos

$V_p(t) = (V_n - V_f) \cos(100\pi t + \phi)$  en zona de mínimos

Con lo que se calcula  $\delta$ :

$$\delta = (V_n + V_f)/\sqrt{2} - (V_n - V_f)/\sqrt{2}$$

$$\delta = \sqrt{2} \cdot V_f \text{ (método del valor efectivo)}$$

### - MÉTODO DEL VALOR EFECTIVO

Consiste en muestrear la tensión instantánea a la salida del transformador de potencial con una frecuencia de 1 KHz, calculando su valor efectivo en cada ciclo, durante 10 minutos.

El período T será de aproximadamente 20 milisegundos y se calcula detectando las intersecciones de la señal de tensión con la salida de un filtro pasabajos de 75 Hz.

El cálculo se repite ciclo a ciclo llevando un registro RMS(t) con el cual se detecta el valor máximo, valor mínimo y duración de cada ciclo la señal de valores efectivos.

La diferencia entre valor máximo y mínimo mide la magnitud de la perturbación de tensión siendo su frecuencia “instantánea” igual al inverso de la duración detectada. se emplea un filtro digital pasabajo recursivo para eliminar el efecto de las variaciones de frecuencia mayores que 50 Hz y para detectar las duraciones de los ciclos de la tensión nominal y de la perturbación o “flicker”.

Se indica que este método de valor efectivo ha sido adoptado por Endesa, debido a su simplicidad y excelente estabilidad numérica, lo cual permite su utilización en un procedimiento de medición permanente del nivel de flicker en línea y en tiempo real.

Una vez calculados todos los valores RMS de la medición realizada, se procede a determinar el valor medio de ellos con el fin de tener un nivel de referencia, a partir del cual se obtiene el período de las oscilaciones de los RMS ya calculados, así como los valores máximos y mínimos alcanzados durante dicha oscilación.

En último lugar, se calcula el porcentaje de perturbación sufrido por la señal adquirida por cada período de oscilación de los valores RMS según la siguiente relación :

$$\text{perturbación} = \frac{(V_{\text{RMS máx.}} - V_{\text{RMS mín.}})}{V_{\text{RMS nominal}}} 100\%$$

con :

$V_{\text{RMS máx.}}$  = Valor RMS máximo alcanzado durante el período de oscilación.

$V_{\text{RMS mín.}}$  = Valor RMS mínimo alcanzado durante el período de oscilación.

$V_{\text{RMS nominal}}$  = 231 V, por defecto.

### 9.3 EL PROYECTO DE REGLAMENTO DE LA LEY GENERAL DE SERVICIOS ELÉCTRICOS (RELATIVO AL FLICKER)

En el título IX: Disposiciones transitorias, pág. 59 (versión marzo 1995), el art. 8 señala en su párrafo 6, textualmente:

#### **“6. Severidad de parpadeo**

*El índice de severidad de parpadeo o “flicker”, será evaluado estadísticamente en intervalos consecutivos de 10 minutos durante un período de registro de mediciones de una semana cualquiera del año o de siete días consecutivos, y no deberá exceder 1.00 para tensiones iguales o inferiores a 110 KV ni exceder 0.79 para tensiones superiores a 110 KV.*

*El índice de severidad de “flicker”, evaluado estadísticamente en intervalos consecutivos de dos horas durante un período de registro de mediciones de una semana cualquiera del año o de siete días consecutivos, no deberá exceder 0.74 para tensiones iguales o inferiores a 110 KV ni exceder 0.58 para tensiones superiores a 110 KV.*

*Ambos índices se calcularán considerando la norma correspondiente dictada por el Ministerio a proposición de la Comisión. La medición y el registro se efectuarán en cualquier punto de la red.”*

## 9.4 REDUCCIÓN DEL FLICKER

En general, el tema de la Calidad de Servicio es complejo por la interacción entre los diversos agentes: generadores, distribuidores y clientes conectados a un mismo sistema interconectado. Se hace notable el problema cuando es necesario hacer inversiones para reducir los efectos indeseables que perjudican la calidad de servicio.

En general cada situación debe estudiarse específicamente. Entre las medidas más comunes están:

- Planificar la incorporación de consumos no lineales e intermitentes con una configuración de red eléctrica con una división de las cargas no lineales que permita una superposición favorable, con una alta relación de la potencia de cortocircuito sobre la potencia no lineal en el punto de acoplamiento común.

- En lo posible, se trata de reducir las exigencias simultáneas al sistema de compensación tratando de compatibilizar la necesidad de compensar potencia reactiva, reducción de distorsión armónica y flicker.

- Proveer una baja impedancia para las corrientes fluctuantes, ya sea vía filtros pasivos, filtros activos o compensadores estáticos de potencia reactiva. Dentro de los compensadores estáticos el más común es el tipo TCR (Reactor con control de corriente vía tiristores), que da una buena característica dinámica frente a fluctuaciones rápidas.

- Reducir los impactos de corriente instantánea, en especial de la componente reactiva instantánea de la carga a través del control electrónico de los accionamientos y convertidores estáticos involucrados.

## REFERENCIAS

- [1] El Proyecto de Reglamento de la Ley General de Servicios Eléctricos, título IX: Disposiciones transitorias, pág. 59 (versión marzo 1995).
- [2] P. Issouribehere, Apuntes Seminario Calidad de Servicio Eléctrico, Depto. de Electricidad, UTFSM, 1994.
- [3] M. Rodrigues, “An instrument for power system voltage flicker measurement”, Electro’95, 1995.
- [4] J. Benavides et Al, “Desarrollo de métodos para la medición digital de perturbaciones en redes eléctricas”, Electro’95, 1995.
- [5] A. Muñoz, “Análisis de la medición computarizada del flicker producido por hornos de arco”, Electro’95, 1995.
- [6] R. Sánchez, “Instrumento para diagnóstico de redes eléctricas”, Electro’95, 1995.
- [7] Eduardo Lucero, “Medición de perturbaciones originadas por consumos industriales de alta corriente”.
- [8] A. Girgis, “Measurement and prediction of voltage flicker magnitude and frequency”, Proc. of IEEE ICHPS VI Bologna, Sept.,1994.
- [9] J. Arrillaga, “Real time harmonic processing of an arc furnace installation”, Proc. of IEEE ICHPS VI Bologna, Sept.,1994.
- [10] A. M. Dan, “Computer simulation of a three phase AC Electric arc furnace and its reactive power compensation”,Proc. of IEEE ICHPS VI Bologna, Sept.,1994.
- [11] W.Mombauer, “Flicker caused by interharmonics”, etz Archiv Bd. 12 (1990), H12, pp 391-396.