

Universidad de Cantabria

Departamento de Electrónica y Computadores



Tesis Doctoral

ANÁLISIS WAVELET APLICADO A LA MEDIDA DE ARMÓNICOS,  
INTERARMÓNICOS Y SUBARMÓNICOS EN REDES  
DE DISTRIBUCIÓN DE ENERGÍA ELÉCTRICA

Ramón Ignacio Diego García

Santander, Octubre de 2006



**Universidad de Cantabria**  
**Departamento de Electrónica y Computadores**

**Dr. Julio Barros Guadalupe**

Profesor Titular de Universidad

Como director de la Tesis Doctoral:

**Análisis wavelet aplicado a la medida de armónicos, interarmónicos y subarmónicos en redes de distribución de energía eléctrica**

realizada por el doctorando Don Ramón Ignacio Diego García, Licenciado en Ciencias (Físicas), en el Departamento de Electrónica y Computadores de la Universidad de Cantabria, autorizo la presentación de la citada Tesis Doctoral dado que reúne las condiciones necesarias para su defensa.

Santander, octubre de 2006

Fdo. Julio Barros Guadalupe



*Soy afortunado por tener mucho que agradecer a las personas que me han ayudado, de diferentes modos, en el camino hasta presentar esta tesis doctoral.*

*Quiero darle las gracias a Julio, por toda la ilusión y el esfuerzo que cada día ha puesto en este trabajo. Ha sido un excelente director, pero además ha sido un excelente compañero.*

*Quiero darles las gracias a mis compañeros de Instrumentación, a los del Aula 20 y a los del café de la mañana, por hacer que me sienta en Náutica como en mi casa. También quiero darles las gracias al resto de compañeros de la Escuela que me han regalado su tiempo en tantas ocasiones en los últimos años. A todos ellos quiero agradecerles especialmente que me mostraran su apoyo y su cariño cuando llegaron momentos muy tristes y difíciles.*

*A mis padres, Ramón y Soledad, les quiero agradecer tantas y tan importantes cosas que es imposible enumerarlas aquí. A ellos, junto con el resto de mi familia, les quiero dar las gracias por llenar mi vida de alegrías.*

*A Lidia le quiero dar las gracias por estar a mi lado.*

*A mis amigos les quiero dar las gracias por serlo.*

*En Santander, a 11 de octubre de 2006.*



*A mis padres*



---

<b>1. Introducción .....</b>	<b>1</b>
1.1. La calidad de la energía eléctrica .....	3
1.2. Armónicos, interarmónicos y subarmónicos .....	5
1.2.1. Armónicos .....	5
1.2.2. Efectos de los armónicos .....	8
1.2.3. Interarmónicos .....	10
1.2.4. Efectos de los interarmónicos .....	12
1.2.5. Subarmónicos .....	12
1.2.6. Efectos de los subarmónicos.....	13
1.3. Normativa básica sobre calidad de la energía eléctrica .....	13
1.4. Motivación y objetivos de la tesis doctoral .....	17
1.5. Estructura de la tesis doctoral .....	18
1.6. Publicaciones relacionadas con los resultados de la tesis doctoral .....	19
1.7. Referencias .....	20
<b>2. Medida de armónicos, interarmónicos y subarmónicos .....</b>	<b>25</b>
2.1. Introducción .....	27
2.2. Estándares de medida de la distorsión armónica .....	27
2.2.1. Estándar IEEE 519 .....	28
2.2.2. Estándar IEC 61000-4-7 .....	29
2.2.2.1. Análisis de Fourier .....	31
2.2.2.2. Agrupaciones de líneas espectrales .....	32
2.2.3. Estándar IEC 61000-4-30 .....	35
2.2.3.1. Agregación de intervalos de tiempo de medida .....	36
2.2.3.2. Algoritmo de agregación de medidas .....	37
2.3. La función ventana .....	38
2.3.1. Elección de la función ventana .....	39
2.3.2. La función ventana rectangular .....	40
2.3.3. La función ventana de Hanning .....	41
2.3.4. Efectos de la función ventana en la medida de las agrupaciones de líneas espectrales .....	42
2.3.4.1. Efectos en el grupo armónico .....	45
2.3.4.2. Efectos en el subgrupo armónico .....	47
2.3.4.3. Efectos en el grupo interarmónico .....	48
2.3.4.4. Efectos en el subgrupo interarmónico centrado .....	49
2.3.5. Análisis comparativo de señales con las funciones ventana rectangular y de Hanning .....	50

2.4. Otros métodos de medida de armónicos e interarmónicos .....	63
2.4.1. Limitaciones del análisis de Fourier en la medida de armónicos e interarmónicos .	63
2.4.1.1. Efecto picket-fence .....	63
2.4.1.2. Spectral leakage .....	64
2.4.1.3. Herramientas alternativas al análisis de Fourier .....	65
2.4.1.4. Filtros de Kalman .....	65
2.4.1.5. Análisis wavelet .....	71
2.4.1.5.1. Transformada Wavelet Continua .....	74
2.4.1.5.2. Transformada Wavelet Discreta .....	77
2.4.1.5.3. Implementación digital de la Transformada Wavelet Discreta ...	78
2.4.1.5.4. Aplicación de las wavelets en el análisis de armónicos e interarmónicos en señales eléctricas .....	82
2.5. Referencias .....	85
<b>3. Nuevo método de medida de armónicos, interarmónicos y subarmónicos basado en la Transformada Wavelet Packet .....</b>	<b>91</b>
3.1. Introducción .....	93
3.2. Estudio del espectro de señales eléctricas mediante la Transformada Wavelet Packet .....	94
3.2.1. Medida de componentes armónicas en el tercer nivel del árbol de descomposición .	95
3.2.2. Caracterización frecuencial del tercer nivel del árbol de descomposición .....	96
3.2.3. Análisis de señales en el tercer nivel del árbol de descomposición .....	98
3.3. Método de medida de armónicos, interarmónicos y subarmónicos basado en la Transformada Wavelet Packet .....	104
3.3.1. Método de medida de los grupos armónicos basado en la Transformada Wavelet Packet .....	105
3.3.1.1. Descripción del método de medida de los grupos armónicos .....	105
3.3.1.2. Caracterización frecuencial del quinto nivel del árbol de descomposición para frecuencias armónicas .....	107
3.3.1.3. Caracterización frecuencial del quinto nivel del árbol de descomposición	108
3.3.1.4. Análisis comparativo de señales con los métodos IEC y WPT .....	114
3.3.1.5. Análisis comparativo de los métodos IEC y WPT frente a pérdida de sincronía .....	123
3.3.1.6. Análisis comparativo de los métodos IEC y WPT frente al ruido .....	124
3.3.2. Método de medida de los grupos interarmónicos basado en la Transformada Wavelet Packet .....	126
3.3.2.1. Descripción del método de medida de los grupos interarmónicos .....	126
3.3.2.2. Caracterización frecuencial del cuarto nivel del árbol de descomposición	128

3.3.2.3. Análisis comparativo de señales con los métodos IEC y WPT .....	131
3.3.3. Método de medida del grupo subarmónico basado en la Transformada Wavelet Packet .....	135
3.3.3.1. Definición del valor eficaz del grupo subarmónico .....	135
3.3.3.2. Análisis comparativo de señales con el método IEC extendido y el método WPT .....	137
3.3.4. Caracterización temporal de la señal .....	140
3.4. Propuesta del método WPT como vía alternativa de medida del espectro de señales eléctricas dentro del marco del estándar IEC 61000-4-7 .....	150
<b>4. Instrumentación virtual para medida de armónicos, interarmónicos y subarmónicos .....</b>	<b>155</b>
4.1. Introducción .....	157
4.2. Sistema de medida de la señal de la línea eléctrica .....	157
4.2.1. Sistema de adquisición y procesado de señal .....	158
4.2.2. Circuito para acondicionamiento de señal .....	160
4.2.3. Circuito de sincronización .....	161
4.2.4. Software de control y medida .....	162
4.3. Instrumento virtual de medida con el método IEC .....	163
4.4. Instrumento virtual de medida con el método WPT .....	170
<b>5. Conclusiones .....</b>	<b>175</b>



## **1. Introducción**

---



### **1.1. La calidad de la energía eléctrica**

La generación de energía eléctrica en los centros de producción y su suministro en los puntos de consumo se hace mediante la red de distribución eléctrica. Para su adecuado funcionamiento, en términos generales, la primera necesidad es que los centros de generación satisfagan la demanda de los usuarios. Superado el problema del suministro debemos considerar el de la calidad de la energía suministrada. Este no es un aspecto de importancia evidente como el anterior, sin embargo tiene repercusiones de primera magnitud.

La calidad de la energía eléctrica es un término global que no tiene una definición exacta y que abarca tanto la disponibilidad del suministro eléctrico junto con la calidad de la tensión y la corriente suministradas [1-4]. Cualquier desviación de la tensión y la corriente de su forma ideal se considera como una pérdida de calidad o como una perturbación. La mala calidad de la energía eléctrica en el punto de suministro al consumidor puede generar problemas importantes en las instalaciones y equipos conectados a la red.

Las perturbaciones en la calidad de la energía eléctrica se pueden agrupar en dos grandes grupos: variaciones y eventos. Las variaciones son pequeñas desviaciones de la tensión o de la corriente respecto de su valor nominal. Citaremos como ejemplos, el cambio del valor eficaz o valor cuadrático medio de la señal, r.m.s., el cambio de la frecuencia de la señal respecto de su valor nominal o la distorsión armónica. Los eventos, por su parte, son desviaciones que solo ocurren ocasionalmente como los huecos de tensión o las sobretensiones transitorias.

En ocasiones puede ser difícil clasificar un fenómeno como perturbación o como evento. Las variaciones pueden ser medidas en cada instante mientras que los eventos requieren esperar a que una tensión o una corriente características excedan un valor que se haya fijado como límite. Dado que este valor límite es arbitrario la distinción entre ambas también es arbitraria.

El problema de la calidad de la energía eléctrica es de naturaleza compleja. La energía eléctrica se genera como un sistema de tensiones trifásico equilibrado y se hace llegar al consumidor por medio de un sistema de transporte y distribución. En este proceso, la energía eléctrica sufre una serie de alteraciones que pueden afectar a los usuarios. Además, la conexión de los aparatos de los clientes al sistema de distribución de energía eléctrica da origen a que circulen corrientes eléctricas proporcionales a la demanda de los mismos. Estas corrientes al circular por la red van a dar origen a caídas de tensión, haciendo que la amplitud de la tensión suministrada en un determinado punto y en un determinado instante sea función de las caídas de tensión acumuladas en todos los elementos

de la red por la que se alimenta el cliente. Por tanto, para asegurar unos niveles mínimos de calidad en el suministro eléctrico es necesaria la cooperación de todos los agentes que intervienen en el proceso, el generador, el distribuidor y el propio consumidor.

Además de la demanda por parte de los consumidores de una energía eléctrica de mayor calidad y a más bajo coste, hay otros dos factores que afectan de forma importante y creciente a la calidad del suministro eléctrico en las actuales redes de distribución. Estos dos factores son la liberalización del sector eléctrico y la integración de fuentes de energía renovable.

La liberalización del sector eléctrico está cambiando el modelo tradicional de la red eléctrica. Anteriormente era un sistema formado por un número muy reducido de grandes generadores que suministraba la energía por medio de una red de transmisión y de distribución a las cargas de los clientes. Sin embargo, actualmente se está convirtiendo en una red global donde un cierto número de compañías independientes generan energía y un gran número de clientes consumen esa energía de la red, también la pueden generar o incluso ambas cosas en diferentes instantes de tiempo. Este nuevo modelo de sistema eléctrico supone un cambio importante que tiene una gran influencia en la calidad del suministro [5].

Por otro lado, la integración de las fuentes de energía renovable está experimentando un enorme impulso, fundamentalmente en los países de la Unión Europea, para producir una energía menos contaminante y cumplir con las directivas del protocolo de Kyoto [6]. Las previsiones y los objetivos de integración de estas fuentes de energía en la Unión Europea son muy importantes para los próximos años y tienen un calendario perfectamente definido. En lo relativo a la calidad de la energía eléctrica, las fuentes de energía renovables afectan fundamentalmente al aumento de la distorsión armónica, ya que la generación a otras frecuencias distintas de la fundamental de la red implica la necesidad de sistemas de conexión que pueden producir mayores niveles de armónicos, también al aumento en los niveles del flicker de tensión, producido por las fuentes de energía eólica o en general a la menor tolerancia de los sistemas no convencionales a las perturbaciones eléctricas debido a su menor capacidad.

La disminución de la calidad de la energía eléctrica produce pérdidas, calentamientos y otros efectos pero el más importante es el mal funcionamiento o la avería de los equipos conectados a la red de distribución. Esto puede derivar en problemas importantes en un entorno residencial o comercial, pero en los procesos industriales, los efectos económicos que pueden producir por la parada o la avería de los equipos pueden llegar a ser muy graves. No hay estudios exhaustivos al respecto, pero se estima que los problemas relacionados con la calidad de la energía le ocasionan al

sector del comercio y la industria en la Unión Europea un coste de aproximadamente 10.000 millones de euros al año [7], mientras que el coste anual en las industrias en los Estados Unidos por la no atención a la compatibilidad electromagnética se eleva a decenas de miles de millones de dólares [8].

Estos datos ponen de manifiesto la importancia, técnica y económica, que tiene la calidad de la energía eléctrica en la actual sociedad tecnológica y la necesidad de disponer de técnicas de medida y compensación que permitan asegurar unos determinados niveles de calidad para mantener la competitividad y el desarrollo tecnológico.

## 1.2. Armónicos, interarmónicos y subarmónicos

La red de distribución eléctrica suministra energía a los equipos conectados a sus líneas mediante una onda sinusoidal de valor eficaz 230 V y frecuencia 50 Hz en la Unión Europea. Las características de esta onda están establecidas en la norma EN 50160 [9]. Sin embargo aparecen otras componentes frecuenciales que degradan la calidad de la onda suministradora de energía. Estas componentes se clasifican en función de su frecuencia  $f$  del siguiente modo [10] si denotamos con  $f_1$  a la componente fundamental de la red:

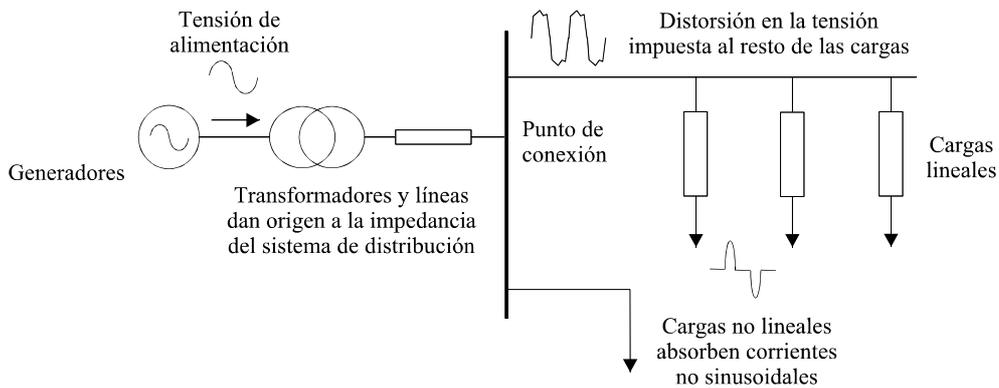
- Componente continua:  $f = 0$  Hz, es decir  $f = h \times f_1$  donde  $h = 0$ .
- Armónicos:  $f = h \times f_1$  donde  $h > 0$  y entero.
- Interarmónicos:  $f \neq h \times f_1$  donde  $h > 0$  y entero.
- Subarmónicos:  $0 \text{ Hz} < f < f_1$ , es decir,  $f = h \times f_1$  donde  $0 < h < 1$ .

El término subarmónico no tiene una definición oficial, pero se puede considerar como un caso especial de interarmónico con frecuencia inferior a la frecuencia fundamental.

### 1.2.1. Armónicos

Los armónicos han sido históricamente la perturbación más estudiada ya que su existencia se conoce desde los comienzos de la distribución de la energía eléctrica. Su estudio y la evolución de las técnicas de medida han sido en gran parte los generadores del interés en otros aspectos de la calidad de la energía eléctrica hasta llegar a la situación actual.

Los armónicos en las formas de onda de la tensión y de la corriente son componentes de frecuencia de valor múltiplo de la frecuencia fundamental. Estas componentes armónicas se producen por la conexión de cargas no lineales a la red. Estas cargas absorben corrientes no lineales que al circular por las impedancias del sistema producen caídas de tensión no lineales que modifican la forma de onda de la tensión suministrada.



**Figura 1.1.** Generación y propagación de armónicos en las redes de distribución de energía eléctrica.

En términos generales se pueden citar como fuentes de armónicos en entornos industriales los rectificadores, los hornos de inducción y los hornos de arco. En cuanto a los receptores de uso doméstico mencionaremos los balastos de iluminación fluorescente, las lámparas de descarga de vapor de sodio, los equipos electrónicos con fuentes de alimentación de funcionamiento conmutado, y los equipos que incluyen motores como los equipos de aire acondicionado, frigoríficos, etc. También producen armónicos los elementos de instalaciones eléctricas como los equipos de producción, transporte y distribución de energía eléctrica y los dispositivos electrónicos de control y mando que regulan la intensidad absorbida por un equipo consumidor.

Los armónicos se pueden evaluar de dos formas diferentes:

- Individualmente, por medio de su amplitud relativa,  $u_h$ , respecto a la amplitud de la tensión de la componente fundamental  $U_1$ , siendo  $h$  es el orden del armónico

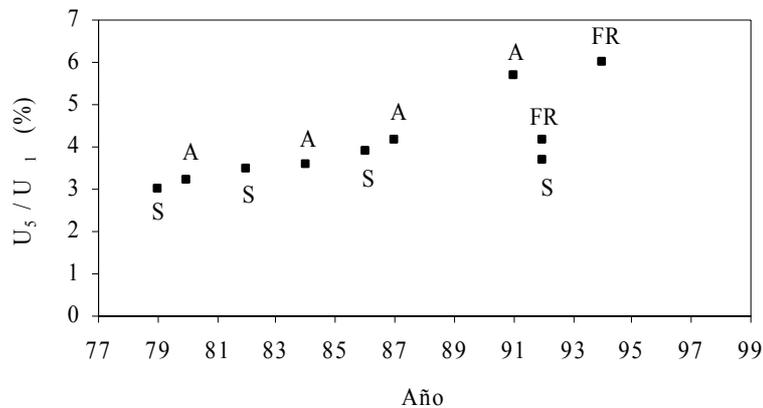
$$u_h = \frac{U_h}{U_1}$$

- Globalmente, por medio del índice de distorsión armónica total, *THD*,

$$THD = \sqrt{\sum_{h=2}^{40} u_h^2}$$

La enorme proliferación de cargas no lineales está produciendo un aumento continuo en los niveles de la distorsión armónica en las redes de distribución, de tal forma que si se mantiene esta tendencia se puede esperar que en pocos años se alcancen los niveles máximos admisibles contemplados en la normativa internacional actualmente.

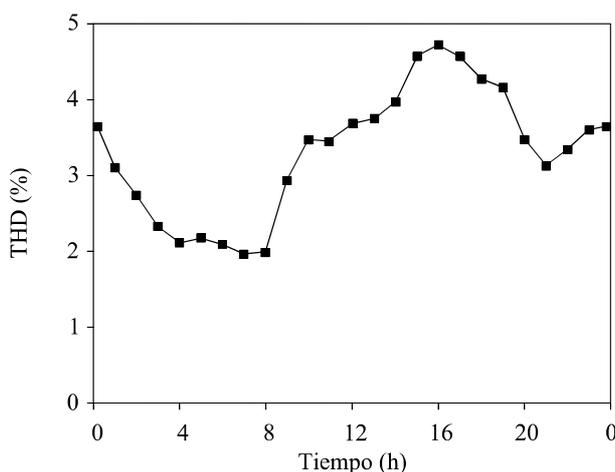
La figura 1.2 representa la tendencia en la evolución de la amplitud del quinto armónico de la tensión de suministro, expresada en porcentaje respecto de la componente fundamental, en algunos países europeos [11]. Como se puede comprobar, a lo largo de los últimos años se viene produciendo un aumento del orden del 1% en la amplitud del quinto armónico, que es el armónico dominante en la actualidad, en distintos países europeos en períodos de solamente 10 años.



**Figura 1.2.** Evolución de la distorsión armónica del quinto armónico en la tensión de distribución en Suiza, S, Alemania, A y Francia, F.

En España no existen estudios de este tipo, aunque la tendencia que se observa en la distorsión armónica es similar a la de otros países europeos. Como un ejemplo de los niveles de distorsión armónica existentes en la tensión de suministro eléctrico, la figura 1.3 se representa la evolución diaria del *THD* de la tensión medido en la red de distribución de baja tensión de un centro de la Universidad de Cantabria en un día laborable [12].

Como se puede apreciar, la variación del *THD* presenta un máximo a primeras horas de la tarde, en el que se alcanza un valor de 4.72%. El valor mínimo es del 1.95% y se produjo durante las horas de la madrugada. El quinto armónico aparece también como el dominante en la forma de onda de la tensión y llega a alcanzar valores superiores al 5%, cercanos al máximo permitido, durante cortos intervalos de tiempo a primeras horas de la tarde.



**Figura 1.3.** Evolución diaria de la distorsión armónica total en la tensión medida en la red de distribución de baja tensión.

Los límites de la distorsión armónica individual y la distorsión armónica total en condiciones normales de operación están definidas en los estándares EN 50160 [9] e IEEE 519 [13].

### 1.2.2. Efectos de los armónicos

Los armónicos en las formas de onda de la tensión y la corriente están siempre presentes, en mayor o menor medida, en las redes de distribución y transporte de energía eléctrica actuales por lo que afectan de forma permanente a la propia red y a las cargas conectadas a ella.

El efecto de los armónicos sobre los equipos depende de la naturaleza de estos así como de la magnitud, frecuencia y fase de los armónicos. Algunos de los efectos directos más importantes que producen son los siguientes [14]:

- Los condensadores y transformadores sufren pérdidas adicionales y calentamientos que acortan su vida media de funcionamiento.

- Los fusibles de protección sufren calentamiento e incluso fusión en condiciones de intensidad normal.
- Los cables sufren fallos en el aislamiento, gradientes de tensión elevados y efecto corona.
- Los balastos inductivos que se utilizan en lámparas fluorescentes o lámparas de descarga sufren aumentos de temperatura.
- Los relés de protección sufren disparos inadecuados ocasionados por las modificaciones en los valores de pico y en los pasos por cero de la señal.
- En sistemas electrónicos de comunicaciones, computadores y equipos electrónicos de control de procesos como microcontroladores, autómatas y robots, sus fuentes de generación de corriente continua a partir de la corriente alterna de la red eléctrica están diseñadas y construidas suponiendo que no se produzcan tensiones armónicas por encima de determinados niveles. Sin embargo, cuando se superan dichos niveles se puede producir pérdida de datos o aparición de datos erróneos, así como operaciones fuera de secuencia en robots y máquinas herramienta controlados por computador.
- En los equipos de medida por inducción se producen errores de medida ya que habitualmente están calibrados para una onda de tensión pura sin presencia de tensiones armónicas.
- Los sistemas de transmisión de señales por la red pueden ser alterados por frecuencias armónicas próximas al valor de la frecuencia de la señal portadora utilizada en la transmisión.
- En las propias redes eléctricas los armónicos incrementan sus pérdidas por calentamiento, especialmente en conductores neutros de baja tensión, transformadores y motores, ocasionando la degradación de los aislamientos y acortando su vida útil.

Aparte de los efectos directos que producen los armónicos y que están bien documentados en la literatura técnica, hay algunos efectos indirectos reseñables que afectan al funcionamiento de distintos tipos de cargas electrónicas. Así por ejemplo, en las referencias [12, 15-17] se estudia como la tolerancia a las variaciones de la tensión de suministro de distintos tipos de cargas electrónicas varía en presencia de armónicos en la tensión. Las cargas electrónicas que emplean fuentes de alimentación para disponer de energía eléctrica para su funcionamiento son más sensibles a las variaciones de la tensión en la red de suministro en función de la distorsión

armónica existente. La distorsión armónica afecta a la forma de onda de la tensión alterna y modifica su factor de cresta, la relación entre su valor pico y su valor eficaz, aplicada a la entrada de la fuente de alimentación. Esto hace que la tensión continua en la salida del rectificador también varíe y si la tensión continua no regulada se hace demasiado pequeña, la salida del regulador de tensión de la fuente de alimentación también disminuirá hasta que los distintos componentes del equipo alimentado acabarán por fallar. Como se presenta en las referencias antes citadas, la magnitud y fase de los armónicos en la tensión de suministro puede dar origen a variaciones significativas en la tensión mínima permanente y en el tiempo máximo con tensión nula que puede tolerar un equipo manteniendo su funcionamiento correcto.

### **1.2.3. Interarmónicos**

Los interarmónicos en las ondas de tensión y de corriente son componentes de frecuencia que no son múltiplos enteros de la frecuencia fundamental.

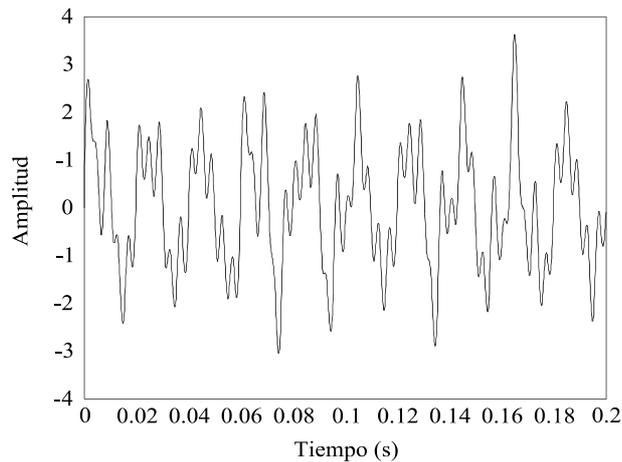
Principalmente son producidos por cicloconvertidores, convertidores estáticos de frecuencia, convertidores subsíncronos, motores de inducción, hornos de arco y equipos de soldadura en arco, pero en general, cualquier carga no pulsante sincrónicamente con la frecuencia fundamental es una fuente potencial de interarmónicos [18].

Hasta el momento han sido un tipo de perturbación poco estudiada, pero el incremento que están experimentando actualmente en las redes de distribución y los efectos que producen, hace que haya crecido el interés por su medida y análisis.

La medida de interarmónicos es una tarea compleja. Una señal con componentes interarmónicas no es necesariamente periódica y además, dependiendo del intervalo de observación, la señal puede aparecer como no simétrica. La figura 1.4 representa 10 períodos de una señal de 50 Hz con componentes armónicas e interarmónicas [10] cuyas frecuencias y amplitudes se muestran en la tabla 1.1.

Como se puede ver, la forma de onda representada no es ni periódica ni simétrica en el intervalo de tiempo indicado. Si esta señal se muestrease empleando una ventana de adquisición cuya duración fuese un múltiplo entero de la frecuencia fundamental de la red, se obtendrían errores importantes en la medida de sus componentes espectrales. Sería necesario aumentar la duración de la ventana de muestreo hasta conseguir que esta fuese sincrónica con la señal a analizar. Esto se conseguiría si la duración de la ventana ofreciese una resolución frecuencial igual al mínimo común múltiplo de

las distintas componentes de frecuencia que contiene la señal, de este modo cada una de las componentes presentes en la señal sería una de las frecuencias de salida que suministraría el análisis de Fourier. Sin embargo, al aumentar la duración de la ventana de muestreo, debido a la naturaleza no estacionaria de los interarmónicos de la red, se obtendrían de nuevo resultados erróneos ocasionados por el carácter no estacionario de la señal.



**Figura 1.4.** Señal con componentes armónicas e interarmónicas.

**Tabla 1.1.** Componentes frecuenciales de la señal de la figura 1.4.

Frecuencia (Hz)	Amplitud (p.u.)
50	1
104	0.3
117	0.4
134	0.2
147	0.3
250	0.5

La magnitud de las componentes interarmónicas actualmente es muy reducida, más de un orden de magnitud inferior que las componentes armónicas de una señal, y su medida en presencia de otras componentes armónicas y de la propia componente fundamental puede quedar casi totalmente enmascarada. Sin embargo el creciente número de equipos de electrónica de consumo conectados a la red cada vez introducen más de estas componentes interarmónicas y en conjunto se van aumentando sus niveles. Las referencias [10, 18-21] presentan una revisión de las principales técnicas de detección y medida de interarmónicos. No obstante, hasta la fecha no se ha hecho un estudio exhaustivo de los niveles de interarmónicos existentes en las redes de distribución de energía eléctrica. En la referencia [22] se presentan los resultados de varias semanas de monitorización de las amplitudes de las tensiones interarmónicos en una red de distribución de baja tensión. Los resultados que se exponen indican que las amplitudes de los interarmónicos de menor orden, interarmónicos de orden 1 y de orden 2 calculados empleando el concepto de grupo

interarmónico definido en el estándar IEC 61000-4-7 [23], son en ocasiones superiores a los niveles de compatibilidad definidos en la normativa internacional.

#### **1.2.4. Efectos de los interarmónicos**

La propagación de interarmónicos en la red de distribución puede producir efectos nocivos en los equipos a los que suministra energía eléctrica como

- Efectos térmicos.
- Oscilaciones de baja frecuencia en sistemas mecánicos.
- Oscilaciones torsionales en máquinas eléctricas.
- Interferencias en señales de control y protección en líneas eléctricas.
- Sobrecargas en filtros paralelos para armónicos de alto orden.
- Interferencias en señales de telecomunicación.
- Perturbaciones acústicas.
- Saturación en transformadores de corriente.
- Flicker en sistemas de iluminación.

Uno de los efectos más importantes de los interarmónicos es su influencia en el flicker de los dispositivos de iluminación. Las componentes interarmónicas afectan al valor de pico y al valor eficaz de la tensión fundamental, haciendo que estas fluctuaciones de tensión produzcan fluctuaciones en la iluminación si la magnitud de los interarmónicos sobrepasa ciertos niveles de inmunidad [19, 20]. Estas variaciones en la iluminación tienen efectos nocivos en el ser humano.

#### **1.2.5. Subarmónicos**

Los subarmónicos en las ondas de tensión y corriente no tienen una definición oficial ni tienen definido un método de medida en las normas internacionales. Son componentes de frecuencia

inferior a la frecuencia fundamental causadas principalmente por hornos de arco controlados por integración de ciclo, cicloconvertidores, generadores eólicos y acondicionadores de potencia de carga por modulación de ráfaga de pulso.

Son un problema aun poco estudiado en cuanto a su incidencia en la calidad de la energía eléctrica y del que apenas existen unas pocas referencias en cuanto a su efecto en motores [24], transformadores [25, 26] y el flicker lumínico que causan.

### **1.2.6. Efectos de los subarmónicos**

La consecuencia directa de la inyección de corrientes subarmónicas es la distorsión de la tensión de baja frecuencia que aparece como modulación de la componente fundamental de la señal.

Entre los efectos de los subarmónicos citaremos:

- Flicker de luz en sistemas de iluminación y pantallas de visualización.
- Asimetría del ciclo de histéresis en transformadores.
- Envejecimiento de la vida útil por efecto térmico.
- Perturbaciones en turbogeneradores.
- Funcionamiento incorrecto de sistemas de control remoto.
- Disparo erróneo de tiristores.
- Reducción de la vida útil de motores de inducción.

### **1.3. Normativa básica sobre calidad de la energía eléctrica**

La importancia de la energía eléctrica en todas las actividades de la sociedad y particularmente la importancia de las técnicas de medida de su calidad ha dado lugar a un marco legislativo del que a continuación hacemos un breve esbozo centrándonos en lo relacionado con la medida y los límites de armónicos e interarmónicos.

En España, la Ley 54/1997 de 27 de noviembre [27] del Sector Eléctrico establece el marco normativo que garantiza el suministro de energía eléctrica, su calidad y la minimización de sus costes. Esta ley se desarrolla en el Real Decreto 1955/2000 del 1 de diciembre [28] que regula las actividades de transporte, distribución comercialización, suministro y procedimientos de autorización de instalaciones de energía eléctrica y en el que se define el concepto, contenido y extensión de la calidad de servicio. De este modo, se establece que la calidad del servicio viene determinada por la continuidad del suministro en relación con el número y duración de sus interrupciones. Se establece también la calidad del producto en relación con las características de la onda de tensión y la calidad de la atención al cliente por parte del suministrador.

El Real Decreto 1955/2000 hace referencia a las características de la onda de tensión que puede verse afectada principalmente por las variaciones del valor eficaz de la tensión y de la frecuencia y por las interrupciones del servicio y huecos de tensión de duración inferior a tres minutos. Para la determinación de los aspectos de la calidad del producto establece que se seguirán los criterios expuestos el estándar EN 50160 o la norma que la sustituya junto con las instrucciones técnicas complementarias que se dicten por el Ministerio de Economía previo informe de la Comisión Nacional de la Energía. Además establece que las empresas distribuidoras de la energía deben elaborar anualmente información detallada de diferentes aspectos de la calidad de la energía eléctrica considerada como un producto. Para elaborar esa información, las empresas deben disponer de un procedimiento de medida y control de la continuidad del suministro y de los parámetros de calidad del producto que será auditable y homogéneo para todas las empresas.

En este real decreto se atribuye la responsabilidad del cumplimiento de los índices de calidad de suministro individual y zonal a los distribuidores que realizan la venta de energía al consumidor. Pero también, se establece que los consumidores deberán adoptar las medidas necesarias para que las perturbaciones emitidas por sus instalaciones estén dentro de los límites establecidos, así como que tendrán derecho a instalar, a su cargo, un sistema de registro de medida de incidencias de calidad de servicio con el objetivo de poder confrontar los valores aportados por las empresas distribuidoras. Queda patente que, con el fin de evaluar la incidencia de la distorsión que los armónicos y los interarmónicos entre otros fenómenos, producen sobre la red de distribución es preciso disponer de herramientas de medida y análisis adecuadas para la caracterización del espectro frecuencial en la tensión de suministro.

Desde un punto de vista técnico resultan de mayor interés los estándares y normas que debe cumplir la señal de la red, los límites de armónicos de tensión y de corriente, como deben ser medidos, etc. Estos estándares provienen de diferentes fuentes de la que destacaremos dos: IEEE e

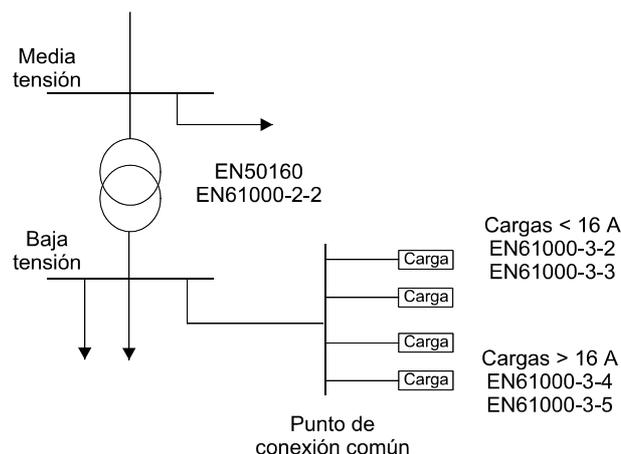
IEC. El Institute of Electrical and Electronics Engineers, IEEE, es de origen norteamericano. La International Electrotechnical Commission, IEC, es de origen europeo y propone normas que más tarde son adoptadas por los países miembros de la Unión Europea a través del Comité Europeo de Normalización Electrotécnica, CENELEC. Cada país puede adoptar los estándares que desarrollan estas instituciones y además desarrollar normativa propia e incorporarla a su legislación.

En media y baja tensión, a nivel europeo, el ya mencionado estándar EN 50160 define los límites en los que tiene que encontrarse las magnitudes que caracterizan la onda de tensión, la frecuencia nominal de la onda, la amplitud, las variaciones de la tensión suministrada, las variaciones rápidas de la tensión en cuanto a amplitud de la tensión y severidad en el parpadeo, los huecos de tensión, las interrupciones breves y las interrupciones largas de suministro, las sobretensiones temporales y transitorias, el desequilibrio de la tensión suministrada, las tensiones armónicas e interarmónicas y la transmisión de señales de información por la red, así como los protocolos de medida. Esta norma solo es aplicable en condiciones normales de operación e incluye una lista de operaciones en las que los límites no son aplicables, como operaciones realizadas después de un fallo o cortes de suministro por causas externas. Debemos señalar que el estándar no establece responsables del cumplimiento de estos límites. Los valores máximos permitidos para las tensiones armónicas individuales en los puntos de suministro fijados en EN 50160 se muestran en la tabla 1.2.

**Tabla 1.2.** Valores máximos permitidos de las tensiones de armónicos individuales en los puntos de suministro, hasta el armónico de orden 25, expresados en porcentajes de  $U_l$ .

Armónicos impares				Armónicos pares	
No múltiplos de 3		Múltiplos de 3			
Orden h	Tensión relativa	Orden h	Tensión relativa	Orden h	Tensión relativa
5	6 %	3	5 %	2	2 %
7	5 %	9	1.5 %	4	1 %
11	3.5 %	15	0.5 %	6...24	0.5 %
13	3 %	21	0.5 %		
17	2 %				
19	1.5 %				
23	1.5 %				
25	1.5 %				

Dado que nuestra investigación se ha centrado en la medida de armónicos, interarmónicos y subarmónicos son de especial importancia los estándares que establecen los niveles de componentes armónicas de tensión y de flicker que puedan introducir los equipos conectados a la red de distribución en los niveles de baja tensión. Estas componentes se deben a que los equipos de impedancia no lineal al ser alimentados por una tensión sinusoidal generan en su corriente de entrada componentes armónicas que causan armónicos de tensión en la red.



**Figura 1.5.** Estándares sobre niveles de armónicos y flicker en media y baja tensión.

El estándar IEC 61000-3-2 [29] establece los límites de corriente armónica para equipos con corriente de entrada inferior a 16 A por fase. El estándar IEC 61000-3-4 [30] lo hace para los equipos con corriente de entrada superior a 16 A por fase.

El estándar IEC 61000-3-3 [31] establece los límites de las fluctuaciones de tensión y del flicker en redes de baja tensión que pueden producir los equipos con corriente de entrada inferior a 16 A. El estándar IEC 61000-3-5 [32] lo hace para los de corriente de entrada superior a ese mismo valor.

El estándar IEC 61000-2-2 [33] establece los niveles de compatibilidad para las perturbaciones conducidas de baja frecuencia y la transmisión de señales en las redes de suministro público en baja tensión. Los niveles de compatibilidad que especifica se aplican al punto de conexión común. El estándar IEC 61000-2-4 [34] establece los niveles de compatibilidad para las perturbaciones conducidas de baja frecuencia y la transmisión de señales en las redes industriales en función de la clase del entorno electromagnético existente. Propone el límite del 0.2% de la tensión fundamental como límite de compatibilidad para interarmónicos de cualquier orden en redes de distribución públicas. En el interior de plantas industriales donde existan convertidores, hornos de arco y equipos de soldadura, motores de inducción y otros tipos de cargas fluctuantes, el estándar permite hasta el 2.5% de la tensión fundamental como límite de compatibilidad para interarmónicos hasta el orden undécimo.

En cuanto a los subarmónicos todavía no se han establecido límites para los niveles que puedan estar presentes en la señal de la red, sin embargo, J.P.G. de Abreu y A.E. Emanuel [35] han propuesto como límite para los niveles de subarmónicos en la tensión el valor de 0.1% basándose en que este nivel ocasiona un efecto térmico de aumento de la temperatura en el estator de un motor

de inducción equivalente a un 1% de desequilibrio de la tensión de ese motor. No obstante, ya existen grupos de trabajo de IEC e IEEE abordando este tema.

En cuanto al efecto de los subarmónicos junto con los interarmónicos sobre el efecto de flicker lumínico debemos señalar la existencia del flickímetro propuesto en IEC 61000-4-15 [36].

#### **1.4. Motivación y objetivos de la tesis doctoral**

El uso masivo de cargas no lineales y el creciente uso de cargas pulsantes no síncronas con la frecuencia fundamental de la red está cambiando la composición del espectro armónico de las corrientes y tensiones en las redes eléctricas, dando origen a una presencia cada vez mayor de componentes armónicos variables en el tiempo y de componentes interarmónicas síncronas y no síncronas con la frecuencia fundamental. En esta situación, el desarrollo de métodos de medida que puedan superar las limitaciones que el análisis de Fourier presenta en estos casos, es fundamental para poder caracterizar correctamente el espectro frecuencial de las ondas de tensión y corriente en las redes de distribución de energía eléctrica.

Si bien los estándares internacionales de medida de armónicos establecen la utilización del análisis de Fourier para el estudio de las formas de onda de la tensión y la corriente, no excluyen la posibilidad de utilizar otras herramientas de procesamiento para el análisis de armónicos, citando expresamente el estándar IEC 61000-4-7 la posibilidad de emplear las wavelets para esta función. La aportación fundamental de esta tesis doctoral es el desarrollo de esta vía proponiendo un método de medida compatible con el estándar.

Esta tesis doctoral se enmarca dentro del proyecto de investigación “Estudio y desarrollo de nuevas técnicas de procesamiento aplicadas a la detección, medida y evaluación de la calidad de la energía eléctrica” (CICYT DPI2003-08869-C02) financiado por la Comisión Interministerial de Ciencia y Tecnología de España. Este proyecto se encuentra actualmente en fase de desarrollo conjunto por el Grupo de Investigación en Instrumentación Electrónica del Departamento de Electrónica y Computadores de la Universidad de Cantabria junto con el Grupo de Investigación en Señal y Comunicaciones del Departamento de Electrónica y Telecomunicaciones de la Universidad del País Vasco. El objetivo fundamental de este proyecto es el desarrollo de nuevas técnicas de procesamiento que permitan detectar, analizar y evaluar las perturbaciones de baja frecuencia en la calidad de la energía eléctrica en distintos puntos de la red para entender las características de funcionamiento del sistema y poder identificar posibles problemas antes de que puedan ser afectados muchos usuarios.

## 1.5. Estructura de la tesis doctoral

La presente tesis doctoral está organizada en cinco capítulos donde se exponen los resultados de la labor de investigación desarrollada. De forma descriptiva este es el contenido de cada uno de ellos:

- Capítulo 1

En este primer capítulo de introducción se describe el campo de aplicación de la tesis doctoral, el punto de partida, la motivación y los objetivos que se persiguen con su realización.

- Capítulo 2

Se describe el estado actual de la técnica en la medida de armónicos e interarmónicos en redes eléctricas así como la situación y las limitaciones de la normativa internacional más importante sobre medida de estas componentes.

El análisis de Fourier es el método fundamental para la medida de armónicos e interarmónicos y el utilizado en la mayoría de los instrumentos de medida, pero presenta limitaciones que hacen que su aplicación sea poco efectiva en determinadas condiciones. Se han propuesto otros métodos para superar algunas de las limitaciones del análisis de Fourier, como los filtros de Kalman o más recientemente el análisis wavelet. En este capítulo se analizan las características de estas herramientas alternativas de análisis.

- Capítulo 3

Se presenta un nuevo método de medida de armónicos e interarmónicos basado en la Transformada Wavelet Packet compatible con el estándar de medida IEC 61000-4-7. Se describen las características fundamentales del método en cuanto a la elección de la función wavelet madre, la frecuencia de muestreo de la señal y el árbol de descomposición mediante filtros que posibilitan la compatibilidad con el estándar de medida. Posteriormente se analizan las características del método en la medida de armónicos e interarmónicos, tanto en condiciones estacionarias como en el caso de pérdida de sincronía por variación de la frecuencia fundamental o variación de la ventana de muestreo, presencia de componentes no síncronas con la frecuencia de la red o presencia de componentes de amplitud variable. Por último, se presentan las características que tiene el método propuesto para la estimación temporal de las componentes frecuenciales de la señal.

La característica fundamental del método propuesto es que utiliza un único árbol de descomposición que en sus distintos niveles permite la medida de armónicos e interarmónicos conforme a la norma, así como su contenido subarmónico y el análisis de la evolución temporal de la señal.

- Capítulo 4

El método desarrollado junto con el método estándar de la IEC se han implementado sobre un equipo electrónico para adquisición y procesado de señal utilizando técnicas de instrumentación virtual. Se expone la estructura y características del hardware utilizado y del software desarrollado así como su interfaz de usuario y los resultados obtenidos en la medida del espectro frecuencial en diferentes condiciones.

- Capítulo 5

En el último capítulo se exponen las conclusiones obtenidas en la realización de la investigación y se presentan futuras líneas de trabajo.

### **1.6. Publicaciones relacionadas con los resultados de la tesis doctoral**

Durante el desarrollo de la tesis doctoral hemos difundido parte de los resultados de nuestra labor de investigación en revistas y congresos de ámbito internacional de reconocido prestigio. Las publicaciones realizadas, en orden cronológico hasta el momento actual, son las siguientes:

- J. Barros, E. Pérez, A. Pigazo, R.I. Diego, “Simultaneous Measurement of Harmonics, Interharmonics and Flicker in a Power System for Power Quality Analysis”, Proceedings of the 5<sup>th</sup> International Conference on Power System Management and Control, IEE, London, UK, 17-19 April 2002, pp. 100-105.
- J. Barros, R.I. Diego, E. Pérez, “Measuring Voltage Tolerance of Equipment under Practical Conditions”, Proceedings of the 2<sup>nd</sup> IASTED International Conference Power and Energy Systems Euro-PES 2002, Crete, Greece, 25-28 June 2002, pp. 289-293.
- J. Barros, R.I. Diego, “Effects of Non-Sinusoidal Supply on the Voltage Tolerance of Equipment”, IEEE Power Engineering Review, Vol. 22, No. 7, July 2002, pp. 46-47.

- J. Barros, R.I. Diego, “Analysis of Harmonics in Power Systems Using the Wavelet Packet Transform”, Proceedings of the IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference IMTC 2005, Ottawa, Canada, 17-19 May 2005, Vol. 2, pp. 1484-1489.
- J. Barros, R.I. Diego, “A New Method for Measurement of Harmonics in Power Systems Using Wavelet Analysis in the IEC Standard Framework”, Electric Power Systems Research, Vol. 76, No. 4, January 2006, pp. 200-208.
- J. Barros, R.I. Diego, “Application of the Wavelet-Packet Transform to the Estimation of Harmonic Groups in Current and Voltage Waveforms”, IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 21, No. 1, January 2006, pp. 533-535.
- J. Barros, R.I. Diego, “On the Use of the Hanning Window for Harmonic Analysis in the Standard Framework”, IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 21, No. 1, January 2006, pp. 538-539.
- J. Barros, R.I. Diego, “Discussion of Sensitivity of Personal Computers to Voltage Sags and Short Interruptions”, IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 21, No. 1, January 2006, pp. 543-544.
- J. Barros, R.I. Diego, “Effects of Windowing on the Measurement of Harmonics and Interharmonics in the IEC Standard Framework”, Proceedings of the 23<sup>rd</sup> IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference IMTC 2006, 24-27 April 2006, Sorrento, Italy, pp. 2294-2299.
- R.I. Diego, J. Barros, “A Two-Stage Method for Harmonics Measurement Using the Wavelet-Packet Transform”, Proceedings of the 13<sup>th</sup> IEEE Mediterranean Electrotechnical Conference Melecon 2006, 16-19 May 2006, Málaga, Spain, pp.1083-1085.

### 1.7. Referencias

- [1] R.C. Dugan, M.F. McGranaghan, H.W. Beaty, “Electric Power Quality”, McGraw Hill, New York, 1996.
- [2] G.T. Heydt, “Electric Power Quality: a Tutorial Introduction”, IEEE Computer Applications in Power, Vol. 11, January 1998, pp. 15-19.

- [3] J. Arrillaga, N.R. Watson, S. Chen, "Power System Quality Assessment", John Wiley and Sons, Chichester, 2000.
- [4] M.H.J. Bollen, "What is Power Quality", Electric Power Systems Research, Vol. 66, No. 1, July 2003, pp. 5-14.
- [5] J. Arrillaga, M.H.J. Bollen, "Power Quality Following Deregulation", Proceedings of the IEEE, Vol. 88, No. 2, February 2000, pp. 246-261.
- [6] Decisión del Consejo 2002/358/CE, de 25 de abril de 2002, relativa a la aprobación, en nombre de la Comunidad Europea, del Protocolo de Kyoto de la Convención Marco de las Naciones Unidas sobre el Cambio Climático, DO L 130 de 15.5.2002.
- [7] D. Chapman, "The Cost of Poor Power Quality", European Copper Institute, March 2001.
- [8] M.F. McGranaghan, B. Roettger, "Economic Evaluation of Power Quality", IEEE Power Engineering Review, Vol. 22, No. 2, February 2002, pp. 8-12.
- [9] EN 50160 "Voltage Characteristics of Electricity Supplied by Public Distribution Systems", November, 1999.
- [10] IEEE Interharmonic Task Force, Cigré 36.05/CIREN 2 CC02 Voltage Quality Working Group, "Interharmonics in Power Systems", 1997.
- [11] IEC Standard 61000-1-4. IEC 61000: Electromagnetic compatibility (EMC), Part 1: General, Section 4: Draft 1<sup>st</sup>, Rationale for limiting power-frequency conducted harmonic and interharmonic current emissions from equipment, in the frequency range up to 9 kHz.
- [12] J. Barros, R.I. Diego, E. Pérez, "Measuring Voltage Tolerance of Equipment under Practical Conditions", Proceedings of the 2<sup>nd</sup> IASTED International Conference Power and Energy Systems Euro-PES 2002, June 25-28, 2002, Crete, Greece, pp. 289-293.
- [13] IEEE Standard 519. IEEE Recommended practices and requirements for harmonic control in electric power systems. 1992.

- [14] V.E. Wagner, J.C. Balda, D.C. Griffith, A. McEachern, T.M. Barnes, D.P. Hartmann, D.J. Phileggi, A.E. Emmanuel, W.F. Horton, W.E. Reid, R.J. Ferraro, W.T. Jewell, "Effects of Harmonics on Equipment", IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 8, No. 2, April 1993, pp. 672-680.
- [15] R.I. Diego, "Método para la determinación de la tolerancia a huecos de tensión de equipos electrónicos", Tesina de Licenciatura, Facultad de Ciencias de la Universidad de Cantabria, Santander, 2002.
- [16] J. Barros, R.I. Diego, "Effects of Non-Sinusoidal Supply on the Voltage Tolerance of Equipment", IEEE Power Engineering Review, Vol. 22, No. 7, July 2002, pp. 46-47.
- [17] J. Barros, R.I. Diego, "Discussion of Sensitivity of Personal Computers to Voltage Sags and Short Interruptions", IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 21, No. 1, January 2006, pp. 543-544.
- [18] R. Yacamini, "Power System harmonics, Part 4. Interharmonics", Power Engineering Journal, Vol. 10, No. 4, 1996, pp. 185-193.
- [19] M. De Koster, E. De Jaeger, W. Vancoetsem, "Light Flicker Caused by Interharmonics", <http://grouper.ieee.org/groups/harmonic/iharm/docs/ihflicker.pdf>
- [20] J. Barros, E. Pérez, A. Pigazo, R.I. Diego, "Simultaneous Measurement of Harmonics, Interharmonics and Flicker in a Power System for Power Quality Analysis", Proceedings of the IEE 5<sup>th</sup> International Conference on Power System Management and Control, London, UK, 17-19 April 2002, pp. 100-105.
- [21] C. Li, W. Xu, T. Tayjasanant, "Interharmonics: Basic Concepts and Techniques for Their Detection and Measurement", Electric Power Systems Research, Vol. 66, 2003, pp. 39-48.
- [22] J. Barros, E. Pérez, "Assessment of Voltage Interharmonics in a Low Voltage Supply System", International Journal of Power and Energy Systems, Vol. 25, No. 2, 2005, pp. 91-95.
- [23] IEC Standard 61000-4-7. IEC 61000: Electromagnetic Compatibility (EMC), Part 4: Testing and measurement techniques, Section 7: General guide on harmonics and interharmonics measurement and instrumentation, for power supply systems and equipment connected thereto. August, 2002.

- [24] J.P.G. de Abreu, A.E. Emanuel, "Induction Motor Loss of Life Due to Voltage Imbalance and Harmonics: a Preliminary Study", Proceedings of the 9<sup>th</sup> International Conference on Harmonics and Quality of Power ICHQP 2000, 1-4 October 2000, Orlando , Florida, USA, pp. 75-80.
- [25] A. Testa, R. Langella, "Power System Subharmonics", IEEE Power Engineering Society General Meeting 2005, 12-16 June, Vol. 3, pp. 2237-2242.
- [26] D. Gallo, A. Testa, "On the Effects of Voltage Subharmonics on Power Transformers: a Preliminary Study", Proceedings of the 11<sup>th</sup> International Conference on Harmonics and Quality of Power ICHQP 2004, 12-15 September 2004, pp. 5001- 5006.
- [27] Ley 54/1997, de 27 de noviembre, Boletín Oficial del Estado, 28 de Noviembre de 1997.
- [28] Real Decreto 1955/2000 de 1 de Diciembre, por el que se regulan las actividades de transporte, distribución, comercialización, suministro y procedimientos de autorización de instalaciones de energía eléctrica. Boletín Oficial del Estado, 27 de Diciembre de 2000.
- [29] IEC Standard 61000-3-2. IEC 61000: Electromagnetic Compatibility (EMC), Part 3: Limits, Section 2: Limits for harmonic current emissions (equipment input current  $\leq 16$  A per phase). November, 2005
- [30] IEC Standard 61000-3-4. IEC 61000: Electromagnetic Compatibility (EMC), Part 3: Limits, Section 4: Limitation of emission of harmonic currents in low-voltage power supply systems for equipment with rated current greater than 16 A. October, 1998.
- [31] IEC Standard 61000-3-3. IEC 61000: Electromagnetic Compatibility (EMC), Part 3: Limits, Section 3: Limitation of voltage fluctuations and flicker in low-voltage supply systems for equipment with rated current  $\leq 16$  A. January, 2001.
- [32] IEC Standard 61000-3-5. IEC 61000: Electromagnetic Compatibility (EMC), Part 3: Limits, Section 5: Limitation of voltage fluctuations and flicker in low-voltage power supply systems for equipment with rated current greater than 16 A. December, 1994.

- [33] IEC Standard 61000-2-2. IEC 61000: Electromagnetic Compatibility (EMC), Part 2: Environment, Section 2: Compatibility levels for low-frequency conducted disturbances and signalling in public supply systems. March, 2002.
- [34] IEC Standard 61000-2-4. IEC 61000: Electromagnetic Compatibility (EMC), Part 2: Environment, Section 4: Compatibility levels in industrial plants for low-frequency conducted disturbances. June, 2002.
- [35] J.P.G. de Abreu, A.E. Emanuel, "The Need to Limits Subharmonics Injection", Proceedings of the 9<sup>th</sup> International Conference on Harmonics and Quality of Power ICHQP 2000, 1-4 October 2000, Orlando, Florida, USA, pp. 251-253.
- [36] IEC Standard 61000-4-15. IEC 61000: Electromagnetic Compatibility (EMC), Part 4: Testing and measurement techniques, Section 15: Flickermeter - Functional and desing specifications. February, 2003.

## **2. Medida de armónicos, interarmónicos y subarmónicos**



## **2.1. Introducción**

En este capítulo se analizan los distintos métodos de medida de la distorsión armónica en las formas de onda de la tensión y la corriente en las redes de distribución eléctrica. El análisis de Fourier es el método utilizado convencionalmente para calcular las componentes frecuenciales de una señal y es el método propuesto en los estándares de medida de armónicos e interarmónicos. Los resultados que produce el análisis de Fourier son exactos siempre que la señal sea periódica y estacionaria y se utilice una ventana de muestreo que sea sincrona con la frecuencia de la señal a analizar.

En este capítulo se analiza el estándar de medida de armónicos e interarmónicos propuesto por la Comisión Electrotécnica Internacional, IEC, que utiliza el análisis de Fourier como herramienta de procesado y el agrupamiento de líneas espectrales de la señal para obtener una mejor representación del espectro armónico dadas las actuales condiciones en las redes eléctricas. Se exponen las limitaciones que tiene el análisis de Fourier en función del tipo de señal que se analice y del tipo de función ventana de muestreo que se utilice.

El uso masivo de cargas no lineales y cargas no pulsantes con la frecuencia fundamental está aumentando el nivel de los armónicos en las redes de distribución eléctrica y está dando origen a la existencia cada vez mayor de otras componentes no armónicas de la señal. Para superar en parte las limitaciones que tiene el análisis de Fourier para la medida de este tipo de señales, se han propuesto otras técnicas de medida, entre las que destacan los filtros de Kalman y el análisis wavelet.

En este capítulo se analizan las características de procesado que presentan estas técnicas alternativas y su estado actual de utilización, principalmente en el análisis wavelet, ya que este método se sugiere en el estándar de medida de la IEC como un método alternativo al análisis de Fourier para la determinación del espectro armónico.

## **2.2. Estándares de medida de la distorsión armónica**

Los principales estándares internacionales de medida de armónicos en las señales eléctricas son dos: el IEC 61000-4-7 y el IEEE 519. Este último estándar, que es uno de los más antiguos en el ámbito de la calidad de la energía eléctrica, se encuentra actualmente en revisión y parece que va a incorporar criterios similares a los propuestos en el estándar de la IEC en cuanto al procedimiento de medida de armónicos e interarmónicos en las formas de onda de la tensión y la corriente.

En este apartado se analizan las principales características de estos dos estándares de medida, fundamentalmente el estándar de la IEC, ya que es la norma básica de medida de obligado cumplimiento en los países de la Unión Europea. También se hace en este capítulo una pequeña referencia al estándar IEC 61000-4-30 de métodos de medida de la calidad del suministro eléctrico, ya que los métodos que en él se definen afectan en parte a la medida de armónicos en lo referente a la agregación temporal de los resultados básicos de la medida del estándar IEC 61000-4-7.

### **2.2.1. Estándar IEEE 519**

El IEEE 519 [1] es un estándar ANSI, American National Standard, que establece objetivos en el diseño de sistemas eléctricos atendiendo a la distorsión de la tensión y la corriente que circulen por este tipo de sistemas y en este sentido está planteado como una guía de diseño.

El estándar establece las condiciones de calidad de energía eléctrica que se deben mantener en el punto común de conexión y describe los interfaces entre fuentes y cargas en dicho punto bajo el supuesto de que cumplir estos objetivos de diseño minimizará las interferencias entre los equipos eléctricos.

Las características recomendadas se refieren a los estados estacionarios de los sistemas, asumiendo que se pueden producir condiciones transitorias en las que se superen las limitaciones que marca. En las condiciones estacionarias los límites que se fijan se consideran para las condiciones más desfavorables. Debe tenerse en consideración que no cubre los efectos de interferencias de radiofrecuencia, sin embargo, si que incluye las interferencias electromagnéticas con sistemas de comunicaciones.

Al contrario que el estándar IEC 61000, compuesto de seis secciones que a su vez se dividen en varias partes cada una de ellas sobre aspectos concretos de la Compatibilidad Electromagnética, EMC, el estándar IEEE 519 aborda de un modo conjunto diferentes temas:

- La generación de armónicos.
- Las características de la respuesta de los sistemas de potencia frente a armónicos.
- Los efectos de los armónicos en los equipos.
- La compensación de energía reactiva y el control de armónicos.

- Los métodos de análisis de niveles de armónicos.
- La medida de tensiones y corrientes armónicas.
- Recomendaciones prácticas para usuarios individuales de la energía eléctrica y para los distribuidores.
- Recomendaciones para evaluar nuevas fuentes de armónicos.
- Ejemplos de aplicación de la propia guía.

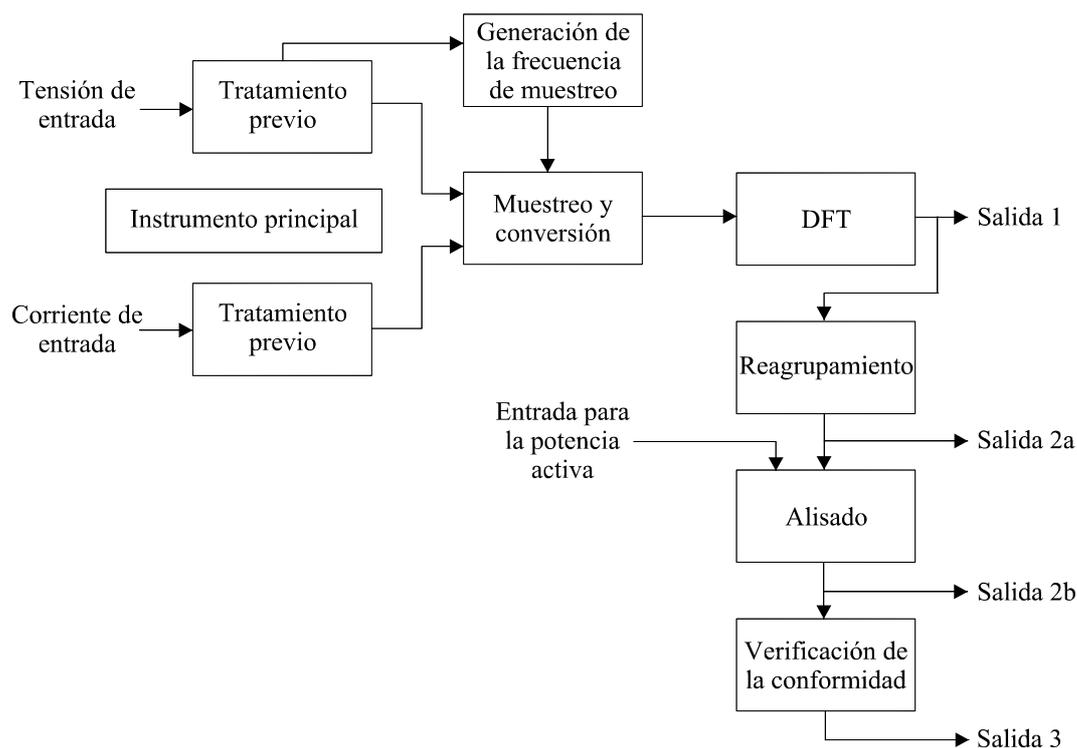
### **2.2.2. Estándar IEC 61000-4-7**

La IEC ha fijado niveles máximos de armónicos para la interconexión de equipos y su conexión a la red de distribución en [2-4]. Para las medidas de estos niveles ha desarrollado otros estándares que se centran en el proceso de medida.

La IEC establece un método de medida de armónicos e interarmónicos en su estándar IEC 61000-4-7 [5]. Este estándar se aplica a la instrumentación destinada a la medida del espectro frecuencial de la señal en redes eléctricas para componentes espectrales inferiores a 9 kHz que se superponen a la componente fundamental, diferenciando entre armónicos, interarmónicos y componentes por encima del margen de frecuencias de los armónicos hasta 9 kHz.

Se establece un método de adquisición de muestras y se elige la Transformada Discreta de Fourier, DFT, como herramienta básica de análisis para conocer el contenido espectral de la señal. Se propone una estructura general del instrumento de medida que comprende un convertidor A/D que incluye una unidad de muestreo y retención, un sistema de sincronización y una ventana de ponderación junto con un procesador que realice la DFT y suministre los coeficientes de Fourier, amplitud y fase, de cada componente frecuencial de la señal en la Salida 1 de la figura 2.1.

Para la ventana de observación de la señal se establece una duración de 10 ciclos de la componente fundamental de la red de 50 Hz, es decir, 200 ms. En consecuencia la componente fundamental de la ventana y la resolución espectral de los datos que suministra es de 5 Hz. De este modo la componente fundamental de la red se corresponde con la décima línea espectral de la Salida 1.



**Figura 2.1.** Estructura general del instrumento de medida del estándar IEC 61000-4-7.

Se establece que debe mantenerse la condición de muestreo continuo, es decir, el periodo de muestreo debe mantenerse constante también entre la última muestra de una ventana de adquisición y la primera muestra de la siguiente ventana.

Se propone la utilización de la función ventana rectangular para señales periódicas en condiciones de sincronía pero admite la posibilidad de utilizar la función ventana de Hanning en el caso de que se produzca la pérdida de la sincronía entre la señal y la ventana de adquisición. Los datos tomados en esta circunstancia deberán ser marcados.

El estándar define cuatro agrupaciones de líneas espectrales, el grupo armónico, el subgrupo armónico, el subgrupo interarmónico centrado y el grupo interarmónico, con el objetivo de mejorar la medida del espectro de la señal, tratando de minimizar el efecto en la medida de las limitaciones del análisis de Fourier y que más adelante describiremos. La parte de post-procesado del instrumento de medida ejecuta las operaciones adicionales de agrupación de líneas espectrales.

### 2.2.2.1. Análisis de Fourier

Para conocer el contenido espectral de la señal de la red eléctrica el estándar IEC 61000-4-7 establece como herramienta de análisis el desarrollo en series de Fourier. Para su implementación en procesadores digitales se utiliza la Transformada Discreta de Fourier, la DFT.

El desarrollo en series de Fourier se basa en suponer que una señal  $f(t)$  puede expresarse como suma de señales sinusoidales:

$$f(t) = c_0 + \sum_{m=1}^{\infty} c_m \text{sen} \left( \frac{m}{N} \omega_1 t + \varphi_m \right)$$

donde:

$$c_m = |b_m + ja_m| = \sqrt{a_m^2 + b_m^2}$$

$$C_m = \frac{c_m}{\sqrt{2}}$$

$$\varphi_m = \arctan \left( \frac{a_m}{b_m} \right) \quad \text{si } b_m \geq 0$$

$$\varphi_m = \pi + \arctan \left( \frac{a_m}{b_m} \right) \quad \text{si } b_m < 0$$

y:

$$b_m = \frac{2}{T_w} \int_0^{T_w} f(t) \times \text{sen} \left( \frac{m}{N} \omega_1 t + \varphi_m \right) dt$$

$$a_m = \frac{2}{T_w} \int_0^{T_w} f(t) \times \text{cos} \left( \frac{m}{N} \omega_1 t + \varphi_m \right) dt$$

$$c_0 = \frac{1}{T_w} \int_0^{T_w} f(t) dt$$

siendo  $\omega_1$  la frecuencia angular de la componente fundamental,  $\omega_1 = 2\pi f_1$ ;  $T_w$  la duración de la ventana temporal,  $T_w = NT_1$  donde  $T = 1/f_1$ ;  $c_m$  la amplitud de la componente de la frecuencia  $f_m = (m/N) f_1$ ;  $N$  el número de periodos de la componente fundamental contenidos en la ventana

temporal;  $c_0$  la componente de corriente continua y  $m$  el número ordinal relativo a la frecuencia de base  $f = 1/T_w$ .

El resultado del análisis de Fourier, es el espectro de la señal expresado como un conjunto de pares de coeficientes,  $C_m$  y  $\varphi_m$ . Cada par de coeficientes representa la amplitud y la fase de una señal seno de duración infinita. A cada una de estas señales seno se las denomina líneas espectrales o líneas frecuenciales por su representación típica en el dominio de la frecuencia.

A partir de las líneas espectrales de una señal es posible obtener su forma de onda en el dominio temporal, mediante la suma de las señales seno en el dominio temporal. Esta operación inversa de reconstrucción de la señal es la Transformada Discreta Inversa de Fourier o IDFT.

De acuerdo con el Teorema del Muestreo, las líneas espectrales están uniformemente repartidas sobre el eje de frecuencia con valores desde 0 Hz hasta la mitad de la frecuencia a que se realizó el muestreo de la señal; este valor máximo se denomina frecuencia de Nyquist. La distancia frecuencial entre dos líneas es el inverso de la duración de la ventana de muestreo, y esto constituye por tanto la resolución espectral con que se ha tomado la medida.

El número de operaciones necesarias para realizar los cálculos de la DFT es de orden  $O(N^2)$  siendo  $N$  el número de muestras a procesar. El tamaño  $N$  de la muestras debe ser par y potencia de dos para obtener resultados correctos. La DFT suele ser implementada con un algoritmo estandarizado Transformada Rápida de Fourier o FFT, que aumenta la eficiencia computacional ya que el número de operaciones a realizar queda reducido a  $O(N \log_2 N)$  cuando  $N$  es par y potencia de 2. De este modo se optimiza el tiempo de cálculo necesario para el análisis de las señales.

#### **2.2.2.2. Agrupaciones de líneas espectrales**

El estándar IEC 61000-4-7 establece la definición de diferentes agrupaciones de las líneas espectrales resultantes de aplicar la DFT a la señal de una línea eléctrica. A cada una de estas agrupaciones de líneas espectrales le corresponde un valor eficaz calculado a partir de los valores eficaces de las líneas que integran la agrupación. Por su importancia en el estudio expuesto posteriormente incluiremos aquí las definiciones dadas por el propio estándar.

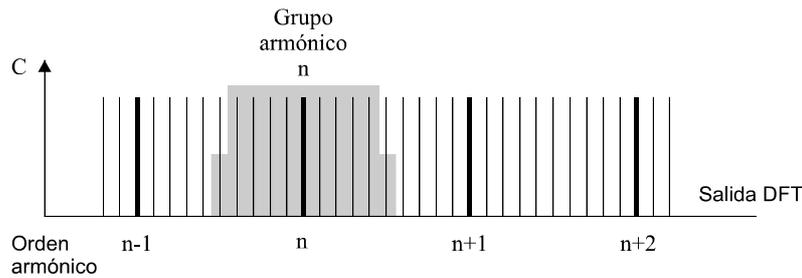
- Se define el valor eficaz de una componente armónica,  $G_n$ , como el valor eficaz de una de las componentes con una frecuencia armónica en el análisis de una onda no sinusoidal.

Habitualmente, una componente armónica se denomina armónico y se corresponden con la amplitud de una línea frecuencial con frecuencia múltiplo entero de la frecuencia fundamental de la señal.

- Se define el valor eficaz de un grupo armónico,  $G_{g,n}$ , como la raíz cuadrada de la suma de los cuadrados del valor eficaz de un armónico y de las componentes espectrales adyacentes a él dentro de la ventana temporal, sumando así el contenido energético de las barras espectrales vecinas a las del propio armónico.

$$G_{g,n}^2 = \frac{C_{k-5}^2}{2} + \sum_{i=-4}^4 C_{k+i}^2 + \frac{C_{k+5}^2}{2}$$

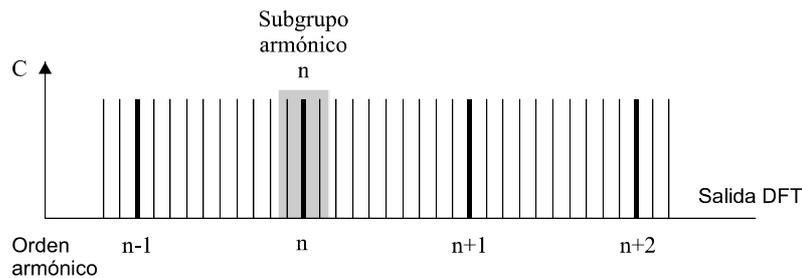
donde  $C_{k+i}$  es el valor eficaz de la componente espectral correspondiente a una línea espectral.



**Figura 2.2.** Líneas espectrales del grupo armónico.

- Se define el valor eficaz de un subgrupo armónico,  $G_{sg,n}$ , como la raíz cuadrada de la suma de los cuadrados del valor eficaz de un armónico y de las dos componentes espectrales inmediatamente adyacentes a él.

$$G_{sg,n}^2 = \sum_{i=-1}^1 C_{k+i}^2$$

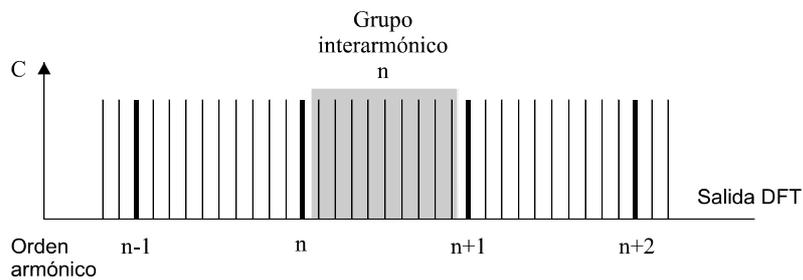


**Figura 2.3.** Líneas espectrales del subgrupo armónico.

- Se define el valor eficaz de un grupo interarmónico,  $C_{ig,n}$ , como el valor eficaz de todas las componentes interarmónicas comprendidas en el intervalo entre dos frecuencias armónicas consecutivas.

$$C_{ig,n}^2 = \sum_{i=1}^9 C_{k+i}^2$$

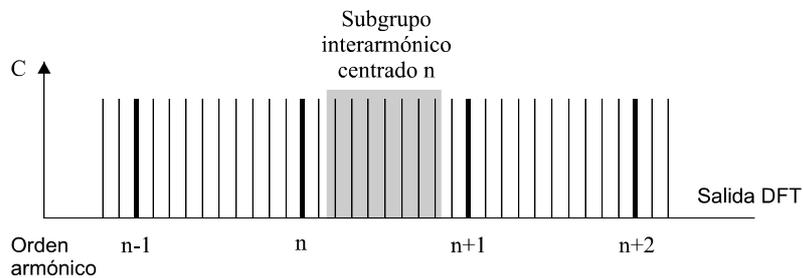
Se denota  $C_{ig,n}$  al valor eficaz del grupo interarmónico comprendido entre los armónicos  $n$  y  $n+1$ .



**Figura 2.4.** Líneas espectrales del grupo interarmónico.

- Se define el valor eficaz de un subgrupo interarmónico centrado,  $C_{isg,n}$ , como el valor eficaz de todas las componentes interarmónicas comprendidas en el intervalo entre dos frecuencias armónicas consecutivas, excluyendo las componentes de frecuencias directamente adyacentes a las frecuencias armónicas.

$$C_{isg,n}^2 = \sum_{i=2}^8 C_{k+i}^2$$



**Figura 2.5.** Líneas espectrales del subgrupo interarmónico centrado.

Después de realizar los agrupamientos definidos, estos deben ser suministrados en la Salida 2a del instrumento general de medida de la figura 2.1.

### 2.2.3. Estándar IEC 61000-4-30

El estándar IEC 61000-4-30 [6] define los métodos de medida de los parámetros de calidad de suministro de las redes de corriente alterna y el modo de interpretar los resultados obtenidos. Los parámetros de calidad de suministro que considera son la frecuencia, la amplitud de tensión de alimentación, el flicker, los huecos de tensión y las sobretensiones temporales de suministro, las interrupciones de tensión, las tensiones transitorias, el desequilibrio, los armónicos e interarmónicos de tensión y de corriente, las señales transmitidas en la red y las variaciones rápidas de tensión.

La norma define los métodos de medida pero no expone ninguna especificación para su realización, de tal manera que los requisitos funcionales de los aparatos de medida quedan determinados por los márgenes de incertidumbre que la norma asigna a cada parámetro.

Describe los métodos de medida aplicable a cada tipo de parámetro de modo que sea posible la obtención de resultados fiables, reproducibles y comparables, cualquiera que sea el instrumento utilizado de acuerdo con la norma y cualesquiera que sean las condiciones de entorno en que se toman las medidas de la señal.

El estándar IEC 61000-4-30 define dos clases de método de medida, el método clase A y el método clase B. Dentro de cada uno define unos márgenes de incertidumbre en la medida de cada parámetro a evaluar.

El método de clase A se aplica cuando se desean medidas precisas. El estándar indica como ejemplo de aplicación de este método las de carácter contractual, la verificación de la conformidad con las normas o las medidas para resolución de litigios.

Diferentes equipos que midan la misma señal cumpliendo los requisitos de la clase A producirán los mismas medidas dentro de los márgenes de incertidumbre que la norma especifica. Los equipos que cumplan con los requisitos de clase A requieren un ancho de banda y una frecuencia de muestreo suficientes para la incertidumbre específica de cada parámetro.

El método de clase B se aplica cuando no se requiere una gran precisión como puede ser el caso de estudios estadísticos.

En cada caso se debe elegir un método u otro dependiendo de la situación particular y la utilización que se vaya a hacer de las medidas tomadas y de las conclusiones que se deriven de ellas.

Cuando se producen condiciones especiales durante el muestreo de una señal eléctrica para calcular unos determinados parámetros, como un hueco de tensión, una sobretensión temporal o una interrupción de suministro, los algoritmos de medida de terceros parámetros pueden suministrar valores no fiables. Cada evento que se produzca en la señal de una línea eléctrica monitorizada debe ser contabilizado una sola vez en uno solo de los parámetros de calidad de la energía eléctrica medidos. El estándar establece que se marquen estos datos pues de este modo se evita contabilizar un determinado evento en más de un parámetro. Si no se procede así, se puede cometer el error de, por ejemplo, contabilizar un hueco de tensión también como variación de frecuencia.

Se indica que deben ser marcadas las medidas tomadas y las agregaciones temporales en que esas medidas intervengan. Este procedimiento sirve para indicar que el correspondiente valor agregado temporalmente puede ser dudoso.

El marcado de datos se reserva para el método de clase A y solo se ejecuta por huecos de tensión, sobretensiones temporales e interrupciones. Dado que la detección de huecos y sobretensiones temporales depende de un umbral definido por el usuario, esta elección determinará que datos son marcados. El marcado se aplica a la medida de la frecuencia, la amplitud de la tensión, el flicker, el desequilibrio de la tensión de alimentación, los armónicos de tensión, los interarmónicos, la transmisión de señales y la medida de los parámetros de valor bajo y de valor alto de la tensión.

### **2.2.3.1. Agregación de intervalos de tiempo de medida**

La IEC 61000-4-30 establece que las medidas obtenidas de cada uno de los parámetros de calidad de la energía eléctrica deben ser promediadas a lo largo del tiempo. Los intervalos temporales de agregación están definidos para cada uno de los dos métodos.

#### *Método clase A*

El intervalo de tiempo básico de medida de los parámetros de calidad de energía eléctrica debe ser de 10 periodos para una red de distribución eléctrica de 50 Hz, es decir la duración de la ventana de adquisición de muestras definida por IEC 61000-4-7 para la medida de armónicos e interarmónicos.

Estos intervalos de tiempo de medida se agregan en tres intervalos diferentes:

- Intervalos de 3 segundos.
- Intervalos de 10 minutos.
- Intervalos de 2 horas.

La incertidumbre del reloj para el método de clase A no debe sobrepasar  $\pm 20$  ms para redes de distribución de frecuencia nominal 50 Hz.

#### *Método clase B*

La norma deja al fabricante del aparato de medida de esta clase la elección del método, el número y la duración de los intervalos de agregación. No obstante, deberá dar indicaciones al usuario del aparato de estas características con el fin de que este pueda utilizar consecuentemente las medidas que obtenga.

El estándar, en su anexo, expone qué intervalos son de especial interés para cada uno de los parámetros de calidad de la energía eléctrica que contempla, es decir, indica los intervalos temporales de agregación en que queda caracterizado cada parámetro en el punto de medida. Por ejemplo, para la amplitud de tensión de suministro, entre otras consideraciones, sugiere utilizar como intervalo de medida un periodo de evaluación mínimo de una semana y tener en cuenta los valores de 10 minutos. Además aporta criterios de evaluación como, por ejemplo, contar el número de valores consecutivos que sobrepasen los valores contractuales máximos y mínimos.

#### **2.2.3.2. Algoritmo de agregación de medidas**

Las agregaciones se calculan con la raíz cuadrada de la media aritmética de los cuadrados de los valores de entrada.

Hay tres categorías de agregación:

- Agregación de periodos.

Son intervalos de 150 periodos de la frecuencia fundamental de la red que deben agruparse a partir de quince intervalos de 10 periodos y esto hace que la duración de este intervalo sea de 3 segundos.

- Agregación de periodos en tiempo de reloj.

Se calculan a partir de agrupaciones de 10 periodos y comprenden valores de 10 minutos, los cuales tienen que identificarse con el tiempo absoluto final de ese intervalo de agregación.

Al inicio de las medidas, el intervalo de 10 periodos debe comenzar en el límite absoluto de reloj de 10 minutos y debe ser sincronizado sucesivamente en cada límite siguiente del periodo de 10 minutos absoluto. Si el último valor de 10 periodos de una agregación de 10 minutos se solapa con el límite absoluto final del periodo de reloj de 10 minutos, este valor de 10 periodos se incluirá en la agregación del intervalo.

- Agregación en tiempo de reloj.

Los datos de los intervalos de 2 horas se calculan a partir de la agregación de doce intervalos de 10 minutos.

#### *Método de clase B*

Ya hemos indicado que el fabricante del instrumento de medida deberá indicar el método, el número y la duración de los intervalos de agregación, pero en cuanto a la incertidumbre del reloj el fabricante debe precisar el método utilizado para determinar los intervalos de 10 minutos.

### **2.3. La función ventana**

En un sistema de medida de cualquier magnitud es necesario limitar el tiempo de duración durante el cual se observa la magnitud en cuestión. En el caso de medir la señal eléctrica, de tensión o de corriente, es necesario limitar el tiempo durante el cual se muestrea dicha señal.

Además se aplica un factor de ponderación a cada muestra adquirida de modo que se multiplica cada muestra de la señal por el correspondiente valor de la denominada función ventana en el dominio del tiempo. Si no se determina un valor específico para la función ventana, implícitamente ese valor es la unidad. Este proceso de limitación del tiempo de adquisición junto con la ponderación del valor de las muestras adquiridas se denomina enventanado.

Un correcto enventanado para posteriormente analizar las componentes frecuenciales mediante el análisis de Fourier requiere que en la ventana de observación se adquiriera un número de muestras

que constituyan exactamente un número entero de ciclos de la señal. Esta condición se denomina sincronización entre la ventana de adquisición y la señal medida. Solo bajo esta condición el contenido espectral obtenido a través del análisis frecuencial será una medida fiel del contenido frecuencial real de la señal analizada.

Cuando no se mantiene la sincronización aparece el fenómeno de spectral leakage o dispersión espectral. Si la duración de la ventana no es la adecuada para albergar un número entero de ciclos de la señal medida, al final del muestreo se producirá un truncamiento o se añadirá una porción del siguiente ciclo de la señal. En ambos casos se introduce una discontinuidad que no es propia de la señal muestreada sino un defecto del proceso de adquisición. En tal caso el resultado del análisis espectral que se realice no corresponderá a la verdadera señal sino a una señal errónea que repetirá sucesiva e indefinidamente la forma de onda que se capturó inadecuadamente. Del análisis de Fourier resultarán valores de líneas espectrales que no se corresponderán con contenidos armónicos verdaderos.

Si tenemos en cuenta que cada línea espectral representa una componente sinusoidal de frecuencia concreta con su correspondiente energía o valor eficaz, el spectral leakage se puede interpretar como una atribución incorrecta de energía a frecuencias a las que no se corresponde a lo largo de todo el espectro de la señal.

Nunca es posible una sincronización exacta en sentido literal sino que debemos aceptar que tenemos una sincronización dentro de unos márgenes de error que derivarán unos márgenes de error en el contenido frecuencial calculado. El estándar IEC 61000-4-7 establece que entre el tramo ascendente del primer impulso de muestreo de una ventana y el primero de la ventana siguiente debe contener 10 ciclos de la señal fundamental de la red eléctrica. El error máximo permitido es de  $\pm 0.03\%$  para la duración de la ventana de muestreo, fuera del cual se considera que se ha producido desincronización en la adquisición de las muestras.

### **2.3.1. Elección de la función ventana**

Se han diseñado numerosas funciones ventana para procesamiento de señal en diferentes campos de la ciencia y la técnica. Con cada una de ellas se persigue reducir la discontinuidad en la señal adquirida en los bordes de la ventana de muestreo de modo que se minimicen los errores en la magnitud de las líneas espectrales. Básicamente son funciones matemáticas cuya magnitud tiende a cero en sus bordes.

Cada función ventana tiene diferentes respuestas en el dominio de la frecuencia que se pueden conocer mediante el análisis de Fourier.

Cuando se elige una función ventana, el objetivo perseguido es doble. Por un lado obtener la mejor resolución frecuencial para lo que la ventana utilizada debe tener el lóbulo principal de la respuesta frecuencial lo más estrecho posible. Por otro lado, que cada línea espectral esté afectada por la menor contribución posible de interferencias de otras componentes de distinta frecuencia, lo que se consigue con los lóbulos secundarios del menor nivel posible. Estas dos características de la respuesta frecuencial de la función ventana están estrechamente relacionadas entre sí por lo que siempre será necesario alcanzar un compromiso entre la anchura frecuencial del lóbulo principal y la amplitud de los lóbulos secundarios.

De lo expuesto se deduce que la elección de la función ventana tiene una gran influencia en el resultado de la medida de armónicos e interarmónicos en cuanto a los aspectos de detectabilidad, resolución y rango dinámico en las medidas obtenidas. Se puede encontrar un amplio estudio sobre estos aspectos de diferentes funciones ventana en la referencia [7].

En el estándar IEC 61000-4-7 se contempla la posibilidad de utilizar dos funciones ventana. La función ventana rectangular en el caso general y la función ventana de Hanning en el caso particular de que se pierda la condición de sincronía entre la señal y la ventana de adquisición. La primera es la que utilizan en condiciones normales todos los aparatos de medida.

### 2.3.2. La función ventana rectangular

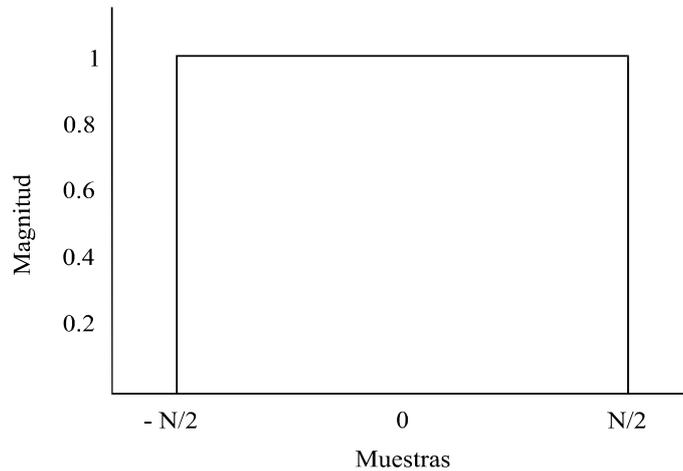
La función ventana rectangular, en el dominio temporal toma el valor unidad en el intervalo de observación y cero en el resto del tiempo. Es decir, las  $N$  muestras tomadas se ponderan con el valor unidad.

$$w(k) = 1, \quad k = -\frac{N}{2}, \dots, -1, 0, 1, \dots, \frac{N}{2} - 1$$

La figura 2.6 representa la forma de la función ventana rectangular de  $N$  muestras en el dominio temporal.

En el dominio frecuencial, el ancho del lóbulo principal presenta dos pasos por cero en las dos líneas frecuenciales de la DFT adyacentes por lo que es la función ventana con el lóbulo principal

más estrecho. Así, esta ventana tiene la mejor resolución en frecuencia ya que representa toda la energía de una señal tono, es decir, una señal formada por una única componente espectral sinusoidal, en la línea frecuencial correspondiente sin asociar energía a las líneas frecuenciales inmediatamente adyacentes.



**Figura 2.6.** Función ventana rectangular en el dominio temporal.

El primer lóbulo lateral es 13 dB menor que el lóbulo principal y los siguientes lóbulos decaen 20 dB/década, por lo tanto conforme nos alejamos de la frecuencia central del lóbulo principal presenta una caída más lenta de los lóbulos laterales que la ventana de Hanning que analizaremos seguidamente. Es decir, para la resolución de cada línea espectral tiene peor comportamiento en cuanto a interferencia proveniente de otras componentes frecuenciales no inmediatamente adyacentes por lo que parte de la energía representada en una línea frecuencial puede provenir de otras componentes frecuenciales no inmediatamente adyacentes. Sin embargo, esta aportación de energía no propia de esa frecuencia a una línea en concreto se considera despreciable.

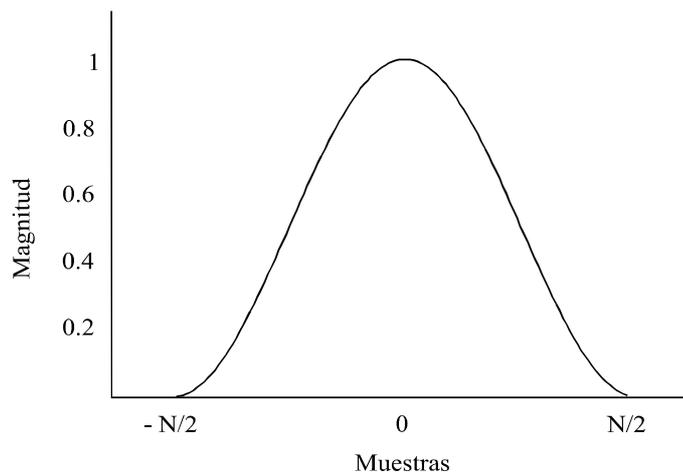
### 2.3.3. La función ventana de Hanning

La ventana de Hanning es del tipo coseno cuadrado y sus valores temporales, los utilizados para la ponderación de las muestras adquiridas, se pueden generar mediante señales sinusoidales.

$$w(k) = \frac{1}{2} \left( 1 + \cos \left( \frac{2k}{N} \pi \right) \right), \quad k = -\frac{N}{2}, \dots, -1, 0, 1, \dots, \frac{N}{2} - 1$$

La figura 2.7 representa la forma de la función ventana de Hanning de  $N$  muestras en el dominio temporal.

En su respuesta frecuencial presenta ganancia de procesamiento de 0.5, es decir, un lóbulo principal de valor máximo mitad que el de la rectangular. La anchura de este lóbulo principal es el doble que el de la ventana rectangular. En consecuencia la ventana de Hanning tiene peor resolución frecuencial que la ventana rectangular. Para una señal compuesta de un tono puro síncrono, aparecen tres líneas espectrales; una línea en la misma frecuencia del tono con ganancia 0.5 respecto del tono analizado y dos líneas frecuenciales adyacentes no despreciables de magnitud mitad que la magnitud de la línea espectral central.



**Figura 2.7.** Función ventana de Hanning en el dominio temporal.

En cuanto a las interferencias espectrales ocasionadas por otras componentes frecuenciales, el primer lóbulo lateral decae 32 dB respecto del lóbulo principal y la caída de los siguientes lóbulos laterales es de 60 dB/década, es decir la caída de sus lóbulos laterales es más rápida que en la rectangular. En consecuencia, en este aspecto tiene mejor comportamiento que la ventana rectangular.

#### **2.3.4. Efectos de la función ventana en la medida de las agrupaciones de líneas espectrales**

El problema de la desincronización de una componente con la ventana de muestreo resulta de la máxima importancia en la medida del espectro frecuencial de la señal de la red.

Cuando una componente espectral de la señal tiene una frecuencia que no coincide con ninguna de las frecuencias de salida de la DFT la energía de esa componente se reparte por todas las líneas de salida que representan el espectro.

A. Testa y otros [8-11] han estudiado el spectral leakage en el análisis de las líneas espectrales de la DFT ocasionado por interarmónicos no síncronos con las dos ventanas adoptadas en el estándar

IEC 61000-4-7. Estos autores han introducido un factor de escala para la agrupación con la ventana de Hanning que la haga compatible con el estándar en cualquier situación para poder evaluar componentes espectrales con la ventana de Hanning limitando los efectos del spectral leakage.

Una señal muestreada,  $f(k)$ , después del enventanado puede expresarse en la forma:

$$f_w(k) = f(k) \times w(k) \quad k = 0, 1, \dots, N - 1$$

donde  $w(k)$  son los coeficientes de la ventana y  $N$  el número de muestras adquiridas en ella.

Para evaluar adecuadamente las componentes espectrales introducen la ganancia de coherencia  $A_c$ :

$$A_c = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} w(k)$$

En el caso de las agrupaciones de la IEC es necesario introducir un factor adicional que compensa el efecto de la anchura del lóbulo principal de la función ventana de Hanning.

A partir de pruebas con tonos unidad, A. Testa y compañía [8] proponen el valor:

$$A_G = \sqrt{\frac{3}{2}}$$

Con estos coeficientes proponen  $G_w$  como factor de escala para el subgrupo armónico de tal modo que:

$$\frac{1}{G_w} = (A_c \times A_G)^2 = \sum_{i=-1}^{+1} C_{10n-i}^2$$

donde  $n$  es el orden del armónico y  $C_i$  el valor eficaz de la línea espectral.

A pesar de que defienden que tras introducir los factores de grupo, las prestaciones de la función ventana de Hanning son superiores a la función ventana rectangular, hemos obtenido resultados que demuestran que esas modificaciones no son compatibles con la Salida 1 del aparato de medida definido por IEC 61000-4-7 y que la ventana rectangular es la adecuada en cualquier situación [12].

Hemos estudiado la variación de la magnitud de las agrupaciones para computar la energía de una señal de prueba conforme su frecuencia se aleja respecto de la frecuencia central de cada agrupación. Como señal de prueba hemos utilizado una señal sinusoidal de una sola frecuencia, o señal tono, de valor eficaz 1 p.u.

En las pruebas realizadas, modificamos la frecuencia del tono desde la frecuencia central de la agrupación de orden  $n$  hasta llegar a la frecuencia central de la agrupación de orden  $n+1$ . Cuando la frecuencia del tono toma valores múltiplo de la frecuencia fundamental de la ventana, es decir 5 Hz, se trata de una señal síncrona. En el resto de frecuencias se trata de una señal no síncrona con la ventana.

En la adquisición de muestras hemos considerado las dos opciones para la función ventana planteadas por IEC 61000-4-7, la función ventana rectangular y la función ventana de Hanning aplicando el factor de escala propuesto por A. Testa generalizado para las otras agrupaciones de líneas espectrales.

Las conclusiones de nuestro análisis están condicionadas por dos características del resultado que la DFT ofrece de las señales analizadas con ambas funciones ventana:

- Para un tono síncrono y adquisición con la función ventana rectangular, la DFT atribuye toda la energía a una sola línea espectral, mientras que para adquisición con la función ventana de Hanning la DFT atribuye la energía a la línea espectral de igual frecuencia que el tono y a las dos líneas inmediatamente adyacentes.
- Para un tono no síncrono, la DFT distribuye la energía por todas las líneas del espectro frecuencial tanto con la función ventana rectangular como con la función ventana de Hanning, pero con la segunda, la energía se concentra más en las líneas frecuenciales próximas a la frecuencia del tono. Es decir, la función ventana rectangular dispersa más la energía de un tono no síncrono que la función ventana de Hanning.

En condiciones ideales cuando el tono se encuentra dentro de la banda de frecuencia de una agrupación de líneas espectrales de orden  $n$ , esa agrupación debería recoger toda la energía del tono de prueba y en consecuencia alcanzar el valor unidad. A su vez, las agrupaciones del mismo tipo pero diferente orden deberían tener valor nulo, es decir, no recolectar ninguna energía del tono por no encontrarse en su banda de frecuencia. Veremos para cada agrupación los errores que se producen.

De acuerdo con sus definiciones, aunque una agrupación de un determinado orden es un conjunto de líneas espectrales y el valor eficaz de la agrupación de ese orden es el valor numérico resultante de operar con la magnitud de esas líneas espectrales, en lo sucesivo nos referiremos indistintamente tanto a un concepto como a otro denominándolo con el nombre de la agrupación y su orden. Por ejemplo, con grupo armónico de quinto orden nos referiremos tanto al conjunto de líneas espectrales comprendidas entre 225 Hz y 275 Hz como al valor eficaz del grupo armónico de orden quinto computado a partir de la magnitud de esas mismas líneas espectrales.

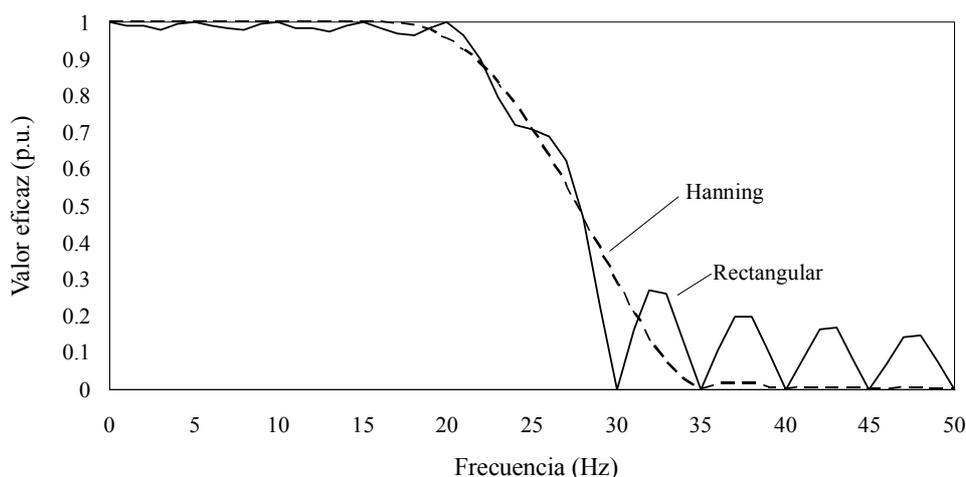
#### **2.3.4.1. Efectos en el grupo armónico**

La figura 2.8. muestra la medida del grupo armónico de orden  $n$ , como función de la frecuencia del tono respecto del centro de la agrupación.

Iniciaremos este análisis con la función ventana rectangular. En el caso de las frecuencias múltiplo de 5 Hz, el tono es síncrono con la ventana y toda su energía está asociado a una sola línea espectral por lo que al recolectar solo esa línea, la energía del tono queda dentro del grupo armónico por completo. En el caso particular de que el tono esté a 25 Hz del centro del grupo armónico de orden  $n$  la definición de la agrupación hace que el grupo armónico valga 0.7 ya que esa línea se considera tanto en el grupo armónico de orden  $n$  como en el de orden  $n+1$ .

Cuando la frecuencia del tono no es múltiplo de 5 Hz hay desincronización del tono con la ventana y aparece el spectral leakage. A pesar de que el tono esté dentro de la frecuencia del grupo armónico de orden  $n$ , parte de la energía se dispersa fuera del rango de líneas espectrales que agrupa. De este modo, esta energía dispersada va a los grupos armónicos de otro orden distinto al que le corresponde a la frecuencia del tono de prueba.

En los tonos no síncronos con la ventana, la DFT asocia la energía del tono de modo disperso por todas las líneas espectrales aunque dando un mayor valor a las líneas cercanas a la verdadera frecuencia del tono y menor a las líneas más alejadas. Al realizar la agrupación del grupo armónico de estas líneas, en la zona de 0 Hz a 20 Hz del centro del grupo armónico, las pérdidas son pequeñas ya que se agrupan las líneas a las que la DFT atribuye más energía y el grupo armónico de orden  $n$  toma valores cercanos a la unidad; es decir se ha dispersado poca energía del tono fuera del rango de frecuencias que agrupa y con la estrategia de la agrupación se consigue minimizar en gran medida el spectral leakage.



**Figura 2.8.** Magnitud del grupo armónico de orden  $n$  para un tono unidad en función de la posición de la frecuencia respecto del centro del grupo armónico utilizando la función ventana rectangular y la función ventana de Hanning.

A partir de 25 Hz de separación el tono ya no pertenece al grupo armónico de orden  $n$  sino al de orden  $n+1$ . El grupo armónico de orden  $n$  empieza a sufrir el efecto de spectral leakage por un tono de frecuencia dentro de la zona del espectro del grupo armónico de orden  $n+1$ . Idealmente no debería afectarle, es decir tendría que tener valor 0, pero no es así porque recolecta líneas con energía dispersada inapropiadamente.

Conforme el tono se aleja del grupo armónico de orden  $n$  y se acerca al centro del grupo armónico de orden  $n+1$  el efecto sobre el grupo armónico de orden  $n$  es cada vez menor porque las líneas procedentes de la dispersión que agrupa tienen valores cada vez más bajos.

Realicemos ahora el mismo análisis cuando se adquieren señales con la función ventana de Hanning. Recordemos que de un tono síncrono la función ventana de Hanning genera tres líneas espectrales y que para un tono no síncrono la dispersión de energía por efecto spectral leakage es menor que con la función ventana rectangular, es decir, las líneas espectrales más lejanas toman un valor más bajo que con la función ventana rectangular.

Con los tonos síncronos, mientras las tres líneas estén dentro del grupo armónico de orden  $n$  este toma el valor unidad pero no ocurre así cuando el tono está en el límite del grupo armónico, a 25 Hz del centro, porque entonces la energía de una de las líneas laterales no es recolectada. Por igual motivo, cuando la frecuencia del tono se sitúa en el límite pero fuera del grupo armónico, es decir a 30 Hz del centro de la agrupación, ya dentro de la banda de la agrupación de orden  $n+1$ , entonces una de las líneas laterales queda dentro del grupo armónico de orden  $n$ , lo que ocasiona que este no

tome valor nulo como le correspondería. En definitiva, la función ventana de Hanning da valores erróneos para tonos síncronos en la frontera de la agrupación.

Con los tonos no síncronos la dispersión es menor con la función ventana de Hanning que con la rectangular. En consecuencia, para un tono no síncrono situado en la zona de 0 Hz hasta 15 Hz de la frecuencia central del grupo armónico, las líneas espectrales que este recolecta toman valores más altos con la función ventana de Hanning que en el caso equivalente con la rectangular. Así, en la figura 2.8 podemos ver que el grupo armónico de orden  $n$  alcanza valores aun más cercanos a la unidad. Recíprocamente cuando el tono esta en la franja central del grupo armónico de orden  $n+1$ , de 35 Hz a 50 Hz, el grupo armónico de orden  $n$  toma valores más cercanos a 0.

Cuando la frecuencia está cerca del límite pero dentro del grupo armónico de orden  $n$ , algunas líneas de magnitud importante quedan fuera de la agrupación decayendo por ello el valor de la medida del grupo armónico de orden  $n$ . Ese efecto se agudiza cuando el tono rebasa el límite y entra en el grupo armónico de orden  $n+1$ ; en esos casos algunas líneas de magnitud importante son computadas en el grupo armónico de orden  $n$  que toma un valor más alto que en los casos equivalentes con la función ventana rectangular alejándose más del valor nulo.

#### **2.3.4.2. Efectos en el subgrupo armónico**

Los comentarios que hemos hecho sobre el comportamiento del resultado numérico del grupo armónico conforme cambia la frecuencia son análogos a los del subgrupo armónico. Los resultados se muestran en la figura 2.9.

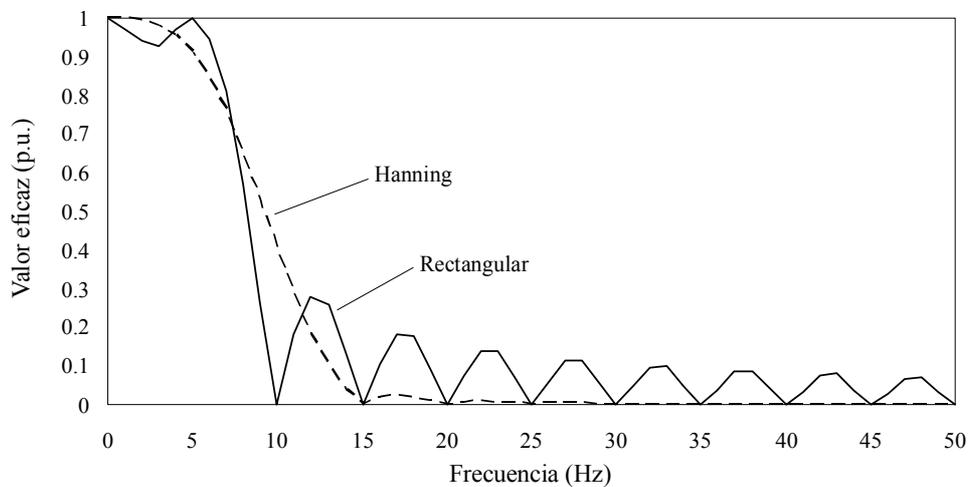
Por la propia definición del subgrupo armónico, la zona de transición entre la agrupación de orden  $n$  y la de orden  $n+1$  no comprende a ninguna frecuencia síncrona que se compute simultáneamente en ambas.

Como la dispersión con la función ventana de Hanning es menor que con la rectangular con los tonos no síncronos, dentro del subgrupo la medida de la primera es mejor, es decir más cercana a la unidad.

En el límite del subgrupo armónico de orden  $n$ , a 5 Hz de su centro, la función ventana rectangular da la medida exacta pero la función ventana de Hanning pierde energía por la línea espectral que aparece en 10 Hz y que queda fuera del agrupamiento del subgrupo armónico de orden  $n$  y entra en la de orden  $n+1$  alejando la medida de los valores ideales de 1 y de 0 respectivamente.

En el caso de un tono síncrono a 10 Hz del centro del subgrupo armónico, primera frecuencia síncrona fuera del subgrupo, de nuevo la ventana rectangular da la medida correcta de 0 Hz pero la función ventana de Hanning ocasiona una línea en 5 Hz que tiene que ser computada dentro de subgrupo armónico y ocasiona que tenga un valor de 0.4 en lugar de 0 como le corresponde idealmente.

Con el tono en las frecuencias no síncronas se produce menor dispersión con la función ventana de Hanning por lo que entre 0 Hz y 5 Hz el valor se acerca más al resultado correcto de 1 y fuera, entre 15 y 50 Hz, es más cercano a 0.



**Figura 2.9.** Magnitud del subgrupo armónico de orden  $n$  para un tono unidad en función de la posición de la frecuencia respecto del centro del subgrupo armónico utilizando la función ventana rectangular y la función ventana de Hanning.

### 2.3.4.3. Efectos en el grupo interarmónico

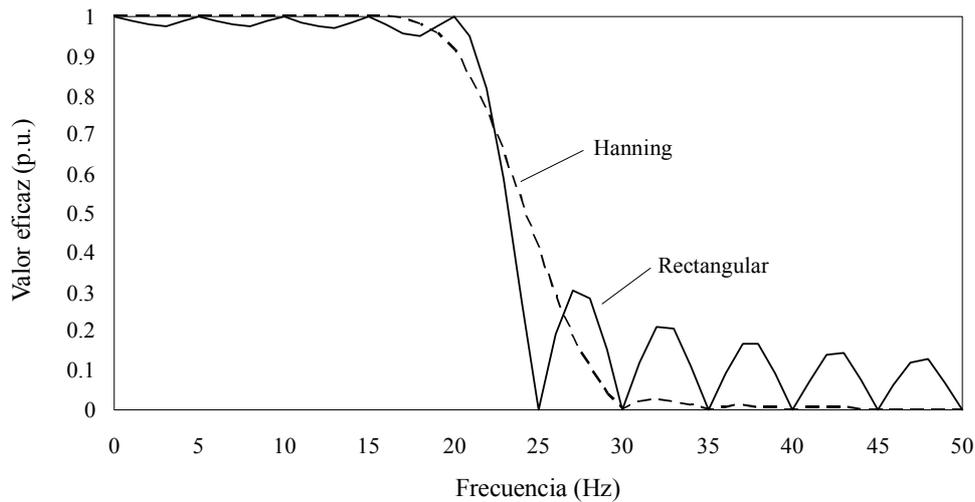
Los resultados obtenidos para el grupo interarmónico se muestran en la figura 2.10.

Como la dispersión de la función ventana de Hanning es menor, con un tono dentro del espectro del grupo interarmónico de orden  $n$  este da una medida más próxima al valor de la energía del tono y se ve menos afectado por un tono fuera de sus límites en comparación con la ventana rectangular.

De nuevo, la ventana de Hanning da una medida errónea del grupo interarmónico para un tono exactamente en el borde de su franja de espectro, a 20 Hz de su frecuencia central, porque pierde una de las tres líneas que suministra la DFT del tono síncrono.

Para un tono a 25 Hz del centro, la función ventana de Hanning da un valor al grupo interarmónico de 0.4, muy alejado de 0. Es decir de un armónico puro, la ventana de Hanning atribuye un valor del 40% a los grupos interarmónicos de orden  $n$  y  $n+1$  adyacentes, lo cual es un error muy alto.

Para los tonos no síncronos las conclusiones son equivalentes a los ya comentados en los anteriores apartados.

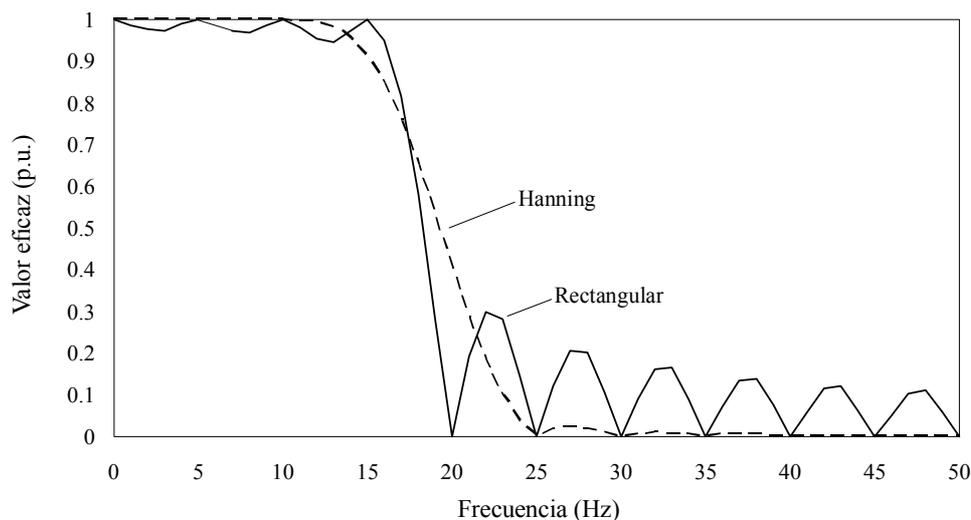


**Figura 2.10.** Magnitud del grupo interarmónico de orden  $n$  para un tono unidad en función de la posición de la frecuencia respecto del centro del grupo interarmónico utilizando la función ventana rectangular y la función ventana de Hanning.

#### 2.3.4.4. Efectos en el subgrupo interarmónico centrado

Obtenemos conclusiones análogas; la función ventana de Hanning tiene mejor comportamiento dentro de la agrupación para tonos no síncronos e igual de bueno para tonos síncronos. La agrupación queda menos afectada por tonos desincronizados fuera de ella con la función ventana de Hanning que con la función ventana rectangular y la medida es igual de buena en los tonos sincronizados. En cuanto a la zona límite de la agrupación entre  $n$  y  $n+1$ , la función ventana de Hanning presenta peor comportamiento cuando una de sus tres líneas queda fuera de la agrupación.

La figura 2.11 muestra los resultados obtenidos para el subgrupo interarmónico.



**Figura 2.11.** Magnitud del subgrupo interarmónico de orden  $n$  para un tono unidad en función de la posición de la frecuencia respecto del centro del subgrupo interarmónico centrado utilizando la función ventana rectangular y la función ventana de Hanning.

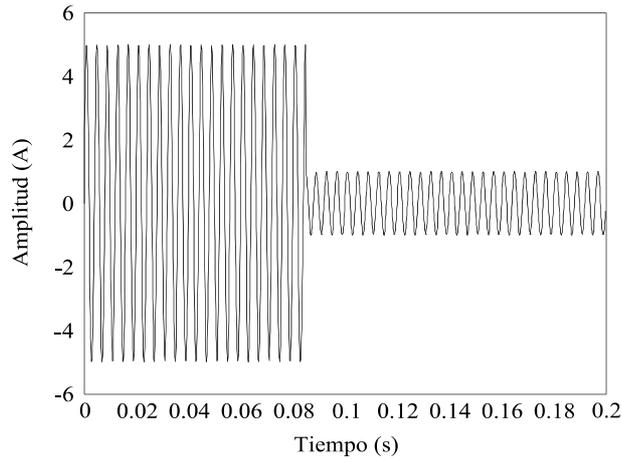
### 2.3.5. Análisis comparativo de señales con las funciones ventana rectangular y de Hanning

Hemos expuesto el resultado de las agrupaciones con ambas funciones ventana para un tono unidad pero cuando se estudia la señal de una línea eléctrica no se trata de una componente espectral única sino de una componente fundamental de 50 Hz a la que se añaden otras componentes frecuenciales no deseadas y que son el objetivo de la medición. Dado que el número de posibles contenidos frecuenciales diferentes son innumerables, vamos a limitar nuestro estudio comparativo a las mismas forma de onda que propone la norma IEC 61000-4-7 para exponer de que modo los agrupamientos de líneas espectrales representan la energía de la señal en distintas condiciones de medida. Para cada uno de estos ejemplos hemos estudiado el resultado de emplear las dos funciones ventana con las agrupaciones espectrales que indica la norma.

En lo sucesivo denotaremos el grupo armónico como HG, el subgrupo armónico como HS, el grupo interarmónico como IG y el subgrupo interarmónico centrado como IS.

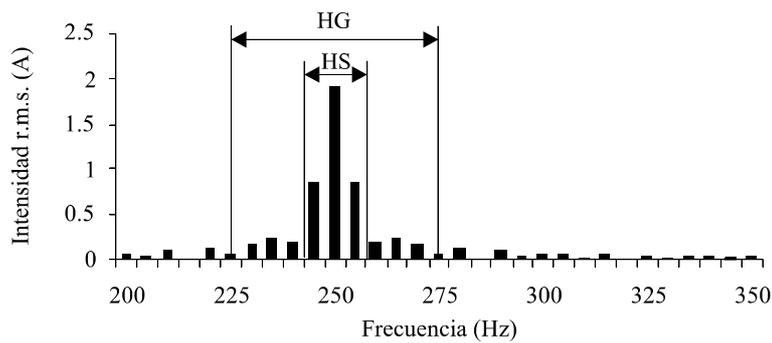
*Ejemplo. Armónico no estacionario.*

Se trata de una señal con valor eficaz del quinto armónico de corriente que varía entre 3.536 A y 0.7071 A. Dentro de la ventana de muestreo se produce un cambio después de 21.25 periodos del 5º armónico. El valor eficaz esperado de esta señal calculado mediante las muestras adquiridas es de 2.367 A. La figura 2.12 muestra la forma de onda durante la ventana de adquisición:

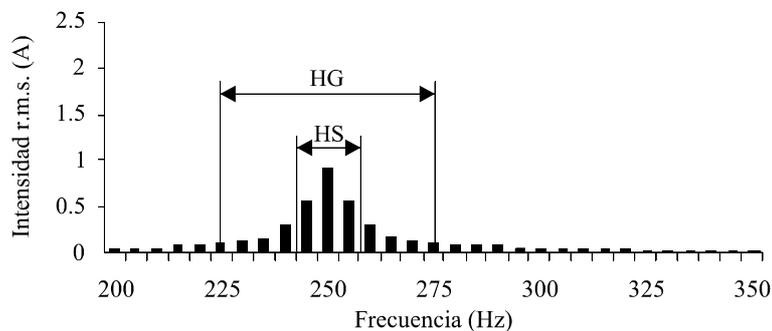


**Figura 2.12.** Quinto armónico no estacionario.

Si se realiza el análisis de la DFT con la función ventana rectangular obtenemos el espectro mostrado en la figura 2.13. Si realizamos el enventanado con la función ventana de Hanning obtenemos un espectro distinto que se muestra en la figura 2.14.



**Figura 2.13.** Componentes espectrales de la señal de la figura 2.12 utilizando la función ventana rectangular.



**Figura 2.14.** Componentes espectrales de la señal de la figura 2.12 utilizando la función ventana de Hanning.

La tabla 2.1 muestra los valores obtenidos en la medida del grupo armónico de quinto orden y del subgrupo armónico de quinto orden junto con el error producido respecto del valor eficaz correcto obtenido de las muestras de la señal.

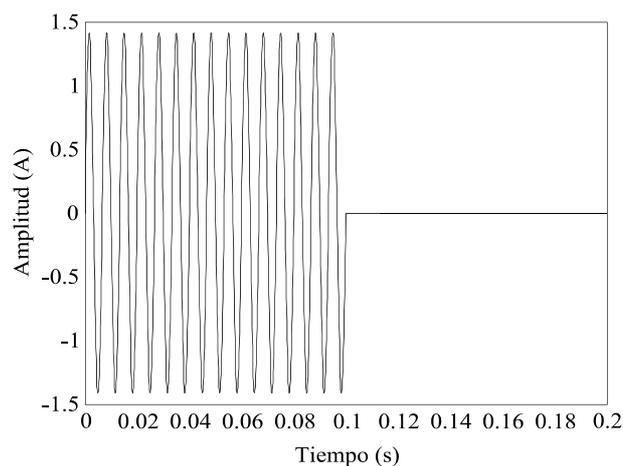
**Tabla 2.1.** Medidas y errores con las funciones ventana rectangular y de Hanning.

Función ventana	5° armónico (línea espectral de 250 Hz) (A)	Error (%)	Subgrupo armónico (A)	Error (%)	Grupo armónico (A)	Error (%)
Rectangular	1.909	19.3	2.276	3.84	2.332	1.47
Hanning	0.860	63.67	1.855	21.63	2.013	14.96

En la estimación que hace el subgrupo armónico utilizando la ventana rectangular se produce un error del 3.84% y con la ventana de Hanning el error es del 21.63%. En la estimación que hace el grupo armónico con la rectangular el error es del 1.47% y con la de Hanning es del 14.96%.

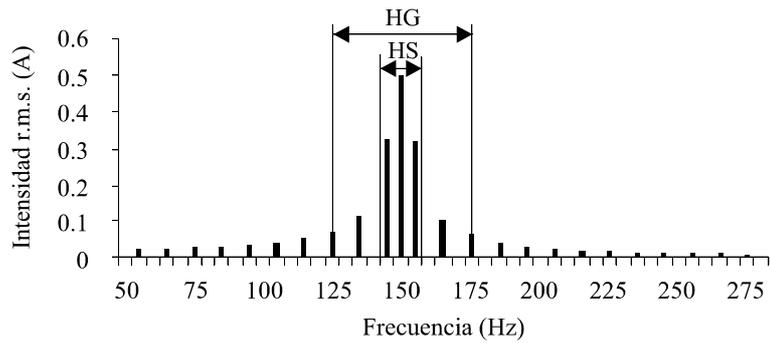
*Ejemplo. Armónico no estacionario.*

La forma de onda propuesta es un tercer armónico de corriente producido por un aparato de microondas. Mediante un método multiciclo de paso por cero el aparato controla el valor medio de la señal. A mitad de la ventana el aparato debe finalizar el suministro de energía por lo que anula la señal y pasa a valer cero. El valor eficaz es de 0.707 A. La figura 2.15 muestra la forma de la onda durante la ventana de muestreo.

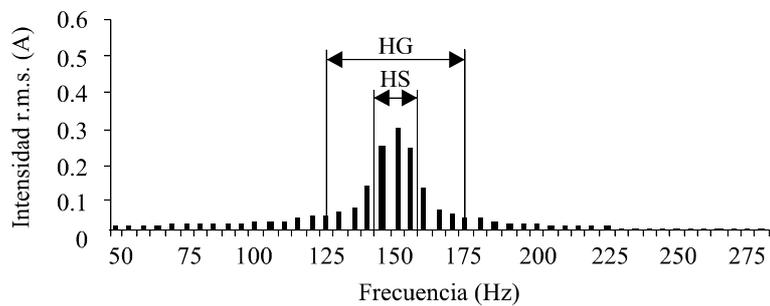


**Figura 2.15.** Tercer armónico no estacionario.

Las figuras 2.16 y 2.17 muestran el contenido espectral que suministra la DFT con las funciones ventana rectangular y de Hanning.



**Figura 2.16.** Componentes espectrales de la señal de la figura 2.15 utilizando la función ventana rectangular.



**Figura 2.17.** Componentes espectrales de la señal de la figura 2.15 utilizando la función ventana de Hanning.

La tabla 2.2 muestra los resultados del grupo y del subgrupo armónico de tercer orden.

**Tabla 2.2.** Medidas y errores con las funciones ventana rectangular y de Hanning.

Función ventana	3° armónico (línea espectral de 150 Hz) (A)	Error (%)	Subgrupo armónico (A)	Error (%)	Grupo armónico (A)	Error (%)
Rectangular	0.5	29.3	0.673	4.8	0.692	2.0
Hanning	0.251	64.50	0.622	12.02	0.689	2.55

La agrupación de líneas espectrales produce un error del 4.8% respecto del valor eficaz de la señal en el subgrupo armónico cuando se utiliza la ventana rectangular, que se eleva al 12.02% cuando se utiliza la ventana de Hanning. Esto es debido a la dispersión de energía que ocasiona la segunda.

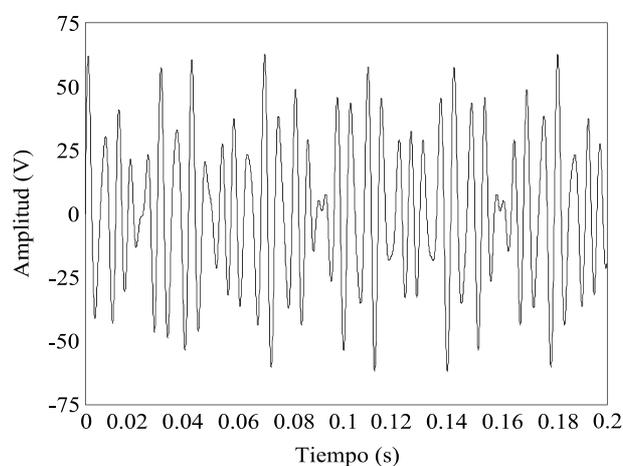
En la estimación que hace el grupo armónico, el error es más bajo con ambas ventanas, pero continúa siendo mejor la medida ofrecida por la función ventana rectangular.

Los anteriores ejemplos ponen de manifiesto la validez de la estrategia de la agrupación para mejorar el resultado de aplicar el análisis de la DFT a señales no estacionarias y por otro lado, un

mejor comportamiento de la función ventana rectangular en comparación con la función ventana de Hanning.

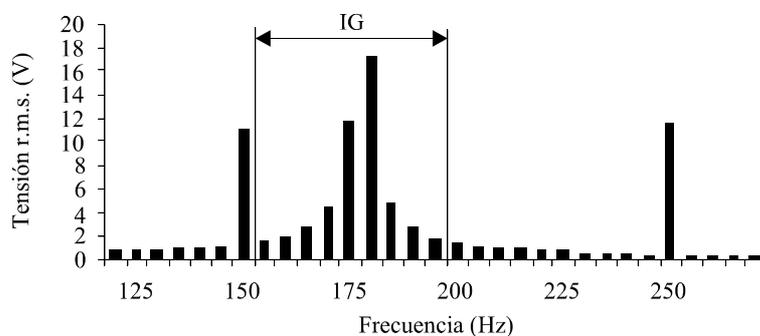
*Ejemplo. Interarmónico no síncrono.*

En la red eléctrica se introducen señales de telemando. Estas señales son de frecuencia interarmónica con lo que se evita que la señal quede perturbada por los armónicos de la línea eléctrica. La figura 2.18 muestra una señal de este tipo. Se trata de una señal de comunicaciones de 178 Hz, con amplitud constante de valor eficaz de 23 V. Esta señal está superpuesta a un tercer y un quinto armónico de 11.5 V cada uno.

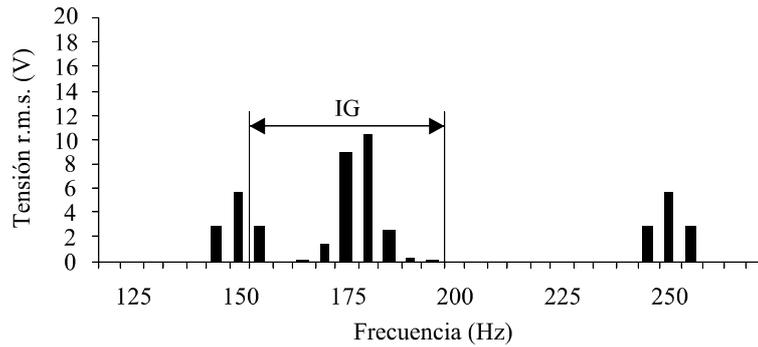


**Figura 2.18.** Tercer y quinto armónico con interarmónico no síncrono de frecuencia 178 Hz.

Las figuras 2.19 y 2.20 muestran el resultado de aplicar la DFT con las funciones ventana rectangular y de Hanning en el cálculo del grupo interarmónico de tercer orden.



**Figura 2.19.** Componentes espectrales de la señal de la figura 2.18 utilizando la función ventana rectangular.



**Figura 2.20.** Componentes espectrales de la señal de la figura 2.18 utilizando la función ventana de Hanning.

La tabla 2.3 da los valores obtenidos en la medida del grupo interarmónico de tercer orden empleando las dos funciones ventanas.

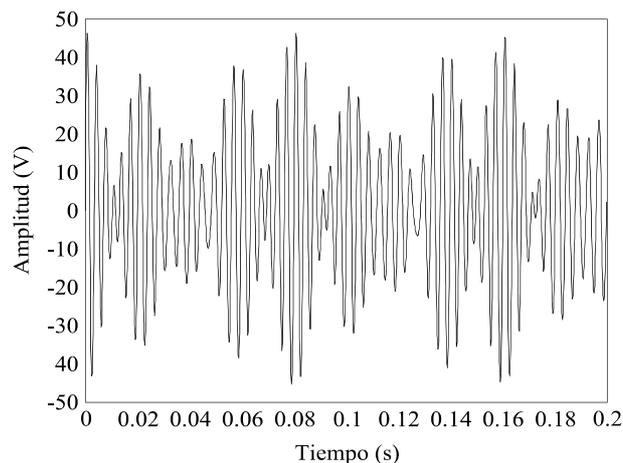
**Tabla 2.3.** Medidas y errores con las funciones ventana rectangular y de Hanning.

Función ventana	Grupo interarmónico (V)	Error (%)
Rectangular	22.51	2.15
Hanning	23.451	1.96

La DFT no tiene una línea espectral de salida en la frecuencia de 178 Hz por lo que aparece una distribución de energía hacia las líneas más próximas. Este spectral leakage ocasiona un error mayor en la estimación del grupo interarmónico de orden tercer con la función ventana rectangular que con la de Hanning, a pesar de que con ésta una línea lateral del tercer armónico entra dentro del rango frecuencial del IG.

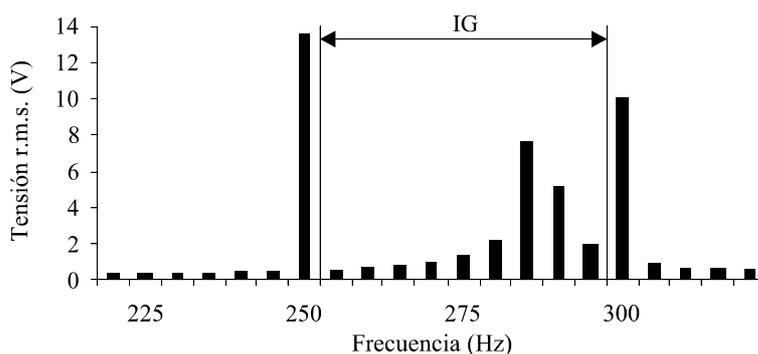
*Ejemplo. Armónicos con interarmónico no síncrono.*

Aleatoriamente aparecen interarmónicos en la emisión de corriente eficaz y en consecuencia en la tensión eficaz de la red. La figura 2.21 muestra la forma de onda correspondiente a un interarmónico no síncrono de 9.8 V en 287 Hz, un quinto armónico de 13.2 V y un sexto armónico de 10 V.

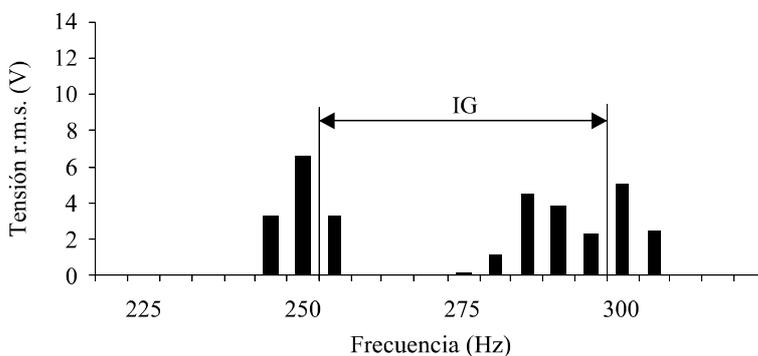


**Figura 2.21.** Quinto y sexto armónico con interarmónico no sincrónico de frecuencia 287 Hz.

Los espectros resultantes de la aplicación de la DFT con las funciones ventana rectangular y de Hanning son los mostrados en las figuras 2.22 y 2.23.



**Figura 2.22.** Componentes espectrales de la señal de la figura 2.21 utilizando la función ventana rectangular.



**Figura 2.23.** Componentes espectrales de la señal de la figura 2.21 utilizando la función ventana de Hanning.

La tabla 2.4 ofrece los resultados obtenidos para el grupo interarmónico de quinto orden con la función ventana rectangular y la función ventana de Hanning.

**Tabla 2.4.** Medidas y errores con las funciones ventana rectangular y de Hanning.

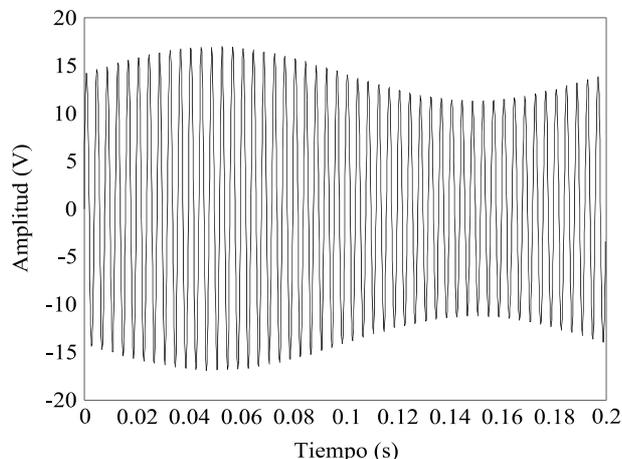
Función ventana	Grupo interarmónico (V)	Error (%)
Rectangular	9.534	2.7
Hanning	19.228	96.20

Al efecto spectral leakage del interarmónico no sincrónico en el caso de la función ventana de Hanning se le añade la asociación de energía a las líneas adyacentes a los armónicos quinto y sexto. Dos de estas líneas, las de 255 Hz y 295 Hz, están incluidas en el grupo interarmónico de orden quinto, en consecuencia se produce un error en la magnitud de este grupo interarmónico del 96.20%.

Con la ventana rectangular, para la estimación de la componente interarmónica no sincrónica mediante el grupo interarmónico, el spectral leakage es la única fuente de error por lo que alcanza un valor de tan solo el 2.7%.

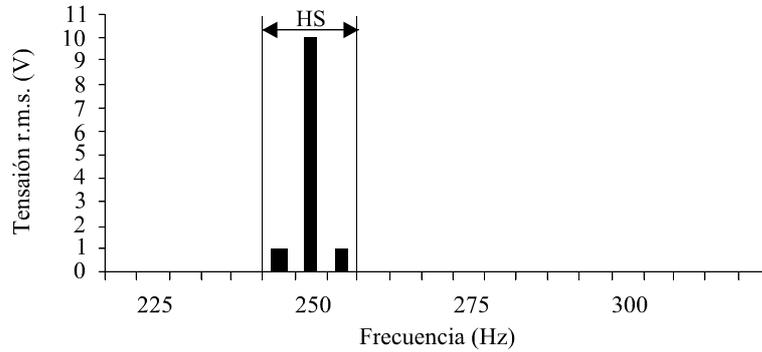
*Ejemplo. Armónico no estacionario.*

El ejemplo ilustra el caso de un quinto armónico de tensión que fluctúa alrededor de un valor eficaz medio de 10 V con una modulación sinusoidal del 20% y 5 Hz. El valor eficaz de la onda resultante es de 10.10 V. El espectro contiene la línea espectral de la frecuencia portadora en 250 Hz con un valor eficaz de 10 V y dos líneas laterales en 245 Hz y 255 Hz de 1 V cada una. La forma de onda procede de un motor con un par de torsión variable y se muestra en la figura 2.24.

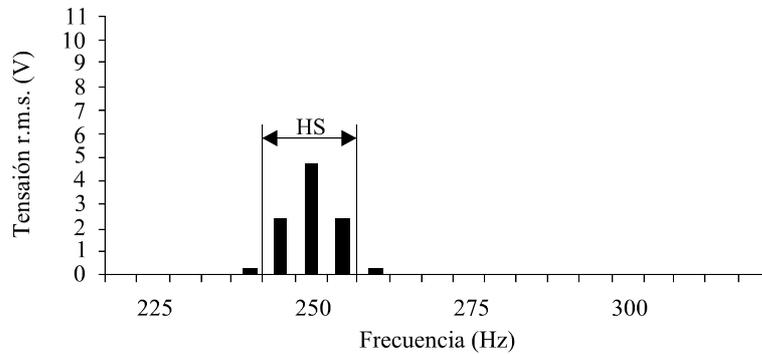


**Figura 2.24.** Quinto armónico fluctuante con modulación del 20% y frecuencia 5 Hz.

Las figuras 2.25 y 2.26 muestran el espectro de la señal con cada función ventana.



**Figura 2.25.** Componentes espectrales de la señal de la figura 2.24 utilizando la función ventana rectangular.



**Figura 2.26.** Componentes espectrales de la señal de la figura 2.24 utilizando la función ventana de Hanning.

La tabla 2.5 muestra los resultados para el subgrupo armónico de orden quinto aplicando la función ventana rectangular y la función ventana de Hanning.

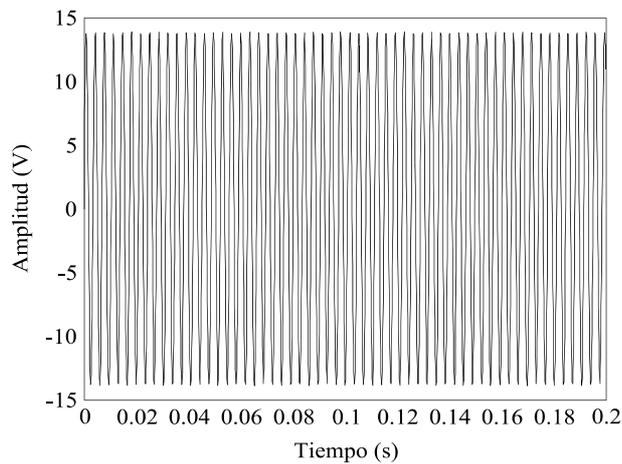
**Tabla 2.5.** Medidas y errores con las funciones ventana rectangular y de Hanning.

Función ventana	Línea espectral de 245 Hz (V)	5º armónico (línea espectral de 250 Hz) (V)	Error (%)	Línea espectral de 255 Hz (V)	Subgrupo armónico (V)	Error (%)
Rectangular	1	10	0.99	1	10.10	0
Hanning	2.550	5.010	50.40	2.550	10.065	0.35

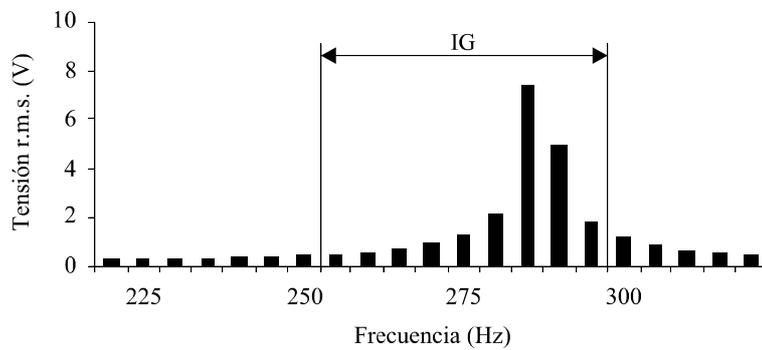
Como muestra la tabla, el subgrupo armónico representa el valor eficaz de la onda sin error cuando se utiliza la función ventana rectangular. Sin embargo la función ventana de Hanning traslada energía de las líneas de 245 Hz a las de 240 Hz y 250 Hz y de la de 255 Hz a las de 250 Hz y 260 Hz. La energía asociada a 240 Hz y 260 Hz no se computa en el subgrupo armónico por lo que se produce un error del 0.35%.

*Ejemplo. Interarmónico no síncrono.*

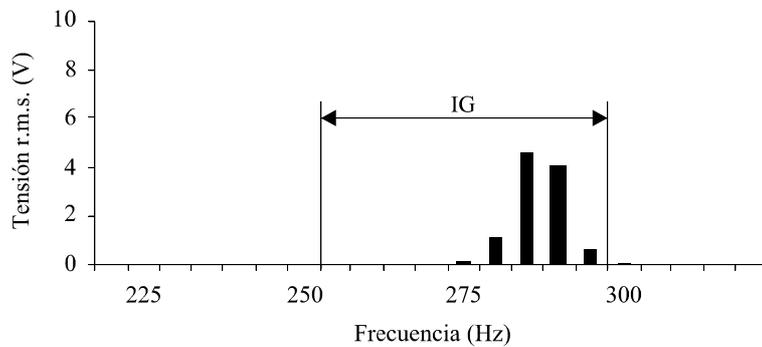
En la misma red puede utilizarse una señal de comunicaciones de 287 Hz y 9.8 V eficaces. La figura 2.27 muestra la forma de onda de esta componente. Los espectros que suministra la DFT utilizando las funciones ventana rectangular y de Hanning se muestran en las figuras 2.28 y 2.29.



**Figura 2.27.** Interarmónico no síncrono de frecuencia 287 Hz.



**Figura 2.28.** Componentes espectrales de la señal de la figura 2.27 utilizando la función ventana rectangular.



**Figura 2.29.** Componentes espectrales de la señal de la figura 2.27 utilizando la función ventana de Hanning.

En la tabla 2.6 se aprecia el efecto spectral leakage con cada función ventana.

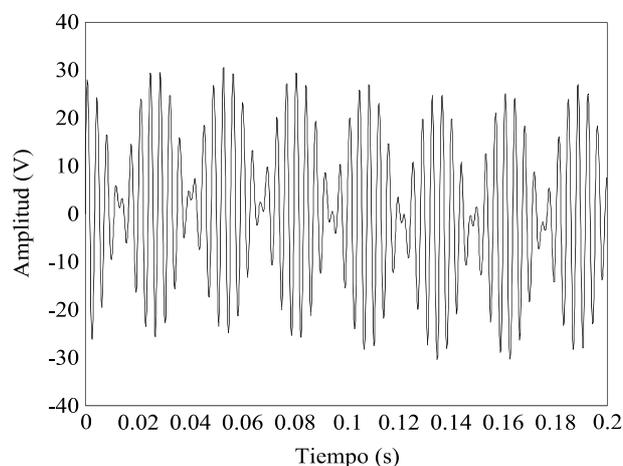
**Tabla 2.6.** Medidas y errores con las funciones ventana rectangular y de Hanning.

Función ventana	Grupo interarmónico (V)	Error (%)
Rectangular	9.538	2.7
Hanning	9.791	0.09

El error es menor con la función ventana de Hanning, solo 0.09%, ya que la dispersión que ocasiona es menor y al utilizar la agrupación del grupo interarmónico de orden quinto se recoge casi toda la energía. Con la función ventana rectangular la dispersión es mayor por lo que el error llega al 2.7%.

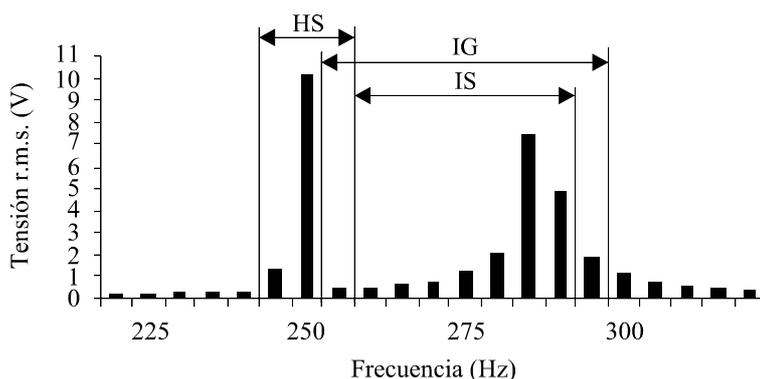
*Ejemplo. Armónico no estacionario con interarmónico no síncrono.*

Cuando tomamos muestras de la señal de tensión de la línea eléctrica las componentes de los dos últimos ejemplos pueden aparecer superpuestas. La figura 2.30 muestra la forma de onda resultante.

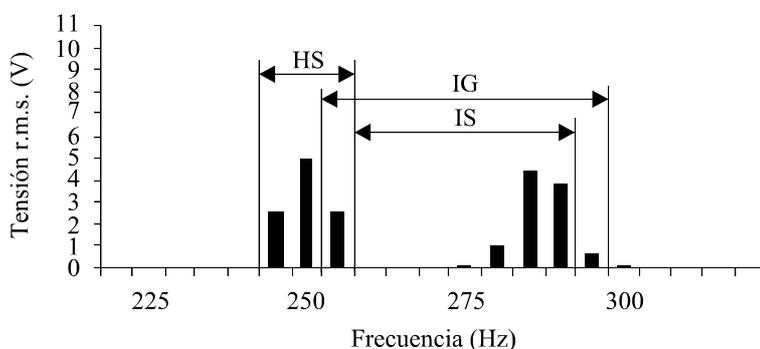


**Figura 2.30.** Quinto armónico fluctuante con modulación del 20% y frecuencia 5 Hz con interarmónico no síncrono de frecuencia 287 Hz.

Los espectros que suministra la DFT utilizando las funciones ventana rectangular y de Hanning se muestran en las figuras 2.31 y 2.32.



**Figura 2.31.** Componentes espectrales de la señal de la figura 2.30 utilizando la función ventana rectangular.



**Figura 2.32.** Componentes espectrales de la señal de la figura 2.30 utilizando la función ventana de Hanning.

Tenemos varias combinaciones posibles de agrupaciones para estimar los armónicos y los interarmónicos presentes en el espectro pero en cualquiera de ellas ninguna línea frecuencial debe ser contabilizada más de una vez.

En la tabla 2.7 se muestran los resultados del grupo interarmónico y la línea espectral.

**Tabla 2.7.** Medidas y errores con las funciones ventana rectangular y de Hanning.

Función ventana	Grupo interarmónico (V)	Error (relativo a 9.8 V) (%)	5° armónico (línea espectral de 250 Hz) (V)	Error (relativo a 10 V) (%)	Valor eficaz total (V)	Error (relativo a 14.07 V) (%)
Rectangular	9.36	4.5	10.16	1.6	13.81	1.8
Hanning	10.606	8.22	5.006	49.94	11.72 8	16.65

En la tabla 2.8 se muestran los resultados del subgrupo interarmónico centrado y el subgrupo armónico.

**Tabla 2.8.** Medidas y errores con las funciones ventana rectangular y de Hanning.

Función ventana	Subgrupo interarmónico centrado (V)	Error (relativo a 9.8 V) (%)	Subgrupo armónico (V)	Error (relativo a 10.1 V)	Valor eficaz total (V)	Error (relativo a 14.07 V) (%)
Rectangular	9.34	4.7	10.23	1.29	13.85	1.5
Hanning	9.744	0.57	9.992	1.07	13.957	0.80

La función ventana de Hanning es muy ineficiente en la estimación del grupo interarmónico y la línea espectral, sin embargo muestra mejor comportamiento que la función ventana rectangular en la medida utilizando el subgrupo interarmónico centrado y el subgrupo armónico. La función ventana rectangular presenta errores similares para ambas opciones.

Tras estudiar el efecto de la función ventana rectangular y la función ventana de Hanning en estos ejemplos de medida de armónicos e interarmónicos en el marco de la IEC podemos resumir brevemente los resultados.

- La función ventana de Hanning presenta un elevado error en la medida del valor eficaz de una sola componente armónica síncrona, es decir, en la media de una línea espectral en particular.
- En el caso de armónicos fluctuantes estudiado, la función ventana rectangular presenta mejor comportamiento que la de Hanning.
- En el caso de señales interarmónicas, la función ventana de Hanning se comporta mejor que la rectangular en la estimación del subgrupo interarmónico centrado pero no es así en la estimación del grupo interarmónico, especialmente cuando una componente armónica está presente en la vecindad del grupo como es el caso de los sistemas reales.
- En el caso de señales armónicas con modulación en amplitud, la función ventana rectangular se comporta mejor en la estimación del grupo interarmónico y de la línea armónica mientras la función ventana de Hanning se comporta ligeramente mejor en la estimación del subgrupo armónico y del subgrupo interarmónico centrado.
- Cuando la función ventana de Hanning presenta mejor comportamiento, el error producido por la función ventana rectangular se mantiene pequeño y dentro del rango de tolerancia para un instrumento de medida. Sin embargo, cuando la función ventana de Hanning muestra peor comportamiento que la rectangular, el error es mayor y no es aceptable para un instrumento de medida.

## 2.4. Otros métodos de medida de armónicos e interarmónicos

### 2.4.1. Limitaciones del análisis de Fourier en la medida de armónicos e interarmónicos

Desde un punto de vista matemático formal solo es válido aplicar el análisis de Fourier a señales estacionarias de duración infinita. Dado que las señales de las líneas eléctricas no son ni de duración infinita ni de carácter estacionario los resultados de su espectro que se obtengan aplicándolo serán erróneos desde un punto de vista estricto.

El Principio de Incertidumbre refleja la limitación de la resolución tiempo-frecuencia, en la forma  $\Delta f \times \Delta t \geq 1/4\pi$ . Si lo aplicamos a cualquier herramienta de análisis de señal que diseñemos concluiremos que cuanto mayor precisión nos ofrezca en la determinación de una frecuencia del espectro de la señal peor resolución nos ofrecerá en un instante particular de su forma de onda.

A partir de este principio podemos ofrecer una explicación intuitiva de por qué el análisis de Fourier solo es válido para señales indefinidas y estacionarias en el tiempo. Dado que es una herramienta de análisis que ofrece una certidumbre absoluta en el dominio frecuencial, recordemos que la DFT ofrece frecuencias de salida de valores exactos, no puede ofrecer ninguna resolución en el dominio temporal. Las únicas señales que pueden ser caracterizadas correctamente sin ninguna resolución en el dominio temporal son las señales que existen en todo el dominio del tiempo y no tienen ninguna particularidad en ningún instante de este dominio, en definitiva, las señales indefinidas y estacionarias.

Numerosos autores han estudiado los errores que se introducen en la medida del espectro por no cumplir las características ideales que el análisis de Fourier requiere. El análisis del contenido frecuencial de una señal finita no estacionaria mediante una función ventana de duración finita, básicamente está afectada por dos efectos que limitan la precisión de la medida de sus componentes armónicas e interarmónicas: el efecto picket-fence y el efecto de dispersión espectral o spectral leakage. Estas limitaciones y errores son bien conocidas y han sido evaluadas y descritas por distintos autores [13]. Vamos a mostrar algunos de los aspectos más relevantes de cada uno de ellos en lo relativo a la medida de armónicos e interarmónicos en señales eléctricas.

#### 2.4.1.1. Efecto picket-fence

El análisis de Fourier se basa en interpretar una señal temporal como suma de un número finito de señales temporales sinusoidales de frecuencias repartidas uniformemente por el eje frecuencial

desde su origen hasta la frecuencia de Nyquist como frecuencia máxima impuesta por el Teorema del Muestreo. Estas frecuencias de salida son los múltiplos enteros de la resolución espectral de la ventana utilizada, el cual es el valor inverso de la duración temporal de la ventana de observación. Cualquier componente de frecuencia intermedia entre estos valores no podrá ser detectada correctamente.

El efecto picket-fence aparece cuando la señal analizada incluye una componente espectral cuya frecuencia no es una de las frecuencias de salida del análisis de Fourier. Si su frecuencia se encuentra entre las líneas espectrales  $n$  y  $n+1$ , se verán afectadas principalmente la magnitud de estas dos líneas pero también la de todas las demás.

La forma de evitar el efecto picket-fence es hacer que todas las componentes espectrales coincidan con frecuencias de salida del análisis de Fourier. Esto se puede conseguir haciendo más grande la ventana de adquisición, pero con una ventana de duración muy larga se corre el riesgo de que la señal no se mantenga estacionaria. Dentro del marco de la IEC la duración de la ventana queda fijada en diez ciclos de la frecuencia fundamental de la red, 200 ms, por lo que las frecuencias de salida del análisis de Fourier son frecuencias múltiplo de 5 Hz y según las circunstancias, la medida del espectro de la señal estará más o menos afectada del efecto picket-fence.

#### **2.4.1.2. Spectral leakage**

El término spectral leakage se refiere a asignar energía a líneas espectrales de modo inadecuado. Este fenómeno se debe al truncamiento de la secuencia de muestras en la ventana de adquisición de modo que no representa un número entero de ciclos de la señal sometida al análisis de Fourier.

Tenemos dos situaciones en que esta circunstancia se puede producir:

- Error de sincronización entre la duración de la ventana y el periodo fundamental de la señal. La duración de la ventana no es exactamente un número entero de ciclos de la componente fundamental. Esto puede ocurrir porque varíe la frecuencia fundamental mientras la ventana mantiene fija su duración o porque se modifique la duración de la ventana. Como es obvio la condición de sincronía solo se puede mantener dentro de unos márgenes de error. Los valores de las líneas espectrales que aparecen en condiciones de no sincronización son denominados falsos interarmónicos.

- Presencia de interarmónicos no síncronos con la frecuencia fundamental. Estos interarmónicos hacen que la señal no sea periódica en la ventana de muestreo. La señal pasa a ser periódica en una ventana de frecuencia igual al mínimo común múltiplo de la frecuencia fundamental y la frecuencia de los interarmónicos no síncronos.

#### **2.4.2. Herramientas alternativas al análisis de Fourier**

Anteriormente hemos expuesto las limitaciones más importantes en el análisis de Fourier; unas son de carácter general, el Principio de Incertidumbre y la no estacionalidad de la señal eléctrica, y otras son específicas del marco de la IEC, las condiciones de medida. Estas limitaciones no pueden ser superadas con las agrupaciones de líneas espectrales definidas en el estándar IEC 61000-4-7.

Queda de relieve la causa de que se hayan desarrollado otros principios de análisis distintos al de Fourier. Expondremos brevemente el análisis de Kalman, que ha sido ampliamente aplicado en el cálculo de componentes armónicas y en las aplicaciones de compensación activa de armónicos. Seguidamente expondremos los fundamentos del análisis wavelet que es la herramienta matemática en que se fundamenta la investigación que hemos desarrollado y que expondremos en los capítulos siguientes.

#### **2.4.3. Filtros de Kalman**

Los filtros de Kalman se utilizan en los sistemas de medida y acondicionamiento de señal para modelar su contenido armónico [14-20]. Mediante un modelo del contenido frecuencial y una estimación del ruido blanco presente en la señal, el filtro de Kalman permite predecir el valor de futuras muestras de la señal monitorizada, lo que les hace un método especialmente interesante en sistemas de tiempo real como los filtros activos para acondicionamiento de líneas eléctricas [21, 22].

Para implementar un filtro de Kalman y estimar las componentes armónicas presentes en una señal se establece su modelo en términos de variables de estado. Tendremos que considerar todas las componentes espectrales que puedan aparecer en la señal.

$$x_{k+1} = \phi_k x_k + w_k$$

donde  $x_{k+1}$  es el vector de estado en el instante  $t_{k+1}$ ,  $x_k$  es el vector de estado en el instante  $t_k$ ,  $\phi_k$  es la matriz de transición de estados y  $w_k$  representa el vector de variación de las variables de estado

debido al ruido blanco en la señal.

La medida de la señal puede ser modelada mediante:

$$z_k = H_k x_k + v_k$$

donde  $z_k$  es el valor de la medida en el instante  $t_k$ ,  $H_k$  es la matriz que da la relación ideal en ausencia de ruido entre las medidas y las variables de estado en el instante  $t_k$  y  $v_k$  es el vector de error en la medida suponiendo que no hay correlación entre  $w_k$  y  $v_k$ .

Partimos de una estimación inicial de las variables de estado,  $x'_0$  y de la covarianza del error asociado con esa estimación  $P'_0$  y en cada paso se utilizan la medida  $z_k$  para mejorar esa primera estimación. Para ello se escoge una combinación lineal de la estimación y de la medida del ruido de acuerdo con la expresión:

$$x_k = x'_k + K_k (z_k - H_k x'_k)$$

donde  $x_k$  es la estimación actualizada en el instante  $t_k$  y  $K_k$  es el coeficiente del filtro.

Una vez que se ha obtenido el modelo de estado de la señal se calculan los coeficientes del filtro buscando minimizar el error cuadrático medio entre los valores actuales y los esperados en el siguiente estado. Estos coeficientes se denominan ganancias de Kalman.

Las ganancias de Kalman pueden ser calculadas recursivamente resolviendo las siguientes ecuaciones:

$$K_k = P_k H_k^t (H_k P_k H_k^t + R_k)^{-1}$$

$$P_k = (I - K_k H_k) P'_k$$

donde  $K_k$  es la ganancia del filtro en el instante  $t_k$ ,  $I$  es la matriz identidad,  $R_k$  la varianza del ruido y  $H_k^t$  es la matriz transpuesta de  $H_k$ .

Comenzando por una estimación y el error de covarianza en el instante inicial podemos hacer una predicción de la medida en el instante  $t_{k+1}$ . La estimación para el instante  $t_{k+1}$  y la matriz de error de covarianza asociada con esta estimación serán:

$$x'_{k+1} = \phi_k x_k$$

$$P'_k = \Phi_k P_k \Phi_k^t + Q_k$$

donde  $Q_k$  es la covarianza del vector  $w_k$ .

La representación de las variables de estado en un filtro de Kalman puede ser utilizando un modelo de ejes rotatorios o un modelo de ejes fijos. En el primer caso la estimación de las magnitudes y la fase de las variables de estado corresponden al valor estacionario. En el segundo la estimación es el valor instantáneo de las variables de estado. De acuerdo con este segundo modelo [15] la tensión o la corriente de la señal de una línea eléctrica, sin ruido, puede representarse por la ecuación:

$$s(t) = \sum_{i=1}^n A_i(t) \cos(i\omega t + \theta_i)$$

donde  $\omega$  es la frecuencia fundamental de la red eléctrica,  $A_i(t)$  es la amplitud y  $\theta_i$  es la fase del armónico  $i$  en el instante  $t$ .

Cada componente frecuencial requiere dos variables de estado, siendo  $2n$  su número total que representan las componentes en fase y cuadratura:

$$x_{1k} = A_1(t_k) \cos(\omega t_k + \theta_1)$$

$$x_{2k} = A_1(t_k) \text{sen}(\omega t_k + \theta_1)$$

En el instante  $t_{k+1}$ , que se corresponde a  $t_k + \Delta t$ , la señal se puede representar como:

$$s(t_{k+1}) = \sum_{i=1}^n A_i(t_{k+1}) \cos(i\omega t_k + i\omega \Delta t + \theta_i)$$

y las componentes en fase y cuadratura para la frecuencia fundamental de la línea eléctrica:

$$x_{1(k+1)} = x_{1k} \cos(\omega \Delta t) - x_{2k} \text{sen}(\omega \Delta t)$$

$$x_{2(k+1)} = x_{1k} \text{sen}(\omega \Delta t) + x_{2k} \cos(\omega \Delta t)$$

Las ecuaciones de las variables de estado pueden expresarse en forma matricial:

$$\begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \end{pmatrix}_{k+1} = \begin{pmatrix} \cos(\omega\Delta t) & -\sin(\omega\Delta t) \\ \sin(\omega\Delta t) & \cos(\omega\Delta t) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \end{pmatrix}_k + \begin{pmatrix} w_1 \\ w_2 \end{pmatrix}_k$$

Las ecuaciones de la medida pueden expresarse como:

$$z_k = \begin{pmatrix} 1 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \end{pmatrix}_k + v_k$$

De forma expandida se puede expresar en la forma:

$$\begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \dots \\ x_{2n-1} \\ x_{2n} \end{pmatrix}_{k+1} = \begin{pmatrix} M_1 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots \\ 0 & \dots & M_n \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \dots \\ x_{2n-1} \\ x_{2n} \end{pmatrix}_k + \begin{pmatrix} \alpha_1 \\ \alpha_2 \\ \dots \\ \alpha_{2n-1} \\ \alpha_{2n} \end{pmatrix} w_k$$

que nos da una predicción del contenido armónico presente en la señal y en donde la submatriz  $M_i$  es:

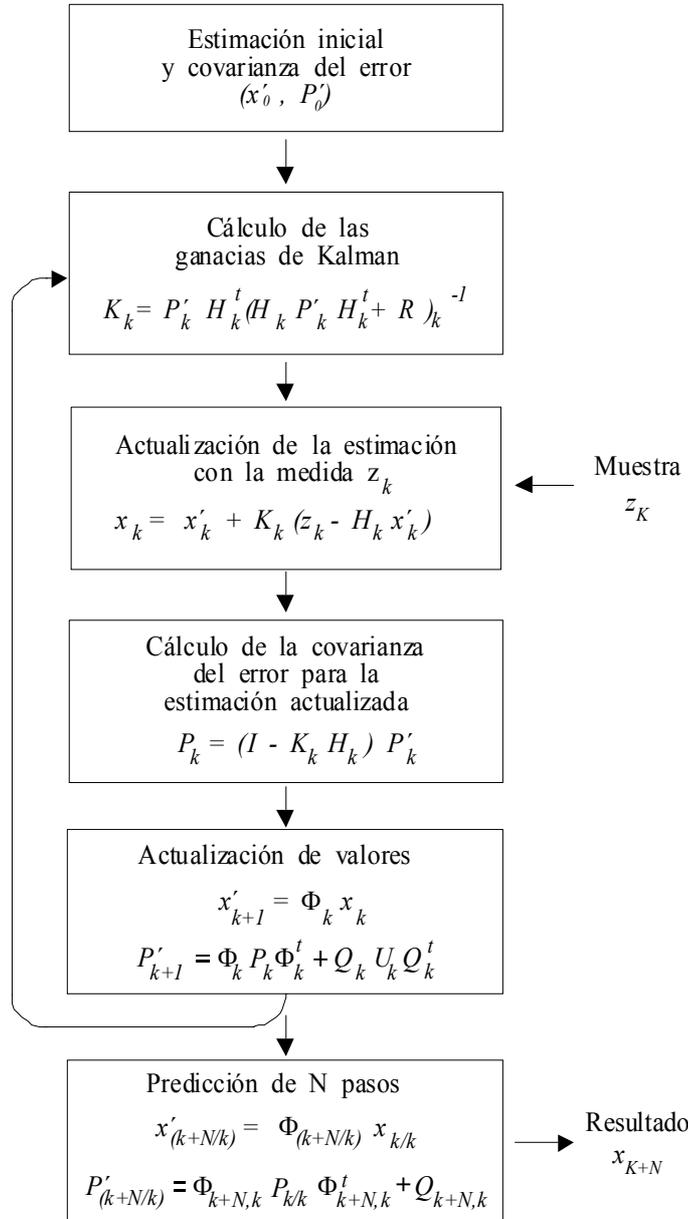
$$M_i = \begin{pmatrix} \cos(i\omega\Delta t) & -\sen(i\omega\Delta t) \\ \sen(i\omega\Delta t) & \cos(i\omega\Delta t) \end{pmatrix}$$

La ecuación expandida de la medida se puede expresar como:

$$z_k = \begin{pmatrix} 1 & 0 & \dots & 1 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \dots \\ x_{2n-1} \\ x_{2n} \end{pmatrix}_k + v_k$$

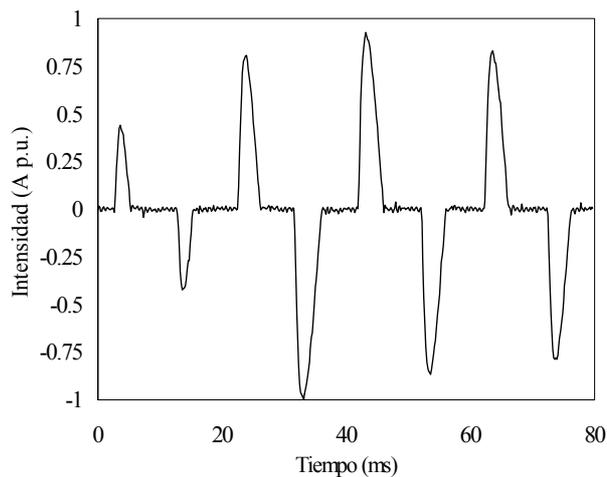
En las ecuaciones del filtro discreto se proyecta  $x_k$  para estimar  $x_{k+1}$ , es decir, se obtiene la estimación de la siguiente muestra. Para predecir  $N$  muestras en adelante utilizamos las mismas ecuaciones modificando en las matrices  $\Phi$  y  $Q$ .

La figura 2.33 muestra un diagrama del lazo recursivo del filtro predictivo de Kalman de  $N$  pasos.



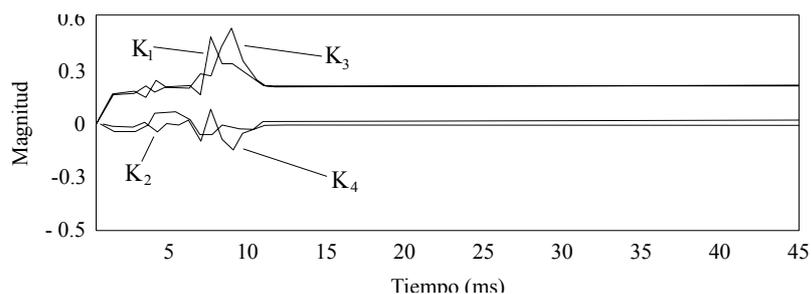
**Figura 2.33.** Esquema del filtro de Kalman predictivo recursivo de  $N$  pasos.

Como ejemplo de implementación de un filtro de Kalman, en la figura 2.34 mostramos la forma de onda de la corriente absorbida por una carga no lineal, concretamente una fuente conmutada. Para modelar esta señal se ha implementado un filtro de Kalman de doce variables de estado que modelan la componente fundamental y los armónicos tercero, quinto, séptimo, noveno y undécimo.



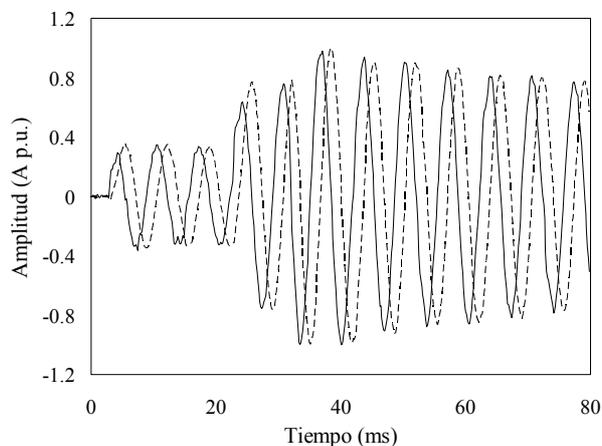
**Figura 2.34.** Corriente de una carga no lineal.

La figura 2.35 muestra como se estabilizan las constantes de Kalman correspondientes a las cuatro primeras variables de estado.

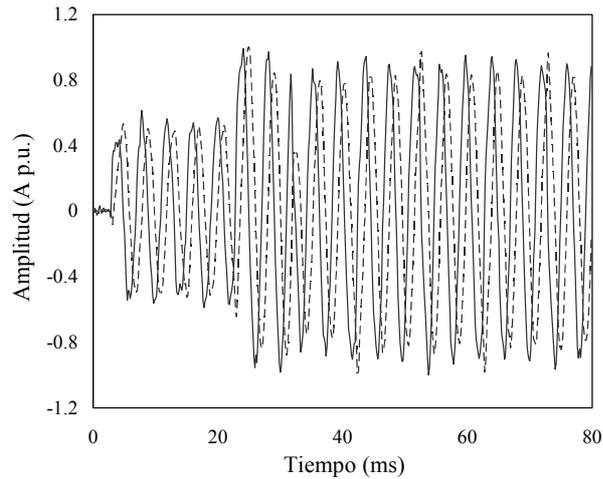


**Figura 2.35.** Cálculo de las constantes de Kalman para las cuatro primeras variables de estado.

Las figuras 2.36 y 2.37 muestran las formas de onda de las variables de estado que representan al tercer y quinto armónico de un filtro de Kalman que modela la señal de corriente de la carga.



**Figura 2.36.** Evolución temporal de las variables de estado del tercer armónico.



**Figura 2.37.** Evolución temporal de las variables de estado del quinto armónico.

Se puede obtener la magnitud del armónico  $n$  en cada instante  $t_k$ ,  $C_n(t_k)$ , con sus dos variables en fase y en cuadratura,  $x_{nk}$  y  $x_{(n+1)k}$ , mediante la expresión:

$$C_n(t_k) = \sqrt{x_{nk}(t_k)^2 + x_{(n+1)k}(t_k)^2}$$

La principal ventaja de los filtros de Kalman es que minimizan el ruido presente en la señal y pueden hacer una buena predicción de la siguiente muestra. Sin embargo se basan en un modelo de las componentes espectrales y una estimación del ruido por lo que tratan como ruido las componentes frecuenciales presentes en la señal pero no incluidas en el modelo e intentan minimizarlas. En consecuencia, y esta es su mayor limitación, una componente no incluida en el modelo provocará oscilaciones en el seguimiento de la señal lo que equivale a errores en la estimación de la magnitud de cada componente.

El filtro de Kalman no se adapta a las necesidades de nuestro estudio dentro del marco de la IEC ya que sería necesario modelar todas las posibles componentes armónicas e interarmónicas de la red eléctrica. Además los sucesivos y a veces simultáneos cambios de magnitud de las múltiples componentes espectrales provocarían que el filtro permanentemente estuviera en un transitorio de inicialización para intentar seguir a la señal para la cual no ha sido modelada correctamente.

#### 2.4.4. Análisis wavelet

Las funciones base del análisis de Fourier son señales sinusoidales de frecuencias definidas con total exactitud e iguales a los múltiplos de la frecuencia de resolución de la ventana de muestreo

empleada. Se trata pues de señales estacionarias en todo el dominio del tiempo. Esto hace que solo sea válido para analizar señales estacionarias, es decir, señales de duración infinita y cuyo contenido espectral sea constante en el tiempo. En consecuencia, cuando observamos una señal durante una ventana de muestreo, se supone que la onda analizada es una repetición indefinida de la forma de onda observada en la ventana. Así, para cualquier variación o evento que se produzca durante la ventana de observación erróneamente se supondrá que se repite periódica e indefinidamente. De este modo nos encontramos con el problema de que debido a que nos ofrece una resolución total en la frecuencia no tenemos ninguna resolución en el dominio temporal. Esta característica es una manifestación del Principio de Incertidumbre.

Dado que cualquier variación temporal en la señal durante la ventana de observación se refleja en todo el espectro y se pierde toda localización en el tiempo de las componentes frecuenciales, el análisis de Fourier no es adecuado para aplicarlo a señales que varían en el tiempo. Para subsanar esta limitación se ha diseñado una variante de la DFT que es la Transformada de Fourier de Ventana Deslizante o STFT.

Mientras que en la DFT se estima el espectro de la señal a partir de una ventana de adquisición, en la STFT se toman ventanas consecutivas lo que permite conocer la evolución de temporal de cada línea espectral con un tiempo de actualización igual a la duración de la ventana. Implícitamente esta estrategia se incluye en el marco de la IEC en la norma IEC 61000-4-7 cuando establece el muestreo continuo exigiendo la continuidad entre una ventana y la siguiente.

Una optimización posible es que la ventana se vaya deslizando cada cierto número de muestras inferior al número total de muestras de una ventana,  $N$ , es decir, que la ventana se desplace temporalmente solapándose con la ventana anterior. Esta estrategia permite reutilizar los cálculos correspondientes a las muestras que se solapan entre las ventanas. Si se lleva al extremo esta estrategia, en cada instante de muestreo se adquiere la última muestra de la última ventana, se elimina la primera muestra de la ventana anterior y se calcula la DFT de las últimas  $N$  muestras, esto equivale a una ventana deslizante que se solapa con la ventana anterior en  $N-1$  muestras. De este modo se consigue una actualización del espectro en cada intervalo de muestreo, no obstante la información que se obtiene en cada instante está afectada de los errores propios del análisis de Fourier. Con la STFT se mitigan en parte los problemas expuestos en cuanto al carácter no estacionario de la señal pero no se solucionan los problemas de picket-fence y spectral leakage. Por otra parte, la resolución temporal que ofrece la STFT es igual al intervalo de actualización de la ventana. Una vez fijado el tamaño de la ventana y su intervalo de actualización la resolución tiempo-frecuencia es fija y solo se puede modificar cambiando el tamaño de la ventana.

Con el análisis wavelet veremos que se reduce la información en el dominio frecuencial respecto del análisis de Fourier pero por el contrario ganamos información en el dominio temporal. Esto la hace una herramienta interesante para el análisis del espectro frecuencial de señales no estacionarias como es la señal de una línea eléctrica en muchas ocasiones.

El análisis wavelet es una herramienta matemática que descompone una señal temporal en suma de diferentes señales temporales denominadas funciones wavelets hijas. Cada una de estas tiene diferentes escalas en diferentes niveles de resolución obtenidos mediante escalado y dilatación de una determinada función matemática temporal denominada función wavelet madre. Esto permite el análisis de la señal con diferentes niveles de detalle, característica que da lugar al análisis multirresolución o MRA.

El MRA proporciona alta resolución en el tiempo y baja en frecuencia con señales de alta frecuencia mientras que ofrece baja resolución temporal y alta frecuencial con señales de baja frecuencia. Esto la convierte en una herramienta válida en sistemas de medida y análisis de calidad de energía para caracterizar eventos y transitorios de distorsión analizando una zona particular de la forma de onda y para medir contenido armónico analizando zonas más amplias. Permite superar algunas de las limitaciones del análisis de Fourier sin embargo debemos remarcar que la limitación en la resolución tiempo-frecuencia expresada en el Principio de Incertidumbre es insalvable cualquiera que sea la herramienta matemática que empleemos.

Desde el punto de vista del Principio de Incertidumbre, el análisis wavelet a diferencia del análisis de Fourier, no ofrece una resolución exacta de la frecuencia de sus señales base en que descompone la señal original pero a cambio ofrece una cierta resolución temporal. Cuanto más preciso sea el conocimiento del espectro, en el caso de buscar componentes frecuenciales, dispondremos de menor precisión en el conocimiento de la evolución temporal de la señal. En cambio, cuando se observa una porción de la forma de onda buscando eventos temporales se puede refinar la resolución buscando más detalles pero en consecuencia perderemos resolución en el dominio frecuencial.

I. Daubechies ha realizado una profunda exposición de la base matemática del análisis wavelet en [23] mientras que S.G. Mallat en [24, 25] y M.V. Wickerhauser en [26] exponen sus fundamentos matemáticos de un modo orientado al procesado de señal.

Dentro del área de calidad de suministro eléctrico S. Santoso y otros [27] han estudiado las posibilidades de utilizar wavelets para la detección y localización de perturbaciones que afectan a

la señal así como su clasificación. Además han propuesto un método híbrido en el que propone el uso de las wavelet para caracterizar eventos en líneas eléctricas mientras que utiliza el análisis de Fourier para evaluar las características estacionarias de la señal [28]. Las referencias [29, 30] son una interesante introducción a las posibilidades de las wavelets en el análisis de las señales de tensión y corriente de las líneas eléctricas.

#### 2.4.4.1. Transformada Wavelet Continua

El análisis wavelet utiliza un tipo de función matemática prototipo denominada wavelet madre y denotada  $g(t)$ . Estas funciones se caracterizan por ser oscilantes con una rápida caída a cero. De un modo más estricto diremos que una función para poder ser función wavelet madre debe de satisfacer dos condiciones:

- Ser finita en el tiempo.
- Tener valor medio nulo.

Estas restricciones no son muy severas y hay un número infinito de funciones que las cumplen.

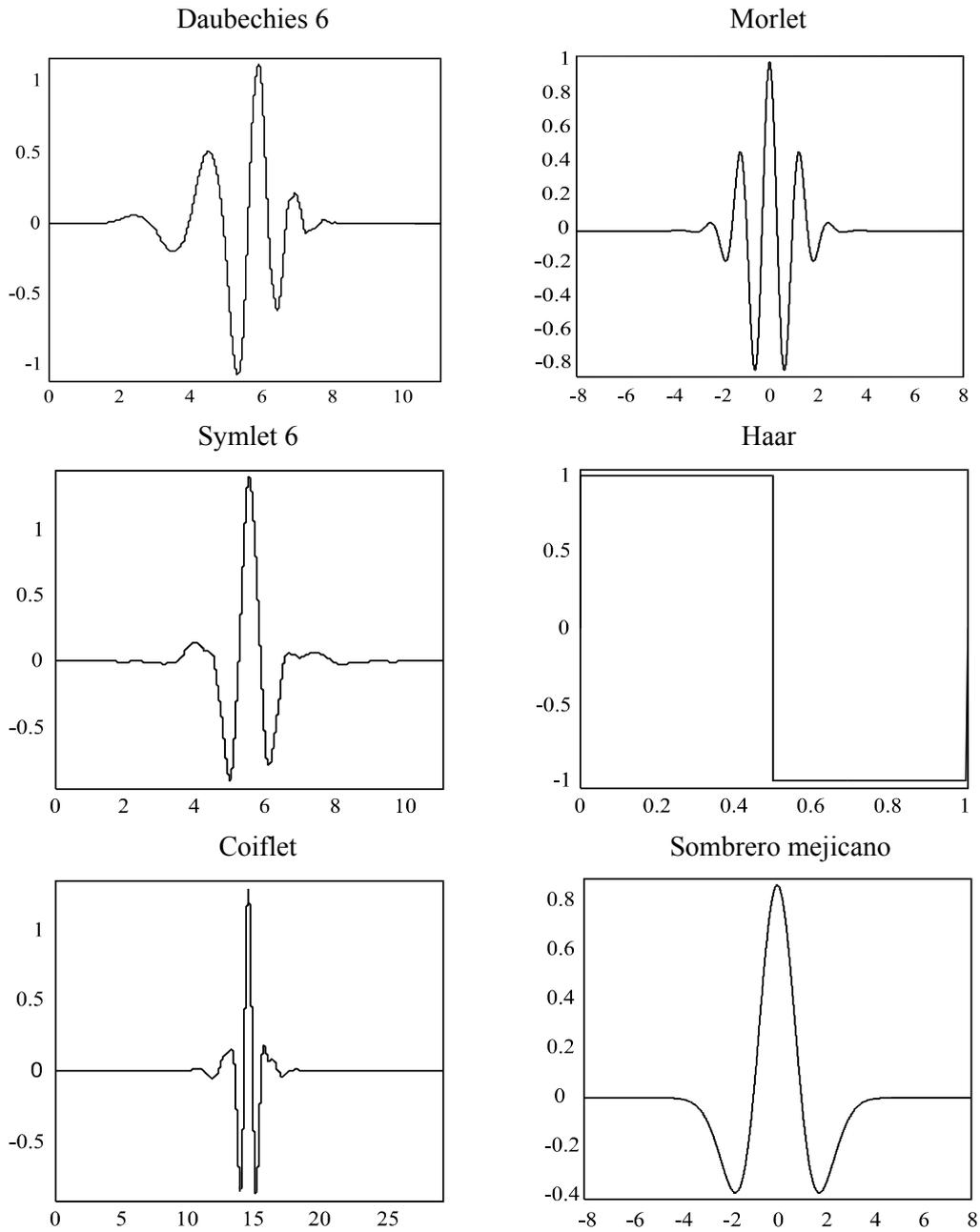
Diferentes autores han propuesto funciones con formas adecuadas para optimizar el análisis de la señal en aplicaciones particulares [26]. En general, las wavelets con cambios suaves, como la wavelet Symmlet, presentan una mejor resolución frecuencial que las wavelet con escalones bruscos como la wavelet Haar. Como es de esperar su comportamiento en la resolución temporal es el contrario.

La figura 2.38 muestra la forma en el dominio temporal de algunas de las funciones wavelet madre más empleadas.

Matemáticamente la Transformada Wavelet Continua, CWT, de una función  $f(t)$  tiene la forma:

$$CWT(a, b) = \frac{1}{\sqrt{a}} \int_{-\infty}^{\infty} f(t) g\left(\frac{t-b}{a}\right) dt$$

Donde  $a$  es el factor de escala o dilatación y  $b$  es el factor de traslación, siendo ambas variables continuas. Con esta transformación la función unidimensional en el dominio del tiempo  $f(t)$ , es mapeada en un espacio bidimensional mediante las variables  $a$  y  $b$ .



**Figura 2.38.** Algunas de las funciones wavelet madre más utilizadas en el dominio temporal.

Cada particularización de la wavelet madre para un par  $(a,b)$ , es decir  $g(a,b,t)$  se denomina wavelet hija. Una función wavelet hija es una versión dilatada y trasladada de la función wavelet madre.

Según los valores de  $b$  la función se traslada sobre el eje temporal hasta una determinada zona de la forma de onda.

Un valor bajo de  $a$  genera una wavelet hija comprimida en el dominio del tiempo y permite representar detalles de variaciones rápidas de  $f(t)$ , es decir variaciones de alta frecuencia que se representarían en bandas frecuenciales anchas. Es decir, a una alta resolución temporal, un intervalo de tiempo pequeño, le corresponde una resolución frecuencial baja.

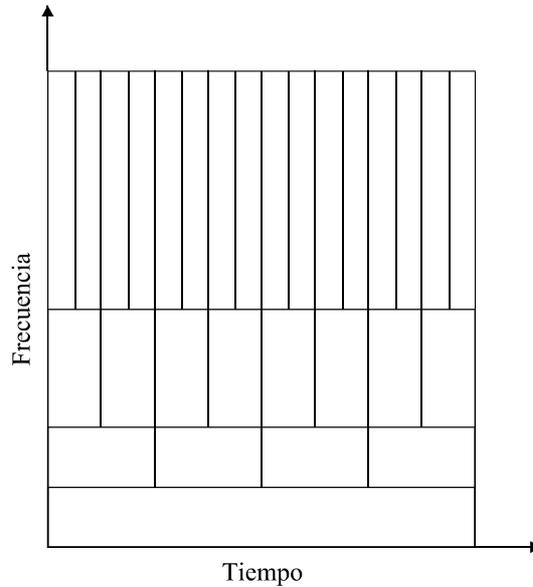
Recíprocamente, un valor alto de  $a$  genera una wavelet hija expandida en el dominio del tiempo y representa detalles de variaciones lentas de  $f(t)$ , es decir variaciones de baja frecuencia que se representarían en bandas frecuenciales estrechas. Así, a una resolución temporal baja, una porción de tiempo amplia, le corresponde una resolución frecuencial alta.

De este modo, con el análisis MRA, obtenemos una representación de variaciones rápidas en el dominio del tiempo en bandas de frecuencia grandes y de poca resolución y viceversa, a variaciones lentas le corresponden bandas de frecuencia estrechas y de alta resolución.

Si aplicamos el análisis MRA a la medida de la calidad de la energía eléctrica, con la Transformada Wavelet Continua se puede analizar pequeños intervalos de tiempo donde se produzcan eventos propios de componentes de alta frecuencia y también largos intervalos de tiempo para conocer el contenido armónico de baja frecuencia, que son las de magnitud más importante. En consecuencia, tenemos así una herramienta útil para localizar impulsos y oscilaciones especialmente en presencia de una componente fundamental junto con armónicos de bajo orden [29].

En la figura 2.39 se representa la cobertura simultánea de los dominios frecuencial y temporal que realiza el análisis MRA. Se realiza una descomposición en bandas donde los intervalos de tiempo y frecuencia son fijos en cada nivel de descomposición pero distintos del nivel siguiente. Con la correspondiente resolución de cada dominio, en cada nivel se forman rectángulos de área  $\Delta f \times \Delta t$  constante.

El área depende de los parámetros  $a$  y  $b$  de la wavelet hija de modo que podemos elegir la resolución en tiempo y frecuencia que deseemos. A baja frecuencia los rectángulos son bajos por lo que tenemos buena resolución en frecuencia pero la anchura es grande, es decir tenemos poca resolución temporal. Por el contrario, a alta frecuencia la anchura de los rectángulos es menor mejorando la resolución temporal pero es a costa de una pérdida de resolución frecuencial reflejada por la mayor altura de los rectángulos.



**Figura 2.39.** Cobertura del dominio tiempo-frecuencia efectuado por la Transformada Wavelet Continua.

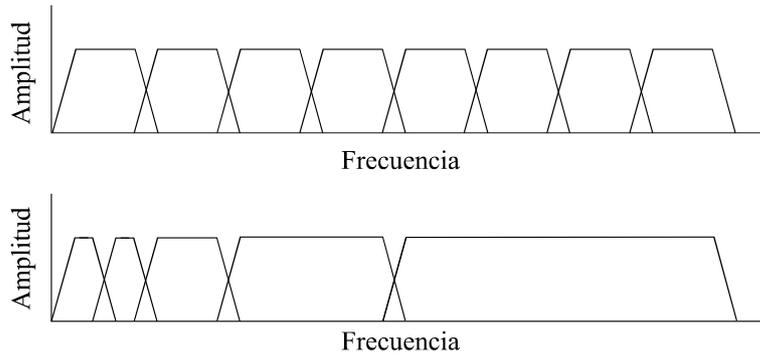
#### 2.4.4.2. Transformada Wavelet Discreta

De modo análogo a como ocurre en el análisis de Fourier, la Transformada Wavelet Continua tiene su versión discreta para su implementación digital en la Transformada Wavelet Discreta, DWT, con la forma:

$$DWT(m, k) = \frac{1}{\sqrt{a_0^m}} \sum_n f(n) g\left(\frac{k - nb_0 a_0^m}{a_0^m}\right)$$

Donde  $g(t)$  es la wavelet madre,  $k$  es una variable entera que indica el número de muestra en la señal de entrada y los factores de escalado  $a$  y de traslación  $b$  se convierten en funciones discretas del parámetro entero  $m$  en la forma  $a = a_0^m$  y  $b = nb_0 a_0^m$ . De este modo se origina una familia de funciones denominadas wavelets hijas; cada una de ellas es la wavelet madre con un determinado escalado y traslación.

El factor de escala  $a$  da lugar a un escalado geométrico, es decir,  $1, 1/a_0, 1/a_0^2, \dots$ . Este escalado geométrico de  $a$  genera una cobertura logarítmica del espectro en contraste con las cobertura uniforme que genera el análisis de Fourier. Como resultado final, el conjunto de todas las bandas del árbol de descomposición fracciona el espectro de la señal original con bandas de anchura en progresión logarítmica.



**Figura 2.40.** Cobertura del dominio frecuencial de la DFT y de la DWT.

Análogamente a como ocurre con la Transformada Wavelet Continua, según tome valores  $b$  la función se traslada sobre el eje temporal hasta una determinada zona de la forma de onda. Según los valores de  $b$  la wavelet madre dilata o contrae su escala buscando su parecido con una zona de la forma de onda. Con los valores adecuados de  $a$  y  $b$  se modifica la wavelet madre,  $g(t)$ , para que reproduzca la forma de la función observada  $f(t)$ . Repitiendo esto sucesivas veces con diferentes zonas de la forma de onda muestreada obtenemos una descomposición de  $f(t)$  en función de  $g(t)$  dada por el conjunto de pares  $(a,b)$ . Así, un determinado par de coeficientes  $(a,b)$  indica cuanto se parece esa wavelet madre en concreto,  $g(a,b)$ , y la función  $f(t)$ . De este modo, el conjunto de coeficientes wavelet asociados a una señal particular son la representación wavelet de la función original  $f(t)$  con respecto a la wavelet madre  $g(t)$ .

#### 2.4.4.3. Implementación digital de la Transformada Wavelet Discreta

S. Mallat ha desarrollado una implementación digital que convierte la DWT en una descomposición de la señal mediante un filtro paso alto, HP, y un filtro paso-bajo, LP [25]. La DWT de una señal  $x(k)$  puede expresarse en la forma:

$$DWT(m, n) = \frac{1}{\sqrt{a_0^m}} \sum_k x(k) g(a_0^{-m} n - b_0 k)$$

Se puede observar en esta ecuación la similitud con la ecuación de convolución para un filtro digital de respuesta impulsiva finita o filtro FIR.

$$y(n) = \frac{1}{c} \sum_k f(k) h(n - k)$$

Donde  $h(n-k)$  es la respuesta impulsiva del filtro FIR.

Por comparación de estas dos expresiones concluimos que la respuesta impulsiva del filtro en la ecuación de la DWT es  $g(a_0^{-m}n - b_0k)$ .

Seleccionando  $a_0 = 2$  o  $a_0^{-m} = 1, 1/2, 1/4, 1/8, \dots$  y  $b_0 = 1$ , la DWT puede ser implementada utilizando un filtro multietapa a partir de la wavelet madre con filtro paso-bajo  $l(n)$  y filtro paso-alto su dual  $h(n)$ .

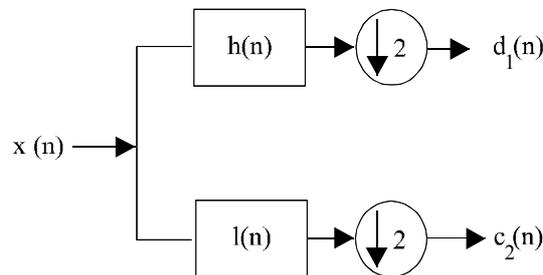
A partir de la señal original con muestras  $x(k)$  obtenemos:

$$c_1(n) = \sum_k h(k - 2n)x(k)$$

$$d_1(n) = \sum_k g(k - 2n)x(k)$$

donde  $c_1(n)$  es la salida del filtro paso bajo y  $d_1(n)$  es la salida del filtro paso alto. En  $d_1(n)$  tenemos una señal en el dominio temporal formada por los detalles de alta frecuencia de la señal.

Esta descomposición mediante los filtros paso-alto, HP, y paso-bajo, LP, fracciona el espectro en dos bandas. A la salida del filtro LP tenemos una señal en el dominio del tiempo cuyo espectro esta confinado entre 0 Hz y la mitad del espectro de la señal analizada. A su vez, la salida del filtro HP es una señal en el dominio del tiempo cuyo espectro está confinado entre la mitad del espectro y la frecuencia máxima de la señal. Este límite superior es la mitad de la frecuencia de muestreo.



**Figura 2.41.** Descomposición wavelet simple.

La salida del filtro paso-alto da los detalles de las componentes de alta frecuencia y mientras que la salida del filtro paso-bajo da las componentes de baja frecuencia. Esta salida puede ser de nuevo

descompuesta en el siguiente nivel de descomposición. De este modo obtenemos lo que se denomina árbol simple de descomposición wavelet.

Podemos descomponer de nuevo  $c_1(n)$ :

$$c_2(n) = \sum_k h(k - 2n)c_1(k)$$

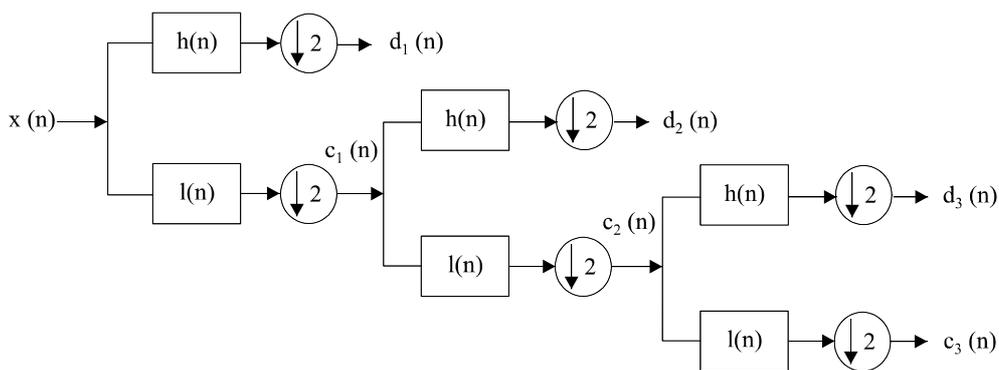
$$d_2(n) = \sum_k g(k - 2n)c_1(k)$$

Ahora tenemos en  $d_2(n)$  detalles más burdos de la señal original. De nuevo podemos descomponer  $c_2(n)$  y repetir el proceso  $n$  veces:

$$c_n(n) = \sum_k h(k - 2n)c_{n-1}(k)$$

$$d_n(n) = \sum_k g(k - 2n)c_{n-1}(k)$$

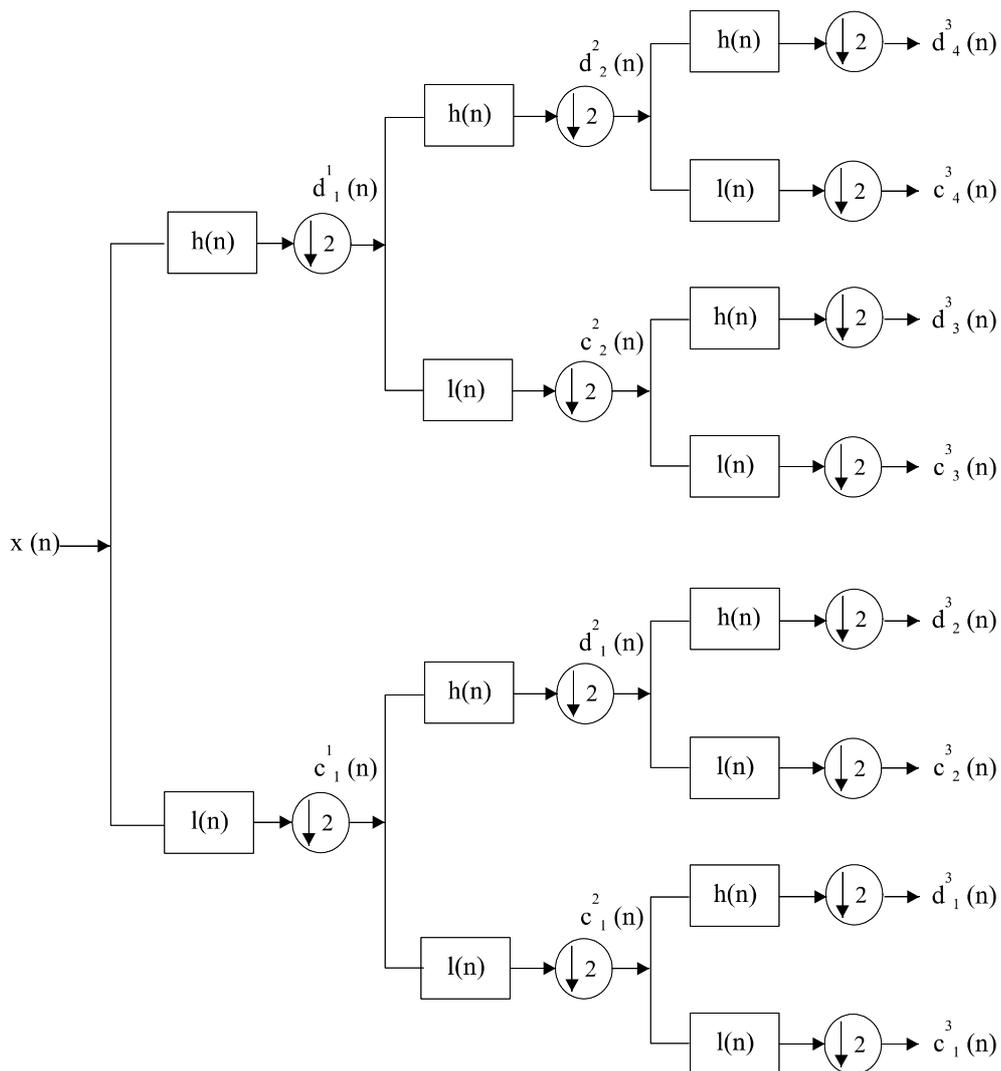
Con este conjunto de descomposiciones sucesivas obtenemos una secuencia de filtros de descomposición wavelet denominada árbol simple por su representación gráfica típica que se muestra en la figura 2.42.



**Figura 2.42.** Árbol de descomposición wavelet simple de tres niveles.

A la salida de cada filtro y antes del siguiente nivel de descomposición se eliminan uno de cada dos coeficientes, lo que se denomina downsampling. Estos coeficientes son eliminados dado que no aportan información adicional en relación con el Principio de Incertidumbre, ya que se aumenta en resolución frecuencial por lo que se disminuye en resolución temporal.

En las bandas con coeficientes de detalle podemos aplicar de nuevo la descomposición simple, de este modo estaremos diferenciando detalles más finos de entre otros más burdos, es decir variaciones de mayor frecuencia de entre otras de frecuencia más baja. De este modo se consigue una descomposición completa de la señal en bandas homogéneas. Esta descomposición de la salida de todos los filtros de niveles intermedios se denomina Transformada Wavelet Packet o WPT. Este conjunto de filtros se representa en la figura 2.43. y se denomina árbol de descomposición wavelet completo.



**Figura 2.43.** Árbol de descomposición wavelet completo de tres niveles.

A la salida de cada filtro tenemos una señal temporal con su espectro confinado en una banda con frecuencias de corte definidas por las frecuencias de corte de los sucesivos filtros. Así, si la señal original ha sido muestreada con frecuencia  $f_s$ , entonces la mayor frecuencia que la señal muestreada puede representar es la frecuencia de Nyquist,  $f_s/2$ , de acuerdo con el Teorema del Muestreo. Esto

hace que la salida del filtro paso alto del primer nivel sea una señal con su contenido espectral dividido en dos bandas frecuenciales distintas de límites  $(0, f_s/4)$  y  $(f_s/4, f_s/2)$ . En cada nuevo nivel de descomposición vuelve a fraccionarse el espectro de salida de cada filtro del nivel anterior. Así para el segundo nivel a la salida de los filtros tendremos una señal con su contenido espectral fraccionado en bandas  $(0, f_s/8)$ ,  $(f_s/8, f_s/4)$ ,  $(f_s/4, 3f_s/8)$ ,  $(3f_s/8, f_s/2)$ . En el tercer nivel las bandas frecuenciales de salida abarcan espectros comprendidos en los intervalos:  $(0, f_s/16)$ ,  $(f_s/16, f_s/8)$ ,  $(f_s/8, 3f_s/16)$ ,  $(3f_s/16, f_s/4)$ ,  $(f_s/4, 5f_s/16)$ ,  $(5f_s/16, 3f_s/8)$ ,  $(3f_s/8, 7f_s/16)$ ,  $(7f_s/16, f_s/2)$ . La figura 2.43 representa este caso de descomposición con la Transformada Wavelet Packet de tres niveles.

#### 2.4.4.4. Aplicación de las wavelets en el análisis de armónicos e interarmónicos en señales eléctricas

El MRA a través de la teoría wavelet se ha aplicado en diferentes aspectos del procesado de señal en el estudio de la calidad de la energía eléctrica. Sin duda el punto donde más se ha profundizado es el estudio de eventos en las formas de onda de sistemas eléctricos. Sin embargo, el número de estudios de las componentes armónicas mediante MRA es mucho más limitado y solo en los últimos años se ha abordado el fenómeno de los armónicos variables en el tiempo mediante wavelets.

W-K. Yoon y M.J. Devaney [30] han aplicado la Transformada Wavelet Discreta al análisis del estado estacionario de formas de onda en sistemas de potencia. Han expuesto las bases teóricas para medir valores eficaces de la onda de tensión y de corriente a partir de los coeficientes de descomposición resultantes de los filtros de la corriente y la tensión junto con otras magnitudes estableciendo las siguientes expresiones:

$$V_{rms} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=0}^{2^j-1} \sum_{k=0}^{2^{N-j}-1} (d_j^i(k))^2} = \sqrt{\sum_{i=0}^{2^j-1} (V_j^i)^2}$$

$$I_{rms} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=0}^{2^j-1} \sum_{k=0}^{2^{N-j}-1} (d_j^{*i}(k))^2} = \sqrt{\sum_{i=0}^{2^j-1} (I_j^i)^2}$$

donde  $d_j^i$  y  $d_j^{*i}$  son los coeficientes de salida de los filtros del árbol de descomposición en el nivel de descomposición  $j$  para la banda  $i$  de la señal de tensión y de la señal de corriente respectivamente y  $N$  el número de muestras.

Además establecen que la potencia total de la señal es la suma de potencias de todas las bandas de descomposición de salida.

$$P = \frac{I}{N} \sum_{i=0}^{2^j-1} \sum_{k=0}^{2^{N-j}-1} d_j^i(k) d_j^{*i}(k) = \sum_{i=0}^{2^j-1} P_j^i$$

En las expresiones se comprueba que podemos asociar el valor de la tensión y la corriente eficaz a cada una de las bandas frecuenciales de salida lo que aplicaremos para el cálculo de estos valores eficaces para bandas equiparables a las agrupaciones de líneas espectrales de la IEC.

Estos autores han presentado un método de optimización con un filtro de respuesta impulsiva infinita, o filtro IIR, polifásico de dos canales que mejora los resultados respecto de la implementación FIR. Han estudiado la dispersión espectral de energía de una banda de frecuencia a otra pero el método presenta el inconveniente de que las bandas de frecuencia no coinciden con componentes armónicas.

En el análisis wavelet una de las principales necesidades es el estudio de la caracterización de los filtros de descomposición siendo necesario mejorar su comportamiento consiguiendo que sea más lineal, que las frecuencias de corte sean más exactas y disminuyan las transferencias de energía de una banda de descomposición a otra. En este sentido V.L. Pham y K.P. Wong [31] han propuesto una aproximación para la identificación de armónicos en sistemas eléctricos utilizando una combinación de la Transformada Wavelet Packet y el análisis con la Transformada Wavelet Continua para calcular la frecuencia de componentes espectrales de la señal analizada junto con su amplitud y fase. Una de las limitaciones que presenta es que la caracterización espectral de los filtros de descomposición dista mucho de ser ideal. En [32] proponen un algoritmo optimizado para compensar la respuesta frecuencial de los filtros utilizados en el banco de descomposición. Presentan un método antidistorsión para eliminar el efecto de la imperfección de la respuesta en frecuencia de los bancos de filtros que incorporan al algoritmo para calcular la magnitud armónica.

Por su parte L. Eren y M.J. Devaney [33, 34] han desarrollado una implementación que reduce la complejidad computacional de los bancos de filtros, pero aunque utilizan la Transformada Wavelet Packet miden el contenido espectral solo en bandas centradas en la componente fundamental y los armónicos impares. Muestran las ventajas de una implementación de la Transformada Wavelet Packet mediante filtro Butterworth IIR frente a la implementación mediante filtro FIR. Exponen resultados simulados con una señal con contenido de armónicos impares hasta el armónico séptimo utilizando las wavelets de Beylkin, Vaidyanathan y Butterworth.

En [35] E.Y. Hamid, Z-I. Kawasaki, aplican la Transformada Wavelet Packet utilizando la función wavelet madre de Vaidyanathan al cálculo de los valores eficaces de las bandas de descomposición de la señal de acuerdo con las expresiones de W-K. Yoon y M.J. Devaney. En cuanto al estudio de los armónicos aportan resultados para armónicos impares hasta el orden vigesimoquinto pero no son equiparables a ninguna de las agrupaciones espectrales definidas por IEC 61000-4-7. Estos mismos autores presentan en [36] el diseño y la implementación de un instrumento basado en computador para monitorizar la calidad de la energía eléctrica que contempla adquisición, muestreo de onda, análisis y almacenamiento de datos. Monitorizan los parámetros V, I, THBD<sub>v</sub>, THBD<sub>i</sub>, junto con distorsiones y eventos en la señal ofreciendo resultados hasta el armónico impar decimoséptimo.

En [37] X. Li, J. Liu e Y. Cuy descomponen una señal simulada con armónicos impares del tercero al noveno. Con la Transformada Wavelet Packet en bandas de frecuencia en las que encaja cada una de estas componentes. También señalan las pérdidas que se producen por la no linealidad de los filtros pero sin dar una solución satisfactoria a este problema.

Dada la variedad de posibles funciones wavelet madre se han desarrollado algunos estudios para la selección de la más adecuada, es decir la que pueda generar los filtros de descomposición de comportamiento más lineal. En este sentido C. Parameswariah y M. Cox en [38] han estudiado la influencia del número de coeficientes de los filtros de descomposición en la dispersión de energía hacia otras bandas. En el artículo defienden la función de Daubechies con 20 coeficientes como la que mejor resolución ofrece en el análisis de armónicos. Sin embargo no utiliza bandas centradas en armónicos y se limitan a señales teóricas de frecuencias muy particulares.

Autores como A. Domijan, A. Hari y T. Lin en [39] han profundizado en el estudio de la resolución que ofrecen otros tipos de función wavelet madre como las de Daubechies, Coiflet y Symlet. Propone un criterio de selección de la wavelet madre lo que equivale a la selección del banco de filtros wavelet. Establece como objetivo minimizar la dispersión de energía, es decir que cada energía sea asociada a su frecuencia correspondiente. Para ello proponen como criterio que los filtros presenten un rizado mínimo en la zona de frecuencia correspondiente a la señal y decaigan rápidamente cerca de la frecuencia de corte. Para cumplirlo establecen que cuanto mayor sea el número de coeficientes del filtro cumplirá estas características más estrictamente. El artículo se limita a tres familias de wavelets, la Daubechies, la Coiflet y la Symlet y presenta exclusivamente señales simuladas. Consideramos que el tanto el criterio como el objetivo son adecuados pero sin duda este es un aspecto que debe ser objetivo de futuras investigaciones en este campo, coincidiendo con T. Lin, A. Domijan y F. Chu en [40].

Un método híbrido es el propuesto por T. Tarasiuk [41] el cual permite la estimación de armónicos de tensión y de corriente. Este método consiste en aplicar la Transformada Wavelet Discreta a las muestras tomadas de la señal y descomponer su espectro; más tarde aplica el análisis de Fourier al espectro descompuesto. Compara su método basado en la Transformada Wavelet Packet con la Fast Fourier Transform tomando diferentes wavelets madre y modificando el tamaño de los filtros.

Solo en los últimos años se ha abordado el estudio de armónicos variables en el tiempo mediante wavelets a excepción de J. Driesen y otros en [42]. Estos autores aplican el MRA a señales variables de tensión y de corriente utilizando la función wavelet madre de Meyer. Aplican la descomposición en señales tomadas de ejemplos reales, sin embargo el árbol de descomposición que utilizan no permite identificar los armónicos de la señal.

S-J. Huang y Ch-T. Hsieh [43] han estudiado las formas de onda de los armónicos de corriente de energización de transformadores y las señales generadas en hornos de arco aplicando la wavelet de Morlet, sin embargo se limitan a las formas de onda de cada armónico del segundo al sexto.

Por su parte P. Clarkson y P.S. Wright [44, 45] han estudiado como detectar ráfagas en la forma de onda. Implementan un sistema de detección de discontinuidades en la onda sensible a cambios de los armónicos en el dominio temporal. Proponen un criterio de detección que permita diferenciar el ruido de la señal de las verdaderas discontinuidades en los armónicos.

A modo de resumen diremos que, aplicando el análisis wavelet, solo se han conseguido resultados parciales en diferentes aspectos de la medida de componentes armónicas e interarmónicas. En la presente tesis doctoral proponemos un método que mide el contenido armónico e interarmónico de modo compatible con las definiciones de grupo armónico y de grupo interarmónico dadas en el estándar IEC 61000-4-7 además de permitir analizar eventos de la señal analizada y medir subarmónicos.

## 2.5. Referencias

- [1] IEEE Standard 519, Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems. IEEE, New York, USA, 1992.
- [2] IEC Standard 61000-2-1. IEC 61000: Electromagnetic Compatibility (EMC), Part 2: Environment, Section 1: Description of the environment – Electromagnetic environment for

- low-frequency conducted disturbances and signalling in public power supply systems. May, 1990.
- [3] IEC Standard 61000-2-2. IEC 61000: Electromagnetic Compatibility (EMC), Part 2: Environment, Section 2: Compatibility levels for low-frequency conducted disturbances and signalling in public low-voltage power supply systems. March, 2001.
- [4] IEC Standard 61000-2-4. IEC 61000: Electromagnetic Compatibility (EMC), Part 2: Environment, Section 4: Compatibility levels in industrial plant for low-frequency conducted disturbances. June, 2002.
- [5] IEC Standard 61000-4-7. IEC 61000: Electromagnetic Compatibility (EMC), Part 4: Testing and measurement techniques, Section 7: General guide on harmonics and interharmonics measurement and instrumentation, for power supply systems and equipment connected thereto. August, 2002.
- [6] IEC Standard 61000-4-30. IEC 61000: Electromagnetic Compatibility (EMC), Part 4: Testing and measurement techniques, Section 30: Power quality measurement methods. February, 2003.
- [7] F.J. Harris, "On the Use of Windows for Harmonic Analysis with the Discrete Fourier Transform", Proceedings of the IEEE, Vol. 66, No. 1, January 1978, pp. 51-84.
- [8] A. Testa, D. Gallo, R. Langella, "On the Processing of Harmonics and Interharmonics Using Hanning Window in Standard Framework", IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 19, No. 1, January 2004, pp. 28-34.
- [9] D. Gallo, R. Langella, A. Testa, "A Self Tuning Harmonic and Interharmonic Processing Technique", European Transactions on Electrical Power, Vol. 12, No. 1, January-February 2002, pp. 25-31.
- [10] D. Gallo, R. Langella, A. Testa, "On the Processing of Harmonics and Interharmonics in Electrical Power Systems", Proceedings of the IEEE Power Engineering Society Winter Meeting 2000, Singapore, 23-27 January 2000, pp. 1581-1586.

- [11] D. Gallo, R. Langella, A. Testa, "Double Stage Harmonic and Interharmonic Processing Technique", Proceedings of IEEE Power Engineering Society Winter Meeting 2000, Singapore, 23-27 January 2000, pp. 1141-1146.
- [12] J. Barros, R.I. Diego, "On the Use of the Hanning Window for Harmonic Analysis in the Standard Framework", IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 21, No. 1, January 2006, pp. 538-539.
- [13] A.A. Girgis, F.M. Ham, "A Quantitative Study of Pitfalls in the FFT", IEEE Transactions on Aerospace and Electronics Systems, Vol. 16, No. 4, July 1980, pp. 434-439.
- [14] A.A. Girgis, "Application of Kalman Filtering in Computer Relaying of Power Systems", Ph. Degree Dissertation, Iowa State University, Ames, Iowa, 1981.
- [15] R.G. Brown, "Introduction to Random Signal Analysis and Kalman Filtering", John Wiley and Sons, Chichester, 1985.
- [16] C.K. Chui, G. Chen, "Kalman Filtering with Real-Time Applications", Springer, London, 1987.
- [17] A.A. Girgis, W.B. Chang, E.B. Makram, "A Digital Recursive Measurement Scheme for On-Line Tracking of Power System Harmonics", IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 6, No. 3, July 1991, pp. 1153-1160.
- [18] V. Moreno, J. Barros, "Application of Kalman Filtering for Real-Time Continuous Tracking of Power System Harmonics", IEE Proceedings on Generation, Transmission and Distribution, Vol. 144, No. 1, January 1997, pp. 13-20.
- [19] S. Liu, "An Adaptive Kalman Filter for Dynamic Estimation of Harmonic Signals", Proceedings of 8<sup>th</sup> International Conference on Harmonics and Quality of Power ICHQP 1998, Athens, Greece, 14-16 October 1998, pp. 636-640.
- [20] K. Kennedy, G. Lightbody, R. Yacamini, "Power System Harmonic Analysis Using the Kalman Filter", Proceedings of IEEE Power Engineering Society General Meeting 2003, Toronto, Canada, July 13-17, 2003, Vol. 2, pp. 752-757.

- [21] V. Moreno, A. Pigazo, R.I. Diego, "Reference Current Estimation under Distorted Line Voltage for Control of Shunt Active Power Filters", IEEE Transactions of Power Electronics Vol. 19, No. 4, July 2004, pp. 988-994.
- [22] R.I. Diego, V. Moreno, A. Pigazo, "Adaptive Control Technique for Current Line Conditioning", Proceedings of the 8<sup>th</sup> European Power Quality Conference PCIM Europe 2002, Nürnberg, Germany, 14-16 May, 2002, pp. 147-150.
- [23] I. Daubechies, "Ten Lectures on Wavelets", Society for Industrial and Applied Mathematics, Philadelphia, 1992.
- [24] S.G. Mallat, "A Wavelet Tour of Signal Processing", Academic Press, London, 1998.
- [25] S.G. Mallat, "A Theory for Multiresolution Signal Decomposition: the Wavelet Representation", IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence. Vol. 2, No. 7, July 1989, pp. 674-693.
- [26] M.V. Wickerhauser, "Adapted Wavelet Analysis from Theory to Software", IEEE Press, A.K. Peters, Massachusetts, 1994.
- [27] S. Santoso, P. Hofman, "Power Quality Assessment Via Wavelets Transform Analysis", IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 11, No. 2, April 1996, pp. 924-930.
- [28] S. Santoso, W.M. Grady, E.J. Powers, J. Lamoree, S.C. Bhatt, "Characterization of Distribution Power Quality Events with Fourier and Wavelets Transforms", IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 15, No. 1, January 2000, pp. 247-254.
- [29] D.C. Robertson, O.I. Camps, J.S. Mayer and W.B. Gish, "Wavelets and Electromagnetic Power System Transients", IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 11, No. 2, April 1996, pp. 1050-1058.
- [30] W.K. Yoon, M.J. Devaney, "Power Measurement Using the Wavelet Transform", IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol. 47, No. 5, October 1998, pp. 1205-1210.

- [31] V.L. Pham, K.P. Wong, “Wavelet-Transform-Based Algorithm for Harmonic Analysis of Power System Waveforms”, IEE Proceedings on Generation, Transmission and Distribution, Vol. 146, No. 3, May 1999, pp. 249-254.
- [32] V.L. Pham, K.P. Wong, “Antidistortion Method for Wavelet Transform Filter Banks and Non-Stationary Power System Waveform Harmonic Analysis”, IEE Proceedings on Generation, Transmission and Distribution, Vol. 148, No. 2, March 2001, pp. 117-122.
- [33] L. Eren, M.J. Devaney, “Calculation of Power System Harmonics Via Wavelet Packet Decomposition in Real Time Metering”, Proceedings of IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference IMTC 2002, Anchorage, USA, 21-23 May 2002, pp. 1643-1647.
- [34] L. Eren, M. Ünal, M.J. Devaney, “Harmonic Analysis Via Wavelet-Packet Decomposition using Special Elliptic Half-Band Filters”, Proceedings of IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference IMTC 2004, Como, Italy, 18-20 May 2004, pp. 2111-2114.
- [35] E.Y. Hamid, Z. Kawasaki, “Wavelet Packet Transform for R.M.S. Values and Power Measurements”, IEEE Power Engineering Review, Vol. 21, No. 9, September 2001, pp. 49-51.
- [36] E.Y. Hamid, Z. Kawasaki, “Instrument for the Quality Analysis of Power Systems Based on the Wavelet Packet Transform”, IEEE Power Engineering Review, Vol. 22, No. 3, March 2002, pp. 52-54.
- [37] X. Li, J. Liu, Y. Cui, “A Wavelets Approach for R.M.S. and Harmonics Measurements”, Proceedings of the 2003 IEEE International Conference on Robotics, Intelligent Systems and Signal Processing, Changsha, China, October 2003, Vol. 2, pp. 1230-1234.
- [38] C. Parameswariah, M. Cox, “Frequency Characteristics of Wavelets”, IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 17, No. 3, July 2002, pp. 800-804.
- [39] A. Domijan, A. Hari, T. Lin, “On the Selection of Appropriate Filter Bank for Power Quality Monitoring”, Proceedings of the IASTED International Conference PowerCon 2003, New York, USA, 10-12 December, 2003, pp. 17-21.

- [40] T. Lin, A. Domijan, F. Chu, "A Survey of Techniques for Power Quality Monitoring", *International Journal of Power and Energy Systems*, Vol. 25, No. 3, 2005, pp. 167-172.
- [41] T. Tarasiuk, "Hybrid Wavelet-Fourier Spectrum Analysis", *IEEE Transactions on Power Delivery*, Vol. 19, 2004, pp. 957-964
- [42] J. Driesen, T. Van Craenenbroeck, R. Reekmans, D. Van Dommelen, "Analysing Time-Varying Harmonics Using Wavelet Transform", *Proceedings of IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference IMTC 1996, Brussels, Belgium, 4-6 June 1996*, pp. 474-479.
- [43] S-J. Huang, Ch-T. Hsieh, "Visualizing Time-Varying Power System Harmonics Using a Morlet Wavelet Transform Approach", *Electric Power Systems Research*, Vol. 58, 2001, pp. 81-88.
- [44] P. Clarkson, P.S. Wright, "Wavelet-Based Method for Locating Bursts of Harmonics Applied to the Calibration of Harmonic Analysers", *IEE Proceedings Science, Measurement and Technology*, Vol. 151, No. 5, September 2004, pp. 368-375.
- [45] P. Clarkson, P.S. Wright, "A Wavelet-Based Method of Measuring Fluctuating Harmonics for Determining the Filter Time Constant of IEC Standard Harmonic Analyzers", *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, Vol. 54, No. 2, April 2005, 488-491.

### **3. Nuevo método de medida de armónicos, interarmónicos subarmónicos basado en la Transformada Wavelet Packet**

---



### 3.1. Introducción

El estándar IEC 61000-4-7 especifica que la utilización de la DFT en el instrumento de referencia para la medida de las componentes armónicas de una señal no excluye la utilización de otras técnicas de procesamiento de señal como el análisis wavelet. En este capítulo se presenta un nuevo método de medida de grupos armónicos, grupos interarmónicos y componentes subarmónicas en las señales de tensión y corriente en redes de suministro de energía eléctrica desarrollando esa vía alternativa.

En primer lugar se describe un método básico de medida de componentes espectrales empleando un banco de filtros que configuran un árbol de tres niveles de descomposición. Se describen las características básicas del algoritmo propuesto en cuanto a frecuencia de muestreo y elección de la función wavelet madre. Se caracteriza el espectro frecuencial de este árbol y se estudia su comportamiento con algunas señales particulares.

Posteriormente, este árbol se amplía para establecer un nuevo árbol de cinco niveles. En cada nivel se obtiene diferente información de la señal: grupos armónicos, grupos interarmónicos, contenido subarmónico e información en el dominio temporal orientativa en el análisis del contenido espectral de la señal.

La caracterización frecuencial de la descomposición que realiza el árbol junto con el objetivo de hacer compatible las medidas con el estándar IEC 61000-4-7 nos lleva a establecer una etapa previa de preprocesado dependiente de la medida que se desee obtener. La etapa de preprocesado de la señal junto con la etapa de descomposición con el árbol y agrupación de bandas frecuenciales constituyen el nuevo método de medida que se propone en esta tesis doctoral.

Por último, se describe la utilización del árbol para analizar la evolución temporal de las componentes frecuenciales. La información que se obtenga servirá para establecer criterios y estrategias de medida del espectro de la señal.

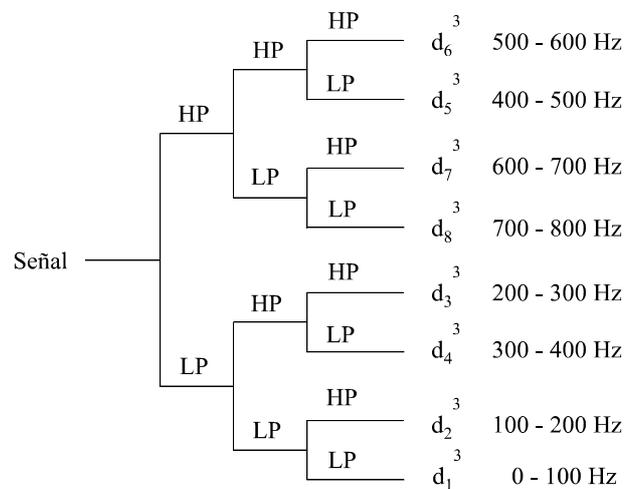
El nuevo método propuesto, al que denominaremos método WPT, se compara con el método del estándar IEC 61000-4-7, al que denominaremos método IEC, en distintas señales particulares: armónicos estacionarios, armónicos de amplitud variable, componentes interarmónicas síncronas y no síncronas. Algunas de ellas son propuestas como señales ejemplo por la propia IEC 61000-4-7. El método se prueba en condiciones de desincronización y en presencia de ruido. Al final del

capítulo, se resume el método propuesto de un modo completo y general y se exponen ejemplos de su aplicación.

### 3.2 Estudio del espectro de señales eléctricas mediante la Transformada Wavelet Packet

Con el objetivo de obtener medidas compatibles con el estándar IEC 61000-4-7 debemos de adquirir la señal de la línea eléctrica con la ventana que establece, es decir, la ventana rectangular con duración de diez ciclos de la tensión fundamental de la línea eléctrica. Como frecuencia de muestreo emplearemos un valor de 1600 Hz, es decir 32 muestras por ciclo de la componente fundamental de 50 Hz, de este modo conoceremos el espectro de la señal hasta 800 Hz.

Proponemos analizar la señal con un banco de filtros paso alto, HP de coeficientes  $h(n)$ , y paso bajo, LP de coeficientes  $l(n)$ , que implementa la Transformada Wavelet Packet de tres niveles de descomposición en un árbol como el que se muestra en la figura 3.1. Para simplificar esta y las siguientes figuras no se representa el downsampling que se realiza tras la salida de cada uno de los filtros.



**Figura 3.1.** Árbol de tres niveles de descomposición.

En cada nivel de descomposición se fracciona el espectro de la señal en dos bandas iguales mediante los filtros. En el primer nivel del árbol de descomposición propuesto se fracciona el espectro de la señal en dos bandas; la inferior de 0 Hz a 400 Hz y la superior de 400 Hz a 800 Hz. En el segundo nivel de descomposición se repite este efecto y resultan bandas entre 0 Hz y 200 Hz, 200 Hz y 400 Hz, 400 Hz y 600 Hz y por último 600 Hz y 800 Hz. En la figura 3.1 se muestra el intervalo de frecuencias de salida resultante de cada una de las diferentes secuencias de filtros que

atraviesa la señal desde el origen del árbol de descomposición hasta las bandas de salida del tercer nivel.

Con este árbol de descomposición y la frecuencia de muestreo que hemos establecido, en el tercer nivel se obtienen bandas de anchura espectral de 100 Hz. De este modo tenemos la componente fundamental y las componentes armónicas impares de la señal de la red eléctrica hasta la decimoquinta en el centro de cada banda.

### **3.2.1. Medida de componentes armónicas en el tercer nivel del árbol de descomposición**

Si los filtros de descomposición implementados a partir de la función wavelet madre presentasen una respuesta frecuencial ideal, cuando aplicásemos una señal tono de valor eficaz 1 p.u. al banco de filtros, obtendríamos un valor eficaz unidad en la banda de salida correspondiente a su frecuencia y un valor eficaz nulo en el resto de bandas. Sin embargo, como mostraremos, la imperfección de esa respuesta frecuencial hace que parte de la energía del tono se disperse al resto de bandas de salida. La tabla 3.1 nos muestra los resultados para señales tono de frecuencias armónicas impares.

Las funciones wavelet madre para las que se ha comprobado un mejor comportamiento en la medida de componentes espectrales son las de las familias de wavelets madre de Daubechies y Vaidyanathan. Dentro de cada una de estas dos familias, siguiendo el criterio de que cuanto más alto sea el número de coeficientes de descomposición en los filtros obtenidos a partir de la función wavelet madre estos presentarán menores niveles de dispersión espectral, en las pruebas realizadas hemos utilizado dos funciones wavelet madre, la Daubechies de 20 coeficientes, db20, y la Vaidyanathan de 24 coeficientes, v24.

Como se puede ver en los resultados incluidos en la tabla 3.1, la medida de la energía en la banda correspondiente al tono resulta muy próxima al valor unidad en todos los casos salvo en las bandas centrales del espectro y el error en el resto de bandas es bastante bajo. En este sentido se puede apreciar un mejor comportamiento de la función v24 que de la función db20.

La dispersión en el resto de las bandas debida a un tono de 1 p.u. en 50 Hz es muy reducida, excepto en las bandas más próximas a la frecuencia del tono. Aparece una dispersión superior al nivel procedente de la primera banda a la segunda, 3.32% con db20 y 2.53% con v24, y a la tercera, 1.29% con db20 y 1.25% con v24. Conforme las bandas de salida están más alejadas de la banda correspondiente a la frecuencia del tono armónico el efecto dispersivo de energía es menor. Puede

observarse que para el tono de frecuencia fundamental la banda de salida  $d_8^3$  presenta 0.21% con db20 y 0.18% con v24.

Para el resto de tonos de frecuencia armónica impar los resultados de energía dispersada a otras bandas son análogos, pero para medidas reales tomadas de una línea eléctrica su importancia es menor debido a que la magnitud inferior de esas componentes hace que la magnitud de la dispersión sea de poca importancia.

**Tabla 3.1.** Valores eficaces (p.u.) de las bandas de salida del árbol de descomposición de tres niveles para un tono de frecuencia fundamental y armónicas.

Frecuencia del tono armónico	Función wavelet madre	Bandas de salida							
		$d_1^3$ 0 - 100 Hz	$d_2^3$ 100 - 200 Hz	$d_3^3$ 200-300 Hz	$d_4^3$ 300-400 Hz	$d_5^3$ 400-500 Hz	$d_6^3$ 500-600 Hz	$d_7^3$ 600-700 Hz	$d_8^3$ 700-800 Hz
		r.m.s. (p.u.)	r.m.s. (p.u.)	r.m.s. (p.u.)	r.m.s. (p.u.)	r.m.s. (p.u.)	r.m.s. (p.u.)	r.m.s. (p.u.)	r.m.s. (p.u.)
50 Hz	db20	0.9993	0.0332	0.0129	0.0051	0.0021	0.0023	0.0023	0.0021
	v24	0.9996	0.0253	0.0125	0.0035	0.0046	0.0026	0.0027	0.0018
150 Hz	db20	0.0838	0.9897	0.1135	0.0176	0.0067	0.0074	0.0073	0.0065
	v24	0.0919	0.9900	0.1048	0.0129	0.0152	0.0082	0.0067	0.0056
250 Hz	db20	0.0402	0.0850	0.9942	0.0457	0.0135	0.0151	0.0131	0.0114
	v24	0.0424	0.0834	0.9940	0.0400	0.0337	0.0162	0.0121	0.0099
350 Hz	db20	0.0253	0.0241	0.0756	0.9397	0.3291	0.0301	0.0213	0.0177
	v24	0.0266	0.0241	0.0723	0.9360	0.3408	0.0251	0.0192	0.0152
450 Hz	db20	0.0168	0.0153	0.0293	0.3361	0.9372	0.0727	0.0359	0.0266
	v24	0.0176	0.0150	0.0297	0.3266	0.9419	0.0566	0.0310	0.0227
550 Hz	db20	0.0109	0.0096	0.0219	0.0318	0.0349	0.9896	0.1267	0.0425
	v24	0.0114	0.0095	0.0180	0.0096	0.0643	0.9922	0.0978	0.0355
650 Hz	db20	0.0062	0.0054	0.0099	0.0141	0.0125	0.0825	0.9920	0.0921
	v24	0.0065	0.0053	0.0092	0.0053	0.0212	0.0976	0.9927	0.0668
750 Hz	db20	0.0020	0.0017	0.0031	0.0042	0.0035	0.0075	0.0271	0.9996
	v24	0.0021	0.0017	0.0029	0.0017	0.0060	0.0110	0.0443	0.9989

### 3.2.2. Caracterización frecuencial del tercer nivel del árbol de descomposición

Tenemos el árbol propuesto caracterizado para tonos armónicos en su tercer nivel. Pasemos a caracterizarlo para todo su espectro frecuencial incluyendo los tonos interarmónicos síncronos y no síncronos. Para ello realizaremos pruebas de análisis con tonos de valor eficaz unidad de frecuencias comprendidas entre 0 Hz y 800 Hz, en intervalos de 1 Hz. De este modo realizamos un barrido del espectro hasta la mitad de la frecuencia de muestreo, la frecuencia de Nyquist. El resultado final es la característica frecuencial del árbol de descomposición en su tercer nivel.

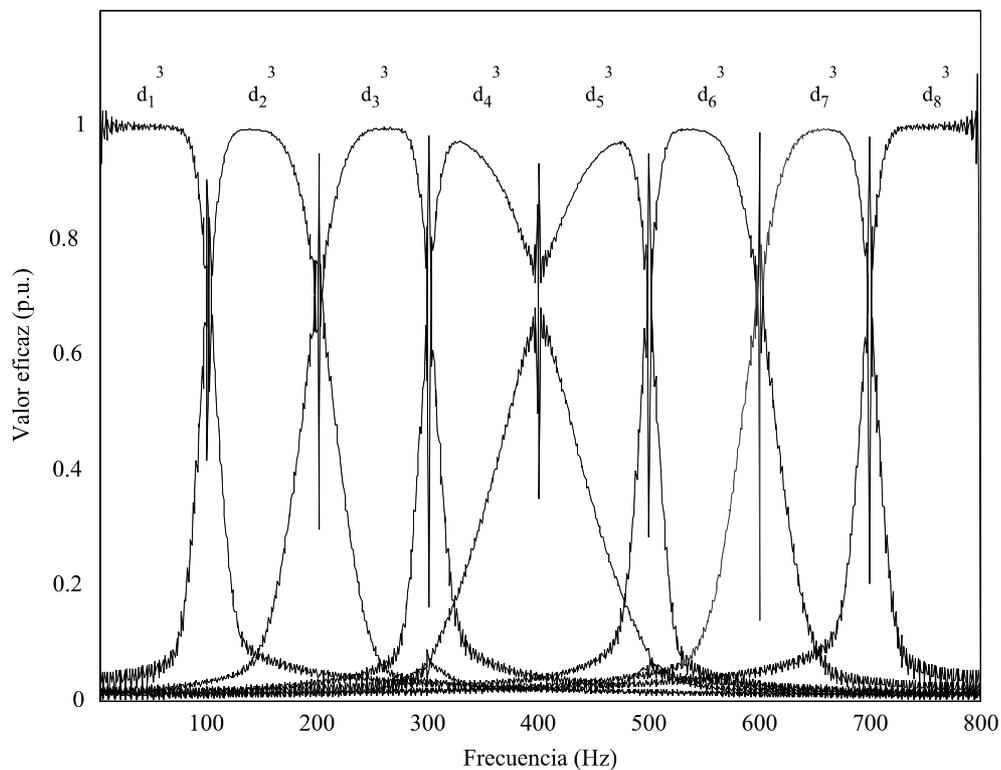
Para cada tono unidad de prueba calculamos el valor eficaz de los coeficientes de salida de cada una de las bandas, es decir, calculamos la medida de la energía del tono en la banda que le corresponde a su frecuencia además de la dispersión de su energía a otras bandas. Los resultados

obtenidos empleando las funciones wavelet madre Daubechies de 20 coeficientes y Vaidyanathan de 24 coeficientes se representan en las figuras 3.2 y 3.3.

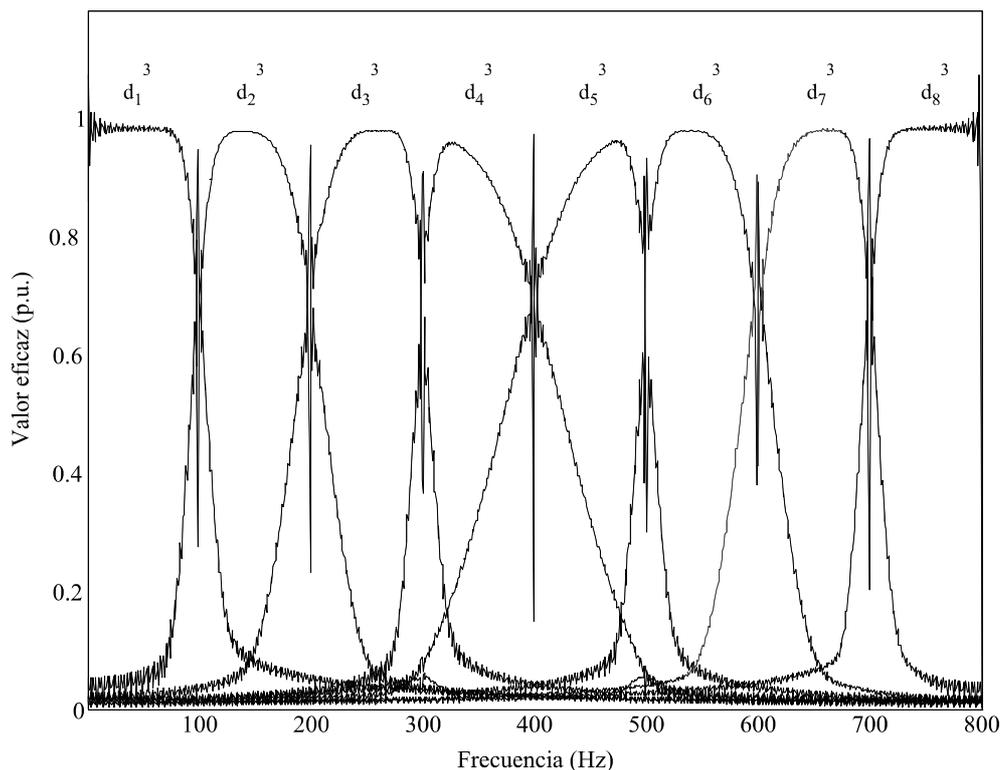
La primera característica a destacar es que, contrariamente a lo que ocurre empleando el análisis de Fourier, la respuesta en frecuencia de cada banda de salida es diferente y depende de la secuencia de filtros que atraviesa la señal de entrada.

En ambas gráficas podemos observar que en la zona central de cada franja espectral se obtiene una medida del valor eficaz próxima a la unidad para tonos de frecuencia propia de la banda. Sin embargo, dentro de la banda y cerca de su límite con la banda contigua, el valor de la medida se aleja de la unidad. Cuando la frecuencia del tono pertenece a otra banda, la dispersión de energía genera un valor alto cerca de la zona límite y se atenúa cuanto más lejana sea la frecuencia respecto de la banda espectral considerada.

Puede apreciarse que en las bandas espectrales centrales este comportamiento se acentúa mostrando una zona central más alejada de la unidad. Debemos tener en cuenta que las bandas resultantes son el resultado de la descomposición de la señal en sucesivos filtros paso alto y paso bajo y que la secuencia de filtros es distinta para cada banda.



**Figura 3.2.** Caracterización frecuencial del árbol de tres niveles de descomposición con la función wavelet madre Daubechies de 20 coeficientes.



**Figura 3.3.** Caracterización frecuencial del árbol de tres niveles de descomposición con la función wavelet madre Vaidyanathan de 24 coeficientes.

La dispersión de energía de una señal de una determinada frecuencia a bandas de salida de frecuencias distintas toma mayor importancia cuanto más grande sea la magnitud de la señal. En consecuencia, en el método que propondremos incluiremos una etapa de procesamiento de la señal previa al análisis wavelet consistente en un filtrado de la componente fundamental de la red eléctrica ya que esta será la que mayor contribución hará a la energía dispersada a otras bandas de salida distintas de la propia.

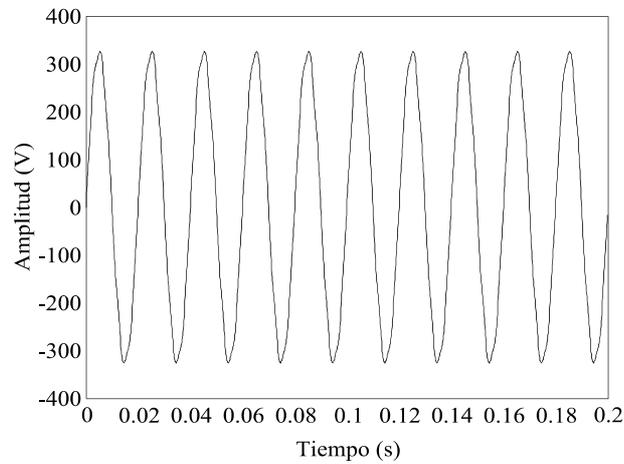
### 3.2.3. Análisis de señales en el tercer nivel del árbol de descomposición

Pasemos a estudiar los resultados que el árbol de descomposición ofrece en su tercer nivel para distintos tipos de señales. Compararemos el valor eficaz de la señal obtenido a partir de sus muestras con la medida que ofrece el método IEC con sus agrupaciones y con la medida que ofrece el árbol en la banda de salida correspondiente a la frecuencia de la señal de prueba.

*Ejemplo. Señal con contenido armónico estacionario.*

La figura 3.4 muestra 10 ciclos, 200 ms, de la forma de onda de una señal de tensión con un contenido armónico típico medido de la red, formado por la componente fundamental de valor

eficaz de 230 V, tercer armónico de 1.15 V, quinto armónico de 6.21 V, séptimo armónico de 2.53 V, noveno armónico de 0.69 V y undécimo armónico de 0.46 V.



**Figura 3.4.** Señal con contenido armónico estacionario.

En esta señal, los grupos armónicos del método IEC dan valores exactos del valor eficaz de cada una de las componentes espectrales por tratarse de armónicos estacionarios y síncronos. Mientras que utilizando el árbol de descomposición de tres niveles y las funciones wavelet madre Daubechies de 20 coeficientes, db20 y la Vaidyanathan de 24 coeficientes, v24, son los mostrados en la tabla 3.2.

**Tabla 3.2.** Valores eficaces de las bandas de salida del árbol de descomposición de tres niveles de la señal de la figura 3.4.

Bandas de salida	Función wavelet madre	
	db20 (V)	v24 (V)
$d_1^3$ 0 – 100 Hz	229.8662	229.9170
$d_2^3$ 100 – 200 Hz	7.4159	5.5777
$d_3^3$ 200 – 300 Hz	6.5273	6.5536
$d_4^3$ 300 – 400 Hz	2.6039	2.6692
$d_5^3$ 400 – 500 Hz	1.5634	1.5260
$d_6^3$ 500 – 600 Hz	0.8440	0.9317
$d_7^3$ 600 – 700 Hz	0.7516	0.6813
$d_8^3$ 700 – 800 Hz	0.6434	0.5545

Los errores que presentan las bandas de salida como medida de las componentes armónicas son muy altos y están ocasionados por la dispersión de energía de unas bandas a otras. Además se puede apreciar la dispersión de energía a las bandas  $d_7^3$  y  $d_8^3$  en las que no hay contenido armónico en la señal original. Dado que la principal aportación de energía proviene de la componente fundamental de la red, en el método de medida que propondremos incluiremos una etapa de preprocesado de la señal que filtre esta componente. Estudiaremos el efecto de reducción de la dispersión de energía en las bandas del tercer nivel de descomposición en la tabla 3.3 y la mejora

de la medida de cada componente espectral con esta estrategia pero manteniendo la medida de la componente fundamental calculada previamente.

**Tabla 3.3.** Valores eficaces de las bandas de salida del árbol de descomposición de tres niveles de la señal de la figura 3.4 tras filtrar la componente fundamental de 50 Hz.

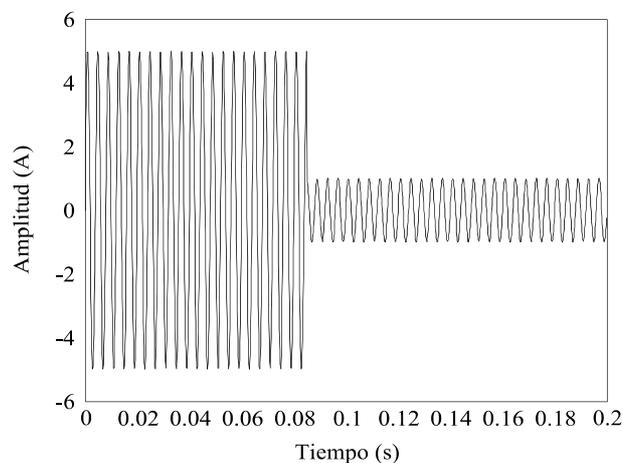
Bandas de salida	Función wavelet madre	
	db20 (V)	v24 (V)
$d_1^3$ 0 – 100 Hz	229.8662	222.9170
$d_2^3$ 100 – 200 Hz	1.5180	1.3137
$d_3^3$ 200 – 300 Hz	6.1115	6.1539
$d_4^3$ 300 – 400 Hz	2.2022	2.5510
$d_5^3$ 400 – 500 Hz	1.4121	0.5937
$d_6^3$ 500 – 600 Hz	0.4730	0.5114
$d_7^3$ 600 – 700 Hz	0.2162	0.1848
$d_8^3$ 700 – 800 Hz	0.1611	0.1380

A la vista de estos resultados incorporaremos el filtrado de la componente fundamental al método para la medida de grupos armónicos que presentaremos más adelante.

En los siguientes ejemplos analizaremos señales en las que no está presente la componente fundamental de 50 Hz por lo que no aparece el efecto de la dispersión de esta componente de energía comparativamente mucho mayor a las componentes frecuenciales que se desean medir.

*Ejemplo . Armónico no estacionario.*

La figura 3.5 muestra una forma de onda que ya hemos utilizado como ejemplo en el capítulo anterior. Se trata de un quinto armónico de corriente que fluctúa de 3.536 A a 0.7071 A con valor eficaz de 2.367 A en la ventana de muestreo.



**Figura 3.5.** Quinto armónico no estacionario.

La tabla 3.4 muestra el resultado obtenido en la medida del valor eficaz de cada banda de salida del árbol de descomposición.

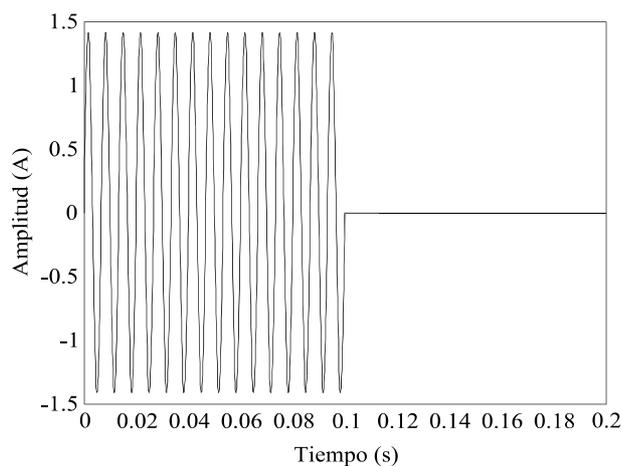
**Tabla 3.4.** Valores eficaces de las bandas de salida del árbol de descomposición de tres niveles de la señal de la figura 3.5.

Bandas de salida	Función wavelet madre	
	db20 (A)	v24 (A)
$d_1^3$ 0 – 100 Hz	0.1141	0.1186
$d_2^3$ 100 – 200 Hz	0.2399	0.2226
$d_3^3$ 200 – 300 Hz	2.3486	2.3505
$d_4^3$ 300 – 400 Hz	0.1892	0.1814
$d_5^3$ 400 – 500 Hz	0.0769	0.0946
$d_6^3$ 500 – 600 Hz	0.0676	0.0554
$d_7^3$ 600 – 700 Hz	0.0571	0.0583
$d_8^3$ 700 – 800 Hz	0.0518	0.0450

La magnitud en la estimación del grupo armónico de quinto orden mediante el método propuesto por la IEC basado en el análisis de Fourier es de 2.332 A, con un error del 1.47%. La estimación obtenida utilizando el árbol propuesto, con las funciones wavelet madre db20 y v24 es de 2.3486 A y 2.3505 A con errores del 0.77% y 0.50% respectivamente. Estos errores son menores que los obtenidos con el método IEC.

*Ejemplo. Armónico no estacionario.*

La figura 3.6 muestra la forma de onda ya conocida del tercer armónico de corriente producido por la aplicación de microondas donde el valor eficaz total durante la ventana es de 0.707 A.



**Figura 3.6.** Tercer armónico no estacionario.

La tabla 3.5 muestra los resultados que ofrece el árbol de descomposición para esta señal.

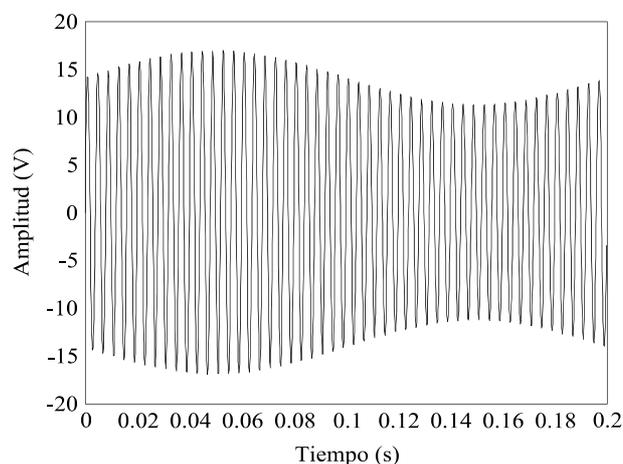
**Tabla 3.5.** Valores eficaces de las bandas de salida del árbol de descomposición de tres niveles de la señal de la figura 3.6.

Bandas de salida	Función wavelet madre	
	db20 (A)	v24 (A)
$d_1^3$ 0 – 100 Hz	0.0838	0.0919
$d_2^3$ 100 – 200 Hz	0.6948	0.6946
$d_3^3$ 200 – 300 Hz	0.0990	0.0922
$d_4^3$ 300 – 400 Hz	0.0176	0.0129
$d_5^3$ 400 – 500 Hz	0.0067	0.0152
$d_6^3$ 500 – 600 Hz	0.0074	0.0082
$d_7^3$ 600 – 700 Hz	0.0073	0.0067
$d_8^3$ 700 – 800 Hz	0.0065	0.0056

Con el método IEC la medida del tercer grupo armónico es de 0.692 A, con un error del 2.12%. La estimación que ofrece el árbol de descomposición es de 0.6948 A y 0.6946 A utilizando db20 y v24 respectivamente. El error en cada caso son del 1.72% y 1.75%, de nuevo inferior al empleado utilizando el método de la IEC.

*Ejemplo. Armónico no estacionario.*

La figura 3.7 representa de nuevo la fluctuación de un quinto armónico alrededor de un valor eficaz medio de 10 V. La fluctuación se debe a una modulación sinusoidal del 20% y 5 Hz. El valor eficaz resultante es de 10.10 V.



**Figura 3.7.** Quinto armónico fluctuante con modulación del 20% y frecuencia 5 Hz.

La tabla 3.6 muestra los valores eficaces de las bandas de salida del árbol de descomposición para la señal.

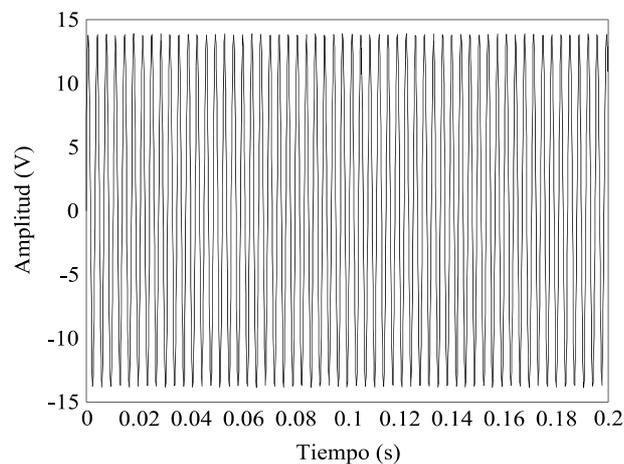
**Tabla 3.6.** Valores eficaces de las bandas de salida del árbol de descomposición de tres niveles de la señal de la figura 3.7.

Bandas de salida	Función wavelet madre	
	db20 (V)	v24 (V)
$d_1^3$ 0 – 100 Hz	0.4014	0.4238
$d_2^3$ 100 – 200 Hz	0.8520	0.8462
$d_3^3$ 200 – 300 Hz	10.0414	10.0386
$d_4^3$ 300 – 400 Hz	0.4598	0.4063
$d_5^3$ 400 – 500 Hz	0.1369	0.3379
$d_6^3$ 500 – 600 Hz	0.1514	0.1626
$d_7^3$ 600 – 700 Hz	0.1308	0.1207
$d_8^3$ 700 – 800 Hz	0.1143	0.0985

El método IEC nos da el valor exacto de la señal de tensión dado que el grupo armónico quinto contiene tanto a la portadora de 250 Hz como a las dos líneas espectrales laterales de la modulación. Con el árbol propuesto la medida es de 10.0414 V y 10.0386 V con db20 y v24 respectivamente. El error es del 0.58% y 0.60% en cada caso.

*Ejemplo. Interarmónico no síncrono.*

Se propone la señal de comunicaciones de la red que ya se estudió en el anterior capítulo formada por un interarmónico de frecuencia de 287 Hz y amplitud 13.859 V. El valor eficaz de la señal en la ventana de adquisición de muestras es de 9.8 V.



**Figura 3.8.** Interarmónico no síncrono de frecuencia 287 Hz.

En la tabla 3.7 se puede apreciar como la tercera banda da una medida del interarmónico de 9.2142 V con db20 y 9.1993 V con v24, con errores respectivos del 5.98% y 6.13%. Lógicamente se aprecia mayor dispersión de energía a la cuarta banda dado que la frecuencia del interarmónico, 287 Hz, es más cercana al límite con la cuarta banda que con la segunda.

**Tabla 3.7.** Valores eficaces de las bandas de salida del árbol de descomposición de tres niveles de la señal de la figura 3.8.

Bandas de salida	Función wavelet madre	
	db20 (V)	v24 (V)
$d_1^3$ 0 – 100 Hz	0.2601	0.2722
$d_2^3$ 100 – 200 Hz	0.3269	0.2826
$d_3^3$ 200 – 300 Hz	9.2142	9.1993
$d_4^3$ 300 – 400 Hz	3.2333	3.2619
$d_5^3$ 400 – 500 Hz	0.4000	0.5580
$d_6^3$ 500 – 600 Hz	0.4891	0.4610
$d_7^3$ 600 – 700 Hz	0.2026	0.1828
$d_8^3$ 700 – 800 Hz	0.1855	0.1618

El método IEC ofrece una medida en su grupo armónico sexto de 9.5457 V con un error del 2.59% inferior a la medida de la banda de salida del árbol de descomposición propuesto en ambos casos. Posteriormente mostraremos como aumenta la precisión de la medida utilizando la Transformada Wavelet Packet mediante el método que vamos a proponer.

### 3.3. Método de medida de armónicos, interarmónicos y subarmónicos basado en la Transformada Wavelet Packet

En el apartado 3.2 se ha descrito un método basado en la Transformada Wavelet Packet que permite la medida de los grupos armónicos impares en la forma de onda de la señal de entrada, sea de tensión o de corriente. Para ello se ha elegido una frecuencia de muestreo y un árbol de descomposición de tres niveles que produce unas bandas de salida de anchura constante de 100 Hz, centradas en las frecuencias de los armónicos impares.

La respuesta del árbol de tres niveles de descomposición propuesto, aun siendo mejorable mediante el método que expondremos posteriormente, es aceptable en ciertas condiciones de medida. Sin embargo, las medidas que suministra este árbol de descomposición no son compatibles con el estándar IEC 61000-4-7 en cuanto a que no permite la estimación de los grupos armónicos pares en la señal de entrada y que la anchura de las bandas de salida que produce, no se corresponde con la anchura de los grupos armónicos definidos en este estándar. Pese a que en este momento los armónicos impares son los de mayor presencia en la red, estas limitaciones son importantes y hacen necesario perfeccionar este método de análisis y medida.

El objetivo de esta tesis doctoral es la propuesta de un método que suministre los grupos armónicos y los grupos interarmónicos de forma compatible con el estándar IEC 61000-4-7. Además el método suministra el valor eficaz de una nueva agrupación que proponemos y que da cuenta del

contenido subarmónico de la señal a la que denominaremos grupo subarmónico junto con información temporal de la distorsión presente en la señal.

Para ello haremos que las franja espectrales de las bandas de salida de un árbol de descomposición ampliado correspondan con las franjas de espectro cuyas líneas espectrales agrupan los grupos armónicos definidos en el estándar IEC 61000-4-7.

Anteriormente ya señalábamos la utilidad de realizar un filtrado de la componente fundamental de la red eléctrica para minimizar la dispersión de energía entre bandas cuando se miden grupos armónicos. La utilidad de esta etapa de preprocesado se justificará en la caracterización del método. Además, en el caso de la medida de los grupos interarmónicos y del grupo subarmónico, la propia definición de estas agrupaciones hace necesario ampliar la etapa de preprocesado a un filtrado de la componente fundamental y de las componentes armónicas.

Una característica importante del método que proponemos es que, a diferencia del método estándar de la IEC, utilizando la característica tiempo-frecuencia del análisis wavelet, se puede realizar un análisis temporal de la distorsión armónica presente en la señal de entrada. Este análisis temporal se puede llevar a cabo simultáneamente con la medida de la magnitud de los grupos armónicos. Para ello, y como se expondrá posteriormente, se utiliza el tercer nivel de un árbol de descomposición ampliado para así tener una alta resolución en el tiempo y poder determinar con precisión las características temporales de la señal, mientras que en posteriores niveles de descomposición con mayor resolución frecuencial se obtienen las medidas de los grupos armónicos, los grupos interarmónicos y el subgrupo armónico.

### **3.3.1. Método de medida de los grupos armónicos basado en la Transformada Wavelet Packet**

#### **3.3.1.1. Descripción del método de medida de los grupos armónicos**

Si continuamos descomponiendo las bandas del anterior árbol añadiendo dos niveles de filtros obtenemos un árbol de descomposición de cinco niveles que se muestra en la siguiente figura 3.9. En el quinto nivel de descomposición las 32 bandas resultantes,  $d_1^5$  a  $d_{32}^5$ , tienen una anchura espectral de 25 Hz. Si en este último nivel realizamos una agrupación de bandas de frecuencia de dos en dos, descartando la primera, correspondiente a las frecuencias de 0 Hz a 25 Hz y la última, correspondiente a las frecuencias de 775 Hz a 800 Hz, obtenemos 15 bandas de salida,  $d_1'$  a  $d_{15}'$ , que abarcan, una a una, la misma región del espectro de la señal que cada una de las agrupaciones del grupo armónico. De este modo obtenemos el valor de los grupos armónicos definidos en el



Con el árbol propuesto y muestreando la señal a 32 muestras por ciclo de la componente fundamental de la red eléctrica, 1600 Hz, obtenemos información de su espectro hasta el grupo armónico de orden decimoquinto. Se podrían utilizar otras frecuencias de muestreo para abarcar una extensión del espectro más grande. De este modo si duplicásemos la frecuencia de muestreo a 3200 Hz y añadiésemos un nivel adicional al árbol de descomposición podríamos llegar al grupo armónico de orden trigésimoprimer. Obtendríamos bandas de salida con iguales frecuencias de corte pero la respuesta espectral de cada banda cambiaría debido a que en la serie de filtros de descomposición de la señal se habría añadido un filtro paso alto o paso bajo y se habría modificado la secuencia de filtrado desde el origen del árbol hasta cada banda de salida.

En lo sucesivo realizaremos pruebas con filtros obtenidos a partir de la función wavelet madre Vaidyanathan de 24 coeficientes ya que en las anteriores pruebas ha manifestado un mejor comportamiento que la Daubechies de 20 coeficientes. No obstante pueden reproducirse con otras funciones wavelet madre las mismas pruebas.

### **3.3.1.2. Caracterización frecuencial del quinto nivel del árbol de descomposición para frecuencias armónicas**

Seguidamente realizamos la caracterización del quinto nivel del árbol de descomposición que hemos propuesto incluyendo la reagrupación necesaria para el cálculo de los grupos armónicos. Las tablas 3.8 y 3.9 muestran la medida del valor eficaz que ofrecen las bandas de salida agrupadas para tonos de magnitud 1 p.u. en la frecuencia fundamental y las frecuencias armónicas impares y pares respectivamente, hasta el armónico decimoquinto.

Para el caso de un tono en la frecuencia fundamental de la red comprobamos que el método da una buena definición de la energía del tono y que la energía dispersada que aparece en otras bandas que idealmente debería ser nula es un valor del 5.79% para el segundo armónico, 2.05% para el tercero y 0.98% para el cuarto.

Al igual que como ocurría en el tercer nivel de descomposición del árbol, también en el quinto nivel comprobamos que en general, conforme más alejada sea la banda de salida respecto de la frecuencia del tono más pequeña es la energía que se dispersa a esa banda. Sin embargo, las bandas centrales  $d_7'$ ,  $d_8'$ ,  $d_9'$  no cumplen estrictamente este comportamiento debido a su característica frecuencial que estudiaremos seguidamente.

**Tabla 3.8.** Valores eficaces (p.u.) de las bandas de salida del árbol de descomposición de cinco niveles para tonos de frecuencia fundamental y de armónicos impares.

Bandas de salida	Frecuencia del tono							
	50 Hz	150 Hz	250 Hz	350 Hz	450 Hz	550 Hz	650 Hz	750 Hz
d <sub>1</sub> ' 25 - 75 Hz	0.9916	0.0541	0.0277	0.0176	0.0117	0.0076	0.0043	0.0014
d <sub>2</sub> ' 75 - 125 Hz	0.0579	0.0843	0.0300	0.0179	0.0117	0.0075	0.0042	0.0014
d <sub>3</sub> ' 125 - 175 Hz	0.0205	0.9876	0.0792	0.0207	0.0130	0.0082	0.0046	0.0015
d <sub>4</sub> ' 175 - 225 Hz	0.0098	0.0703	0.0806	0.0258	0.0146	0.0088	0.0048	0.0015
d <sub>5</sub> ' 225 - 275 Hz	0.0080	0.0881	0.9880	0.0393	0.0189	0.0117	0.0060	0.0019
d <sub>6</sub> ' 275 - 325 Hz	0.0047	0.0181	0.0814	0.0935	0.0304	0.0122	0.0063	0.0020
d <sub>7</sub> ' 325 - 375 Hz	0.0025	0.0090	0.0263	0.9318	0.3253	0.0074	0.0040	0.0013
d <sub>8</sub> ' 375 - 425 Hz	0.0029	0.0099	0.0225	0.0895	0.0896	0.0225	0.0099	0.0029
d <sub>9</sub> ' 425 - 475 Hz	0.0031	0.0105	0.0237	0.3315	0.9346	0.0360	0.0136	0.0039
d <sub>10</sub> ' 475 - 525 Hz	0.0022	0.0070	0.0147	0.0234	0.0854	0.0858	0.0184	0.0048
d <sub>11</sub> ' 525 - 575 Hz	0.0017	0.0054	0.0103	0.0178	0.0369	0.9861	0.0833	0.0071
d <sub>12</sub> ' 575 - 625 Hz	0.0017	0.0053	0.0096	0.0159	0.0283	0.0948	0.0782	0.0106
d <sub>13</sub> ' 625 - 675 Hz	0.0015	0.0046	0.0082	0.0131	0.0209	0.0825	0.9875	0.0217
d <sub>14</sub> ' 675 - 725 Hz	0.0013	0.0041	0.0072	0.0113	0.0174	0.0293	0.0831	0.0505
d <sub>15</sub> ' 725 - 775 Hz	0.0014	0.0043	0.0077	0.0118	0.0177	0.0279	0.0536	0.9915

**Tabla 3.9.** Valores eficaces (p.u.) de las bandas de salida del árbol de descomposición de cinco niveles para tonos de frecuencia de armónicos pares.

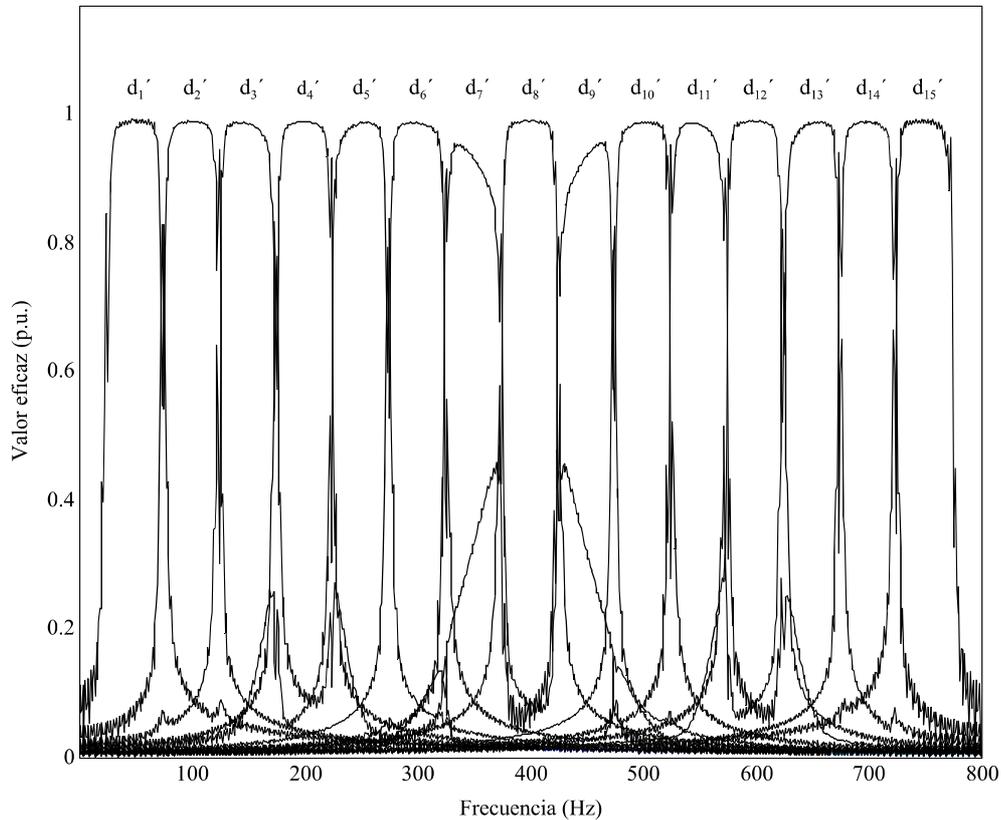
Bandas de salida	Frecuencia del tono						
	100 Hz	200 Hz	300 Hz	400 Hz	500 Hz	600 Hz	700 Hz
d <sub>1</sub> ' 25 - 75 Hz	0.1044	0.0368	0.0218	0.0144	0.0095	0.0059	0.0028
d <sub>2</sub> ' 75 - 125 Hz	0.9895	0.0436	0.0227	0.0144	0.0094	0.0058	0.0028
d <sub>3</sub> ' 125 - 175 Hz	0.0780	0.1056	0.0275	0.0163	0.0103	0.0063	0.0030
d <sub>4</sub> ' 175 - 225 Hz	0.0248	0.9891	0.0388	0.0190	0.0114	0.0067	0.0031
d <sub>5</sub> ' 225 - 275 Hz	0.0190	0.0680	0.0875	0.0262	0.0148	0.0084	0.0039
d <sub>6</sub> ' 275 - 325 Hz	0.0102	0.0325	0.9878	0.0416	0.0710	0.0089	0.0040
d <sub>7</sub> ' 325 - 375 Hz	0.0053	0.0147	0.0611	0.0927	0.0130	0.0055	0.0026
d <sub>8</sub> ' 375 - 425 Hz	0.0061	0.0149	0.0371	0.9912	0.0371	0.0149	0.0061
d <sub>9</sub> ' 425 - 475 Hz	0.0065	0.0157	0.0422	0.0462	0.0800	0.0214	0.0082
d <sub>10</sub> ' 475 - 525 Hz	0.0045	0.0102	0.0745	0.0375	0.9881	0.0334	0.0105
d <sub>11</sub> ' 525 - 575 Hz	0.0035	0.0076	0.0134	0.0245	0.0784	0.0679	0.0170
d <sub>12</sub> ' 575 - 625 Hz	0.0034	0.0073	0.0124	0.0207	0.0429	0.9908	0.0269
d <sub>13</sub> ' 625 - 675 Hz	0.0030	0.0063	0.0104	0.0164	0.0275	0.0885	0.0753
d <sub>14</sub> ' 675 - 725 Hz	0.0027	0.0056	0.0091	0.0140	0.0221	0.0427	0.9885
d <sub>15</sub> ' 725 - 775 Hz	0.0028	0.0059	0.0096	0.0145	0.0220	0.0370	0.1144

### 3.3.1.3 Caracterización frecuencial del quinto nivel del árbol de descomposición

Estudiaremos ahora la respuesta frecuencial del árbol de cinco niveles de descomposición. Para caracterizar el quinto nivel del árbol para todo el espectro realizamos un barrido de frecuencias entre 0 Hz y 800 Hz con pruebas tono de valor eficaz unidad. Los resultados se muestran en la figura 3.10.

Cuando se estudió la respuesta frecuencial del árbol de tres niveles de descomposición se justificó la conveniencia de realizar una etapa de preprocesado consistente en filtrar la componente fundamental de la red eléctrica por ser la de mayor magnitud en la señal para reducir el efecto de la

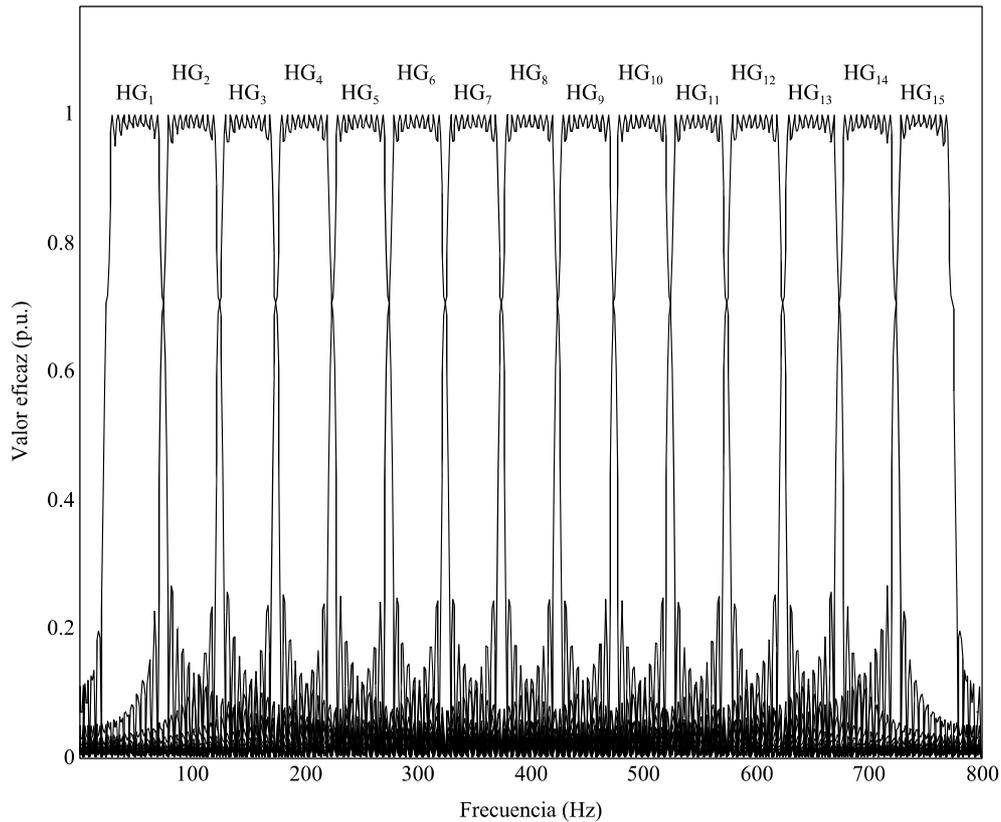
dispersión en la estimación de los restantes grupos armónicos. En la figura 3.10 se muestra la respuesta frecuencial del quinto nivel del árbol de la figura 3.9 sin incluir el filtrado de la componente fundamental pero añadiendo el proceso de agrupamiento de bandas necesario para el cálculo de los grupos armónicos.



**Figura 3.10.** Caracterización frecuencial del método WPT para los grupos armónicos con la función wavelet madre Vaidyanathan de 24 coeficientes.

Podemos comparar esta figura de caracterización con la equivalente que propone la IEC en su método de agrupaciones basada en el análisis de Fourier. La figura 3.11 es el resultado de aplicar pruebas tono y agrupar las líneas espectrales de salida de acuerdo con la definición de grupo armónico y que denotamos como HG.

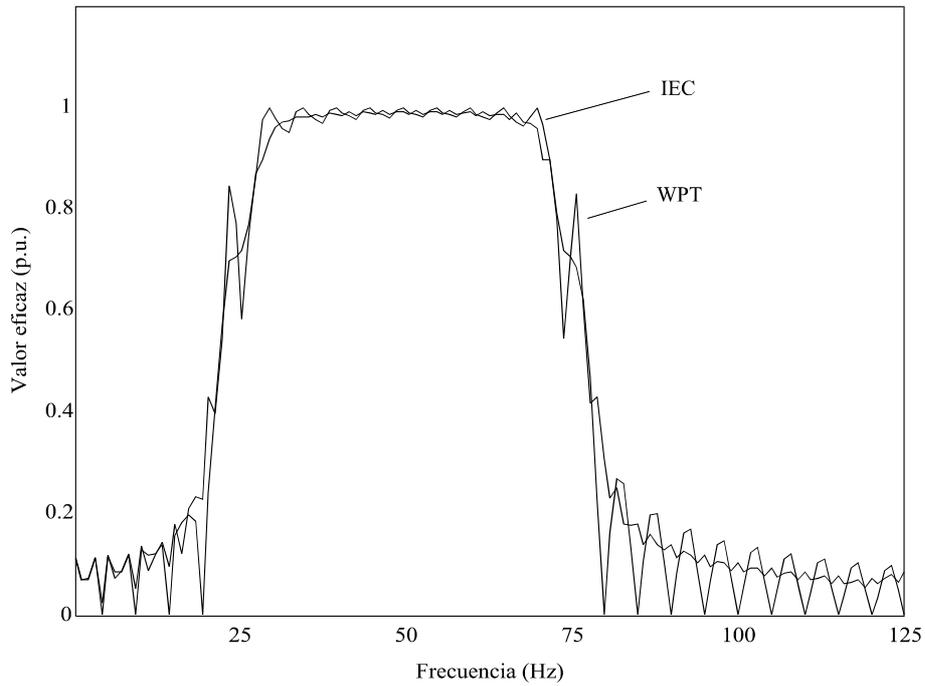
Con el método que proponemos, la respuesta en frecuencia de cada banda es diferente ya que depende de la secuencia de filtros desde el origen del árbol hasta cada una de las bandas de descomposición. Cabe esperar que esta característica en frecuencia del árbol sea mejorada con filtros que tengan un comportamiento más lineal a los que disponemos en la actualidad. Por el contrario la característica frecuencial de cada grupo armónico es la misma en el método de la IEC.



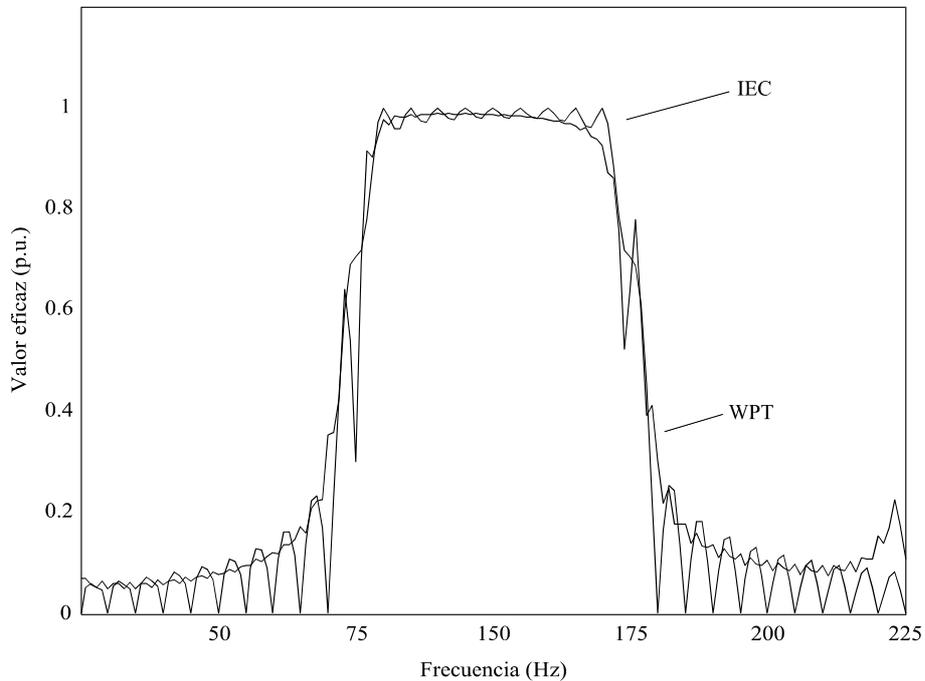
**Figura 3.11.** Caracterización frecuencial del método IEC para los grupos armónicos.

En las figuras 3.12, 3.13 y 3.14 comparamos en detalle el método IEC y las bandas del quinto nivel del árbol de descomposición. Nos centramos en los grupos armónicos de la componente fundamental y los armónicos tercero y quinto dado que actualmente son los de mayor nivel relativo a la componente fundamental en las redes de suministro de energía eléctrica.

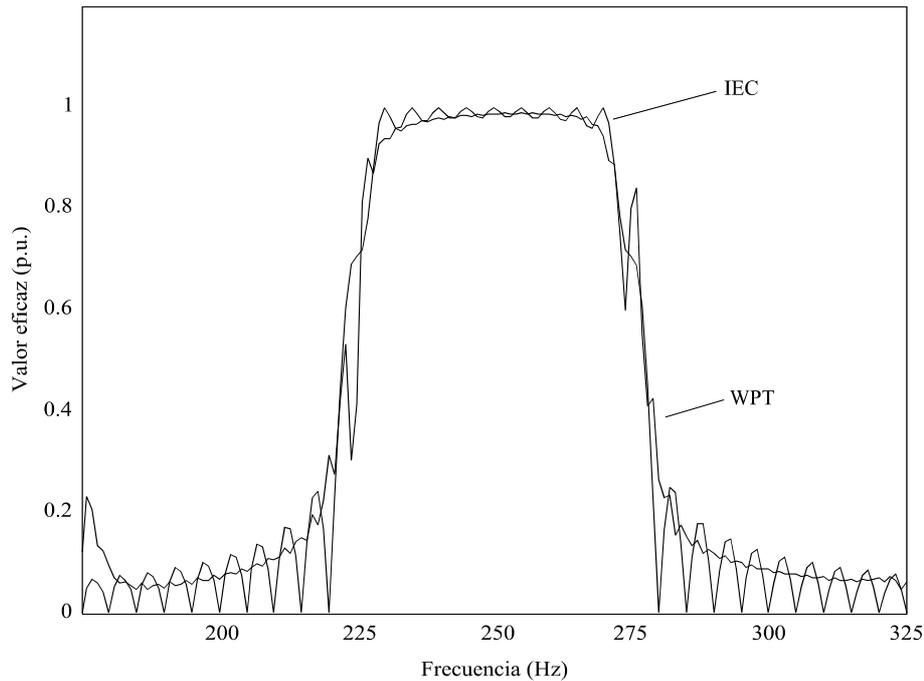
Para cada grupo armónico la respuesta característica ofrecida por el quinto nivel del árbol de descomposición es distinta pero podemos decir que las conclusiones de compararlo con el método IEC son análogas. Cuando la frecuencia del tono se encuentra en el rango del grupo armónico, el resultado obtenido utilizando el método IEC no presenta error si el tono es sincrónico con la ventana de adquisición. Sin embargo, cuando se trata de tonos desincronizados con la ventana la estimación del grupo armónico aparece un error superior con el método IEC que con el quinto nivel del árbol de descomposición. Si la frecuencia del tono está fuera del rango de frecuencias del grupo armónico considerado, la dispersión espectral del método IEC es nula para los tonos sincrónicos pero para los tonos no sincrónicos el error que presenta es superior al que ofrece la medida del quinto nivel del árbol de descomposición propuesto.



**Figura 3.12.** Comparación de la característica frecuencial del método IEC y el quinto nivel de descomposición del árbol para el grupo armónico de la componente fundamental.



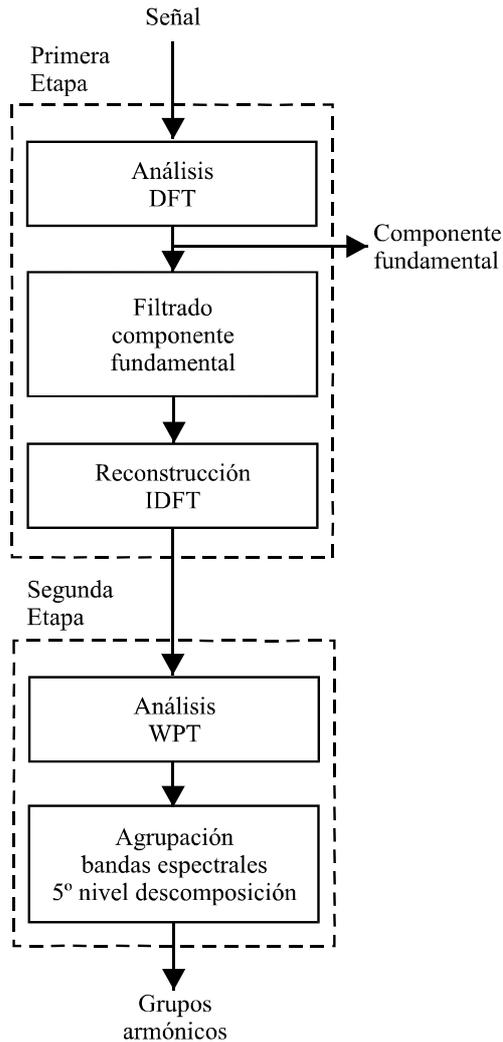
**Figura 3.13.** Comparación de la característica frecuencial del método IEC y el quinto nivel de descomposición del árbol para el grupo armónico de tercer orden.



**Figura 3.14.** Comparación de la característica frecuencial del método IEC y quinto nivel de descomposición del árbol para el grupo armónico de quinto orden.

De la característica en frecuencia del quinto nivel del árbol se deduce que la presencia de un tono síncrono altera la medida del resto de bandas de salida produciendo unas dispersiones espectrales en las bandas vecinas que alcanzan hasta el 9% como se puede ver en la tabla 3.8. Para minimizar este efecto, y teniendo en cuenta que la principal aportación de energía en la señal de la red proviene de la componente fundamental, se propone añadir una etapa de preprocesado de la señal consistente descomponerla con la DFT, filtrar la componente fundamental y recomponerla con la IDFT antes de calcular sus grupos armónicos con el banco de filtros ya descrito. En cuanto a la dispersión de energía debido al resto de componentes armónicas vecinas es muy pequeña por a su pequeña magnitud en términos comparativos con la componente fundamental.

El método propuesto para la medida de los grupos armónicos queda resumido en la figura 3.15.



**Figura 3.15.** Método WPT para la medida de grupos armónicos del estándar IEC 61000-4-7.

De este modo establecemos un método híbrido entre el análisis de Fourier y el análisis wavelet que consta de dos etapas.

Primera etapa: preprocesado de la señal.

1. Se muestrea la señal con la ventana definida por el estándar IEC 61000-4-7.
2. Se descompone la señal mediante la DFT.
3. Se obtiene la medida de la componente fundamental.
4. Se elimina la componente fundamental.
5. Se reconstruye la señal mediante la IDFT.

Segunda etapa: análisis con el árbol de descomposición de la Transformada Wavelet Packet.

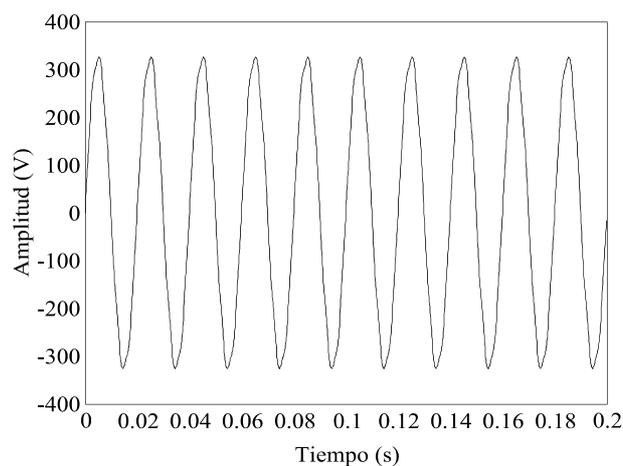
6. Se descompone la señal resultante sin la componente fundamental hasta el quinto nivel del árbol de descomposición.
7. Se agrupan la bandas del quinto nivel del árbol de descomposición.
8. Se obtiene la medida de los grupos armónicos de acuerdo con el estándar IEC 61000-4-7.

#### 3.3.1.4. Análisis comparativo de señales con los métodos IEC y WPT

La casuística de posibles señales a medir en líneas eléctricas en cuanto a carácter estacionario del contenido espectral y sincronía con la ventana de medida es ilimitada. A partir de un conjunto variado de señales, las del apartado anterior entre otras, que forman una representación de las posibles situaciones de medida compararemos los resultados del método WPT propuesto con los resultados que aporta el método de medida estándar establecido por la IEC.

*Ejemplo. Armónicos estacionarios.*

Para la medida de armónicos estacionarios se utilizan los valores de distorsión típicos medidos en un día laboral en la red de distribución de baja tensión de un laboratorio de la Universidad de Cantabria y consistente en la componente fundamental, 0.5% del armónico tercero, 2.7% del quinto, 1.1% del séptimo, 0.3% del noveno y 0.2% del undécimo. La forma de onda de la señal se muestra en la figura 3.16.



**Figura 3.16.** Señal con contenido armónico estacionario.

La tabla 3.10 muestra en primer lugar los valores de medida que arroja el método IEC. Estos valores son de total exactitud por ser todas las componentes espectrales sincronicas. Además se

ofrecen las medidas del quinto nivel del árbol de descomposición cuando se utiliza esta señal directamente como señal de entrada, es decir aplicando solo la segunda etapa del método. Finalmente se muestra el resultado del método completo ejecutando sus dos etapas de preprocesado y descomposición. Con estas medidas puede apreciarse el efecto aportado por la etapa de preprocesado en el método propuesto.

**Tabla 3.10.** Valores eficaces de los grupos armónicos en la señal de la figura 3.16 con el método IEC, el quinto nivel de descomposición del árbol y el método WPT.

Grupo armónico	Señal		Método IEC		Árbol de descomposición		Método WPT	
	V	%	V	%	V	%	V	%
1	230	100	230	100	228.0705	99.1611	230	100
2	0	0	0	0	13.0247	5.6629	0.3392	0.1475
3	1.15	0.50	1.15	0.50	4.5445	1.9759	1.2955	0.5632
4	0	0	0	0	1.8192	0.7910	0.5116	0.2224
5	6.21	2.70	6.21	2.70	6.2541	2.7192	6.1241	2.6626
6	0	0	0	0	1.3703	0.5958	0.3541	0.1539
7	2.53	1.10	2.53	1.10	2.5929	1.1273	2.5441	1.1061
8	0	0	0	0	0.9832	0.4275	0.3165	0.1376
9	0.69	0.30	0.69	0.30	1.0917	0.4746	0.5084	0.2211
10	0	0	0	0	0.6742	0.2931	0.1759	0.0765
11	0.46	0.20	0.46	0.20	0.7095	0.3085	0.4839	0.2104
12	0	0	0	0	0.5538	0.2408	0.1676	0.0729
13	0	0	0	0	0.4642	0.2018	0.1268	0.0551
14	0	0	0	0	0.4084	0.1776	0.1038	0.0451
15	0	0	0	0	0.4306	0.1872	0.1076	0.0468

En esta señal los valores obtenidos con el método WPT son peores que con el método IEC dado que todas las componentes espectrales son sincronas y estacionarias. Sin embargo debemos tener en cuenta que en la red eléctrica continuamente está aumentando la presencia de componentes armónicas no estacionarias además de componentes interarmónicas sincronas y no sincronas. Es decir la señal de la red eléctrica presenta cada vez más componentes espectrales en las que el método WPT va a ofrecer mejores medidas que el método IEC, el cual siempre dará la mejor medida para una señal ideal pero inexistente en la red eléctrica en la práctica.

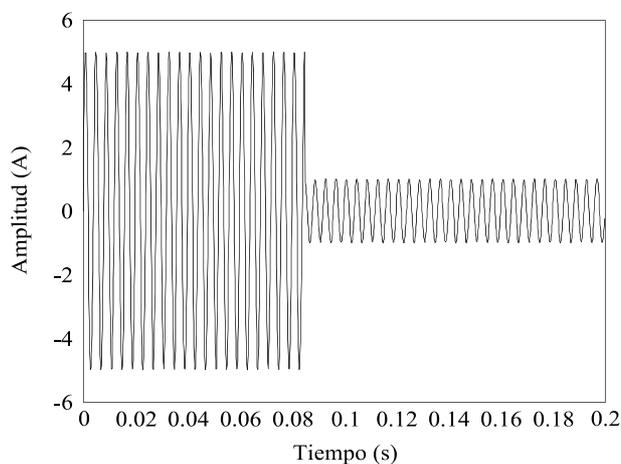
Dado que todas las componentes espectrales son sincronas con la ventana de muestreo, el método IEC arroja una medida exacta de cada una propia del análisis de Fourier. Sin la etapa de preprocesado, en el quinto nivel del árbol de descomposición observamos un mal resultado del grupo armónico tercero, error del 295.17%, ocasionado por la presencia de energía por dispersión de la componente fundamental. En el quinto y el séptimo grupo armónico la medida es buena, errores del 0.71% y 2.49% respectivamente, pero en el noveno y undécimo presenta errores más elevados, 58.22% y 54.24% respectivamente, ocasionados por la falta de linealidad de los filtros que ya vimos en la respuesta característica del árbol de descomposición.

Como ya hemos expuesto, la mayor contribución de energía en el espectro proviene de la componente fundamental de la red de modo que filtramos mediante la DFT el contenido de la componente fundamental, reconstruimos la señal y la analizamos mediante el árbol de descomposición, es decir, aplicamos el método WPT completo. El error en el grupo armónico tercero varía del 295.17% al 12.65%. En el quinto pasa del 0.71% al 1.38%. En el séptimo varía del 2.49% al 0.56%. En el noveno varía del 58.22% al 26.32%. Por último, en el undécimo varía del 54.24% al 5.20%.

Como ya hemos indicado, en este ejemplo los resultados del método IEC son inmejorables por tratarse de componentes espectrales estacionarias sincronas. Para ver el comportamiento del método con componentes armónicas no estacionarias o no sincronas estudiaremos algunos casos concretos.

*Ejemplo. Armónico no estacionario.*

Tomamos de nuevo la forma de onda del quinto armónico de corriente fluctuante que pasa de un valor eficaz de 3.536 A a 0.7071 A. Recordemos que el valor eficaz total en la ventana es de 2.367 A.



**Figura 3.17.** Quinto armónico no estacionario.

La tabla 3.11 muestra los resultados de los grupos armónicos utilizando ambos métodos.

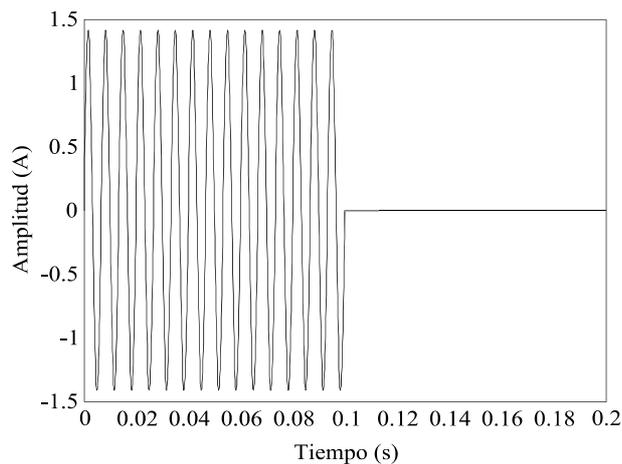
**Tabla 3.11.** Medida de los grupos armónicos en la señal de la figura 3.17 con el método IEC y el método WPT.

Grupo armónico	Método IEC (A)	Método WPT (A)
1	0.0629	0.0756
2	0.0753	0.0867
3	0.1094	0.1808
4	0.2357	0.2717
5	2.3400	2.3265
6	0.2353	0.2648
7	0.1079	0.1117
8	0.0717	0.0804
9	0.0555	0.0649
10	0.0469	0.0491
11	0.0410	0.0399
12	0.0368	0.0403
13	0.0344	0.0367
14	0.0331	0.0353
15	0.0320	0.0352

La magnitud en la estimación del quinto grupo armónico utilizando el método IEC es de 2.332 A con error del 1.47%. La estimación utilizando el método WPT es 2.3265 A con un error ligeramente superior de valor 1.71%. El efecto de spectral leakage en el resto de armónicos es similar utilizando ambos métodos.

*Ejemplo. Armónico no estacionario.*

Analizamos de nuevo la señal del tercer armónico que se anula durante la ventana de muestreo con valor eficaz 0.7071 A de la figura 3.18.



**Figura 3.18.** Tercer armónico no estacionario.

La tabla 3.12 muestra los resultados de los grupos armónicos calculados con ambos métodos.

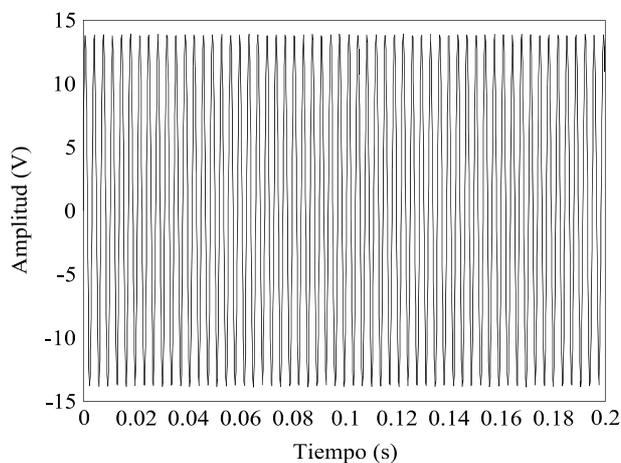
**Tabla 3.12.** Medida de los grupos armónicos en la señal de la figura 3.18 con el método IEC y el método WPT.

Grupo armónico	Método IEC (A)	Método WPT (A)
1	0.0531	0.0537
2	0.0957	0.0831
3	0.6925	0.6913
4	0.0753	0.0713
5	0.0294	0.0731
6	0.0177	0.0183
7	0.0123	0.0090
8	0.0094	0.0099
9	0.0076	0.0105
10	0.0064	0.0071
11	0.0056	0.0054
12	0.0051	0.0053
13	0.0047	0.0046
14	0.0044	0.0040
15	0.0043	0.0044

Utilizando el método IEC la estimación del valor eficaz del grupo armónico de tercer orden es 0.6925 A con un error del 2.06%. La estimación del valor eficaz del grupo armónico tercero utilizando el método WPT es de 0.6913 A. El error resulta así del 2.23%, de nuevo ligeramente superior que el del IEC pero en un rango aceptable para un instrumento de medida de armónicos. De nuevo el spectral leakage en el resto de grupos armónicos es similar con ambos métodos.

*Ejemplo. Interarmónico no síncrono.*

Retomamos la señal de comunicaciones utilizada en la red eléctrica de 9.8 V de valor eficaz y frecuencia 287 Hz de la figura 3.19.



**Figura 3.19.** Interarmónico no síncrono de frecuencia 287 Hz.

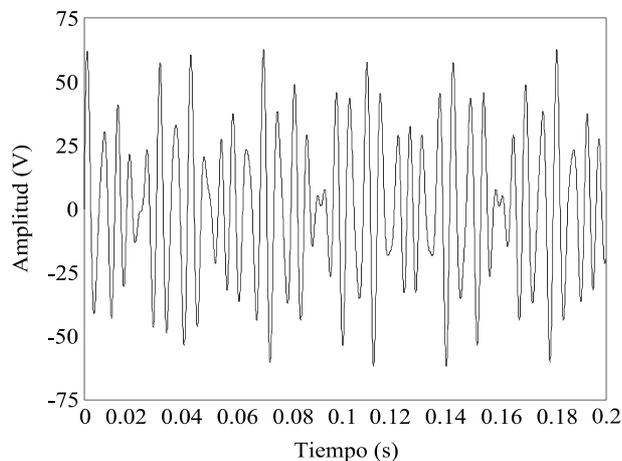
La magnitud del grupo armónico de sexto orden utilizando el método IEC es de 9.5459 V y mediante el método WPT obtenemos un valor de 9.6351 V. El error con el método IEC es del 2.59% mientras que con el método WPT se reduce al 1.68%. En la tabla 3.13 podemos ver que la dispersión espectral en el resto de los grupos armónicos es mayor utilizando el método IEC que utilizando el método WPT.

**Tabla 3.13.** Medida de los grupos armónicos en la señal de la figura 3.19 con el método IEC y el método WPT.

Grupo armónico	Método IEC (V)	Método WPT (V)
1	0.2320	0.1779
2	0.2689	0.1937
3	0.3514	0.2338
4	0.5568	0.3895
5	1.7360	1.4266
6	9.5459	9.6351
7	0.8376	0.4877
8	0.4560	0.3507
9	0.3262	0.3915
10	0.2614	0.4696
11	0.2235	0.1612
12	0.1997	0.1542
13	0.1844	0.1268
14	0.1748	0.1182
15	0.1695	0.1252

*Ejemplo. Armónicos e interarmónico no síncrono.*

En este ejemplo se analiza la señal de comunicaciones con un interarmónico de 178 Hz de magnitud constante de 23 V superpuesto con armónicos tercero y quinto de 11.5 V de valor eficaz cada uno. El valor eficaz de la señal en la ventana es de 28.0653 V. La forma de onda de esta señal se representa en la figura 3.20.



**Figura 3.20.** Tercer y quinto armónico con interarmónico no síncrono de frecuencia 178 Hz.

La componente interarmónica no es sincrónica con la ventana y se encuentra en la zona espectral del cuarto grupo armónico. Veamos como la dispersión de su energía influye en los grupos armónicos tercero y quinto que reflejan la energía de las componentes armónicas respectivas. Los resultados se muestran en la tabla 3.14.

El grupo armónico tercero representa la energía del tercer armónico pero se ve afectado por la dispersión del interarmónico no sincrónico. La magnitud del grupo armónico tercero es de 15.2743 V con el método de la IEC y 14.1485 V con el método WPT. Los errores respectivos son 32.82% y 23.03%, de modo que el efecto distorsionador del interarmónico no sincrónico es menor en el método WPT que en el método IEC.

El grupo armónico cuarto, que debe reflejar la energía del interarmónico no sincrónico, da un valor similar con ambos métodos. El método IEC suministra una medida de 20.2313 V produciendo un error del 12.04% y el método WPT del 20.9003 V produciendo un error del 9.13%.

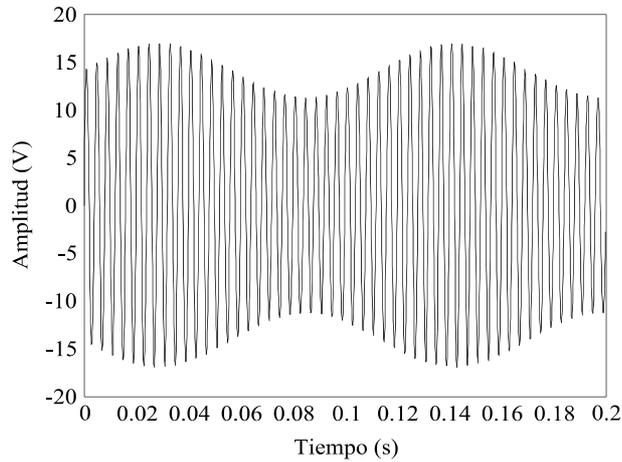
**Tabla 3.14.** Medida de los grupos armónicos en la señal de la figura 3.20 con el método IEC y el método WPT.

Grupo armónico	Método IEC (V)	Método WPT (V)
1	1.3830	1.3492
2	1.9051	1.8501
3	15.2743	14.1485
4	20.2313	20.9003
5	11.7445	11.8706
6	0.6654	1.3668
7	0.4098	0.5899
8	0.2781	0.5606
9	0.1987	0.6019
10	0.1458	0.4114
11	0.1081	0.3225
12	0.0796	0.3054
13	0.0569	0.2594
14	0.0385	0.2393
15	0.0239	0.2549

Las medidas obtenidas para el grupo armónico quinto son 11.7445 V y 11.8706 V con los métodos IEC y WPT respectivamente. Los errores de cada método son 2.13% y 3.22% respectivamente procedentes de la energía dispersada.

*Ejemplo. Armónico no estacionario.*

Tomamos el ejemplo de un quinto armónico de tensión que fluctúa alrededor de un valor eficaz de 10 V con una modulación del 20% de frecuencia 8.8 Hz. El valor eficaz total durante la ventana es de 10.2666 V. La señal se muestra en la figura 3.21.



**Figura 3.21.** Quinto armónico fluctuante con modulación del 20% y frecuencia 8.8 Hz.

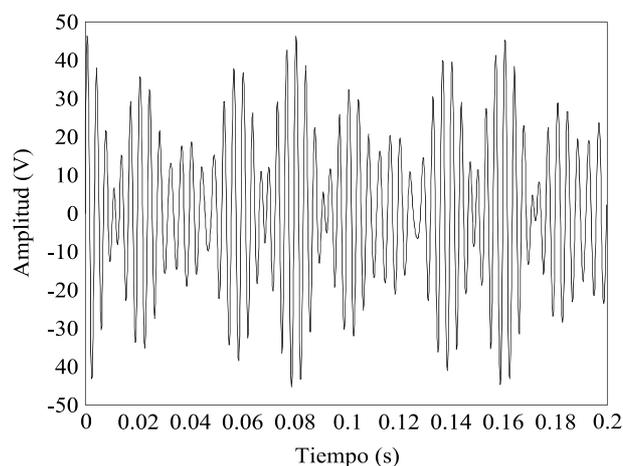
La tabla 3.15 muestra los resultados obtenidos con el método IEC y el método WPT. La magnitud del grupo armónico mediante el método IEC es de 10.2643 V utilizando el método IEC y de 10.1665 V con el método WPT. Con IEC el error es de 1.62% y con WPT es de 0.65%. En el resto de grupos armónicos la dispersión de energía es superior con el método WPT que con el IEC.

**Tabla 3.15.** Medida de los grupos armónicos en la señal de la figura 3.21 con el método IEC y el método WPT.

Grupo armónico	Método IEC (V)	Método WPT (V)
1	0.0388	0.2501
2	0.0451	0.2721
3	0.0616	0.7863
4	0.1349	0.7350
5	10.2643	10.1665
6	0.1227	0.7237
7	0.0479	0.2388
8	0.0302	0.2039
9	0.0221	0.2154
10	0.0176	0.1341
11	0.0148	0.0934
12	0.0130	0.0872
13	0.0119	0.0750
14	0.0111	0.0659
15	0.0107	0.0698

*Ejemplo. Armónicos e interarmónico no síncrono.*

Retomamos la señal mostrada en la figura 3.22 formada por un quinto armónico de valor eficaz 13.2 V, un sexto armónico de 10 V y una componente interarmónica no síncrona de 9.8 V de frecuencia 287 Hz resultando un valor eficaz en la ventana de 19.1375 V.



**Figura 3.22.** Quinto y sexto armónico e interarmónico no síncrono de frecuencia 287 Hz.

La tabla 3.16 ofrece los resultados de los grupos armónicos con ambos métodos.

**Tabla 3.16.** Medida de los grupos armónicos en la señal de la figura 3.22 con el método IEC y el método WPT.

Grupo armónico	Método IEC (V)	Método WPT (V)
1	0.2320	0.6623
2	0.2689	0.7104
3	0.3514	1.2422
4	0.5568	1.5891
5	13.4307	13.1711
6	13.5644	13.5689
7	0.8376	1.0909
8	0.4560	0.7440
9	0.3262	0.7924
10	0.2614	0.8679
11	0.2235	0.2810
12	0.1997	0.2656
13	0.1844	0.2280
14	0.1748	0.1967
15	0.1695	0.2070

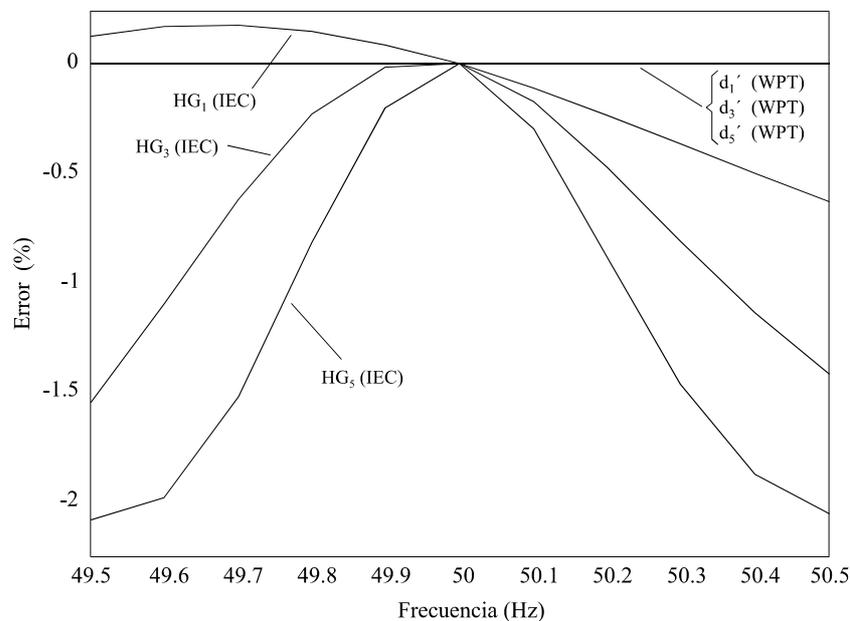
La componente interarmónica no síncrona se encuentra en la franja de espectro del grupo armónico sexto. Ambos métodos dan medidas similares de la energía del armónico sexto y la componente interarmónica en el grupo armónico de orden sexto, 13.5644 V con el método IEC y 13.5689 V con el método WPT.

Por otra parte, vemos como su dispersión altera al grupo armónico quinto. Ambos métodos dan medias similares para el grupo armónico quinto que refleja la energía del armónico quinto más la energía dispersada del interarmónico. Las medidas son 13.5644 V con el método IEC con error de 2.76% y 13.1711 V con el método WPT con error de 0.22%.

### 3.3.1.5. Análisis comparativo de los métodos IEC y WPT frente a pérdida de sincronía

Además de la presencia en la señal de componentes no síncronas con la ventana de muestreo el problema del spectral leakage también se puede producir por desincronización de la frecuencia fundamental con el ancho de la ventana. Según el estándar IEC 61000-4-7 el error máximo admisible en la desincronización de la ventana es de  $\pm 0.03\%$  y esta condición debe mantenerse para la medida dentro de un rango de al menos  $\pm 1\%$  de la frecuencia nominal.

Para caracterizar el método propuesto en caso de pérdida de sincronización la figura 3.23 representa el error porcentual en la determinación de la magnitud de la componente fundamental y los armónicos tercero y quinto cuando se aplica un tono unidad en un rango de 49.5 Hz a 50.5 Hz, correspondiente al margen de  $\pm 5\%$  de la frecuencia nominal de la red.



**Figura 3.23.** Comparación del error por desincronización en la medida de los grupos armónicos primero, tercero y quinto, con el método IEC y el método WPT.

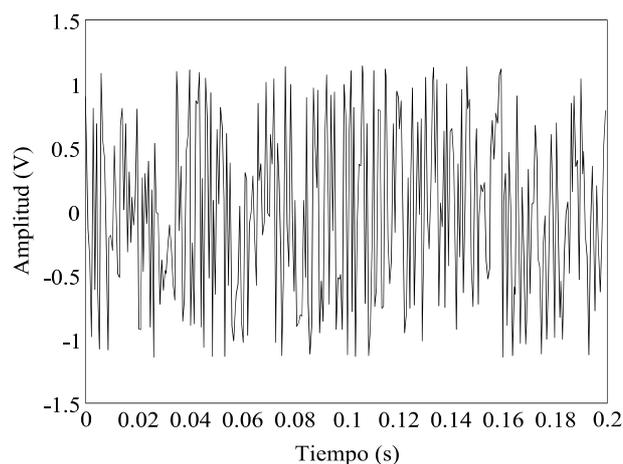
Como puede observarse, el spectral leakage utilizando el método IEC depende de la magnitud del error de sincronización y del orden del armónico, mientras que el error en la determinación de la magnitud de los grupos armónicos de la componente fundamental y las componentes armónicas tercera y quinta utilizando el método WPT es en todos los casos nulo, trabajando en los cálculos con la misma precisión que en los ejemplos anteriores. Queda demostrado que el método es insensible a fluctuaciones de la frecuencia fundamental dentro de este rango.

### 3.3.1.6. Análisis comparativo de los métodos IEC y WPT frente al ruido

Un aspecto importante a la hora de evaluar las características de un método de medida es determinar cual es su inmunidad al ruido. Se podrían realizar innumerables pruebas con distintos niveles de distorsión y de ruido. Hemos optado por tomar uno de los anteriores ejemplos de señal estacionaria con distorsión armónica al que hemos añadido una señal de ruido blanco para estudiar la modificación de las medidas ofrecidas por el método IEC y el método WPT.

*Ejemplo. Armónicos estacionarios con ruido.*

A la señal de la figura 3.16, en la que la distorsión armónica es de 0.5% de armónico tercero, 2.7% de quinto, 1.1% de séptimo, 0.3% de noveno y 0.2% de undécimo, se le he añadido un ruido blanco de magnitud 1% de la componente fundamental. La figura 3.24 muestra la señal de ruido que se superpone en un intervalo de 200 ms de la forma de onda de la tensión.



**Figura 3.24.** Ruido blanco superpuesto.

La tabla 3.17 muestra los resultados de aplicar el método a la nueva señal.

**Tabla 3.17.** Valores eficaces de los grupos armónicos en la señal con contenido armónico y ruido con el método IEC, el quinto nivel de descomposición del árbol y el método WPT.

Grupo armónico	Señal		Método IEC		Método WPT	
	V	%	V	%	V	%
1	230	100	229.9817	99.9920	229.9817	99.9920
2	0	0	0.1426	0.0620	0.3460	0.1504
3	1.15	0.50	1.1251	0.4892	1.2338	0.5364
4	0	0	0.1528	0.0664	0.5156	0.2242
5	6.21	2.70	6.1245	2.6628	6.0540	2.6322
6	0	0	0.1816	0.0790	0.3338	0.1473
7	2.53	1.10	2.5380	1.1035	2.5523	1.1097
8	0	0	0.1959	0.0852	0.3780	0.1643
9	0.69	0.30	0.6773	0.2945	0.4699	0.2043
10	0	0	0.1122	0.0488	0.2128	0.0925
11	0.46	0.20	0.4657	0.2025	0.4905	0.2133
12	0	0	0.1862	0.0810	0.2412	0.1049
13	0	0	0.1683	0.0732	0.1894	0.0823
14	0	0	0.1379	0.0600	0.1659	0.0721
15	0	0	0.1632	0.0710	0.1906	0.0829

La comparación entre la tabla 3.10 y la tabla 3.17 pone de manifiesto un buen comportamiento del método WPT frente al ruido. La tabla 3.18 muestra la variación de las medidas.

**Tabla 3.18.** Incremento de los valores eficaces de los grupos armónicos en la señal con contenido armónico y ruido con el método IEC, el quinto nivel de descomposición del árbol y el método WPT.

Grupo armónico	Método IEC		Método WPT	
	$\Delta V$	$\Delta\%$	$\Delta V$	$\Delta\%$
1	-0.0183	-0.0080	-0.0183	-0.0080
2	0.1426	0.0620	0.0068	0.0029
3	-0.0249	-0.0108	-0.0617	-0.0268
4	0.1528	0.0664	0.0040	0.0018
5	-0.0854	-0.0372	-0.0701	-0.0304
6	0.1816	0.0790	-0.0203	0.0066
7	0.0080	0.0035	0.0082	0.0036
8	0.1959	0.0852	0.0615	0.0267
9	-0.0127	-0.0055	-0.0385	-0.0168
10	0.1122	0.0488	0.0369	0.0160
11	0.0057	0.0025	0.0066	0.0029
12	0.1862	0.0810	0.0736	0.0320
13	0.1683	0.0732	0.0626	0.0272
14	0.1379	0.0600	0.0621	0.0270
15	0.1632	0.0710	0.0830	0.0361

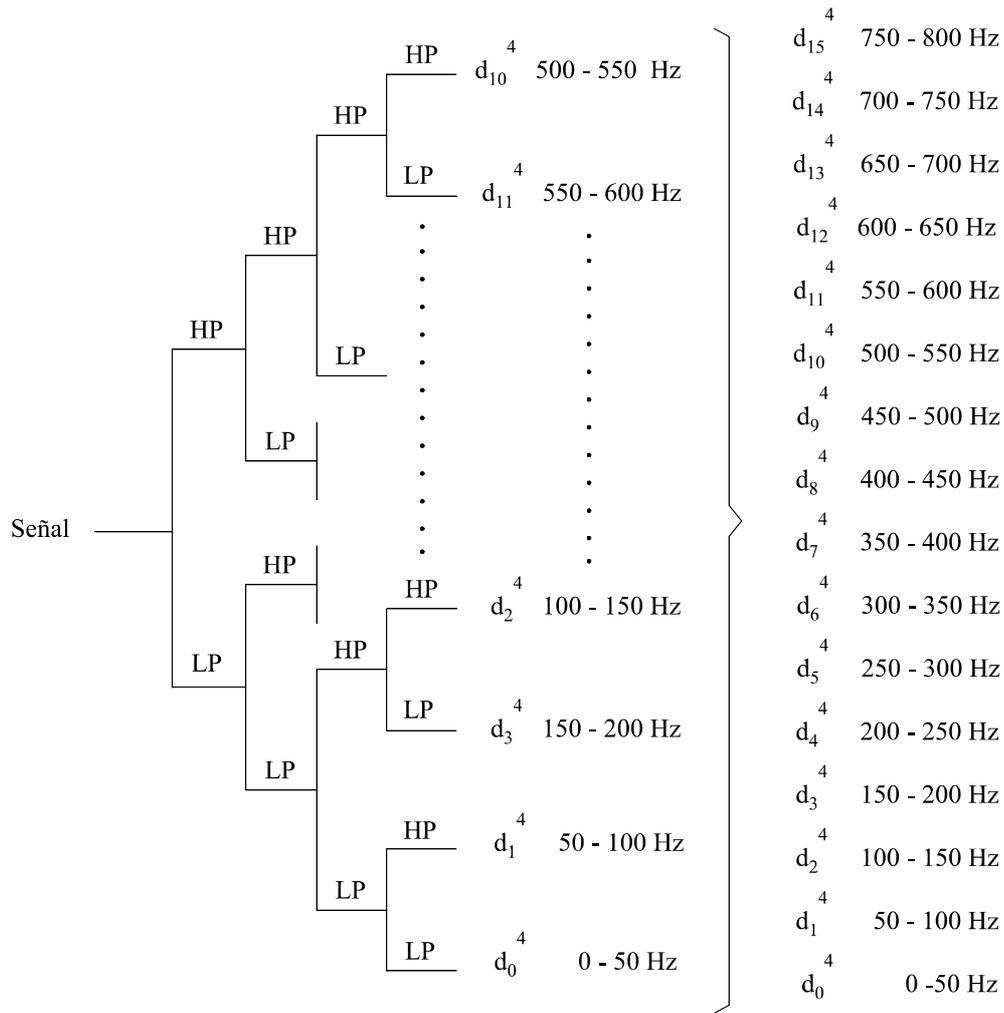
### **3.3.2. Método de medida de los grupos interarmónicos basado en la Transformada Wavelet Packet**

#### **3.3.2.1. Descripción del método de medida de los grupos interarmónicos**

Con el método que hemos propuesto podemos medir las componentes espectrales de todo el espectro mediante bandas continuas centradas en las componentes armónicas. Esto nos permitiría evaluar todo el contenido frecuencial de la señal. Sin embargo, en ocasiones también es necesario disponer de una medida de las componentes interarmónicas sin que esté incluida la energía procedente de los armónicos. Precisamente esa información es la que aportan los grupos interarmónicos definidos en el estándar IEC 61000-4-7.

En el cuarto nivel de descomposición del árbol propuesto en el método WPT, figura 3.25, disponemos de 16 bandas espectrales de 50 Hz de anchura que se solapan con las franjas de espectro de los grupos interarmónicos. Sin embargo en la definición de grupo interarmónico no se agrupa la línea espectral armónica mientras que en las bandas del cuarto nivel del árbol de descomposición su energía está incluida en las dos bandas contiguas dado que su posición coincide con el límite de dos bandas en ese nivel. No obstante, en una segunda ejecución del método, si filtramos previamente la componente fundamental y las líneas armónicas obtenidas con la DFT, la energía contenida en las bandas frecuenciales del cuarto nivel será la misma que en los grupos interarmónicos.

La figura 3.25 muestra las frecuencias límites de las bandas de salida de 50 Hz de anchura del cuarto nivel del árbol de descomposición,  $d_0^4$  a  $d_{15}^4$ . La banda de salida  $d_0^4$  que abarca el rango de frecuencia de 0 a 50 Hz no está definida como grupo interarmónico en el estándar IEC 61000-4-7 y no se incluye en el análisis de interarmónicos. Este rango de frecuencia corresponde a los subarmónicos que se estudiarán posteriormente.



**Figura 3.25.** Bandas de salida del cuarto nivel del árbol de descomposición.

El método WPT para medir grupos interarmónicos de nuevo se puede concretar en dos etapas:

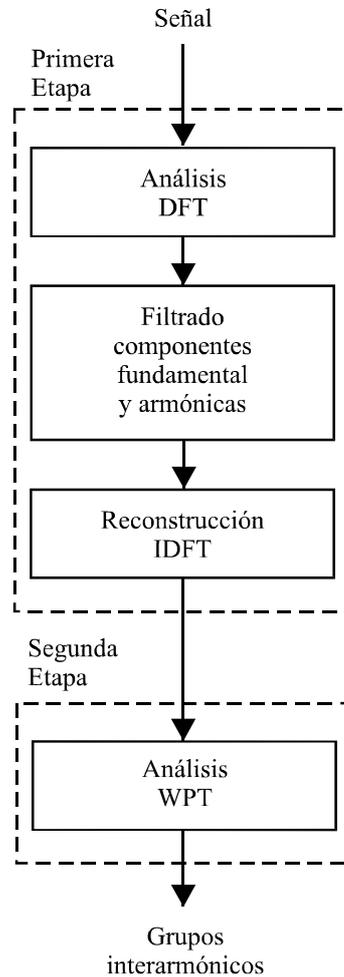
Primera etapa: preprocesado de la señal.

1. Se muestrea la señal con la ventana definida por el estándar IEC 61000-4-7.
2. Se descompone la señal mediante la DFT.
3. Se elimina la componente fundamental y las componentes armónicas.
4. Se reconstruye la señal mediante la IDFT.

Segunda etapa: análisis con el árbol de descomposición de la Transformada Wavelet Packet.

5. Se descompone la señal hasta el cuarto nivel del árbol de descomposición.
6. Se obtiene la medida de los grupos interarmónicos de acuerdo con el estándar IEC 61000-4-7.

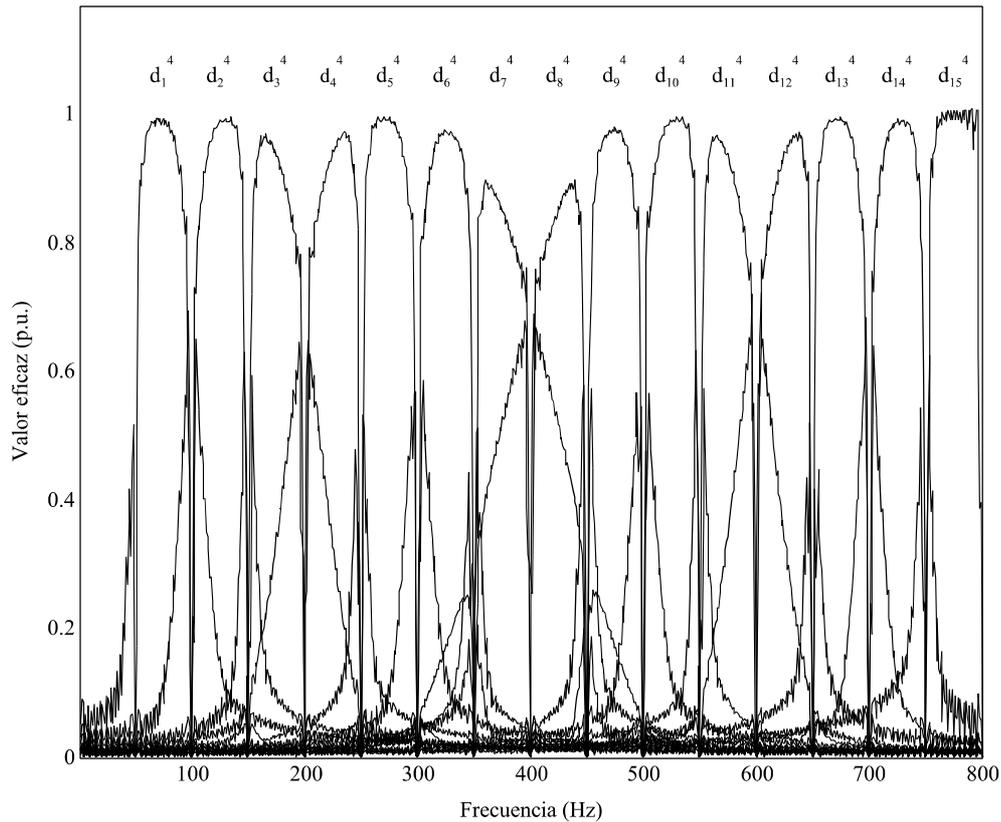
El método WPT propuesto para la medida de los grupos interarmónicos aparece resumido en la figura 3.26.



**Figura 3.26.** Método WPT para la medida de grupos interarmónicos del estándar IEC 61000-4-7.

### 3.3.2.2. Caracterización frecuencial del cuarto nivel del árbol de descomposición

Si realizamos una prueba de barrido del espectro mediante señales tono de valor eficaz unidad, para el cuarto nivel del árbol obtenemos la respuesta frecuencial que se muestra en la figura 3.27.



**Figura 3.27.** Caracterización frecuencial del método WPT para los grupos interarmónicos con la función wavelet madre Vaidyanathan de 24 coeficientes.

De nuevo, la característica espectral de cada grupo interarmónico es distinta según la secuencia de filtros de cada orden mientras que el análisis de Fourier presenta la misma característica en frecuencia para todos los grupos interarmónicos. Debemos comparar estos resultados con una caracterización análoga de los grupos interarmónicos obtenidos con el método IEC, IG<sub>1</sub> a IG<sub>15</sub> mostrada en la figura 3.28.

En las figuras 3.29 y 3.30 se comparan en detalle la respuesta en frecuencia de los dos primeros grupos interarmónicos por ser actualmente los que alcanzan mayores niveles en la red eléctrica. Como se puede comprobar en las figuras, en las frecuencias alejadas del grupo interarmónico la medida presenta mejor comportamiento con las frecuencias no sincrónicas pero peor con las sincrónicas. Sin embargo la dispersión es muy grande en las frecuencias no propias del grupo interarmónico pero cercanas al mismo.

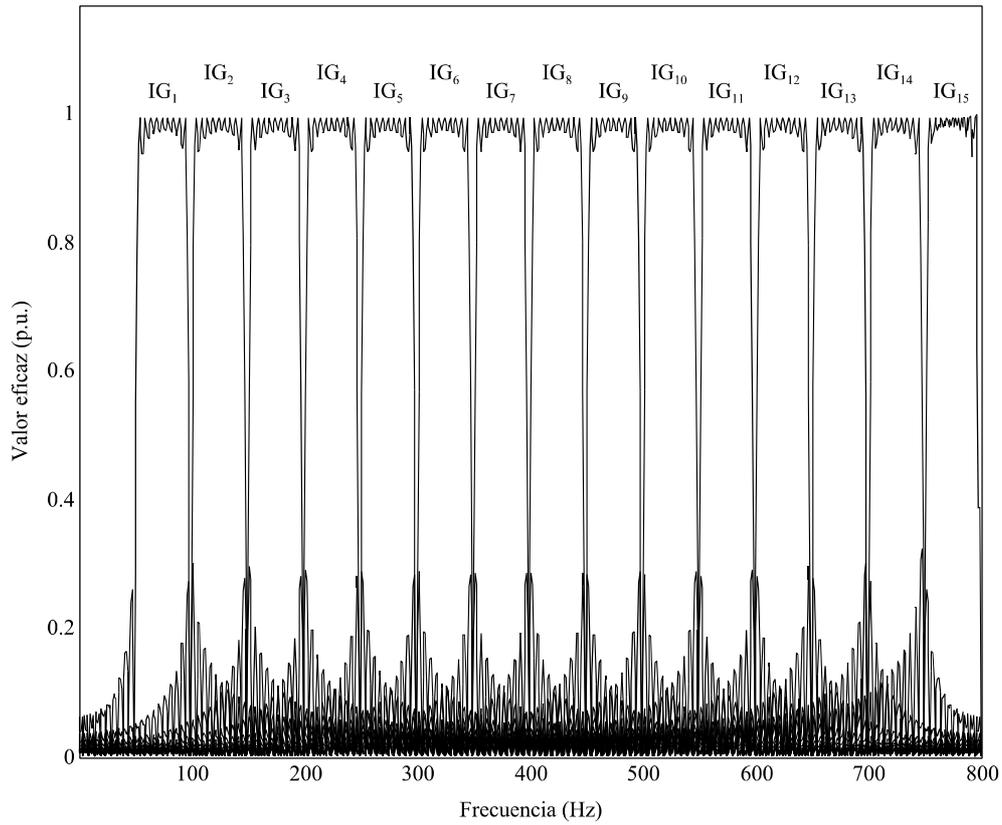


Figura 3.28. Caracterización frecuencial del método IEC para los grupos interarmónicos.

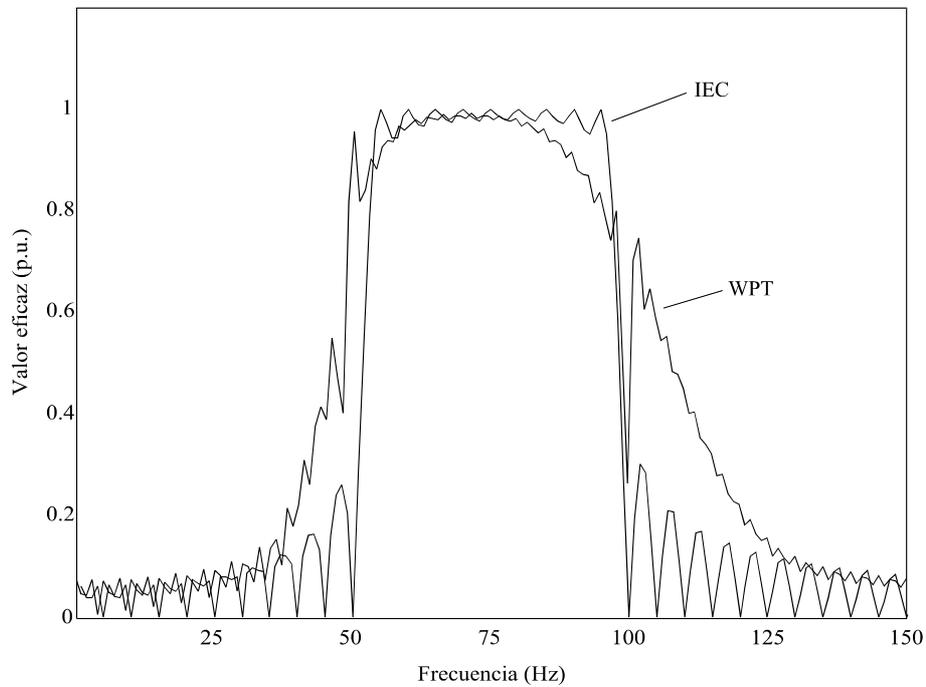
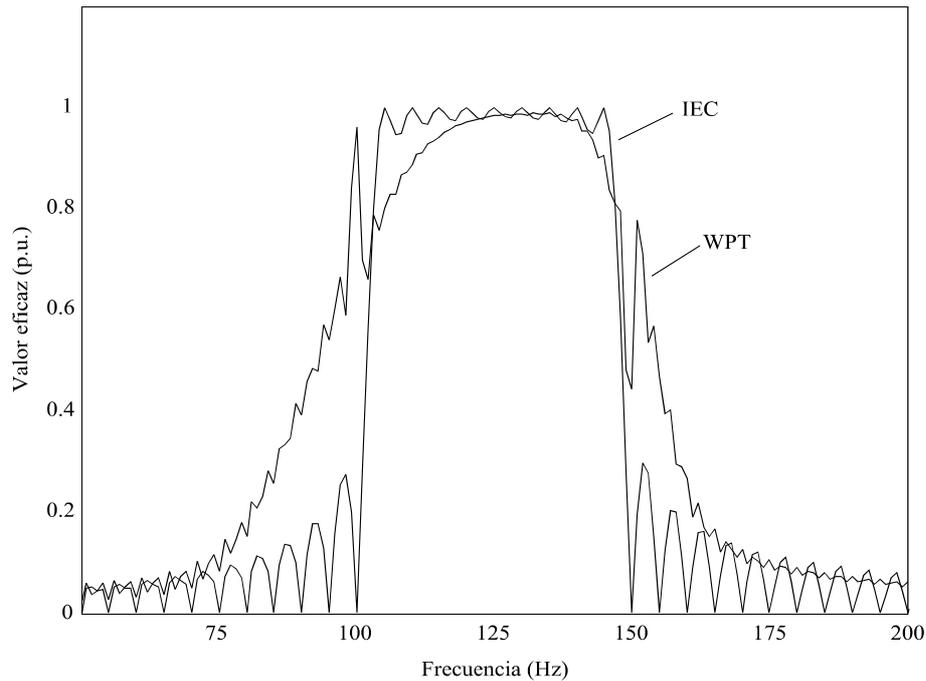


Figura 3.29. Comparación de la característica frecuencial del método IEC y el método WPT para el grupo interarmónico de primer orden.



**Figura 3.30.** Comparación de la característica frecuencial del método IEC y el método WPT para el grupo interarmónico de segundo orden.

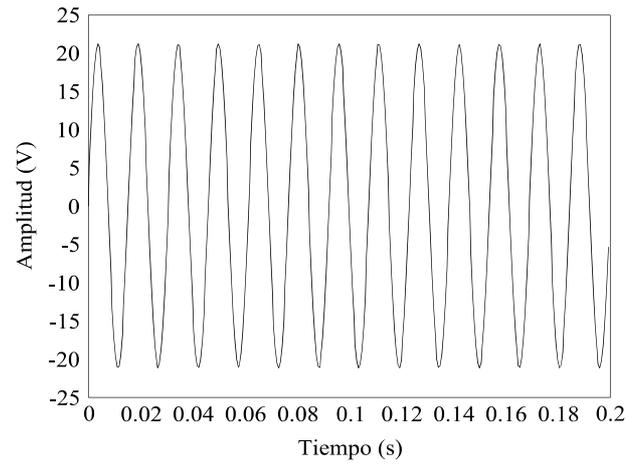
### 3.3.2.3. Análisis comparativo de señales con los métodos IEC y WPT

En este apartado se analizan los resultados del cálculo de los grupos interarmónicos mediante el método WPT para el caso de interarmónicos síncronos y no síncronos con la ventana de muestreo y se comparan con los resultados obtenidos aplicando el método de la IEC.

*Ejemplo. Interarmónico síncrono.*

La señal de la figura 3.31 es un interarmónico de valor eficaz 15 V y frecuencia 65 Hz. Se trata de un interarmónico síncrono por lo que el método IEC va a dar medidas exactas de su contenido interarmónico. El ejemplo nos muestra la dispersión que presenta el método en las condiciones que le son menos favorables, es decir, una señal síncrona y estacionaria.

La tabla 3.19 muestra la medida de los grupos interarmónicos con ambos métodos. Se puede observar que con el método WPT la dispersión de energía del primer grupo interarmónico al resto de grupos, aunque no nula es relativamente baja.



**Figura 3.31.** Interarmónico sincrónico de frecuencia 65 Hz.

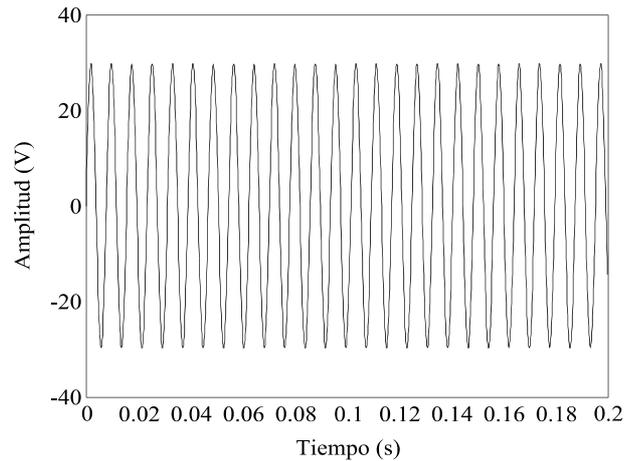
**Tabla 3.19.** Medida de los grupos interarmónicos en la señal de la figura 3.31 con el método IEC y el método WPT.

Grupo interarmónico	Método IEC (V)	Método WPT (V)
1	15	14.7125
2	0	0.5606
3	0	0.2032
4	0	0.2184
5	0	0.1240
6	0	0.0590
7	0	0.0368
8	0	0.0742
9	0	0.0501
10	0	0.0388
11	0	0.0325
12	0	0.0290
13	0	0.0310
14	0	0.0205
15	0	0.0289

*Ejemplo. Interarmónico no sincrónico.*

La señal que se analiza es un interarmónico no sincrónico de valor eficaz 21 V y frecuencia 128 Hz.

La figura 3.32 representa la forma de onda de la señal descrita.



**Figura 3.32.** Interarmónico no síncrono de frecuencia 128 Hz.

La tabla 3.20 presenta los resultados de los grupos interarmónicos calculados aplicando las agrupaciones del método IEC y el método WPT.

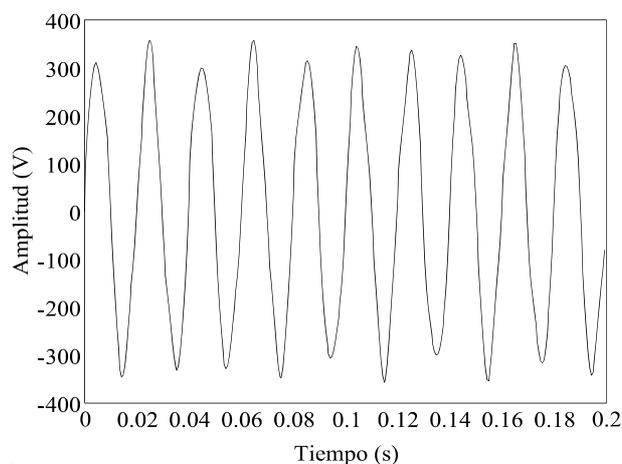
**Tabla 3.20.** Medida de los grupos interarmónicos en la señal de la figura 3.32 con el método IEC y el método WPT.

Grupo interarmónico	Método IEC (V)	Método WPT (V)
1	2.4498	2.4753
2	20.5425	20.5968
3	1.9885	1.5959
4	0.7279	0.6783
5	0.4060	0.3518
6	0.2622	0.2537
7	0.1829	0.1837
8	0.1336	0.1687
9	0.1005	0.1221
10	0.0770	0.1378
11	0.0595	0.1222
12	0.0462	0.0734
13	0.0361	0.1058
14	0.0289	0.0710
15	0.0249	0.0955

Ambos métodos dan medidas similares del valor eficaz del grupo interarmónico segundo que representa la energía de toda la señal. El método IEC da una medida de 20.5425 V con un error del 2.18% y el método WPT arroja 20.5968 V con un error del 1.92%. Para este grupo interarmónico el error con el método WPT propuesto es ligeramente inferior. Por otro lado, la energía dispersada a otros grupos interarmónicos es muy superior en el método IEC en el grupo interarmónico tercero, 1.988 V frente a 1.595 V y similar en el grupo interarmónico primero. El tercero, cuarto y quinto presentan mayor dispersión con método IEC y menor los de orden superior.

*Ejemplo. Armónicos con interarmónico no síncrono.*

Hemos comenzado el estudio del método WPT para grupos armónicos con un contenido típico formado por componente fundamental, 1.15 V de valor eficaz de tercer armónico, 6.21 V de armónico quinto, 2.53 V de armónico séptimo, 0.69 V de armónico noveno y 0.46 V de armónico undécimo. Veamos ahora la medida del grupo interarmónico cuando aparece la componente interarmónica del anterior ejemplo en la señal. La figura 3.33 representa la forma de onda de la señal resultante.



**Figura 3.33.** Señal con contenido armónico típico e interarmónico no síncrono de frecuencia 128 Hz.

La tabla 3.21 muestra los resultados obtenidos al calcular los grupos interarmónicos con el método IEC y el método WPT.

**Tabla 3.21.** Medida de los grupos interarmónicos en la señal de la figura 3.33 con el método IEC y el método WPT.

Grupo interarmónico	Método IEC (V)	Método WPT (V)
1	2.4498	2.4753
2	20.5425	20.5968
3	1.9885	1.5959
4	0.7279	0.6783
5	0.4060	0.3518
6	0.2622	0.2537
7	0.1829	0.1837
8	0.1336	0.1687
9	0.1005	0.1221
10	0.0770	0.1378
11	0.0595	0.1222
12	0.0462	0.0734
13	0.0361	0.1058
14	0.0289	0.0710
15	0.0249	0.0955

La medida del segundo grupo interarmónico es similar con ambos métodos, 20.5425 V con error 2.18% con el método IEC y 20.5968 V con error 1.92% con el método WPT. Con el método WPT el error es ligeramente inferior además de que la dispersión de energía en los grupos interarmónicos tercero a sexto es menor. Sin embargo en el resto de grupos interarmónicos la medida con el método WPT es ligeramente mayor como consecuencia de la característica frecuencial del árbol de descomposición en el cuarto nivel.

Como se ha podido comprobar con los resultados obtenidos en los distintos ejemplos mostrados, la medida del grupo interarmónico empleando el método de la IEC es exacta cuando la componente interarmónica es sincrónica, presentando el método WPT un error reducido. En cambio, en el caso de interarmónicos no sincrónicos, el resultado que se obtiene con el método WPT es superior al que se obtiene con el método IEC si la componente interarmónica está próximo al centro del grupo interarmónico. Este resultado se repite en el caso de la presencia de componentes armónicas e interarmónicas simultáneamente si de nuevo la componente interarmónica está próxima al centro del grupo interarmónico.

### 3.3.3. Método de medida del grupo subarmónico basado en la Transformada Wavelet Packet

#### 3.3.3.1. Definición del valor eficaz del grupo subarmónico

En el capítulo primero ya expusimos que los subarmónicos son componentes espectrales de frecuencia  $f$  que cumple  $0 < f < f_1$  siendo  $f_1$  la frecuencia fundamental de la red.

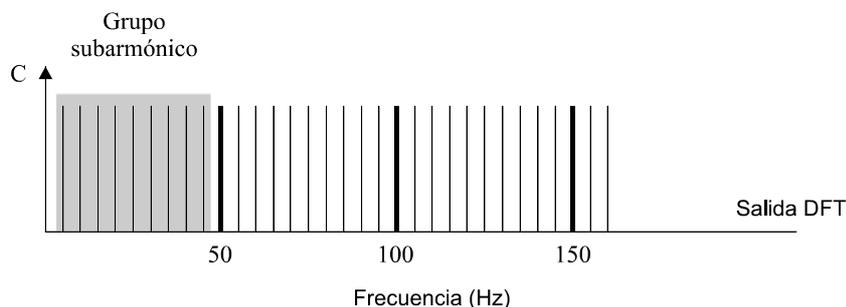
La norma EN 50160 no especifica ninguna característica que deba cumplir la tensión suministrada por las redes generales de distribución en cuanto a presencia de componentes subarmónicas.

El estándar IEC 61000-4-7 no define ninguna agrupación de líneas espectrales para las componentes espectrales subarmónicas pero con el fin de completar nuestro estudio podemos definir una agrupación análoga al grupo interarmónico para todas las componentes espectrales de frecuencia inferior a 50 Hz a la que denominaremos grupo subarmónico.

- Definimos el valor eficaz del grupo subarmónico,  $C_{sg}$  como la raíz cuadrada de la suma de los cuadrados del valor eficaz de las componentes espectrales inferiores a 50 Hz.

$$C_{sg}^2 = \sum_{i=1}^9 C_i^2$$

La figura 3.34 muestra las líneas que agrupa el grupo subarmónico.

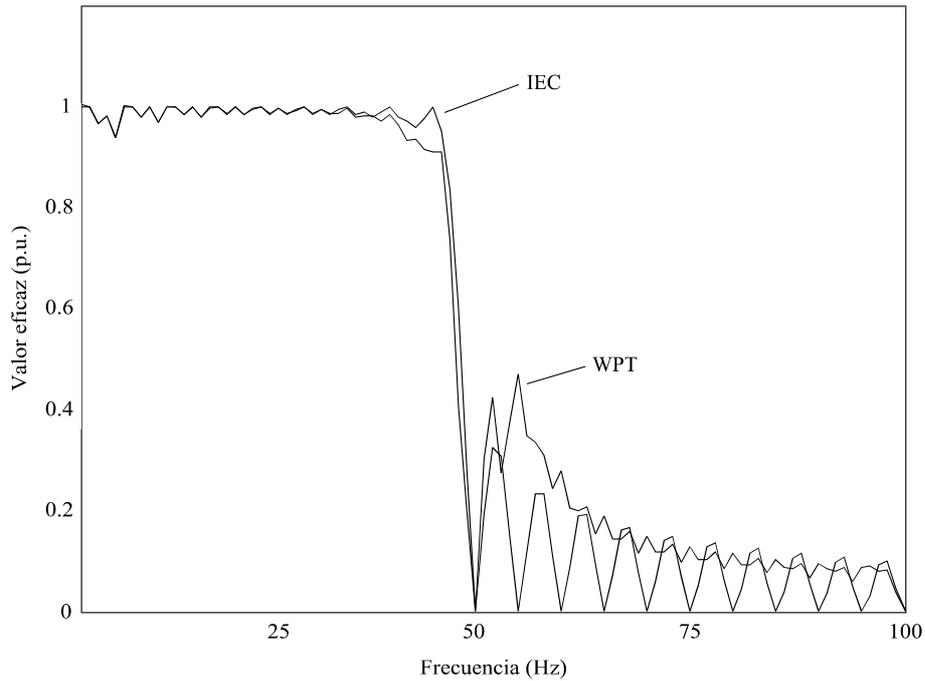


**Figura 3.34.** Líneas espectrales de grupo subarmónico.

Las bandas espectrales de salida del cuarto nivel del árbol de descomposición, figura 3.25, incluye una banda de salida entre 0 Hz y 50 Hz,  $d_0^4$ . La banda de salida llega hasta 50 Hz, pero en la etapa de preprocesado de la señal para el cálculo de grupos interarmónicos hemos filtrado la componente fundamental por lo que su energía no es computada en la banda. En consecuencia esta banda puede tomarse como una medida del contenido energético subarmónico de la señal analizada utilizando la misma etapa de preprocesado.

Hemos realizado un barrido frecuencial desde 0 Hz hasta 100 Hz con señales tono de valor eficaz unidad. Para cada tono se ha calculado la agrupación del grupo subarmónico que hemos definido basada en el método IEC y el resultado de la banda  $d_0^4$  del cuarto nivel del árbol de descomposición después de la etapa de preprocesado de la señal que es la medida que ofrece el método WPT.

La característica en frecuencia se muestra en la figura 3.35. Resulta análoga a la de las bandas de descomposición de los grupos interarmónicos para ambos métodos cuando la frecuencia del tono se encuentra dentro de la banda del grupo subarmónico. Sin embargo presenta una dispersión mayor empleando el método WPT cuando el tono tiene una frecuencia fuera del grupo subarmónico. No obstante, esta dispersión se atenúa conforme nos alejamos del origen en el eje frecuencial cayendo, para componentes no síncronas, por debajo de los valores de la dispersión del método IEC extendido.



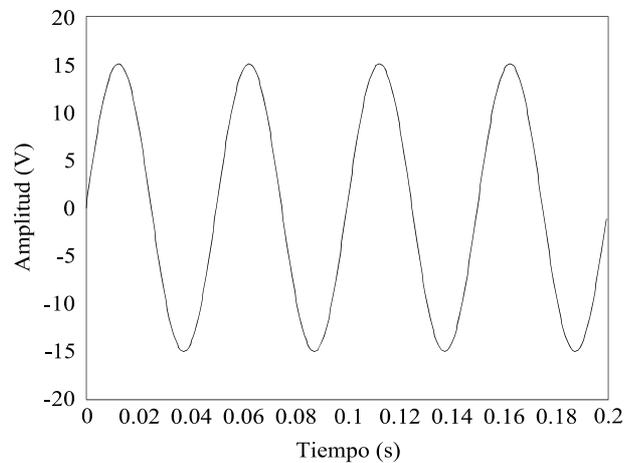
**Figura 3.35.** Comparación de la característica frecuencial del método IEC extendido y el método WPT para el grupo subarmónico.

### 3.3.3.2. Análisis comparativos de señales con el método IEC extendido y el método WPT

Analicemos ahora algunas señales con contenido subarmónico síncrono y no síncrono con la ventana de adquisición mediante el método WPT y la extensión propuesta del método IEC.

*Ejemplo. Subarmónico síncrono.*

La figura 3.36 muestra la forma de onda de un subarmónico de amplitud 15 V y frecuencia 20 Hz.



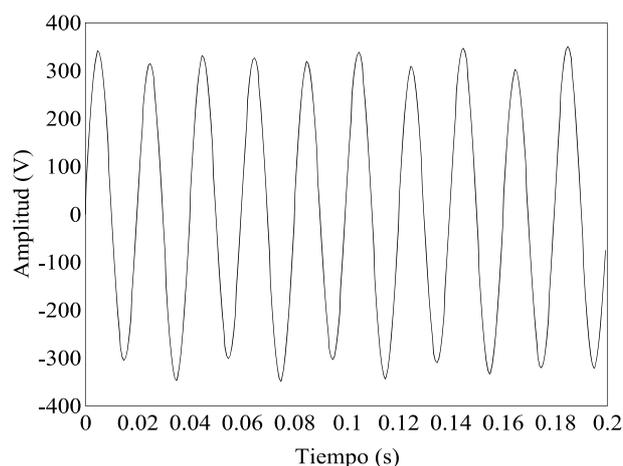
**Figura 3.36.** Subarmónico de frecuencia 20 Hz.

El valor eficaz obtenido a partir de las muestras de la ventana es de 10.6066 V.

Se trata de una componente síncrona por lo que el método IEC extendido con la medida del grupo subarmónico que hemos definido ofrece una medida exacta de 10.6066 V. La medida que ofrece el método WPT es 10.6012 V, es decir un error de tan solo 0.051%. En el caso de componentes síncronas el método IEC extendido siempre dará una medida exacta pero este ejemplo pone de relieve que el error del método WPT es muy bajo en dichas condiciones.

*Ejemplo. Subarmónico no síncrono.*

La figura 3.37 muestra la forma de onda de un subarmónico no síncrono de 16.8507 V y frecuencia 23 Hz superpuesto a la componente fundamental. El valor eficaz de la señal durante la ventana de observación calculado a partir de las muestras adquiridas es de 231.0174 V.

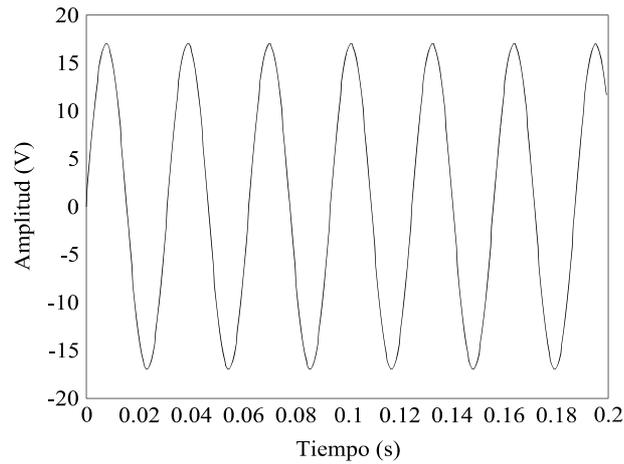


**Figura 3.37.** Componente fundamental con subarmónico no síncrono de 23 Hz.

El grupo subarmónico del método IEC extendido ofrece una medida de 16.7207 V y el grupo subarmónico del método WPT suministra un valor de 16.7246 V. El primero presenta un error respecto del valor eficaz del subarmónico del 0.77% y el segundo del 0.75%.

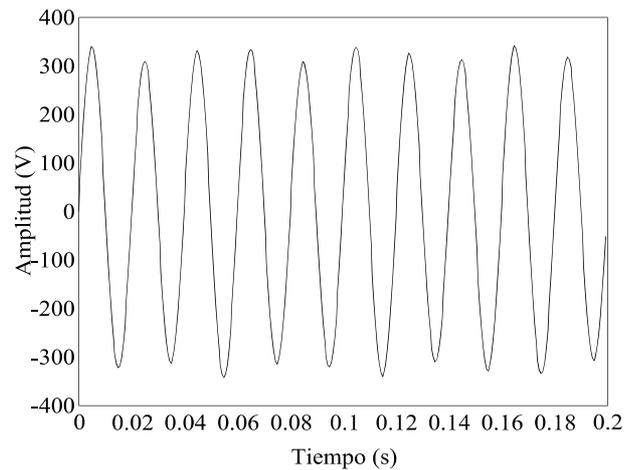
*Ejemplo. Subarmónico no síncrono.*

Veamos la influencia de la componente fundamental en ambos métodos. Añadamos a la componente fundamental de 230 V un subarmónico no síncrono de frecuencia 32 Hz y valor eficaz 12.0639 V. La forma de onda del subarmónico se muestra en la figura 3.38.



**Figura 3.38.** Subarmónico no sincrónico de frecuencia 32 Hz.

La figura 3.39 muestra la forma de onda de la señal resultante.



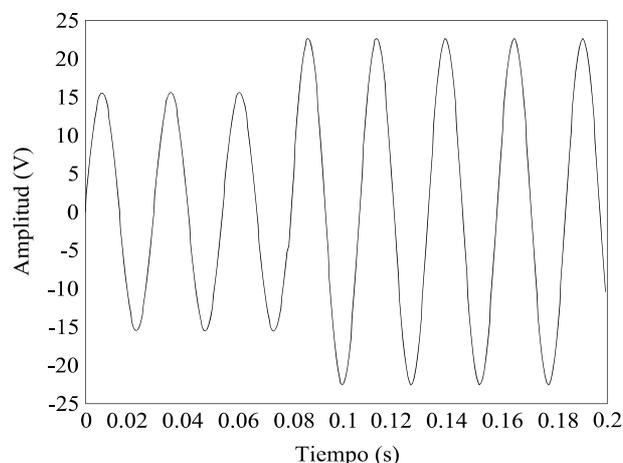
**Figura 3.39.** Componente fundamental con subarmónico no sincrónico de frecuencia 32 Hz.

De nuevo ambos métodos ofrecen las mismas medida de 11.9327 V el IEC extendido y 11.9273 V el WPT. A pesar de que la contribución del interarmónico no sincrónico a la línea espectral de la componente fundamental es eliminada en la etapa de preprocesado junto con la componente fundamental dado su pequeña magnitud, el resultado final permanece invariante también en el método WPT. Queda de nuevo justificado el filtrado de la componente fundamental en la etapa de preprocesado del método WPT para obtener un resultado satisfactorio.

*Ejemplo. Subarmónico no sincrónico.*

Veamos el caso de un subarmónico no estacionario de frecuencia 38 Hz que en el instante 0.07815 s de la ventana de adquisición pasa de tener valor eficaz de 11 V, amplitud de 15.56 V, a valor

eficaz de 16 V, amplitud de 22.63 V. El valor eficaz de la señal resultante durante la ventana calculado a partir de las muestras es de 14.1399 V.



**Figura 3.40.** Subarmónico no sincrónico de frecuencia 38 Hz.

Dado que la frecuencia del subarmónico no es sincrónica además de su carácter no estacionario existe fuga de energía fuera de la zona subarmónica del espectro de la señal. La medida que aporta el método IEC extendido con el subgrupo armónico es de 13.8831 V, presentando un error del 1.82% respecto del valor eficaz de la señal en la ventana. Por otra parte el método WPT da una medida de 13.9142 V, incurriendo en un error del 1.60% inferior al del método IEC extendido.

### 3.3.4. Caracterización temporal de la señal

Como ya se expuso en el segundo capítulo, el método IEC no puede suministrar información sobre las particularidades temporales de la señal que analiza por estar basado en el análisis de Fourier que supone a la señal estacionaria y sincrónica con la ventana de observación y la descompone en señales sinusoidales de iguales características. El método IEC se limita a suministrar la medida de las agrupaciones. En consecuencia, el análisis que se realice del contenido espectral puede resultar difícil y erróneo. Hemos expuesto como una componente que no cumpla condiciones de sincronía, carácter no estacionario o ambos casos simultáneamente, ocasiona la alteración de la medida de agrupaciones de distinto orden al que le corresponde por el valor de su frecuencia. Con el método IEC no es posible saber si esa alteración es debida a energía dispersada o a la presencia de un contenido frecuencial en esa zona del espectro de la señal. No olvidemos que cuando se realizan medidas reales de la señal de una línea eléctrica no disponemos de información a priori de su contenido espectral. Por ejemplo, una medida del grupo armónico quinto puede deberse a la componente armónica de 250 Hz, o a una componente interarmónica sincrónica, estacionaria o no de

por ejemplo 270 Hz, o estar ocasionada por la dispersión espectral de una componente interarmónica no síncrona de, por ejemplo 293.5 Hz, que también puede ser estacionaria o no serlo.

Por otra parte el análisis wavelet se ha utilizado para caracterizar temporalmente señales procedentes de línea eléctricas pero utilizando la Transformada Wavelet Discreta y no la Transformada Wavelet Packet. Por la primera vía, aunque se pueden detectar eventos temporales con los que caracterizar la señal pero no se puede hacer un seguimiento de las variaciones de las componentes espectrales de una agrupación de un determinado orden en particular.

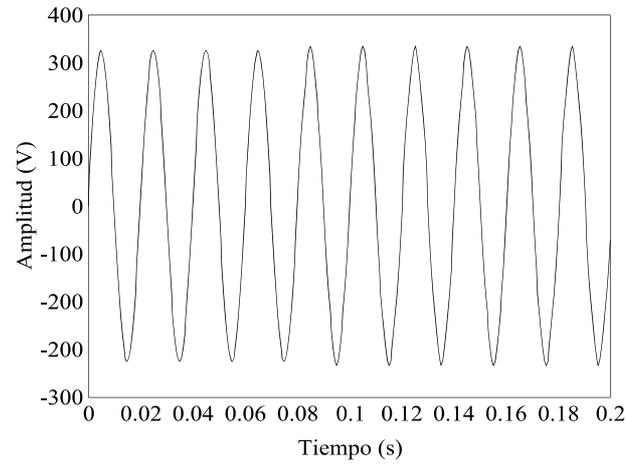
Nos planteamos hacer un estudio de la señal en el dominio temporal mediante la Transformada Wavelet Packet que sirva para dar una orientación al usuario sobre como valorar las medidas que aporta el método WPT. La información temporal procederá del tercer nivel de descomposición del árbol y las medidas de los niveles cuarto y quinto como ya se ha expuesto. Debe tenerse en cuenta que en los niveles de descomposición cuarto y quinto del árbol se dispone de una mayor resolución frecuencial pero peor resolución temporal que en el tercer nivel, en virtud del Principio de Incertidumbre, en cambio, en el tercer nivel aunque la resolución frecuencial es menor, 100 Hz de anchura espectral de las bandas de salida en ese nivel, la resolución temporal es mayor que en los niveles posteriores.

La información de la señal que obtengamos puede ser muy útil como indicador de qué magnitud, grupo armónico, grupo interarmónico o grupo subarmónico, debe ser estudiada para la señal analizada. Es decir, dispondremos de la información a priori que nos permitirá discernir qué magnitud debe ser valorada.

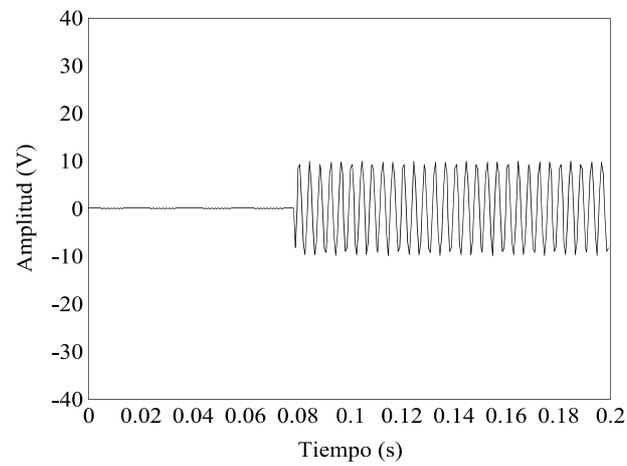
*Ejemplo. Armónico no estacionario.*

La señal cuya forma de onda se muestra en la figura 3.41 está formada por la componente fundamental de la red y un quinto armónico no estacionario que aparece en el instante 79.375 ms de la ventana con una amplitud de 10 V. El armónico tiene un valor eficaz de 5.4969 V durante la ventana de muestreo.

La figura 3.42 muestra la señal una vez filtrada la componente fundamental y reconstruida, poniendo de relieve la aparición del quinto armónico. El valor eficaz de la señal reconstruida es de 5.4969 V.

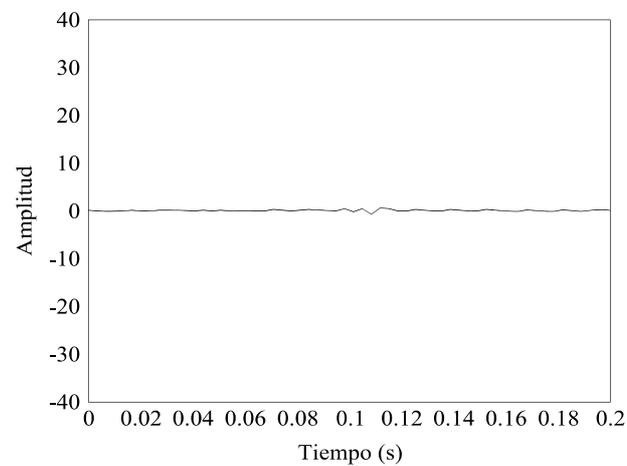


**Figura. 3.41.** Componente fundamental con quinto armónico no estacionario.

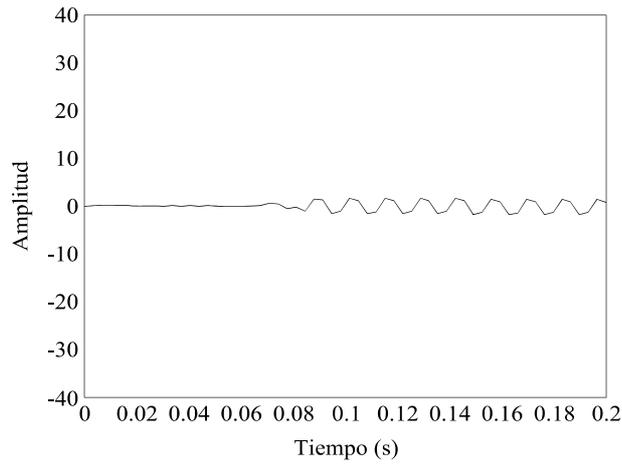


**Figura. 3.42.** Señal filtrada y reconstruida.

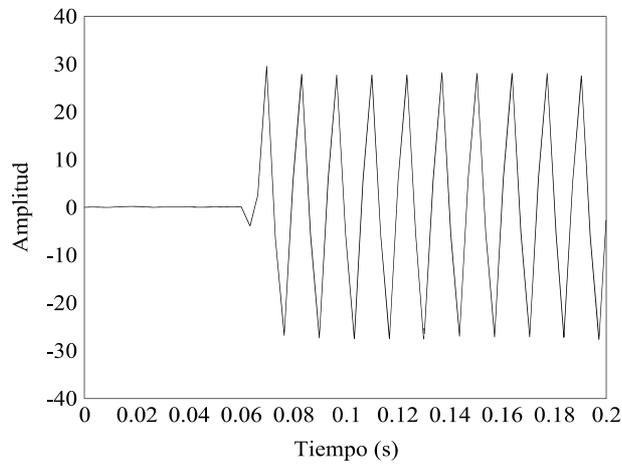
Las siguiente figuras muestran las señales en las bandas del tercer nivel del árbol de descomposición.



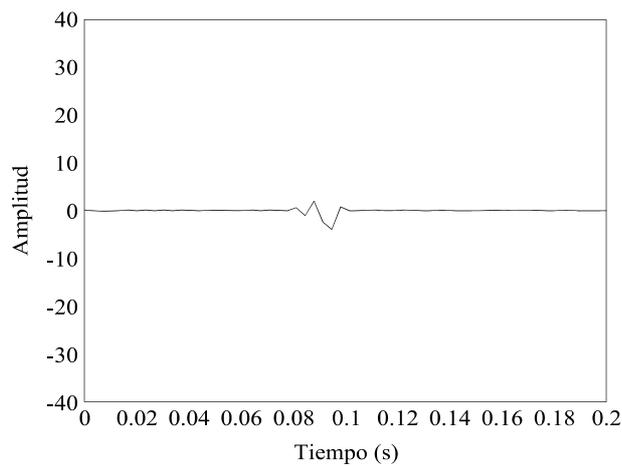
**Figura 3.43.** Evolución temporal de la banda de salida de 0 Hz a 100 Hz.



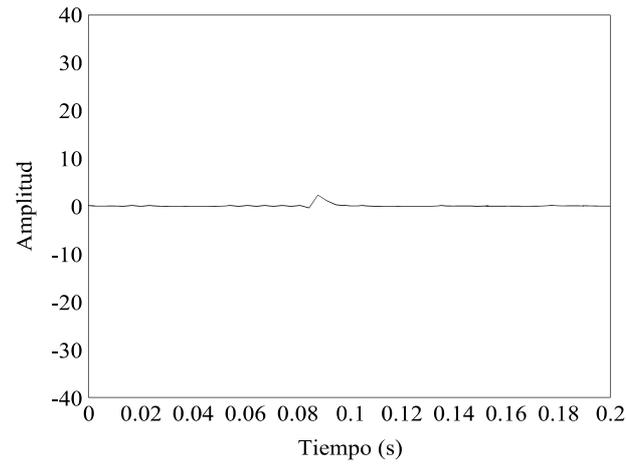
**Figura 3.44.** Evolución temporal de la banda de salida de 100 Hz a 200 Hz.



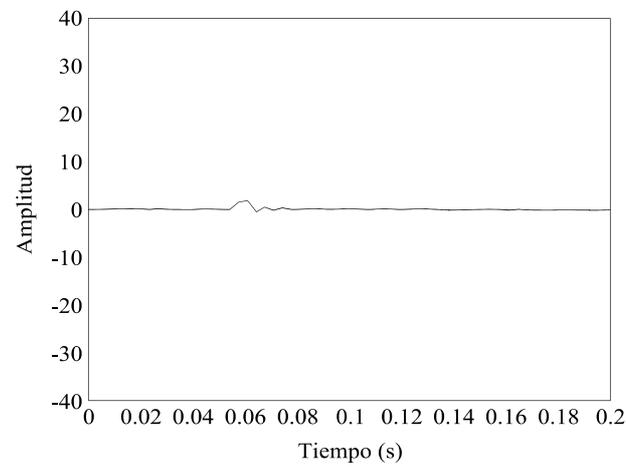
**Figura 3.45.** Evolución temporal de la banda de salida de 200 Hz a 300 Hz.



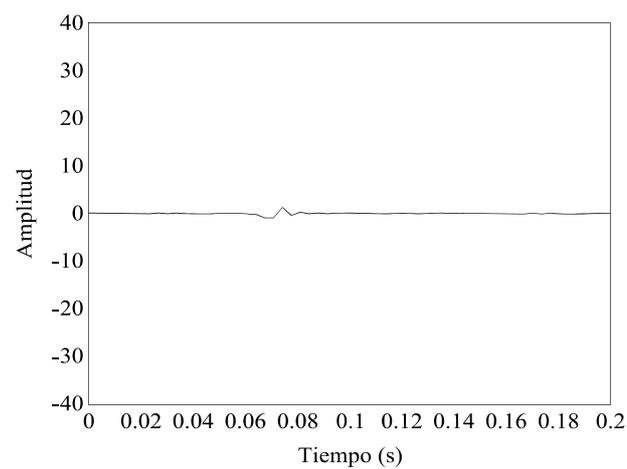
**Figura 3.46.** Evolución temporal de la banda de salida de 300 Hz a 400 Hz.



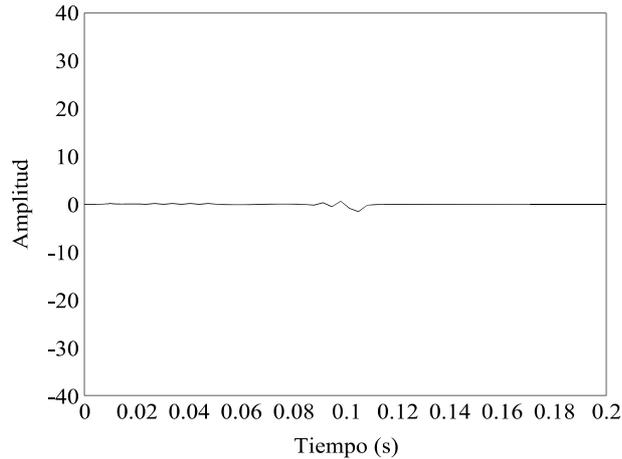
**Figura 3.47.** Evolución temporal de la banda de salida de 400 Hz a 500 Hz.



**Figura 3.48.** Evolución temporal de la banda de salida de 500 Hz a 600 Hz.



**Figura 3.49.** Evolución temporal de la banda de salida de 600 Hz a 700 Hz.



**Figura 3.50.** Evolución temporal de la banda de salida de 700 Hz a 800 Hz.

En la banda de salida entre 200 Hz y 300 Hz se puede observar la aparición del armónico. La energía en esta banda, calculada a partir de los coeficientes  $d_3^3$ , es de 5.4508 V, un error de solo 0.83%.

Debemos matizar que la amplitud de la oscilación no se corresponde con la real del armónico por efecto de la ganancia a través de los filtros de los tres primeros niveles de descomposición.

En cuanto a la precisión en determinar el instante de inicio debe tenerse en cuenta que por efecto del downsampling después de cada filtro el número de coeficientes en el tercer nivel es de 60. Esto hace que la resolución temporal se haya reducido a 3.333 ms cuando en la señal muestreada la resolución temporal es el periodo de muestreo 0.625 ms. En este caso a simple vista de la figura 3.45 puede situarse la aparición del armónico en el instante 70 ms de la ventana de observación. De modo más exhaustivo, en un sistema automático de monitorización de la señal podría definirse un umbral de disparo para detectar un evento temporal.

Atribuiremos el contenido espectral a una componente armónica y no a una componente interarmónica dado que no se producen oscilaciones en las bandas laterales. Si se tratase de una componente interarmónica, la dispersión de energía ocasionaría una oscilación en la banda más cercana a dicha componente interarmónica. En este caso, debemos observar la medida del grupo armónico de quinto orden.

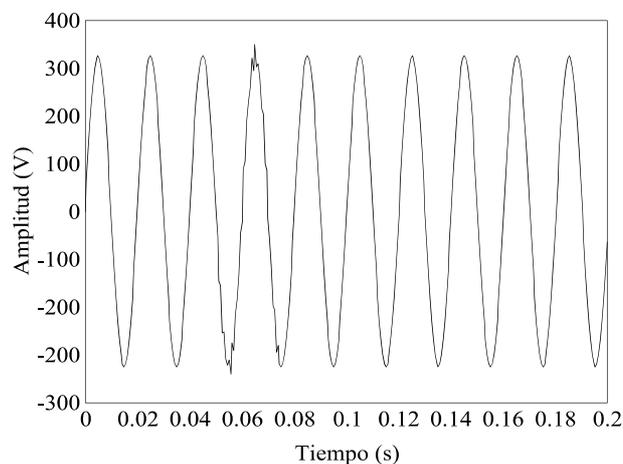
La tabla 3.22 muestra los valores de los grupos armónicos. El método IEC da una medida de 5.4061 V mientras que el método WPT da una medida de 5.3941 V en el grupo armónico quinto. Los errores son del 1.65% y del 1.87% respectivamente con referencia al valor eficaz del armónico calculado a partir de las muestras de 5.4969 V.

**Tabla 3.22.** Medida de los grupos armónicos de la señal de la figura 3.41 con el método IEC y el método WPT.

Grupo armónico	Método IEC (V)	Método WPT (V)
1	230.0072	230.0072
2	0.1732	0.1647
3	0.2551	0.4484
4	0.5650	0.5270
5	5.4061	5.3941
6	0.5885	0.6257
7	0.2767	0.2615
8	0.1898	0.1937
9	0.1488	0.1478
10	0.1253	0.1085
11	0.1106	0.1124
12	0.1008	0.1022
13	0.0944	0.0935
14	0.0902	0.0865
15	0.0879	0.0879

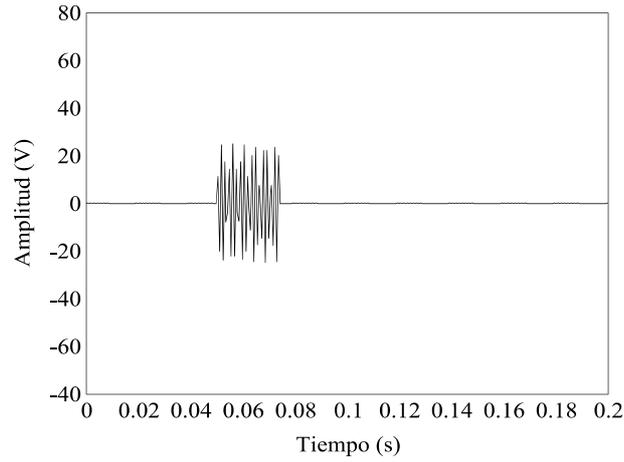
*Ejemplo. Ráfaga interarmónica.*

La señal de la figura 3.51 representa la aparición de una ráfaga de un interarmónico de frecuencia 680 Hz y amplitud 25 V sobre la componente fundamental de la red eléctrica. La ráfaga aparece en el instante 50 ms y desaparece en el instante 75 ms de la ventana de adquisición de la señal. Su valor eficaz calculado a partir de las muestras es de 6.2177 V.



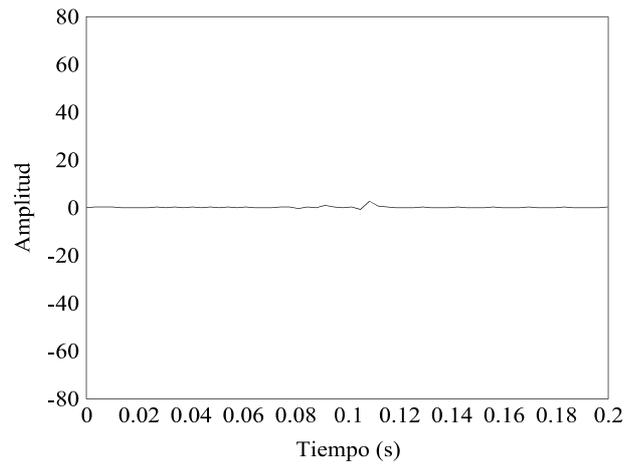
**Figura. 3.51.** Componente fundamental con ráfaga de interarmónico de frecuencia 680 Hz.

La figura 3.52 muestra la señal después de que se filtre la componente fundamental y se reconstruya.

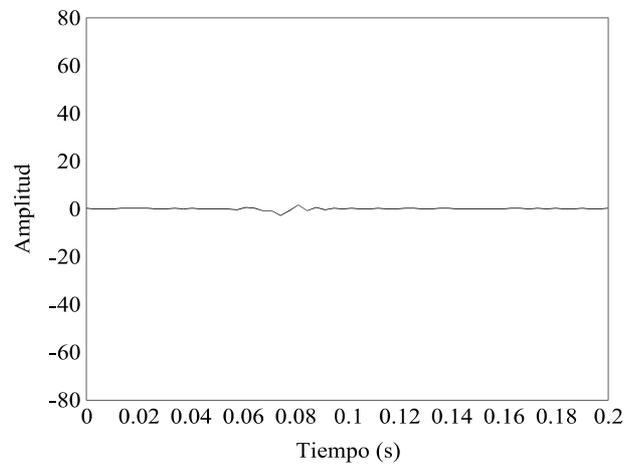


**Figura 3.52.** Señal filtrada y reconstruida.

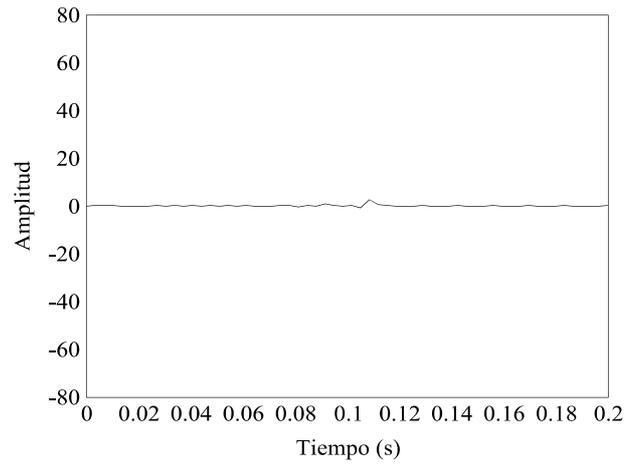
Las siguiente figuras muestran la evolución temporal de los coeficientes en las bandas del tercer nivel del árbol de descomposición.



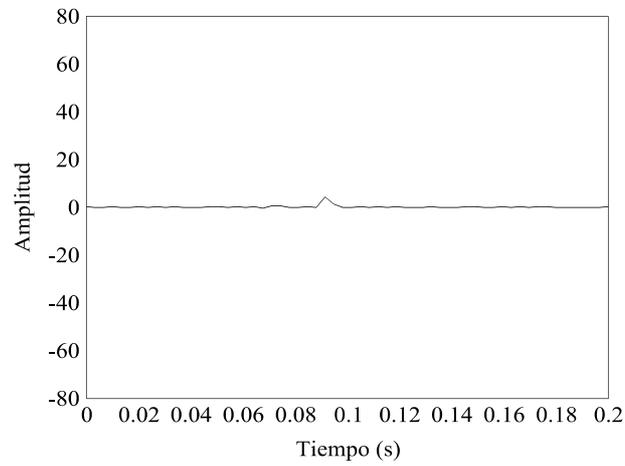
**Figura 3.53.** Evolución temporal de la banda de salida de 0 Hz a 100 Hz.



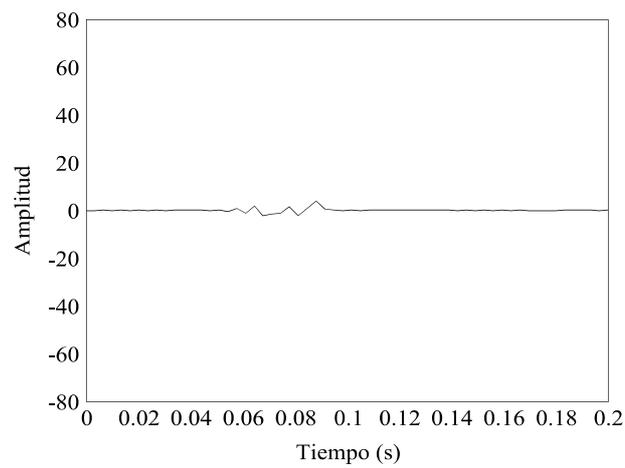
**Figura 3.54.** Evolución temporal de la banda de salida de 100 Hz a 200 Hz.



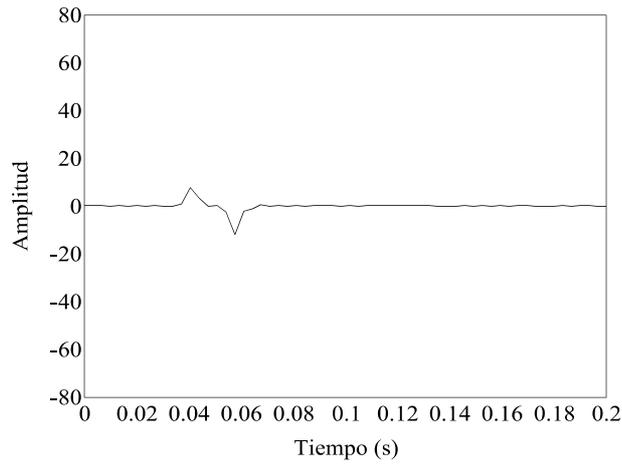
**Figura 3.55.** Evolución temporal de la banda de salida de 200 Hz a 300 Hz.



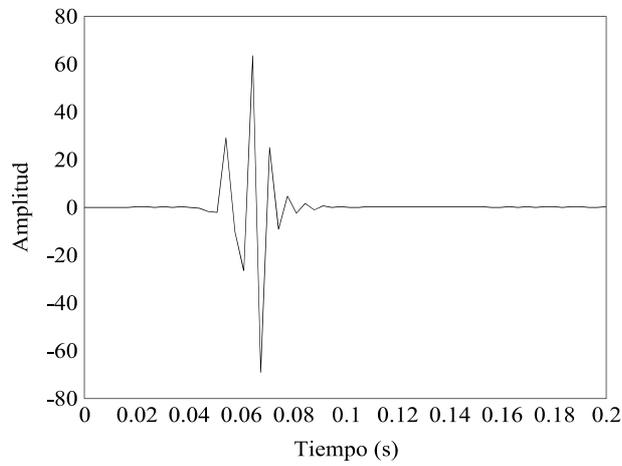
**Figura 3.56.** Evolución temporal de la banda de salida de 300 Hz a 400 Hz.



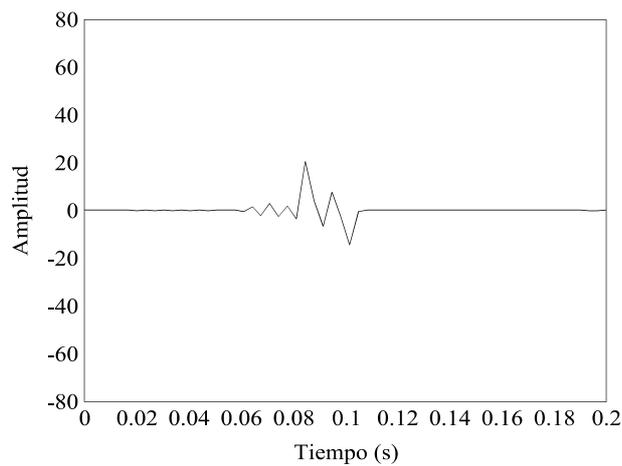
**Figura 3.57.** Evolución temporal de la banda de salida de 400 Hz a 500 Hz.



**Figura 3.58.** Evolución temporal de la banda de salida de 500 Hz a 600 Hz.



**Figura 3.59.** Evolución temporal de la banda de salida de 600 Hz a 700 Hz.



**Figura 3.60.** Evolución temporal de la banda de salida de 700 Hz a 800 Hz.

En la banda  $d_7^3$  entre 600 Hz y 700 Hz, figura 3.59, puede apreciarse la posición de la ráfaga, dada la amplitud muy superior a las oscilaciones presentes en el resto de bandas. La energía en esta banda, calculada a partir de los coeficientes  $d_7^3$ , es de 5.9304 V, cometiendo un error del 4.62%.

La alta dispersión de señal a la banda  $d_8^3$ , entre 700 Hz y 800 Hz, sugiere que la ráfaga no está centrada en la banda sino que se puede tratar de un interarmónico de frecuencia desplazada a frecuencias superiores al centro de la banda  $d_7^3$ . La tabla 3.23 nos muestra las medidas de los grupos interarmónicos que ofrecen el método IEC y el método WPT.

Para el grupo interarmónico de orden decimotercero el método IEC da una medida de 5.5247 V con un error del 10.47% respecto del valor eficaz del evento, 6.2177 V. El método WPT da una medida de 5.6215 V reduciéndose el error al 9.59%.

**Tabla 3.23.** Medida de los grupos interarmónicos de la señal de la figura 3.51. con el método IEC y el método WPT.

Grupo interarmónico	Método IEC (V)	Método WPT (V)
1	0.1184	0.1209
2	0.1191	0.1284
3	0.1263	0.1586
4	0.1377	0.0935
5	0.1483	0.1439
6	0.1574	0.1441
7	0.1726	0.2000
8	0.2064	0.1845
9	0.2660	0.2574
10	0.3551	0.4146
11	0.5005	0.7111
12	0.9244	0.9857
13	5.5247	5.6215
14	1.7518	1.2291
15	0.8779	0.9162

### 3.4. Propuesta del método WPT como vía alternativa de medida del espectro de señales eléctricas dentro del marco del estándar IEC 61000-4-7

El método WPT que hemos expuesto suministra la medida de los grupos armónicos y grupos interarmónicos, ambos de acuerdo con la definición del estándar IEC 61000-4-7. Además suministra la medida del grupo subarmónico que hemos definido e información de la señal en el dominio temporal. De este modo constituye el desarrollo de la vía de análisis alternativo que propone el propio estándar IEC 61000-4-7.

El método WPT se representa de un modo esquemático y general para todas las agrupaciones en la figura 3.61.

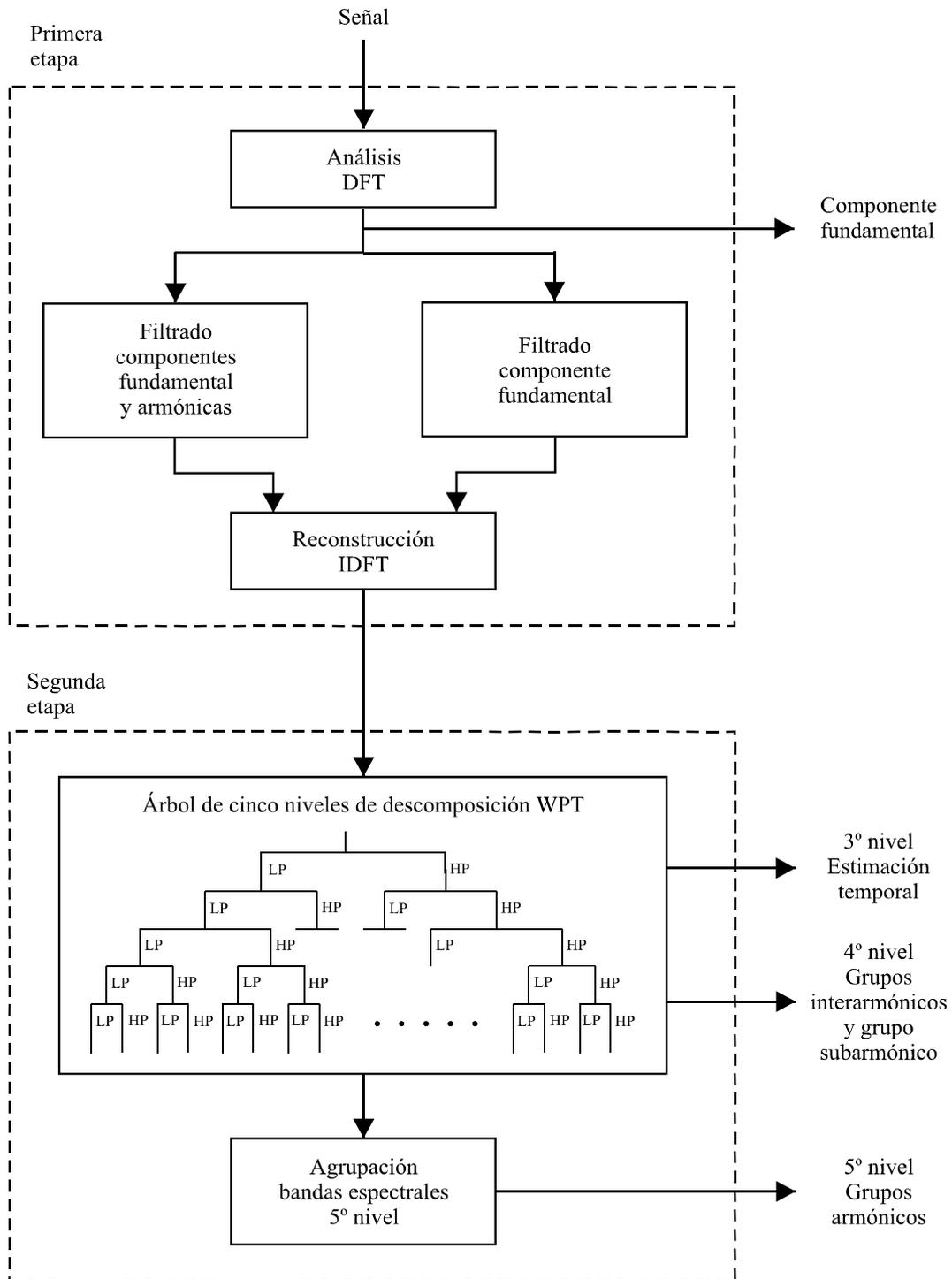


Figura 3.61. Esquema general del método WPT.

Finalmente, puede ser descrito de forma resumida para todas las agrupaciones del siguiente modo:

Primera etapa: preprocesado de la señal.

1. Se muestrea la señal con la ventana definida por el estándar IEC 61000-4-7.
2. Se descompone la señal mediante la DFT.
3. Se obtiene la medida de la componente fundamental.
4. Se filtra la componente fundamental si se desea la medida de los grupos armónicos e información en el dominio temporal o se filtran la componente fundamental y las componentes armónicas si se desea la medida de los grupos interarmónicos o el grupo subarmónico.
5. Se reconstruye la señal mediante la IDFT.

Segunda etapa: análisis con el árbol de la Transformada Wavelet Packet.

6. Se descompone la señal resultante con el árbol de descomposición.
7. Se obtiene la medida de los grupos armónicos agrupando la bandas del quinto nivel del árbol, además de información temporal del tercer nivel, o se toma la medida del cuarto nivel del árbol si se desea la medida de los grupos interarmónicos y el grupo subarmónico.

Hemos expuesto como el método IEC presenta excelentes resultados para señales sincronicas estacionarias pero en la señal de la red cada vez aparecen más componentes no estacionarias y no sincronicas en las que el método WPT puede ser más eficaz con señales especialmente alejadas de este comportamiento ideal.

Desde esta perspectiva se puede incorporar el método WPT a la norma IEC 61000-4-7 desarrollando así la posibilidad de herramientas de análisis alternativo que actualmente contempla.

Esta alternativa nos permite:

- Conocer la componente fundamental mediante el análisis de Fourier.
- Conocer el contenido espectral de la señal con lo grupos armónicos exclusivamente.
- Si se aprecia un alto nivel de alguna componente armónica, diferenciar si se trata de energía procedente de su armónico o procedente de componentes interarmónicas, mediante los grupos interarmónicos.

- Caracterizar temporalmente eventos en la señal, inferir la naturaleza de la señal y planificar una estrategia de medida y análisis con las magnitudes que el propio método suministra.
- Conocer el contenido subarmónico de la señal.

Cada método presenta un error en la medida que ofrece. El método IEC solo ofrece una medida totalmente exacta en el caso particular de componentes síncronas y estacionarias. Sin embargo, la creciente cantidad de componentes espectrales no deseadas en la señal de la red eléctrica habitualmente no cumplen estas dos propiedades. Precisamente para esas componentes espectrales no estacionarias o no síncronas el método WPT puede dar medidas más exactas que el método IEC lo que le hace de especial interés en sistemas donde la señal eléctrica sufre una alta distorsión.



#### **4. Instrumentación virtual para medida de armónicos, interarmónicos y subarmónicos**

---



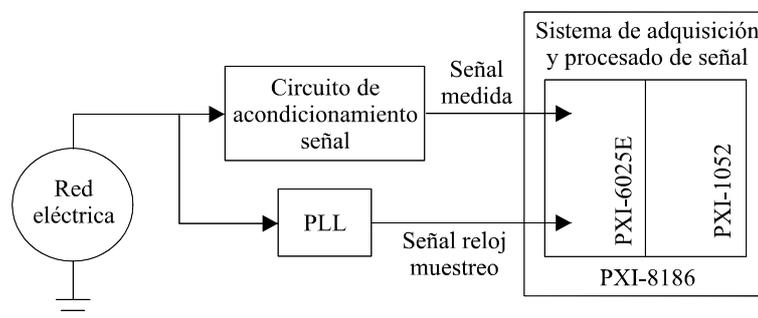
## 4.1 Introducción

Los resultados expuestos en el capítulo anterior han sido obtenidos mediante simulación en un computador utilizando el software MATLAB<sup>®</sup> de MathWorks, Inc. En este capítulo mostramos la implementación del método IEC y el método WPT propuesto para el cálculo de grupos armónicos y de grupos interarmónicos sobre un equipo electrónico de laboratorio de adquisición y procesado de señal. Con este equipo hemos tomado medidas de señales eléctricas generadas con una fuente de corriente alterna programable.

En este apartado se describe el equipo de medida utilizado para implementar el método estándar IEC y el método WPT que proponemos, así como el software desarrollado con este propósito.

## 4.2 Sistema de medida de la señal de la línea eléctrica

El sistema de medida de la señal de la línea eléctrica está formado por un sistema de adquisición y procesado de señal, un circuito de acondicionamiento de esta y un circuito de sincronización de bucle enganchado en fase o PLL. El sistema se muestra en la figura 4.1.



**Figura 4.1.** Sistema de medida.

En el sistema de medida se muestrea la señal de la línea eléctrica la cual se reduce a los niveles admisibles por la tarjeta de adquisición mediante el circuito para acondicionamiento de la señal. Las muestras se toman en ventanas sincronizadas con la frecuencia fundamental de la red eléctrica mediante el PLL. El sistema de adquisición y procesado de señal es el encargado de aplicar los métodos IEC y WPT a las muestras tomadas y de suministrar los resultados al usuario. Pasemos a describir cada una de las partes de este sistema de medida.

#### 4.2.1. Sistema de adquisición y procesado de señal

Hemos empleado un equipo de laboratorio para adquisición de señales basado en la tecnología PXI<sup>®</sup> de National Instruments, Inc. El equipo consta de un chasis PXI-8186 en el que se pueden alojar diferentes dispositivos electrónicos modulares como en nuestro caso el microcontrolador PXI-1052 y la tarjeta de adquisición de datos PXI-6025E. La comunicación entre los módulos se realiza a través de un bus de comunicaciones interno. El chasis contiene la alimentación interna de la red que alimenta al resto de módulos.

El controlador PXI-1052 está basado en un microprocesador Pentium 4<sup>®</sup> de Intel, Inc. con una velocidad de reloj de 2.2 GHz, memoria RAM de 512 MB y un disco duro de 25.4 GB. Este equipo funciona bajo sistema operativo WindowsXP<sup>®</sup> Professional de Microsoft, Inc. y en el está instalado el software NI LabVIEW<sup>®</sup> de National Instruments, Inc. En este controlador se pueden conectar monitor, teclado, ratón, impresora y dispositivos de instrumentación electrónica a través de sus puertos de comunicaciones GPIB y USB.

La tarjeta de adquisición de datos PXI-6025E tiene entradas y salidas analógicas y digitales, terminales de tierra de referencias, salidas de tensión continua, terminales de disparo de adquisición, etc. Veamos ahora sus principales características técnicas. La figura 4.2 muestra el diagrama de bloques de la tarjeta de adquisición de datos.

##### *Entrada analógica*

- Número de canales: 16 canales simples u 8 canales diferenciales
- Resolución: 12 bits
- Rango de tensión:  $\pm 10$  V
- Velocidad de muestreo: 200 kHz
- Tamaño buffer FIFO: 512 muestras
- Transferencia de datos: DMA, interrupciones, I/O programada

##### *Salida analógica*

- Número de canales: 2 canales
- Resolución: 12 bits
- Velocidad de salida: 10 kHz en modo DMA, 1 kHz en modo interrupciones
- Transferencia de datos: DMA, interrupciones I/O programada

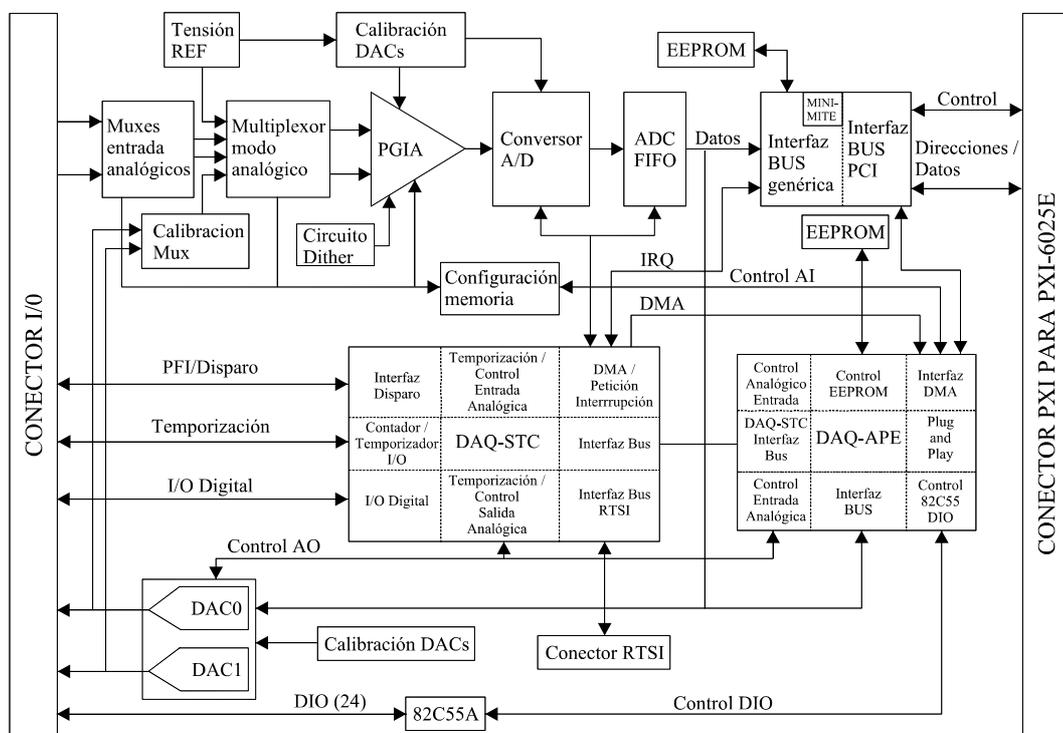
- Rango de tensión:  $\pm 10$  V
- Rango de corriente:  $\pm 5$  mA
- Impedancia de salida:  $0.1 \Omega$  máximo

*I/O digital*

- Número de canales: 32 canales
- Compatibilidad TTL/CMOS
- Transferencia de datos: interrupciones, I/O programada

*Temporización I/O*

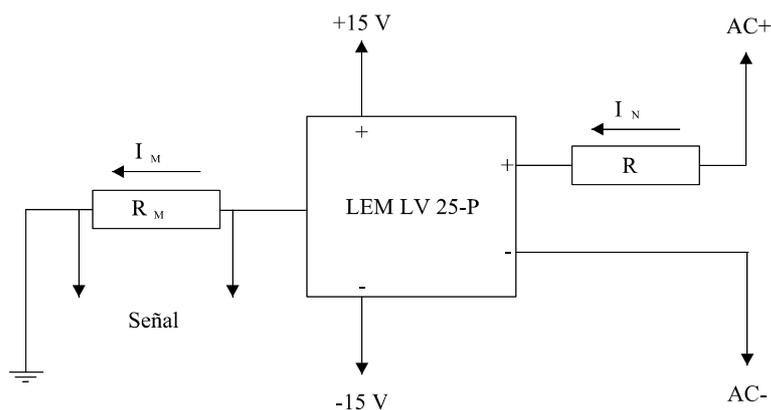
- Número de canales: 2 contadores/temporizadores
- Resolución contadores/temporizadores: 24 bits
- Divisores de frecuencia: 4 bits
- Compatibilidad: TTL/CMOS
- Relojes base contadores temporizadores: 20 MHz, 100 kHz
- Relojes base divisores de frecuencia: 10 MHz, 100 kHz



**Figura 4.2.** Diagrama de bloques de la tarjeta PXI-6025E.

#### 4.2.2. Circuito para acondicionamiento de señal

La tensión nominal de la red eléctrica es de 230 V eficaces oscilando entre  $\pm 325.27$  V por lo que debemos reducir estos valores máximo y mínimo a niveles dentro de los  $\pm 10$  V admitidos por la tarjeta en sus entradas analógicas. Para ello hemos utilizado el circuito de acondicionamiento de señal de la figura 4.3.



**Figura 4.3.** Circuito para acondicionamiento de señal.

El dispositivo LEM LV 25-P es un transductor basado en el efecto Hall para medida de tensión en circuitos electrónicos con aislamiento galvánico entre el circuito primario y el circuito secundario, para alta tensión y baja tensión respectivamente. Su funcionamiento se basa en el principio de compensación magnética del circuito secundario sobre el primario y permite la medida de corrientes continuas, alternas e impulsos. Sus principales características técnicas son las siguientes.

- Corriente primaria nominal  $I_N$ : 10 mA
- Rango de medida: 0 a  $\pm 14$  mA
- Resistencia de medida con  $\pm 15$  V para máximo 10 mA:  $R_M$  mínimo 100  $\Omega$ ,  $R_M$  máximo 350  $\Omega$
- Resistencia de medida con  $\pm 15$  V para máximo 14 mA:  $R_M$  mínimo 100  $\Omega$ ,  $R_M$  máximo 190  $\Omega$
- Corriente nominal de salida: 25 mA
- Relación de espiras: 2500 : 1000
- Error de medida a 25 °C:  $\pm 0.6\%$  de  $I_N$
- Aislamiento entre primario y secundario: 25 kV / 50 Hz / 1 min

La resistencia  $R$ , conectada entre uno de los bornes de tensión de la red AC+ y el dispositivo LEM LV 25-P, es de alta disipación con el objetivo de que pueda resistir tensiones del orden de cientos de voltios. Su valor es de 50 k $\Omega$ .

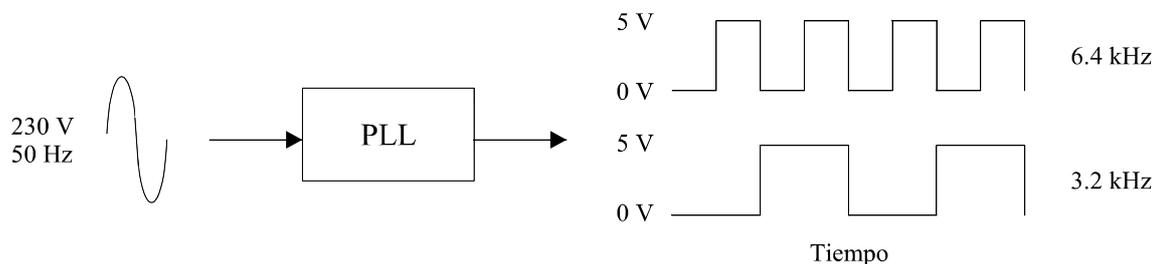
De acuerdo con la figura 4.3, entre los extremos de la resistencia de medida  $R_M$  tendremos los valores de la onda dentro de un rango apropiado para ser leído por la tarjeta a través de uno de sus canales en modo diferencial.

Para la elección del valor de la resistencia de medida debemos tener en cuenta que la corriente nominal de entrada es  $I_N = 10 \text{ mA}$  y la corriente nominal de salida es  $I_M = 25 \text{ mA}$  por lo que la relación entre ambas es  $I_M / I_N = 2.5$ .

Dado que  $I_N = 230 \text{ V} / 50 \text{ k}\Omega = 4.6 \text{ mA}$  eficaces, muy inferior al máximo de  $10 \text{ mA}$ , por lo que  $I_M = 2.5 \times 4.6 \text{ mA} = 11.5 \text{ mA}$  eficaces, es decir, la tensión alterna de la fuente de  $230 \text{ V}$  eficaces producirá una corriente eficaz de  $11.5 \text{ mA}$ . Si tomamos  $R_M = 0.48 \text{ k}\Omega$  tendremos una onda de  $5.52 \text{ V}$  de valor eficaz. Es decir las oscilaciones correspondiente al valor nominal de la línea eléctrica se convierten en oscilaciones entre  $\pm 7.81 \text{ V}$  que pueden ser leídas por la tarjeta de adquisición de datos por estar dentro de su rango de valores de entrada de  $\pm 10 \text{ V}$ . Además disponemos de un margen de modo que una sobretensión en la red que provoque amplitudes entre  $\pm 415 \text{ V}$  puedan ser medidas correctamente. Para el posterior análisis de estos datos deberemos multiplicarlos por la relación de transformación,  $230 \text{ V} / 5.52 \text{ V} = 41.67$ , para obtener los valores de la amplitud de la señal de tensión de la línea eléctrica.

#### 4.2.3. Circuito de sincronización

El circuito de sincronización o PLL es un dispositivo electrónico que genera una señal de forma rectangular y frecuencia programable sincronizada con la frecuencia de la red eléctrica. La tensión de salida de la señal cumple con los niveles TTL.



**Figura 4.4.** Señales de entrada y salida seleccionable del PLL.

El PLL utilizado permite salidas seleccionables hasta una frecuencia de  $10 \text{ kHz}$ . Los flancos de subida de la señal cuadrada que suministra son adquiridos por el sistema de adquisición y sirven como disparo para la adquisición de cada una de las muestras que se adquieren durante la ventana de muestreo.

#### 4.2.4. Software de control y medida

Hemos desarrollado dos programas informáticos cada uno de los cuales implementa un instrumento virtual de adquisición de señal de la red eléctrica, procesado de información y muestra de resultados al usuario para la medida de agrupaciones espectrales definidas en IEC 61000-4-7 y agregaciones temporales definidas en IEC 61000-4-30. Uno de estos dos programas implementa el método estándar de IEC mientras que el otro implementa el método WPT que proponemos en esta tesis doctoral. Ambos programas generan ficheros disponibles para el usuario con los valores de las agregaciones temporales de la señal monitorizada.

Los programas informáticos se han desarrollado en base al software LabVIEW<sup>®</sup> de National Instruments, Inc. que constituye un lenguaje de programación gráfico para el control de equipos de instrumentación electrónica, adquisición, procesado y generación de señales. NI LabVIEW<sup>®</sup> es un lenguaje orientado a objetos por lo que datos y procedimientos se hallan representados en una sola estructura llamada objeto. El acceso a los datos de un objeto solo es posible a través de los procedimientos contenidos en el propio objeto.

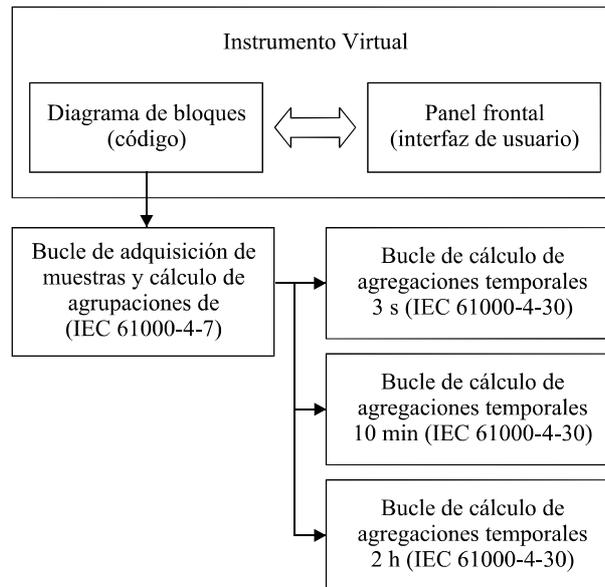
NI LabVIEW<sup>®</sup> permite diseñar instrumentos virtuales, VI, que son programas informáticos que simulan en un monitor el panel frontal de un instrumento convencional a modo de interfaz de usuario a través del cual se puede controlar el equipo y obtener información. De este modo se pueden diseñar diferentes VI que controlen el mismo hardware cada una de ellos con distinto objetivo, convirtiéndolo en un aparato con diferente utilidad dependiendo del VI que esté ejecutándose en cada ocasión.

Un VI está formado por un panel frontal que sirve de interfaz de usuario y un diagrama de bloques donde se implementa su código. En el panel frontal del VI el usuario puede recibir información mediante indicadores que simulan pantallas gráficas y displays de datos y controlar el software y el hardware mediante controles que simulan botones y reguladores.

Cada uno de los indicadores y controles del panel frontal se representan mediante iconos, o bloques, en el diagrama de bloques del VI que alberga el software diseñado por el programador. Además de los bloques de los indicadores y los controles otros iconos representan funciones de tipo matemático, funciones para procesado de señal, otros sub-VI a su vez con su propio panel frontal y su propio código encapsulado, funciones de lectura y escritura de ficheros informáticos, funciones para manejo de errores, variables locales y globales, etc... Entre los bloques se establecen flujos de

datos representados mediante líneas que unen los bloques. Estas líneas son de diferente color y anchura dependiendo del tipo de datos que representan.

Los dos programas informáticos desarrollados atienden a la misma estructura mostrada en la figura 4.5 que en los siguientes apartados describiremos en detalle.



**Figura 4.5.** Estructura de los VI desarrollados para control y medida.

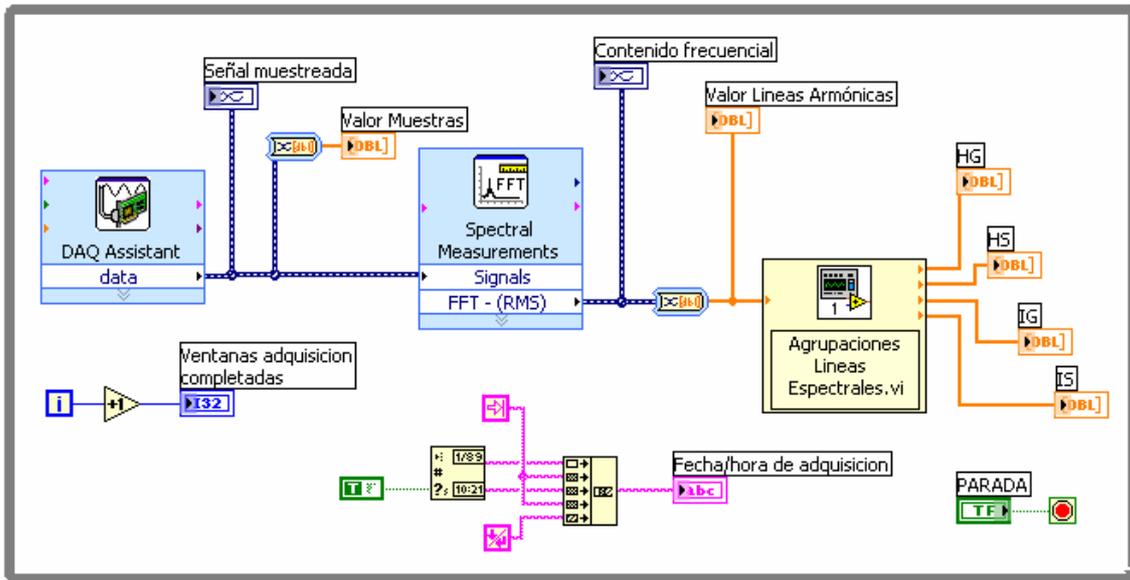
### 4.3. Instrumento virtual de medida con el método IEC

Hemos desarrollado un VI que implementa sobre el hardware descrito un medidor de armónicos e interarmónicos según los estándares IEC 61000-4-7 e IEC 61000-4-30. El VI monitoriza la señal de la red de acuerdo con la ventana de adquisición, realiza los cálculos de la DFT así como las agrupaciones de líneas espectrales definidas en el estándar IEC 61000-4-7 y las agregaciones temporales definidas en el estándar IEC 61000-4-30. Las siguientes figuras muestran las partes más importantes del software desarrollado que pasamos a describir.

Dentro del VI que implementa el medidor IEC se utilizan varios sub-VI, algunas de ellos suministradas por el propio software NI LabVIEW<sup>®</sup> y otros que hemos diseñado para esta aplicación.

Mediante el bucle indefinido mostrado en la figura 4.6 se realiza la adquisición continua de la señal con la ventana definida por el estándar IEC 61000-4-7. A partir de las muestras adquiridas en cada

ventana de adquisición se realiza la DFT y se calculan las agrupaciones de líneas espectrales correspondientes a la ventana, HG, HS, IG, IS.



**Figura 4.6.** Bucle de adquisición de muestras, cálculo de la DFT y agrupaciones de líneas espectrales de una ventana de adquisición en el diagrama de bloques.

El sub-VI *DAQ Assistant* controla el hardware de la tarjeta PXI-6025E para la adquisición de la señal observada y de la señal del PLL. Hemos programado este sub-VI para adquirir muestras de la señal eléctrica a través del canal analógico de entrada CH1 de la tarjeta PXI-6025E el cual está configurado en modo diferencial. Los terminales de este canal están conectados a la resistencia de medida  $R_M$  del circuito de acondicionamiento de señal para capturar la onda de la red acondicionada dentro de los niveles de entrada admisibles por la tarjeta. La frecuencia de adquisición se fija en 6400 Hz, correspondiente a 1280 muestras en la ventana de adquisición o 128 muestras en cada ciclo de la componente fundamental de la red eléctrica. La adquisición de muestras se realiza de modo continuo y se introduce sobre ellas un factor de escala inverso a la atenuación introducida por el circuito acondicionador de señal ya descrito.

Este sub-VI también se encarga de adquirir la señal de sincronización del PLL a través del canal PF10 de la tarjeta. La adquisición de las muestras se realiza sincronizada con los flancos de subida de esta señal.

Las forma de onda de la señal adquirida se representan en el panel frontal mediante el indicador de tipo gráfico *Señal muestreada* y se suministra al usuario sus valores numéricos con el indicador de tipo display *Valor Muestras*.

Las muestras pasan al sub-VI *Spectral Measurements* que realiza la FFT de la señal. Hemos configurado este sub-VI para suministrar los valores eficaces de las líneas espectrales empleando la ventana rectangular sobre el flujo de muestras que recibe. Dado que hemos fijado la frecuencia de muestreo en 6400 Hz puede calcular hasta la línea espectral número 640 que corresponde al armónico de orden 64.

Las líneas espectrales son representadas en una gráfica al usuario y se le suministra el valor de los módulos de las líneas armónicas lo que corresponde con la Salida 1 de la estructura general del instrumento de medida propuesto en el estándar IEC 61000-4-7. Los módulos de las líneas espectrales calculadas pasan al sub-VI *Agrupaciones de Líneas Espectrales* que hemos implementado para calcular las agrupaciones de líneas espectrales mediante las expresiones ya conocidas que definen el valor eficaz del grupo armónico, HG:

$$G_{g,n}^2 = \frac{C_{k-5}^2}{2} + \sum_{i=-4}^4 C_{k+i}^2 + \frac{C_{k+5}^2}{2}$$

el valor eficaz del subgrupo armónico, HS:

$$G_{sg,n}^2 = \sum_{i=-1}^1 C_{k+i}^2$$

el valor eficaz del grupo interarmónico, IG:

$$C_{ig,n}^2 = \sum_{i=1}^9 C_{k+i}^2$$

y el valor eficaz del subgrupo interarmónico centrado, IS:

$$C_{isg,n}^2 = \sum_{i=2}^8 C_{k+i}^2$$

donde  $n$  es el orden del armónico y  $k$  es el orden de la línea espectral.

Los resultados se muestran en el panel frontal del VI en correspondencia con la Salida 2a de la estructura general del instrumento de medida del estándar IEC 61000-4-7. Además, estos resultados

pasan mediante las variables locales asociadas a los indicadores *HG*, *HS*, *IG*, *IS* a cada uno de los bucles que calculan las agregaciones temporales de 3 segundos, 10 minutos y 2 horas que describiremos más adelante.

En cada ejecución del bucle de la figura 4.6 se toma el instante de adquisición de la ventana, el cual se suministra al usuario mediante el indicador *Fecha/hora de adquisición* y a los bucles de cálculo de agregaciones temporales mediante las correspondientes variables locales asociadas a este indicador. Además, este dato luego se guardará en los ficheros de agregaciones temporales.

El bucle de la figura 4.6 incluye un contador, *i*, del número de ventanas de adquisición ejecutadas, que se muestra en el indicador *Ventanas de adquisición completadas* y que mediante variables locales se comunica a los otros bucles que calculan las agregaciones temporales de las agrupaciones de líneas espectrales.

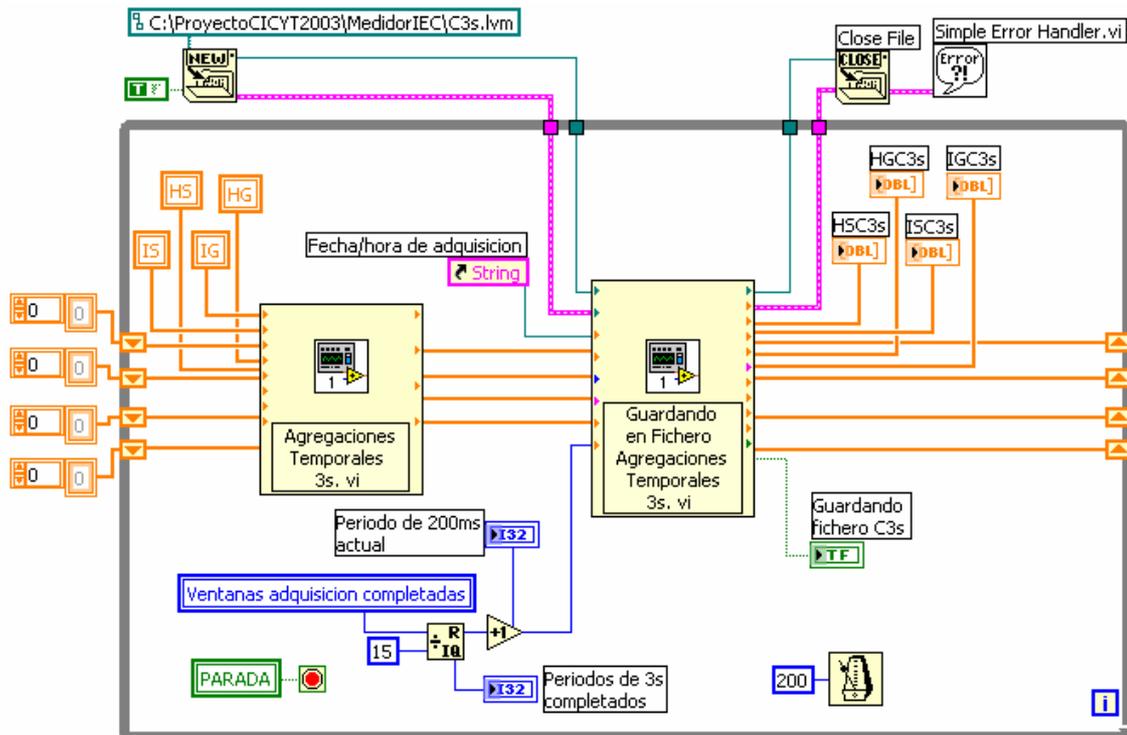
En la figura 4.6 también puede observarse el control *Parada* que finaliza la adquisición de muestras en el bucle indefinido cuando el botón *STOP* es pulsado por el usuario a través de la interfaz del VI. Cuando el usuario finaliza la adquisición se completan los cálculos correspondientes a la ventana de adquisición que se ejecute en ese momento.

El VI emplea otros tres bucles para calcular las agregaciones temporales de 3 segundos, 10 minutos y 2 horas definidas en el estándar IEC 61000-4-30 a partir de las agregaciones de líneas espectrales calculadas en la anterior ejecución del bucle ya descrito para cada ventana de adquisición. Los cuatro bucles se ejecutan en paralelo.

Los resultados de cada uno de los tres bucles de cálculo de agregaciones temporales se muestran al usuario a través de la interfaz de usuario creada en el panel frontal del VI y se almacenan en un fichero de datos donde se guardará también la fecha y la hora de cada agregación. En la figura 4.7 se muestra el bucle de cálculo de las agregaciones temporales de 3 segundos. Los bucles de las agregaciones temporales de 10 minutos y 2 horas son análogos.

El sub-VI *Agregaciones Temporales 3s* realiza el cálculo de las agregaciones temporales de 15 ventanas de adquisición para las cuatro agrupaciones de líneas espectrales. Los datos de entrada de este sub-VI son las agregaciones de líneas espectrales procedentes del bucle de adquisición y que se obtienen en este bucle mediante las variables locales *HG*, *HS*, *IG*, *IS* asociadas a los indicadores del bucle de adquisición de igual nombre. Dado que se requiere de variables acumuladores en cada iteración del bucle se utilizan controles de inicialización a valor nulo al comienzo del mismo.

Los resultados pasan al sub-VI *Guardando en Fichero Agregaciones Temporales 3s* donde la variable local *Ventanas de adquisición completadas* se utiliza como controlador del número de valores agregados en cada valor numérico resultante al cabo de 3 segundos. Además se suministra al usuario el número de periodos de 3 segundos de los que ya se han completado los cálculos mediante el indicador *Periodos de 3s completados*.



**Figura 4.7.** Bucle de cálculo y almacenamiento en fichero de las agregaciones temporales de 3 segundos en el diagrama de bloques.

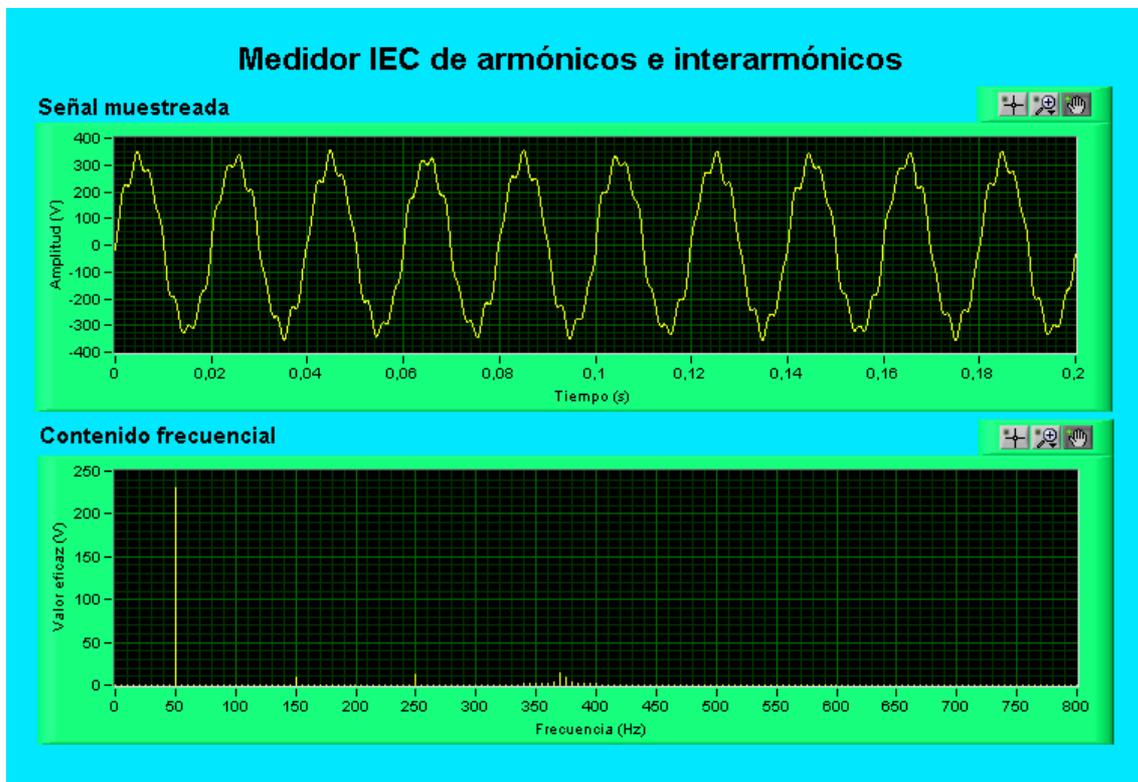
Un temporizador hace que la duración de este bucle sea de 200 ms con lo que se asegura que no se produce pérdida de datos entre una ventana de adquisición y la siguiente.

Una variable local asociada al control *Parada* del bucle de adquisición hace que el bucle de agregación de 3 segundos concluya sus cálculos y también se detenga cuando el usuario pulse el botón *STOP* en el panel frontal del VI.

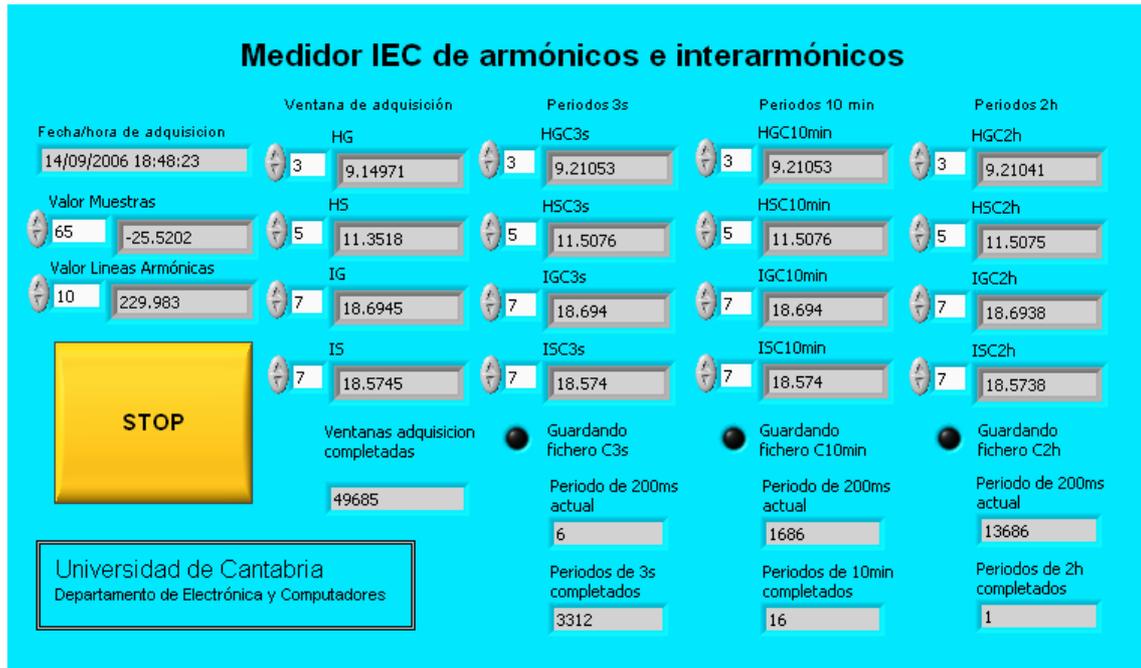
Cada vez que concluye un intervalo de 3 segundos, el sub-VI *Guardando en Fichero Agrupaciones Temporales 3s* realiza la operación que su propio nombre indica y comunica esta acción al usuario en el panel frontal activando el led *Guardando fichero C3s*. Además actualiza los indicadores *HGC3s*, *HSC3s*, *IGC3s* e *IS3s*.

En la figura 4.7 se pueden observar los iconos que representan las operaciones de abrir y cerrar el fichero donde se guardan los resultados de las agregaciones temporales de 3 segundos así como un sub-VI, *Simple Error Handler*, que gestiona cualquier error que se pueda producir en el proceso de abrir, escribir y cerrar el fichero.

Los resultados obtenidos por el VI se muestran al usuario en un panel frontal que simula un aparato de medida de componentes armónicas e interarmónicas de modo simultaneo a la adquisición y procesado. En la interfaz de usuario se representa la onda monitorizada y las líneas espectrales procedentes de la DFT mediante sendas gráficas. También se ofrece el valor numérico para la última ventana de adquisición de las muestras, las líneas espectrales, las agrupaciones de líneas espectrales y el valor numérico del último periodo de agregación de cada intervalo de 3 segundos, 10 minutos y 2 horas. La figura 4.8 muestran la forma de onda y las líneas espectrales de una señal capturada y su espectro tal y como se le ofrece al usuario en el panel frontal. La figura 4.9 representa los valores numéricos correspondientes. La señal muestreada está formada por la componente fundamental de valor eficaz 230 V, tercer armónico de valor eficaz 9.2 V, quinto armónico de valor eficaz 11.5 V y un interarmónico no síncrono de frecuencia 372 Hz y valor eficaz 19.10 V.



**Figura 4.8.** Gráficas de forma de onda y espectro de la señal monitorizada en la interfaz de usuario.



**Figura 4.9.** Valores numéricos de las muestras, líneas espectrales, agrupaciones de líneas espectrales y agregaciones temporales de la señal monitorizada en la interfaz de usuario.

A continuación se muestra el formato del fichero de datos que suministra los valores de las agregaciones temporales de 3 segundos. Los ficheros con las agregaciones temporales de 10 minutos y 2 horas son de formato análogo. Los ficheros pueden ser leídos mediante un programa informático de tipo procesador de texto u hoja de cálculo.

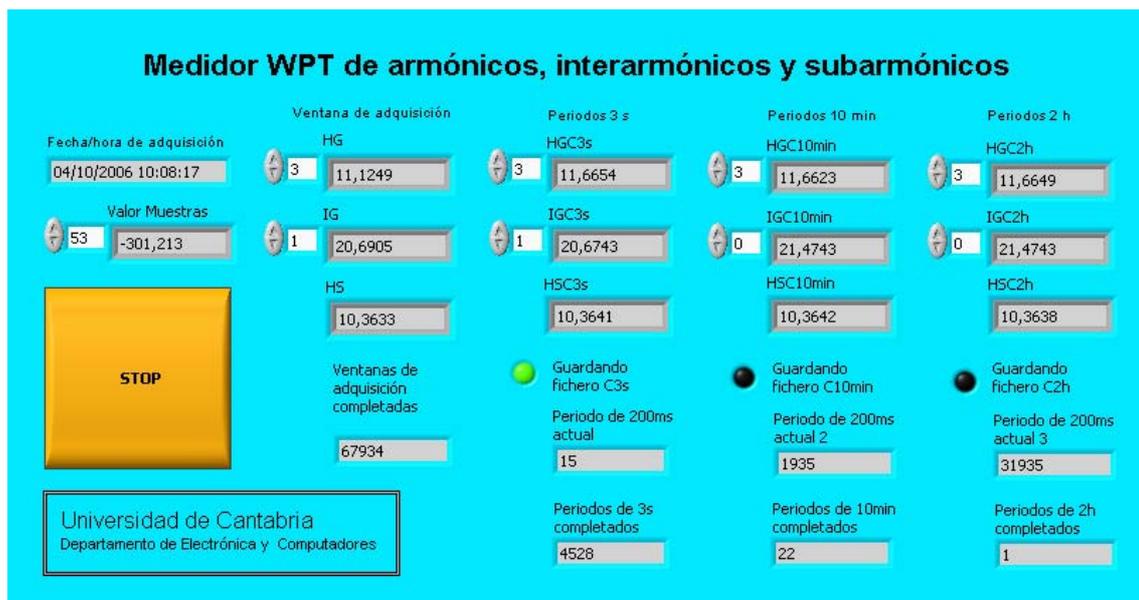
Día: mes: año	Hora: min: seg	Agrupación	Valor agrupación						
			orden 1	orden 2	orden 3	orden 4	orden 5	orden 6	.....
14/09/2006	16:02:48	HG C3s	230.003	0.392	9.216	0.562	11.541	1.364	.....
		HS C3s	230.002	0.214	9.208	0.305	11.522	0.703	.....
		IG C3s	0.354	0.396	0.473	0.616	0.930	2.100	.....
		IS C3s	0.312	0.348	0.416	0.541	0.811	1.754	.....
14/09/2006	16:02:51	HG C3s	230.001	0.391	9.211	0.562	11.526	1.363	.....
		HS C3s	230.001	0.213	9.203	0.305	11.508	0.703	.....
		IG C3s	0.353	0.395	0.472	0.615	0.929	2.100	.....
		IS C3s	0.311	0.348	0.415	0.540	0.810	1.753	.....
14/09/2006	16:02:54	HG C3s	230.001	0.391	9.211	0.562	11.526	1.363	.....
		HS C3s	230.001	0.213	9.203	0.305	11.508	0.703	.....
		IG C3s	0.353	0.395	0.472	0.615	0.929	2.100	.....
		IS C3s	0.311	0.348	0.415	0.540	0.810	1.753	.....
14/09/2006	16:02:57	HG C3s	230.001	0.391	9.211	0.562	11.526	1.363	.....
		HS C3s	230.001	0.213	9.203	0.305	11.508	0.703	.....
		IG C3s	0.353	0.395	0.472	0.615	0.929	2.100	.....
		IS C3s	0.311	0.348	0.415	0.540	0.810	1.753	.....
.....	.....	.....	.....	.....	.....	.....	.....	.....	
.....	.....	.....	.....	.....	.....	.....	.....	.....	
.....	.....	.....	.....	.....	.....	.....	.....	.....	



grupos interarmónicos y el grupo subarmónico en el que se filtra las líneas armónicas además de la componente fundamental.

Los tres bucles que calculan las agregaciones temporales de 3 segundos, 10 minutos y 2 horas son equivalentes a los ya descritos en el VI del método IEC así como los ficheros de datos suministrados al usuario.

La interfaz de usuario se muestra en la figura 4.11. El usuario dispone de la fecha y hora de adquisición, el valor de las muestras adquiridas, los grupos armónicos, grupos interarmónicos y el subgrupo armónico de la última ventana de adquisición junto con los valores de las correspondientes agregaciones temporales. En la figura se pueden observar los resultados de monitorizar una señal compuesta por la componente fundamental de valor eficaz 230 V, tercer armónico de valor eficaz 11.5 V, interarmónico de frecuencia 72 Hz y valor eficaz 21 V y un subarmónico de frecuencia 25 Hz y valor eficaz 10 V.



**Figura 4.11.** Valores numéricos de las muestras, agrupaciones de líneas espectrales y agregaciones temporales de la señal monitorizada en la interfaz de usuario.

La figura 4.12 muestra la información temporal que se ofrece al usuario que incluye la señal muestreada, la señal filtrada y la evolución de los coeficientes de las bandas frecuenciales de salida del tercer nivel del árbol de descomposición cuando se filtra la componente fundamental de la red, mientras que la figura 4.13 muestra las mismas gráficas cuando se filtra además las líneas armónicas. La primera opción se corresponde con la etapa de preprocesado de la señal del método WPT para la medida de grupos armónicos y la segunda con la etapa de preprocesado para la

medida de grupos interarmónicos y el grupo subarmónico. Con el botón *Mostrar señal con líneas armónicas filtradas* el usuario puede seleccionar entre una u otra visualización.

En la gráfica *Señal Filtrada* de la figura 4.12 se observa la señal sin la componente fundamental. Cuando el usuario pulsa el botón *Mostrar señal con líneas armónicas filtradas* se reduce su magnitud y se anula la señal de la banda 100 - 200 Hz como puede observarse en la misma gráfica en la figura 4.13. De este modo el usuario puede detectar la presencia del tercer armónico.

En la gráfica 0 - 100 Hz de la figura 4.12 se puede observar la presencia de componentes subarmónicas correspondientes al grupo subarmónico y de componentes interarmónicas correspondientes al grupo interarmónico de primer orden. Si el usuario pulsa el botón *Mostrar señal con líneas armónicas filtradas* se obtiene la visualización de la figura 4.13 donde se tiene exclusivamente las componentes inferiores a 100 Hz eliminando la dispersión del tercer armónico.

La flexibilidad de las técnicas de instrumentación virtual permite modificar fácilmente la información gráfica y numérica suministrada al usuario por lo que en ella se pueden mostrar, por ejemplo, la componente fundamental, gráficas que representen las agrupaciones calculadas mediante diagramas de barras, salidas numéricas de las componentes frecuenciales obtenidas en las etapas de preprocesado, combinar la información del método IEC con el WPT, etc.

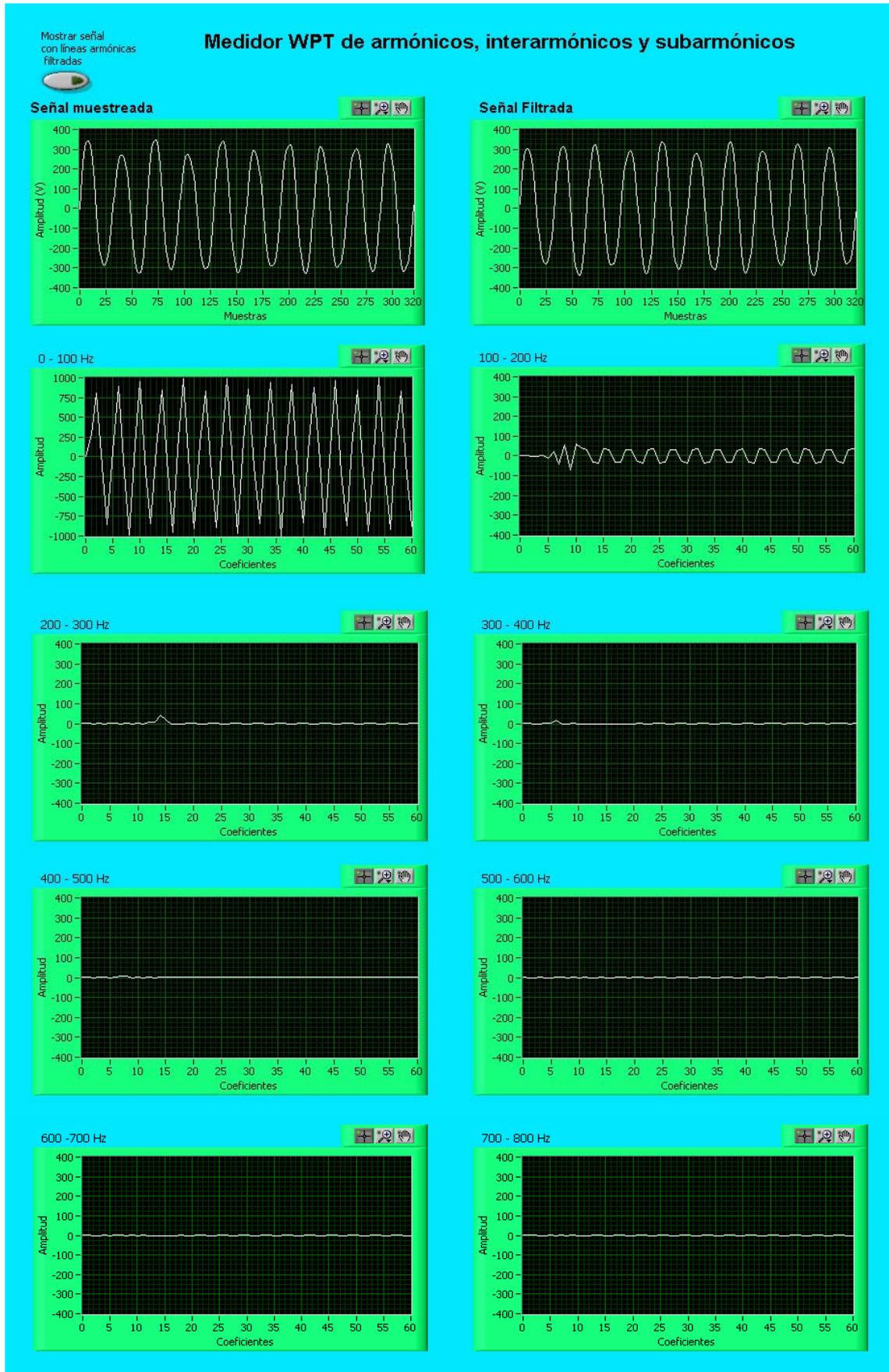


Figura 4.12. Interfaz de usuario filtrando la componente fundamental.

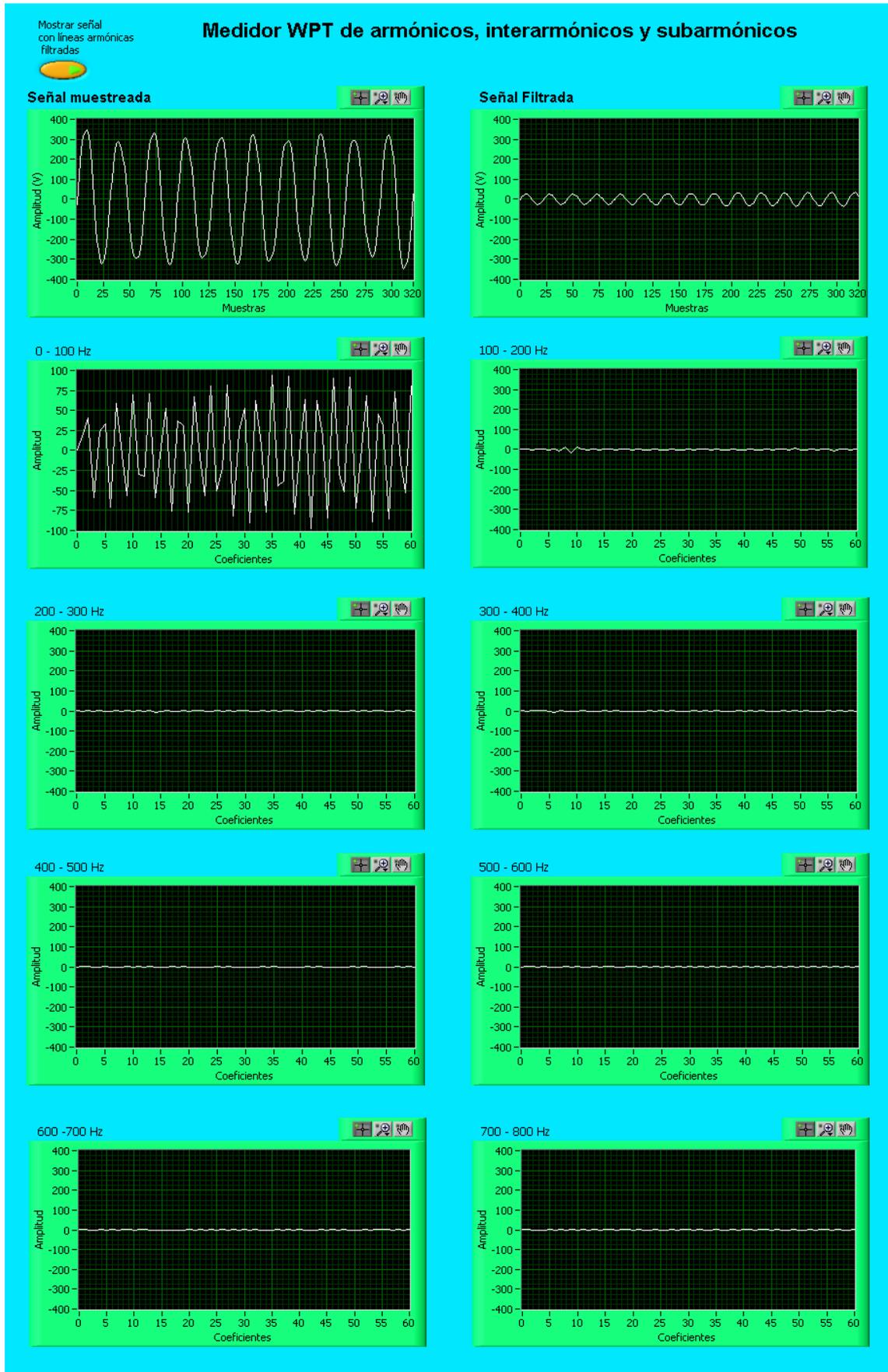


Figura 4.13. Interfaz de usuario filtrando la componente fundamental y las líneas armónicas.

## **5. Conclusiones**

---



Hemos desarrollado un método para medida y análisis de armónicos, interarmónicos y subarmónicos en señales de tensión y de corriente procedentes de redes de distribución de energía eléctrica basado en la Transformada Wavelet Packet acorde con el marco que establece la Comisión Electrotécnica Internacional en su estándar IEC 61000-4-7.

Hemos expuesto los principales aspectos técnicos y económicos que inciden en los problemas de la calidad de suministro de la energía eléctrica. Nos hemos centrado en el problema de los armónicos, los interarmónicos y los subarmónicos en la red de distribución, sus efectos sobre los sistemas conectados a la red, los estándares internacionales más importantes que regulan este fenómeno, cuales son sus niveles máximos admisibles, con que magnitudes evaluarlos y como medir esas magnitudes.

A lo largo del trabajo de investigación en que se basa esta tesis doctoral hemos completado diferentes fases: estudio bibliográfico, desarrollo de pruebas de simulación por computador e implementación de los métodos estudiados en un equipo experimental, obteniendo diferentes resultados en cada etapa y llegando a un conjunto de conclusiones que pasamos a exponer.

- La medida de armónicos e interarmónicos en el marco de los estándares de IEC se basa en el análisis de Fourier con una ventana rectangular de duración 10 ciclos de la frecuencia fundamental de la red. El estándar IEC 61000-4-7 admite el uso de la función ventana de Hanning en caso de pérdida de sincronía entre la señal muestreada y la ventana de adquisición de muestras. Pese a que recientemente otros autores han propuesto utilizar esta ventana permanentemente introduciendo un factor de ganancia de grupo adecuado, hemos comprobado que no es una función ventana compatible con la Salida 1 de la estructura general del instrumento de medida propuesto en el estándar IEC 61000-4-7 y que ofrece peores prestaciones que la ventana rectangular.
- Las líneas espectrales resultantes de la DFT son sometidas a las agrupaciones del grupo armónico, subgrupo armónico, grupo interarmónico y subgrupo interarmónico centrado. El objetivo de estas agrupaciones es reducir los efectos de dispersión espectral ocasionadas por las limitaciones del análisis de Fourier que atribuye energía a líneas espectrales que no se corresponden con las componentes frecuenciales que portan esa energía. Hemos estudiado como estas agrupaciones solo pueden minimizar en parte los efectos de la dispersión espectral.
- Hemos expuesto los fundamentos del análisis wavelet, describiendo las características de la Transformada Wavelet Continua, la Transformada Wavelet Discreta y su implementación

mediante bancos de filtros. Estas herramientas matemáticas se han empleado en la caracterización de eventos temporales en señales eléctricas.

- Hemos expuesto las posibilidades de descomponer el espectro de la señal en bandas homogéneas con la Transformada Wavelet Packet. Hemos desarrollado un nuevo método de medida de armónicos, el método WPT, basado en esta herramienta matemática. Hemos diseñado un árbol de descomposición y un postprocesado de los resultados que nos permite calcular el valor eficaz de los grupos armónicos y los grupos interarmónicos de modo compatible con la definición que hace de estos conceptos el estándar IEC 61000-4-7.
- Hemos definido el grupo subarmónico a modo de extensión de las agrupaciones del estándar IEC 61000-4-7. Esta agrupación estima la energía de la señal procedente de componentes subarmónicas y su valor eficaz también puede ser calculado mediante el método WPT que hemos propuesto.
- Se ha expuesto la estructura del método WPT, el cual consta de dos etapas. Una primera etapa de preprocesado de la señal en la que se calcula y se filtra la componente fundamental de la red para reducir el efecto de la dispersión espectral en el cálculo del valor eficaz de los grupos armónicos y se filtra la componente fundamental y las líneas armónicas para calcular el valor eficaz de los grupos interarmónicos y el grupo subarmónico. La segunda etapa del método WPT consiste en un banco de filtros que implementa la Transformada Wavelet Packet mediante un árbol de cinco niveles de descomposición. Los grupos armónicos se calculan a partir de una reagrupación de los coeficientes de descomposición de las bandas de salida del quinto nivel mientras que los grupos interarmónicos y el grupo subarmónico se calculan a partir de los coeficientes de las bandas del cuarto nivel del árbol de descomposición.
- Hemos caracterizado en el dominio frecuencial el árbol de descomposición que implementa la Transformada Wavelet Packet en sus niveles tercero, cuarto y quinto por ser los utilizados en el método WPT.
- A lo largo de la exposición del método WPT hemos realizado un estudio comparativo de los resultados que ofrece frente al método IEC en señales de diferente naturaleza. Para una señal ideal sinusoidal estacionaria y síncrona, el análisis de Fourier aporta resultados exactos por lo que el método IEC no presenta errores. Sin embargo, en la señal de la red eléctrica hay cada vez más componentes interarmónicas no síncronas con la ventana de medida del estándar IEC 61000-4-7, armónicos de magnitud variable, ráfagas y fenómenos transitorios que hacen que el

espectro de la señal de la red sea cada vez más diferente del de una señal sinusoidal estacionaria. En estas condiciones es donde el método WPT presenta mejores resultados.

- El método IEC no aporta ninguna información sobre aspectos temporales de la señal analizada por estar sujeta a las restricciones del análisis de Fourier. Sin embargo el método WPT incorpora las posibilidades del análisis temporal de la señal en la evolución de los coeficientes de las bandas espectrales del tercer nivel del árbol de descomposición donde se tiene mejor resolución temporal manteniendo franjas centradas en los armónicos impares. Esta información adicional aporta al usuario del método WPT una orientación sobre como valorar los resultados de las agrupaciones espectrales y las correspondiente agregaciones temporales.
- Se ha realizado la implementación de ambos métodos en un equipo de laboratorio de adquisición de señales y medida utilizando técnicas de instrumentación virtual. Teniendo en cuenta que para el estudio de la calidad de la energía eléctrica las agrupaciones de líneas espectrales se promedian en intervalos temporales de duración 3 segundos, 10 minutos y 2 horas como establece el estándar IEC 61000-4-30 estas agregaciones temporales se han incorporado al software desarrollado. En ambos instrumentos virtuales los sucesivos resultados de las agregaciones temporales se ofrecen al usuario del programa en un fichero para facilitar un análisis posterior de la calidad de la energía eléctrica.
- El instrumento virtual que implementa el método IEC suministra el valor del grupo armónico, el subgrupo armónico, el grupo interarmónico y el subgrupo interarmónico centrado de la última ventana de adquisición y del último de cada uno de los periodos de agregación.
- El instrumento virtual que implementa el método WPT suministra el valor del grupo armónico, el grupo interarmónico y el grupo subarmónico de la última ventana de adquisición y del último de cada uno de los periodos de agregación. Además muestra al usuario la información temporal que aporta el método.

El estandar IEC 61000-4-7 deja abierta la posibilidad de utilizar otros principio de análisis del contenido armónico e interarmónico de las señales eléctrica indicando el analisis wavelet como uno de los posibles. Esta tesis doctoral ha desarrollado esa via alternativa proponiendo un método que aporta resultados satisfactorios. La mejora de estos resultados en el futuro estará ligada al perfeccionamiento de las características en frecuencia de los filtros de descomposición wavelet.

