

PRIMERAS JORNADAS REGIONALES DE ACÚSTICA AdAA 2009

19 y 20 de noviembre de 2009, Rosario, Argentina



AdAA2009-A032R

Contrastación de algoritmos de análisis de espectro con un instrumento normalizado

Federico Miyara ^(a), Vivian Irene Pasch ^(b), Marta Yanitelli ^(c),
Ernesto Accolti ^(d), Susana Cabanellas ^(e), Pablo Miechi ^(f),

Grupo Ruido, Facultad de Arquitectura, Planeamiento y Diseño, Universidad Nacional de Rosario. Riobamba 220 bis, 2000 Rosario, Argentina. Tel: +54 341 4808531

(a) E-mail: fmiyara@fceia.unr.edu.ar, (b) E-mail: pasch@fceia.unr.edu.ar,

(c) E-mail: myanitel@fceia.unr.edu.ar, (d) E-mail: ernestoaccolti@gmail.com,

(e) E-mail: scabanel@fceia.unr.edu.ar, (f) E-mail: pmiechi@gmail.com

Abstract

Several paradigms for spectrum analysis of acoustic signals are discussed, such as digital band filters either with finite impulse response (FIR) or infinite impulse response (IIR) and Fast Fourier Transform (FFT). The use of the FFT as a computationally efficient tool for FIR band filtering is also discussed. The normative conditions for band filters included in International Standard IEC 61260 are described as well as the design of digital filters that comply with the corresponding templates. The frequency responses obtained with these algorithms are compared to those of a standard spectrum analyser (Brüel & Kjaer 2250). The methods studied include FFT with classification in the frequency domain, IIR filtering with undersampling (multirate filtering) and FFT filtering with overlap-add techniques. Both systems' responses to the same synthetic signals are obtained. The signals are pure tones of several frequencies.

Resumen

Se describen los paradigmas para el análisis de espectro de señales acústicas, tales como filtros de bandas digitales de respuesta al impulso finita (FIR) e infinita (IIR) y la transformada rápida de Fourier (FFT). También se describe el empleo de la FFT como herramienta computacionalmente eficiente para el filtrado de banda FIR. Se discuten los requisitos de la Norma IEC 61260 sobre filtros para mediciones y el diseño de filtros que satisfagan las plantillas para su implementación por software. Se comparan las respuestas de los algoritmos desarrollados con la de un analizador de espectro normalizado (Brüel & Kjaer 2250). Los métodos estudiados son la transformada rápida de Fourier (FFT) con clasificación en el dominio frecuencial, el filtrado con respuesta al impulso infinita (IIR) y técnicas de submuestreo (filtrado multitasa), y el filtrado FFT mediante técnicas de solapado-suma (overlap-add). Se evalúan las respuestas de ambos sistemas ante las mismas señales digitales. Las señales usadas son tonos puros estacionarios con frecuencia ajustable.

1 Introducción

En la actualidad existen diversos instrumentos de medición disponibles comercialmente capaces de realizar medición del espectro sonoro en bandas de octava y tercio de octava de acuerdo con lo estipulado en la norma IEC 61260. Los mismos son, todavía, excesivamente costosos pese a que el costo de la electrónica digital de alta fiabilidad es cada vez menor. La tendencia moderna es fabricar instrumentos con un sistema de cómputo programable embebido para el cual se proveen módulos de software que permiten no sólo extender las prestaciones y los tipos de análisis disponibles, sino además una actualización sin cambiar el hardware. Esta facilidad, que permite amortizar los costos de diseño del hardware, contrariamente a lo que podría presuponerse no ha traído aparejada una reducción de precios sino, por el contrario, un incremento a través de la elevada cotización de cada módulo. Una alternativa viable es utilizar un instrumento de costo y prestaciones mínimas capaz de proveer una señal calibrada a un grabador digital en formato PCM lineal (no comprimido). La señal será analizada ulteriormente por computadora (o, eventualmente, con un sistema DSP dedicado de bajo costo) admitiendo una enorme variedad de tipos de análisis. Dado que el propósito es reemplazar un instrumento de medición costoso por una cadena de medición con varios elementos heterogéneos, a efectos de que los resultados sean comparables con los que produce un medidor dedicado es necesario realizar comparaciones ante diferentes tipos de señales.

En el presente trabajo se estudian varios enfoques algorítmicos para realizar el análisis de espectro y se comparan los mismos con los resultados obtenidos con un analizador de espectro normalizado (Brüel & Kjaer 2250). Los métodos estudiados son la transformada rápida de Fourier (FFT) con clasificación en el dominio frecuencial, el filtrado con respuesta al impulso infinita (IIR) y técnicas de submuestreo (filtrado multitasa), el filtrado con respuesta al impulso finita (FIR) y el filtrado FFT mediante técnicas de solapado-suma (overlap-add). Se han evaluado las respuestas de ambos sistemas ante las mismas señales sintéticas digitales, incluyendo tonos puros con frecuencia estacionaria ajustable, barridos de frecuencia y ruidos de banda ancha. Aquí se presentan las respuestas ante tonos puros.

2 Paradigmas para el análisis de espectro

El análisis espectral se realizaba, inicialmente, mediante un filtro analógico de frecuencia variable en forma continua y ancho de banda constante (aunque configurable) o mediante un banco de filtros analógicos de frecuencias discretas distribuidas uniformemente en una escala logarítmica y ancho de banda proporcional a la frecuencia. Los primeros, denominados analizadores de ancho de banda constante, se aplican al análisis de señales con tonos puros. Los segundos, designados como de porcentaje constante, tienen mayor aplicación en el caso de señales de espectro continuo o mixto.

Estos filtros se implementaban mediante circuitos eléctricos, al principio pasivos y luego activos (con amplificadores). Eran de gran tamaño, peso y costo, lo cual dificultaba su traslado para las mediciones de campo, razón por la que su uso estaba mayormente restringido al laboratorio. Más adelante el tamaño se fue reduciendo de la mano de la miniaturización de la electrónica, lo cual supuso una generalización de su uso, con impacto positivo en la investigación de fenómenos acústicos dependientes de la frecuencia.

También se desarrollaron sistemas de alta calidad para grabación en cinta magnética, lo cual posibilitaba el registro de señales calibradas para su análisis ulterior en el laboratorio con los analizadores mencionados.

Con el advenimiento de los sistemas de cómputo digital fue posible implementar algoritmos numéricos para el análisis de espectro. Surgieron así dos paradigmas diferentes: el uso de filtros digitales que emulan filtros analógicos, y el uso de la transformada discreta de

Fourier. En ambos casos se parte de la señal muestreada a una tasa de muestreo F_s y digitalizada, $x(n)$, almacenada en un soporte conveniente. En las secciones que siguen se discuten brevemente estos paradigmas, así como la técnica derivada de filtrado FFT. Si bien no es material nuevo (Proakis, 1998), se incluye para hacer la presentación razonablemente autocontenida.

2.1 Filtros digitales

El primer paradigma utiliza algoritmos recursivos basados en ecuaciones en diferencias del tipo

$$y(n) = b_0 x(n) + b_1 x(n-1) + \dots + b_M x(n-M) - a_1 y(n-1) - \dots - a_N y(n-N), \quad (1)$$

que expresa el valor actual $y(n)$ de la salida como combinación lineal de N valores pasados de la salida y del valor actual y M valores pasados de la entrada. Esta ecuación corresponde a una ecuación diferencial en el caso continuo. Si $a_k = 0$ para $k = 1, \dots, N$, se tiene un filtro cuya respuesta al impulso¹ es de duración finita (igual a $M + 1$ intervalos de muestreo). Se designa a este tipo de filtros como FIR (*finite impulse response*). Si, en cambio, para algún k es $a_k \neq 0$ la respuesta al impulso es de duración infinita. Se los conoce como IIR (*infinite impulse response*).

Para el análisis de espectro estos filtros se diseñan para emular las respuestas en frecuencia de los filtros analógicos prototipo, es decir respuestas pasabanda cuyas frecuencias de corte inferior y superior están dadas por

$$f_i = f_o 2^{-\frac{1}{2b}}, \quad f_s = f_o 2^{\frac{1}{2b}}, \quad (2)$$

donde f_o es la frecuencia central de la banda y b es el denominador de la fracción de octava ($b = 1$ para banda de octava y $b = 3$ para banda de tercio de octava).

La salida de cada filtro es promediada energéticamente, lo cual puede hacerse mediante una integración exacta del valor cuadrático extendida a un número L de muestras:

$$X_{o,ef} = \frac{1}{L} \sqrt{\sum_{n=1}^L y(n)^2}, \quad (3)$$

o bien mediante una promediación exponencial

$$X_{o,\tau}(k) = \frac{T}{\tau} \sqrt{\sum_{n=1}^k e^{-\frac{(n-k)T}{\tau}} y(n)^2}, \quad (4)$$

donde $X_{o,\tau}(k)$ es el valor en el instante discreto k del promedio exponencial con constante de tiempo τ y $T = 1/F_s$ es el periodo de muestreo. Ésta se realiza más eficientemente con un filtro pasabajos IIR de primer orden diseñado para presentar una respuesta con una frecuencia de corte $1/(2\pi\tau)$:

¹ El impulso discreto equivale a un impulso de Dirac filtrado idealmente con frecuencia de corte crítica $F_s/2$, y muestreado en fase con su pico, resultando un único pulso no nulo y el resto igual a 0.

$$y_n = \frac{T}{T+\tau} x_n + \frac{\tau}{T+\tau} y_{n-1}, \quad (5)$$

Se usa una u otra promediación según se quiera obtener el nivel equivalente extendido a un intervalo de tiempo considerable o un promedio local. Normalmente τ es 1 s (respuesta lenta) o 125 ms (respuesta rápida) según la escala temporal de los eventos que se quieran analizar. Debido a la indeterminación tiempo-frecuencia, las bandas presentan un transitorio propio con una constante de tiempo

$$\tau_B = \frac{1}{\pi B f_0}, \quad (6)$$

que para baja frecuencia es bastante grande. Por, ejemplo, para la banda de tercio de octava (donde el ancho de banda relativo es $B = 2^{1/6} - 2^{-1/6} = 0,23156$) centrada en 20 Hz resulta una constante de tiempo de 69 ms. Por esa razón en general no se utilizan para la promediación constantes de tiempo de tipo impulsivo (35 ms).

2.2 Transformada discreta de Fourier

El segundo enfoque difiere del anterior en que no se requiere obtener una versión filtrada de la señal para cada banda como paso previo a la determinación del valor espectral. Recurre a la obtención directa del espectro de modo formalmente análogo a la determinación de los coeficientes de Fourier de una señal periódica. La transformada discreta de Fourier (DFT) es

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) e^{-j \frac{2\pi kn}{N}}. \quad (7)$$

donde N es el tamaño de la *ventana de análisis*, vale decir, la cantidad de muestras de la porción de señal a analizar. La interpretación de esta transformada surge de considerar la transformada inversa:

$$x(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X(k) e^{j \frac{2\pi kn}{N}}. \quad (8)$$

Para cada k fijo el término en $e^{j2\pi kn/N}$ constituye una componente armónica (en versión compleja) de amplitud $X(k)/N$ y frecuencia

$$f_k = k \frac{F_s}{N} \quad (9)$$

donde F_s es la tasa de muestreo. Los valores dados por la DFT son, así, proporcionales a las componentes espectrales de la señal $x(n)$. La ecuación (8) equivale a la serie de Fourier de una señal periódica de periodo N .

La DFT provee N valores $X(k)$, cada uno de los cuales representa la amplitud compleja de una frecuencia bilateral (positiva o negativa). Para señales reales como las que se obtienen

mediante un registro de audio digital sólo los $N/2$ primeros valores son independientes y están además relacionados con las amplitudes de las componentes frecuenciales reales a través de

$$C_k = \begin{cases} \frac{|X(k)|}{N} & k = 0 \\ \frac{2|X(k)|}{N} & 0 < k < N/2 \end{cases} \quad (10)$$

siendo C_0 igual a la componente de continua.

La ecuación (9) muestra que la distancia entre dos componentes sucesivas, o *resolución de análisis* está dada por

$$\Delta f = f_s / N. \quad (11)$$

Cuanto mayor sea la resolución espectral deseada (menor Δf), mayor será la extensión de la ventana de análisis requerida (mayor N) y, por consiguiente, menor la resolución temporal, lo que constituye otra versión del principio de indeterminación tiempo-frecuencia. La DFT de hecho amplió las perspectivas del análisis clásico de bandas, dado que permite una resolución mucho más alta que los bancos de filtros de octava y tercio de octava. Esto es útil para algunas aplicaciones que exigen la detección de tonos puros inmersos en ruido aleatorio.

Un inconveniente del algoritmo sugerido por la ecuación (7) es que requiere un orden de $N(N-1)$ sumas y N^2 multiplicaciones complejas. Este problema fue superado con la introducción, por Cooley y Tuckey, 1965, del primero de una serie de algoritmos conocidos como Transformada Rápida de Fourier (FFT), reduciendo el número de operaciones a un orden de $N \log_2 N$ sumas y $(N/2) \log_2 N$ productos cuando N es una potencia de 2. Por ejemplo, para $N = 4096$ la cantidad de operaciones se reduce unas 455 veces.

La aplicación directa de la FFT presenta el problema de que si existen saltos o discontinuidades entre los extremos de la ventana de análisis el espectro sufre importantes alteraciones, especialmente en alta frecuencia, debido a que los armónicos de una señal con discontinuidades disminuyen lentamente con k . Una forma de reducir este efecto consiste en ponderar temporalmente la señal multiplicándola por una función *ventana* apropiada. Este tipo de función tiene forma acampanada y anula o atenúa considerablemente la señal cerca del borde eliminando la discontinuidad. Algunas de las ventanas más usuales (ver **Figura 1**) son

$$\begin{aligned} w_{\text{hann}}(n) &= 0,5 - 0,5 \cos \frac{2\pi n}{N-1} \\ w_{\text{hamming}}(n) &= 0,54 - 0,46 \cos \frac{2\pi n}{N-1} \\ w_{\text{blackman}}(n) &= 0,42 - 0,5 \cos \frac{2\pi n}{N-1} + 0,08 \cos \frac{4\pi n}{N-1} \\ w_{\text{blackman-harris}}(n) &= 1 - 1,36 \cos \frac{2\pi n}{N-1} + 0,39 \cos \frac{4\pi n}{N-1} - 0,032 \cos \frac{6\pi n}{N-1} \end{aligned} \quad (12)$$

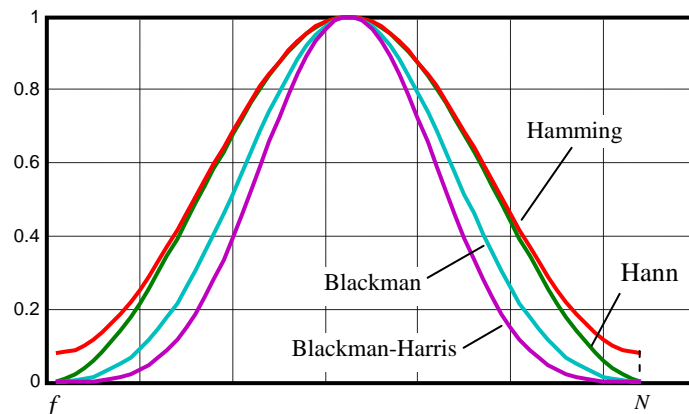


Figura 1. Respuesta temporal de diversas funciones ventana para uso en análisis de espectro por FFT.

El uso de las ventanas tiene varias consecuencias. La primera es que se reduce la resolución, aumentando la mínima separación Δf de frecuencias necesaria para que sean discriminables. Esto se debe a que una senoide pura no queda representada por una única línea espectral sino por varias, siguiendo una estructura de lóbulos, de los cuales el lóbulo principal está centrado en la frecuencia de la senoide y está acompañado por una serie de lóbulos laterales de menor amplitud (Figura 2). Este efecto se conoce como *derrame espectral*.

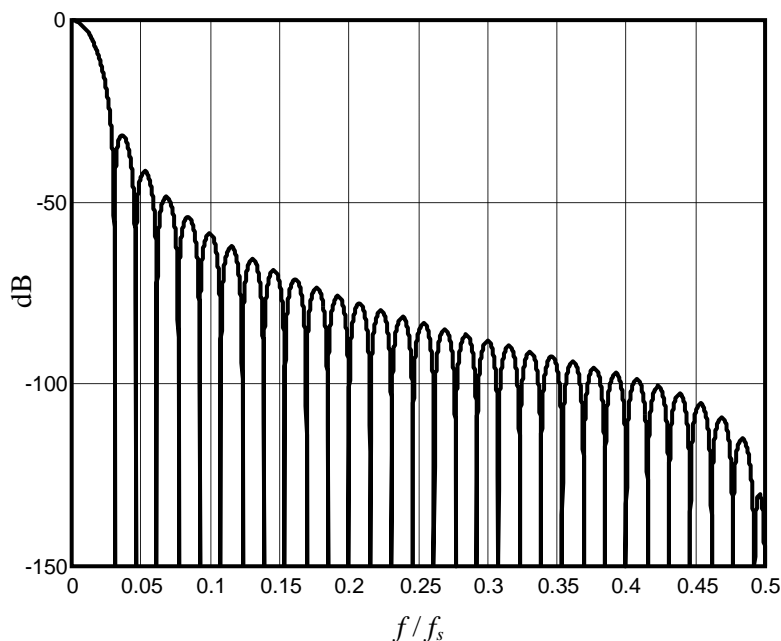


Figura 2. Respuesta en frecuencia de la ventana de Hann (también llamada ventana Hanning) para $N = 64$.

La segunda consecuencia es una reducción deseable de los lóbulos laterales con respecto a si no se usara ninguna ventana o, lo que es lo mismo, si se usara una ventana rectangular.

Otra consecuencia es que se corre el riesgo de alterar mucho una señal cuya forma de onda se encuentre cerca de los extremos de la ventana de análisis. Esto puede resolverse

mediante solapamiento de ventanas y promediación, lo cual también requiere una corrección por la atenuación energética que sufre la señal.

Finalmente, el efecto de derrame espectral también se manifiesta ocasionando un error al obtener el espectro de ruido de amplio espectro como el ruido blanco. La ventana de Blackman-Harris es la que produce los menores errores de este tipo. En la Tabla 1 se transcriben algunos parámetros relevantes de varias funciones ventana, determinados empíricamente por experimentación numérica. Se observa que las ventanas con menor lóbulo lateral tienen un lóbulo principal más ancho y por lo tanto menor discriminación de frecuencias.

Tabla 1. Propiedades relevantes de algunas ventanas para análisis espectral

Ventana	Error máximo para ruido blanco [dB]	Ancho del lóbulo principal [Hz]	Máximo lóbulo lateral [dB]
Rectangular	-	$2 f_s/N$	-13
Triangular	2,5	$4 f_s/N$	-27
Hanning	3	$4 f_s/N$	-32
Hamming	3,4	$4 f_s/N$	-43
Blackman	2	$6 f_s/N$	-58
Blackman-Harris	1,5	$8 f_s/N$	-92

En lo anterior se discutió el espectro de líneas equiespaciadas. Puede obtenerse también un análisis de espectro de bandas de octava o de tercio de octava a partir del espectro FFT. Para ello basta agrupar por superposición energética las líneas espectrales que se encuentran dentro de cada banda y obtener la suma energética.

Es necesario tener en cuenta, no obstante, que para que tal análisis sea preciso se requiere que en cada banda haya varias líneas espectrales, lo cual podría no suceder en las bandas inferiores, ya que las primeras bandas son muy angostas. Por ejemplo, la banda de tercio de octava centrada en 20 Hz tiene un ancho de banda de 4,63 Hz, mientras que la banda de octava centrada en 31,5 Hz tiene un ancho de banda de 22,3 Hz. Esto implica que la separación entre líneas, F_s/N debe ser pequeña, lo cual obliga a utilizar para la FFT una ventana muy larga.

La cantidad m_1 de líneas en la primera banda de fracción b de octava f_{o1} puede calcularse como

$$m_1 = N \frac{f_{o1}}{F_s} \left(2^{\frac{1}{2b}} - 2^{-\frac{1}{2b}} \right). \quad (13)$$

Para poder representar la energía sonora presente en dicha banda, en principio debe haber como mínimo una línea espectral en dicha ventana. Sin embargo, para tener una aceptable precisión teniendo en cuenta el derrame espectral para una ventana de Hann, que corresponde a 4 líneas, debe ser $m_1 \geq 4$, lo cual se logra si

$$N \geq 4 \frac{F_s}{f_{o1}} \frac{1}{2^{2b} - 2^{-\frac{1}{2b}}} \quad (14)$$

Para bandas de octava ($b = 1$) resulta $N \geq 7983$, y para bandas de tercio de octava ($b = 3$), $N \geq 38696$, de donde, adoptando las potencias de 2 más cercanas, resultan, respectivamente, $N = 8192$ y $N = 65536$ (en ambos casos $F_s = 44\ 100$ Hz).

Para calcular el valor de la banda h -ésima se procede así:

$$X_{oct, h} = \sqrt{\sum_{k=\lceil 2^{-1/(2b)} N f_{oh} / F_s \rceil + 1}^{\lfloor 2^{1/(2b)} N f_{oh} / F_s \rfloor} 2 \left| \frac{X(k)}{N} \right|^2} \quad (15)$$

donde $X(k)$ es la transformada FFT de $x(n)$, f_{oh} es la frecuencia central de la banda h y $\lceil \rceil$ representa la parte entera. Si se aplicó una ventana temporal $w(n)$, debe corregirse por la atenuación que produce la ventana, dividiendo por

$$C_w = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N w^2(n)}. \quad (16)$$

ya que ése será el factor por el que se afecta el valor eficaz de las componentes frecuenciales. Esta corrección supone que la señal es estacionaria en una escala temporal correspondiente a la ventana. En caso de no serlo, habría que tomar ventanas solapadas para evitar que se elimine información cercana a los bordes. El caso más favorable es cuando las ventanas solapadas suman 1, por ejemplo, en el caso de la ventana de Hann con un solapamiento del 50 %. En este caso no hace falta efectuar ninguna corrección.

2.3 Filtros FFT

Los filtros IIR permiten realizar funciones filtrantes con un orden (cantidad de retardos) bajo, lo cual los hace computacionalmente eficientes. En contraposición, pueden volverse fácilmente inestables por la acumulación de errores de truncado. En efecto, por la recursividad, el valor de cada muestra de la salida interviene en todas las muestras subsiguientes. Además es imposible lograr una respuesta de fase lineal con la frecuencia, característica deseable para mejorar la respuesta transitoria.

Los filtros FIR son inherentemente estables, dado que cada muestra repercute en sólo un número finito de muestras futuras, y posibilitan un diseño de fase lineal con la frecuencia. Presentan el inconveniente de que requieren un orden elevado para conseguir una respuesta dada. Ello se debe a que un filtro selectivo tiene una respuesta al impulso prolongada, lo que exige gran número de términos. El tiempo de cómputo crece, así, considerablemente.

Una alternativa consiste en realizar el filtrado en el dominio de la frecuencia, lo cual implica una simple multiplicación de la transformada de Fourier de la señal, $X(k)$, por la ventana filtrante:

$$Y(k) = X(k) W(k), \quad (17)$$

donde $W(k)$ contiene la respuesta en frecuencia para la frecuencia kF_s/N . La señal se recupera, entonces, mediante la transformada inversa de Fourier. Este procedimiento permite reducir el

tiempo de cómputo considerablemente. En efecto, para calcular N muestras de un filtro FIR de orden N se requieren N^2 sumas y productos, mientras que con el procedimiento indicado sólo se requerirían del orden de $N \log_2 N + N$. Para $N = 4096$, por ejemplo, se reduce en un factor 315.

Tal como está planteado, dicho filtrado por FFT se limita a una ventana de análisis de longitud N . Si bien es posible incrementar N , por un lado el algoritmo se vuelve menos eficiente y, por otro, implica aumentar innecesariamente la resolución del espectro. Para extender el método a señales arbitrariamente largas se subdivide la señal en cuadros o ventanas de longitud N (es decir, N muestras cada uno) con un solapamiento $N/2$. A cada cuadro se le aplica la FFT obteniéndose el correspondiente espectro, se multiplica cada espectro por la ventana filtrante deseada, y se le aplica la FFT inversa. La señal temporal resultante en cada cuadro es la versión filtrada del cuadro original. Las partes solapadas en cuadros sucesivos son muy parecidas excepto en los extremos debido a comportamientos transitorios causados por el fenómeno de Gibbs.² Estas diferencias se pueden reducir mucho aplicando una suma ponderada de ambas partes solapadas de modo que cerca de los extremos el peso tienda a 0 y en cambio en la región central del cuadro tienda a 1. La ventana de Hann (hanning) resulta ideal dado que en la zona solapada la suma de las dos ventanas es idénticamente 1.

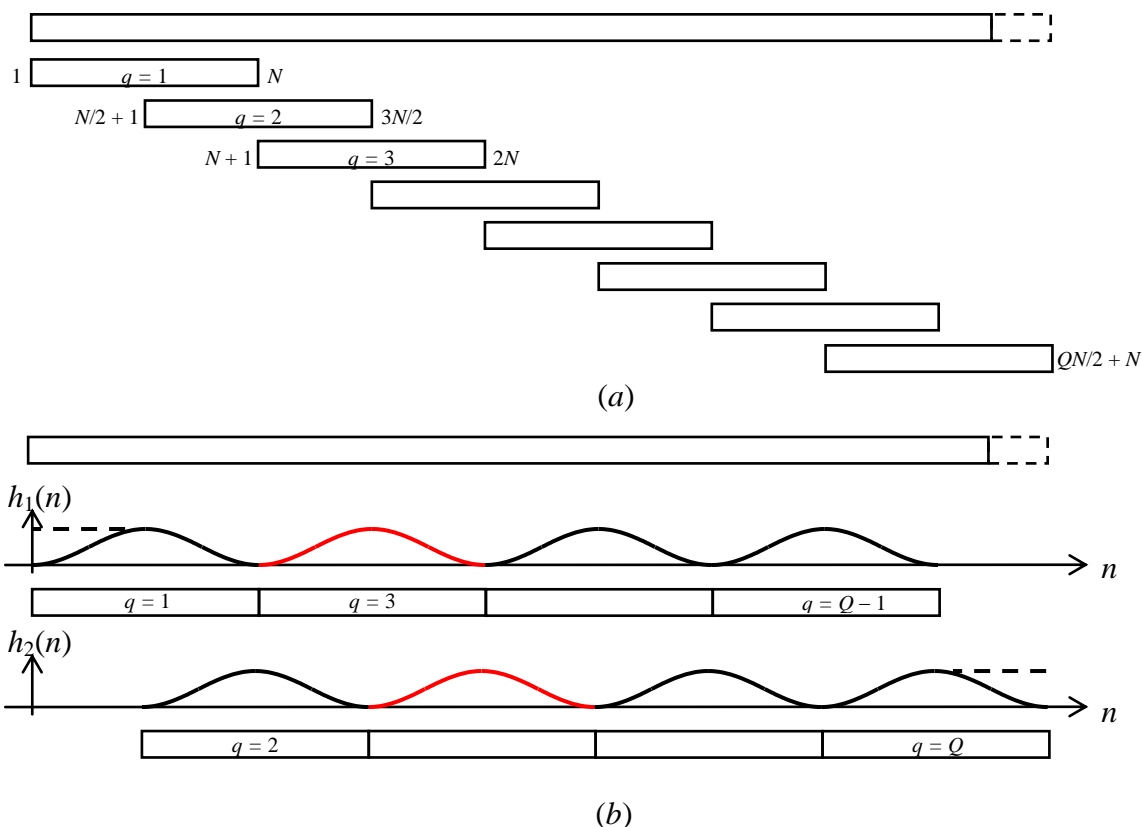


Figura 3. Filtrado FFT de longitud arbitraria. (a) Descomposición en cuadros de longitud N y solapamiento $N/2$. (b) Ventanas de Hann para los cuadros pares e impares. Se resaltaron en rojo dos ventanas individuales. En línea de trazos se muestran las modificaciones en los cuadros inicial y final.

² El fenómeno de Gibbs consiste en la aparición de grandes oscilaciones en una aproximación de Fourier limitada en banda (por ejemplo una serie de Fourier truncada a un número finito de términos) en las proximidades de una discontinuidad (por ejemplo, en los flancos ascendentes y descendentes de una onda cuadrada).

Si la ventana correspondiente al primer cuadro es

$$h_1(n) = 0,5 \left(1 - \cos \left(\frac{2\pi(n-1)}{N} \right) \right). \quad (18)$$

y la correspondiente al segundo es

$$h_2(n) = 0,5 \left(1 - \cos \left(\frac{2\pi(n - N/2 - 1)}{N} \right) \right) = 0,5 \left(1 + \cos \left(\frac{2\pi(n-1)}{N} \right) \right), \quad (19)$$

se verifica inmediatamente que

$$h_1(n) + h_2(n) = 1. \quad (20)$$

Este tipo de método se conoce como solapado y suma (overlap-add) y fue introducido por Crochiere (1980) En la Figura 3 se muestra el proceso descrito anteriormente, destacándose dos hechos. El primero es que a efectos de tener una cantidad entera de cuadros, previamente se prolonga la señal con la cantidad necesaria de ceros (*zero-padding*). El segundo es que en los cuadros extremos las ventanas aplicadas se modifican para obtener una ponderación plana en todo el intervalo y no sólo donde se da la superposición.

3 Norma IEC 61260

Los filtros de banda de fracción de octava destinados a mediciones acústicas se encuentran normalizados por la norma IEC 61260. En la misma se dan, entre otras cosas, las plantillas que debe satisfacer la respuesta en frecuencia de uno de tales filtros, es decir, los límites inferior y superior de la respuesta en frecuencia. Existen tres clases, descritas como 0, 1 y 2 en orden decreciente de exigencias. En la Figura 4 y la Figura 5 se muestran las plantillas para los filtros de octava en distintas escalas y en la Figura 6 las plantillas de filtros de tercio de octava comparadas con las de octava.

Todas las plantillas son verificadas adecuadamente por filtros pasabanda de Butterworth de tercer orden.

4 Estructura del sistema de medición basado en software

Genéricamente, el sistema de medición propuesto consta de un sonómetro de precisión con salida de audio calibrada, un grabador digital (preferentemente sobre memoria flash, por ejemplo tarjeta SD o SDHC) y una plataforma de hardware y software para procesar la señal grabada (ver Figura 7). La única función que cumple el sonómetro en este caso es la de un transductor con acondicionamiento de señal con calidad de instrumentación. En otras palabras, genera una señal eléctrica analógica proporcional a la presión sonora de la señal acústica que llega al micrófono con una constante de proporcionalidad K especificada, razonablemente independiente de la frecuencia (respuesta en frecuencia plana) y del tiempo (bajas derivas):

$$v(t) = K p(t). \quad (21)$$

El grabador digital convierte la señal analógica a formato digital. En tal proceso realiza una discretización a tasa de muestreo $F_s = 1/T$ y agrega una constante de conversión K_g , es decir,

$$x(k) = K_g v(kT). \quad (22)$$

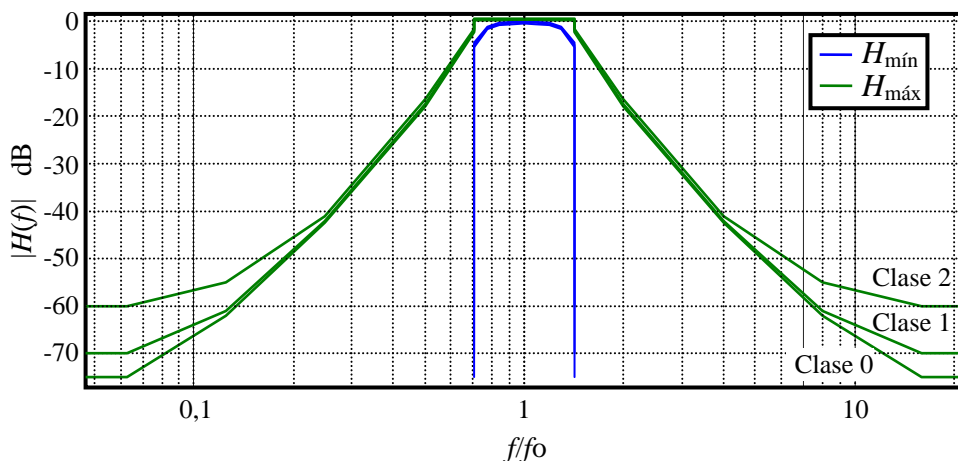


Figura 4. Plantillas para filtros de octava según IEC 61260. Vista global.

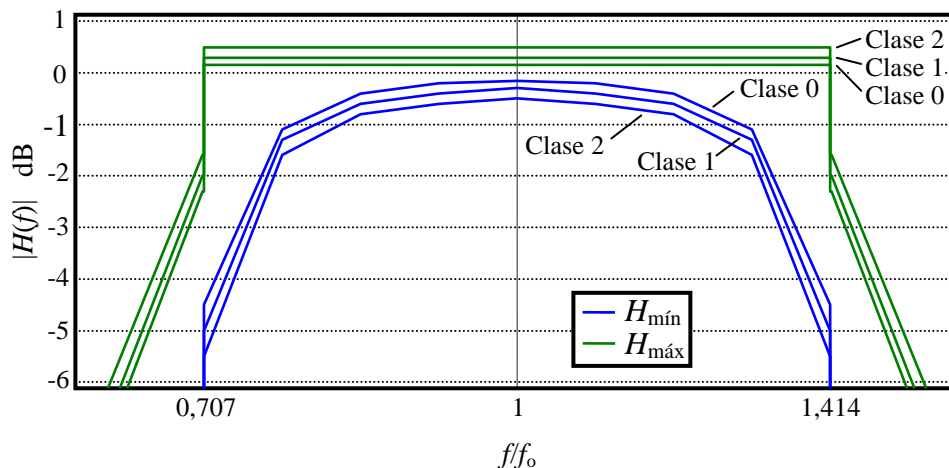


Figura 5. Plantillas para filtros de octava según IEC 61260. Detalle de la banda de paso.

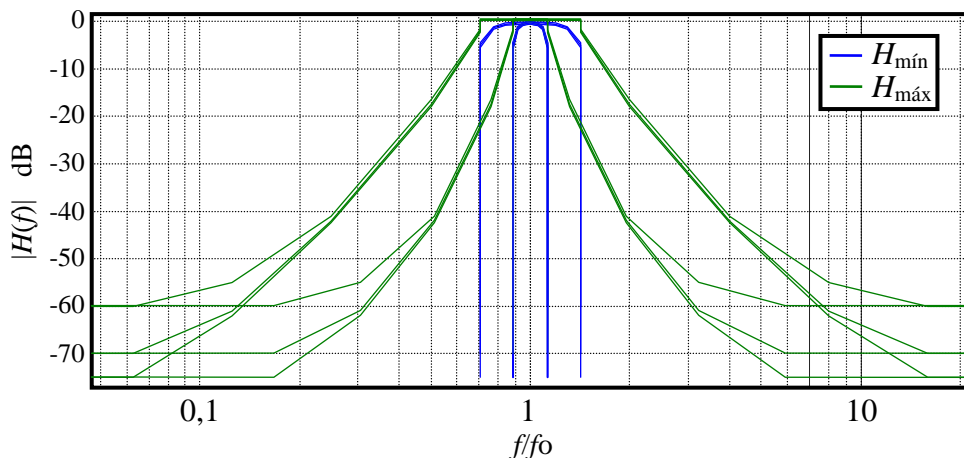


Figura 6. Plantillas para filtros de tercio de octava y de octava según IEC 61260. Vista global.

Esta constante en general no está especificada, ni está garantizada su estabilidad a largo plazo.³ Por esta razón es necesario grabar una señal de calibración. Como tal puede utilizarse la señal que entrega el sonómetro cuando se lo acopla a un calibrador acústico o, en el caso de los instrumentos que la proveen, la señal de calibración eléctrica. En ambos casos la señal es un tono con baja distorsión, en general de 1 kHz ó 250 Hz correspondiente a 94 dB ó 114 dB. Del análisis por software del tono de calibración se obtiene una calibración general del sistema.

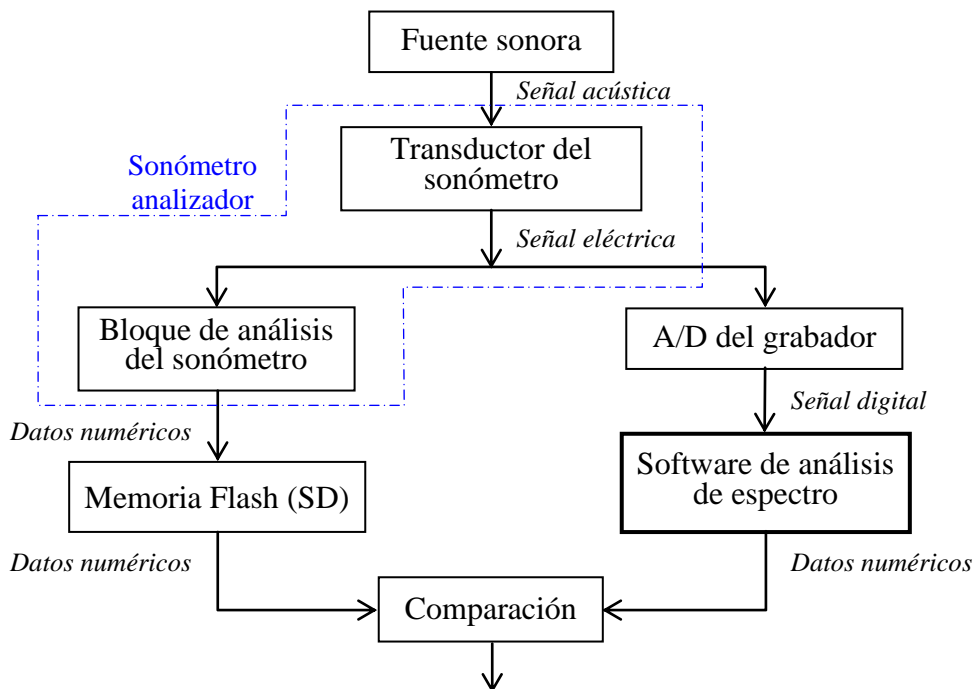


Figura 7. Diagrama de bloques del proceso de medición utilizando (a) un sonómetro analizador (izquierda) y (b) una cadena de medición formada por el transductor, el grabador digital y el software de análisis (derecha).

5 Contraste de algoritmos

Para la comparación de los algoritmos con un instrumento normalizado se utilizó un sonómetro analizador de espectro Brüel & Kjær tipo 2250 (B&K 2250). Si bien el instrumento posee una cadena electroacústica y un procesador digital de señal, se excluye del análisis el micrófono y su preamplificador. Sólo se analiza la cadena desde la entrada de señal eléctrica hasta el indicador numérico. Esto es porque el algoritmo a ensayar pretende sustituir sólo al bloque de análisis del sonómetro y no al sonómetro completo. En otras palabras, tanto el bloque de análisis como el software analizan la señal ya transducida, preamplificada y digitalizada. En el caso del software se agrega la conversión analógica-digital realizada por el grabador según la ecuación (22). Aunque ciertamente podría influir en el resultado de la medición, su análisis cae fuera del objeto de este trabajo.⁴ En la Figura 8 se muestra el diagrama de bloques del proceso de comparación.

³ Sin embargo, debido a la naturaleza de la electrónica involucrada, su valor varía poco si se mantienen condiciones estables de alimentación, impedancia de la fuente, temperatura y ajuste del nivel de entrada.

⁴ No obstante, se ha constatado que los efectos de la no linealidad y la respuesta en frecuencia de un buen grabador digital son despreciables.

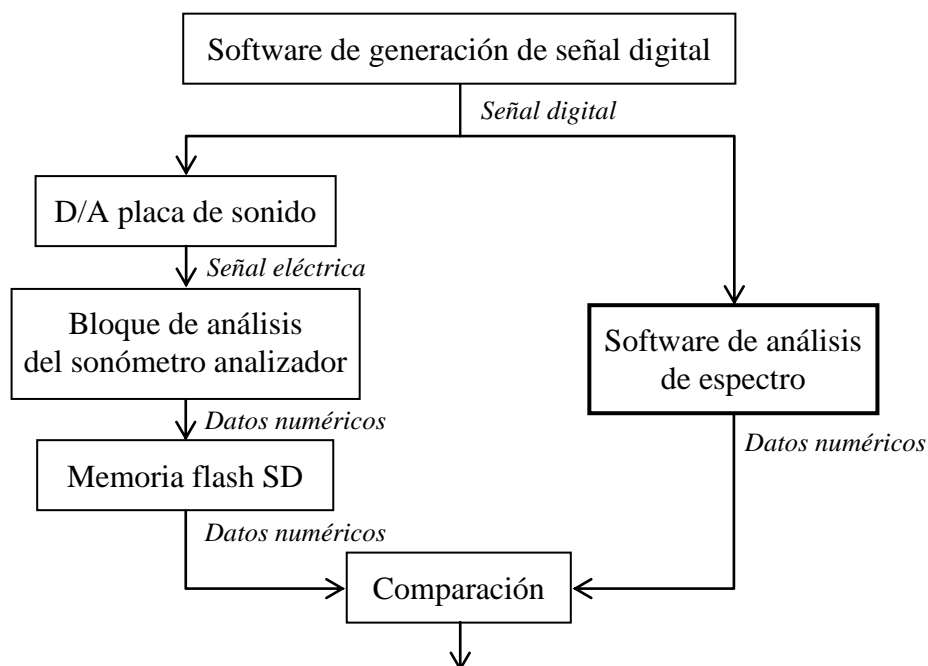


Figura 8. Diagrama de bloques del proceso de comparación entre la medición de espectro mediante el sonómetro analizador y la realizada por software.

5.1 Procedimiento

El procedimiento básico consiste en obtener la respuesta ante tonos puros de diversas frecuencias y amplitud constante. Debido a que el ensayo a realizar debe poder aplicarse tanto a un instrumento que recibe señal analógica como a un algoritmo que recibe señal digital, es necesario partir de una misma señal digital (generada por computadora) y, en el primer caso, convertirla en analógica de la manera más transparente posible. Ello se logra mediante la placa de sonido de la computadora. Si la placa fuera ideal, sólo contribuiría con una constante de conversión independiente de la frecuencia:

$$x(kT) = K_{D/A, placa} x_d(k), \quad (23)$$

donde $x_d(k)$ es la señal digital y $K_{D/A, placa}$, la constante del convertor D/A. Pero dado que no es ideal, $K_{D/A, placa}$ depende de la frecuencia y, por consiguiente, es necesario determinar su respuesta en frecuencia para luego compensarla.

5.1.1 Calibración de la placa de sonido

La respuesta de la placa se determina utilizando el sonómetro con ponderación Z (plana). Se parte de las siguientes premisas:

- La placa de sonido es lineal en el rango de niveles en el que se va a utilizar. Esto implica desactivar cualquier tipo de compresión o control automático de ganancia.
- La respuesta en frecuencia de la placa no necesariamente es plana.
- La respuesta en frecuencia eléctrica del sonómetro en ponderación Z es plana.

Se genera una señal digital senoidal con amplitud independiente de la frecuencia y con ella se alimenta la placa. Para ello hay tres opciones: generar un archivo .wav y reproducirlo con un cualquier software de reproducción de sonido (deshabilitando cualquier ecualización),

generar y reproducir el archivo de sonido con un editor de audio digital (por ejemplo Audacity, Cool Edit, Adobe Audition, Sound Forge, Goldwave) o generarlo y reproducirlo desde un software matemático con función de reproducción (por ejemplo Octave, Scilab, Matlab). La salida de línea de la placa, con máxima ganancia, se aplica a la entrada eléctrica del sonómetro en ponderación Z (plana) y se mide $L_{p, placa}(f_k)$ para K valores de frecuencia que cubran la totalidad del espectro audible. Si bien este valor está expresado como nivel de presión sonora, la referencia eléctrica no tiene una interpretación definida.

Se obtiene la respuesta en frecuencia de la placa, normalizada con respecto a $f_{ref} = 1000$ Hz:

$$C_{placa}(f_k) = L_{p, placa}(f_k) - L_{p, placa}(f_{ref}). \quad (24)$$

Esto permite referir las respuestas a la respuesta en 1000 Hz. Esta respuesta, medida en un conjunto discreto de frecuencias, puede interpolarse mediante spline cúbica para obtener la respuesta en otras frecuencias que serán necesarias en las pruebas siguientes.

5.1.2 Constatación de la respuesta del analizador

Se configura el analizador en el modo de análisis de espectro por bandas de octava (o de tercio de octava). Se selecciona una banda centrada en f_{on} y se mide la respuesta $L_p(f_{nh})$ para varias frecuencias f_{nh} que abarquen desde al menos 4 octavas antes hasta 4 octavas después de f_{on} . La respuesta en frecuencia de dicha banda será

$$H_n(f_{nh}) = L_p(f_{nh}) - C_{placa}(f_{nh}). \quad (25)$$

Dado que los juegos de frecuencias f_{nh} se seleccionan para cada banda densificando los valores en la banda de paso y en la zona de transición, el valor de la corrección $C_{placa}(f_{nh})$ debe obtenerse por interpolación:

$$C_{placa}(f_{nh}) = \text{spline}((f_k, C_{placa}(f_k))_{k=1, \dots, K}, f_{nh}), \quad (26)$$

donde $(f_k, C_{placa}(f_k))_{k=1, \dots, K}$ son los K pares (frecuencia, respuesta de la placa) medidos.

5.1.3 Contrastación de diversos algoritmos

Una vez obtenida la respuesta del analizador normalizado, se procede a ensayar los diversos algoritmos. En este caso las pruebas experimentales se realizan enteramente por software. Para ello se generan tonos puros de diversas frecuencias y amplitud fija y se determina la respuesta de los diversos algoritmos.

El primer algoritmo ensayado fue el filtrado FFT, según detalles dados en la sección 2.3. El segundo algoritmo fue el filtrado IIR con aproximación de Butterworth digital de tercer y cuarto orden. Ésta se obtuvo mediante la técnica de pre-warping (predistorsión del eje de frecuencia) y transformación bilineal. Las funciones de transferencia de tercer orden en transformada z son, para banda de octava y de tercio de octava, respectivamente,

$$H(z) = \frac{0,0338 - 0,1013z^{-2} + 0,1013z^{-4} - 0,0338z^{-6}}{1 - 1,7009z^{-1} + 2,415z^{-2} - 1,9683z^{-3} + 1,4337z^{-4} - 0,5565z^{-5} + 0,1890z^{-6}}, \quad (27)$$

$$H(z) = \frac{0,0018 - 0,0054z^{-2} + 0,0054z^{-4} - 0,0018z^{-6}}{1 - 2,2685z^{-1} + 4,1953z^{-2} - 4,2089z^{-3} + 3,5187z^{-4} - 1,593z^{-5} + 0,5889z^{-6}}, \quad (28)$$

mientras que las de cuarto orden son, respectivamente

$$H(z) = \frac{0,011121 - 0,044485z^{-2} + 0,066728z^{-4} - 0,044485z^{-6} + 0,011121z^{-8}}{1 - 2,2767z^{-1} + 3,9032z^{-2} - 4,2818z^{-3} + 3,9331z^{-4} - 2,5225z^{-5} + 1,3424z^{-6} - 0,4396z^{-7} + 0,1135z^{-8}} \quad (29)$$

$$H(z) = \frac{0,00021965 - 0,0008786z^{-2} + 0,0013179z^{-4} - 0,0008786z^{-6} + 0,00021965z^{-8}}{1 - 3,0301z^{-1} + 6,7628z^{-2} - 9,3175z^{-3} + 10,2696z^{-4} - 7,8390z^{-5} + 1,7868z^{-6} - 1,8025z^{-7} + 0,5005z^{-8}} \quad (30)$$

El último algoritmo es la obtención del espectro por clasificación de líneas espectrales a partir de la FFT (Sección 2.2). El filtrado FFT (Accolti et al., 2009 y 2009b) y la clasificación de líneas espectrales (Accolti et al., 2008) se han implementado en trabajos anteriores.

6 Resultados

Se trabajó con el sonómetro con analizador de espectro Brüel & Kjaer 2250. La placa de sonido fue una Creative Audigy SE. En la Figura 9 se muestra la respuesta de la placa obtenida con el procedimiento descrito. Las fluctuaciones en alta frecuencia se deben al filtro de reconstrucción del convertor D/A y se minimizan utilizando una tasa de muestreo de 96000 Hz.

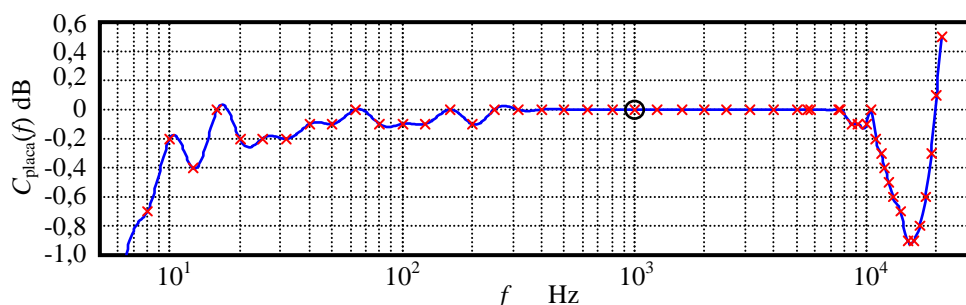


Figura 9. Respuesta en frecuencia de una placa Creative Audigy SE con $f_s = 96000$ Hz. Las cruces indican los valores medidos y, la curva, la respuesta obtenida por interpolación spline.

En las figuras 10 a 13 se muestran las respuestas de los filtros de banda de octava y de tercio de octava de 1 kHz

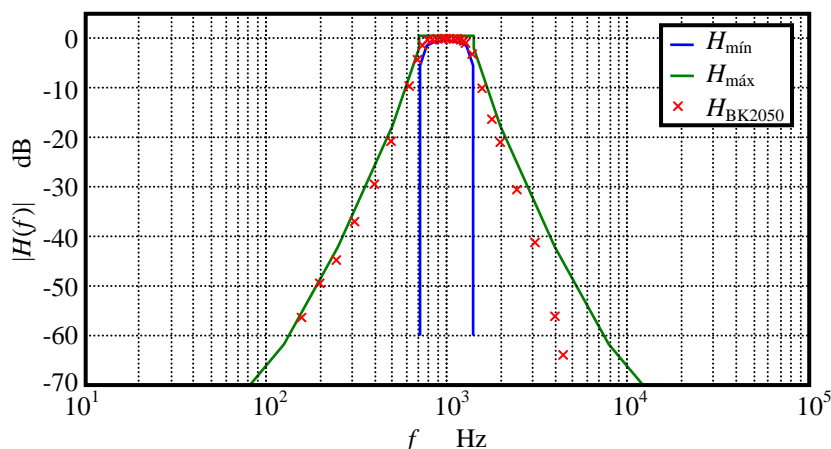


Figura 10. Comparación de la respuesta del analizador B&K 2250 con la plantilla de banda de octava de 1 kHz para Clase 0 según IEC 61260.

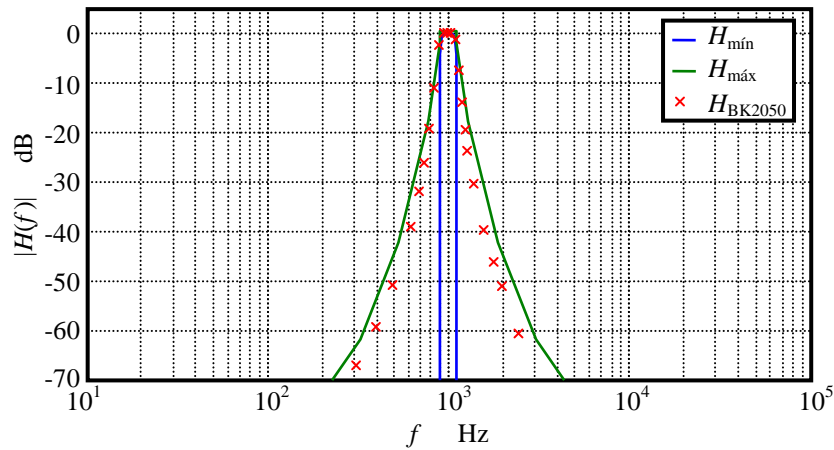


Figura 11. Comparación de la respuesta del analizador B&K 2250 con la plantilla de banda de tercio de octava de 1 kHz para Clase 0 según IEC 61260.

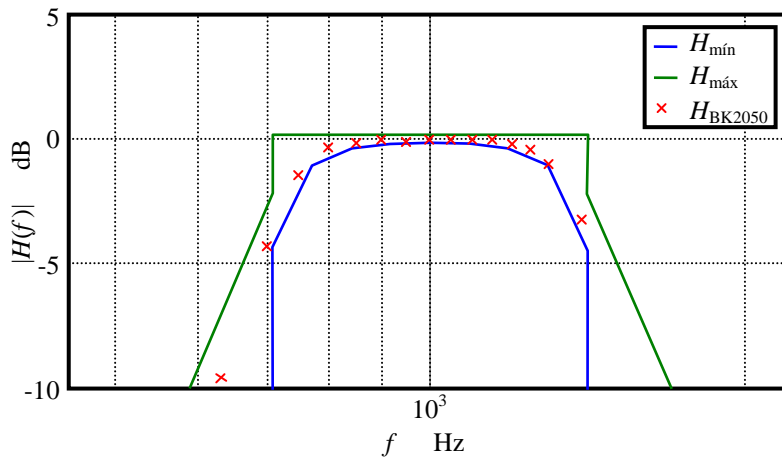


Figura 12. Comparación de la respuesta del analizador B&K 2250 con la plantilla de banda de octava de 1 kHz para Clase 0 según IEC 61260. Detalle de la banda de paso.

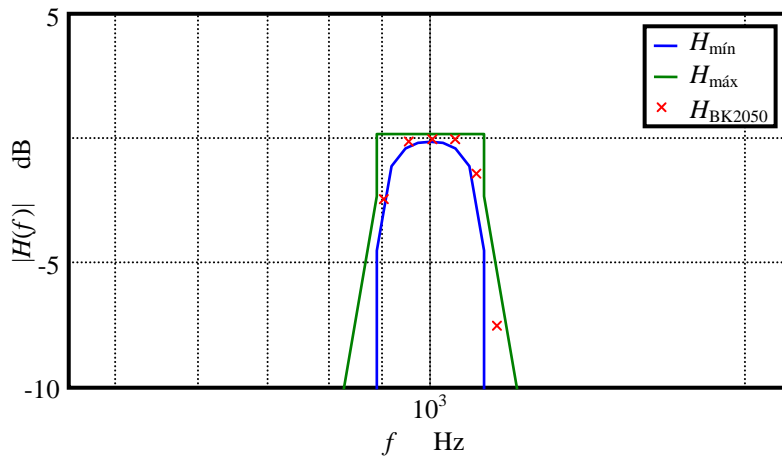


Figura 13. Comparación de la respuesta del analizador B&K 2250 con la plantilla de banda de tercio de octava de 1 kHz para Clase 0 según IEC 61260. Detalle de la banda de paso

En la Figura 14 se muestra la respuesta de un filtro FFT de banda de octava centrado en 1 kHz, con $N = 8192$ y ventana filtrante ideal (es decir, vale 1 dentro de la banda de paso y 0 fuera de ella). Se compara la respuesta con la del analizador normalizado y con las plantillas correspondientes a la norma IEC 61260 clase 2. En la Figura 15 se muestra la respuesta del filtro FFT de banda de tercio de octava, en este caso con $N = 65536$. En ambos casos la respuesta es muy buena dentro de la banda de paso pero empeora hacia las bajas frecuencias.

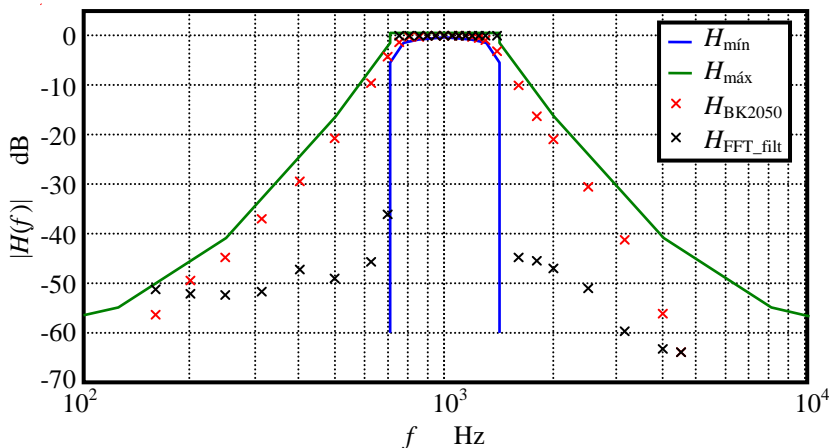


Figura 14. Comparación de la respuesta del filtro FFT ($N = 8192$) con la plantilla de banda de octava de 1 kHz para Clase 2 según IEC 61260. Para comparación se muestra la respuesta del B&K 2250.

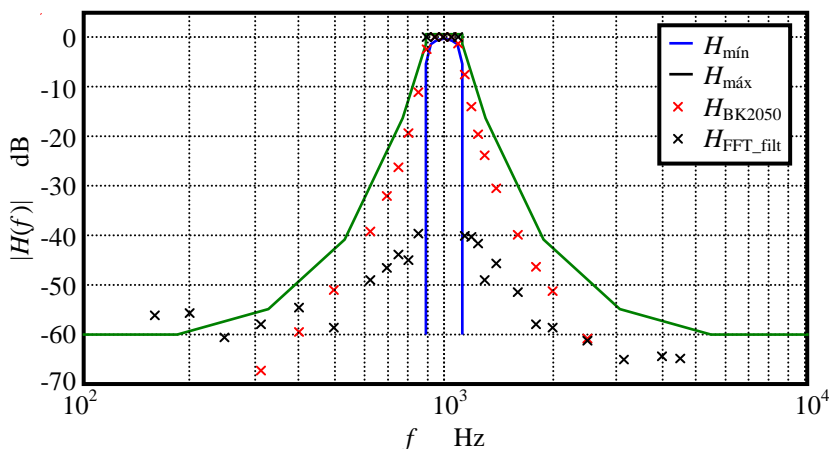


Figura 15. Comparación de la respuesta del filtro FFT ($N = 65536$) con la plantilla de banda de tercio de octava de 1 kHz para Clase 2 según IEC 61260. Para comparación se muestra la respuesta del B&K 2250.

En la Figura 16 se ha realizado un trazado más minucioso de la respuesta en frecuencia de este filtro en las proximidades del borde de la banda pasante. Se aprecia un comportamiento lobular a la vez que una transición muy rápida en la banda de atenuación.

En las figuras 17 y 18 se muestra la respuesta de los filtros IIR de Butterworth de orden 3 y 4 para las bandas de octava y de tercio de octava centradas en 1 kHz. Se observa que los filtros de tercer orden cumplen marginalmente con los requerimientos de la Clase 0 en baja frecuencia y los filtros de cuarto orden los satisfacen holgadamente.

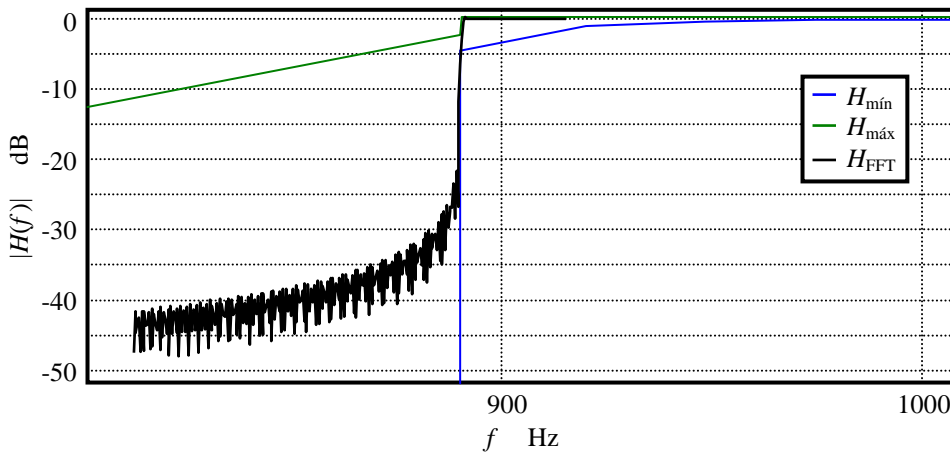


Figura 16. Detalle del comportamiento del filtro FFT de tercio de octava ante una sucesión de frecuencias alrededor de uno de los extremos de la banda de paso.

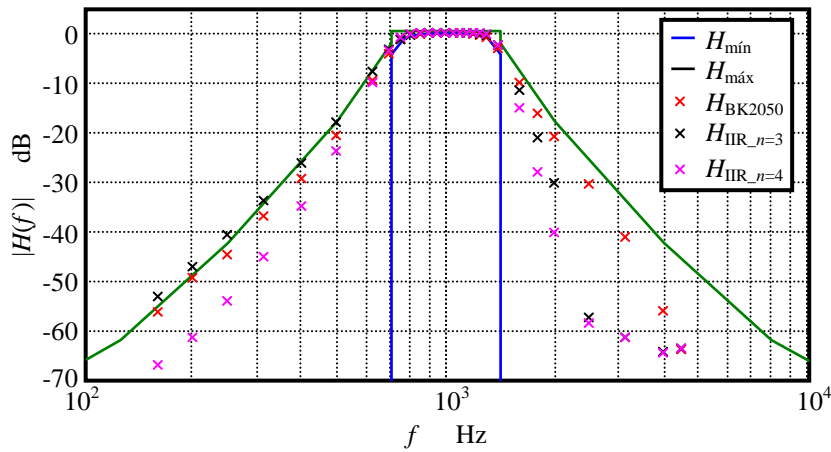


Figura 17. Comparación de la respuesta del filtro IIR (Butterworth de orden 3 y 4) con la plantilla de banda de octava de 1 kHz para Clase 0 según IEC 61260.. Para comparación se muestra la respuesta del B&K 2250.

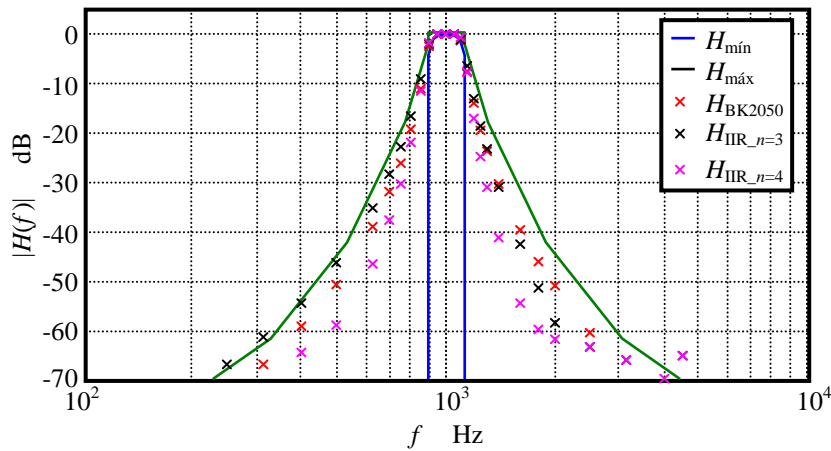


Figura 18. Comparación de la respuesta del filtro IIR (Butterworth de orden 3 y 4) con la plantilla de banda de tercio de octava de 1 kHz para Clase 0 según IEC 61260. Para comparación se muestra la respuesta del B&K 2250.

Es posible implementar un filtro híbrido que se comporte como de tercer orden en alta frecuencia y de cuarto orden en baja frecuencia, con lo que se lograría una respuesta más simétrica, aunque la ventaja real sería una ligera reducción del tiempo de cómputo.

En las figuras 19 y 20 se grafican los resultados del análisis de espectro por FFT y clasificación de líneas. Se observa una caída muy abrupta fuera de la banda de paso que no se explica por la atenuación de 58 dB del primer lóbulo lateral de la ventana de Blackman. Una posible explicación es que cada línea FFT dentro de la banda se comporta como un filtro con respuesta lobular similar a la de la Figura 2 (sólo que con lóbulos laterales menores por tratarse de la ventana de Blackman, véase la Tabla 1). Una frecuencia fuera de la banda de interés cae en diversas posiciones relativas con respecto al lóbulo central de cada uno de esos filtros, por lo cual es afectada por una atenuación y una fase cuasi aleatorias. La superposición de gran número de estas respuestas, todas de igual frecuencia pero de amplitudes y fases aleatorias produce estadísticamente una tendencia a la cancelación, de allí la baja respuesta observada.

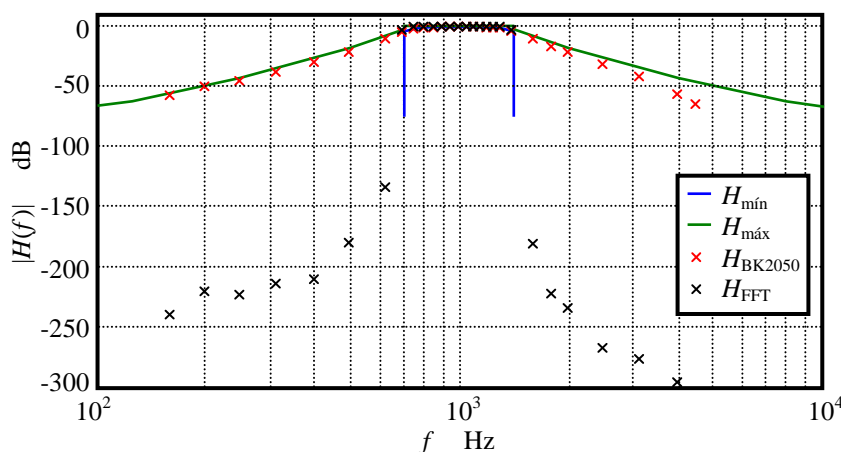


Figura 19. Comparación de la respuesta del analizador por clasificación de líneas FFT ($N = 4096$, ventana de Blackman) con la plantilla de banda de octava de 1 kHz para Clase 0 según IEC 61260. Se compara con la respuesta del B&K 2250.

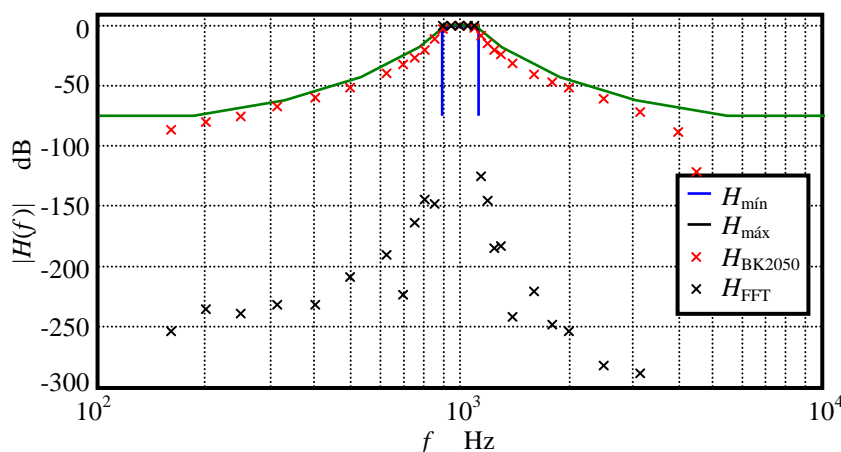


Figura 20. Comparación de la respuesta del analizador por clasificación de líneas FFT ($N = 4096$, ventana de Blackman) con la plantilla de banda de tercio de octava de 1 kHz para Clase 0 según IEC 61260. Se compara con la respuesta del B&K 2250.

En la Tabla 2 se da una comparativa de los tiempos de cómputo requeridos por cada algoritmo en relación con la duración de la señal analizada utilizando un ordenador con procesador Intel centrino core duo T2350 con una velocidad de 1,86 GHz con sistema operativo de 32 bits y 1 Gb de memoria RAM. Se observa que los filtros IIR son los que requieren menor tiempo de cómputo, incluso teniendo en cuenta que si se requiere un análisis de todas las bandas. Los filtros FFT son ventajosos en las proximidades de la banda de paso. Los métodos basados en FFT y clasificación de líneas espectrales requieren la determinación de la FFT una sola vez por cada cuadro de análisis pero no realizan un filtrado de la señal.

Tabla 2. Tiempos de cálculo de cada método para una banda centrada en 1000 Hz

Método	Duración de la señal	Tiempo de cálculo 1/1 octava	Tiempo de cálculo 1/3 octava
Filtro FFT	60 s	79,5 s	73,5 s
Filtro IIR n=3	60 s	0,8 s	0,8 s
Filtro IIR n=4	60 s	0,8 s	0,8 s
FFT	47,5 s	46,7 s	46,6 s

7 Conclusiones

Del desarrollo del presente trabajo se puede concluir que es posible implementar algoritmos que, complementados con un instrumento sencillo capaz de proveer una señal de audio calibrada, permiten sustituir el uso de instrumentos de medición costosos en el análisis de espectro de bandas de octava y tercio de octava. En una continuidad futura de este trabajo deberán analizarse los otros componentes de la cadena de medición, particularmente los efectos del grabador digital utilizado para registrar la señal a analizar por software.

NOTA: El presente trabajo es parte de un proyecto de investigación financiado por la Agencia Nacional de Promoción Científica y Tecnológica (ANPCyT - PICT N° 38109)

Referencias

- Accolti, Ernesto; Miyara, Federico (2008). "Combinación digital controlada de ruidos diversos" VI Congreso Iberoamericano de Acústica, FIA 2008, Pg. A090. Bs As, Argentina.
- Accolti, Ernesto; Miyara, Federico (2009). "Fast and controllable box-shaped room impulse response algorithm" XIII Reunión de Trabajo en Procesamiento de la Información y Control RPIC 2009. Rosario, Argentina.
- Accolti, Ernesto; Miyara, Federico (2009b). "Fluctuation Strength of Mixed Fluctuating sound Sources" Mecánica Computacional Vol XXVIII, Pg. 9-22. ENIEF 2009. Tandil, Argentina.
- Cooley, J. W.; Tuckey, J. W. (1965). "An algorithm for the machine computation of complex Fourier Series". Math. Comp., Vol 19, pp.297-301.
- Crochiere, R. (1980). A weighted overlap-add method of short-time Fourier analysis/synthesis. IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing, ASSP-28(2):99-102.
- IEC 61260:1995 "Octave-Band and Fractional-Octave-Band Filters"
- Proakis, John G.; Manolakis, Dimitris G. (1998). "Tratamiento digital de señales. Principios, algoritmos y aplicaciones". Prentice Hall, Madrid, España.