

# PRIMERAS JORNADAS REGIONALES DE ACÚSTICA AdAA 2009

19 y 20 de noviembre de 2009, Rosario, Argentina



AdAA2009-A025R

## Protocolo de calibración de auriculares audiométricos para su uso en investigación psicoacústica

Ernesto Accolti<sup>(a)</sup>,  
Federico Miyara<sup>(b)</sup>,  
Ezequiel Mignini<sup>(c)</sup>.

Laboratorio de Acústica y Electroacústica, Facultad de Ciencias Económicas, Ingeniería y Agrimensura, Universidad Nacional de Rosario, Rosario, Argentina.

(a) [eacolti@fceia.unr.edu.ar](mailto:eacolti@fceia.unr.edu.ar)

(b) [fmiyara@fceia.unr.edu.ar](mailto:fmiyara@fceia.unr.edu.ar)

(c) [ezequelmignini@gmail.com](mailto:ezequelmignini@gmail.com)

### Abstract

Methodologies for audiometrics earphones calibration process are described exemplifying with the extended range audiometrics earphones Sennheiser model HDA 200. A block diagram of the electroacoustic chain involved in the sonorous virtual reproduction is described distinguishing those elements that must be compensated for a suitable auralization.

### Resumen

Se describen las metodologías del proceso de calibración de auriculares audiométricos ejemplificando con los auriculares audiométricos de rango extendido marca Sennheiser modelo HDA 200. Se describe un diagrama en bloques de la cadena electroacústica involucrada en la reproducción sonora virtual particularizando en aquellos elementos que deben ser compensados para una adecuada auralización.

## 1 Introducción

La reproducción sonora mediante un sistema de auralización controlada es un elemento imprescindible en las tareas de investigación en psicoacústica en ambiente de laboratorio. Esta se puede llevar a cabo mediante un sistema de auralización con parlantes o auriculares. Utilizar parlantes hace más complicado el control de ciertos parámetros, por ejemplo el tiempo de reverberación, la dirección de arribo del sonido y las condiciones de campo libre. Por otra parte el uso de auriculares audiométricos como sistema de auralización supone una transformación para simular las condiciones de campo sonoro deseado (por ejemplo campo libre o difuso) ya que el campo sonoro que ofrecen los auriculares suele ser distinto (si los auriculares ofrecen una fuerte aislación sonora respecto al medio exterior se podría hablar de un campo de presión). Esta transformación puede entenderse como una compensación en el dominio de la frecuencia.

En ambos casos los trabajos de investigación necesitan contar con un sistema que no agregue ningún tipo de distorsión o, si esto sucede, contar con algún mecanismo capaz de compensar esas distorsiones. En este sentido existen en la actualidad diseños de circuitos electrónicos analógicos capaces de compensar las diferencias de campo sonoro, por ejemplo en Zwicker et al., 2007 se muestran estos circuitos para los auriculares Beyer Dynamics DT 48 y para los Telephonics THD 39, además existen normativas (ISO 389, 2004) que estandarizan los procedimientos para medir la respuesta en frecuencia de auriculares audiométricos para simulación en condiciones de campo sonoro libre o difuso.

Con el avance de la tecnología en materia de audio digital y procesamiento de señales en tiempo real estos circuitos analógicos se reemplazaron en la actualidad por sistemas digitales capaces de compensar no solo los efectos del campo sonoro sino también efectos relacionados con los demás elementos involucrados en la cadena electroacústica de reproducción sonora.

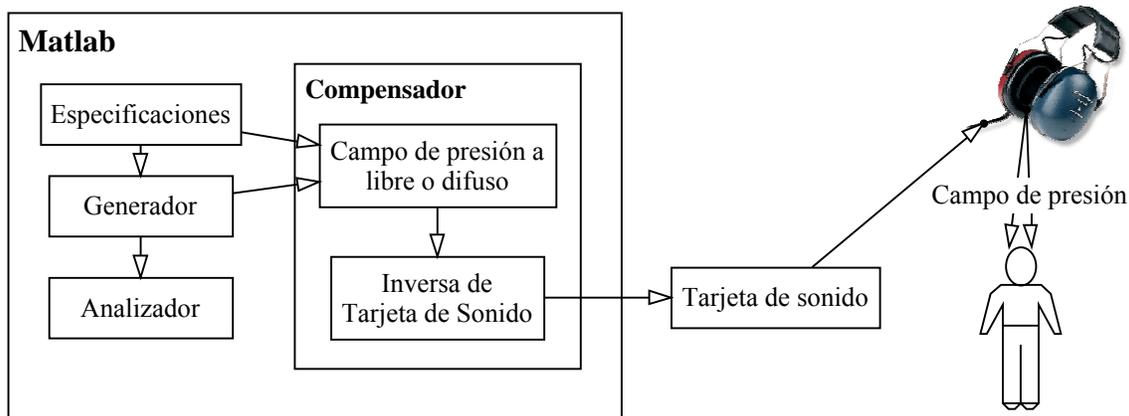
En el marco de los trabajos de investigación del Grupo Ruido y del Laboratorio de Acústica y Electroacústica ambos de la Universidad Nacional de Rosario se generó un protocolo de calibración para auriculares audiométricos y fue implementado utilizando los auriculares Sennheiser HDA 200 (Accolti et al., 2009, 2009b y 2009c). Tanto el protocolo como la implementación particular en los auriculares HDA 200 se presentan en este trabajo.

## 2 Diagrama en Bloques

La forma planteada para poder auralizar adecuadamente responde al diagrama en bloques de la Figura 1. En un software matemático como Matlab, se especifican (bloque especificaciones) las características deseadas de la señal como las recibiría el sujeto en condiciones de campo libre o difuso, especificando de cual de ellos se trata. Luego se generan estas señales (bloque generador) y pueden ser analizadas objetivamente (bloque analizador) como si hubiesen sido medidas en la posición del sujeto y en el campo sonoro especificado.

## 3 Metodología

En esta sección se describe, por un lado, la metodología para el estudio de la impedancia de salida del sistema de reproducción sonora a modo de respetar la recomendación de impedancia máxima típica de auriculares audiométricos (en el caso de los HDA 200 la impedancia debe ser menor a  $1 \Omega$  en todo el rango de frecuencias de interés). Por otra parte se describe la metodología empleada para compensar efectos no deseados del sistema de auralización según se desee simular condiciones para campo sonoro libre o difuso.



**Figura 1.** Diagrama en bloques del sistema de auralización.

El bloque compensador se estudia en profundidad en las dos secciones siguientes. Este bloque se implementará como un sistema lineal e invariante en el tiempo (LTI) por lo cual se puede pensar que es conmutativo con aquellos bloques que se encuentran conectados en serie y también sean LTI.

Finalmente el software matemático resuelve el envío de los datos generados y compensados hacia la tarjeta de sonido cargada con los auriculares audiométricos, los cuales a su vez están cargados acústicamente con el sistema auditivo del sujeto.

### 3.1 Calibración del instrumento de medición

A modo de obtener rápidamente la respuesta de los diversos elementos involucrados en la cadena electroacústica del sistema de auralización se utilizó un grabador digital de dos canales. En este caso fue el modelo H4 de la marca Zoom. Para asegurar la trazabilidad de la medición se puede calibrar el grabador utilizando un generador de funciones para obtener la respuesta en frecuencia del canal de entrada del grabador. Para este fin se utilizó el generador de funciones Stanford Research System, modelo DS345.

Se generó una señal tonal modulada en frecuencia desde  $f_0 = 10$  Hz a  $f_f = 22$  kHz en forma exponencial con una duración total  $T = 45$  s.

Como la señal de excitación es determinística se puede estimar matemáticamente una función que describa la frecuencia instantánea en función del instante  $t$ .

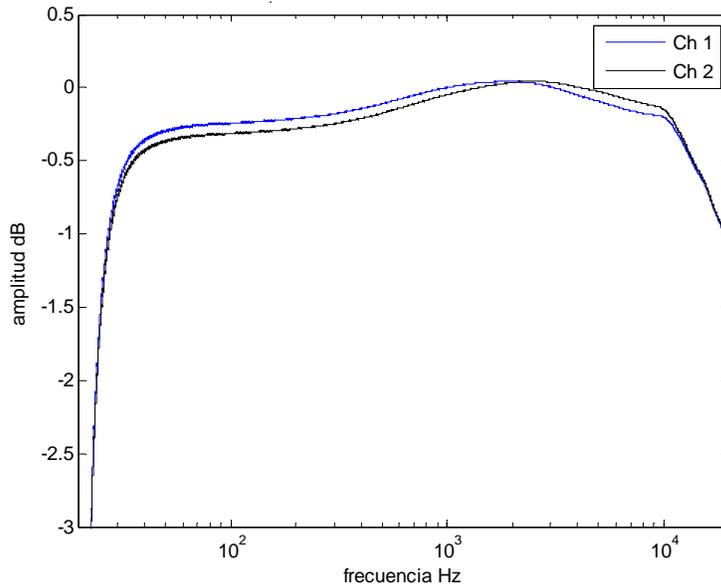
$$f = f_0 10^{\alpha t}, \quad (1)$$

donde  $\alpha = \log_{10}(f_f/f_0)/T$ .

Luego la señal de salida se registró en el grabador H4 conectado como carga del generador de funciones.

Se realizó la extracción de la envolvente de la señal registrada utilizando un filtro pasabajos de primer orden con constante temporal  $\tau = 256$  ms aplicado a la señal al cuadrado a modo de obtener el valor medio del voltaje en función de la frecuencia obtenida según (1). La Figura 2 muestra el voltaje medio obtenido en decibeles relativos al valor de 1 kHz. Esta respuesta corresponde a la respuesta en frecuencias del sistema compuesto desde la entrada del grabador hasta la etapa de registro del mismo, pasando por su bloque de conversión analógico-digital, codificador, etc.

En la Figura 2 se puede observar que la respuesta en frecuencia es plana con desvíos de  $\pm 0,25$  dB entre 35 Hz y 14 kHz. Sumado a esto, la compensación de los demás elementos, en particular las transformaciones de campo sonoro, supone intervalos de confianza más amplios que los desvíos mencionados. Por ambas razones se decidió no utilizar un elemento compensador para esta respuesta.



**Figura 2.** Respuesta en frecuencia del grabador H4.

### 3.2 Medición de impedancia

La impedancia de salida del amplificador ( $Z_0$ ) que alimenta a los auriculares debe cumplir con  $Z_0 < 1 \Omega$  para los HDA 200. Cabe aclarar que otros modelos de auriculares suelen especificar otras restricciones de impedancia. Para el caso de la tarjeta de sonido utilizada (modelo Mobile Pre de M-Audio) el fabricante no proporciona los datos de impedancia de salida. Por esta razón, previo a la calibración en sí, se debió estimar la impedancia de salida.

La impedancia se obtuvo con un método indirecto a través de mediciones relativas al voltaje con dos cargas diferentes  $R_1 = 22 \Omega$  y  $R_2 = 68 \Omega$  conectadas alternadamente en paralelo con el grabador H4 de impedancia de entrada  $480 \text{ k}\Omega$ .

Luego estableciendo las ecuaciones de la Ley de Ohm, mediante un sencillo manejo algebraico se puede escribir (2) que vincula la impedancia de salida de la tarjeta de sonido ( $Z_0$ ) con los voltajes  $V_1$  y  $V_2$  medidos al conectar  $R_1$  y  $R_2$  respectivamente.

$$Z_0 = \frac{V_1 - V_2}{\frac{V_2}{R_2} - \frac{V_1}{R_1}} \quad (2)$$

Con el propósito de medir  $V_1$  y  $V_2$  se generó una señal (de excitación) tonal modulada en frecuencia (conocida como chirp o sweep). La señal de excitación se representó a una tasa de muestreo de 44,1 kHz en 16 bits y se moduló desde  $f_0 = 10 \text{ Hz}$  a  $f_f = 22 \text{ kHz}$  en forma exponencial con una duración total  $T = 30 \text{ s}$  aplicando un fade in y un fade out, ambos de 300

ms. Luego la señal de salida se registró en el grabador H4 conectado en paralelo con la resistencia de prueba  $R_1$  o  $R_2$  según corresponde.

Se realizó la extracción de la envolvente de la señal de salida utilizando un filtro pasabajos de primer orden con constante temporal  $\tau = 256$  ms aplicado a la señal al cuadrado a modo de obtener el valor medio de  $V_1$  y  $V_2$  en función de la frecuencia obtenida según (1).

Al reemplazar en (2) se obtuvo la impedancia  $Z_0$  (ver Figura 3) en función de la frecuencia observando que era ampliamente superior a  $1 \Omega$  por lo cual se decidió agregar un adaptador de impedancias en serie con la tarjeta de sonido.



Figura 3. Impedancia de salida de auriculares de la tarjeta Mobile Pre.

### 3.3 Adaptador de impedancias

Para adaptar la impedancia se realizó un amplificador de audio estereo basado en el integrado *TPA 152* de Texas Instruments. Este circuito integrado posee una potencia de salida de 75 mW por canal con una distorsión armónica menor al 0,2% en la banda de audio para cargas de  $32 \Omega$ . Además posee una gran relación señal-ruido, igual a 104 dB para ganancia unitaria.

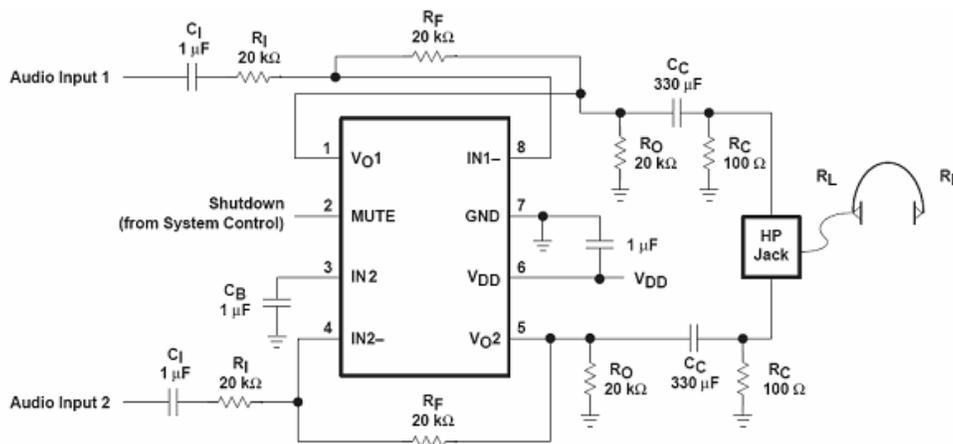
El circuito implementado se extrajo de una aplicación típica presentada en la hoja de datos del integrado (Ver

Figura 4), modificando los valores de sus componentes para cumplir los requerimientos del presente diseño.

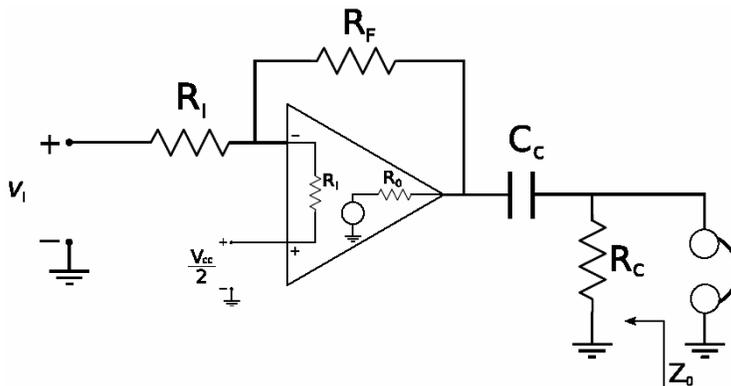
Dado que la impedancia de salida del amplificador ( $Z_0$ ) debe ser  $Z_0 < 1 \Omega$  en todo el rango de frecuencias es necesario realizar un análisis de impedancia a fin de elegir los componentes necesarios para lograr esta restricción. Para el análisis se puede reemplazar el amplificador de audio por un amplificador operacional en configuración inversor ya que su funcionamiento es análogo. En la

Figura 5 se muestra el circuito equivalente para un canal.

La entrada no inversora del amplificador operacional se coloca a una tensión igual a  $V_{cc}/2$ . Esto se debe a que el TPA 152 se alimenta con fuente simple y por lo tanto fija la tensión de la entrada no inversora en el punto medio de la tensión de alimentación a modo de amplificar tensiones de ambas polaridades.

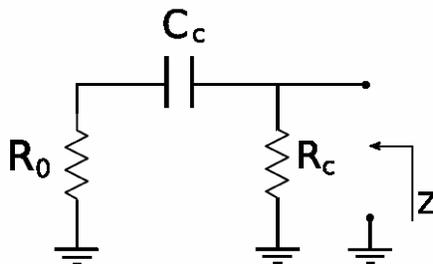


**Figura 4.** Diagrama esquemático del circuito implementado. (Texas Instruments, 2000).



**Figura 5.** Circuito equivalente del adaptador de impedancias.

Para obtener la impedancia vista por el auricular, aplicamos el teorema de Thevenin, resultando



**Figura 6.** Impedancia vista por el auricular.

donde la impedancia del capacitor  $Z_c = 1 / (j\omega C_c)$  y la impedancia vista resulta

$$Z_0 = R_c // \left( R_0 + \frac{1}{j\omega C_c} \right). \quad (3)$$

Si elegimos  $R_c = 1 \text{ k}\Omega \gg R_0 + 1 / (j\omega C_c)$ , entonces la restricción se cumple si se cumple (4)

$$\left| R_0 + \frac{1}{j\omega C_c} \right| \leq 1\Omega \quad (4)$$

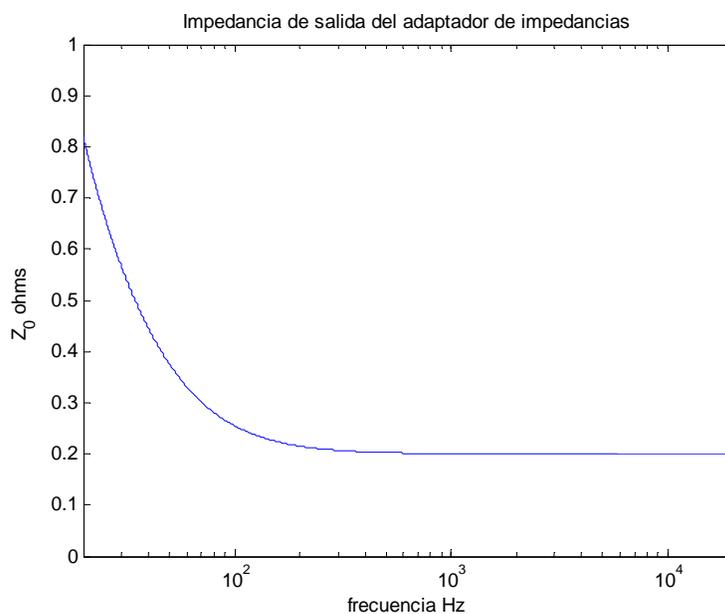
para toda la banda de audio. Se puede cumplir (4) si se elige  $C_c$  adecuadamente. La resistencia de salida del amplificador ( $R_0$ ), no se especifica en la hoja de datos por lo tanto se midió corroborando que es inferior a  $0,2 \Omega$ .

Despejando  $C_c$  de (4) y reemplazando  $\omega$  por el caso más crítico para esta restricción en la banda de audiofrecuencia ( $\omega = 2\pi 20$ ) se obtiene el valor mínimo de  $C_{c,\min} = 8121 \mu\text{F}$ . Y finalmente, por disponibilidad en el mercado se utilizó un capacitor de  $C_c = 10000 \mu\text{F}$ .

Resumiendo, el diseño del adaptador responde a la

Figura 4 con los siguientes cambios en los valores de sus componentes:  $R_c = 1 \text{ k}\Omega$  y  $C_c = 10000 \mu\text{F}$ .

Resolviendo (4) se puede estimar la impedancia de salida según se representa en la Figura 7.



**Figura 7.** Impedancia estimada de salida del adaptador de impedancias.

### **3.4 Diseño de filtro compensador**

En esta subsección se describe la metodología usada para compensar los efectos no deseados de los elementos de la cadena electroacústica completa, los cuales se detallan en la próxima sección.

La metodología empleada se basa en el método de diseño de filtros de respuesta finita (FIR) por muestreo en frecuencia (Mitra; 1998). Para poder implementar todos los elementos en un solo filtro primero se trabaja con cada uno de estos en el dominio de la frecuencia.

Dado que se dispone de las respuestas en frecuencia de cada elemento especificado en distintos puntos discretos del dominio espectral, previo a sumar sus respectivas respuestas se realiza una normalización del dominio utilizando una interpolación tipo spline.

Una vez realizada la normalización todos los elementos quedan especificados en los mismos valores discretos de frecuencia, posibilitando así la suma de todas las respuestas. Finalmente la compensación total queda en el dominio de la frecuencia normalizada.

## **4 Elementos de compensación**

A partir de la Figura 1 es sencillo ver que el efecto del bloque LTI de compensación de la tarjeta de sonido anula al efecto propio de la tarjeta de sonido en sí. Por otra parte el bloque de compensación del campo sonoro, al ser LTI, se puede simplificar asumiendo que el sistema será idéntico si la posición de este bloque fuese entre los auriculares y el sujeto. Esta consideración asumida se respetará ya que normalmente se trabajará en dominios para los cuales las respuestas de la tarjeta de sonido y de los auriculares son lineales. Luego la señal que se presentará al sujeto será la señal generada según las especificaciones y para el campo sonoro especificado.

### **4.1 Tarjeta de sonido**

Este bloque compensa los efectos de la tarjeta de sonido y todos los elementos de conexión. Además compensa posibles efectos del adaptador de impedancias para el caso en que se utilice.

Encontrar la respuesta de la tarjeta de sonido es un típico problema de identificación de sistemas fuera de línea (off line). Existen muchas formas de identificar este tipo de sistemas pero se eligió una forma sencilla que permite ser reproducida fácilmente con la intención de definir un protocolo sencillo para la calibración total del sistema de auralización virtual.

Se utilizó la misma señal de excitación de 3.2. Se reprodujo la señal de excitación a través del sistema completo con el grabador H4 conectado en paralelo a los auriculares. El grabador registró la señal (de salida) con una tasa de muestreo de 44,1 kHz en 16 bits.

Se alineó las señales de excitación y salida en forma visual, utilizando un software editor de audio multipista, a modo de compensar el retardo entre ambas señales y se seccionaron descartando las partes sin señal a modo de obtener la misma duración en ambos archivos.

Utilizando el mismo filtro pasa-bajos de primer orden de 3.2 se extrajo las envolventes de la señal de excitación y de salida.

Luego, para obtener la respuesta en frecuencia basta con dividir punto a punto la envolvente de la señal de salida con la de excitación y asignar cada punto a la frecuencia correspondiente según (1). Evidentemente la respuesta quedará en términos proporcionales al cuadrado del voltaje por lo cual es conveniente llevar este valor a términos de decibeles o bien de voltaje.

Este método de identificación descarta la información de fase bajo el supuesto que esta información no afecta la percepción auditiva. Además, tampoco se cuenta con los datos de fase de las funciones de transferencia de los demás elementos.

Finalmente, se aplica la interpolación para normalizar el dominio de la respuesta con respecto a los demás elementos de compensación. El resultado de la interpolación puede verse en la

Figura 8 representada por rombos rojos.

## 4.2 Campo sonoro

Una de las especificaciones más importantes de los auriculares audiométricos es su respuesta en frecuencia para campo libre.

La respuesta puede ser medida utilizando una muestra importante de sujetos indicando que varíen el nivel de una señal tonal presentada por los auriculares hasta igualar la sonoridad que la misma señal presentada a través de parlantes como un frente de ondas planas en la condición de campo sonoro libre. Actualmente también se está utilizando un maniquí en lugar de una muestra de sujetos y se obtiene la respuesta calculando las diferencias entre la señal presentada por auriculares y por el sistema que genera ondas planas (Moore et al., no publicado).

### 4.2.1 Campo difuso

En la hoja de datos de los auriculares HDA 200 se reporta su respuesta en campo sonoro difuso, es decir, la respuesta en frecuencia inversa a la transformación necesaria para pasar de campo sonoro de presión a campo difuso. Esa transformación además incorpora la calibración necesaria para una respuesta no dependiente de la frecuencia en el campo de presión referido a una señal que tampoco depende de la frecuencia.

Para incorporar esa respuesta se utilizó una interfaz para Matlab llamada Grabit, (Doke, 2005). Esta interfaz de usuario para Matlab permite cargar un archivo de imagen que contenga una gráfica y volcar los valores de los puntos que se deseen a una matriz de dos columnas. Luego, se realizaron las conversiones de unidades correspondientes. Los puntos se eligieron de modo que la interpolación spline que se aplicará antes de sumar las distintas compensaciones represente fielmente la curva original, es decir, no se realizó un muestreo a intervalos constantes sino que se buscó puntos que representan variaciones de la respuesta.

El resultado de la interpolación aplicada para normalizar los datos respecto a los demás elementos puede verse en la

Figura 8 representada por “x” azules.

### 4.2.2 Campo libre

Zwicker et al., 2007 presenta la respuesta en frecuencia de un atenuador que aplicado a un sonido en campo libre emula la sonoridad que sería percibida en condición de campo difuso. Además esta respuesta puede pensarse como la amplificación necesaria para que un sonido en campo difuso emule la sonoridad que sería percibida en condición de campo libre.

Para incorporar los datos de esta respuesta, que llamaremos transformación de campo difuso a campo libre, se utilizó nuevamente el procedimiento que usa la herramienta Grabit con los datos reportados por Zwicker. El resultado de la interpolación puede verse en la

Figura 8 representada por círculos negros.

## 4.3 Compensación en conjunto

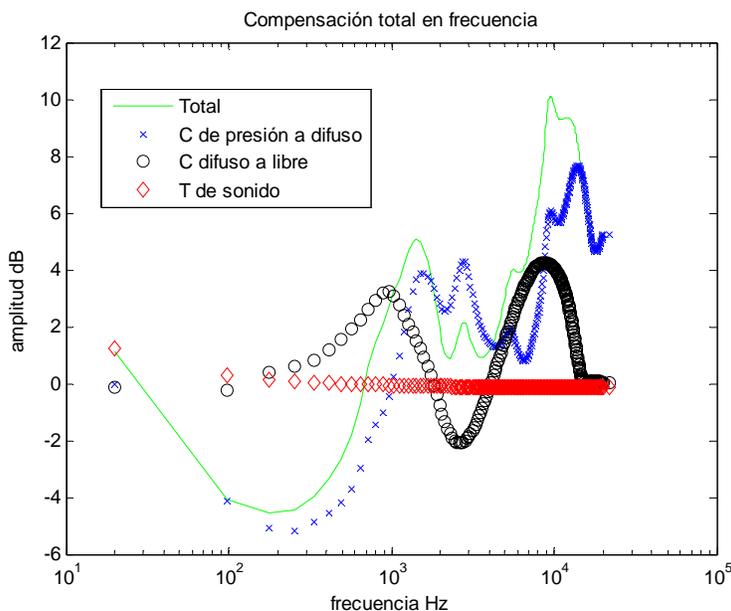
Una vez sumados todos los efectos que se desean compensar (véase

Figura 8 línea verde) se diseñó un FIR mediante la técnica de muestreo en frecuencia. La cantidad de coeficientes dependerá de la forma obtenida y de la necesidad de implementar en tiempo real la calibración.

Se busca un FIR relativamente corto que sea de fácil implementación en microcontroladores tipo DSP de mínimas prestaciones, pero, en una primera aproximación, será implementado fuera de línea.

El muestreo se lleva a cabo para las frecuencias a las cuales se normalizó la respuesta de todos los elementos, el cual fue de 1024 puntos a intervalos constantes, obteniendo así un FIR de orden 1024.

La implementación en un software matemático se puede realizar simplemente como la convolución y para aplicaciones en tiempo real se puede utilizar esta misma técnica o bien la técnica de overlap-add.



**Figura 8.** Compensación en frecuencia.

## 5 Protocolo de calibración

A modo de presentar una herramienta que pueda ser reproducida con otros modelos de auriculares en esta sección se presenta un resumen del protocolo enfocado a la aplicación del mismo.

### 5.1 Instrumento de medición normalizado

Antes de comenzar con la calibración es necesario contar con un instrumento de medición normalizado. Este instrumento puede ser una interfaz de adquisición de datos con respuesta en frecuencia plana con una tolerancia especificada y que cumpla con algún estándar de trazabilidad.

Ese tipo de instrumento no es de fácil acceso, por lo cual este protocolo prevé, en caso de no contar con una interfaz de adquisición adecuada, la posibilidad de utilizar un grabador de audio digital que puede ser compensado a modo de no introducir distorsión al utilizar este elemento en la cadena de medición. La compensación, en caso de ser necesaria, se puede

realizar agregando al filtro compensador la respuesta en frecuencia inversa a la de este elemento. La respuesta en frecuencia se puede calcular según la metodología usada en 3.1.

## 5.2 Requisito de impedancia de alimentación

En un primer paso se debe verificar, ya sea con los datos del fabricante o mediante medición, que se cumplen los requisitos de impedancia de salida de la tarjeta de sonido especificados por el fabricante de los auriculares.

En caso de no alcanzar el requisito se deberá intercalar un adaptador de impedancias diseñado según los procedimientos empleados en 3.3.

## 5.3 Identificación de la respuesta de la tarjeta de sonido

La respuesta de la tarjeta de sonido englobará todos los elementos entre el bloque de generación digital del sonido hasta el de los auriculares, incluyendo conversores digital/analógico, cables y posibles adaptadores de impedancia según sean requeridos.

La metodología fue implementada en un algoritmo para Matlab según lo especificado en 4.1.

## 5.4 Generación de la compensación total

Para este efecto se deberán conseguir por medio del fabricante o medir según las técnicas que calibran la respuesta en campo difuso mediante el método de sonoridad o utilizando un maniquí. Los datos de conversión de campo difuso a libre se pueden extraer del presente trabajo o su referencia original.

El dominio de la frecuencia de las respuestas de la tarjeta de sonido (incluyendo cables, conversor DA, adaptador de impedancias, etc.) la conversión de campo difuso a libre y la respuesta de campo difuso se deberá normalizar según los puntos discretos de frecuencia en los cuales se especificará la respuesta para el diseño del FIR según el método de muestreo en frecuencia de modo que el filtro final pueda describir en forma adecuada la compensación total necesaria.

Utilizando la función `interp1.m` de Matlab se puede realizar la normalización del dominio de los elementos a compensar y utilizando la función `fir2.m` de Matlab se puede implementar el diseño del FIR según el método de muestreo en frecuencia.

## 5.5 Valor de calibración

En general los fabricantes de auriculares audiométricos entregan el dato de nivel de presión sonora  $L_p$  para un tono de 1 kHz medido para un valor dado de potencia  $W_{REF}$  y también entregan el valor de impedancia nominal  $Z$ . Una vez compensado el sistema se puede usar un voltímetro en paralelo con los auriculares y excitar el sistema con una señal sinusoidal de 1 kHz a fondo de escala para obtener el voltaje  $V$  y estimar el nivel de presión  $L_{p,cal}(V)$  referido al fondo de escala para esa frecuencia. De esta forma todos los sonidos generados serán referidos a ese valor  $L_{p,cal}(V)$  al cual llamamos nivel de presión sonora de calibración.

$$\begin{aligned}
 L_{p,cal}(W) &= L_p(W_{REF}) + 10 \log_{10} \left( \frac{W}{W_{REF}} \right) \\
 L_{p,cal}(V) &= L_p(W_{REF}) + 10 \log_{10} \left( \frac{V^2/Z}{W_{REF}} \right)
 \end{aligned}
 \tag{5}$$

Si el valor  $L_{P,cal}$  es mucho más grande que los niveles de presión de los sonidos que se pretende auralizar, se puede aplicar un atenuador en la entrada del adaptador de impedancias y de esa forma bajar  $L_{P,cal}$  aumentando así la relación señal ruido referida al ruido de codificación de audio intrínseco al proceso de auralización desde un medio de generación o almacenamiento digital. Si, por el contrario, los sonidos que se desean auralizar deben tener un nivel de presión sonora mayor al  $L_{P,cal}$  obtenido, se deberá modificar la ganancia del adaptador de impedancias a modo de amplificar las señales.

Se deberá repetir todo el protocolo si se agrega el atenuador o se varía la amplificación del adaptador de impedancias.

## 5.6 Implementación de la compensación

Una vez obtenido el FIR que compensa todos los elementos necesarios, se puede trabajar fuera de línea o bien en tiempo real.

Fuera de línea se implementa el filtro utilizando convolución obteniendo un sonido compensado que será el que se utiliza para la auralización y el sonido sin compensar será el que se utiliza para el análisis de la señal de prueba.

Para aplicaciones en tiempo real, por ejemplo en aquellas que la señal de prueba puede ser modificada por el sujeto en tiempo real, se puede utilizar o bien un FIR de bajo orden tal que la latencia introducida por este sea aceptable, o bien, utilizar la técnica de overlap-add. Esta técnica consiste en una forma rápida de convolucionar la señal con la respuesta al impulso o los coeficientes del filtro FIR correspondiente. La implementación y validación de estos algoritmos puede verse con mayor detalle en Miyara et al., 2009. Además en este tipo de aplicaciones se recomienda utilizar un microcontrolador tipo DSP externo, conectado en serie con la tarjeta de sonido y calibrado en conjunto con la misma. La implementación en un controlador externo evitará problemas de costo computacional.

## 6 Conclusiones

Se logró implementar el protocolo de calibración de auriculares audiométricos con el modelo HDA 200.

El presente protocolo permite calibrar auriculares audiométricos aprovechando las ventajas de las herramientas tecnológicas disponibles en la actualidad.

Se presenta un protocolo de calibración que es reproducible en otras marcas y modelos de auriculares, inclusive con características y requisitos de amplificación distintos.

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 (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" Congreso sobre Métodos Numéricos y sus Aplicaciones. Asociación Argentina de Mecánica Computacional. ENIEF 2009. Tandil, Argentina. Aceptado.
- Accolti, Ernesto; Miyara, Federico (2009c). "Herramientas para el estudio de la percepción, valoración y efectos en el ser humano en relación al contenido espectral y envolvente temporal del ruido" Primeras Jornadas Regionales de Acústica AdAA 2009, A026 Rosario, Argentina.

- ANSI S3.6 (2004) "Specification for Audiometers" Standards Secretariat. Acoustical Society of America. EEUU.
- Doke J. (2005) "Grabit" Matlab Central. <http://www.mathworks.com/matlabcentral/fileexchange/7173>.
- ISO 389 (2004) "Acoustics - Reference zero for the calibration of audiometric equipment"
- Mitra, Sanjit (1998). "Digital signal processing: A computer based approach" McGraw Hill.
- Miyara, F., Cabanellas, M., Pasch, V., Yanitelli, S., Accolti, E.; Miechi, P. (2009). "Contrastación de algoritmos de análisis de espectro sonoro con un instrumento normalizado" Primeras Jornadas Regionales de Acústica AdAA 2009. Pg. A032. Rosario, Argentina.
- Moore, Brian; Stone, Michael and Baer, Thomas "Characteristics of Sennheiser HD200 headphones, measured using KEMAR" University of Cambridge, Inglaterra. No publicado
- Zwicker, E. and Fastl, H. (2007). "Psychoacoustics. Facts and Models" Springer. Berlin Heidelberg, Alemania.
- Texas Instruments (2000) "TPA 152 Datasheet". <http://focus.ti.com/lit/ds/symlink/tpa152.pdf>