



VI Congreso Iberoamericano de Acústica - FIA 2008  
Buenos Aires, 5, 6 y 7 de noviembre de 2008

FIA2008- A086

## **Audífonos digitales con reducción direccional de ruido utilizando un array de micrófonos omnidireccionales**

Boim, Diego José Francisco<sup>(a)</sup>,  
Bontempi, Pedro Javier<sup>(a)</sup>,  
García Barrese, Marcelo Fernando<sup>(a)</sup>,  
Wundes, Pablo Enrique<sup>(a)</sup>.

Tutor: Msc. Ing. Roxana Saint-Nom

(a) Grupo de Electrónica Digital Aplciada, Instituto Tecnológico de Buenos Aires, Av. Eduardo Madero 399, Capital Federal.

### **Abstract**

This paper summarize the research and development works started in 2006 regarding the construction of a digital hearing aid with noise reduction capabilities using microphone arrays. We focus in the algorithms of compression, noise reduction and feedback cancellation, studying their computer simulation and implementation in a miniaturized DSP. These results and further steps are detailed.

### **Resumen**

El presente trabajo resume las tareas iniciadas en 2006 de investigación y desarrollo para la confección de un audífono digital. Con este motivo se realizaron estudios sobre algoritmos de reducción de ruido utilizando arreglos de micrófonos, como así también de funciones de compresión de rango dinámico, compensación en frecuencia y reducción de feedback. Se realiza una introducción sobre la implementación y se analizan resultados futuras mejoras.

## 1 Introducción

Este proyecto comenzó con el formato de trabajo de investigación para ser presentado en el Concurso de Iniciación a la Investigación y Desarrollo 2006 del Instituto Tecnológico de Buenos Aires. Bajo el título: “Optimización de algoritmos de reducción de ruido en audífonos digitales”, el trabajo obtuvo una mención especial del jurado. Posteriormente, fue expuesto en la Feria de Electrónica ITBA 2007 obteniendo el reconocimiento de las instituciones participantes. Esto motivó que las autoridades del ITBA se manifestaran interesadas en proseguir con el proyecto, pasando entonces a formar parte de los proyectos de investigación y desarrollo del Departamento de Electrónica, encuadrado en el Grupo de Electrónica Digital Aplicada (GEDA).

El proyecto tiene como objetivo realizar un audífono digital de alta complejidad y costo reducido, permitiendo a un mayor número de pacientes en nuestro país acceder a esta tecnología. Consta de tres etapas:

1) Prototipo de laboratorio testado: En esta etapa está se llevará adelante la investigación y el desarrollo de un prototipo de laboratorio de audífono digital.

2) Prototipo de audífono miniaturizado: Durante esta fase, se trabajará en la miniaturización del prototipo obtenido en la etapa anterior.

3) Optimización del producto: En esta etapa se realizarán los ajustes necesarios para llevar el prototipo a un producto comercial.

El presente trabajo está dedicado a las tareas relacionadas con la primera etapa y algunos resultados obtenidos, aunque sólo refleja una parte de lo realizado ya que la misma continúa en desarrollo a la fecha de entrega de este paper.

## 2 Marco teórico

### 2.1 Pérdidas en la audición

La *sordera* es la imposibilidad de una persona de usar el sentido de la audición debido al deterioro de su oído. Ésta puede ser parcial (*hipoacusia*) o total (*cofosis*). Mientras que algunos casos de sordera son reversibles mediante tratamiento médico, otros son permanentes.

El grado de pérdida auditiva se cuantifica de la siguiente manera [1]: normal (menos de 20dB), leve (20 a 45 dB), moderada (40 a 60 dB), moderadamente severa (60 a 75 dB), severa (75 a 90dB) y profunda (más de 90 dB).

A continuación se define la relación señal a ruido (SNR ó S/N), como:

$$SNR = 10 \cdot \log\left(\frac{P_S}{P_N}\right), \quad (1)$$

siendo  $P_s$  la potencia de la señal y  $P_N$  la potencia del ruido. La misma es útil para cuantificar la sordera de los pacientes en ambientes ruidosos. En este sentido, se definió el Umbral de Recepción del Habla (SRT, por sus siglas en inglés) como el SNR necesario para lograr un 50% de entendimiento del lenguaje hablado. Mientras que las personas con audición normal requieren un SNR tan bajo como -5dB al alcanzar el SRT, los pacientes con dificultades leves a severas llegan a requerir S/N de 15dB (en promedio 5 dB por encima de la media) [2].

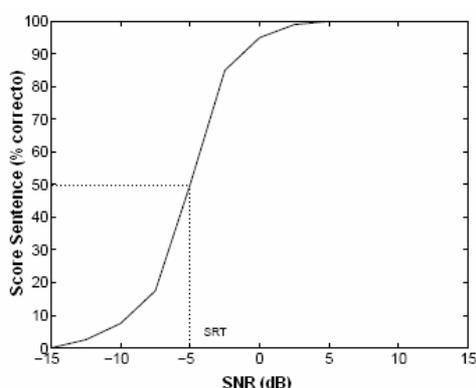
### 2.2 El ruido

Los ruidos pueden caracterizarse mediante información temporal, espectral y espacial. De este modo, pueden considerarse *estacionarios* (ej. ventiladores) o *no-estacionarios* (ej.

tráfico de automóviles), de *banda angosta* (ej. sirenas) o *banda ancha* (ej. música) y pueden estar *localizados* o provenir de todas las direcciones (campo *difuso*).

Generalmente, la información relevante para la inteligibilidad del habla está contenida en un rango de 30dB, simétrico respecto al nivel promedio del habla. Cuando para toda frecuencia, el promedio se encuentra 15dB por encima del ruido, toda la información contenida en la señal de voz estará disponible. A la inversa, cuando el ruido está 15dB por encima, toda la información se verá enmascarada.

Estudios realizados por R. Plomp y A.M. Mimpen [4], proponen un modelo que caracteriza el nivel de inteligibilidad del habla (en términos del *score sentence*) en condiciones de ruido de fondo estacionario. Una de las curvas resultantes (figura 1) ubica el SRT en un nivel de SNR de -5dB, y permite observar que un mejoramiento pequeño del SNR en torno al SRT logra un nivel de inteligibilidad sensiblemente mejor. Según los autores, un aumento de 1dB del SNR se traduce en un mejoramiento de la inteligibilidad próximo al 15% en situaciones cotidianas.



**Figura 1** Score sentence en función del SNR para personas con audición normal

### 2.3 Audífonos

El audífono es un dispositivo electrónico cuyo objetivo es reestablecer la audición del paciente a la normalidad (o aproximarse lo más posible a esta condición). Tiene dos funciones básicas: la primera, *disminuir* el umbral auditivo del paciente; la segunda, realizar la *compresión* de la señal acústica. Esta última es necesaria para limitar el máximo nivel de salida y/o considerar la reducción de rango dinámico del oído del paciente. La introducción de algoritmos de procesamiento digital de señales (DSP, por sus siglas en inglés) en el campo de los audífonos comerciales, ha permitido proveer mejoras adicionales en la señal de audio mediante técnicas de reducción de ruido y reducción de feedback, entre otras.

En el año 1995 se introdujo el primer audífono digital (Widex Senso) y desde entonces el mercado ha comenzado a volcarse por esta tecnología, mucho más robusta que la solución analógica. No obstante, aún hoy en día resulta inaccesible para muchas personas, y por este motivo los audífonos analógicos constituyen una alternativa.

## 3 Hardware

### 3.1 Micrófonos

Los micrófonos utilizados en esta aplicación son de tipo *electret*, término que se refiere a materiales que muestran una polarización permanente después de ser sometidos a un campo eléctrico intenso, como por ejemplo, el teflón.

En aplicaciones que emplean dos micrófonos, los fabricantes ofrecen una versión dual, en que las sensibilidades de los micrófonos se ajustan en el laboratorio de acuerdo a las especificaciones que se muestran en la figura 2.

BOTH MICROPHONES OF THE PAIR ARE TESTED TO EN-24346-D52 SHT 2.1 AND THEN MATCHED TO THE OTHER MICROPHONE USING THE SPECIFICATION AND CONDITIONS BELOW:

FREQUENCY	TEST TYPE	RANGE OF DEVIATION BETWEEN MICROPHONES	UNITS
200 Hz	PHASE	2.0 MAX.	DEGREES
1000 Hz	SENSITIVITY	2.0 MAX.	dB
PEAK	FREQUENCY	250.0 MAX.	Hz
PEAK	SENS (REL 1 kHz)	1.5 MAX.	dB

PORT LOCATION: 12SL

**Figura 2** Condiciones de ajuste de micrófonos Knowles EM4346 Dual

### 3.2 Altavoz

El altavoz utilizado pertenece a la serie BK de altavoces miniatura que ofrece Knowles Electronics. El mismo cuenta con bajo nivel de distorsión y aislamiento de vibraciones, y tiene las dimensiones apropiadas para caber dentro de un audífono.

### 3.3 DSP

El DSP utilizado es el modelo Ezairo 5900 de AMI Semiconductors. El mismo cuenta con un procesador dual core de 24 bits, con un núcleo programable y otro con funciones de aceleración configurable. Su rango dinámico es de 90 dB, extensible a 110 dB y tiene un ancho de banda de audio hasta 16 kHz. Cuenta con una salida de audio de potencia, hasta 139 dB SPL. El chip es de tipo ultra-low power, con un consumo menor a 1 mA al máximo de procesamiento. Sirve para cualquier tipo de audífonos.

## 4 Algoritmos de procesamiento

### 4.1 Compensación en frecuencia

El método más utilizado para determinar el grado de sordera en un paciente es el *audiograma*, estudio que evalúa el umbral auditivo en determinadas frecuencias y lo compara con los estándares de personas con audición normal.

Una vez caracterizada la respuesta en frecuencia del oído de un paciente puede implementarse uno de los algoritmos básicos, común a todos los audífonos: la compensación. Básicamente, esta técnica consiste dividir en bandas el espectro audible para luego amplificar cada una de ellas con una ganancia dada, obtenida del audiograma del paciente.

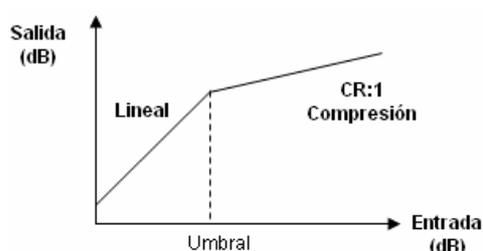
### 4.2 Compresión

En pacientes con pérdidas neurosensoriales, suele ocurrir un fenómeno por el cual la sonoridad (el parámetro psicológico asociado a la intensidad de la onda acústica) crece abruptamente a partir de un determinado nivel de señal recibida. Esto explica que sonidos habituales para la mayoría de las personas resulten intolerables para los pacientes con esta patología, lo que se conoce como *reclutamiento auditivo*.

La compresión del rango dinámico, también conocida como Control Automático de Ganancia (AGC, por sus siglas en inglés), suele implementarse en audífonos con dos propósitos. El primero de ellos, limitar la máxima señal de salida de los altavoces cuando se registran sonidos intensos. El segundo, compensar el reclutamiento, haciendo corresponder el

rango dinámico de las señales de entrada con el del oído del paciente. Dicho en otros términos, la compresión permite lograr inteligibilidad del habla en un rango de niveles amplio, sin necesidad de ajustar el control de volumen del audífono.

Existen numerosas técnicas de compresión de señal [6]. La relación entrada/salida, típicamente adopta una forma como la que se muestra en la figura 3. Hasta un nivel umbral, la amplificación del sonido es lineal. Superado el mismo, la ganancia aumenta  $1/CR$  dB por cada incremento de 1dB en la señal de entrada, en donde CR es el radio de compresión.



**Figura 3** Relación Entrada/Salida típica en Compresores empleados en audífonos digitales

### 4.3 Reducción de feedback

Uno de los problemas más comunes que se encuentran en los audífonos es el feedback acústico del parlante a los micrófonos del audífono. Esta realimentación produce generalmente un tono de alta frecuencia muy molesto para el usuario del audífono, impidiendo al mismo cumplir sus funciones de asistencia auditiva y al mismo tiempo descargando las baterías muy rápidamente. Los métodos más sencillos para reducir esta realimentación son la reducción de la circulación de aire a través de los audífonos, que reduce la cantidad de sonido realimentado, o la reducción de la ganancia del audífono. Sin embargo, estos métodos resultan en una directa pérdida de la eficiencia del audífono, reduciendo su capacidad de cumplir su objetivo principal: mejorar la audición del usuario.

Para lograr una reducción del feedback sin las desventajas asociadas a los métodos mencionados se describen dos procedimientos basados en el procesamiento digital de las señales: cancelación de fase y detección de picos. El primer método es el más sencillo en su concepto, e involucra la resta del sonido que sale por el parlante del audífono a la entrada de los micrófonos, previamente modelando el canal acústico del audífono para lograr eliminar sólo la parte realimentada. El segundo método, de detección de picos, consiste en el uso de filtros notch para eliminar las frecuencias donde se produce la realimentación acústica.

Estos dos métodos son eficientes para eliminar una realimentación constante, sin embargo este raramente es el caso en los audífonos, ya que el canal acústico sufre variaciones constantemente debido a las condiciones de uso. Para compensar esto, se deben usar algoritmos adaptativos de cancelación de feedback. El método adaptativo más sencillo puede ser implementado sobre el método de detección de picos, donde se puede usar un algoritmo basado en DFT para detectar en tiempo real la aparición de picos de banda angosta y modificando las frecuencias centrales de los filtros notch para impedir la realimentación en dichas frecuencias, reduciendo significativamente el feedback que percibe el usuario. Este método es el más sencillo en términos de los recursos necesarios para implementarlo, sin embargo, se suele limitar a tres filtros notch de frecuencias móviles para mantener la respuesta en frecuencia final y el tiempo de convergencia dentro de valores aceptables para el

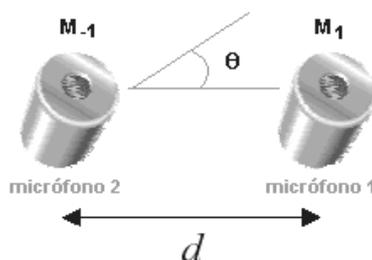
usuario [7]. Una solución posible es el uso de varios filtros notch de banda angosta de frecuencias fijas, distribuidos en el espectro auditivo, y adaptando sus parámetros para la eliminación del feedback en cada banda (si se encuentra presente). La detección del feedback se realiza con la DFT de la señal de entrada, separando en las bandas de los filtros notch y verificando la presencia de un máximo local creciente que indica la presencia de un lazo de realimentación. Este método es altamente eficiente, y puede ser mejorado usándolo en conjunto con la cancelación de fase adaptativa. Esta última puede ser muy efectiva, y permite el uso de ganancias relativamente altas mediante el uso de modelos adaptativos para estimar la señal de salida deseada.

Un algoritmo LMS puede ser usado para adaptar el modelo del camino acústico de feedback, minimizando la salida de la realimentación (usando un método adaptativo continuo, y no únicamente cuando se producen oscilaciones debido a la realimentación). En particular, un algoritmo basado en BLMS (Block LMS), *Generalized Multi-Delay Filter (GMDF $\alpha$ )* usando la transformada discreta de Hartley (DHT), es descrito en [8], junto con una estimación del *step size* necesario para lograr una convergencia eficiente del algoritmo, descrita en [9]. La implementación de este algoritmo en particular es relativamente simple y eficiente, sin embargo está limitado por las capacidades del DSP (para poder realizarlo en tiempo real) y la implementación completa se basará en los requerimientos de las otras rutinas del audífono.

## 4.4 Reducción de ruido

### 4.4.1 Micrófonos diferenciales

Dados dos micrófonos separados entre sí una distancia  $d$  (ver figura 4) y un frente de onda acústica plano que arriba en la dirección  $\theta$ . Despreciando la atenuación que sufre la señal al recorrer la distancia  $d$ , las señales  $m_1(t)$  y  $m_2(t)$  captadas por ambos micrófonos difieren sólo en un retraso, que depende del ángulo de incidencia, la distancia entre micrófonos y la velocidad del sonido en el aire.



**Figura 4** Arreglo de dos micrófonos omnidireccionales empleados para lograr patrones de primer orden

Asumiendo que  $m(t)$  es la señal que captaría un hipotético tercer micrófono, ubicado entre ambos, se tiene que:

$$m_1(t) = m\left(t + \frac{d}{2c} \cos \theta\right) \text{ y } m_2(t) = m\left(t - \frac{d}{2c} \cos \theta\right) \quad (2)$$

Sean  $m_{-1}(t)$  y  $m_1(t)$  las respuestas al impulso de ambos micrófonos,  $s_{-1}(t)$  y  $s_1(t)$  las respuestas impulsivas de los filtros que se emplearán en esta implementación. Se define la señal suma de la siguiente manera (“\*” representa convolución):

$$s(t) = s_{-1}(t) * m_{-1}(t) * m\left(t - \frac{d}{2c} \cos \theta\right) + s_1(t) * m_1(t) * m\left(t + \frac{d}{2c} \cos \theta\right) \quad (3)$$

Transformando al campo de la frecuencia, se obtiene que:

$$S(\omega) = M(\omega) \left[ S_{-1}(\omega)M_{-1}(\omega)e^{-j\frac{\omega d}{2c}\cos\theta} + S_1(\omega)M_1(\omega)e^{j\frac{\omega d}{2c}\cos\theta} \right] \quad (4)$$

Finalmente, asumiendo unitarias las sensibilidades de los micrófonos, se obtiene la transferencia del sistema:

$$H(\omega, \theta) = S_{-1}e^{-j\frac{kd}{2}\cos\theta} + S_1e^{j\frac{kd}{2}\cos\theta} \quad (5)$$

El número de onda  $k$ , es el cociente entre la frecuencia angular  $\omega$  y la velocidad del sonido en el aire,  $c$ . Cuando la distancia entre micrófonos es mucho menor que la longitud de onda, luego  $kd \ll 1$  y  $H(\omega, \theta)$  puede aproximarse a primer orden de la siguiente manera:

$$H(\omega, \theta) = (S_1 + S_{-1}) + j\frac{kd}{2}(S_1 - S_{-1})\cos\theta \quad (6)$$

$$H(\theta) = A + B\cos\theta \quad (7)$$

Cuando  $A$  y  $B$  son reales, se obtienen los denominados *limacon patterns*. La tabla que se muestra a continuación resume el valor que estos coeficientes deben tomar para lograr cada uno de los esquemas, así como también la *directividad* de cada uno de ellos.

Tabla 1

Patrón	A	B	DI [dB]
Omnidireccional	1	0	0
Dipolo	0	1	4,8
Cardioide	0,5	0,5	4,8
Hipercardioide	0,25	0,75	6

El esquema de implementación se muestra en la figura 5. La salida está compuesta por una parte omnidireccional y una dipolar. Esta última es filtrada mediante un integrador, que reestablece la pérdida de sensibilidad en bajas frecuencias.

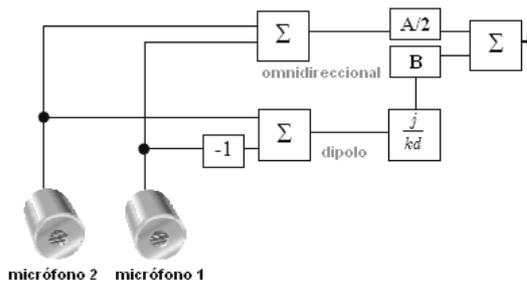


Figura 5 Implementación del micrófono diferencial

#### 4.4.2 Sensibilidad de los micrófonos

Hasta el momento la sensibilidad se asumió idéntica para los dos micrófonos. En la práctica este no sucede y el desajuste existente es una fuente de error que degrada la directividad de cada uno de los patrones. Por ejemplo, asumiendo una desviación de  $\delta$  por sobre la unidad en el micrófono 2:

$$H(\omega, \theta) = S_{-1}(1 + \delta)e^{-j\frac{kd}{2}\cos\theta} + S_1e^{j\frac{kd}{2}\cos\theta} \quad (8)$$

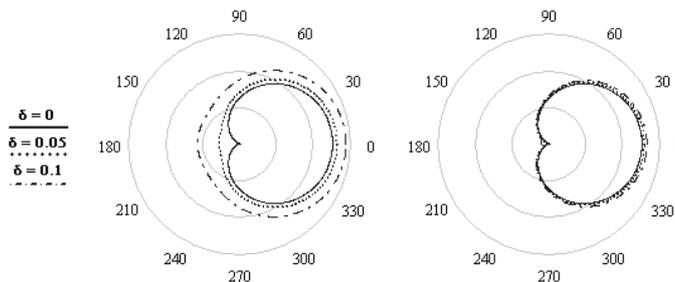
Recordando la aproximación  $kd \ll 1$ :

$$H(\omega, \theta) = \left(\frac{A}{2} + \frac{jB}{kd}\right)(1 + \delta) \left(1 - j\frac{kd}{2} \cos \theta\right) + \left(\frac{A}{2} - \frac{jB}{kd}\right) \left(1 + j\frac{kd}{2} \cos \theta\right) \tag{9}$$

Finalmente el patrón polar adoptará la forma dada por la siguiente expresión. El primer término es el deseado. El segundo, es pequeño considerando que normalmente  $\delta \ll 1$ . Asimismo, tiene la directividad deseada por lo que constituye sólo un cambio de escala. Por último, el tercer término puede degradar el esquema, especialmente en bajas frecuencias.

$$H(\omega, \theta) \cong (A + B \cos \theta) + \frac{\delta}{2}(A + B \cos \theta) + j\frac{\delta B}{kd} \tag{10}$$

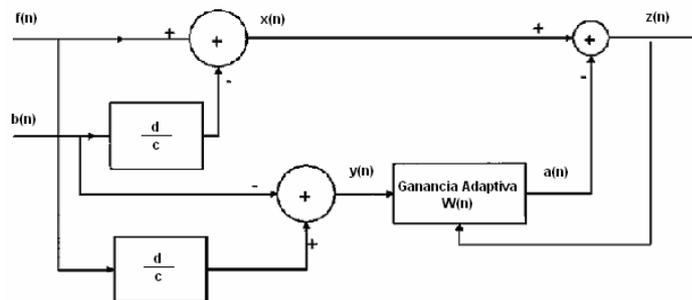
En la figura 6 se grafican tres casos de desajuste en la sensibilidad de los micrófonos:  $\delta = 0$ ,  $\delta = 0,05$  y  $\delta = 0,1$ . En este caso, la distancia entre ellos se fijó en 1,2cm. En [10] se analizan, adicionalmente, los efectos de las diferencias de fase entre las sensibilidades.



**Figura 6** Desajuste en las sensibilidades de los micrófonos  
 $f=500\text{Hz}$  (Izq.),  $f=3\text{kHz}$  (Der.)

### 4.4.3 Algoritmo adaptativo de formación de nulos

Este sistema está basado en la combinación adaptativa de dos diagramas polares fijos, ambos cardioides con nulos en  $0^\circ$  y  $180^\circ$  (ver figura 7, [11]). La suma es realizada de tal manera que el nulo del diagrama resultante apunte siempre a la fuente de ruido. El ajuste es conseguido mediante una ganancia adaptativa a la salida del segundo diagrama polar. Esta ganancia es actualizada mediante la minimización de la potencia de la señal de salida, logrando así que para diferentes valores de la misma, el nulo se desplace a diferentes ángulos.



**Figura 7** Implementación del sistema adaptativo de formación de nulos

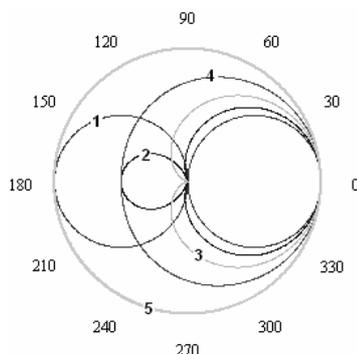
El diagrama polar resultante será análogo al conseguido en un sistema típico de micrófonos direccionales con retardo adaptativo: patrones de primer orden. Sin embargo, la principal ventaja de este método radica en que el coeficiente adaptativo es una ganancia y no

un retardo. Esta característica permite reducir la complejidad algorítmica y los tiempos de procesamiento [11].

La transferencia del sistema viene dada por la siguiente expresión, donde  $\theta$  es el ángulo de arribo,  $d$  es la distancia entre micrófonos,  $c$  es la velocidad del sonido en el aire y  $W_0$  es la ganancia adaptativa:

$$H(\omega, \theta, W_0) = 1 - e^{-j\omega \frac{d}{c}(1+\cos\theta)} - W_0 \left( e^{-j\omega \frac{d}{c}} - e^{-j\omega \frac{d}{c}\cos\theta} \right) \quad (11)$$

Al variar la ganancia  $W_0$  también lo hacen los patrones obtenidos, y los nulos del sistema se ubican en distintas posiciones. Para evitar cancelar potenciales señales deseadas en el hemisferio frontal,  $W_0$  debe pertenecer al intervalo  $[-1, 1]$ . La figura 8 muestra los patrones resultantes para distintos valores de la ganancia adaptativa, a una frecuencia de 1kHz y un espaciamiento entre micrófonos de 1cm. En todos los casos, la ganancia en  $0^\circ$  permanece constante.



**Figura 8** Patrones obtenidos con  $f=1\text{kHz}$ ,  $d=1\text{cm}$ .

1)  $W_0 = -1$ ; 2)  $W_0 = -0,5$ ; 3)  $W_0 = 0$ ; 4)  $W_0 = 0,5$ ; 5)  $W_0 = 1$

Cuando la distancia entre los micrófonos es mucho menor que la longitud de onda del sonido, la relación entre la ganancia adaptativa y el ángulo del nulo del esquema resultante se hace independiente de la frecuencia y puede aproximarse con bajo error de la siguiente manera:

$$W(n) = -\frac{1 + \cos(\theta_{NULO})}{1 - \cos(\theta_{NULO})} \quad (12)$$

Se puede deducir que si  $\theta_{NULO} = 180^\circ$  entonces  $W(n) = 0$ , y si  $\theta_{NULO} = 90^\circ$  entonces  $W(n) = -1$ .

Puede demostrarse [11] que el  $W(n)$  óptimo viene dado por:

$$W_{\text{opt}} = \frac{R_{xy}}{R_{yy}} \quad (13)$$

siendo  $R_{xy}$  y  $R_{yy}$  la correlación cruzada de  $x(n)$  e  $y(n)$  y la potencia de  $y(n)$ , respectivamente.

Para actualizar la ganancia adaptativa se utilizan ventanas de muestras, considerando que es éste el esquema de procesamiento más difundido en audífonos. Los estimadores de  $R_{xy}$  y  $R_{yy}$ , se enuncian a continuación:

$$\hat{R}_{xy}(m) = \frac{1}{M} \sum_{n=1}^M x(n)y(n) \quad (14) \quad \hat{R}_{yy}(m) = \frac{1}{M} \sum_{n=1}^M y^2(n) \quad (15)$$

en donde  $M$  es el número de muestras que componen cada una de las ventanas.

## 5 Resultados

En primera instancia se simularon los algoritmos de reducción de ruido mediante MATLAB. Para esto se utilizaron señales simuladas y grabadas en un estudio. Para el algoritmo adaptativo se obtuvieron atenuaciones máximas de 35 dB en el caso de señales simuladas y 10 dB con señales reales grabadas en un estudio. Por otro lado se implementaron en el DSP algoritmos de compensación y compresión de rango dinámico, con resultado exitoso. En la actualidad se está trabajando en la construcción de una caja acústica para poder realizar pruebas exhaustivas sobre los algoritmos anteriormente detallados. Como futuro análisis se espera poder probar el prototipo en pacientes hipoacúsicos. Con este motivo también se está trabajando sobre el diagrama de las pruebas necesarias.

## 6 Referencias

- [1] Phonak, <http://www.phonak.es/cces/consumer/parents/discover/types.htm>
- [2] A. Spriet, "Adaptive filtering techniques for noise reduction and acoustic feedback cancellation in hearing aids". Katholieke Universiteit Leuven, 2004.
- [3] M. C. Killion, "Hearing aids: Past, present, future: Moving toward normal conversation in noise". British Society of Audiology, 1997.
- [4] Maj, J. B., "Adaptive noise reduction algorithms for speech intelligibility improvement in dual microphone hearing aids". Katholieke Universiteit Leuven, 2004.
- [5] Knowles Improved EM Series datasheet
- [6] Kahrs, M., Bradenburg, K., "Applications of Digital Signal Processing to audio and acoustics". Kluwer Academic Publishers. Kates, J. M., "Chapter 6: Signal Processing for hearing aids".
- [7] Donald Hayes, Real-time cancellation system offers advantages for controlling feedback, *The Hearing Journal*, April 2003, Vol. 56, No. 4.
- [8] Jacques Prado, Eric Moulines: Frequency-domain adaptive Filtering with applications to acoustic echo cancellation, *Annales des Telecommunications*, Vol. 49, 1994.
- [9] Thomas Fillon, Jacques Prado: Acoustic Feedback Cancellation For Hearing-Aids, Using Multi-Delay Filter, *NORSIG-2002, 5th Nordic Signal Processing Symposium*, 2002.
- [10] Thompson, S. C., "Directional patterns obtained from dual microphones". Knowles Electronics, Inc., 1997.
- [11] Luo, F., Yang, J., Pavlovic, C., Nehorai, A., "Adaptive null-forming scheme in digital hearing aids". IEEE Trans, 2002.