

**EVALUACIÓN DE LAS LIMITACIONES ESPACIALES DE UN SISTEMA DE  
CANCELACIÓN DE ECO ACÚSTICO (AEC) EN UN AUDITORIO**



**Trabajo de grado**

**Federico Nieves Moncayo**

**Director:**

Ing. Dr. Pablo Emilio Jojoa Gómez

**Universidad del Cauca**

**Facultad de Ingeniería Electrónica y Telecomunicaciones**

**Departamento de Telecomunicaciones**

**Línea de Desarrollo en Procesamiento Digital de Señales**

**Popayán, febrero de 2015**

**EVALUACIÓN DE LAS LIMITACIONES ESPACIALES DE UN SISTEMA DE  
CANCELACIÓN DE ECO ACÚSTICO (AEC) EN UN AUDITORIO**



**Federico Nieves Moncayo**

Trabajo de Grado para optar al título de Ingeniero Electrónico

**Director:**

Ing. Dr. Pablo Emilio Jojoa Gómez

**Universidad del Cauca**

**Facultad de Ingeniería Electrónica y Telecomunicaciones**

**Departamento de Telecomunicaciones**

**Línea de Desarrollo en Procesamiento Digital de Señales**

**Popayán, febrero de 2015**

## Contenido

Lista de tablas .....	5
Lista de figuras .....	5
Capítulo 1 - Fundamentos Teóricos .....	1
1.1. La naturaleza del sonido. ....	1
1.1.1 El concepto de tono .....	2
1.1.2 Descripción matemática de sonidos arbitrarios. ....	3
1.1.3 La interferencia de dos tonos de igual frecuencia.....	3
1.1.4 Eco, Ruido y Reverberación. ....	4
1.1.5 Caracterización del comportamiento acústico de un auditorio.....	5
1.1.6 Modelando el eco de un auditorio.....	7
1.2. Los Filtros y los Filtros adaptativos. ....	8
1.2.1 Aplicaciones.....	9
1.3. Las estructuras de los filtros lineales.....	12
1.3.1 El Filtro transversal. ....	13
1.4. Algoritmos adaptativos para los filtros lineales.....	13
1.4.1 Aproximación estocástica de gradiente .....	14
1.4.2 Aproximación por estimación de mínimos cuadrados.....	15
2. Capítulo 2. Consideraciones para el diseño experimental. ....	17
2.1. Medición de la respuesta al impulso en un auditorio.....	17
2.1.1 Medición de $\delta(t)$ usando técnicas pseudo-directas (fuentes impulsivas). ....	17
2.1.2 Mediciones indirectas (fuentes estacionarias) .....	18
2.2. El filtro adaptativo.....	21
2.2.1 Longitud del filtro y tamaño del paso. ....	21
2.2.2 Frecuencia de muestreo y Profundidad de bits .....	22
2.3. El error de desplazamiento. ....	22
3. Capítulo 3 Medición de las respuestas al impulso (Experimento) e implementación del filtro.....	28
3.1. El auditorio. ....	28
3.1.1 Dimensiones del lugar .....	28

3.2.	Los equipos de trabajo.....	29
3.2.1	El altavoz.....	29
3.2.2	El micrófono omnidireccional.....	30
3.2.3	Los micrófonos de condensador.....	31
3.2.4	La consola.....	32
3.3.	Las pruebas.....	33
3.3.1	El plano de medición.....	34
3.3.2	Medición con el micrófono omnidireccional.....	34
3.3.3	Mediciones con los micrófonos de condensador.....	36
3.3.4	La orientación del altavoz y los micrófonos.....	39
3.3.5	Las grabaciones.....	39
3.4.	El filtro adaptativo, implementación y pruebas.....	40
3.4.1	Las pruebas al filtro.....	42
4.	Capítulo 4 Análisis y resultados.....	45
4.1.	Obtención de las respuestas al impulso del salón 236.....	45
4.2.	La respuesta del filtro adaptativo a la señal $ya1[n]$ .....	49
4.3.	La respuesta al filtro adaptativo en los demás lugares del auditorio.....	50
4.4.	Consideraciones para el cálculo del error.....	54
4.4.1	El error de sincronización.....	55
4.4.2	El ajuste de las potencias.....	58
4.5.	Las limitaciones espaciales de los filtros adaptativos (límite teórico).....	62
4.6.	El cálculo del error en el auditorio (filtro real).....	64
4.6.1	Las matrices de error.....	69
4.6.2	Los mapas de error.....	70
4.7.	Análisis final y discusión.....	75
4.7.1	Crítica al error cuadrático medio.....	76
4.8.	Perspectivas al futuro.....	79
	Bibliografía.....	80
	ANEXOS.....	83
	Anexo 1 Código de las funciones y los scrips en Matlab™.....	83
	Función toDbfs.....	83

Función remap .....	83
Función error_dB.....	86
Script Calibracióngananciamics .....	87
Script ObtenerFunciónS ( resta de IRs ) .....	88
Script Errores filtro ideal .....	89
Script Cálculo_del_error_script_final.....	90
Anexo 2, Figuras ampliadas y con mayor resolución .....	93
Anexo 3, Grabaciones y señales digitales.....	93

## Lista de tablas

Tabla 1: Especificaciones del altavoz empleado en el experimento.....	29
Tabla 2 Características del micrófono omnidireccional dbx™ RTA –M.....	31
Tabla 3 Características del micrófono de condensador Audix fx15.....	31
Tabla 4 Potencia de calibración de los micrófonos .....	37
Tabla 5. Relación entre longitud del filtro, duración y error .....	43
Tabla 6 Relación entre el tamaño del paso y el error .....	44
Tabla 7 Error de sincronización para diferentes retardos. ....	57
Tabla 8 Error en el auditorio 236 con un filtro ideal .....	63
Tabla 9 Tabla de error sin filtrar .....	69
Tabla 10 Tabla de error con el filtro.....	69

## Lista de figuras

Figura 1 El auditorio como sistema. ....	5
Figura 2. Diferentes momentos de la respuesta al impulso.....	7
Figura 3 La respuesta al impulso como diagrama de bloques. ....	8
Figura 4 Filtro adaptativo como cancelador de interferencia .....	10
Figura 5 Cancelador de eco eléctrico.....	11
Figura 6 Identificador inverso .....	12
Figura 7 Filtro transversal.....	13
Figura 8 Aspecto de una señal ESS en el dominio del tiempo .....	19
Figura 9 Aspecto de una señal ESS en el dominio de la frecuencia .....	19
Figura 10 Filtro inverso de la señal ESS en el dominio del tiempo.....	20
Figura 11 Filtro inverso ESS en el dominio de la frecuencia .....	20
Figura 12 Respuestas al impulso en dos lugares de un mismo auditorio.....	23

Figura 13 Auditorio con filtro adaptativo .....	24
Figura 14 Plano del auditorio (salón 236).....	28
Figura 15 Altavoz ElectroVoice™ SXA 250.....	29
Figura 16 Respuesta en Frecuencia del altavoz ElectroVoice™ SXA 250.....	30
Figura 17 Micrófono dbx RTA –M.....	30
Figura 18 Micrófono de condensador Audix fx15 .....	31
Figura 19 Respuesta en frecuencia y respuesta polar de los micrófonos. ....	32
Figura 20 Consola Tascam DM-3200.....	33
Figura 21 Sistema de medición de las respuestas al impulso.....	33
Figura 22 Disposición de los equipos (corte transversal) .....	34
Figura 23 Plano de la prueba número 1 .....	35
Figura 24 Grabación de la prueba 1 en el tiempo .....	35
Figura 25 Grabación de la prueba 1 en la frecuencia.....	35
Figura 26 Respuesta al impulso prueba 1 en el tiempo .....	36
Figura 27 Ubicación de los lugares de medición. ....	38
Figura 28 Graficas de las grabaciones del salón 236.....	40
Figura 29 Filtro adaptativo para evaluación de parámetros .....	41
Figura 30 Longitud del filtro y visualización de coeficientes .....	42
Figura 31 Obtención de la respuesta al impulso. ....	46
Figura 32 Miniaturas de todas las respuestas al impulso.....	47
Figura 33 Dos respuestas al impulso medidas en un mismo instante.....	48
Figura 34 Filtro LMS normalizado trabajando sobre $ya1[n].wav$ .....	49
Figura 35 Señal filtrada $ya1f[n]$ .....	50
Figura 36 Sistema básico de medición.....	50
Figura 37 Auditorio con el filtro adaptativo .....	51
Figura 38 Respuesta del filtro con el micrófono en el punto central. ....	53
Figura 39 Señal filtrada en el punto g3.....	54
Figura 40 Dos señales discretas iguales no sincronizadas. ....	55
Figura 41 Error de sincronización.....	56
Figura 42 Dos señales ESS de diferente potencia. ....	58
Figura 43 Error de amplitud.....	59
Figura 44 Mapa de error con un filtro ideal en el punto central. ....	64
Figura 45 Mapa plano del error sin el filtro .....	70
Figura 46 Mapa plano del error con el filtro.....	71
Figura 47 Mapa de error sin filtrar vista 1 .....	72
Figura 48 Mapa de error sin filtrar vista 2 .....	72
Figura 49 Mapa de error con el filtro vista 1 .....	73
Figura 50 Mapa de error con el filtro vista 2 .....	73
Figura 51 Mapa de corrección del filtro vista 1 .....	74
Figura 52 Mapa de corrección del filtro vista 2 .....	74
Figura 53 El modelo de los tres mundos. ....	77

## **Capítulo 1 - Fundamentos Teóricos.**

### **1.1. La naturaleza del sonido.**

El sonido ha motivado la curiosidad de los seres humanos desde el amanecer de los tiempos y la música ha acompañado al hombre desde el paleolítico. Sus características, cualidades y efectos han sido estudiados por personas de diferentes civilizaciones a lo largo del tiempo. Los tratados más antiguos sobre esta materia proceden de la China. De hecho, se dice que los doce sonidos llamados liu (equivalentes a una escala cromática) fueron inventados por el ministro Ling Lun durante el imperio del legendario Huang Di (2695-2597 a.C.). Existía en la China antigua una forma de partituras en las que se podían escribir las melodías [1].

En la tradición occidental los primeros estudios sobre la música y la naturaleza del sonido se le atribuyen a la escuela Pitagórica. Allí se entendía que debía existir una armonía matemática entre los sonidos para que fuesen placenteros al oído y desarrollaron las relaciones entre las frecuencias comparando el sonido que producía pulsar una cuerda en la que variaba su longitud. Como resultado de dichos estudios se obtuvo la escala pentatónica Pitagórica [2].

El conocimiento del sonido que alcanzaron los griegos todavía hoy resulta notable. El comportamiento acústico del teatro de Epidauro construido en el siglo IV a. C. ha sido objeto de estudio para la ciencia moderna buscando encontrar las razones de su óptimo desempeño acústico dado que, los espectadores de las últimas gradas pueden oír perfectamente a los actores hablando en voz baja en el escenario. [3]

El siguiente gran paso en el estudio del sonido se dio en la edad dorada del Islam. El sabio, músico y matemático del siglo X Mohammed Abu Nasr al-Farabi escribió un texto llamado "Gran tratado de la música", con la particularidad de que no clasificaba a la música como un arte, sino como una rama de las matemáticas [4]. Además, conoció en Damasco los textos pitagóricos, los tradujo y profundizó en su desarrollo estrechando los lazos entre música y matemáticas.

La descripción matemática de la naturaleza ondulatoria del sonido y su descripción como una onda mecánica, que en el aire se transfiere mediante el constante choque de diminutas partículas y cuyo efecto puede medirse como variaciones en la presión del aire, vio la luz con la revolución científica de la modernidad, el empirismo inglés, la mecánica Newtoniana y los desarrollos en la matemática fruto del intercambio de Europa con las culturas de Oriente que permitieron hacer una descripción matemáticamente detallada del sonido, su naturaleza y su comportamiento.

Los primeros experimentos con cierta precisión, para medir la velocidad del sonido, los realizó la academia Francesa en el año 1738; dicho experimento consistía en disparar salvas de cañón en el campo abierto y recibir los reportes en diferentes distancias, con lo cual obtuvieron un primer valor para la velocidad del sonido de 337m/s. En 1822 los físicos Moll van Beek y Kuytenbrower, usando una técnica semejante, obtuvieron en Ámsterdam un valor para la velocidad del sonido de 332m/s [5].

### 1.1.1 El concepto de tono

De la observación ha resultado evidente la relación entre sonido y vibración. Para la acústica es de particular importancia la vibración armónica en la cual una partícula (de aire en este caso) se desplaza en una determinada dirección y regresa a su posición original después de un tiempo  $\tau$  constante; un gran conjunto de dichas partículas generará a nivel macro cambios en la presión en un punto particular del espacio. Si se llama  $\rho$  a la presión en un punto dado del espacio en el caso de la vibración armónica será:

$$\rho(t) = \alpha \cos\left(\frac{2\pi t}{\tau} - \epsilon\right), \quad (1)$$

donde  $\alpha$  denota la amplitud,  $\tau$  representa el valor en el tiempo que tarda  $\rho$  en volver al mismo punto de la vibración (período) y  $\epsilon$  representa la fase de la vibración en el momento en el que  $t$  es medido.

Haciendo  $\tau = \frac{1}{f}$  se obtiene que  $\rho(t) = \alpha \cos(2\pi t f - \epsilon)$  donde  $f$  es la frecuencia de la oscilación.



La anterior descripción de la presión es válida cuando queremos representar un sonido de una única frecuencia. A tal fenómeno se lo conoce como un tono, término que viene de la música y es de importancia clave en la acústica y la moderna teoría de señales[5].

### 1.1.2 Descripción matemática de sonidos arbitrarios.

Los sonidos en la vida cotidiana no se componen, salvo muy pocas excepciones, de un solo tono. Fue gracias al trabajo de Jean Baptiste Fourier (1768 - 1830) [6] que se lograron representar una gran variedad de funciones como la sumatoria de tonos de distinta frecuencia actuando simultáneamente. Así pues tendremos que para un sonido cualquiera:

$$p(t) = A_0 + \sum_{n=1}^{\infty} A_n \cdot \cos(2\pi f_n \cdot t - \epsilon_n) \quad (2)$$

Ecuación cuyo valor en un momento dado está determinado por el conjunto de los valores de los coeficientes:  $\{A_0, A_1, A_2, A_3, \dots, A_n\}$  y el conjunto de valores de las fases:  $\{\epsilon_1, \epsilon_2, \epsilon_3, \dots, \epsilon_n\}$

### 1.1.3 La interferencia de dos tonos de igual frecuencia.

Un caso de especial importancia para el desarrollo de este trabajo es el comportamiento de la presión en un punto del espacio, cuando inciden sobre él dos ondas sonoras de igual frecuencia. Se tiene entonces:

$$\rho(t) = \alpha_1 \cos\left(\frac{2\pi t}{\tau} - \epsilon_1\right) + \alpha_2 \cos\left(\frac{2\pi t}{\tau} - \epsilon_2\right) \quad (3)$$

Si las fases de los componentes son iguales ( $\epsilon_1 = \epsilon_2$ ), resulta:

$$\rho(t) = (\alpha_1 + \alpha_2) \cos\left(\frac{2\pi t}{\tau} - \epsilon_1\right), \quad (4)$$

obteniéndose una señal semejante, pero de una mayor amplitud.

Si por el contrario las fases difieren medio período ( $\epsilon_2 - \epsilon_1 = \pi$ ) se tendrá que:

$$\rho(t) = (\alpha_1 - \alpha_2) \cos\left(\frac{2\pi t}{\tau} - \epsilon_1\right), \quad (5)$$

resultando una señal semejante pero con la amplitud reducida. Ahora bien en el caso especial en el que  $\alpha_1 = \alpha_2$  la señal resultante se anula ( $\rho(t) = 0$ ).

La consecuencia más importante de éste planteamiento es que en teoría, se puede cancelar un sonido en un punto con otro sonido de la misma naturaleza [5].

#### 1.1.4 Eco, Ruido y Reverberación.

El eco, el ruido y la reverberación son fenómenos que dificultan la comunicación. Se conoce como ruido aquellos sonidos generalmente ininteligibles producto del ambiente que se superponen a lo que se quiere comunicar. Matemáticamente se los trata como funciones aleatorias, debido a que nos son predecibles. El Eco y la Reverberación son un problema diferente, toda vez que el sonido indeseado es producto del sonido buscado; la correlación estadística entre lo que se quiere comunicar y la perturbación es alta. La diferencia entre Eco y Reverberación está dada por la percepción diferenciada del fenómeno que produce el tiempo que tarda el sonido en ir y volver. Si es un tiempo corto se le llama reverberación, si el retardo es mayor se llama eco. Dado que eco y reverberación son un mismo fenómeno físico serán llamados eco acústico, indistintamente, de ahora en adelante y, aunque pueda sonar redundante, es necesario especificar su naturaleza acústica para diferenciarlo del eco eléctrico que es aquel que se produce por la reflexión de las señales eléctricas en un medio de transmisión.

Los ecos acústicos son el resultado de las reflexiones de las ondas sonoras en los obstáculos que presenta un entorno de propagación, sus caminos y en general

sus características son muy sensibles a las condiciones del entorno y por lo regular varían constantemente. Esta inestabilidad inherente en el comportamiento del eco ha propiciado el desarrollo de filtros adaptativos cuya flexibilidad les permita en teoría, acomodarse rápidamente a los cambios en el comportamiento del entorno de propagación.

### 1.1.5 Caracterización del comportamiento acústico de un auditorio.

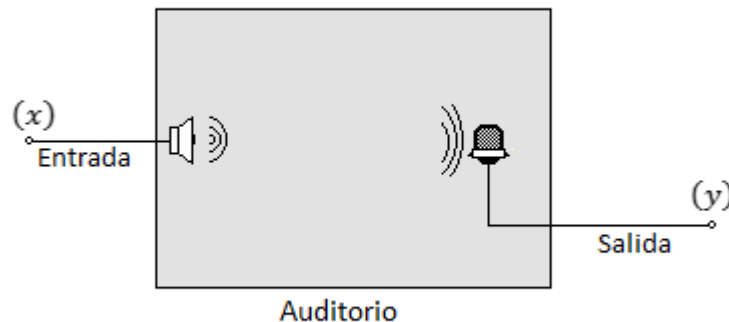


Figura 1 El auditorio como sistema.

Para caracterizar matemáticamente el comportamiento acústico de un auditorio, es conveniente usar señales eléctricas, dado que la naturaleza de las señales eléctricas facilita enormemente el estudio de los fenómenos de la vida cotidiana, de tal manera que el sistema parlante, auditorio y micrófono se puede en principio caracterizar con una función de transferencia. En la teoría de los sistemas de control se usa la transformada de Laplace para hacer una formulación matemática del comportamiento de los diferentes sistemas. En el dominio de Laplace se tiene una señal  $x(s)$  de entrada, una señal  $y(s)$  de salida y al comportamiento del auditorio se le puede asignar una función desconocida  $h(s)$  Como  $y(s) = x(s) \cdot h(s)$  entonces:

$$h(s) = \frac{y(s)}{x(s)} \quad (6)$$

De ésta forma se puede obtener una función matemática que describa el comportamiento de un sistema (auditorio para el caso particular de este trabajo)

independientemente de su estructura interna como una relación entre la entrada y la salida del sistema[7].

### 1.1.5.1 La respuesta al impulso de un recinto cerrado

Se puede hacer un experimento mental o *Gedankenversuch* (término acuñado por Hans Christian Ørsted en 1820 para denominar a aquellos experimentos que se realizan completamente con el pensamiento) e imaginar que sucedería en un auditorio si se estimula con una función impulso unitario<sup>1</sup>  $\delta(t)$ . En un primer momento llegará la señal directa que sale del altavoz, unos milisegundos más tarde llegarán las reflexiones (ecos) de primer orden, y finalmente una cola de reflexiones de orden superior con mucho menor intensidad producto de las múltiples interacciones del sonido con el entorno.

Los tres momentos típicos en la respuesta del auditorio, a la estimulación con una señal  $\delta(t)$  se pueden ver claramente en la figura 2, en la parte superior de la misma, se ve la gráfica de una hipotética respuesta al impulso como una función de presión contra el tiempo  $p(t)$  y en la parte inferior se puede ver los momentos a los que pertenecen las diferentes partes de la señal.

La respuesta al impulso que se mida en un auditorio en particular, estará determinada por factores de diversa índole: algunos invariantes en el tiempo como las características arquitectónicas del recinto y otros variantes en el tiempo como la temperatura y la presión del aire, la presencia y el movimiento de las personas, el cambio de posición del mobiliario e inclusive la cantidad de suciedad del piso puede cambiar su textura y modificar la respuesta de los auditorios a las altas frecuencias.

Es de especial interés anotar que la respuesta al impulso que se obtiene de un auditorio depende también del altavoz y el micrófono que se use para hacer la medición, no sólo de sus características intrínsecas sino también de su posición y orientación espacial. Se espera entonces que midiendo la respuesta al impulso de un auditorio en dos lugares diferentes, resulten también respuestas diferentes. Esto es clave porque implica que un auditorio no tiene una sola respuesta al

---

<sup>1</sup> Una función  $\delta(t)$  esta definida:  $\delta(t) = \begin{cases} \infty, & \text{si } t = 0 \\ 0, & \text{si } t \neq 0 \end{cases}$  y cumple con la identidad:  $\int_{-\infty}^{+\infty} \delta(t) \cdot dt = 1$

impulso que cambia en el tiempo, tiene en realidad tantas respuestas al impulso que cambian con el tiempo como el conjunto de posibles posiciones y orientaciones.

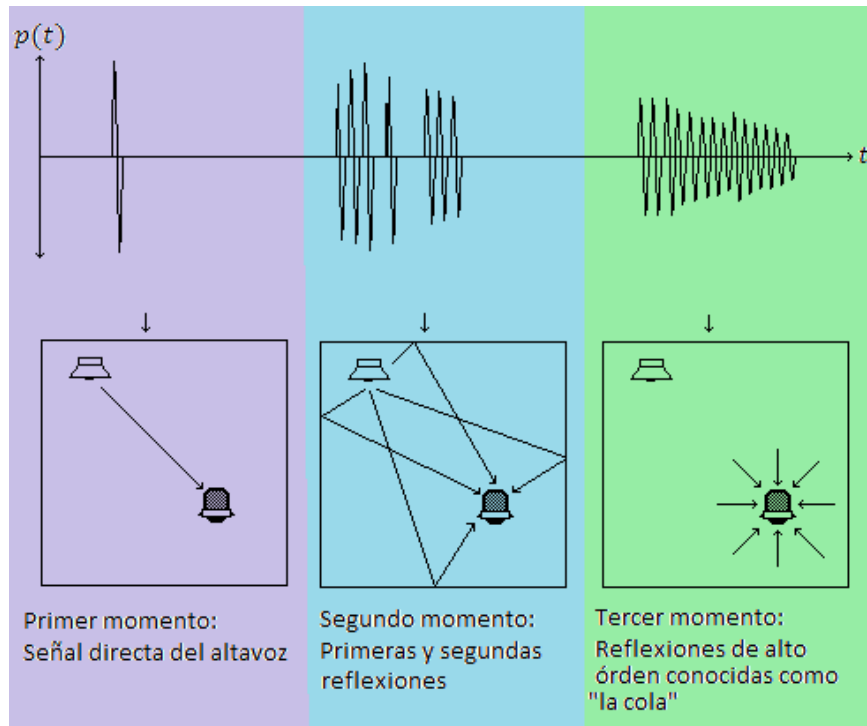


Figura 2. Diferentes momentos de la respuesta al impulso

### 1.1.6 Modelando el eco de un auditorio.

Un modelo por bloques, que simule el comportamiento del eco en un auditorio tiene la forma mostrada en la figura 3. En la salida del sistema, coinciden diferentes versiones de la señal original, con diferentes retrasos y amplitudes. La salida de un sistema como éste de un número  $p$  de reflexiones será:

$$y(t) = \sum_{n=1}^p G_n \cdot x(t - \tau_n), \quad (7)$$

donde  $G_n$  es la ganancia de cada reflexión y  $\tau_n$  su retraso. La semejanza entre la estructura de un filtro lineal y la estructura del modelo de la figura 3 es notable. En un sentido amplio del concepto filtro se podría afirmar que para un sistema como

el de la figura 1, un auditorio se puede modelar de manera semejante a un filtro y por lo tanto, resulta plenamente viable oponerle a su efecto un filtro inverso.

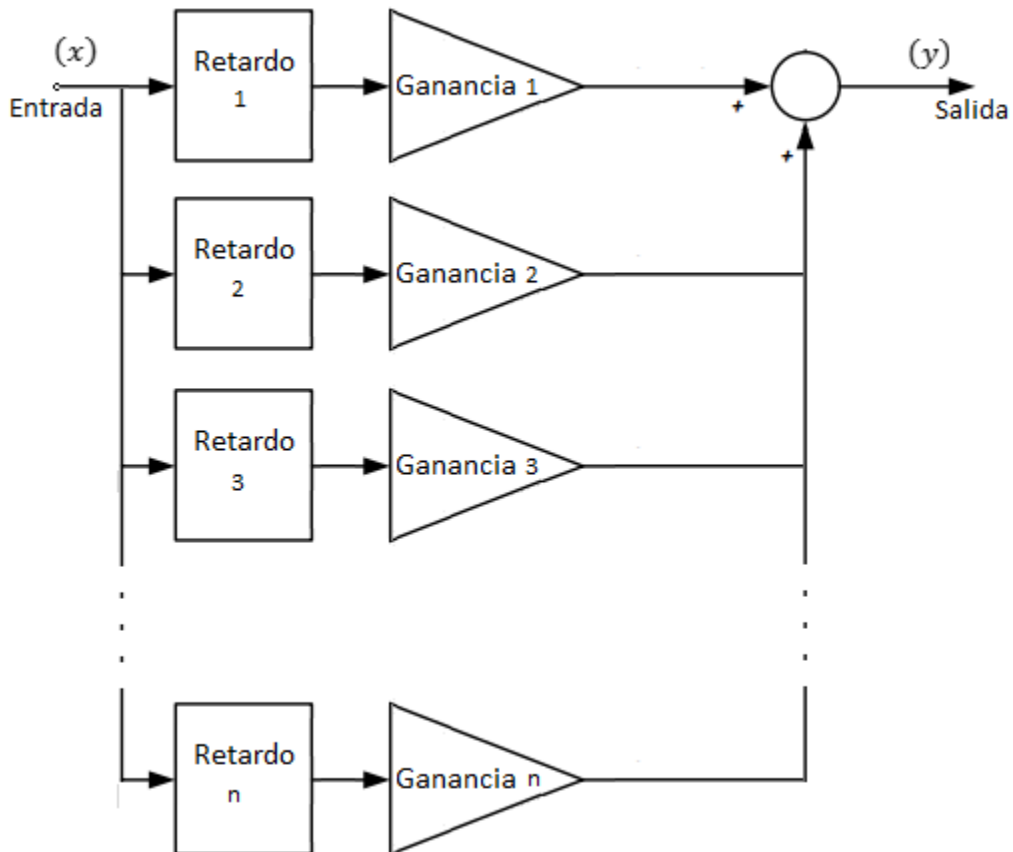


Figura 3 La respuesta al impulso como diagrama de bloques.

## 1.2. Los Filtros y los Filtros adaptativos.

Existen al menos dos miradas distintas que definen la acción de filtrar. La primera está estrictamente relacionada con la selección de frecuencias de un espectro particular. En esta mirada inicial están los filtros pasivos y activos que reciben nombres como: pasa-bajos, pasa-altos, pasa-banda o eliminador de banda. La segunda mirada amplía el concepto de filtro y lo lleva a denominar filtro a un elemento de *hardware* o de *software* con la capacidad de seleccionar, no ya

frecuencias sino, información de una señal de entrada, generalmente una señal ruidosa[8].

Los filtros se pueden clasificar de varias maneras: activos y pasivos como se mencionó antes; pueden ser lineales y no-lineales según la descripción matemática de su comportamiento; digitales o analógicos según la naturaleza de las señales con las que trabajan; y también pueden ser variantes e invariantes con el tiempo según si su comportamiento es susceptible o no, de modificarse mientras se encuentran operando. En este estudio en particular el interés se dirige hacia los filtros activos, digitales y variantes en el tiempo, es decir, a los filtros adaptativos.

Los filtros adaptativos son una familia de sistemas de amplio uso en la industria actual, tienen una flexibilidad característica que los hace muy útiles para desempeñarse en entornos que cambian a lo largo del tiempo y en los cuales no hay un conocimiento previo de las señales que operarán en el sistema. Dicha característica de adaptabilidad es posible porque estos filtros son gobernados por un algoritmo recursivo que constantemente está evaluando la operación del filtro y modificando sus parámetros de funcionamiento en la búsqueda de una respuesta óptima.

Una gran variedad de Algoritmos adaptativos se han desarrollado hasta la fecha[9], presentando cada uno sus ventajas y desventajas, dependiendo de la escogencia de uno en particular, de las necesidades específicas de la aplicación a implementar. Los parámetros más relevantes para catalogar un algoritmo adaptativo son: velocidad de convergencia, requerimientos computacionales, estabilidad y estructura

Los filtros adaptativos son usados actualmente en una gran cantidad de aplicaciones industriales.

### **1.2.1 Aplicaciones**

La habilidad de los filtros adaptativos para operar satisfactoriamente en entornos desconocidos y ante situaciones inesperadas, la posibilidad que tienen de hacer

seguimiento de las variaciones temporales de la, o las señales de entrada, incluyendo también parámetros de carácter estadístico, hace de ellos una herramienta ampliamente usada tanto en los sistemas de procesamiento digital de señales, como en los sistemas de control. Los campos de aplicación de los filtros adaptativos van desde las comunicaciones, los radares y los sonares, la sismología, la ingeniería biomédica, hasta la robótica, la industria militar, el procesamiento de imágenes y la ingeniería de sonido entre otras aplicaciones. Las aplicaciones anteriormente mencionadas son de naturaleza muy diferente pero comparten una característica común: en el núcleo del proceso existe una señal de entrada, una respuesta deseada del sistema y una respuesta real. La tarea del filtro será reducir al máximo la diferencia entre la respuesta deseada del sistema y la respuesta real. Para tal fin los filtros adaptativos cuentan con una serie de coeficientes ajustables que pueden ser llamados, coeficientes de reflexión, pesos sinápticos, parámetros de rotación o pesos transversales dependiendo de la estructura del filtro empleada; las principales estructuras de los filtros se revisarán más adelante en la sección 1.3. Las aplicaciones de los filtros adaptativos se pueden clasificar en cuatro clases a saber: Identificación, Modelado inverso, Predicción y Cancelación de interferencia.

### 1.2.1.1 Cancelación de Interferencia.

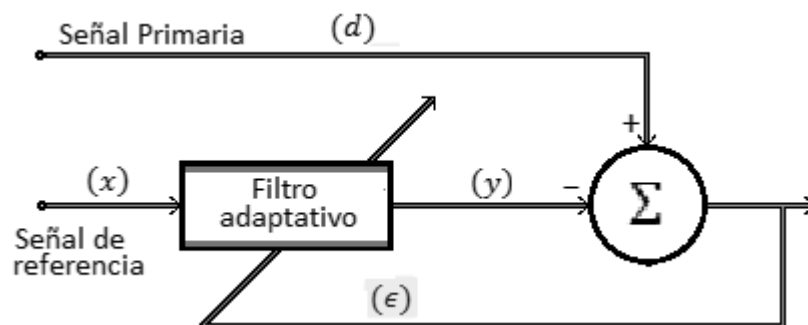
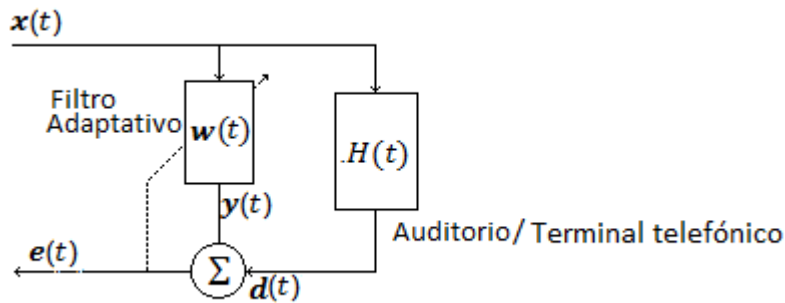


Figura 4 Filtro adaptativo como cancelador de interferencia

En esta clase de aplicaciones el filtro adaptativo es usado para cancelar una interferencia desconocida, contenida en la señal primaria, que será usada como una señal deseada y, la señal de referencia auxiliar será empleada como la entrada del filtro adaptativo. El error  $(\epsilon)$ , será menor entre más semejantes sean las señales  $(y)$  y  $(d)$  y esto sucederá cuando el filtro logre neutralizar la interferencia. Esta clase de aplicación de los filtros adaptativos es empleada entre



otras aplicaciones en la Cancelación adaptativa de ruido y en la cancelación adaptativa de eco [10] [11]. Particularmente se emplea un esquema de cancelación de interferencia como el de la figura 5 para cancelar el eco que puede producir un terminal telefónico y el eco que producen los auditorios en las salas de teleconferencias. *h*

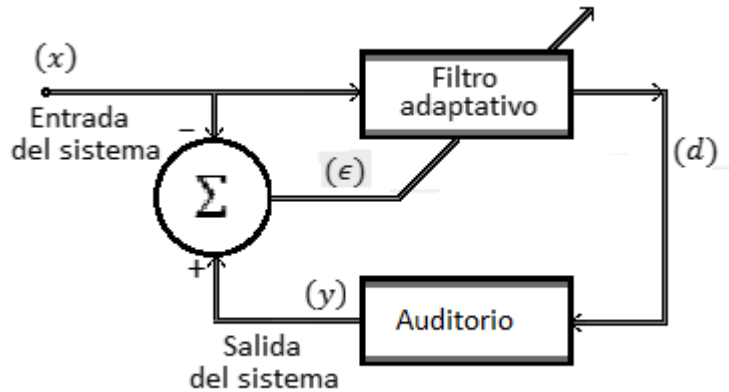


*Figura 5 Cancelador de eco eléctrico*

En estas aplicaciones se busca cancelar el eco producido en  $h(t)$  mediante la señal  $y(t)$  y dejar la línea eléctrica de regreso libre de las interferencias producidas por la interacción de la señal de entrada  $x(t)$  con el auditorio o el terminal telefónico.

### **1.2.1.2 Cancelación Adaptativa de eco en el auditorio**

La cancelación de eco en un auditorio tiene, en lo referente a la configuración del filtro, una estructura que difiere levemente de las configuraciones tradicionales, no se dispone el filtro como un cancelador de interferencia dado que el lugar de la corrección no es una línea eléctrica de salida, sino el interior del auditorio. La configuración empleada para ésta aplicación se puede apreciar en la figura 6 y la misma guarda semejanza tanto con la configuración de identificación [12] como con la de modelado inverso [13] [14] y por tal razón se ha decidido llamarla *identificador inverso*.



*Figura 6 Identificador inverso*

El propósito de esta configuración es usar el filtro adaptativo para hacer que las señales de entrada ( $x$ ) y salida ( $y$ ) sean lo más semejantes posible. El filtro deberá producir una señal ( $d$ ) que le permita neutralizar los efectos indeseados del auditorio, respondiendo de manera inversa a la manera como responde el auditorio, dado que entre más cercano esté el filtro a este ideal, más pequeño será el valor del error ( $\epsilon$ ).

### **1.3. Las estructuras de los filtros lineales.**

La operación de los algoritmos de filtrado lineal involucra dos procesos básicos: primero el proceso de filtrado como tal que genera una salida a partir de una secuencia de entrada y segundo el proceso adaptativo que modifica los parámetros de funcionamiento en el proceso de filtrado, existen tres tipos de estructuras generales en los filtros lineales a saber: el filtro transversal, el predictor de entramado y el arreglo sistólico, en este trabajo se implementó un filtro transversal como el de la figura 7.

### 1.3.1 El Filtro transversal.

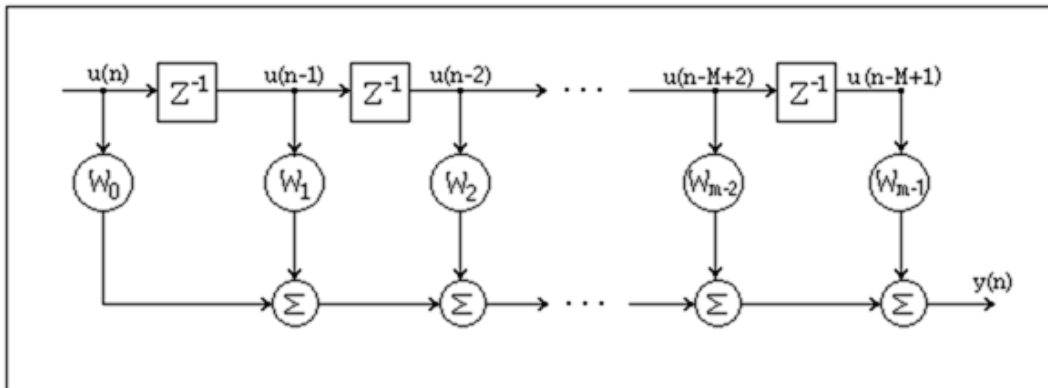


Figura 7 Filtro transversal

Este filtro se compone de 3 elementos: el elemento de retardo unitario  $Z^{-1}$ , el multiplicador  $W$  y el sumador  $\Sigma$ .

El número de elementos de retardo unitario determina la duración de la respuesta al impulso y el orden del filtro, en general, la salida de un filtro transversal estará dada por:

$$y[n] = \sum_{k=0}^{m-1} w_k[n] * u[n - k] \quad (8)$$

El algoritmo adaptativo modifica el conjunto de coeficientes  $\{w_0, w_1, w_2, \dots, w_{(m-1)}\}$  para acercar la respuesta  $y[n]$  al resultado esperado.

### 1.4. Algoritmos adaptativos para los filtros lineales.

Las estructuras de los filtros anteriores se pueden emplear para implementar filtros adaptativos, pero también, filtros invariantes en el tiempo, para completar el filtro adaptativo es necesaria la incorporación de un algoritmo [15]. El problema del desarrollo de un algoritmo para implementar en un filtro adaptativo tiene muchas maneras de ser resuelto, y existe como es de esperarse una amplia variedad de algoritmos, cada uno con sus ventajas, sus fortalezas, sus desventajas y sus limitaciones. Es por esta razón que, antes de abordar la implementación de un algoritmo en particular se deben analizar las diferentes posibilidades para

encontrar la más apropiada para la ocasión. Existen dos estrategias para abordar el problema de los algoritmos recursivos que se implementan en filtros lineales a saber la aproximación estocástica del gradiente y la estimación de los mínimos cuadrados.

### 1.4.1 Aproximación estocástica de gradiente

El concepto de gradiente tiene su origen en el cálculo vectorial y se entiende como gradiente de una función en un campo de vectores [15], la dirección en la cual una función vectorial aumenta o disminuye su magnitud.

En este caso particular, se considera un campo vectorial n-dimensional, donde cada punto de dicho campo representa un vector:  $\vec{W}_k = [w_0, w_1, w_2, \dots, w_n]$  compuesto por los n coeficientes del filtro. La función vectorial relevante para el filtrado adaptativo es aquella que da cuenta del error del sistema, en particular, del error cuadrático medio. Se puede ver el error cuadrático medio como una superficie paraboloidal (n-1)-dimensional con un único y definido fondo en el campo vectorial n-dimensional  $\vec{W}$ . Esta superficie es conocida como superficie de desempeño de error y los valores  $\vec{W}_k$  correspondientes con el punto mínimo de la superficie se conocen como la solución de Wiener [16] o solución óptima.

Para desarrollar un algoritmo recursivo que actualice los coeficientes  $\vec{W}_k$  de un filtro transversal se modifica la ecuación matricial que define la solución de Wiener, conocida también como el sistema de ecuaciones de Wiener-Hoff [17] [18] usando un vector de gradiente, cuyo valor depende de dos parámetros: la matriz de correlación de la entrada y vector de correlación cruzado entre la respuesta deseada y las entradas anteriores, el algoritmo resultante es ampliamente conocido como *the least mean square (LMS) algorithm*.

$$\vec{W}_{k(t)} = \vec{W}_{k(t-\tau)} + P_a \cdot \vec{X}_{k(t)} \cdot \overline{\epsilon_k^2} \quad (9)$$

Donde  $\overrightarrow{W_{k(t)}}$  es el vector de coeficientes del filtro en el tiempo  $t$ ,  $\overrightarrow{W_{k(t-\tau)}}$  es el vector de coeficientes en el momento previo  $(t - \tau)$ ,  $P_a$  es el parámetro de aprendizaje,  $\overrightarrow{X_{k(t)}}$  es la señal de entrada en el tiempo  $t$  y  $\overline{\epsilon_k^2}$  es el error cuadrático medio. El error es definido como la diferencia entre alguna respuesta deseada y la respuesta real de sistema producida por el vector de entrada.

El algoritmo LMS es simple y alcanza un desempeño aceptable, sus limitantes están en el tiempo de convergencia y una sensibilidad particular a los cambios en la matriz de correlación de la entrada, A pesar de esto el algoritmo LMS es muy popular y tiene una gran variedad de aplicaciones.

En un entorno no estacionario la orientación de la superficie de error varía con el tiempo y así también varía el punto de error mínimo, el algoritmo deberá entonces buscar el punto óptimo y surge un compromiso, entre la velocidad con la que cambia la entrada y la velocidad con la que puede cambiar (aprendizaje) el algoritmo.

La estrategia de aproximación estocástica de gradiente se puede implementar también en una estructura de entramado y el algoritmo resultante es conocido como *gradient adaptive lattice algorithm (GAL)* [19] o algoritmo adaptativo de gradiente y entramado. Tanto el algoritmo LMS como el GAL pertenecen a la familia de filtros de gradiente estocástico siendo el LMS el más usado.

#### **1.4.2 Aproximación por estimación de mínimos cuadrados.**

La segunda estrategia para desarrollar algoritmos para el filtrado adaptativo, está basado en el método de mínimos cuadrados [21], es un método que busca el conjunto de parámetros numéricos que mejor se ajustan a una función dada. En este caso, los parámetros buscados son los coeficientes del filtro y la función como tal, es reemplazada por la respuesta deseada del sistema. Este método busca minimizar la suma ponderada de los errores, donde el error es también la diferencia entre la respuesta deseada del sistema y la respuesta real del mismo. Existen dos maneras de formular el método de mínimos cuadrados la primera es la estimación en bloque que al ser totalizante emplea grandes cantidades de

memoria; y la segunda llamada estimación recursiva, que al requerir menos memoria es más popular.

La estimación recursiva de mínimos cuadrados (RLS) puede ser entendida como un caso particular del filtro de Kalman [22], ya que se puede obtener una correspondencia uno a uno entre las variables del filtro y las variables del algoritmo.

## Capítulo 2. Consideraciones para el diseño experimental.

### 2.1. Medición de la respuesta al impulso en un auditorio.

Medir la respuesta al impulso es una tarea más compleja de lo que se podría pensar desde la teoría. Gran parte de su complejidad nace en la naturaleza exclusivamente teórica de la función impulso  $\delta(t)$  ya que experimentalmente, producir una función de amplitud tendiente a infinito cuya duración sea nula, es imposible. No obstante, se han desarrollado diferentes métodos para medir la respuesta al impulso  $h(t)$  y sortear el obstáculo que representa la naturaleza de la función delta.

#### 2.1.1 Medición de $\delta(t)$ usando técnicas pseudo-directas (fuentes impulsivas).

Si bien en la práctica no es posible producir un estímulo de naturaleza impulsiva, señales de muy alta intensidad en un tiempo muy corto se aproximan a la función impulso. Produciendo señales como las antes mencionadas se puede obtener una aproximación a la función  $h(t)$ . Para tal fin se producen estallidos como puede ser el que se produce al reventar un globo de aire o disparar una pistola de salva y la respuesta se captura directamente con la grabación recogida por un micrófono. Estas técnicas que usan un estímulo aproximado a una función impulso se conocen como técnicas pseudo –directas, y tienen como gran ventaja su sencillez, pero sus inconvenientes las hacen poco recomendables en la mayoría de los casos, puesto que presentan diversas falencias a saber:

- Dado que la función de estímulo es  $\neq \delta(t)$  la respuesta obtenida será siempre  $\neq h(t)$
- Al inyectar una gran cantidad de energía en un recinto, afloran sus comportamientos no lineales.
- Los sensores con los que se recoge la respuesta suelen saturarse y entregar una respuesta plana que no se corresponde con la realidad.
- Cuando se usa un transductor eléctrico que reemplace la explosión, la energía inyectada generalmente resulta insuficiente para obtener la respuesta completa.
- Usando fuentes impulsivas el resultado pierde precisión especialmente en

las bajas frecuencias.

### 2.1.2 Mediciones indirectas (fuentes estacionarias)

Las mediciones indirectas permiten estimular con suficiente energía el auditorio sin el riesgo de saturar los sensores, gracias a que el tiempo de estímulo se amplía. El concepto básico es sencillo, se estimula el auditorio con una señal particular y luego se calcula la señal  $h(t)$  como el resultado de la de-convolución entre la señal obtenida por los sensores y la señal de estímulo.

Las técnicas indirectas no están libres de inconvenientes, entre los más relevantes están:

- El cálculo de la de-convolución presenta una alta complejidad matemática.
- Se debe asumir que los recintos tienen un comportamiento lineal.
- La inestabilidad inherente de las condiciones de propagación del sonido hace que pueda variar la respuesta durante el tiempo en el cual es estimulado el lugar.

La complejidad matemática de la de-convolución es determinante a la hora de seleccionar con qué señales estimula el auditorio. En general las señales deben poder estimular adecuadamente el auditorio mientras simplifican los cálculos. Entre las más comunes se encuentran la secuencia de máxima longitud MLS (*Maximum Length Sequence*) que es una señal determinista no periódica, con características en tiempo y frecuencia muy semejantes al ruido blanco [20]; la señal TDS (*Time Delay Spectrometry*) o espectrometría a lo largo del tiempo consiste en un barrido con una señal senoidal cuya frecuencia crece en el tiempo de manera lineal [21] y la señal EES (Exponential Sine Sweep) Barrido senoidal exponencial que se verá en detalle a continuación.

#### 2.1.2.1 EES (*Exponential Sine Sweep*) Barrido senoidal exponencial

La *exponential sine sweep* o ESS, es una señal que perfecciona la idea que dio origen a la señal TDS, consiste en hacer un barrido senoidal de frecuencias empleando un crecimiento exponencial [22]. La ecuación para generar la onda



tiene la forma:

$$x(t) = \sin \left[ \frac{w_0 \cdot \tau}{\ln \left( \frac{w_f}{w_0} \right)} \cdot \left( e^{\frac{t}{\tau} \cdot \ln \left( \frac{w_f}{w_0} \right)} - 1 \right) \right] \quad (10)$$

El cambio exponencial en la frecuencia reduce (no elimina) los efectos negativos de los comportamientos no lineales en el recinto que tanto afectan a una señal TDS. El aspecto de una señal EES en los dominios de tiempo y frecuencia se puede ver en las figura 8 y 9

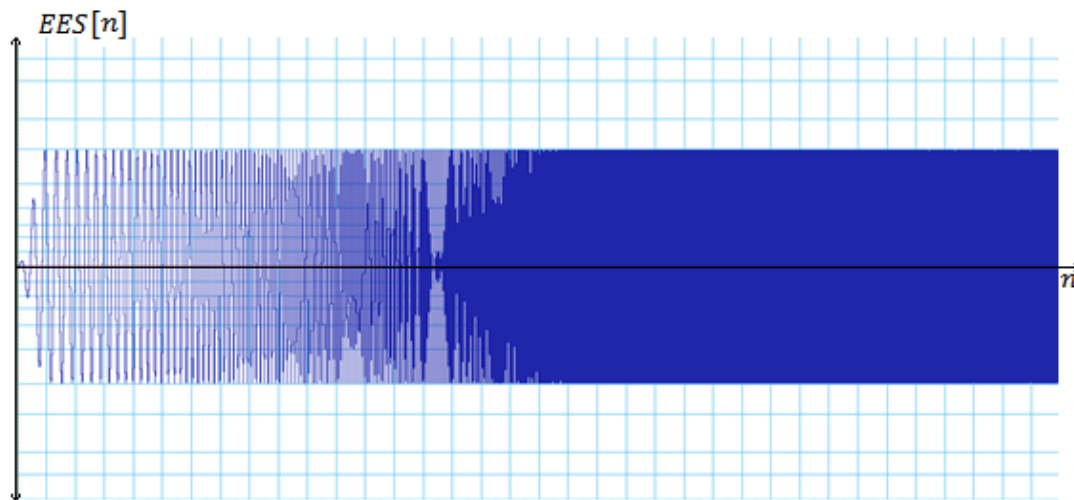


Figura 8 Aspecto de una señal ESS en el dominio del tiempo

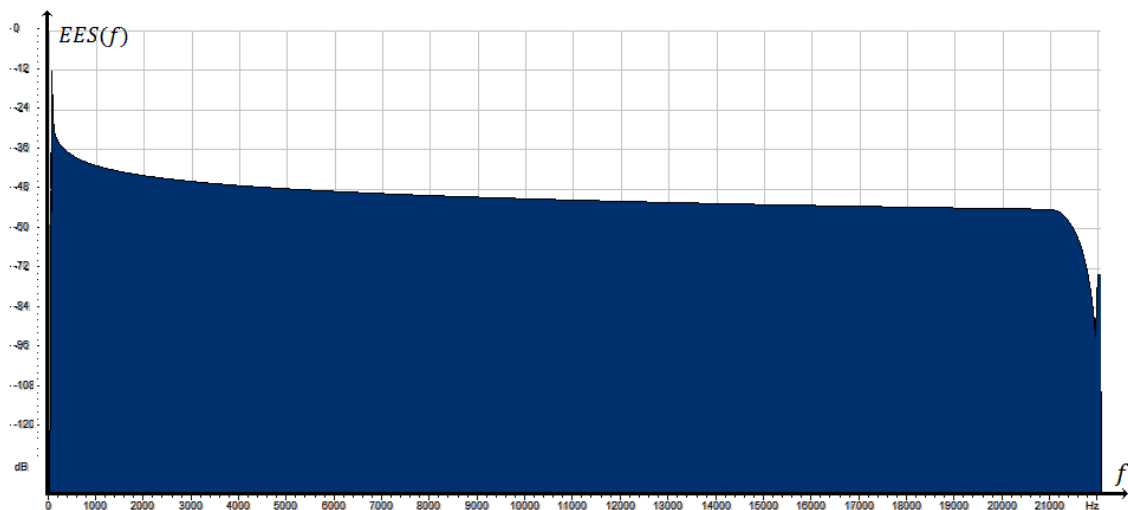


Figura 9 Aspecto de una señal ESS en el dominio de la frecuencia

Una vez grabada la respuesta del auditorio a la señal ESS es necesario generar una señal inversa (también llamada filtro inverso) que, al hacer convolución con la señal capturada en el auditorio, produzca la respuesta al impulso o  $h(t)$ ., en la figura 10 se observa el aspecto en el dominio del tiempo y en la figura 11 en el dominio de la frecuencia del filtro inverso para el caso de la señal ESS [23] .El cómo un filtro inverso permite obtener la respuesta al impulso será explicado con detalle en el numeral 4.1

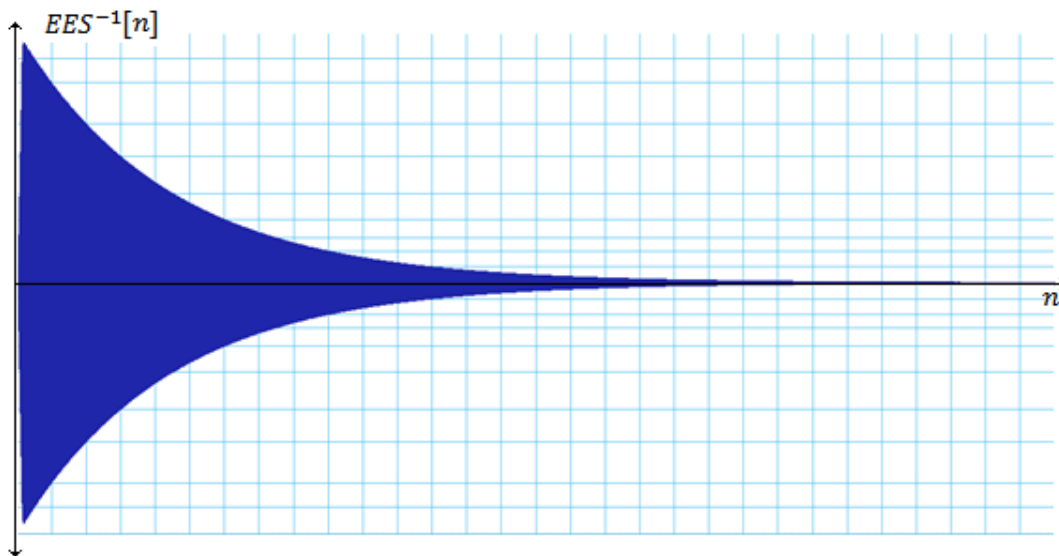


Figura 10 Filtro inverso de la señal ESS en el dominio del tiempo

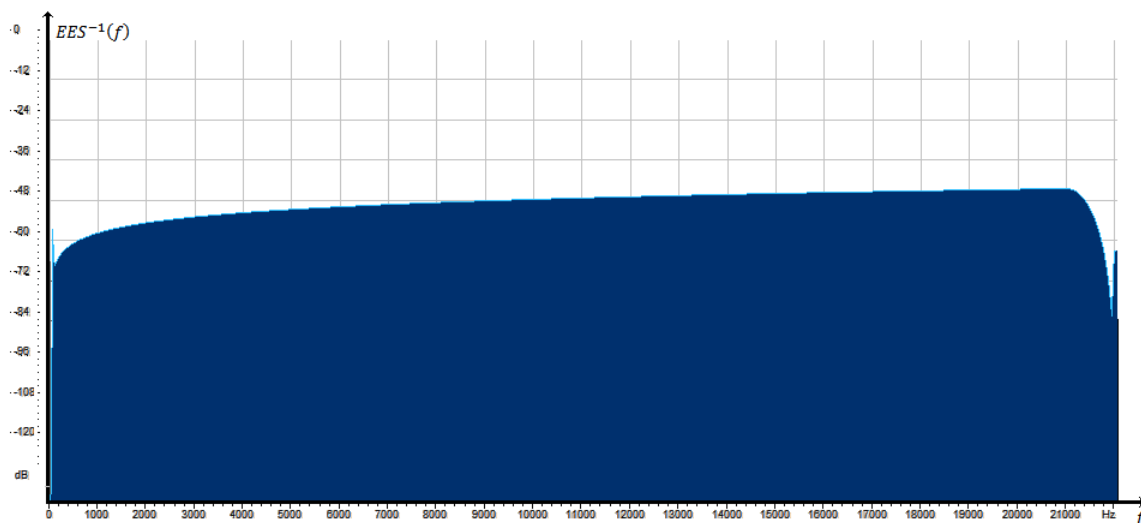


Figura 11 Filtro inverso ESS en el dominio de la frecuencia

Entre las técnicas disponibles, resulta claro que la que menos complicaciones produce es la señal ESS, porque no sufre tanta alteración por el ruido ambiental como la MLS y no pierde tanta precisión ante los comportamientos no lineales del recinto como la TDS [24][25].

La medición de las respuestas al impulso en el auditorio se adelantaron usando la técnica EES.

## **2.2. El filtro adaptativo.**

Definir las características del filtro adaptativo a implementar para evaluar las limitaciones que le impone la geometría del auditorio, requiere considerar varios aspectos: primero los filtros disponibles. En la plataforma Simulink™ están el filtros de Kalman, el filtro RLS y el filtro LMS en varias versiones. El filtro de Kalman se descartó porque su mayor potencialidad se encuentra en las aplicaciones de predicción [26]; también se descartó el filtro RLS aunque en la mayoría de las aplicaciones muestra un desempeño superior al filtro LMS, debido a que su estabilidad se ve comprometida cuando las señales con las cuales va a trabajar tienen una alta correlación estadística[27]. Para éste caso en particular en que la señal a suprimir (eco) es producto de la señal original, el asunto de la estabilidad puede ser un inconveniente. Así pues resultó claro que para efectos del proyecto, implementar un filtro LMS resultaba satisfactorio.

### **2.2.1 Longitud del filtro y tamaño del paso.**

La complejidad computacional de un filtro LMS crece exponencialmente con el número de coeficientes que tenga de la forma:  $2^n - 1$  [28] y, según los planteamientos teóricos, un filtro debe poder acomodar toda la respuesta al impulso del sistema a corregir para garantizar una óptima respuesta[28]. Lo baja que resulta la velocidad de propagación del sonido con relación a la frecuencia de muestreo, hace que para el caso de este trabajo las respuestas al impulso tengan longitudes del orden de 40.000 muestras. Resulta claro que implementar un filtro de 40.000 coeficientes, en la práctica, requiere un tiempo de procesamiento muy por encima del tiempo real. Para decidir la longitud final del filtro evaluado, se implementó un primer filtro prototipo y se varió el número de coeficientes para encontrar vía ensayo y error, un punto en el cual la mejora del sonido fuera

apreciable y su velocidad de trabajo fuera suficiente, por tal razón el filtro a evaluar tendrá exactamente 64 coeficientes.

El siguiente parámetro del filtro a definir fue el tamaño del paso, al igual que para definir la longitud el compromiso entre velocidad y calidad fue necesario vía ensayo y error, luego de varias pruebas el tamaño del paso quedó fijado en: 0.004.

### **2.2.2 Frecuencia de muestreo y Profundidad de bits**

La frecuencia de muestreo de las señales con las que se hicieron las mediciones estaba condicionada por cual porción del espectro acústico se deseaba estudiar. Aunque la gran mayoría de los canceladores de eco, pensados para la telefonía y los cuales buscan corregir los errores en la propagación de la voz humana, funcionan a 8000 muestras por segundo, el interés del experimento está también en el comportamiento de una señal musical. Para tal fin se hace necesario abarcar todo el espectro humanamente audible y por tal razón se escogió trabajar a 44100 muestras por segundo aún, entendiendo que tal aumento en la frecuencia comprometía el desempeño del filtro y a la larga fue una de las razones que definió su longitud.

La profundidad de bits de la señal tenía que ser suficiente para minimizar el error de cuantificación, toda vez que el interés del trabajo estaba en observar el error que produciría en el resultado final la geometría del entorno de propagación. Al minimizar un error se puede ver con más claridad el otro, por tal razón se escogió el máximo nivel que permitía a los diferentes equipos trabajar sin problemas de compatibilidad, es decir 32 bits.

### **2.3. El error de desplazamiento.**

Una hipótesis de partida no explícita en el planteamiento del proyecto es la siguiente: La respuesta al impulso en un auditorio no es homogénea a lo largo y ancho del mismo y por el contrario depende del lugar donde se ubique el micrófono de medición. Éste cambio en la respuesta al impulso debe en teoría generar un desajuste en la respuesta del filtro cuando se evalúa su funcionamiento

en lugares del auditorio diferentes al lugar donde se ubica el micrófono que recoge la señal que alimenta el filtro.

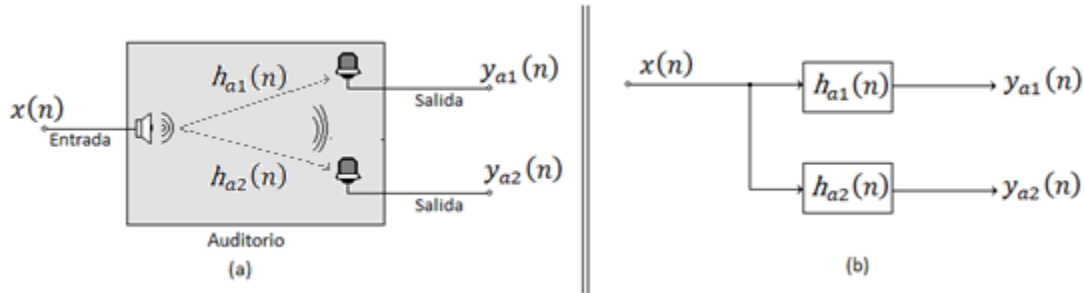


Figura 12 Respuestas al impulso en dos lugares de un mismo auditorio

Se plantea entonces un sistema como el de la Figura 12<sup>a</sup>, en el cual dos lugares diferentes en un mismo auditorio producen dos respuestas al impulso también diferentes (Figura 12b). Es claro entonces que para efectos de la hipótesis inicial debe cumplirse que:  $h_{a1} \neq h_{a2}$  y también  $y_{a1} \neq y_{a2}$

De la teoría de control se tiene que<sup>2</sup>:

$$y_{a1}[n] = x[n] \otimes h_{a1}[n] \quad (11)$$

Para el lugar de muestra  $a_1$

$$y_{a2}[n] = x[n] \otimes h_{a2}[n] \quad (12)$$

Para el lugar de muestra  $a_2$ . Si  $h_{a1} \neq h_{a2}$  debe existir una función de desplazamiento  $s_{a1a2}[n] \neq 0$ , tal que:

$$h_{a2}[n] = h_{a1}[n] + s_{a1a2}[n] \quad (13)$$

Reemplazando (13) en (12) se obtiene:

<sup>2</sup> El símbolo  $\otimes$  denota la convolución definida como  $a[n] \otimes b[n] = \sum_m a(m) \cdot b(m-n)$  para el caso de dos señales discretas en el tiempo.

$$y_{a2}[n] = x[n] \otimes (h_{a1}[n] + s_{a1a2}[n]) \quad (14)$$

$$y_{a2}[n] = x[n] \otimes h_{a1}[n] + x[n] \otimes s_{a1a2}[n] \quad (15)$$

De la ecuación (11) reemplazamos y se obtiene:

$$y_{a2}[n] = y_{a1}[n] + x[n] \otimes s_{a1a2}[n] \quad (16)$$

Es decir:

$$y_{a2}[n] = y_{a1}[n] + \sum_{m=0}^n x[n] \cdot s_{a1a2}[m - n] \quad (17)$$

En un sistema de cancelación de eco se tendrá:

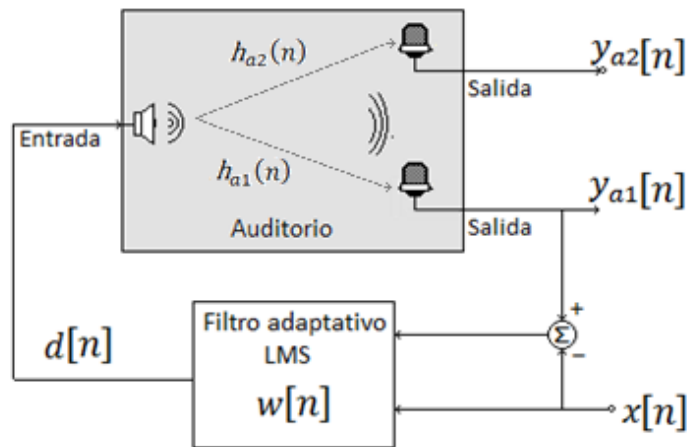


Figura 13 Auditorio con filtro adaptativo

Donde  $h_{a1}[n]$  y  $h_{a2}[n]$  son las respuestas al impulso del micrófono en diferentes lugares del auditorio y  $w[n]$  es la respuesta del filtro, podemos decir que:

$$d[n] = x[n] \otimes w[n] \quad (18)$$

La respuesta de un filtro  $w[n]$  controlado por el algoritmo LMS será [28][29]:

$$w[n] = w[n - 1] - \mu \nabla \bar{\varepsilon}[n - 1] \quad (19)$$

Donde  $\mu$  es el factor de aprendizaje y  $\nabla \bar{\varepsilon}$  es el gradiente de error  $\bar{\varepsilon}$  que es el error cuadrático promedio, función a su vez de  $x[n - 1]$  y de  $y_{a1}[n - 1]$

$$y_{a1}[n] = d[n] \otimes h_{a1}[n] \quad (20)$$

Y reemplazando (18) en (20) se obtiene:

$$y_{a1}[n] = x[n] \otimes w[n] \otimes h_{a1}[n] \quad (21)$$

Dónde:

$$y_{a1}[n] = \sum_{m=0}^n x[m] \cdot \left( \sum_{p=0}^m w[p - m] \cdot h_{a1}[p - m + n] \right) \quad (22)$$

$y_{a1}[n]$  es la función que captura el micrófono de monitoreo conectado al cancelador de eco,  $x[n]$  es lo que se quisiera estuviese presente en todo el auditorio, particularmente en el punto a1 y  $h_{a1}[n]$  será la respuesta al impulso del sistema parlante, auditorio micrófono en el punto a1.

La función de error  $\varepsilon_{a1}[n]$  en el punto a1 estará dada por:

$$\varepsilon_{a1}[n] = y_{a1}[n] - x[n] \quad (23)$$

Reemplazando  $y_{a1}(n)$  de la ecuación (21) se puede escribir:

$$\varepsilon_{a1}[n] = x[n] \otimes w[n] \otimes h_{a1}[n] - x[n] \quad (24)$$

Dónde:

$$\varepsilon_{a1}[n] = \sum_{m=0}^n x[m] \cdot \left( \sum_{p=0}^m w[p - m] \cdot h_{a1}[p - m + n] \right) - x[n] \quad (25)$$

Y finalmente:

$$\varepsilon_{a1}[n] = \sum_{m=0}^n x[n] \cdot \left( \sum_{p=0}^m w[m-n] \cdot h_{a1}[p-m+n] - 1 \right) \quad (26)$$

El error en el punto a2 estará dado por:

$$\varepsilon_{a2}[n] = y_{a2}[n] - x[n] \quad (27)$$

Reemplazando el valor de  $y_{a2}[n]$  obtenido en la ecuación (17) se obtiene:

$$\varepsilon_{a2}[n] = y_{a1}[n] + \sum_{m=0}^n x[n] \cdot s_{a1a2}[m-n] - x[n] \quad (28)$$

Reemplazando el valor de:  $y_{a1}(n)$  de la ecuación (22) se obtiene.

$$\varepsilon_{a2}[n] = \sum_{m=0}^n x[n] \cdot \left( \sum_{p=0}^m w[m-n] \cdot h_{a1}[p-m+n] \right) + \sum_{m=0}^n x[n] \cdot s_{a1a2}[m-n] - x[n] \quad (29)$$

Simplificando la expresión se tiene que:

$$\varepsilon_{a2}[n] = \sum_{m=0}^n x[n] \cdot \left( \sum_{p=0}^m w[m-n] \cdot h_{a1}[p-m+n] + \cdot s_{a1a2}[p-m] - 1 \right) \quad (30)$$

También se puede expresar el error  $\varepsilon_{a2}(n)$  en términos del error  $\varepsilon_{a1}(n)$ :

$$\varepsilon_{a2}[n] = \varepsilon_{a1}[n] + \sum_{m=0}^n x[n] \cdot s_{a1a2}[m-n] \quad (31)$$

$$\varepsilon_{a2}[n] = \varepsilon_{a1}[n] + x[n] \otimes s_{a1a2}[m-n] \quad (32)$$



Implica esto que el error en un punto  $a_2$  ajeno al punto de muestra  $a_1$  se puede expresar en términos de la función de desplazamiento  $s_{a_1 a_2}[n]$  que si se recuerda, resulta de la diferencia entre las respuestas al impulso tal que:

$$s_{a_1 a_2}[n] = h_{a_2}[n] - h_{a_1}[n] \quad (33)$$

Midiendo la respuesta al impulso en diferentes lugares del auditorio, se podrá comprobar la validez de la hipótesis inicial siempre que:  $s_{a_1 a_2}[n] \neq 0$

## Capítulo 3 Medición de las respuestas al impulso (Experimento) e implementación del filtro.

### 3.1. El auditorio.

Por sugerencia de varios ingenieros de la FIET quienes manifestaron con unanimidad las pésimas condiciones de propagación en el salón 236, salón en el cual la disipación de energía sonora es muy pobre y reverbera hasta el punto de dificultar la comunicación con la simple voz humana, resultaba ideal para adelantar el experimento por esta razón fue seleccionado dejando de lado salones de mayor tamaño y que en teoría producirían más eco.

#### 3.1.1 Dimensiones del lugar

El lugar es un salón casi cuadrado con 3,16 metros de alto; 7,72 metros de ancho y 7,62 de fondo, como muestra la figura 14.

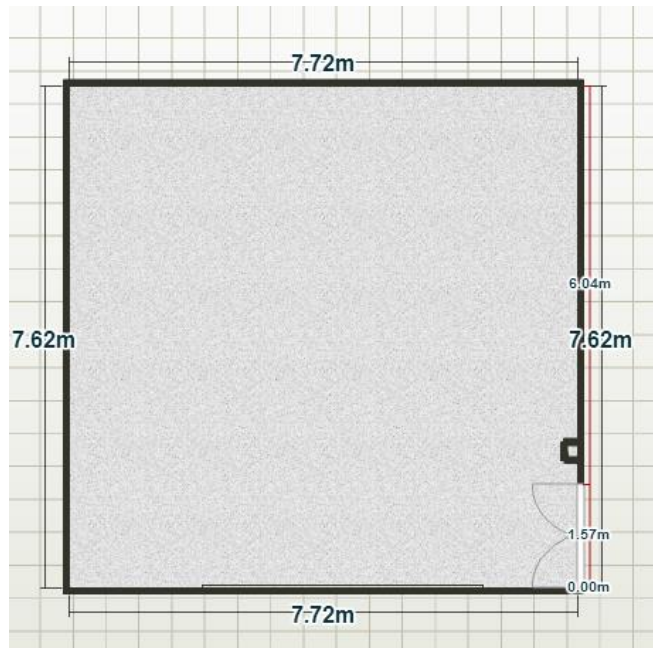


Figura 14 Plano del auditorio (salón 236)

### 3.2. Los equipos de trabajo.<sup>3</sup>

Para adelantar el experimento se llevaron al salón 236 los siguientes equipos: un altavoz autoamplificado, un micrófono omnidireccional, 4 micrófonos de condensador, una consola digital de 16 canales, un iMac para grabación y un ordenador de mesa como generador de señales, además de las respectivas líneas de sonido, píañas, soportes etc.

#### 3.2.1 El altavoz

El altavoz empleado fue un ElectroVoice™ SXA 250. Sus características de desempeño son en general mejores de lo que se encuentra normalmente en el mercado.



Figura 15 Altavoz ElectroVoice™ SXA 250

Tabla 1: Especificaciones del altavoz empleado en el experimento

Característica	Valores
Respuesta en frecuencia:	(-10dB) - 55Hz-20kHz
Máximo nivel de potencia sonora SPL:	126 dB
Cobertura Horizontal:	80°
Cobertura Vertical:	55°
Potencia del amplificador de baja frecuencia LF:	350W 10ms burst, 150W Continuo
Potencia del amplificador de alta frecuencia HF:	80W 10ms burst, 50W Continuo
Sensibilidad de la entrada de micrófono:	-35 dBu to 0 dBu
Sensibilidad de la entrada de línea:	-12 dBu to 0 dBu

<sup>3</sup> Las imágenes de los equipos así como las gráficas que describen su funcionamiento y las tablas que especifican sus características, fueron tomadas directamente de las hojas de especificación de cada elemento (*datasheet*)

Característica	Valores
Parlante de baja frecuencia LF:	15" (381mm)
Parlante de alta frecuencia HF:	1.25" (32mm)
Requerimientos de potencia:	110-130 VAC, 50-60Hz, o 220-240
Dimensiones (H x W x D):	(625mm x 437mm x 333mm)
Peso neto:	25.7 kg

La respuesta en frecuencia del altavoz (tomada de la hoja de especificaciones) será:

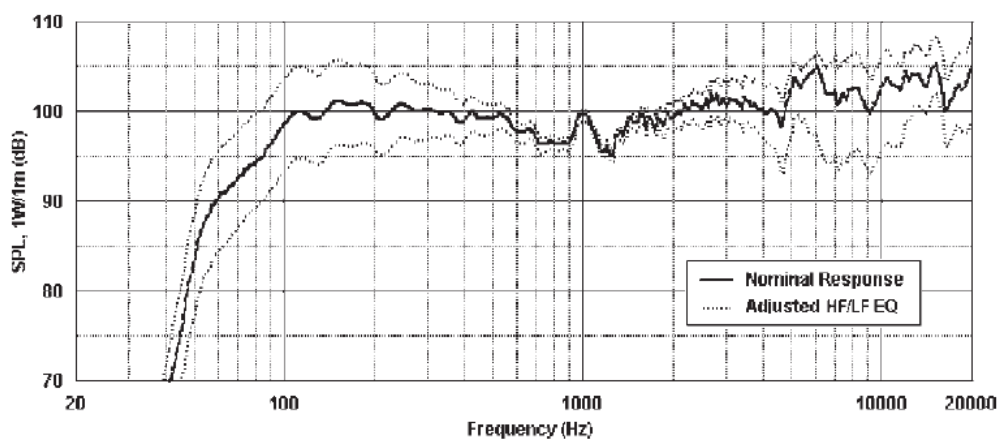


Figura 16 Respuesta en Frecuencia del altavoz ElectroVoice™ SXA 250

### 3.2.2 El micrófono omnidireccional.

El micrófono omnidireccional empleado fue un dbx™ RTA –M, como el de la figura 17



Figura 17 Micrófono dbx RTA –M

Con las siguientes características:

*Tabla 2 Características del micrófono omnidireccional dbx™ RTA –M*

Patrón polar	Omnidireccional
Tipo de micrófono:	De condensador electret
Respuesta en frecuencia	20 Hz - 20 kHz
Impedancia	250 30% (at 1,000Hz)
Sensibilidad	-63 dB +-3 dB ( 0 dB=1V/ microbar 1,000 Hz)
Voltaje de operación	9V-52VDC (Alimentación fantasma)

### 3.2.3 Los micrófonos de condensador

Para afirmar que las diferencias obtenidas entre dos grabaciones, responden a la diferencia de posición del micrófono, las grabaciones deben hacerse con micrófonos idénticos, debido a que únicamente se disponía de un micrófono omnidireccional, fue necesario emplear para la grabación 4 micrófonos de condensador Audix™ FX15, de tal manera que una vez balanceadas las ganancias de los mismos, la comparaciones entre las señales obtenidas fueran significativas con respecto a la posición.



*Figura 18 Micrófono de condensador Audix fx15*

Los micrófonos tienen las siguientes características:

*Tabla 3 Características del micrófono de condensador Audix fx15*

Tipo de transductor	Condensador pre-polarizado
Respuesta en frecuencia	100 Hz - 20 kHz
Patrón polar	Cardioid

Impedancia de salida	200 ohms
Sensibilidad	(1k @ 94 dB SPL) 10 mV / Pa
Relación señal a ruido	69 dB
Rango dinámico	110 dB
Máxima nivel de potencia	≥135 dB
Requerimientos de poder	9-52 voltios (alimentación fantasmal)
Peso	184 g
Longitud	16 cm

Respuesta en frecuencia y respuesta polar del micrófono Audix™ FX15

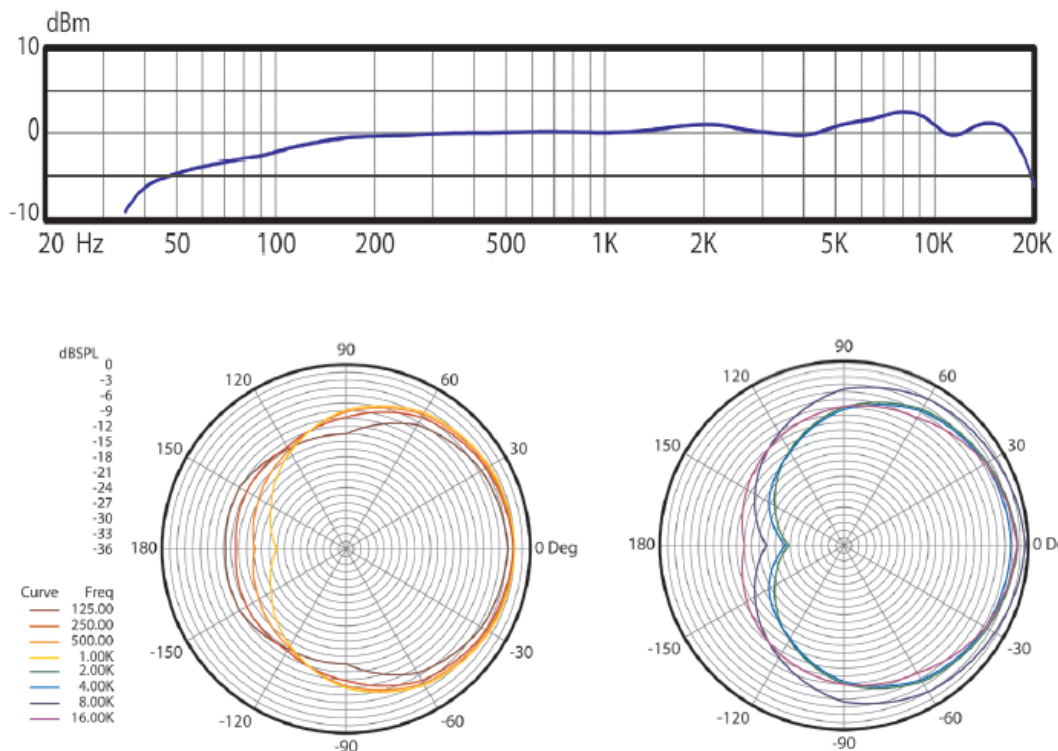


Figura 19 Respuesta en frecuencia y respuesta polar de los micrófonos.

### 3.2.4 La consola

Para grabar simultánea e independientemente 4 canales de audio, es necesario contar con una consola y un equipo de grabación multicanal. Se utilizó una consola Tascam™ DM-3200 (Fig. 20) conectada a un iMac usando el software Pro-tools™



Figura 20 Consola Tascam DM-3200

Se llevaron equipos propios de un estudio de grabación al salón 236 para poder analizar sus características de propagación. Un diagrama de bloques del sistema de pruebas montado se puede ver en la Figura 21.

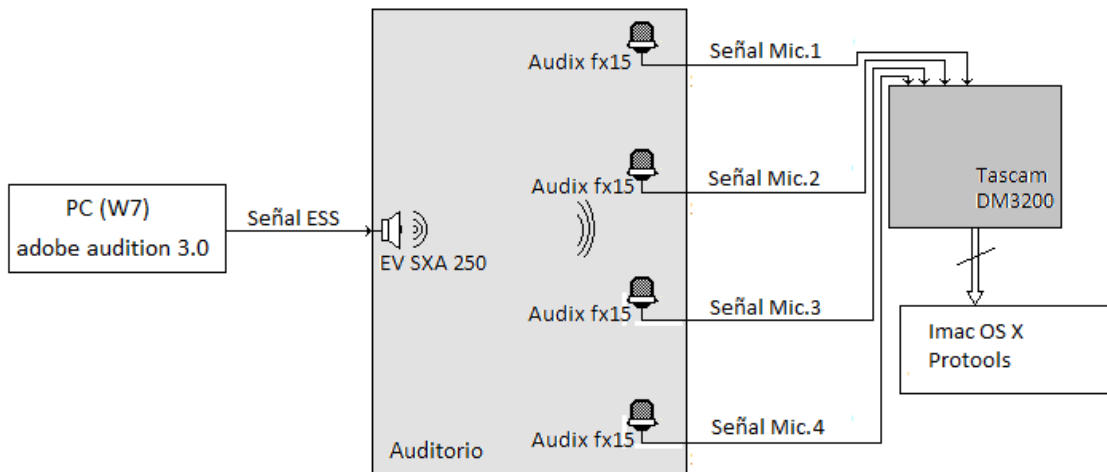


Figura 21 Sistema de medición de las respuestas al impulso.

### 3.3. Las pruebas

Luego de despejar de pupitres el salón 236 se procedió a instalar los equipos antes mencionados. Como un objetivo del trabajo es: "Obtener la respuesta al impulso de un recinto en diferentes lugares para describir espacialmente su

comportamiento acústico”, pero sólo se disponía de 4 micrófonos de igual especificación, era claro que tomando muestras en sólo cuatro lugares, la información no sería suficiente para aproximar una descripción del comportamiento de todo el auditorio. Por tal razón resultó necesario plantear en el experimento 9 pruebas diferentes, recogiendo la información directa de 25 lugares diferentes en el auditorio.

### 3.3.1 El plano de medición

El altavoz se ubicó con su punto medio a una altura de 1,75m simulando la altura de alguien parado de frente al auditorio y los micrófonos se ubicaron a una altura de 1,05 metros semejante a la altura del oído de alguien sentado en uno de los pupitres del auditorio. Todas las grabaciones se hicieron con los micrófonos ubicados a la altura mencionada de tal manera que se puede afirmar que los resultados de la medición son válidos para el plano paralelo al suelo y distante del mismo 1,05 m, como muestra la Figura 22:

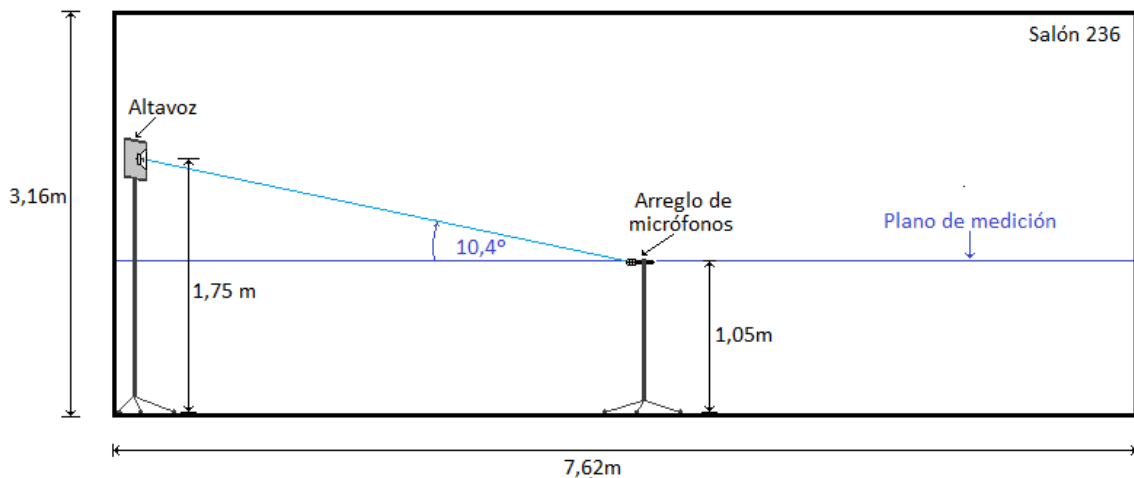


Figura 22 Disposición de los equipos (corte transversal)

### 3.3.2 Medición con el micrófono omnidireccional

La primera prueba se adelantó usando únicamente el micrófono dbx™ RTA –M, ubicado en el centro geométrico del auditorio y el altavoz ubicado en el centro de la pared donde se encuentra ubicado el tablero como muestra la figura 23.





Figura 23 Plano de la prueba número 1

Estimulando el salón con una señal ESS de 15 segundos de duración se obtuvo una señal de la forma en el tiempo (Fig. 24) y en la frecuencia (Fig.25)

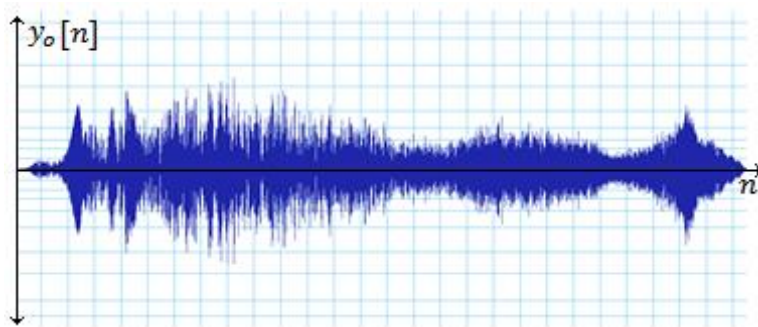


Figura 24 Grabación de la prueba 1 en el tiempo

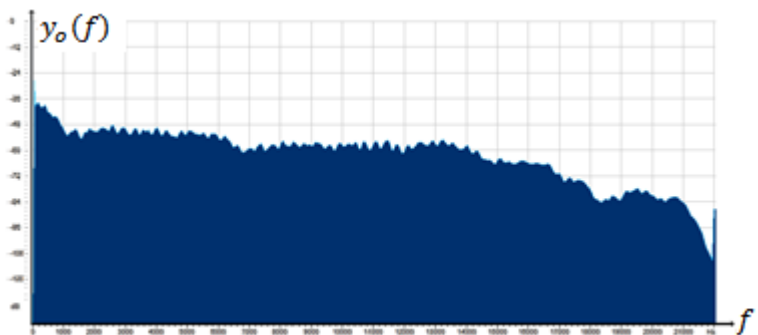
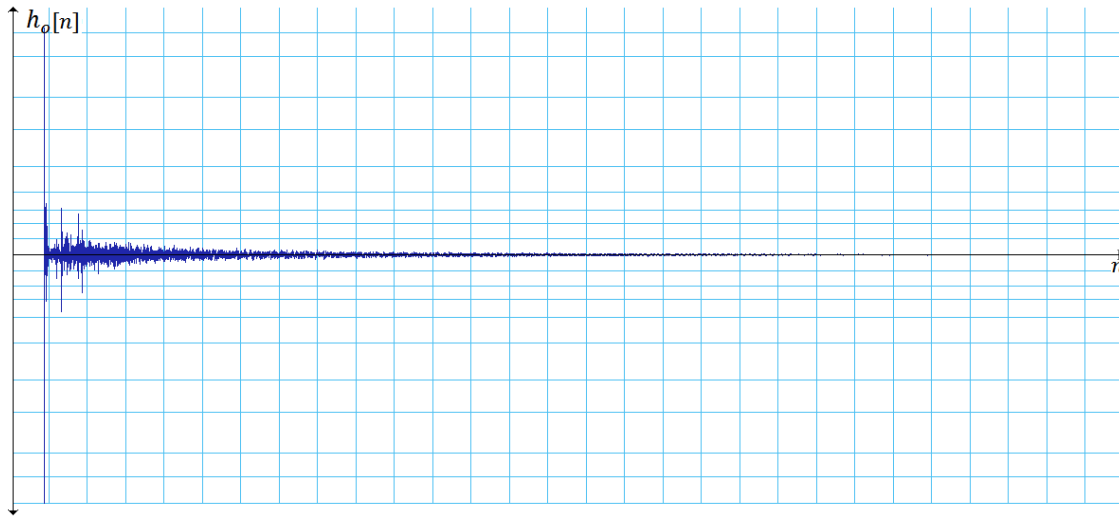


Figura 25 Grabación de la prueba 1 en la frecuencia

Aplicando la convolución de la señal obtenida con el filtro inverso, se obtuvo la siguiente respuesta al impulso en tiempo (Fig. 26)



*Figura 26* Respuesta al impulso prueba 1 en el tiempo

Puede verse en la figura 26, su semejanza con la figura 2, en la que se anticipaba teóricamente el aspecto que tendría una respuesta al impulso en el dominio del tiempo. En el caso de este salón en particular y debido a sus reducidas dimensiones, se puede observar que las primeras reflexiones llegan levemente después del pulso inicial. También vale a notar que dicha respuesta al impulso tiene una longitud de 44099 muestras.

### **3.3.3 Mediciones con los micrófonos de condensador.**

Las siguientes pruebas en el auditorio se llevaron a cabo usando un arreglo de cuatro micrófonos de condensador conectados como ilustra la figura 21. Para poder capturar información consistente en más de cuatro lugares era necesario sortear dos dificultades: la primera, es el hecho práctico que dos micrófonos, aunque sean del mismo modelo, tienen diferentes ganancias internas, que deben ser compensadas a la hora de las grabaciones y, la segunda el hecho de que las condiciones de propagación no son estables a lo largo del tiempo. Es decir, dos mediciones hechas en diferentes lugares y en diferentes momentos, van a deber su diferencia, tanto al cambio del lugar como al cambio del comportamiento del auditorio en el tiempo. Era necesario conseguir hacer mediciones en diferentes lugares y momentos de una manera tal, que permitiera después discriminar las

diferencias debidas a la posición, de las diferencias debidas al cambio en las condiciones de propagación del auditorio.

### 3.3.3.1 Calibración de las ganancias de los micrófonos

Como se mencionó antes, los micrófonos, aunque sean del mismo modelo y de la misma serie, presentan diferentes sensibilidades. Para evitar que tales diferencias enmascaren los datos obtenidos en el experimento, se hizo una medición previa en un estudio de grabación, en el que se grabó una señal idéntica en cuatro oportunidades, usando en cada ocasión un micrófono Audix™ FX15 diferente y teniendo la precaución de ubicar los micrófonos en exactamente la misma posición.

Luego de procesar las señales obtenidas en el estudio, se calculó su potencia promedio, obteniéndose los siguientes resultados.

*Tabla 4 Potencia de calibración de los micrófonos*

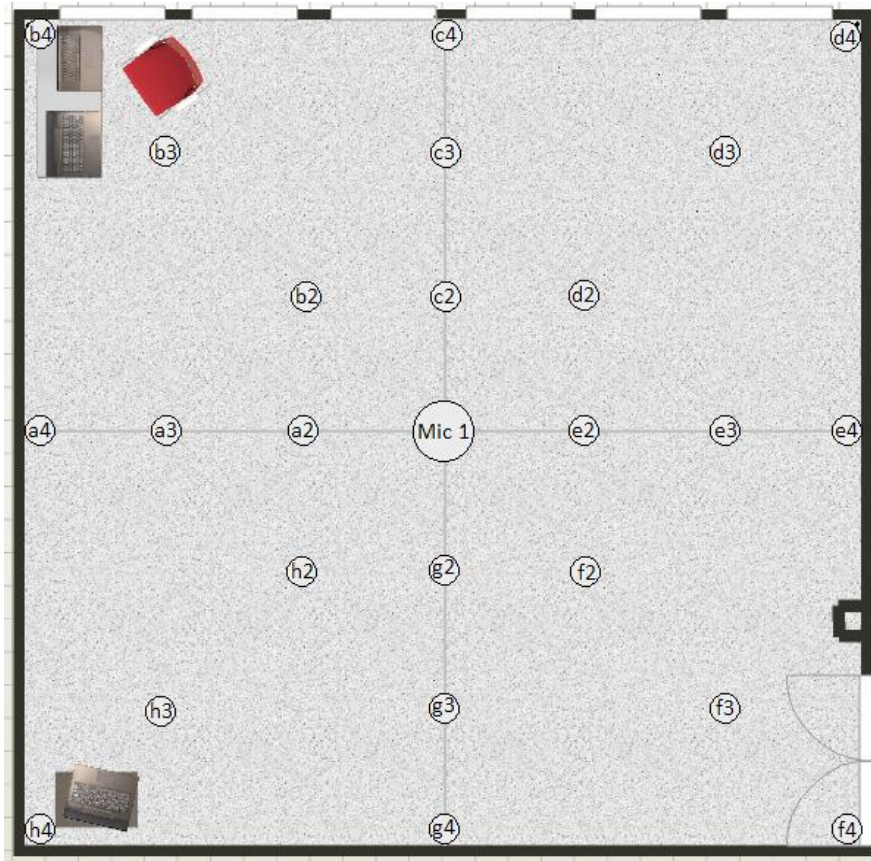
<b>Micrófono.</b>	<b>Potencia promedio en (dBFS)</b>
#1	-58.229035321668704
#2	-56.885083251452920
#3	-57.213382100636050
#4	-57.859920426695700

Los datos de la tabla 4 muestran que efectivamente micrófonos de igual referencia y lote de producción pueden comportarse de manera no homogénea, razón por la cual es necesario usar los datos para calibrar el sistema de medición.

### 3.3.3.2 Distribución espacial de los puntos de prueba.

La distribución de los puntos de prueba debe hacerse de tal manera que ayude a contrarrestar los cambios en las condiciones de propagación durante el transcurso del experimento. Por tal razón se decidió dejar estático el micrófono #1 en el centro geométrico del auditorio y acomodar los otros 3 micrófonos en línea recta cubriendo desde el centro hasta uno de los lados del salón, girando la línea de

micrófonos 45° hasta cubrir todo el auditorio. En total se realizaron 8 mediciones las cuales se etiquetaron con las letras: {a,b,c,d,e,f,g,h} como puede verse en la figura 27.



*Figura 27 Ubicación de los lugares de medición.*

Vale aclarar que todas las mediciones terminadas en 2 se hicieron con el micrófono #2 y correspondientemente con los micrófonos #3 y #4.

De esta manera se podrá minimizar el efecto de los cambios en el tiempo de las condiciones de propagación, mediante el uso de las funciones de desplazamiento (ver punto 2.3) que capturan la diferencia en las respuestas al impulso debidas al cambio de la posición. Para obtener dichas funciones debe compararse cada punto medido con una medición simultánea hecha en el punto central. Ésta es la razón para dejar estático el micrófono uno, y hacer ocho mediciones, en ocho momentos diferentes de un mismo lugar (a1,b1,c1,d1,e1,f1,g1,h1)

### 3.3.4 La orientación del altavoz y los micrófonos

La disposición geométrica de los micrófonos y el altavoz fue escogida de modo que redujese el número de variables a considerar, así todos los micrófonos en cada una de las ocho mediciones estaban siempre orientados de tal manera que el eje central del micrófono se encontraba en dirección perpendicular a la pared donde está el tablero y paralelo al suelo. El altavoz se ubicó en el punto  $g_4$  con su eje central en la dirección  $\overrightarrow{g_4c_4}$ , e inclinado  $-10^\circ$  con respecto al suelo. Ésta orientación se mantuvo durante todas las pruebas, buscando descartar las diferencias por orientación en favor de las diferencias por posición.

### 3.3.5 Las grabaciones

Para cada posición de los micrófonos se realizaron 2 tomas, que consistían en estimular el auditorio con una señal ESS (ver 2.1.2.1, Fig.8, Fig.9) con una potencia promedio de  $-50.155$  dBFS<sup>4</sup> y una duración de 15 segundos, luego se descartaba la toma que hubiere presentado una mayor influencia del ruido ambiental. En total se obtuvieron 32 grabaciones en formato .wav con una velocidad de muestreo de 44100 muestras/segundo y una profundidad de 32 bits. La figura 28 muestra un panorama de las grabaciones tal y como las recibió el pro-tools conectado a la consola.

---

<sup>4</sup> dBFS significa decibelios a escala completa ("*decibels full scale*"). Se trata de una abreviatura para los niveles de amplitud de decibelios en sistemas digitales que tienen un nivel máximo disponible (como la codificación PCM). 0 dBFS se asigna al nivel máximo posible. Para el caso de una señal  $x[n]$  de 32 bits, su potencia en dBFS será :  $10 \cdot \log_{10} \frac{x[n]^2}{32768}$ , si está codificada como PCM de punto flotante dado que su valor máximo será 32768.

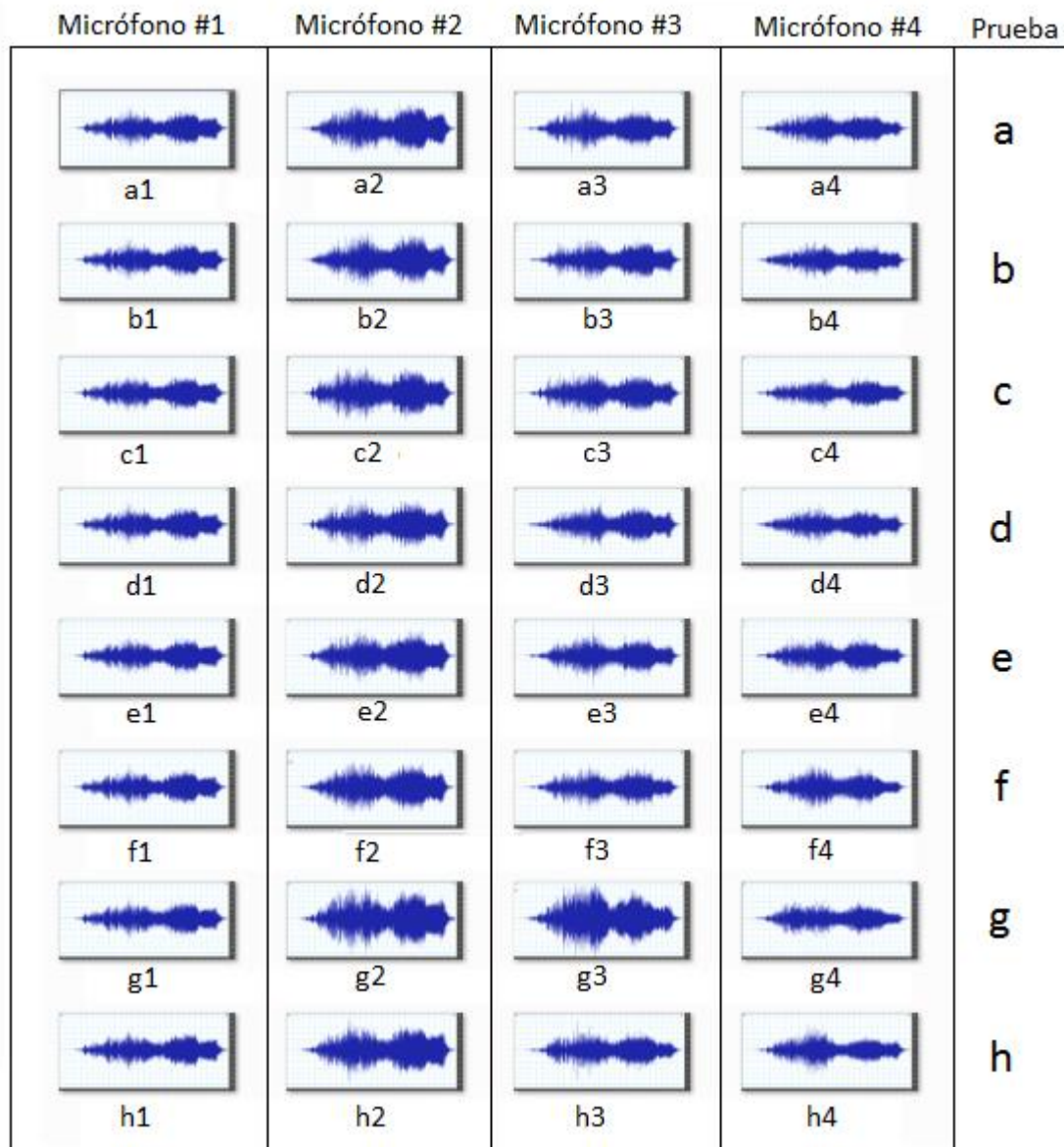


Figura 28 Graficas de las grabaciones del salón 236

### 3.4. El filtro adaptativo, implementación y pruebas.

Para implementar el filtro adaptativo se usó la plataforma Simulink™, usando las herramientas presentes en el apartado *filtering* (filtrado) de la librería para el procesamiento de señales: *Signal Processing Blockset*. Añadiendo como fuentes de datos dos archivos .wav monofónicos con una frecuencia de muestreo de

44100hz y una profundidad de datos de 32 bits. Existen dos tipos de codificación de 32 bits para los archivos de audio: el standard IEEE de punto flotante y el que interpreta los datos como enteros (*32bits integer*), en la Figura 29 se puede ver el modelo de filtro que se implementó:

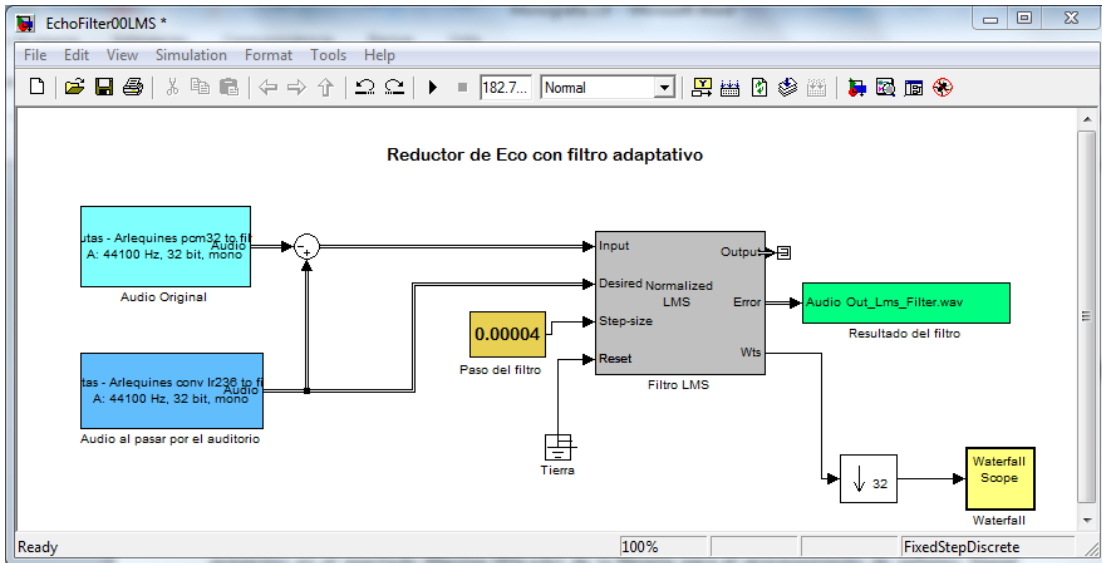


Figura 29 Filtro adaptativo para evaluación de parámetros

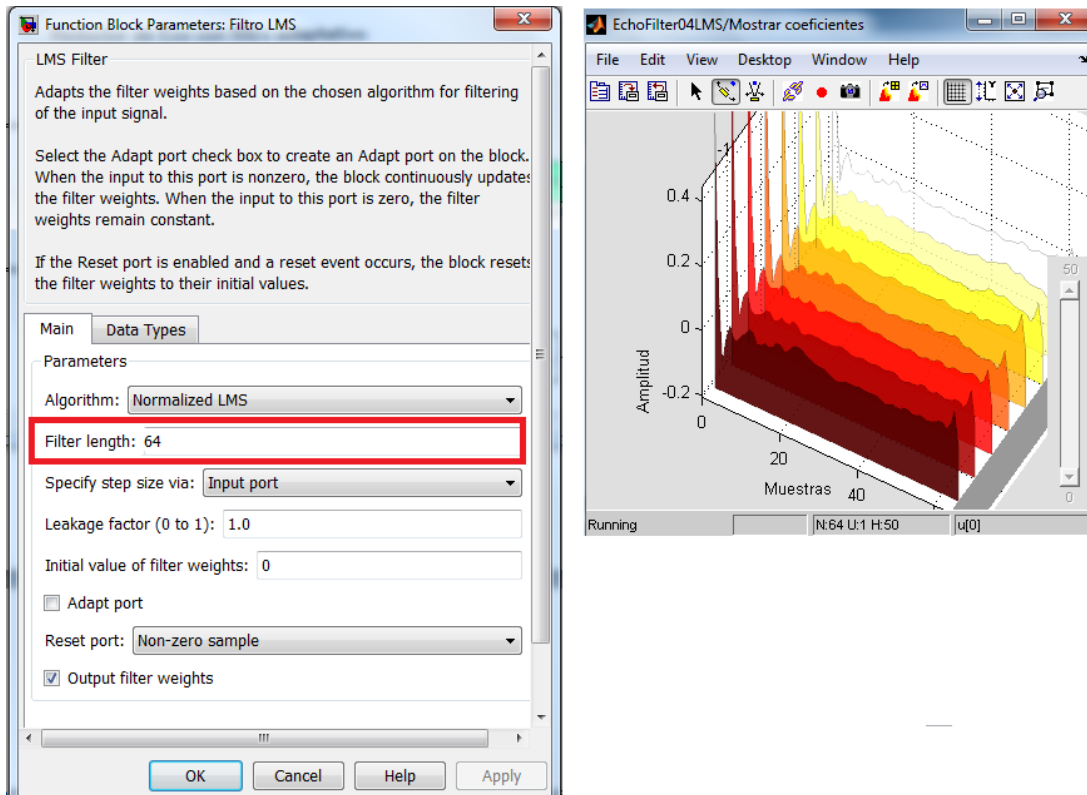
En las entradas del sistema hay dos señales, la primera es una grabación musical hecha en un estudio. Ésta grabación cumple la función de ser la señal de referencia. La segunda es la versión sintetizada de lo que sonaría en el punto central del auditorio si el altavoz se alimenta con la señal de referencia. Para obtener la segunda señal se hace la convolución de la señal de referencia con la respuesta al impulso obtenida en el punto 3.3.2.

El filtro tiene también otros dos parámetros a ser considerados para efecto de las pruebas: el tamaño del paso, que se puede ajustar de manera externa con el dato en la entrada *step size* y la longitud del filtro que se ajusta en las propiedades del filtro como muestra la Figura 30.

Otras consideraciones necesarias a la hora de implementar el filtro están en los parámetros de funcionamiento de la simulación, que debe ser de tipo discreto y de

tiempo fijo, y la duración de cada instante debe ser lo suficientemente pequeña para poder procesar todas las muestras.

Tiene el filtro en la salida una gráfica en cascada que, permite ver cómo cambian los coeficientes durante el período de trabajo del filtro como muestra la Figura 30.



*Figura 30 Longitud del filtro y visualización de coeficientes*

Un hecho curioso a la hora de la implementación, es que las fuentes de señal en Simulink™ no aceptan .wav de punto flotante; es necesario que éstos tengan la codificación de enteros de 32 bits, aunque el archivo .wav de salida sí salga con la codificación de punto flotante.

### 3.4.1 Las pruebas al filtro.

Una vez implementado el filtro, se procedió a evaluar su desempeño. Para tal fin se implementó una función en Matlab™ llamada error\_dB que calcula el error



cuadrático medio entre dos vectores medido en dBFS. Una vez implementada dicha función se procedió a filtrar las mismas señales en repetidas ocasiones cambiando los parámetros de longitud y paso del filtro. Los resultados de tales pruebas hacen parte del material digital adjunto en éste documento.

En el primer grupo de pruebas se fijó el valor del paso en: 0.004 y se varió la longitud del filtro usando como longitudes las potencias de 2 desde  $2^0$  hasta  $2^{12}$

Symon Haykin afirma que: “Para que la cancelación adaptativa del eco sea apropiada la respuesta al impulso del filtro adaptativo debe tener una longitud mayor al eco más largo que deba ser acomodado” [27]. Por tal razón se adelantó una prueba extra con un filtro de 44100 coeficientes, toda vez que la respuesta al impulso medida con el micrófono omnidireccional en 3.3.2 tenía una longitud de 44099 muestras.

Los resultados de las pruebas anteriores considerando que debían filtrar una señal con una duración de 180 segundos y que el error sin filtrar era igual a: -60,733 dBFS son:

*Tabla 5. Relación entre longitud del filtro, duración y error*

<b>Longitud</b>	<b>Paso</b>	<b>Duración(s)</b>	<b>Error(dBFS)</b>
1	0,004	26,8	-60,8459
2	0,004	27	-64,4996
4	0,004	27,4	-64,9783
8	0,004	28	-65,1903
16	0,004	28,7	-65,402
32	0,004	29,6	-65,6585
64	0,004	32	-66,0101
128	0,004	33	-66,2995
256	0,004	33,5	-66,571
512	0,004	39	-66,8363
1024	0,004	66	-67,0672
2048	0,004	127	-67,0672
4096	0,004	261	-67,3088
44100	0,004	1981	-69,5701

Para el segundo grupo de pruebas se dejó fijo el número de coeficientes del filtro y se procedió a variar la longitud del paso.

*Tabla 6 Relación entre el tamaño del paso y el error*

<b>#Coeficientes</b>	<b>Paso</b>	<b>Error(dBFS)</b>
64	1	-70,8699
64	0,4	-70,3321
64	0,2	-66,3121
64	0,04	-66,817
64	0,008	-66,0685
64	0,004	-66,0101
64	0,0008	-65,9677
64	0,0004	-65,9769
64	0,00008	-65,958
64	0,00004	-65,8678

De las anteriores tablas podría pensarse que es ideal un filtro con muchos coeficientes y un tamaño de paso alto. Al evaluar cualitativamente los resultados del filtrado, oyendo cada uno de los resultados, es claro que los resultados más satisfactorios a la percepción humana no necesariamente son los que arrojan valores más pequeños de error; tanto así que se evaluó un filtro con 2048 coeficientes y un tamaño de paso de 0.4 que arrojó un error de -77,324 dBFS, pero que al oír su resultado, éste es de inferior calidad que el del filtro con 64 coeficientes y un paso de 0.004.

## Capítulo 4 Análisis y resultados

### 4.1. Obtención de las respuestas al impulso del salón 236.

Una vez obtenidas las grabaciones en el salón 236 (ver punto 3.3.4) se procedió a calcular las respuestas al impulso correspondientes a cada una de las 32 grabaciones.

De acuerdo a lo expuesto en el ítem 1.1.5 y asumiendo el tiempo discreto, se puede modelar el sistema: altavoz, auditorio y micrófono en el punto central; con una respuesta al impulso  $h_{a1}[n]$  de tal suerte que la señal grabada  $y_{a1}[n]$  sea el resultado de:

$$ESS[n] \otimes h_{a1}[n] = y_{a1}[n] \quad (34)$$

Previamente mencionamos en (2.1.2.1 y 3.3.2) la existencia de un filtro inverso a la señal de estímulo  $ESS[n]$ , denotado por  $ESS^{-1}[n]$  con la siguiente propiedad:

$$ESS[n] \otimes ESS^{-1}[n] = \delta[n] \quad (35)$$

donde  $\delta[n]$  es la función delta de Kronecker<sup>5</sup>. Si se hace la convolución entre la señal grabada y el filtro inverso tendremos:

$$y_{a1}[n] \otimes ESS^{-1}[n] = ESS[n] \otimes h_{a1}[n] \otimes ESS^{-1}[n] \quad (36)$$

Entonces:

---

<sup>5</sup> Es la versión para tiempo discreto del delta de Dirac y su definición es menos problemática puesto que no involucra infinitos. En general un delta de Kronecker será:  $\delta[n] = \begin{cases} 1 & \text{si } n = 0 \\ y & \\ 0 & \text{si } n \neq 0 \end{cases}$

$$ESS[n] \otimes h_{a1}[n] \otimes ESS^{-1}[n] = \delta(n) \otimes h_{a1}[n] \quad (37)$$

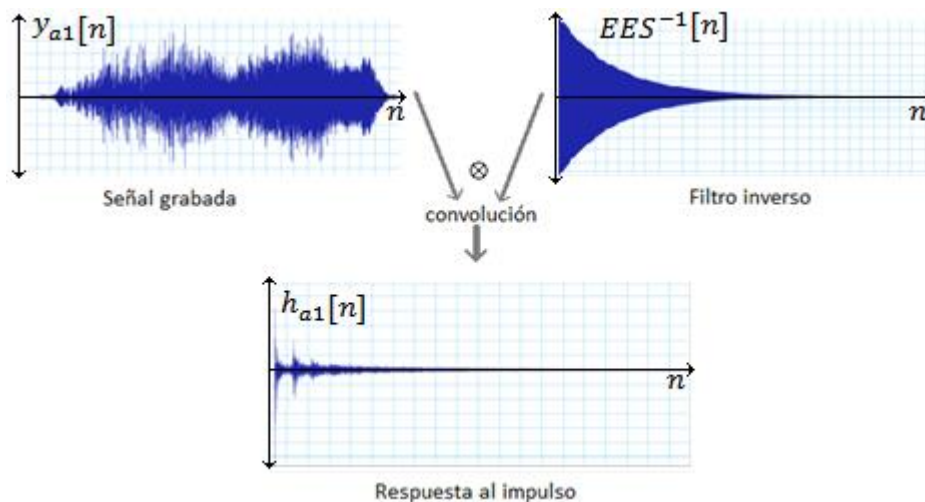
Si recordamos la definición de la función  $\delta(n)$  se puede afirmar que:

$$\delta[n] \otimes h_{a1}[n] = h_{a1}[n] \quad (38)$$

Resultando:

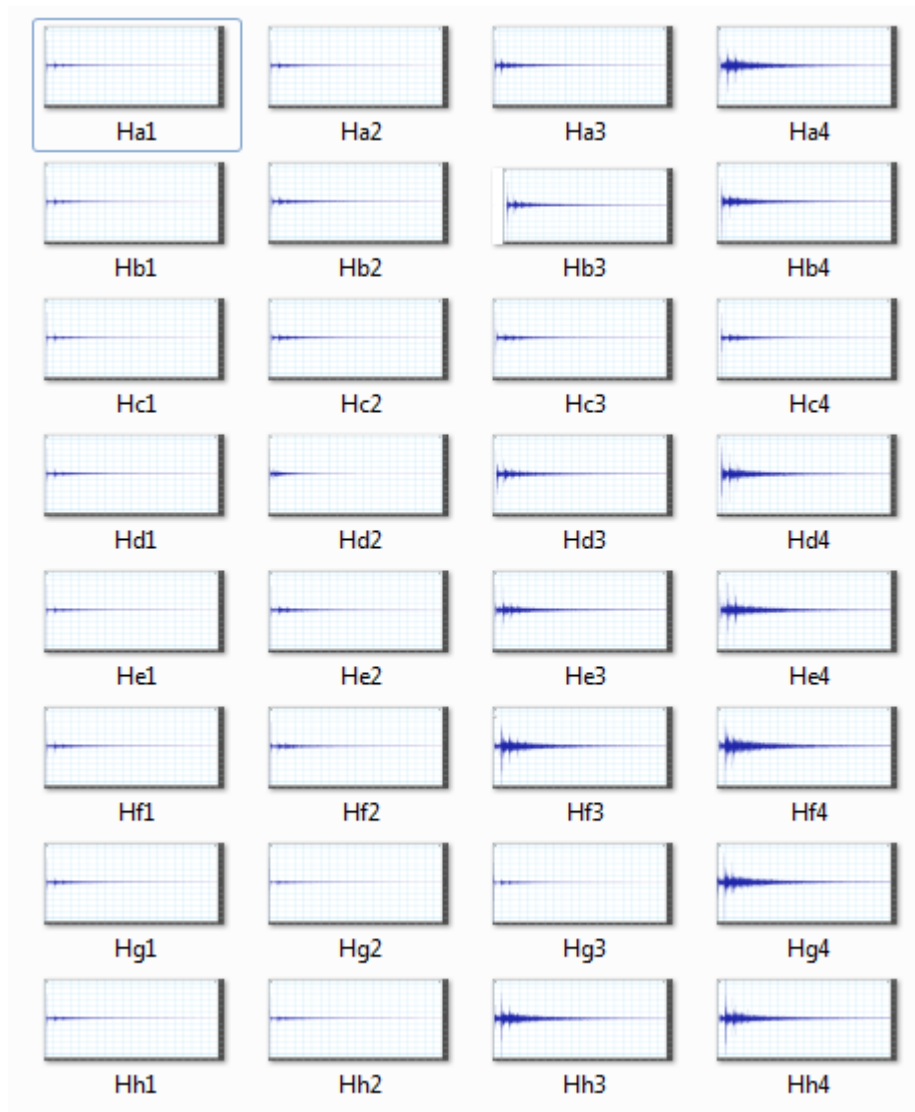
$$y_{a1}[n] \otimes ESS^{-1}[n] = h_{a1}[n] \quad (39)$$

Es decir, para hallar la respuesta al impulso de un punto en particular es suficiente con hacer la convolución entre la señal grabada y el filtro inverso. Así se obtuvo la respuesta al impulso para la grabación a1 como muestra la Figura 31.



*Figura 31 Obtención de la respuesta al impulso.*

Repitiendo el método anterior con todas las grabaciones anteriores se encontró la respuesta al impulso de todos los lugares muestreados como muestra la Figura 32:

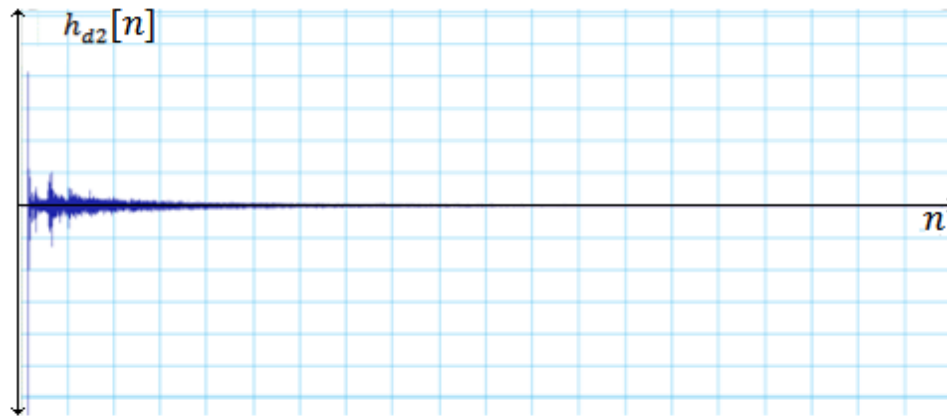


*Figura 32 Miniaturas de todas las respuestas al impulso.*

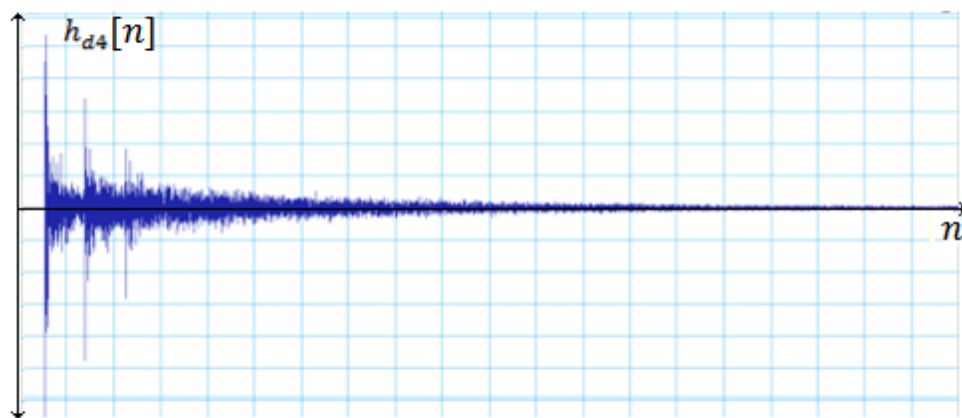
Se puede observar inclusive en las miniaturas, cómo no existe uniformidad en las respuestas al impulso, por tanto no se puede hablar de “la respuesta al impulso del auditorio”, por el contrario, es necesario hablar de las múltiples respuestas al impulso del auditorio, o bien especificar el lugar particular en el cual fue medida la respuesta.

En la Figura 33 se puede ver claramente la diferencia entre la respuesta en el punto d2,  $h_{d2}[n]$  y la respuesta en el pulso d4  $h_{d4}[n]$ . Alguien puede pensar que la diferencia en las respuestas al impulso, se pueda deber a la diferente sensibilidad de los micrófonos con los que fueron medidas. Dicha apreciación es claramente errónea dado que las señales fueron calibradas y, si vemos la Tabla 4 es claro que

el micrófono 2 es más sensible que el 4, mientras que la respuesta al impulso de la posición d4 tiene aparentemente más energía que la del punto d2.



Respuesta al impulso en d2



Respuesta al impulso en d4

*Figura 33 Dos respuestas al impulso medidas en un mismo instante.*

Una condición necesaria para que la función de desplazamiento, definida en el ítem 2.3 sea diferente de cero, es que las respuestas al impulso medidas simultáneamente en dos lugares distintos sean diferentes, en la figura 33 puede observarse que tal condición se cumple.

En el material digital adjunto a este documento, se pueden encontrar las respuestas al impulso, para propósitos de verificación, producción de sonidos sintetizados y futuras investigaciones.

## 4.2. La respuesta del filtro adaptativo a la señal $y_{a1}[n]$

Si se evalúa el comportamiento del filtro adaptativo a lo largo y ancho del salón de pruebas, es necesario obtener una primera señal filtrada. Se ponen en las entradas del filtro la señal  $y_{a1}[n]$  y la señal  $ESS[n]$ . El filtro es un filtro FIR de 64 coeficientes, controlado por un algoritmo LMS normalizado y con un valor del paso de 0.004, valores que fueron seleccionados con las pruebas del punto 3.4.1.

La señal obtenida a la salida del filtro será la señal  $y_{a1f}[n]$  y será fruto de la interacción de la señal  $y_{a1}[n]$  con una función  $w[n]$  que describe el comportamiento del filtro tal que:

$$y_{a1f}[n] = y_{a1}[n] \otimes w[n] \quad (40)$$

En la figura 34 puede verse una captura de pantalla del filtro durante su operación.

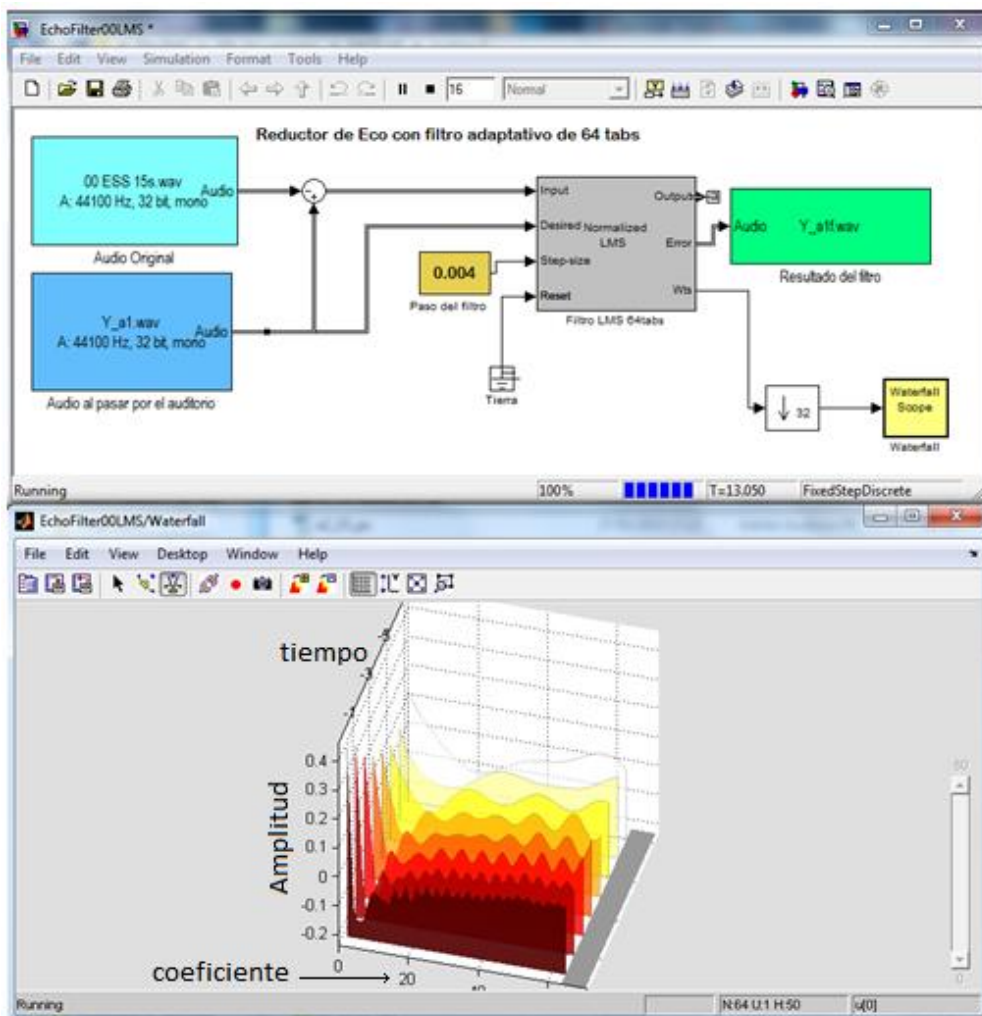


Figura 34 Filtro LMS normalizado trabajando sobre  $y_{a1}[n].wav$

Obteniéndose la señal filtrada  $y_{a1f}[n]$  como muestra la figura 35

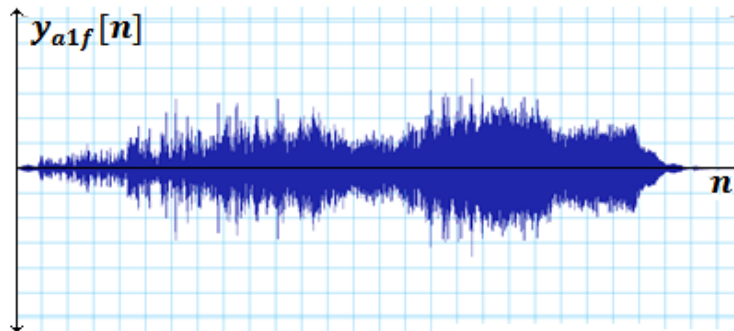


Figura 35 Señal filtrada  $y_{a1f}[n]$

#### 4.3. La respuesta al filtro adaptativo en los demás lugares del auditorio.

Una vez hallada la señal filtrada  $y_{a1f}[n]$  se procedió a calcular el efecto del filtro en los demás lugares del auditorio, recordando la figura 1 y cambiando el nombre de las señales, tendremos en un principio un sistema básico como lo muestra la figura 36.

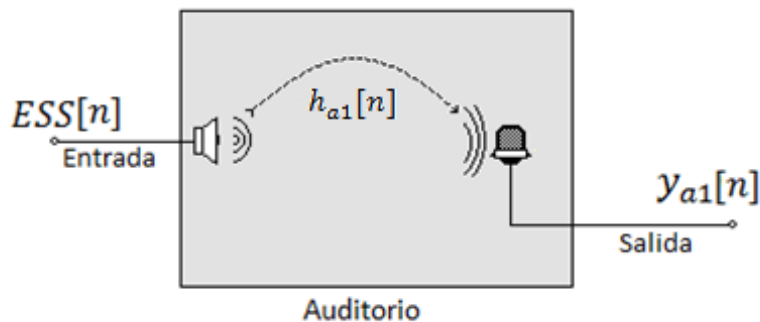


Figura 36 Sistema básico de medición.

De donde resulta claro que la salida será:



$$y_{a1}[n] = ESS[n] \otimes h_{a1}[n] \quad (41)$$

Ahora, consideremos el funcionamiento completo del sistema con el filtro adaptativo como muestra la figura 37.

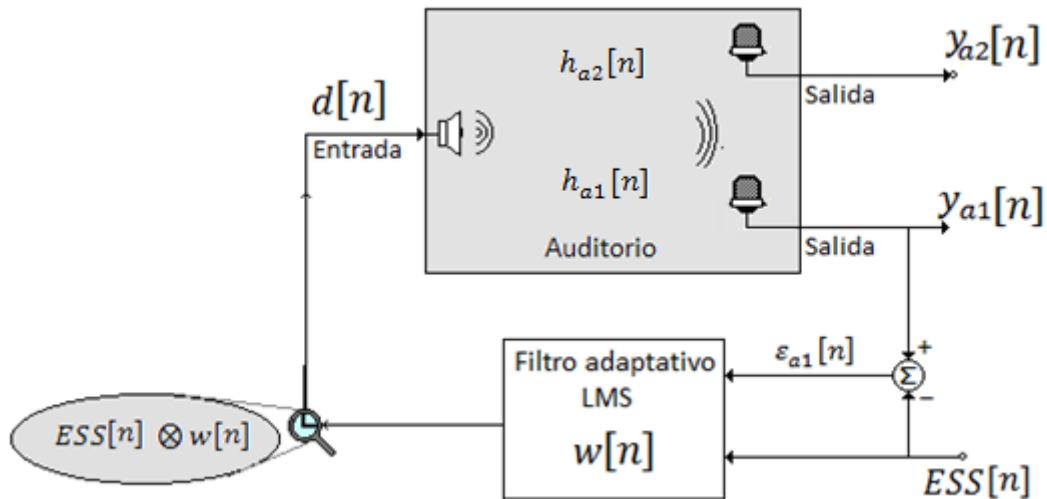


Figura 37 Auditorio con el filtro adaptativo

La señal  $d[n]$  sale del altavoz, cruza el auditorio y llega al micrófono #1 modificada por la respuesta al impulso  $h_{a1}[n]$  ésta señal de salida  $y_{a1}[n]$  se resta con la señal  $ESS[n]$ . para producir la señal de error  $\varepsilon[n]$  Si el trabajo que hace el filtro se representa con una función  $w[n]$ , a la salida del filtro tendremos la señal:

$$d[n] = ESS[n] \otimes w[n] \quad (42)$$

Que es la señal original pasada por el filtro. Si dicha señal pasa por el altavoz y llega a un micrófono #2 tendremos a la salida del micrófono #2 la señal presente en ese sitio una vez puesto a funcionar filtro adaptativo, dicha señal la denotaremos como  $y_{a2f}[n]$ ,

El trayecto entre el altavoz, el auditorio y el micrófono #2 durante la prueba 'a' está caracterizado por la respuesta al impulso  $h_{a2}[n]$  de esta manera la función  $y_{a2f}[n]$  será:

$$y_{a2f}[n] = ESS[n] \otimes w[n] \otimes h_{a2}[n] \quad (43)$$

Dado que:  $y_{a2}[n] = ESS[n] \otimes h_{a2}[n]$  ; se puede escribir la ecuación anterior de la siguiente forma:

$$y_{a2f}[n] = y_{a2}[n] \otimes w[n] \quad (44)$$

Para hallar la señal filtrada en un punto, bastará con hacer la convolución de la señal sin filtrar en ese mismo punto, con la función característica del filtro  $w[n]$ .

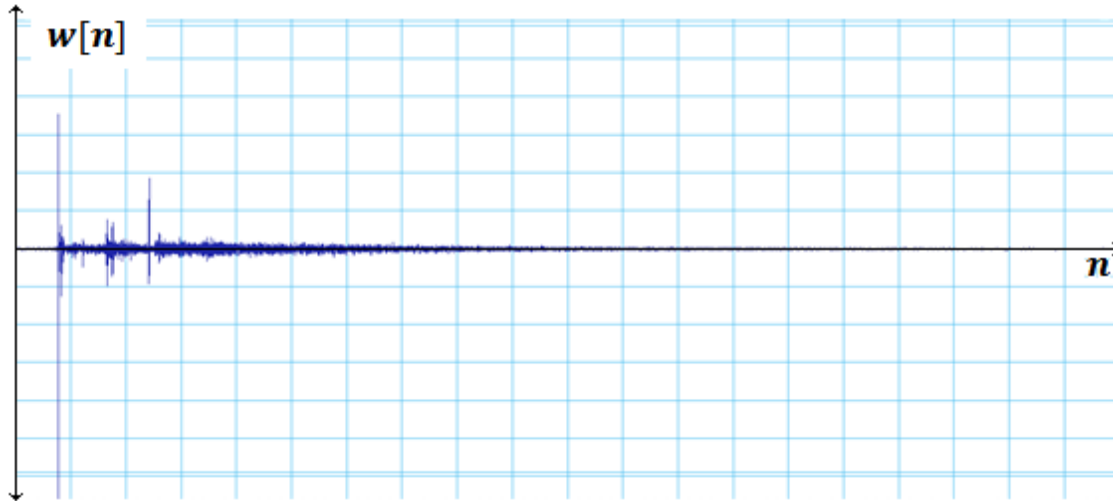
La respuesta al impulso del filtro  $w[n]$ , (figura 38) se encuentra de manera semejante a como se hallaron las respuestas al impulso del el auditorio (ver 4.1); basta con hacer la convolución de la salida del filtro  $d[n]$  con el filtro inverso  $ESS^{-1}[n]$  así:

$$d[n] = ESS[n] \otimes w[n] \quad (45)$$

$$d[n] \otimes ESS^{-1}[n] = ESS[n] \otimes w[n] \otimes ESS^{-1}[n] \quad (46)$$

$$d[n] \otimes ESS^{-1}[n] = w[n] \otimes \delta[n] \quad (47)$$

$$d[n] \otimes ESS^{-1}[n] = w[n] \quad (48)$$

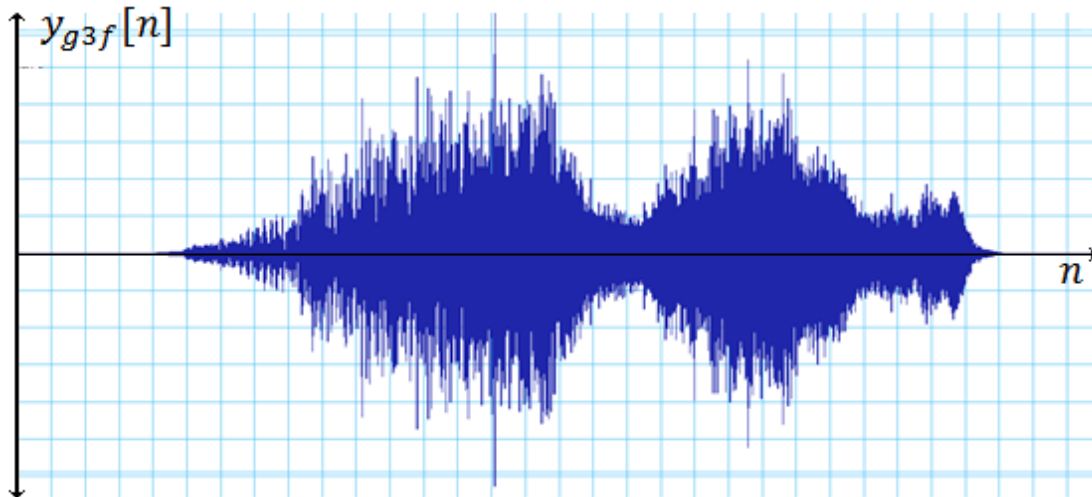


*Figura 38 Respuesta del filtro con el micrófono en el punto central.*

Una vez encontrada la respuesta al impulso del filtro conectado a la señal del micrófono #1. Se pueden hallar las señales filtradas correspondientes a cada uno de los puntos de muestra, recordando la ecuación planteada con anterioridad que dice:

$$y_{a2f}[n] = y_{a2}[n] \otimes w[n] \quad (49)$$

La ecuación dice que para hallar la señal filtrada en un punto de muestra es suficiente con hacer la convolución entre la señal sin filtrar y la respuesta al impulso del filtro adaptativo. Se repitió el procedimiento con todas las grabaciones hasta obtener las señales filtradas en todos los puntos de prueba. En la figura 39 puede verse el aspecto de una señal filtrada.



*Figura 39 Señal filtrada en el punto g3*

Todas las señales filtradas y sus gráficas pueden encontrarse en los anexos al documento

#### **4.4. Consideraciones para el cálculo del error.**

En este punto se podría pensar que teniendo las señales grabadas en los puntos de muestra, las respectivas respuestas al impulso, teniendo también la respuesta el filtro y las señales filtradas, resultaría una tarea sencilla calcular el error causado por las diferencias en la posición de los micrófonos. A priori, resultaría lógico comparar las señales grabadas con la señal ESS original para calcular el error sin filtrar y luego comparar las señales filtradas con la misma señal ESS para calcular el efecto del filtro en los diferentes lugares, pero tal procedimiento llevaría a obtener datos equívocos. Para obtener los datos apropiados hace falta considerar tres situaciones que se verán con detalle a continuación: primero sincronizar temporalmente las señales para evitar un error de sincronización; segundo ajustar las potencias para evitar el error fantasmal de potencia; y finalmente, ajustar nuevamente las potencias para esquivar la atenuación del error con la distancia.

#### 4.4.1 El error de sincronización

Se ha llamado error de sincronización al error que se genera al comparar dos señales inicialmente idénticas cuando a una de ellas se le ha introducido un retraso.

Considérense dos señales discretas como las de la figura 40, una función  $a[n]$  representada con azul y una función  $b[n]$  representada con rojo. Supóngase también que el valor máximo que puede obtener una muestra es 5.

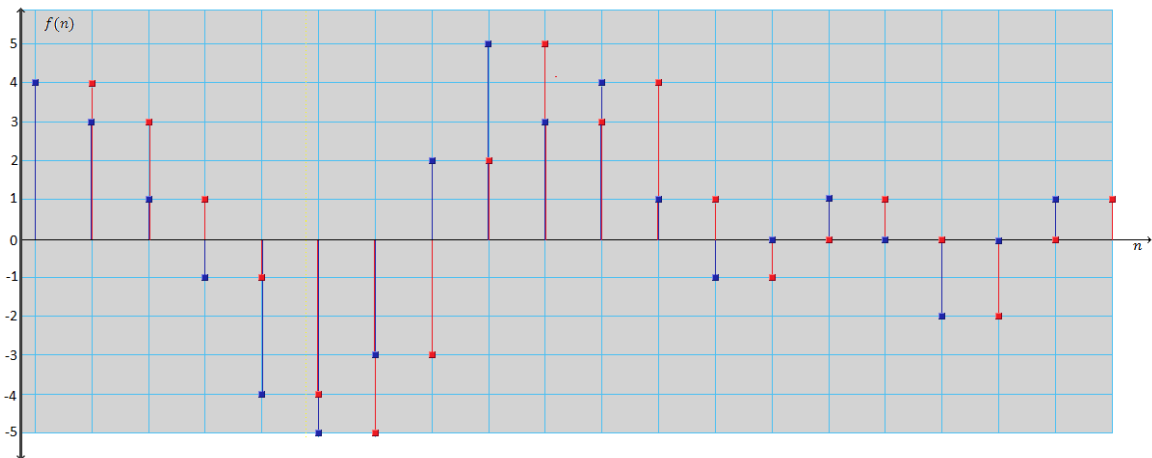


Figura 40 Dos señales discretas iguales no sincronizadas.

Las señales serán:

$$a[n] = \{4, 3, 1, -1, -4, -5, -3, 2, 5, 3, 4, 1, -1, 0, 1, 0, -2, 0, 1, \} \quad (50)$$

$$b[n] = \{0, 4, 3, 1, -1, -4, -5, -3, 2, 5, 3, 4, 1, -1, 0, 1, 0, -2, 0, 1, \} \quad (51)$$

Se puede afirmar que:

$$b[n] = a[n - 1] \quad \forall 0 < n \leq 20 \quad (52)$$

La señal  $b(n)$  es una señal idéntica a  $a(n)$  salvo el hecho que se le ha introducido un retardo de una muestra con valor cero al principio. Si se define una señal de error  $e(n)$  de tal manera que:

$$e[n] = a[n] - b[n] \quad (53)$$

Donde  $e(n)$  como muestra la figura 41 será:

$$e[n] = \{4, -1, -2, -2, -3, -1, 2, 5, 3, -2, 1, -3, -2, 1, 1, -1, -2, 1, 1, -1\} \quad (54)$$

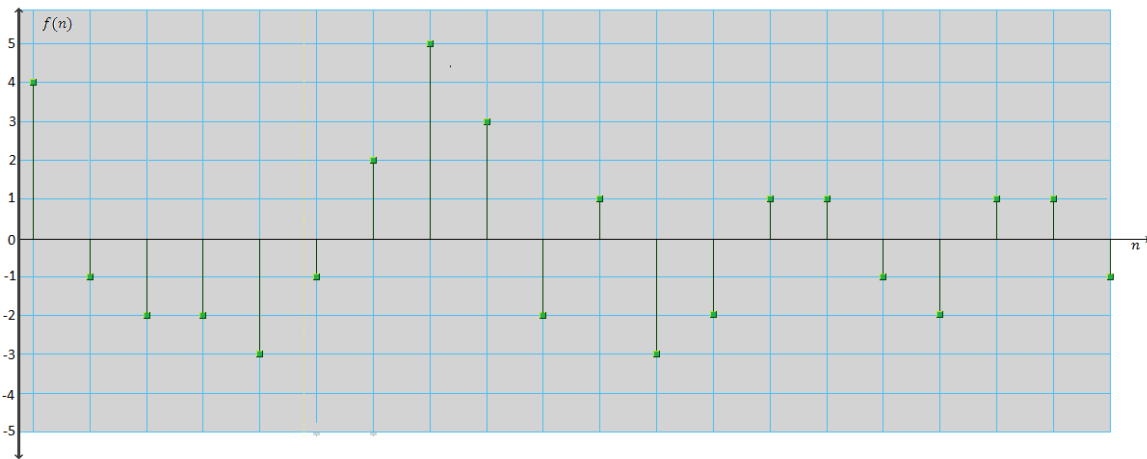


Figura 41 Error de sincronización.

Se puede calcular el error cuadrático promedio de  $e[n]$  y se obtiene  $\overline{e^2[n]} = 5.05$ ; también se puede representar el error en dBFS. Vale recordar que FS significa *full sample* y se refiere al máximo valor que puede tomar una señal digital, como en este ejemplo el máximo valor es 5, el máximo valor cuadrático será 25, de tal manera que el valor máximo que puede tomar una señal, será el equivalente a 0 dBFS. El error tendrá un valor de:

$$10 * \log_{10} \frac{\overline{e^2[n]}}{25} = 10 * \log_{10} \frac{5.05}{25} = -6.9464 \text{ dBFS} \quad (55)$$

El ejemplo anterior evidencia cómo un retraso de una sola muestra puede tener un impacto importante a la hora de calcular el error entre dos señales. Para reforzar éste argumento se tomó la señal de referencia del punto 3.4, se hizo una copia a la cual se le fueron progresivamente añadiendo  $2^n$  muestras desde  $n = 0$  hasta  $n = 9$ ; y se usó la función `error_dB` para calcular el error entre las dos señales. En la tabla 7 se muestran los valores de error obtenidos para cada retardo.

*Tabla 7 Error de sincronización para diferentes retardos.*

<b>Retardo en # de muestras</b>	<b>Error en dBFS</b>
1	-74,4820
2	-69,9845
4	-65,5301
8	-62,1035
16	-59,6066
32	-57,5585
64	-56,2814
128	-55,2991
256	-55,6907
512	-55,9226

Para calcular la magnitud de los retardos presentes entre las señales grabadas en el auditorio, es importante recordar que la frecuencia de muestreo de todas las señales en este trabajo es 44100 Hz y que la velocidad del sonido en el aire es  $\approx 343$ /ms, velocidad a la que viaja la información de las muestras de sonido. Un segundo de sonido tendrá 44100 muestras distribuidas a lo largo de 343 metros, es decir, una muestra aproximadamente cada 0.78 centímetros.

En el caso del experimento la distancia entre el altavoz y el micrófono central era igual a 3,81 metros, luego se podría esperar que la información que recibía el micrófono estuviese 488 muestras retrasada con respecto a la información que abandonaba en ese mismo instante el parlante, la distancia entre el altavoz y los puntos d4 y b4 era de 8,54 m, luego los retardos esperados son del orden de las 1095 muestras, en la tabla 7 se puede ver cómo el error de sincronismo aumenta con el número de muestras de retardo, pero ni siquiera el error que produce una sola muestra es despreciable, por tal razón es necesario sincronizar las señales antes de medir el error, para así evitar el efecto que la desincronización pueda tener en la medida final.

#### 4.4.2 El ajuste de las potencias.

El segundo aspecto a considerar antes de calcular el error, es el efecto de la intensidad sonora en la magnitud de las señales y la magnitud de las señales en el cálculo del error. Dado que la intensidad sonora decrece con el cuadrado de la distancia también así habrá de reducirse la amplitud de las señales sonoras.

##### 4.4.2.1 El error fantasmal de potencia

Supóngase que se estimula con una señal ESS un recinto completamente anecóico y se mide su respuesta al impulso en un lugar tal que  $h[n] = \alpha \cdot \delta[n]$  donde  $\alpha$  es una constante de proporcionalidad que reduce la amplitud de la señal en 3 dB. Se tendrán entonces dos señales a comparar: la ESS original y la señal hipotéticamente grabada en el auditorio perfectamente anecóico a la cual se le ha ajustado el retraso temporal para evitar la aparición del error de sincronización, como muestra la figura 42

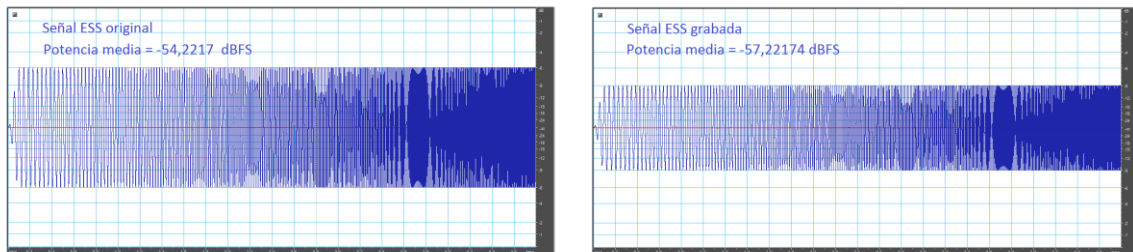


Figura 42 Dos señales ESS de diferente potencia.

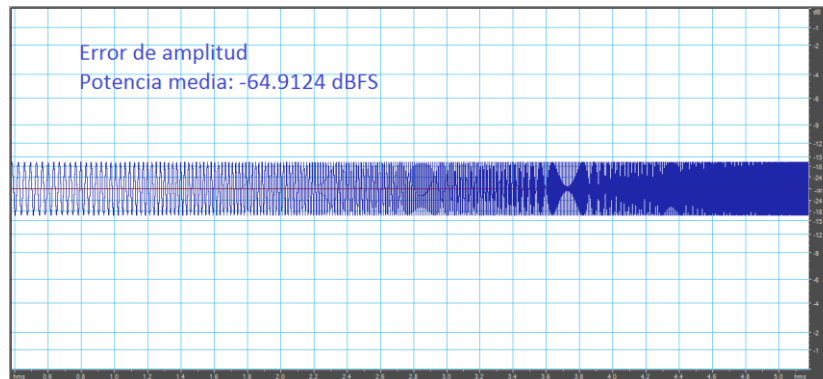
A manera de ejemplo se ha seleccionado como señal original una señal ESS con una potencia media de -54,2217 dBFS y una señal grabada con una potencia media de -57,2217 dBFS. Se puede calcular una señal de error como la diferencia entre la señal original y la señal grabada de la siguiente forma:

$$\varepsilon[n] = ESS[n] - \alpha \cdot ESS[n] \quad (56)$$

$$\varepsilon[n] = (1 - \alpha) \cdot ESS[n] \quad (57)$$



La señal de error será por tanto semejante a la señal ESS como muestra la figura 43.



*Figura 43 Error de amplitud.*

Usando Matlab™ se encontraron las potencias de las señales y se calculó la potencia de la señal de error resultando para la misma un valor de -64,9124 dBFS.

¿Es esto realmente un error?

La palabra error tiene una connotación negativa, implica un fallo, una desviación, una contaminación, un desacierto; un error debe ser susceptible de corregirse y lo perfecto es aquello libre de errores. Éste no es el caso del ejemplo anterior en el que se asumieron condiciones absolutamente ideales de propagación, y la diferencia entre las señales es consecuencia únicamente de las características esenciales del sonido y del espacio. No hay desviación, desacierto ni contaminación en la señal recibida y ésta no puede tampoco perfeccionarse. Por tales razones no puede decirse que la diferencia entre las señales sea un error. Como este fenómeno debe ser nombrado, se lo llamará de ahora en adelante "Error fantasmal de potencia".

El error fantasmal de potencia pone de presente que se deben hacer ajustes precisos en la potencia de las señales a la hora de calcular el error. Con ésta

lógica se calculó el error entre la señal  $ESS[n]$  usada para estimular el recinto y la señal grabada  $y_{a1}[n]$  sin hacer modificación alguna a las potencias y teniendo en cuenta que la potencia media de la señal  $ESS[n]$  es de: -54,2217 dBFS y la potencia de la señal  $y_{a1}[n]$  es de: -64.4376 dBFS. La potencia media del error resultante entre las señales fue de: -54.0024 dBFS, una vez ajustada la potencia de la señal  $ESS[n]$  para hacerla igual a la potencia de la señal  $y_{a1}[n]$  y vuelta a calcular la potencia media del error fue igual a: -69.9858 dBFS.

Es claro que el efecto del error fantasmal de potencia no es despreciable y debe ser prevenido para evitar que su efecto haga equívocos los resultados del análisis.

#### 4.4.2.2 La atenuación del error con la distancia

Uno de los objetivos específicos de este trabajo es la producción de un mapa de error del auditorio, recinto o salón de pruebas, un mapa que muestre la magnitud del error en diferentes puntos del auditorio antes y después de filtrar las señales. Para que un mapa como éste tenga sentido es necesario que el error medido en dos lugares sea comparable.

Un ejemplo que ilustra la comparación de errores entre dos puntos ubicados a distancias diferentes de una fuente sonora es el siguiente: supóngase la existencia de dos parejas de señales digitales, las señales  $a_1[n]$ ,  $b_1[n]$  en un punto 1 situado a una distancia  $r_1$  de la fuente y las señales  $a_2[n]$ ,  $b_2[n]$  en un punto 2 situadas en un punto  $r_2$  tal que  $r_2 > r_1$  y donde se cumple que:  $a_2[n] = \mu \cdot a_1[n]$  y  $b_2[n] = \mu \cdot b_1[n]$  siendo  $\mu$  una constante de proporcionalidad producto de las diferentes distancias a la fuente de tal manera que:

$$\mu = \frac{r_1^2}{r_2^2} \quad (58)$$

Como:  $r_2 > r_1$  entonces  $0 < \mu < 1$

Los errores en los puntos uno y dos estarán dados por:

$$\varepsilon_1[n] = a_1[n] - b_1[n] \quad (59)$$

$$\varepsilon_2[n] = a_2[n] - b_2[n] \quad (60)$$

Rápidamente se puede verificar que:

$$\varepsilon_2[n] = \mu \cdot \varepsilon_1[n] \quad (61)$$

Y también se puede verificar para el error cuadrático promedio que:

$$\overline{\varepsilon_2[n]^2} = \mu^2 \cdot \overline{\varepsilon_1[n]^2} \quad (62)$$

El único aspecto que ha cambiado en las señales entre los puntos uno y dos es su magnitud. Si nos atenemos al resultado de la última ecuación es claro que el error en el punto 2 (más alejado) es menor al error en el punto uno (más cercano). ¿Se puede decir entonces que un error se corrige a medida que aumenta la distancia? Evidentemente no, la magnitud del error se atenúa a medida que se atenúan las señales, pero el error, entendiendo el error como la desviación entre las dos señales, permanece igual.

Para evitar el efecto de atenuación del error a medida que se atenúan las señales es necesario tomar un nivel de señal como referencia y ajustar todas las demás señales a ese nivel, así se evitan tanto el efecto del error fantasmal de potencia, como la atenuación del efecto a medida que se atenúan las señales.

Si se hacen los ajustes hasta aquí planteados, la magnitud del error va a decirnos qué tan desviada está una señal filtrada o sin filtrar, de una señal de referencia y se puede tener la certeza de que el mapa de error consigna efectivamente las diferencias intrínsecas de las diferentes señales.

#### 4.5. Las limitaciones espaciales de los filtros adaptativos (límite teórico)

Para encontrar un límite teórico en el desempeño del filtro, se deben recordar las ecuaciones que describen el error y el error de desplazamiento descritas en el numeral 2.3 a saber:

$$\varepsilon_{a1}[n] = x[n] \otimes w[n] \otimes h_{a1}[n] - x[n] \quad (63)$$

$$\varepsilon_{a2}[n] = \varepsilon_{a1}[n] + x[n] \otimes s_{a1a2}[n] \quad (64)$$

Supóngase que existe un filtro ideal,  $w_i[n]$  que cumple con la siguiente propiedad.

$$w_i[n] \otimes h_{a1}[n] = \delta[n] \quad (65)$$

Es decir, el filtro es el inverso exacto de la respuesta al impulso en el punto a1 y se puede verificar fácilmente que dada ésta condición.

$$\varepsilon_{a1}[n] = 0 \quad (66)$$

Y también que:

$$\varepsilon_{a2}[n] = x[n] \otimes s_{a1a2}[n] \quad (67)$$

Dado que el filtro es ideal, el error en el punto a2 será irreductible siempre que  $s_{a1a2}[m - n] \neq 0$  y que  $x[n] \neq 0$ . Vale recordar que la función  $s_{a1a2}[n]$  es llamada error de desplazamiento y resulta de la diferencia entre las respuestas al impulso

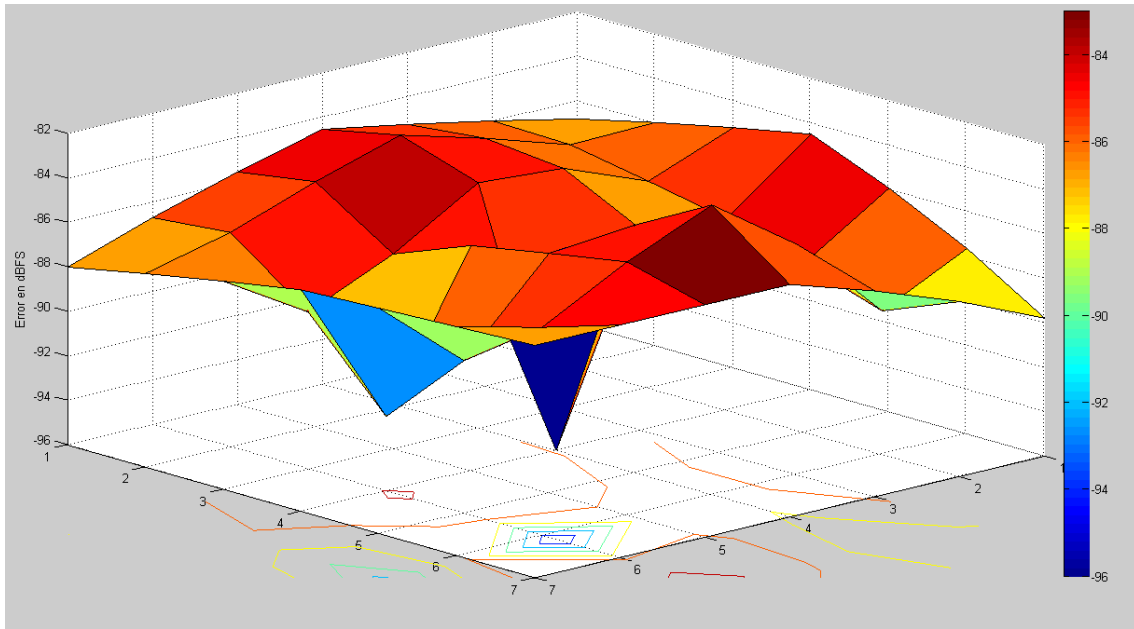
de los puntos a1 y a2. Luego, el error  $\varepsilon_{a2}[n]$  será la representación del límite espacial del filtro adaptativo, para el punto particular a2.

Con las respuestas al impulso obtenidas en el numeral 4.1 se obtuvieron los errores de desplazamiento correspondientes a todos los puntos de muestra diferentes del punto central (funciones de la familia  $s_{a1a2}$ ); una vez obtenidas dichas funciones se procedió a hacer la convolución de cada una de ellas con la señal  $x[n]$  que para efectos de comparación se estableció que fuese la misma señal  $ESS[n]$ .

Finalmente, se midió la potencia promedio de dichas convoluciones y se obtuvieron los valores consignados en la tabla 8, también se hizo un mapa teórico del error cómo el que muestra la figura 44 con los valores representados en dBFS

*Tabla 8 Error en el auditorio 236 con un filtro ideal*

	<b>Micrófono 1</b>	<b>Micrófono 2</b>	<b>Micrófono 3</b>	<b>Micrófono 4</b>
<b>a</b>	0	0,008099439224	0,007708319492	0,010746801446
<b>b</b>	0	0,009909113009	0,008990054995	0,008249966902
<b>c</b>	0	0,010214283277	0,011648548369	0,010711650336
<b>d</b>	0	0,007848097103	0,008691422185	0,007192474369
<b>e</b>	0	0,009188875698	0,004219489195	0,009015911256
<b>f</b>	0	0,009898770117	0,008405693013	0,009536768593
<b>g</b>	0	0,010306095630	0,012828527390	0,009838925034
<b>h</b>	0	0,009571099093	0,006018590193	0,005850545653



*Figura 44 Mapa de error con un filtro ideal en el punto central.*

La figura 44 muestra el límite teórico del error, es decir usando esa señal de estímulo es imposible que un filtro real consiga mejorar éstos valores. Vale decir que para efectos de la gráfica el valor del punto central está ajustado, pues un error 0 expresado en dBFS da  $-\infty$ . Se puede observar que aunque la corrección de un filtro ideal es mucho más intensa en el punto donde se toma la señal, no resulta nada despreciable a lo largo de todo el salón. Se observa también una posibilidad de error mínimo entre el altavoz y el micrófono central y un error mayor hacia las paredes laterales del auditorio. A continuación se evaluará cómo responde en el auditorio un filtro real como el implementado en 3.4

#### **4.6. El cálculo del error en el auditorio (filtro real).**

Para calcular el error en el auditorio se implementó un script en Matlab™ que lee las diferentes señales filtradas y sin filtrar, ajusta las potencias y las compara para entregar el error en los diferentes puntos en forma de matrices ya mapeadas con la geometría del salón. Este script tiene por nombre Calcular errores (análisis 6) y lo transcribiremos completo en el documento dada su importancia.

```

%% Medir el error en los puntos muestreados del auditorio antes y despues
% de de filtrar.

% para su correcto funcionamiento debe tener en la carpeta de trabajo 65
% archivos de audio, 32 grabaciones originales correspondientes a los
% diferentes puntos nombradas de la forma e3_15_pc.wav, 32 grabaciones
% filtradas nombradas
%de la forma: e3_15_filtered_pc.wav y el archivo de referencia ess.

letra{1,1} = 'a'; letra{1,2} = 'b'; letra{1,3} = 'c'; letra{1,4} = 'd';
letra{1,5} = 'e'; letra{1,6} = 'f'; letra{1,7} = 'g'; letra{1,8} = 'h';

% El vector letra permitirá leer los diferentes archivos de audio

ess = wavread ('00 ESS 15s.wav');
%ess es la señal original
ya1 = wavread('a1_15_pc.wav');
%señal grabada original en el punto central y temporalmente calibrada.

%Inicialización de las matrices.

errores = zeros(8,4);
errores_map = zeros(7,7);

erroresfiltro = zeros(8,4);
erroresfiltro_map = zeros(7,7);

errores_map_dBFS = zeros(7,7);
erroresfiltro_map_dBFS = zeros(7,7);

correccion_filtro_dBFS = zeros(7,7);

%% Ajuste de los parámetros y potencia de la señal de control.

```

```

longitud = size(ess,1);
%Longitud a la cual se van a ajustar todas las señales
ess1 = ess*sqrt((sum(ya1.^2)*size(ess,1))/(sum(ess.^2)*size(ya1,1)));
% corregir la potencia de la señal de control para evitar el error fantasmal.

%% Se calcula el error de las señales sin filtrar y las señales filtradas
% y se escribe en las matrices
for i=1:1:8

disp (letra{i});

for j=1:1:4

disp(strcat('procesando ahora: ',letra{i},num2str(j)));
%controlar el correcto funcionamiento del script
y = wavread(strcat(letra{i},num2str(j),'_15_pc.wav'));
%señal sin filtrar
yf = wavread(strcat(letra{i},num2str(j),'_15_filtered_pc.wav'));
%señal filtrada

%igualación de las longitudes de las señales filtrada y sin
%filtrar con la señal de control para poder hacer la resta

l = size(y,1);
lf = size(yf,1);

```



```
ld = size(y,1) - longitud;
```

```
if ld ~= 0
```

```
ldn = ld/abs(ld);
```

```
switch ldn
```

```
case 1
```

```
y = y(1:size(ess1,1));
```

```
%recortar longitud para poder restar
```

```
case -1
```

```
zz = zeros(-1*ld,1);
```

```
y = vertcat(y,zz);
```

```
%aumentar longitud para poder restar
```

```
end
```

```
end
```

```
ld = size(yf,1) - longitud;
```

```
if ld ~= 0
```

```
ldn = ld/abs(ld);
```

```
switch ldn
```

```

case 1
yf = yf(1:size(ess1,1));
%recortar longitud para poder restar

case -1
zz = zeros(-1*ld,1);
yf = vertcat(yf,zz);
%aumentar longitud para poder restar

end

end

y = y*sqrt((sum(ess1.^2)*size(y,1))/(sum(y.^2)*size(ess1,1)));
yf = yf*sqrt((sum(ess1.^2)*size(yf,1))/(sum(yf.^2)*size(ess1,1)));

err = ess1 - y;           %error de la señal sin filtrar
err_med = sum(err.^2)/longitud; %error medio sin filtrar
errf = ess1 - yf;        %error de la señal filtrada
err_med_f = sum(errf.^2)/longitud; %error medio señal filtrada
errores(i,j) = err_med;   %se escribe el dato en la matriz (sin filtro)
erroresfiltro(i,j) = err_med_f; %se escribe el dato en la matriz (con filtro)

end

end

errores_map = remap(errores);
erroresfiltro_map = remap(erroresfiltro);

%% Se pasan los valores de las matrices de error a dBFS

```

```

for i=1:1:7
    for j=1:1:7

        correccion_filtro_dBFS(i,j) = 10*log10(errores_map(i,j)/erroresfiltro_map(i,j));
        errores_map_dBFS(i,j) = toDbfs(errores_map(i,j));
        erroresfiltro_map_dBFS(i,j) = toDbfs(erroresfiltro_map(i,j));

    end
end

```

#### 4.6.1 Las matrices de error.

Una vez depurado y ejecutado el script produjo las siguientes matrices:

*Tabla 9 Tabla de error sin filtrar*

	<b>Micrófono 1</b>	<b>Micrófono 2</b>	<b>Micrófono 3</b>	<b>Micrófono 4</b>
<b>a</b>	0,0573364650966981	0,060412888181608	0,061138088475082	0,061071567188849
<b>b</b>	0,0620054848073591	0,059341547452255	0,058323950854331	0,063378806743294
<b>c</b>	0,0605265368857364	0,060426988834989	0,059441476792186	0,060824485686588
<b>d</b>	0,0610154915497416	0,058902965222830	0,059362139470847	0,060729205255492
<b>e</b>	0,0593940866715304	0,061664305330930	0,056504587561549	0,062815110795727
<b>f</b>	0,0601396454924700	0,059742467481850	0,0591277111144819	0,059477385414293
<b>g</b>	0,0592645665796682	0,059378209296050	0,059320577586840	0,059988938522049
<b>h</b>	0,0598890892060938	0,060377070349224	0,058751898081587	0,060159143910462

*Tabla 10 Tabla de error con el filtro.*

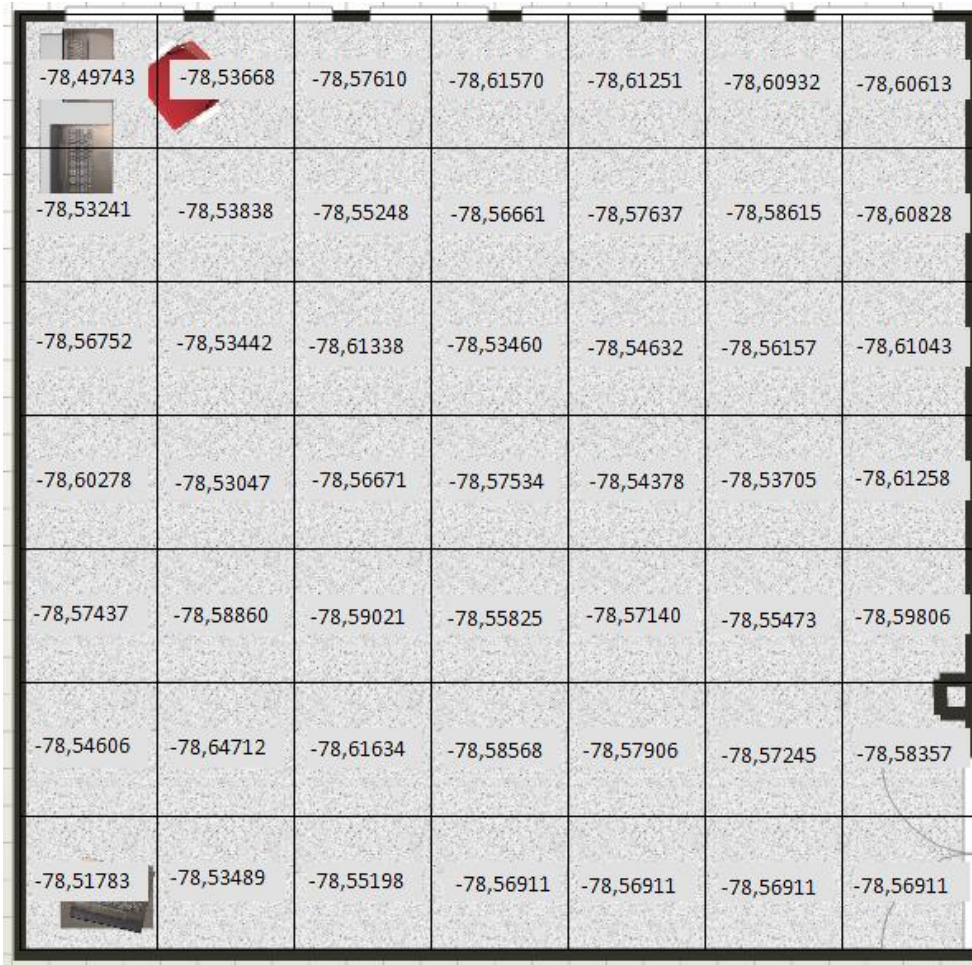
	<b>Micrófono 1</b>	<b>Micrófono 2</b>	<b>Micrófono 3</b>	<b>Micrófono 4</b>
<b>a</b>	0,0213283789724285	0,021349580507418	0,021438848266860	0,021261119516702
<b>b</b>	0,0211661366295038	0,021235191714846	0,021419334186341	0,021520542967345
<b>c</b>	0,0211996679956974	0,021428666974182	0,021349843050932	0,021229499136763
<b>d</b>	0,0213471997446790	0,021399759167089	0,021301854707930	0,021252901019880
<b>e</b>	0,0213785211234584	0,021406020101359	0,021422615216572	0,021237143358851
<b>f</b>	0,0211988348684339	0,021338066696615	0,021335478548522	0,021343695467418
<b>g</b>	0,0211144263682526	0,021370390031991	0,021303015815630	0,021299838148921
<b>h</b>	0,0211144263672684	0,021291911891278	0,021152859523282	0,021470061469901

#### 4.6.2 Los mapas de error

Para poder comprender mejor estos datos se escribió una función en matlab™ que remapeaba estos datos a una matriz de 7x7 que se asemejaba a las proporciones del auditorio; también se convirtieron los datos a dBFS para facilitar su comprensión y el resultado fueron las dos matrices superpuestas al plano del salón en las en las figuras 45 y 46:

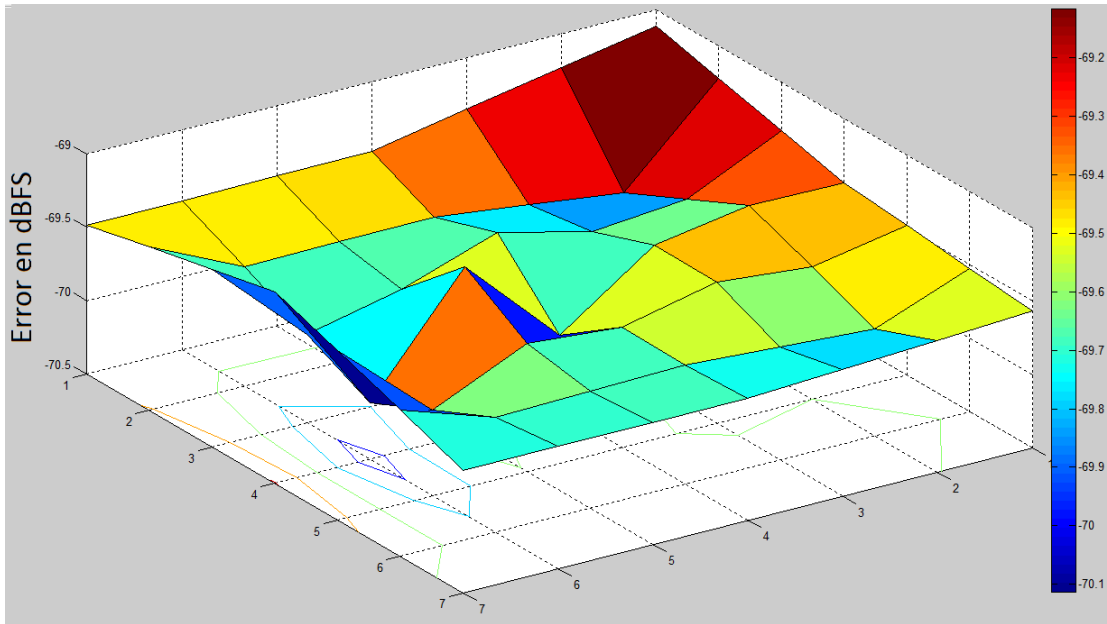


Figura 45 Mapa plano del error sin el filtro

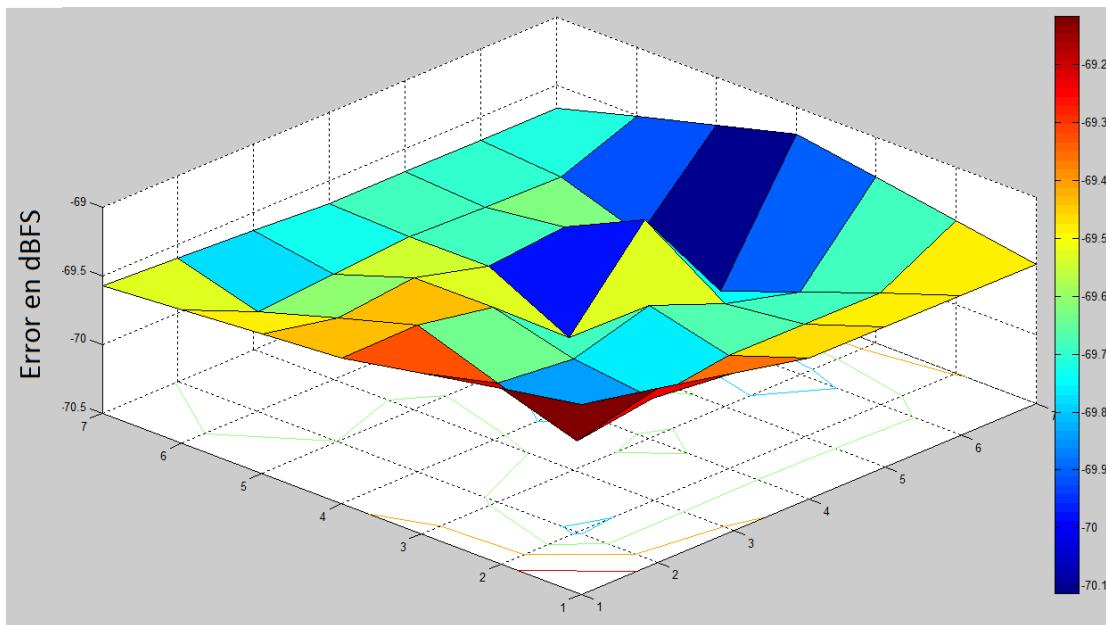


*Figura 46 Mapa plano del error con el filtro*

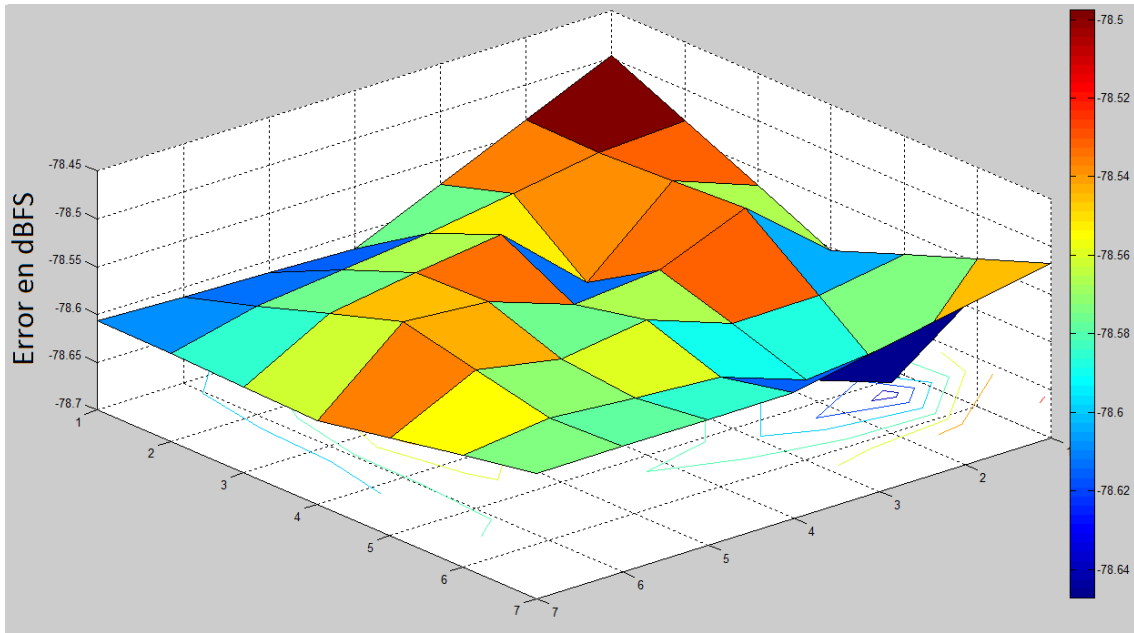
Usando la herramienta surfc de Matlab™ se produjeron diferentes mapas del error en el auditorio que se muestran a continuación figuras 47-50. También se elaboró un mapa que muestra la magnitud en dBFS de corrección que produjo el efecto del filtro en el salón figuras 51 y 52. Para facilitar su mirada vale aclarar que el punto (7,7) es el correspondiente a la puerta del salón y el (1,1) corresponde al rincón más alejado del mismo.



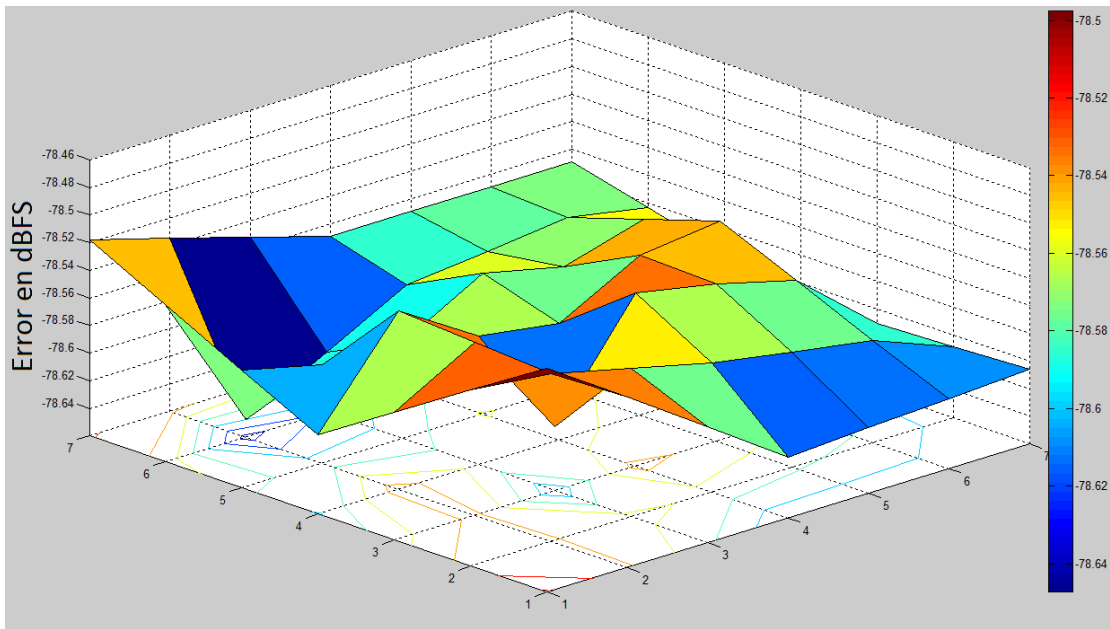
*Figura 47 Mapa de error sin filtrar vista 1*



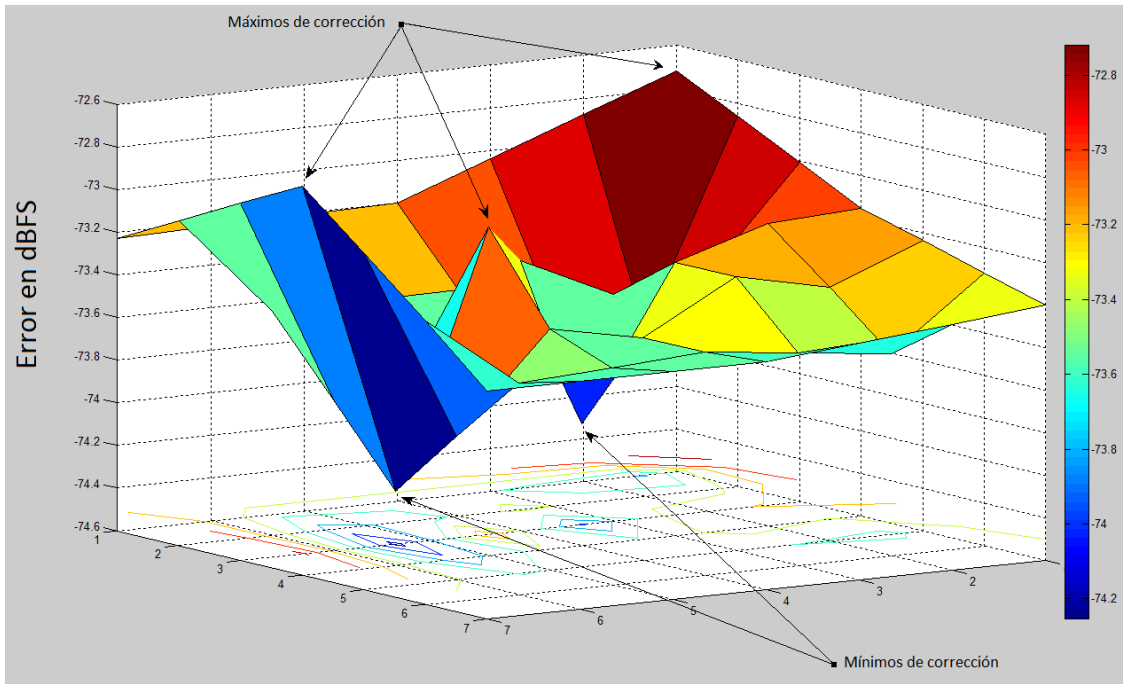
*Figura 48 Mapa de error sin filtrar vista 2*



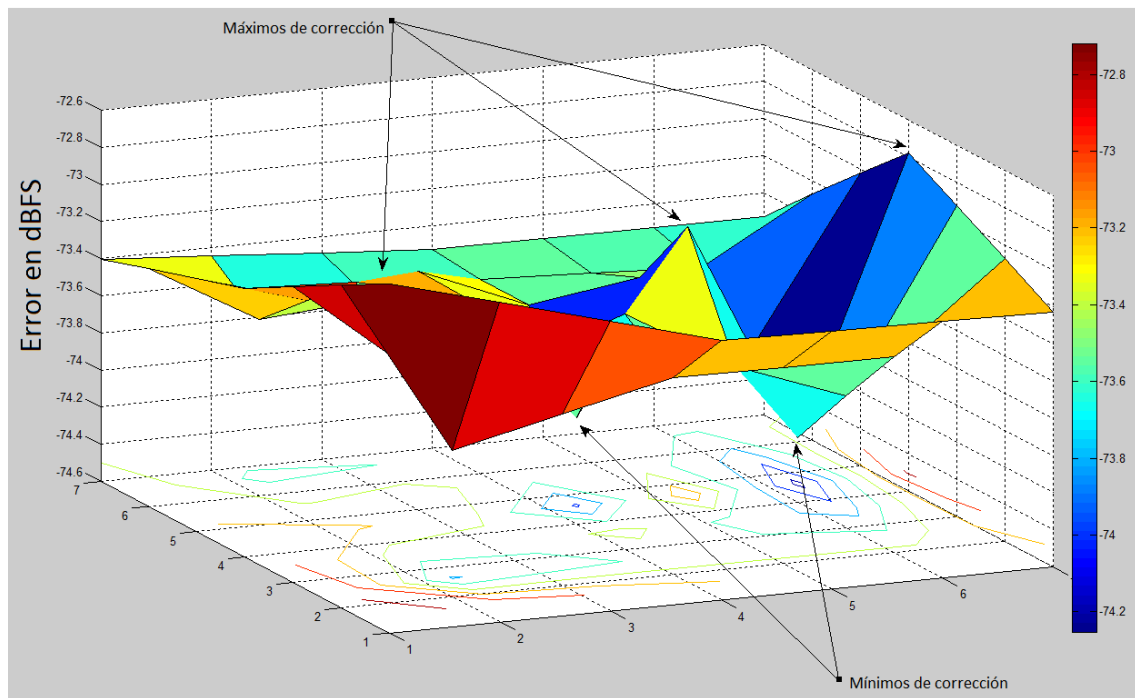
*Figura 49 Mapa de error con el filtro vista 1*



*Figura 50 Mapa de error con el filtro vista 2*



*Figura 51 Mapa de corrección del filtro vista 1*



*Figura 52 Mapa de corrección del filtro vista 2*



#### **4.7. Análisis final y discusión.**

Los resultados obtenidos muestran varios aspectos interesantes. El primero es ver que el filtro produce un efecto correctivo en todo el lugar, no es un efecto uniforme como supondría el hecho de que una sola respuesta al impulso bastara para caracterizar todo el recinto, pero tampoco es un efecto marcadamente circunscrito a la zona del micrófono conectado al filtro, como si sucede en el caso del filtro ideal. Es decir, la capacidad correctiva del filtro no está limitada fuertemente por la geometría del lugar, por lo menos, en el caso de recintos pequeños como el salón 236.

Es cierto que aparece un pico de corrección en las cercanías del micrófono central como era de esperarse, pero inesperadamente el filtro tiene un efecto importante en el rincón más alejado de la puerta, asunto que puede deberse a la mayor magnitud del error en ese lugar.

En las gráficas del error con el filtro, efectivamente aparece una zona de error mínimo cerca del micrófono central, pero ligeramente desplazada hacia la pared del corredor, y aparece otra zona de error mínimo en el rincón del tablero producto del bajo error natural y del alto efecto del filtro en esa zona.

Hay un máximo de error ubicado en la zona donde se ubicó el altavoz, se puede suponer que el origen de dicho error no sea debido a la geometría del lugar sino precisamente a la presencia del parlante.

Se puede observar que el filtro no resulta determinante en la configuración del mapa de error, tanto es así que los máximos y mínimos entre el mapa con y sin filtro se encuentran muy cerca entre sí, y si se analizan las gráficas de corrección es claro que el filtro produce más corrección, precisamente en los lugares donde hay más error.

El comportamiento espacial del filtro se muestra satisfactorio, si consideramos al error cuadrático medio como el indicador que habla de la efectividad del sistema.

Del estudio anterior se puede concluir que un sistema como el implementado es recomendable para mejorar el comportamiento acústico de un recinto pequeño.

#### 4.7.1 Crítica al error cuadrático medio

¿Es el error cuadrático medio el indicador adecuado?

El primer indicio que señala la posibilidad de que del error cuadrático medio sea inadecuado para la evaluación de este tipo de sistemas, se encuentra en el punto 3.4.1. Al escuchar las señales filtradas aparecía un fenómeno inesperado: los audios que daban un error más bajo, no eran los mismos que daban la sensación de mejor calidad, hasta el punto que la configuración del filtro elegida fue aquella que privilegiaba la calidad por encima del error.

El valor del error disminuye a medida que aumenta el valor la longitud del filtro como se puede ver en la tabla 5. Si el lector se da a la tarea de oír las señales resultantes puede verificar que aunque sus valores de error sean bajos, su sonido se siente artificial y con ruidos extraños para los pasos bajitos y confuso para los filtros con muchos coeficientes.

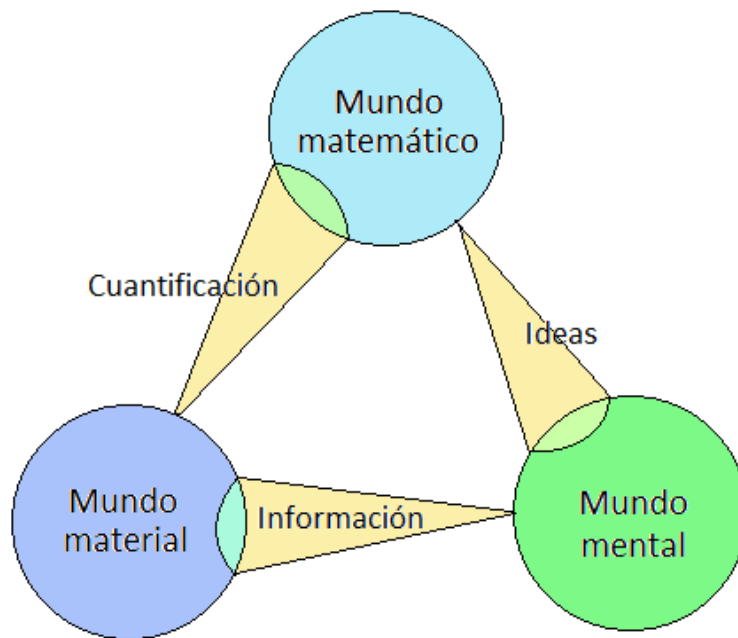
La distancia entre los criterios clásicos de la teoría de señales y la percepción humana, ha posibilitado el surgimiento de una nueva disciplina llamada psicoacústica. En [30] muestran cómo en los estudios recientes sobre el ruido, no basta con analizar el valor medio de la potencia del ruido, pues también muestran cómo el ser humano, en relación al ruido, es sensible a un amplio abanico de características que tienen que ver entre otras con el espectro del ruido, las formas de onda, las fuentes impulsivas y las fuentes tonales .

Las consideraciones para el cálculo del error del numeral 4.4 muestran que el error cuadrático medio no da cuenta de la diferencia en la información que dos señales transportan, sino sólo de la diferencia en la cuantificación de dichas señales. Es por tal razón que aparecen el error de sincronización y el error fantasmal de potencia. También es por eso que se presenta la atenuación del error con la distancia, porque la información no está contenida tanto en las cantidades como en las relaciones entre ellas. Por eso se puede representar una misma información con dos conjuntos diferentes de cantidades como en el caso del numeral 4.4.2.1, pero la información no es sólo un asunto de relaciones entre cantidades, es un asunto más complejo que involucra la percepción humana y la mente.

En un artículo muy interesante de Zhou Wang y Alan C Bovik, llamado *Mean Squared Error: Love It or Leave It?*[31] se discuten las ventajas y las desventajas del error cuadrático medio como criterio de desempeño en el procesamiento digital de imágenes. Muestran cómo dos imágenes muy similares pueden presentar un alto valor de error y cómo dos señales con un valor de error menor se ven más disímiles que las primeras. Explican también las enormes ventajas que tiene el error cuadrático medio, ventajas que lo han posicionado como la métrica dominante, como son su simplicidad y la posibilidad que brinda de establecer interpretaciones directas de similaridad entre dos imágenes. Al igual que en el caso del audio, en este artículo se puede ver la enorme distancia entre la percepción del error y la cuantificación del error.

¿Cuál puede ser el origen de tal disparidad?

El origen de tal disparidad tiene una naturaleza profunda. Con el ánimo de dar una explicación se ha construido el modelo de la figura 53, que propone la existencia de tres mundos: el mundo material, el mundo mental y el mundo matemático.



*Figura 53 El modelo de los tres mundos.*

Este modelo, propuesto por Roger Penrose [32] asume, como los platónicos, que el mundo matemático es exterior al hombre y tiene existencia por sí mismo, y que las ideas matemáticas son la forma de conexión del ser humano con ese mundo abstracto, ideas que surgen de la razón y la abstracción.

Las representaciones mentales del mundo material, le permiten al hombre interactuar con su entorno. Muchas de dichas representaciones tienen su origen en la percepción y son resultado de la evolución de la especie humana. Los colores, por ejemplo no existen por fuera del cerebro, como no existen los sonidos ni los olores, existen ondas electromagnéticas de diferentes longitudes de onda que nuestro cerebro interpreta como colores, existen variaciones de la presión en el aire que nuestro cerebro interpreta como sonidos y toda suerte de moléculas que nuestro cerebro interpreta como olores. Es decir, nada de la realidad que tenemos ante nuestros ojos existe como tal, se construye toda en el cerebro a partir de la información que del mundo se obtiene por vía de los sentidos.

La física es una disciplina que ha permitido a la humanidad indagar, a un nivel más profundo, sobre la naturaleza del mundo material. Lo increíblemente anti-intuitivas que resultan al pensamiento humano, teorías como la relatividad o la cuántica, muestra la gran diferencia que existe entre la realidad del mundo material y nuestra representación mental.

El gran acierto de la física es que no sólo se aproxima al mundo material desde la percepción, sino que indaga sobre la realidad desde la construcción de modelos, que pertenecen al mundo matemático y cuya pertinencia es constantemente evaluada con la experimentación y la cuantificación. En cierto sentido amplio, la física es un sistema adaptativo que constantemente evalúa y corrige sus postulados.

El error cuadrático medio es un artefacto que habita en la relación entre los mundos material y matemático. Es una forma de cuantificación basada en los modelos matemáticos del mundo material. Cuando su valor es alto o bajo se refiere a la semejanza o diferencia en la estricta cuantificación de dos fenómenos.

La percepción humana, de la diferencia entre los mismos dos fenómenos, como pueden ser dos señales de audio, funciona con lógicas muy diferentes, su base son los modelos mentales y la concepción del error que tiene, está estrictamente ligada a la información que obtiene del mundo material por vía de los sentidos.

He aquí el origen de la disparidad entre la percepción del error y el error cuadrático medio: son dos instancias que pertenecen a mundos diferentes, y por tal razón describen distintos aspectos de lo real.

Este trabajo encontró que las limitaciones más problemáticas que tienen los filtros adaptativos LMS a la hora de corregir los ecos en un auditorio, no surgen de la geometría del recinto como se pensaba en un principio; surgen de los criterios matemáticos que determinan el funcionamiento de los algoritmos. El error cuadrático medio es un indicador que se usa para evaluar los resultados del filtro,

pero también es el parámetro que determina las lógicas que modifican sus coeficientes.

¿Qué se puede esperar de los otros filtros adaptativos?

Si el criterio último que se usa para evaluar el desempeño de un filtro adaptativo es de carácter perceptual, y las decisiones que toma el algoritmo adaptativo están fundamentadas en criterios que pertenecen a la relación entre el mundo material y las matemáticas, es de esperarse que una disparidad semejante aparezca en todos los casos.

#### **4.8. Perspectivas al futuro.**

La brecha entre la percepción humana de los fenómenos y la modelación matemática que usan los filtros adaptativos para funcionar, no es insalvable. La potencia de los filtros adaptativos como herramientas es tal que, como su nombre lo indica, podrán adaptarse a las nuevas necesidades alojando nuevos algoritmos y quizás nuevas estructuras.

Para encontrar nuevos algoritmos adaptativos que mejoren notablemente la eficacia de los filtros, a la hora de trabajar con señales digitales asociadas a los sentidos humanos, se hace necesario el desarrollo de nuevos modelos matemáticos.

Esos nuevos modelos matemáticos deberán estar orientados de una manera diferente; no deben ser tomados de las representaciones matemáticas del mundo material, deberán desarrollarse a partir de las representaciones matemáticas del mundo mental. La búsqueda de las claves que permitan el desarrollo de nuevos algoritmos adaptativos hay que hacerla en un diálogo entre las matemáticas y la neurociencia, porque una vez descifradas las claves de la percepción, resultará claro cómo elaborar criterios matemáticos que estén en completa sintonía con las sensaciones humanas.

## Bibliografía

- [1] M. D. Garcia-Borrón Martínez, “Introducción a la historia de las artes del espectáculo en China.,” Universitat Rovira i Virgili.
- [2] M. C. Tomasini, “El fundamento matemático de la escala musical y sus raíces pitagóricas,” pp. 15–28.
- [3] B. K. Angelakis, “Acoustic Technology The modern use of Ancient Greek and Roman Theatres from an acoustic point of view,” no. October, 2006.
- [4] T. De Ángel and G. Palencia, *Catálogo de las ciencias*. 1953.
- [5] J. (Baron R. William Strutt, *The theory of sound*. Macmillan and Co., 1877.
- [6] J. B. Fourier, *Theory of heat*. Cambridge University Press, 1878.
- [7] P. S. Marquis de Laplace, *A philosophical essay on probabilities*. Chapman and Hall limited, 1902, p. 226.
- [8] T. Instrument, “A Basic Introduction to Filters — Active , Passive , and Switched-Capacitor A Basic Introduction to 1 . 1 Filters and Signals : What Does a AN-779,” *Literature*, vol. SNOA224A, 2011.
- [9] S. A. Rehman and R. R. Kumar, “Performance Comparison of Adaptive Filter Algorithms for ECG Signal Enhancement,” vol. 1, no. 2, pp. 86–90, 2012.
- [10] J. B. Seo, K. J. Kim, D. W. Kim, M. O. Oh, W. H. Cho, H. K. Lee, W. Y. Kim, S. W. Nam, and C. Eng, “NONLINEAR ACTIVE NOISE CONTROL USING VOLTERRA FILTERING WITH A VARIABLE STEP-SIZE GS-PAP ALGORITHM,” no. 1, pp. 133–136.
- [11] D. Fried, J. Wolf, V. Pokasov, S. Khmelevstov, R. Buser, R. Lutomirski, R. Warren, A. Vinogradov, Y. Kravtsov, and V. Tatarski, “Adaptive Noise Cancelling : Principles and Applications,” vol. 63, no. 12, pp. 105–112, 1975.
- [12] A. BHATTACHARYA<sup>1</sup> and M. L. SHARMA<sup>1</sup>, “Usefulness of Adaptive Filtering for Improved Digital Elevation Model Generation,” *Geol. J. Of, Soc.*, vol. 82, no. August, pp. 153–161, 2013.
- [13] L. Liao, S. Member, and A. W. H. Khong, “Adaptive Channel Equalization of Room Acoustics Exploiting Sparseness Constraint,” vol. 18, no. 4, pp. 275–278, 2011.
- [14] R. Garg, “Adaptive Equalization Techniques using Least Mean Square ( LMS ) algorithm.”

- [15] R. C. R. Melchor, N. R. Melchor, and F. R. Quintela, "Conceptos de gradiente y de derivada direccional," pp. 1–14, 2013.
- [16] C. Schleicher, "Kolmogorov-Wiener Filters for Finite Time-Series," no. October 2002, pp. 1–48, 2003.
- [17] I. D. Abrahams, "On the Solution of Wiener--Hopf Problems Involving Noncommutative Matrix Kernel Decompositions," *SIAM J. Appl. Math.*, vol. 57, no. 2, pp. 541–567, Apr. 1997.
- [18] N. Shimkin, "Preliminaries : Random Signals and Spectral Densities," no. 048825, pp. 1–15, 2009.
- [19] C. Paleologu, S. Ciochina, A. A. Enescu, and C. Vladeanu, "Gradient Adaptive Lattice Algorithm Suitable for Fixed Point Implementation," *2008 Third Int. Conf. Digit. Telecommun. (icdt 2008)*, no. 65, pp. 41–46, Jun. 2008.
- [20] J. Hee, "Impulse response measurements using by Change log," no. August, 2003.
- [21] O. . Biering, H Pedersen, "System Analysis and Time Delay Spectrometry," *Tech. Rev.*, vol. 1, no. To advance techniques in acoustic, electrical and mechanical measurement, 1983.
- [22] A. Novák, L. Simon, F. Kadlec, and P. Lotton, "Nonlinear System Identification Using Exponential Swept-Sine Signal," pp. 1–10, 2009.
- [23] A. Farina, "Simultaneous Measurements of Impulse Response and Distortion with a Swept-sine Technique." 2000.
- [24] S. Guy-bart, E. Jean-jacques, and A. Dominique, "Comparison of different impulse response measurement techniques," no. December, pp. 1–17, 2002.
- [25] P. Fausti, A. Farina, I. P. Fausti, D. Ingegneria, U. Ferrara, and V. Saragat, "ACOUSTIC MEASUREMENTS IN OPERA HOUSES : COMPARISON BETWEEN DIFFERENT TECHNIQUES AND EQUIPMENT."
- [26] G. Bishop and N. Carolina, "An Introduction to the Kalman Filter," 2001.
- [27] V. J. Mathews and S. C. Douglas, "Adaptive Filters," in *Adaptive Filters*, 2003.
- [28] S. Haykin, *Adaptive Filter Theory (3rd Ed.)*. Prentice Hall Information & System Sciences Series, 1996.

- [29] J. Proakis and D. Manolakis, *Digital Signal Processing - (1).pdf*, 4th ed. Prentice Hall, 2006, p. 1004.
- [30] K. Genuit and A. Fiebig, "Psychoacoustics and its benefit for the soundscape approach," *Acta Acust. united with Acust.*, vol. 92, no. January 2005, pp. 952–958, 2006.
- [31] Z. Wang and A. C. Bovik, "Error : Love It or Leave It ?," *IEEE Signal Process. Mag.*, vol. 26, no. January, pp. 98–117, 2009.
- [32] R. Penrose and J. G. Sanz, *El camino a la realidad: Una guía completa de las leyes del universo*. Random House Mondadori, SA, 2006.



## ANEXOS

### Anexo 1 Código de las funciones y los scripts en Matlab™.

Transcripción de los diferentes elementos de código empleados durante el desarrollo del proyecto, los archivos se encuentran en la carpeta Anexo1 (código matlab) del material digital de la tesis.

#### Función toDbfs

```
function [ dbFs ] = toDbfs( wav )

%UNTITLED Ésta función calcula el valor promedio de un vector
%unidimensional y lo expresa en Dbfs
%
wav2 = wav.^2;

swav = sum(wav2);

l = size(wav2,1);

prom = swav/l;

dbFs = 10*log10(prom/32768);

end
```

#### Función remap

```
function [ outmatrix ] = remap( inmatrix )
%remap es una función para remapear una matriz de 8x4
%con el dato de la columna uno como pivote a una matriz de 7x7
%
%% Transferencia de datos

outmatrix(1,1) = inmatrix(2,4);

outmatrix(1,4) = inmatrix(3,4);

outmatrix(1,7) = inmatrix(4,4);

outmatrix(2,2) = inmatrix(2,3);
```

```

outmatrix(2,4) = inmatrix(3,3);
outmatrix(2,6) = inmatrix(4,3);
outmatrix(3,3) = inmatrix(2,2);
outmatrix(3,4) = inmatrix(3,2);
outmatrix(3,5) = inmatrix(4,2);
outmatrix(4,1) = inmatrix(1,4);
outmatrix(4,2) = inmatrix(1,3);
outmatrix(4,3) = inmatrix(1,2);
outmatrix(4,4) = inmatrix(1,1);
outmatrix(4,5) = inmatrix(5,2);
outmatrix(4,6) = inmatrix(5,3);
outmatrix(4,7) = inmatrix(5,4);
outmatrix(5,3) = inmatrix(8,2);
outmatrix(5,4) = inmatrix(7,2);
outmatrix(5,5) = inmatrix(6,2);
outmatrix(4,5) = inmatrix(5,2);
outmatrix(6,2) = inmatrix(8,3);
outmatrix(6,4) = inmatrix(7,3);
outmatrix(6,6) = inmatrix(6,3);
outmatrix(7,1) = inmatrix(8,4);
outmatrix(7,4) = inmatrix(6,4);
outmatrix(7,7) = inmatrix(6,4);

%% interpolación de los datos no presentes.
outmatrix(1,2) = outmatrix(1,1)+(outmatrix (1,4) - outmatrix(1,1))/3;
outmatrix(1,3) = outmatrix(1,1)+2*(outmatrix (1,4) - outmatrix(1,1))/3;
outmatrix(1,5) = outmatrix(1,4)+(outmatrix (1,7) - outmatrix(1,4))/3;

```

```

outmatrix(1,6) = outmatrix(1,4)+2*(outmatrix (1,7) - outmatrix(1,4))/3;
outmatrix(2,7) = outmatrix(1,7)+(outmatrix (4,7) - outmatrix(1,7))/3;
outmatrix(3,7) = outmatrix(1,7)+2*(outmatrix (4,7) - outmatrix(1,7))/3;
outmatrix(5,7) = outmatrix(4,7)+(outmatrix (7,7) - outmatrix(4,7))/3;
outmatrix(6,7) = outmatrix(4,7)+2*(outmatrix (7,7) - outmatrix(4,7))/3;
outmatrix(7,6) = outmatrix(7,7)+(outmatrix (7,4) - outmatrix(7,7))/3;
outmatrix(7,5) = outmatrix(7,7)+2*(outmatrix (7,4) - outmatrix(7,7))/3;
outmatrix(7,3) = outmatrix(7,4)+(outmatrix (7,1) - outmatrix(7,4))/3;
outmatrix(7,2) = outmatrix(7,4)+ 2*(outmatrix (7,1) - outmatrix(7,4))/3;
outmatrix(6,1) = outmatrix(7,1)+(outmatrix (4,1) - outmatrix(7,1))/3;
outmatrix(5,1) = outmatrix(7,1)+2*(outmatrix (4,1) - outmatrix(7,1))/3;
outmatrix(3,1) = outmatrix(4,1)+(outmatrix (1,1) - outmatrix(4,1))/3;
outmatrix(2,1) = outmatrix(4,1)+2*(outmatrix (1,1) - outmatrix(4,1))/3;

outmatrix(2,3) = outmatrix(2,2)+(outmatrix(2,4)- outmatrix(2,2))/2;
outmatrix(2,5) = outmatrix(2,4)+(outmatrix(2,6)- outmatrix(2,4))/2;
outmatrix(3,6) = outmatrix(2,6)+(outmatrix(4,6)- outmatrix(2,6))/2;
outmatrix(5,6) = outmatrix(4,6)+(outmatrix(6,6)- outmatrix(4,6))/2;
outmatrix(6,5) = outmatrix(6,6)+(outmatrix(6,4)- outmatrix(6,6))/2;
outmatrix(6,3) = outmatrix(6,4)+(outmatrix(6,2)- outmatrix(6,4))/2;
outmatrix(5,2) = outmatrix(6,2)+(outmatrix(4,2)- outmatrix(6,2))/2;
outmatrix(3,2) = outmatrix(4,2)+(outmatrix(2,2)- outmatrix(4,2))/2;

```

end

## Función error\_dB

```
function [ error_dB ] = error_dB( x,y )
%UNTITLED Función calcula la potencia de error en dBFS entre dos vectores
%(ondas wav)
% Ésta función no tiene aun validación de entradas por tal razón es
% necesario tener la precaución de poner en la funciones de entrada x,y
% vectores unidimensionales, está pensada para su uso con datos .wav de
32
% bits codificados con punto flotante

px = sum(x.^2)/size(x,1); % potencia media de la función x

py = sum(y.^2)/size(y,1); % potencia media de la función y

xc = x.*(py/px); % función x con corrección de potencia

ld = size(y,1) - size(xc,1); % calcula la diferencia de longitudes.

    if ld ~= 0 % algoritmo para igualar las longitudes

        ldn = ld/abs(ld);

        switch ldn

            case 1
                zz = zeros(ld,1);
                xc = vertcat(xc,zz);

            case -1
                zz = zeros(-1*ld,1);
                y = vertcat(y,zz);
        end
    end

e = y - xc; % una vez igualadas las longitudes se resta y
se % la función de error

pe = sum(e.^2)/size(e,1); % potencia media el error

error_dB = 10*log10(pe/32768); % se pasa a valores dBFS

end
```

## Script Calibración ganancias micrófonos

```
%% cargar los audios de calibración
audio_mic_ref = wavread('mic_1_15.wav');
audio_mic_set = wavread('mic_4_15.wav');

%% la potencia promedio del micrófono referencial (1)
p_mic_ref = audio_mic_ref.^2;
long = size(p_mic_ref,1);
sum_potencia_mic_ref = sum(p_mic_ref);
p_promedio_mic_ref = sum_potencia_mic_ref/long;

%% La potencia promedio del micrófono de comparación (2)
p_mic_set = audio_mic_set.^2;
long = size(p_mic_set,1);
sum_potencia_mic_set = sum(p_mic_set);
p_promedio_mic_set = sum_potencia_mic_set/long;

%% El factor de multiplicación para igualar las ganancias de los
micrófonos
gain = sqrt(p_promedio_mic_ref/p_promedio_mic_set);

%% Preparando los datos para leer y escribir los archivos de audio
prueba{1,1} = 'a'; prueba{1,2} = 'b'; prueba{1,3} = 'c'; prueba{1,4} =
'd';
prueba{1,5} = 'e'; prueba{1,6} = 'f'; prueba{1,7} = 'g'; prueba{1,8} =
'h';
mic_set = '4';
namecod = '_16_pc';
wav = '.wav';
mc = '_mc';

%% ajustando todas las muestras del micrófono de comparación
for i=1:1:8
    audio_viejo = wavread(strcat(prueba{i},mic_set,namecod,wav));
    audio_nuevo = audio_viejo.*gain;

    wavwrite(audio_nuevo,44100,32,strcat(prueba{i},mic_set,namecod,mc,wav));
end
```

## Script ObtenerFunciónS ( resta de IRs )

```
%% Script para restar las respuestas al impulso y producir la función de
% diferencia sij

%% Preparando los datos para leer y escribir los archivos de audio
letra{1,1} = 'a'; letra{1,2} = 'b'; letra{1,3} = 'c'; letra{1,4} = 'd';
letra{1,5} = 'e'; letra{1,6} = 'f'; letra{1,7} = 'g'; letra{1,8} = 'h';

%%
for i=1:1:8
    %test line
    disp (strcat('IR_',letra{i},'1.wav'));
    ir_o = wavread(strcat('IR_',letra{i},'1_zc.wav'));
    %% se calculan los valores de error para cada grupo de archivos
    for j=2:1:4
        %test line
        disp(strcat('procesando ahora: ', 'IR_',letra{i},num2str(j)));
        ir_j = wavread(strcat('IR_',letra{i},num2str(j),'_zc','.wav'));
        %respuesta al impulso del lugar

        %%

        ld = size(ir_j,1) - size(ir_o,1);

        if ld ~= 0

            ldn = ld/abs(ld);

            switch ldn

                case 1
                    zz = zeros(ld,1);
                    ir_o = vertcat(ir_o,zz);

                case -1
                    zz = zeros(-1*ld,1);
                    ir_j = vertcat(ir_j,zz);
            end
        end

        s_ij = ir_j - ir_o; %funcion de desplazamiento

        wavwrite(s_ij,44100,32,strcat('s_',letra{i},num2str(j),'.wav'));

    end
end
```

## Script Errores filtro ideal

```
% Script para calcular el error teórico irreductible en el auditorio a
% partir de las funciones s (diferencias en la respuesta al impulso) y
% tomando como referencia la señal de estímulo ESS

letra{1,1} = 'a'; letra{1,2} = 'b'; letra{1,3} = 'c'; letra{1,4} = 'd';
letra{1,5} = 'e'; letra{1,6} = 'f'; letra{1,7} = 'g'; letra{1,8} = 'h';

erroresfiltro = zeros(8,4);
erroresfiltro_map = zeros(7,7);
erroresfiltro_map_dBFS = zeros(7,7);

for i=1:1:8

    disp (letra{i});

    for j=2:1:4

        disp(strcat('procesando ahora: ',letra{i},num2str(j)));
        %controlar el correcto funcionamiento del script
        sx = wavread(strcat('x_s',letra{i},num2str(j),'.wav'));
        %señal de convolución entre el estímulo ESS (x[n])y las
diferencias
        %entre las respuestas al impulso.
        l = size(sx,1);
        err_med_f = sum(sx.^2)/l;

        erroresfiltro(i,j) = err_med_f;      %se escribe el dato en la
matriz (con filtro)

    end
end

erroresfiltro_map = remap(erroresfiltro);

for i=1:1:7
    for j=1:1:7
        erroresfiltro_map_dBFS(i,j) = toDbfs(erroresfiltro_map(i,j));
    end
end
```

## Script Cálculo\_del\_error\_script\_final

```
%% Medir el error en los puntos muestreados del auditorio antes y despues
% de de filtrar.

% para su correcto funcionamiento debe tener en la carpeta de trabajo 65
% archivos de audio, 32 grabaciones originales correspondientes a los
% diferentes puntos nombradas de la forma e3_15_pc.wav, 32 grabaciones
% filtradas nombradas
%de la forma: e3_15_filtered_pc.wav y el archivo de referencia ess.

letra{1,1} = 'a'; letra{1,2} = 'b'; letra{1,3} = 'c'; letra{1,4} = 'd';
letra{1,5} = 'e'; letra{1,6} = 'f'; letra{1,7} = 'g'; letra{1,8} = 'h';

% El vector letra permitirá leer los diferentes archivos de audio

ess = wavread ('00 ESS 15s.wav');
%ess es la señal original
yal = wavread('a1_15_pc.wav');
%señal grabada original en el punto central y temporalmente calibrada.

%Inicialización de las matrices.
errores = zeros(8,4);
errores_map = zeros(7,7);

erroresfiltro = zeros(8,4);
erroresfiltro_map = zeros(7,7);

errores_map_dBFS = zeros(7,7);
erroresfiltro_map_dBFS = zeros(7,7);

correccion_filtro_dBFS = zeros(7,7);
%% Ajuste de los parámetros y potencia de la señal de control.

longitud = size(ess,1);
%Longitud a la cual se van a ajustar todas las señales
ess1 = ess*sqrt((sum(yal.^2)*size(ess,1))/(sum(ess.^2)*size(yal,1)));
% corregir la potencia de la señal de control para evitar el error
fantasmal.

%% Se calcula el error de las señales sin filtrar y las señales
% filtradas
% y se escribe en las matrices
for i=1:1:8

    disp (letra{i});

    for j=1:1:4

        disp(strcat('procesando ahora: ',letra{i},num2str(j)));
```



```

%controlar el correcto funcionamiento del script
y = wavread(strcat(letra{i},num2str(j),'_15_pc.wav'));
%señal sin filtrar
yf = wavread(strcat(letra{i},num2str(j),'_15_filtered_pc.wav'));
%señal filtrada

%igualación de las longitudes de las señales filtrada y sin
%filtrar con la señal de control para poder hacer la resta

l = size(y,1);
lf = size(yf,1);

ld = size(y,1) - longitud;

if ld ~= 0

ldn = ld/abs(ld);

switch ldn

    case 1
        y = y(1:size(ess1,1));
        %recortar longitud para poder restar

    case -1
        zz = zeros(-1*ld,1);
        y = vertcat(y,zz);
        %aumentar longitud para poder restar
end
end

ld = size(yf,1) - longitud;

if ld ~= 0

ldn = ld/abs(ld);

switch ldn

    case 1
        yf = yf(1:size(ess1,1));
        %recortar longitud para poder restar

    case -1
        zz = zeros(-1*ld,1);
        yf = vertcat(yf,zz);
        %aumentar longitud para poder restar
end
end

y = y*sqrt((sum(ess1.^2)*size(y,1))/(sum(y.^2)*size(ess1,1)));
yf =
yf*sqrt((sum(ess1.^2)*size(yf,1))/(sum(yf.^2)*size(ess1,1)));

```

```

        err = ess - y; %error de la señal sin
    filtrar
        err_med = sum(err.^2)/longitud; %error medio sin filtrar
        errf = ess1 - yf; %error de la señal filtrada
        err_med_f = sum(errf.^2)/longitud; %error medio señal filtrada
        errores(i,j) = err_med; %se escribe el dato en la
matriz (sin filtro)
        erroresfiltro(i,j) = err_med_f; %se escribe el dato en la
matriz (con filtro)

    end
end

errores_map = remap(errores);
erroresfiltro_map = remap(erroresfiltro);
%% Se pasan los valores de las matrices de error a dBFS

for i=1:1:7
    for j=1:1:7

        correccion_filtro_dBFS(i,j) = errores_map(i,j) -
erroresfiltro_map(i,j);
        errores_map_dBFS(i,j) = toDbfs(errores_map(i,j));
        erroresfiltro_map_dBFS(i,j) = toDbfs(erroresfiltro_map(i,j));
        correccion_filtro_dBFS(i,j) = toDbfs(correccion_filtro_dBFS(i,j));
    end
end

```

## **Anexo 2, Figuras ampliadas y con mayor resolución**

Éste material se encuentra en la carpeta: anexo2 (figuras) del material digital de la tesis.

## **Anexo 3, Grabaciones y señales digitales**

Éste material se encuentra en la carpeta anexo3(señales) y contiene: la señal  $EES[n]$ ; su filtro inverso  $EES[n]^{-1}$  y La respuesta del filtro  $w[n]$ . También tiene separadas en carpetas individuales: las señales sin filtrar de la familia  $y_{a1}[n]$ ; las señales filtradas de la familia  $y_{a1f}[n]$ ; las respuestas al impulso ( $h_{a1}[n]$ ); los errores de desplazamiento ( $s_{a1a2}[n]$ ); las convoluciones de los errores de desplazamiento con la señal de entrada ( $x[n] \otimes s_{a1a2}[n]$ ) y los resultados de las pruebas al filtro en el numeral 3.4.1