

## RAE

1. **TIPO DE DOCUMENTO:** Trabajo de grado para optar por el título de Ingeniero de Sonido
2. **TÍTULO:** Diseño e implementación de un método alternativo de ecualización de sistemas electroacústicos en recintos.
3. **AUTOR:** Alessandro Romero Zubova
4. **LUGAR:** Bogotá D.C.
5. **FECHA:** Junio de 2012
6. **PALABRAS CLAVE:** Procesamiento de señales, DSP, Ecualización, Filtro adaptativo, Reverberación, Acústica, Sistema Electroacústico, Respuesta al impulso, Matlab.
7. **DESCRIPCIÓN DEL TRABAJO:** El propósito del presente proyecto consiste en diseñar e implementar un método adaptativo de corrección de anomalías sonoras producidas por un sistema recinto-parlante sobre una señal sonora reproducida. El primer paso del trabajo consiste en determinar las alteraciones que sufre una señal sonora al ser reproducida por un sistema electroacústico en un recinto de tamaño pequeño a mediano y sus efectos en la percepción. Posteriormente se procede al desarrollo de un algoritmo de corrección de dichos problemas, el cual es implementado y evaluado por medio de mediciones en condiciones reales, un análisis de los resultados obtenidos y una encuesta. Adicionalmente se realiza la implementación del método en una tarjeta DSP de Texas Instruments TMS320C6713. Por último se presenta las conclusiones y recomendaciones del trabajo realizado.
8. **LÍNEAS DE INVESTIGACIÓN:** Línea de investigación de la USB: Tecnologías actuales y Sociedad. Sub línea de Facultad de Ingeniería: Procesamiento Digital de Señales. Campo investigativo del programa: Diseño de Sistemas de Sonido.
9. **FUENTES CONSULTADAS:** A. Azzali, A. Bellini, A. Farina, E. Ugolotti "Design and implementation of Psychoacoustics Equalizer for Infotainment" DSP application day. S.T. Neely, J.B. Allen, "Invertibility of a room impulse response", Journal of the Audio Engineering Society. A. Farina, G.Cibelli, A. Bellini, "AQT – A New Objective Measurement of the Acoustical Quality of Sound Reproduction in Small Compartments", AES 110<sup>th</sup>. E. Ugolotti, G. Gobbi, A. Farina, "IPA – A subjective Assessment Method of Sound Quality of Car Sound System" AES 110<sup>th</sup>. Ferreira, Aníbal J. S.; Leite, António; Pinto, Francisco; Rocha, Ariel F, "Adaptive Audio Equalization of Rooms Based on a Technique of Transparent Insertion of Acoustic Probe Signals", AES 120<sup>th</sup>.
10. **CONTENIDOS:** Los sistemas electroacústicos intentan reproducir una señal de audio en los oídos del oyente de la forma más precisa posible. Para este fin, los componentes individuales del sistema son diseñados para minimizar los errores de respuesta en frecuencia, el ruido y todo tipo de distorsión lineal y no lineal. A pesar de los numerosos desarrollos en los componentes individuales del sistema, se presenta todavía un problema importante: la interacción entre el sistema electroacústico y la sala. Las reflexiones producidas en un recinto alteran el comportamiento de la señal original reproducida por un sistema electroacústico, creando cambios indeseados en ésta que se traducen en la reducción del confort sonoro y en una percepción inadecuada. Al realizar una caracterización estática de la respuesta de un recinto se ignora la influencia de las reflexiones tempranas, el comportamiento transitorio de la mayoría de las señales sonoras, el enmascaramiento por frecuencia y el enmascaramiento temporal. Resulta necesario, por tanto, utilizar un método de caracterización que refleje el comportamiento dinámico del sistema electroacústico en el recinto y su influencia en la percepción del oyente, y posteriormente aplicar sus resultados en un método que logre mejorar la calidad sonora mediante la solución de los problemas acústicos y psicoacústicos encontrados.
11. **METODOLOGÍA:** Es de carácter empírico analítico, con base en el diseño y la implementación de un método alternativo de ecualización de sistemas electroacústicos en recintos.
12. **CONCLUSIONES:** El método de ecualización propuesto posee grandes ventajas con respecto a los métodos tradicionales gracias a que tiene la capacidad de ecualizar picos o valles con anchos de banda muy estrechos y con variaciones abruptas de nivel. Por otra parte, éste método ayuda a compensar las irregularidades formadas en la respuesta transitoria de las señales reproducidas mientras que los métodos tradicionales únicamente toman en cuenta el estado estable del campo sonoro. Las pruebas subjetivas del método de ecualización desarrollado llevan a concluir que en un entorno común, con equipos electroacústicos de calidad media, el confort acústico no se ve alterado positiva ni negativamente por la implementación del proceso mencionado. El análisis espectral de la respuesta del sistema después de la implementación del ecualizador revela una mejora en el balance tonal de las señales reproducidas en general. Sin embargo, también es posible evidenciar la aparición de nuevos elementos indeseados agregados por el filtro en algunos intervalos del espectro. Éstos elementos indeseados pueden deberse a distintos factores tales como el método de suavizado de curva en la respuesta en frecuencia del sistema parlante-recinto. El diseño de filtros arbitrarios a partir de respuestas al impulso de gran longitud espectral y alto orden resulta inadecuado debido a la alta carga de procesamiento que ello conlleva, se recomienda utilizar un algoritmo de decimación espectral que permita reducir considerablemente la longitud de dicha respuesta sin producir cambios en la calidad sonora de la señal.

DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN MÉTODO ALTERNATIVO DE  
ECUALIZACIÓN DE SISTEMAS ELECTROACÚSTICOS EN RECINTOS

ALESSANDRO ROMERO ZUBOVA

UNIVERSIDAD DE SAN BUENAVENTURA  
FACULTAD DE INGENIERÍA  
INGENIERIA DE SONIDO  
BOGOTÁ  
FEBRERO DE 2012

DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN MÉTODO ALTERNATIVO DE  
ECUALIZACIÓN DE SISTEMAS ELECTROACÚSTICOS EN RECINTOS

ALESSANDRO ROMERO ZUBOVA

Proyecto de Grado  
Para optar al título de Ingeniero de Sonido

UNIVERSIDAD DE SAN BUENAVENTURA  
FACULTAD DE INGENIERÍA  
INGENIERÍA DE SONIDO  
BOGOTÁ  
FEBRERO DE 2012

## CONTENIDO

	Pág.
GLOSARIO	5
INTRODUCCIÓN	7
1. PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA	7
1.1 ANTECEDENTES	9
1.2 DESCRIPCIÓN Y FORMULACIÓN DEL PROBLEMA	12
1.3 JUSTIFICACIÓN	13
1.4 OBJETIVOS	13
1.5 ALCANCES Y LIMITACIONES	14
2. METODOLOGÍA	15
2.1 ENFOQUE DE LA INVESTIGACIÓN	13
2.2 LINEA DE INVESTIGACIÓN	16
2.3 TECNICAS DE RECOLECCIÓN DE INFORMACION	16
2.4 HIPÓTESIS	17
3 MARCO DE REFERENCIA	17
3.1 MARCO TEÓRICO-CONCEPTUAL	17
3.2 DIAGRMA DE BLOQUES DEL SISTEMA	35

4. DESARROLLO INGENIERIL	36
4.1. MÉTODO DE ANÁLISIS DE LA RESPUESTA AL IMPULSO DE UN RECINTO.	36
4.2. INVERSIÓN DE LA RESPUESTA DEL SISTEMA	47
4.3. IMPLEMENTACIÓN DEL FILTRO INVERSO EN UNA TARJETA DSP TI C6713.	51
4.4. EVALUACIÓN SUBJETIVA DEL ALGORITMO DE INVERSIÓN	52
5. PRESENTACIÓN Y ANÁLISIS DE RESULTADOS	60
5.1. PAUTAS GENERALES	60
5.2. IMPLEMENTACIÓN DEL ALGORITMO DE INVERSIÓN EN UN CASO REAL.	61
5.3. EVALUACIÓN SUBJETIVA DESEMPEÑO MEDIANTE ENCUESTA Y ANÁLISIS	66
6. CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES	92
7. BIBLIOGRAFÍA	94
8. ANEXOS	86

## GLOSARIO

**ACÚSTICA:** Rama de la física que estudia el sonido, el infrasonido y el ultrasonido.

**CONVOLUCIÓN:** operador matemático que transforma dos funciones en una tercera función.

**DFT:** Transformada Discreta de Fourier, la cual permite la transformación de una función discreta del dominio del tiempo al dominio de la frecuencia.

**Espectrograma:** Representación del contenido espectral de una señal en función del tiempo.

**DSP:** Procesamiento digital de señales, sistema basado en un procesador que posee un juego de instrucciones, un hardware y un software optimizados para aplicaciones que requieran operaciones numéricas a muy alta velocidad.

**ECUALIZACIÓN:** Procesamiento de señales de audio, el cual busca modificar su contenido espectral.

**ENMASCARAMIENTO AUDITIVO:** Fenómeno psicoacústico que produce una reducción en la percepción de un sonido en presencia de otro.

**FFT:** Transformada Rápida de Fourier, la cual permite la transformación de una función del dominio del tiempo al dominio de la frecuencia de una forma eficiente.

**FILTRO:** Proceso sobre una señal que permite la atenuación o acentuación de ciertas frecuencias determinadas por sus coeficientes.

**IDFT:** Transformada inversa discreta de Fourier, la cual permite el cambio del dominio de la frecuencia al dominio del tiempo de una señal discreta.

PSICOACÚSTICA: Estudio de la comprensión sonora de parámetros acústicos subjetivos.

RESPUESTA AL IMPULSO: Respuesta de un sistema en el dominio del tiempo, usualmente descrita como la respuesta del sistema a un impulso unitario.

RESPUESTA EN FRECUENCIA: Análogo en el dominio de la frecuencia de la respuesta al impulso.

SINE SWEEP: Señal con variación instantánea de potencia.

SISTEMA ELECTROACÚSTICO: Dispositivo que convierte energía eléctrica en acústica y viceversa.

SISTEMA LTI: Sistema lineal e invariante en el tiempo que cumple el principio de superposición.

## INTRODUCCIÓN

Los sistemas electroacústicos intentan reproducir una señal de audio en los oídos del oyente de la forma más precisa posible. Para este fin, los componentes individuales del sistema son diseñados para minimizar los errores de respuesta en frecuencia, el ruido y todo tipo de distorsión lineal y no lineal. A pesar de los numerosos desarrollos en los componentes individuales del sistema, se presenta todavía un problema importante: la interacción entre el sistema electroacústico y la sala.

De este modo, un sistema electroacústico interactúa con un factor de comportamiento impredecible en un principio, el ambiente del recinto. Los parlantes irradian energía en varias direcciones, no solo en dirección del oyente, de modo que se producen reflexiones provenientes de las paredes, suelo y techo, así como de otros elementos presentes en el lugar, estas se combinan con la señal original en el receptor haciendo que distintas características de la señal original se desequilibren, alterando la percepción de esta. Además, los cambios en la percepción de la señal sonora serán diferentes para cada punto de la sala donde puede encontrarse el oyente.

El primer paso en la mejora del confort sonoro es la ecualización de la respuesta de presión acústica en el dominio de la frecuencia, para la cual se realiza una caracterización estática del comportamiento del sistema, determinando los niveles de energía recibidos por bandas y comparándolos con la composición energética de la señal original, en un tiempo de integración determinado, de modo que pudieran compensarse las coloraciones indeseadas en la señal.

Sin embargo, éste método de caracterización estática pasa por alto muchos parámetros de la respuesta del comportamiento de señales dinámicas como lo son la música y el habla humana, haciendo que tal método sea inefectivo. Por tanto, resulta necesaria una caracterización dinámica del conjunto formado por el sistema electroacústico y el recinto en que este se encuentre, a fin de conocer las características acústicas y psicoacústicas que se ven alteradas por los factores anteriormente mencionados y pueda buscarse un método de ecualización apropiado que logre compensar los efectos indeseados del recinto sobre la señal.

Con este trabajo se diseñará e implementará un método de corrección que logre mejorar el confort acústico y la percepción del oyente mediante el uso de un proceso digital basado en una caracterización dinámica de la respuesta del sistema parlante-recinto, teniendo en cuenta factores acústicos y psicoacústicos. Posteriormente se realizará un análisis del comportamiento del proceso digital desarrollado mediante mediciones con métodos reconocidos y pruebas subjetivas de percepción utilizando procedimientos reconocidos en este campo de investigación.

## 1. PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA

### 1.1 ANTECEDENTES

Desde la aparición de los primeros sistemas electroacústicos, se ha estudiado el comportamiento de éstos y como éstos interactúan con otros elementos presentes, como por ejemplo el recinto en que son ubicados. Uno de los primeros factores de los cuales pudo tenerse conciencia fue la influencia de las reflexiones sobre la señal acústica reproducida por un parlante y la percepción de un oyente ubicado en un lugar determinado.

Con el tiempo se plantearon métodos para corregir las coloraciones indeseadas en la señal percibida, utilizando una caracterización estática del comportamiento del sistema mediante la ecualización de los niveles de presión sonora en el dominio de la frecuencia.

Poco más de 30 años atrás fue posible comenzar a analizar el comportamiento del sistema de una manera dinámica, donde se tuvieran en cuenta las características dinámicas de la música y el habla, así como de los fenómenos acústicos y psicoacústicos omitidos en la caracterización estática establecida anteriormente. Con el auge del procesamiento digital de señales, fue posible la implementación de procesos cada vez más complejos que se ajustaran de manera más correcta posible a tales necesidades.

El primer acercamiento a una caracterización dinámica fue realizado en 1979 por I. Adami, y F. Liberatore en el cual se estudió la inversibilidad de la respuesta de un

recinto<sup>1</sup> y unos años después se aplicó en un método de análisis denominado AQT o Audio Quality Test (Prueba de calidad de audio). Dicho método consistió en la reproducción y captura de la respuesta de ráfagas de tonos puros durante cortos periodos de tiempo, permitiendo un análisis del comportamiento estacionario y transitorio del sistema parlante-recinto en todo el espectro audible, y posteriormente conocer la influencia de las sumas y cancelaciones en la señal original producidas por las reflexiones y la presencia o no de enmascaramiento.<sup>2</sup>

En 1988 fue posible realizar la implementación en tiempo real de un ecualizador digital basado en la técnica de transformación de Fourier, demostrado por Barry D. Kulp. Para la época, una ecualización basada en convolución requería una capacidad de procesamiento inalcanzable, sobre todo a medida que la longitud de la respuesta aumentara. La técnica de transformada de Fourier redujo en gran medida la alta carga computacional y permitió que dicho proceso se realizara en tiempo real<sup>3</sup>.

Para 1990, con la aparición de sistemas de procesamiento de señales más avanzados, se crearon varios métodos digitales distintos de ecualización, todos basados en filtros digitales adaptativos. “Es importante notar que el termino filtro adaptativo no está restringido a aplicarse únicamente a filtros continuamente ajustables, sino que se refiere mas generalmente a filtros sintetizados a partir de datos medidos”<sup>4</sup>. Estos filtros adaptativos podían dividirse en dos tipos de acuerdo a su método de cálculo: Los filtros de dominio en frecuencia y los filtros de

---

<sup>1</sup> I. ADAMI, F. LIBERATORE, “La messa a punto del sistema Diffusori-Ambiente” – Acustica Applicata srl, Via Roma 79, Gallicano – Lucca - Italy (fabiolib@skylink.it).

<sup>2</sup> D. ZINGANI, I. ADAMI, F. LIBERATORE – Sound Analyzer v. 4.0a - Acustica Applicata srl, Via Roma 79, Gallicano – Lucca, Italy.

<sup>3</sup> KULP, Barry D. “Digital Equalization using Fourier Transform Techniques”, AES, 1988.

<sup>4</sup> GENEUX, Ronald P. “Adaptive Loudspeaker Systems: Correcting for the Acoustic Environment”. AES, 1990

dominio en tiempo. Para la época también se tenía conciencia de la influencia psicoacústica de las reflexiones en la percepción humana.

En 1992 se presentó un artículo describiendo un sistema de ecualización estéreo de alta fidelidad para ecualizar la respuesta al impulso de recintos y parlantes en el área del oyente utilizando un nuevo método de medición e implementando un solo chip DSP por canal. Fue posible utilizar respuestas al impulso de hasta un segundo a bajas frecuencias. Se discutieron además los requerimientos psicoacústicos para obtener resultados subjetivamente satisfactorios<sup>5</sup>.

Durante el resto de la década de 1990 no hubo avances teóricos significativos en este campo. Se buscaron maneras de optimizar los métodos ya existentes, de hacerlos menos costosos y más accesibles, y se dio explicación a muchos de los problemas que surgieron con tales procesos.

En 1999 se plantea un nuevo método de ecualización<sup>6</sup>, donde se introduce el uso de una configuración de función objetivo y el pre procesamiento necesario en el diseño de filtros de ecualización compatibles con la acústica del recinto y la psicoacústica. Se introduce además el suavizado por banda de la curva en el espectro, reduciendo la carga de procesamiento.

En el año 2002 fue publicado un artículo en el cual se realiza un análisis de las técnicas de filtro inverso aplicadas a ecualización de recintos y equipos electroacústicos. Se formuló que uno de los mayores problemas era el uso de respuestas al impulso de fase no mínima, los cuales generaban un comportamiento

---

<sup>5</sup> CRAVEN, Peter. GERZON, Michael. "Practical Adaptive Room and Loudspeaker equalizer for Hi-Fi use". AES, 1992.

<sup>6</sup>JOHANSEN, Lars. RUBAK, Per. "Target Functions and Preprocessing Techniques in Digital equalization design" AES 106<sup>th</sup>. 1999

---

distintivamente audible, mostrando que los filtros inversos pueden degradar la señal en lugar de mejorarla. Tales problemas dependen de las características del filtro y del método de calcular su inverso<sup>7</sup>.

Un avance significativo se dio en año 2006 cuando se planteó un método ecualización adaptativa continua mediante la inserción de señales “sonda” en la señal reproducida; éste método se basó en el fenómeno del enmascaramiento, inyectando estas señales de prueba en la señal de audio reproducida sin que el oyente la percibiera, capturándola y analizándola en tiempo real y aplicando los resultados al sistema en funcionamiento.<sup>8</sup>

En 2008, se realizó una aplicación de varios conceptos conocidos anteriormente con procesadores DSP de baja capacidad computacional. Se aplicó el método de suavizado de curva con el fin de mantener una respuesta más uniforme en todo el recinto, la fase del filtro fue reducida al mínimo y se implementó el método de curva de respuesta objetivo en frecuencia.<sup>9</sup>

## 1.2 DESCRIPCIÓN Y FORMULACIÓN DEL PROBLEMA

Las reflexiones producidas en un recinto alteran el comportamiento de la señal original reproducida por un sistema electroacústico, creando cambios indeseados en ésta que se traducen en la reducción del confort sonoro y en una percepción inadecuada. ¿Cómo mejorar la respuesta y el confort sonoro de un sistema

---

<sup>7</sup> NORCROSS, Scott G, SOULODRE, Gilbert A, LAVOIE, Michael C, “Evaluation of Inverse Filtering Techniques for Room/Speaker Equalization”, AES, 2002.

<sup>8</sup> FERREIRA, Aníbal J. S.; LEITE, António; PINTO, Francisco; ROCHA, Ariel F, “Adaptive Audio Equalization of Rooms Based on a Technique of Transparent Insertion of Acoustic Probe Signals”, AES 120th convention, 2006.

<sup>9</sup> M. BINELLI, A. FARINA, “Digital equalization of automotive sound systems employing spectral smoothed FIR filters”, AES 125th Convention Paper, San Francisco 2008.

electroacústico en un recinto mediante un método de ecualización adaptativa basada en fenómenos acústicos haciendo uso de procesamiento digital?

### **1.3 JUSTIFICACIÓN**

Al realizar una caracterización estática de la respuesta de un recinto se ignora la influencia de las reflexiones tempranas, el comportamiento transitorio de la mayoría de las señales sonoras, el enmascaramiento por frecuencia y el enmascaramiento temporal. Resulta necesario, por tanto, utilizar un método de caracterización que refleje el comportamiento dinámico del sistema electroacústico en el recinto y su influencia en la percepción del oyente, y posteriormente aplicar sus resultados en un método que logre mejorar la calidad sonora mediante la solución de los problemas acústicos y psicoacústicos encontrados.

### **1.4 OBJETIVOS DE LA INVESTIGACIÓN.**

#### **1.4.1 Objetivo general**

Diseñar e implementar un proceso digital de ecualización adaptativa para sistemas electroacústicos en recintos.

#### **1.4.2 Objetivos específicos**

1) Determinar los parámetros acústicos y psicoacústicos que influyen en la calidad sonora y la percepción de fuentes electroacústicas en recintos medianos y pequeños y definir el método más apropiado para la medición y evaluación de estos.

- 2) Desarrollar un método de ecualización que corrija los parámetros determinados anteriormente mediante la aplicación de la inversión de la respuesta del recinto mediante el uso del software Matlab.
- 3) Llevar a cabo el montaje del método de ecualización en una tarjeta DSP Texas Instruments TMS320C6713.
- 4) Implementar el método de ecualización en un recinto bajo condiciones reales.
- 5) Evaluar el comportamiento del sistema electroacústico en el recinto y comparar los resultados anteriores y posteriores a la implementación del proceso mediante el método determinado anteriormente.
- 6) Realizar una prueba donde personas comunes puedan evaluar subjetivamente la mejora (o desmejora) del confort sonoro del recinto y recolectar tal información mediante una encuesta diseñada con tal propósito.
- 7) Realizar un análisis estadístico de los resultados obtenidos de la encuesta.

## **1.5 ALCANCES Y LIMITACIONES DEL PROYECTO**

Sería posible la implementación del método adaptativo de ecualización de costo accesible para el consumidor promedio y por tanto la posible comercialización de éste. Dicho producto podría llegar a ser usado en lugares como auditorios, automóviles, bares, estudios caseros, salas de entretenimiento, aulas, congregaciones y demás sitios donde puedan presentarse los problemas tratados anteriormente.

El proyecto podría verse limitado por el alto conocimiento matemático y de señales y sistemas requerido en algunos procesos de alta complejidad, obligando al autor a remitirse a métodos menos complejos y probablemente menos efectivos.

## **2. METODOLOGIA**

### **2.1 ENFOQUE DE LA INVESTIGACIÓN**

El propósito de este proyecto es el desarrollo y la evaluación de métodos de análisis y corrección de sistemas para el desarrollo de nuevas tecnologías en el campo de sistemas de sonido; por tanto, el enfoque de la investigación es Empírico-analítico.

### **2.2 LÍNEA DE INVESTIGACIÓN**

Tecnologías actuales y sociedad: Puesto que la investigación tiene la finalidad de desarrollar herramientas de análisis novedosas y actuales, con el objetivo de innovar hacia el futuro.

#### **Sub línea de Investigación**

Procesamiento Digital de Señales: El objetivo de este proyecto es estudiar el comportamiento de sistemas electroacústicos mediante el procesamiento digital de señales con el fin de comprender y desarrollar nuevas tecnologías en ese campo.

## **Campo de Investigación**

Diseño de sistemas de sonido: Este proyecto se enfoca al estudio del comportamiento y desarrollo de métodos electroacústicos con el fin de la mejora y reinención de los existentes.

### **2.3 TÉCNICAS DE RECOLECCIÓN DE INFORMACIÓN**

Se utilizará el método AQT2 propuesto por A. Farina, G. Cibelli y A. Bellini<sup>10</sup> con el fin de realizar una caracterización dinámica del sistema con el método de ecualización implementado y se comparará con los resultados obtenidos antes de esta. Tal prueba demostrará la funcionalidad del proceso utilizado mediante el análisis del sistema en sus estados transitorio y estacionario, así como del análisis de los fenómenos psicoacústicos como enmascaramiento y espacialidad percibida.

Se llevará a cabo una corroboración subjetiva de los resultados mediante el método Index of Performance Acoustic o IPA<sup>11</sup>, que consiste básicamente en una encuesta formada por un grupo de preguntas evaluadas en valores de 1 a 5 en las que se busca obtener la percepción subjetiva ponderada de las personas utilizadas con tal fin.

---

<sup>10</sup> A. Farina, G. Cibelli, A. Bellini, “AQT – A New Objective Measurement Of The Acoustical Quality Of Sound Reproduction In Small Compartments”, AES 110th Convention Paper, Amsterdam 2001

<sup>11</sup> E. Ugolotti, G. Gobbi, A. Farina, “IPA – A subjective Assessment Method of Sound Quality of Car Sound System” AES 110th Convention Paper, Amsterdam 2001

## **2.4. HIPÓTESIS**

Será posible el diseño e implementación de un método de ecualización adaptativo que se base en una caracterización dinámica del sistema, de modo que puedan corregirse las características acústicas y psicoacústicas indeseadas.

## **3. MARCO DE REFERENCIA**

### **3.1. MARCO TEORICO-CONCEPTUAL**

En principio, la ecualización es un proceso a través del cual se manipula el comportamiento en amplitud de un rango de frecuencias determinado en una señal. Por otro lado, un sistema de ecualización adaptativo es capaz de recibir datos de alguna manera, analizarlos y aplicar un procesamiento en función de los datos recibidos, en este caso mediante procesamiento digital de señales.

Como se sabe, el principal objetivo de la ecualización es aumentar el confort sonoro y hacer la respuesta lo más cercana posible a la original en un punto determinado, cosa que puede no resultar cierta en otros puntos donde pudiera ubicarse el receptor. Para obtener resultados favorables es necesario, antes que todo, realizar una acertada caracterización acústica del medio.

El primer procedimiento en la búsqueda de aumentar el confort sonoro consiste en ecualizar la presión sonora en el dominio de la frecuencia, lo cual se lleva a cabo mediante la inversión del nivel de presión sonora medido. De modo que se lleva a cabo una caracterización estática del sistema. Sin embargo, señales como el habla

humana y cualquier tipo de música poseen comportamientos muy dinámicos, haciendo que sea necesario buscar otro tipo de análisis.

### 3.1.1. Procesos de ecualización

La ecualización de un sistema parlante-recinto en un único punto se modela por un proceso de filtrado en el que la señal es modificada por dos filtros: el primero representa la función de transferencia de la combinación parlante-recinto, y la segunda, el sistema de ecualización.

A continuación se presenta un diagrama de bloques de un filtro de ecualización combinado con la reproducción de una señal electroacústica:

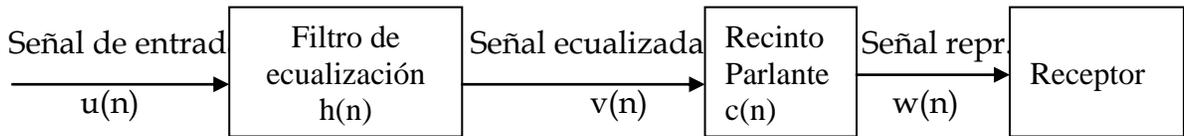


Figura 1. Diagrama de bloques de un filtro de ecualización y el sistema parlante-recinto.

El proceso de filtrado se representa en la siguiente ecuación:

$$w(n) = c(n) * h(n) * u(n)$$

Donde \* representa el operador de convolución lineal y

$u(n)$  = señal de entrada en muestras

$h(n)$  = respuesta al impulso del filtro de ecualización

$c(n)$  = respuesta al impulso de la combinación parlante-micrófono-recinto

$w(n)$  = señal reproducida

$n$  = número de muestras representando los incrementos en tiempo.

La ecuación muestra que el comportamiento en el dominio del tiempo de la señal reproducida es la respuesta al impulso original del sistema parlante-recinto después de haber sido procesada en el tiempo por convolución con el filtro de ecualización. A menos que el filtro de ecualización actúe para reducir los efectos de la reverberación, este filtro solo extenderá y complicará la respuesta al impulso resultante. Este efecto de alargamiento en el tiempo puede causar problemas en el dominio del tiempo si el filtro de ecualización posee una respuesta al impulso muy larga en el tiempo.

El proceso de ecualización puede ser examinado desde el dominio de la frecuencia. En este caso los valores espectrales de la Transformada Discreta de Fourier (DFT) son usados para obtener un mejor entendimiento y simplificar el proceso. Este proceso es útil, pero tiene la complicación de que la DFT es un proceso basado en bloques, lo cual causa que la convolución que modela sea circular y no lineal.

Esta diferencia puede llevar a consecuencias importantes, así que las longitudes de los bloques se utilizan para minimizarlas. Cuando la longitud de un bloque es escogida como una potencia de 2, la DFT es reemplazada por una implementación más eficiente, la Transformada Rápida de Fourier (FFT).

Las variables de la ecuación son transformadas por la DFT en las siguientes variables complejas:

$U(k) = \text{DFT}(u(n))$  = Valores espectrales de la señal de entrada

$H(k) = \text{DFT}(h(n))$  = Respuesta espectral del filtro de ecualización

$C(k) = \text{DFT}(c(n))$  = Respuesta espectral de la combinación parlante-recinto-micrófono

$V(k) = \text{DFT}(v(n)) =$  Espectro de la señal ecualizada que va al sistema de  
amplificación

$W(k) = \text{DFT}(w(n)) =$  Espectro de la señal reproducida

Donde  $k$  es el índice de frecuencia que va desde el rango de 0 a 44800 Hz.

En el dominio de la frecuencia el proceso es una simple relación de multiplicación:

$$W(k) = C(k)H(k)U(k).$$

La magnitud y fase para las funciones de transferencia adecuadas son derivadas de las partes reales e imaginarias de estas variables.

### **3.1.2. La ecualización tradicional**

Tradicionalmente, la ecualización se ha logrado mediante arreglos de filtros análogos de primer y segundo orden para empatar la magnitud en el estado estable de la función de transferencia del parlante-recinto a una respuesta en frecuencia objetivo. Se han usado principalmente dos tipos de técnicas. La primera consiste en el uso de filtros de fracciones de octava, generalmente de un tercio, combinado con un analizador de espectro de ancho de banda similar. La segunda técnica es el uso de filtros paramétricos, que poseen frecuencias centrales y anchos de banda variables. En esta situación el método de análisis espectral usa anchos de banda variables para empatar las capacidades del ecualizador paramétrico.

Ya que la función de transferencia del sistema parlante-recinto es mucho más compleja que los filtros de análisis y ecualización, el efecto de este tipo de ecualización es modelarlo de manera superficial a la respuesta objetivo. Este método tiene la ventaja de generar filtros con funciones de respuesta al impulso cortas, lo cual significa que son menos propensos a generar problemas en el

dominio del tiempo que los mucho más complejos filtros usados para la reducción de los efectos de la reverberación. Sin embargo, como desventaja, este método no permite la remoción de todas las características indeseadas que aporta el recinto. En el método utilizado generalmente se usa una ecualización de fase mínima, que fuerza a que la respuesta al impulso del filtro de ecualización sea casual, teniendo cero elementos en el intervalo de tiempo antes del instante cero de retraso. Esta propiedad de fase mínima reduce la sensibilidad del oyente a los desajustes producidos por entre la respuesta del cuarto y el ecualizador debido a que los errores quedan adelantados en el tiempo, haciendo que sean enmascarados y por tanto menos audibles.

Un proceso de ecualización que aplanar la respuesta de un tercio de octava no remueve la mayoría de las desviaciones producidas por el recinto. La curva de respuesta de aproximación de un tercio de octava tiene una magnitud que varía suavemente con la frecuencia, mientras que la respuesta parlante-recinto tiene una curva de magnitud contra frecuencia con cientos de valles y picos de ancho de banda muy estrecho. Esto puede evidenciarse en la siguiente figura:

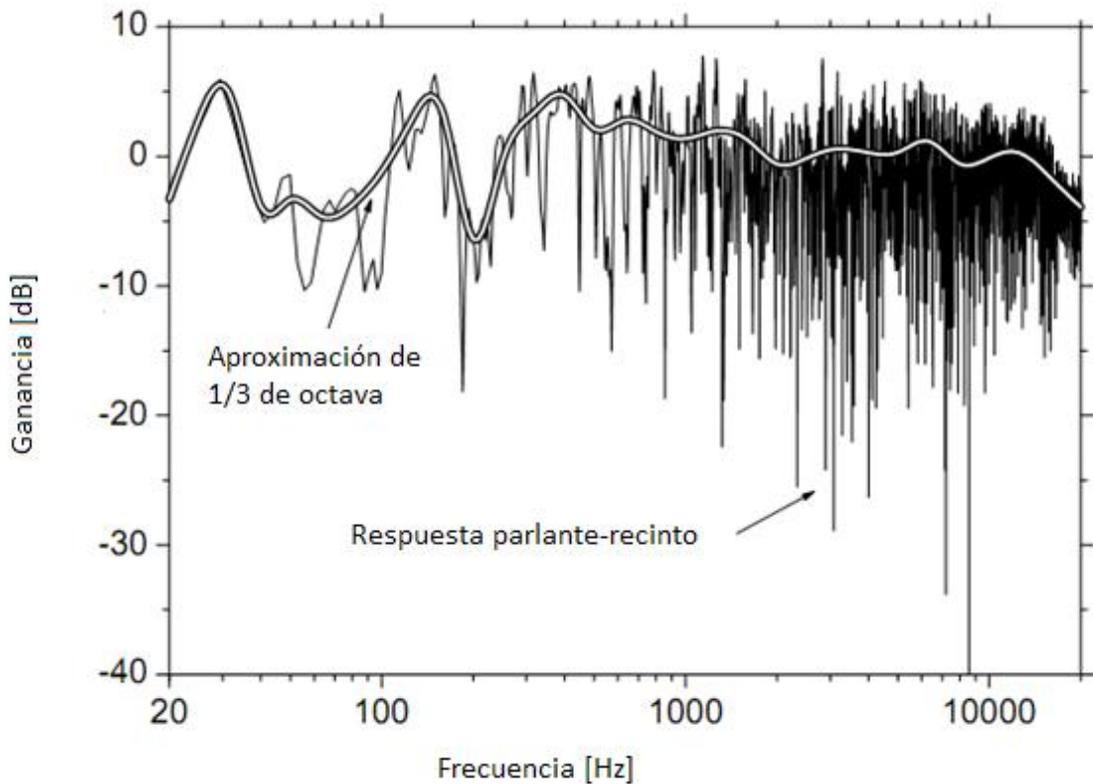


Figura 2. Comparación de magnitud espectral de la combinación parlante-recinto y su simplificación de un tercio de octava.<sup>12</sup>

La diferencia entre la complejidad y la duración de la respuesta entre el filtro de ecualización y la respuesta parlante-recinto tiene importantes efectos en el desempeño de la ecualización. Como se menciona anteriormente, la simplicidad de la función de ecualización reduce la probabilidad de que cualquier desajuste entre la ecualización y la respuesta del parlante-recinto tenga consecuencias adversas en el dominio del tiempo. La desventaja del método tradicional es que las respuestas en frecuencia y tiempo son muy diferentes a una simple función de transferencia de retraso en el tiempo. Los métodos tradicionales de ecualización funcionan bien

<sup>12</sup> FIELDER, Louis D. “Analysis of Traditional Reverberation-Reducing Methods of Room Equalization”, AES, 2003, pág. 5.

para sonidos en estado estable, pero la inhabilidad de corregir efectos en el dominio del tiempo limita significativamente su efectividad para señales variables en el tiempo.

### **3.1.3. AQT - Audio Quality Test**

El AQT o Audio Quality Test, es un método cuyo objetivo es realizar una caracterización dinámica del sistema mediante la medición de los ataques y relajaciones medidos. Consiste en la generación de una señal de prueba especial, la cual ha de ser reproducida en el recinto que será analizado. Esta señal consiste en una repetición de ráfagas sinusoidales de una longitud de 200 ms, separadas 66 ms entre sí. La frecuencia aumenta un poco después de cada ráfaga, con aumentos de 2Hz comenzando desde 20 Hz hasta 300 Hz, después el aumento se vuelve de 4 Hz hasta los 1000Hz y posteriormente aumenta exponencialmente por encima de 1 khz y hasta 20 kHz<sup>13</sup>.

### **3.1.4. Implicaciones acústicas**

Los dos principales fenómenos acústicos relacionados con la reproducción de señales sonoras en un recinto son las reflexiones tempranas y las ondas estacionarias:

Las reflexiones tempranas son efectos producidos debido a la propagación sonora en el ambiente cercano. En un recinto donde un parlante omnidireccional reproduce un impulso desde  $t=0$  y hay un micrófono actuando como receptor, la onda llega a las paredes y al suelo y techo, impacta en ellos y vuelve, la onda que regresa se define como reflexión.

---

<sup>13</sup>A. FARINA, G.CIBELLI , A. BELLINI, “AQT – A New Objective Measurement Of The Acoustical Quality Of Sound Reproduction In Small Compartments”, AES 110th Convention Paper, Amsterdam 2001

Desde este punto es posible hacer una diferenciación entre dos tipos de reflexiones:

Primero es posible encontrar las reflexiones tempranas que son frentes de onda que llegan al receptor después de una sola reflexión con una superficie. Debido a que el camino que recorren es menor, llegan antes al receptor.

El otro grupo está compuesto por la onda que después de varias reflexiones llega al receptor. Estas representan la cola reverberante en la respuesta al impulso del lugar y pudieron haberse reflejado cientos de veces antes de llegar, el análisis de éste cola reverberante sólo es útil cuando se le observa desde el punto de vista energético.

El tiempo de llegada de las reflexiones tempranas depende del tamaño del recinto donde se realice la práctica. En recintos grandes, las primeras reflexiones llegan de 50 ms a 100 ms después de la señal directa, mientras que en salas chicas las primeras reflexiones podrían encontrarse fácilmente entre los primeros 10ms y 50ms. El primer caso resulta positivo para la percepción mientras que el segundo caso la degrada debido a que llega mientras la señal directa aun está siendo integrada por el oído. Este efecto varía dependiendo de la relación de energía existente entre la señal directa y la reflejada.

El siguiente factor a tener en cuenta son los modos del lugar, los cuales modifican de forma radical la respuesta armónica del sistema, efecto que es posible notar más fácilmente en frecuencias bajas y depende además de la posición del receptor. Los modos de la sala pueden ser calculados de la siguiente manera:

$$f=c / (n * L)$$

Donde  $c$  es la velocidad de propagación del sonido,  $L$  la longitud del eje tomado y  $n$  el orden de la resonancia.

### **3.1.5. Implicaciones psicoacústicas**

La calidad subjetiva de un sistema parlante-recinto ecualizado depende de la habilidad del oyente para detectar desviaciones con respecto a una respuesta ideal. Básicamente, un oyente es consciente de un componente sonoro en una señal de audio si éste es audible por sí mismo y no es enmascarado por otros sonidos. La habilidad de detección del oyente varía en gran medida con el tipo de señal de audio combinada con las características temporales y espectrales de la función de transferencia.

Las funciones de transferencia han de ser examinadas con respecto a las propiedades de detección temporal y espectral del oído. Como no existe un modelo de detección temporal y espectral unificado, se deberá adaptar la información de situaciones de enmascaramiento simples para crear una colección de criterios que evalúe la efectividad de la ecualización.

Además de los efectos acústicos producidos por las reflexiones tempranas de una sala, es posible reconocer los efectos psicoacústicos generados por éstas, sobre todo en recintos de tamaño reducido donde la energía acústica se concentra en un tiempo muy corto. Tales efectos pueden ser subdivididos en tres: el efecto Haas, el enmascaramiento y la pérdida de sensación espacial.

Como se sabe, las reflexiones tempranas son reflexiones que poseen alta energía y que llegan al oído humano unos cuantos milisegundos después de la señal directa.

En este breve lapso de tiempo, el oído humano integra todos los datos percibidos con el fin de generar una única sensación, efecto en el cual se basa la estereofonía ya que ayuda a ubicar la fuente en un punto determinado a partir de un sistema de dos canales. El efecto de integración mencionado se conoce como efecto Haas y con métodos experimentales se ha determinado que este tiempo equivale a 25 ms. Este efecto puede llegar a ser beneficioso así como perjudicial para la calidad sonora dependiendo de la intensidad de la reflexión y el retardo de llegada.

El ambiente en el cual se escuche desempeña un papel importante en la percepción de calidad de reproducción. Las reflexiones de baja energía mejoran la calidad sonora, mientras que las reflexiones de energía alta distorsionan la dinámica y la respuesta armónica de la señal original, y se daña cualquier intento de estereofonía debido a la presencia de dos señales altamente correlacionadas temporalmente muy cercanas entre sí. Esta influencia de las primeras reflexiones en la especialidad percibida puede ser calculada de forma objetiva con el IACC o coeficiente de correlación cruzada interaural. Este parámetro se define con la siguiente ecuación:

$$IACC = \max_{\tau} \left( \frac{\int_{t1}^{t2} P_{left}(\tau) \cdot P_{right}(t + \tau) dt}{\int_{t1}^{t2} P_{left}^2(\tau) \cdot P_{right}^2(t) dt} \right)$$

Donde  $-1ms < \tau < 1ms$ ,  $P_{left}/P_{right}$  son las presiones en los canales auditivos izquierdo y derecho,  $t1$  y  $t2$  son los tiempos de respuesta inicial y final.

El siguiente fenómeno que es necesario analizar es el enmascaramiento que puede definirse como “el proceso por el cual el umbral de audibilidad se ve elevado por

la presencia de un sonido enmascarante”<sup>14</sup>. Es posible definir dos tipos de enmascaramiento: el enmascaramiento por frecuencia y el enmascaramiento temporal.

El enmascaramiento por frecuencia se presenta cuando se reproduce un tono en presencia de otro tono de frecuencia ligeramente más baja. El umbral de audición del tono de frecuencia más alta se ve aumentado, haciéndolo casi inaudible en caso de tener la misma amplitud que el tono enmascarante. Éste fenómeno se debe al funcionamiento propio de la membrana basilar, en la cual cada área está dedicada a recibir un ancho de banda determinado; cuando una onda perturba la membrana en un punto, lo hace también en el área vecina excitando los nervios de ésta, lo cual reduce la percepción de frecuencias para ese ancho de banda vecino.

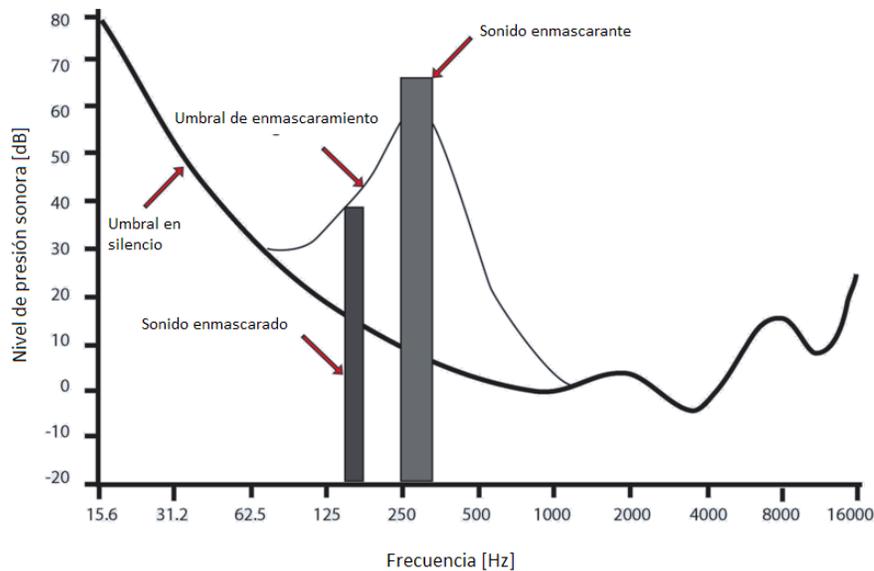


Figura 3. Gráfico de enmascaramiento espectral.<sup>15</sup>

<sup>14</sup> F. ALTON “The Master Handbook of Acoustics”, McGraw Hill, 2000.

<sup>15</sup> AVS Forum, “Audibility of bass distortion and spectral contamination”, 2010. Disponible en la Web: <http://www.avsforum.com/avs-vb/showthread.php?t=1246164>

El enmascaramiento temporal se basa en el enmascaramiento por frecuencia, adicionalmente tiene en cuenta los tiempos de inicio y final de los tonos. A su vez puede subdividirse en tres:

Pre-enmascaramiento: con reflexiones tempranas de orden inferior a los 25 milisegundos, es posible que un tono se vea enmascarado por otro tono que se reproducirá después debido al tiempo de integración del oído, durante ese periodo de tiempo el oído captura ambos frentes de onda incidentes sobre él y los interpreta como uno solo, dando la posibilidad de que el tono que llega después enmascare al tono presente.

El segundo tipo de enmascaramiento temporal es el simultáneo que consiste en el mismo enmascaramiento por frecuencia.

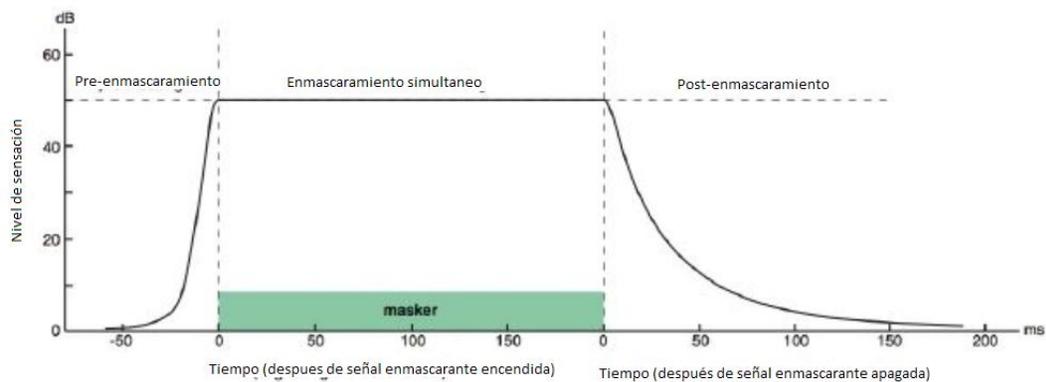


Figura 4. Gráfico de enmascaramiento temporal <sup>16</sup>

Por último se encuentra el post-enmascaramiento, el cual se produce cuando el tono de prueba decae después del final del tono enmascarante. La causa de esto es que después de un tono, el oído necesita una cantidad de tiempo para recuperar su

<sup>16</sup> JEHAN, Tristan, “Creating Music by Listening”, 205. Disponible en la Web: <http://web.media.mit.edu/~tristan/phd/dissertation/chapter3.html>

sensibilidad por completo, efecto que se evidencia de mayor manera en frecuencias bajas.

### **3.1.6. Filtros adaptativos**

La mayoría de métodos de ecualización adaptativa se basan en filtros de respuesta al impulso finita o abreviadamente FIR. Estos son uno de los dos tipos principales de filtros digitales usados en el procesamiento digital de señales, junto a los IIR o filtros de respuesta al impulso infinita.

La respuesta al impulso se considera finita porque no existe retroalimentación en el filtro. Tienen además la ventaja de tener fase lineal, lo cual es necesario para el estudio que se realiza, son fáciles de implementar debido a que en la mayoría de procesadores digitales, el cálculo de estos puede ser hecho repitiendo una misma instrucción.

Los filtros adaptativos podrían ser subdivididos en dos tipos: los filtros adaptativos continuos y los filtros adaptativos no continuos, los filtros adaptativos continuos reciben información la procesan y cambian sus propiedades y comportamiento en tiempo real en función de la respuesta capturada, su elaboración es más compleja y su comportamiento resulta ser mucho más versátil debido a que se adaptan a cualquier cambio en el ambiente. Los filtros adaptativos no continuos basan sus operaciones en mediciones realizadas con anterioridad, tienen como ventaja la relativamente baja capacidad de procesamiento necesaria y su elaboración es mucho más simple, sin embargo poseen la desventaja de no adaptarse en tiempo real a los cambios en el medio.

Estos filtros adaptativos basan su comportamiento en respuestas al impulso medidas en puntos fijos o *sweet spots*, en estos puntos el filtro y por tanto el sistema se comportará de manera ideal, sin embargo, a medida que el receptor se aleje de tal punto, la calidad sonora comenzará a degradarse y será necesario hacer el análisis de una nueva respuesta al impulso.

### **3.1.7. Ecuación de reducción de reverberación**

El modelo de ecualización para la reducción de la reverberación es un intento mucho más complejo. Éste pretende remover elementos indeseables en la función de transferencia del parlante-recinto para la completa modelación del ambiente sonoro para el oyente.

### **3.1.8. Remoción de reverberación basada en FFT.**

La remoción de la reverberación puede definirse como el proceso que genera el inverso exacto de la función de transferencia del sistema parlante-recinto. Se intenta deconvolucionar los efectos del sistema parlante-recinto de la señal original. Para llevar esto a cabo el presente trabajo se basará en el método propuesto por Kirkeby y Nelson<sup>17</sup>. Éste método transforma la función de transferencia del sistema parlante-recinto al dominio de la frecuencia mediante una DFT, realiza una división simple de valores espectrales y después convierte al dominio del tiempo mediante una DFT inversa.

### **3.1.9. Proceso de inversión**

El proceso básico de inversión usado en el dominio de la frecuencia está definido así:

---

<sup>17</sup> “Digital filter design for inversion problems in sound reproduction”, páginas 583-595. O. Kirkeby y P.A. Nelson. JAES Volumen 47.

$$H(k) = \frac{D(k)}{C(k)}$$

La inversión de la función de transferencia de un sistema parlante-recinto es difícil de solucionar debido a los profundos valles espectrales causados por efectos de interferencia. Cuando se realiza la inversión, se generan resonancias de filtro de muy alto Q. Debe utilizarse por tanto una técnica conocida como regularización para agregar una función que limite estos Q excesivos. Agregando esto, el proceso de inversión se convierte en el siguiente:

$$H(k) = \frac{D(k)C^*(k)}{C(k)C^*(k) + \beta(k)}$$

$$H(k) = \frac{D(k)C^*(k)}{|C(k)|^2 + \beta(k)}$$

Donde  $C^*(k)$  es el conjugado complejo de  $C(k)$  y  $\beta(k)$  es la función de regularización. Esta variable  $\beta(k)$  limita la máxima ganancia del filtro de inversión evitando que el denominador disminuya demasiado.

El *spectral smoothing* o suavizado espectral, es un método que permite aumentar el tamaño del sweet spot, haciendo que la calidad sonora aumente en un área mayor y no en un solo punto a cambio de una degradación razonable de la calidad sonora ideal para un solo punto. Este método consiste en regularizar la respuesta en frecuencia promediando los puntos de dicha curva y por tanto haciendo un acercamiento a una respuesta al impulso que se acomode a una superficie mayor.

El algoritmo de suavizado es descrito por Marco Bellini y Angelo Farina en *Digital equalization of automotive sound Systems employing spectral smoothed FIR filters*. Es el siguiente:

“1 - Construir una transformada discreta de Fourier (DFT)  $H[k]$  de la respuesta al impulso medida ( $h[n]$ ). Como IR es una secuencia real, es posible tener en cuenta únicamente las primeros  $N/2 + 1$  muestras, siendo  $N$  la longitud de la respuesta al impulso.

$$H[k] = \text{DFT}(h[n])$$

2 - Computar la magnitud  $M[k]$  y la fase desenrollada  $P[k]$ .

$$M[k] = |H[k]|$$

$$P[k] = \text{unwrap}(\angle H[k])$$

3 - Elegir la forma para la ventana de promediación  $W[i]$ .

4 - Elegir una longitud impar  $L = 2a + 1$  para la ventana y computar los valores de sus coeficientes de ponderación.

5 - Elegir una línea espectral para suavizar  $M[k]$

6 - Aplicar la ventana, y computar el valor promediado  $M'[k]$ :

$$M'[k] = \sum_{i=0}^{L-1} M[k - \alpha + i] \cdot W[i]$$

7 - Repetir los pasos 5 y 6 para  $k = 1$  a  $N/2+1$  y para  $P[k]$ .<sup>18</sup>

La figura muestra un ejemplo de magnitud suavizada:

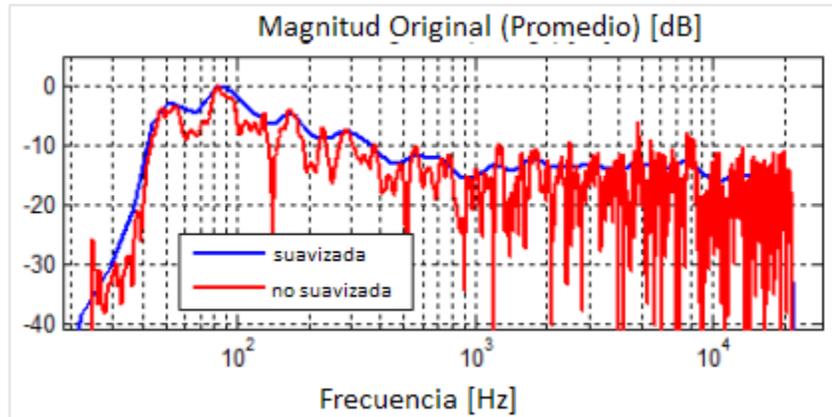


Figura 5. Magnitud original y magnitud suavizada de respuesta en frecuencia<sup>19</sup>

La técnica de inversión propuesta y analizada en <sup>20</sup> y <sup>21</sup> asegura el correcto comportamiento de fase y la ausencia de picos fuertes en el espectro del filtro. Tal filtro es calculado con la siguiente ecuación:

$$S[k] = \frac{G^*[k]}{|G[k]|^2 + \epsilon} \cdot T[k]$$

<sup>18</sup> BINELLI, Marco. FARINA, Angelo, “Digital equalization of automotive sound systems employing spectral smoothed FIR filters”, AES, 2008.

<sup>19</sup> M. Binelli, A. Farina, “Digital equalization of automotive sound systems employing spectral smoothed FIR filters”, AES 125th Convention Paper, San Francisco 2008.

<sup>20</sup> O. Kirkeby and P.A. Nelson, “Digital filter design for inversion problems in sound reproduction”, JAES Volume 47 Issue 7/8 pp. 583-595; July 1999.

<sup>21</sup> M. Binelli, A. Farina, “Digital equalization of automotive sound systems employing spectral smoothed FIR filters”, AES 125th Convention Paper, San Francisco 2008.

Donde  $G[k]$  es la versión suavizada de  $H[k]$ ,  $\epsilon$  es un parámetro de regularización equivalente a 0.01 y  $T[k]$  es la curva objetivo de respuesta en frecuencia que desea obtenerse en el receptor.

El método descrito prueba ser útil en la corrección de la respuesta al impulso de un sistema en un recinto, como lo demuestra el siguiente gráfico:

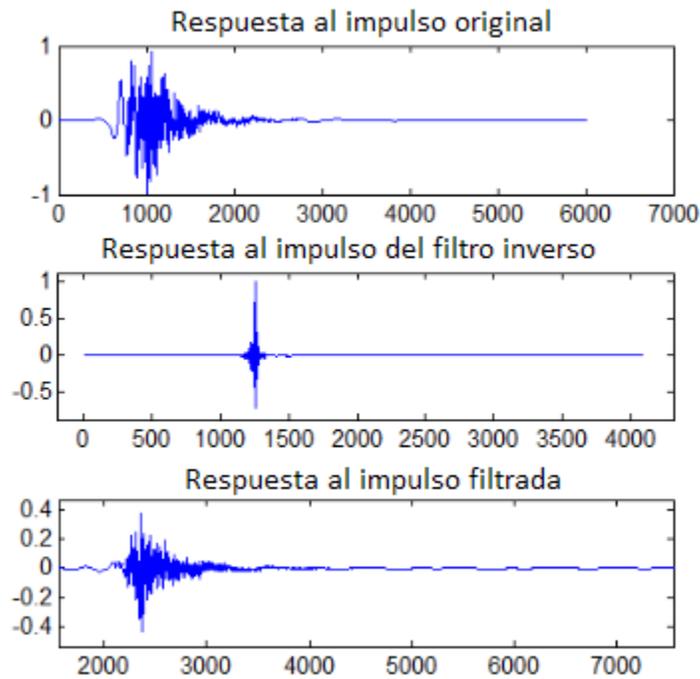


Figura 6. Comparación de respuesta al impulso original, respuesta al impulso del filtro inverso y respuesta al impulso filtrada. <sup>22</sup>

---

<sup>22</sup> M. BINELLI, A. FARINA, "Digital equalization of automotive sound systems employing spectral smoothed FIR filters", AES 125th Convention Paper, San Francisco 2008.

### 3.2. Diagrama de bloques del sistema adaptativo de ecualización.

Conociendo los requerimientos del sistema de ecualización, es posible trazar el siguiente diagrama de bloques del mismo:

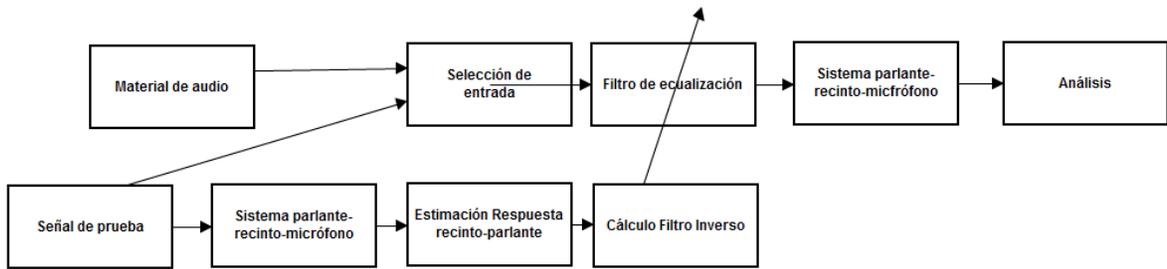


Figura 7. Diagrama de bloques del sistema de ecualización adaptativo.

## 4. DESARROLLO INGENIERIL

Este capítulo presenta de forma detallada y concisa los procedimientos utilizados para el cumplimiento de los objetivos formulados anteriormente. Se mostrará el proceso para el diseño, la implementación y las pruebas realizadas objetiva y subjetivamente del ecualizador adaptativo en el cual se centra este proyecto.

### 4.1. MÉTODO DE ANÁLISIS DE LA RESPUESTA AL IMPULSO DE UN RECINTO.

Con el fin de conocer la respuesta temporal y espectral de la sala en sus estados estable y transitorio, no basta con el análisis de la respuesta al impulso del sistema parlante-recinto. Se implementa por tanto la implementación del método AQT, con el fin de identificar las características mencionadas anteriormente. Se realizó un programa en el software Matlab que permite la introducción de parámetros de entrada para la generación y análisis de señales, a continuación se describe este proceso:

#### 4.1.1. Generación de señal de excitación.

En el presente trabajo se utilizará la técnica del barrido sinusoidal o Sine Sweep para la adquisición de la respuesta al impulso del sistema parlante-recinto. La elección de éste método se debe a su simplicidad y a que es el método más general de llevar a cabo este propósito.

El programa, al iniciar, pide al usuario los siguientes parámetros para la generación del *sine sweep*:

$F_s$  = frecuencia de muestreo en hercios.

$F_1$  = frecuencia inferior del barrido en hercios.

$F_2$  = frecuencia superior del barrido en hercios.

Tiempo de Fade In en segundos.

Tiempo de Fade Out en segundos.

Silencio posterior al sine sweep en segundos.

El algoritmo implementa el uso de un fade-in y un fade-out de corta duración con el fin de evitar posibles distorsiones al comienzo y al final del barrido como consecuencia de los abruptos cambios de nivel. Asimismo, el intervalo de silencio dejado al final se utiliza para evitar la probabilidad de que existan efectos de aliasing temporal.

A continuación se presenta el código fuente utilizado para la generación del sine sweep exponencial:

```
fs=input('Frecuencia de muestreo: ');
f1=input('Frecuencia inferior: ');
f2=input('Frecuencia superior: ');
fin=input('Duración Fade In: ');
fout=input('Duración Fade Out: ');
s=input('Duración del silencio: ');
sil=s*fs;

T=(1/f1)*round(Ti*f1/log(f2/f1))*log(f2/f1);
t=0:1/fs:(T*fs-1)/fs; % Vector de variacion temporal
Lx=round((Ti*f1)/log(f2/f1));
K=2*pi*Lx;
sweep=sin(K*(exp((f1.*t)/Lx)-1));
L=(1/f1)*Lx;
Lt=(f1/L);

% Generación de fade In y Fade Out

fadein=0:1/((fs*fin)-1):1;
fadein=fadein';
sweep(1:(length(fadein)))=sweep(1:(length(fadein))).*fadein;
fadeout=1:-1/((fs*fout)-1):0;
fadeout=fadeout';
dxt=(t_end+1)-length(fadeout);
```

```

sweep(dxt:t_end)=sweep(dxt:t_end).*fadeout;

% Adición de silencio al final

revsweep=fliplr(sweep');
invswEEP=Lt*exp(-(t*(1/L))).*revsweep;
invswEEP=invswEEP';
sweep=[sweep;zeros(sil,1)];
sweep=(sweep*0.95);
sxf=0.95/max(abs(invswEEP));
invswEEP=invswEEP*sxf;

```

El programa permite trazar gráficas en el dominio del tiempo y en el dominio de la frecuencia con el fin de corroborar la generación del barrido. Se presenta el código utilizado para el trazado de las gráficas:

```

axes(handles.axes1)

plot([1: size(sweep) ] / fs,sweep,'b');
axis([0 (length(sweep)/fs) -1 1])
title('Sine Sweep Exponencial');
xlabel('Tiempo (s)');
ylabel('Amplitud');
grid on

axes(handles.axes2)

semilogx(scale1,20*log10(abs(sweepW(1:NFFT1/2+1))), 'b')
xlim([20 25000])
title('FFT Sine Sweep Exponencial')
xlabel('Frecuencia (Hz)');
ylabel('Amplitud (dB)');
grid on

```

Después de introducir los datos y correr el programa aparecen dos ventanas: una mostrando el comportamiento en tiempo de la señal, la otra mostrando el comportamiento espectral de la misma mediante el uso de una FFT. Se presenta a continuación a modo de ejemplo las dos ventanas de la señal con los siguientes parámetros de entrada:

$$F_s = 48000$$

$F_1 = 32$

$F_2 = 16000$

Fade in = 0.1

Fade out = 0.4

Silencio = 4

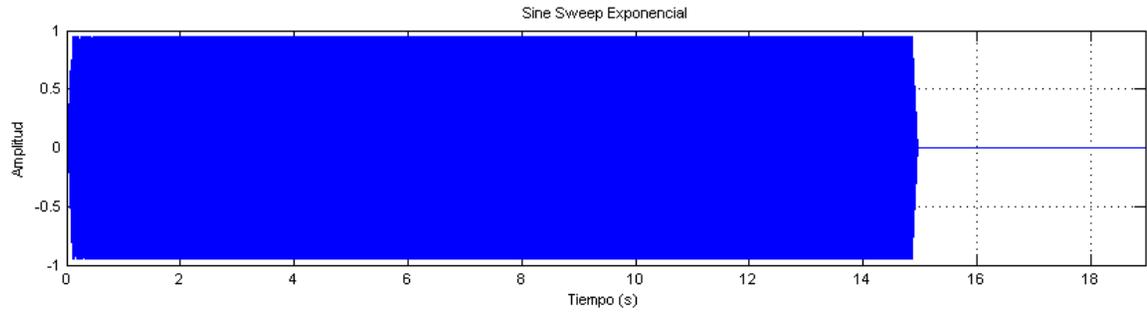


Figura 8. Gráfico en el dominio del sine sweep exponencial.

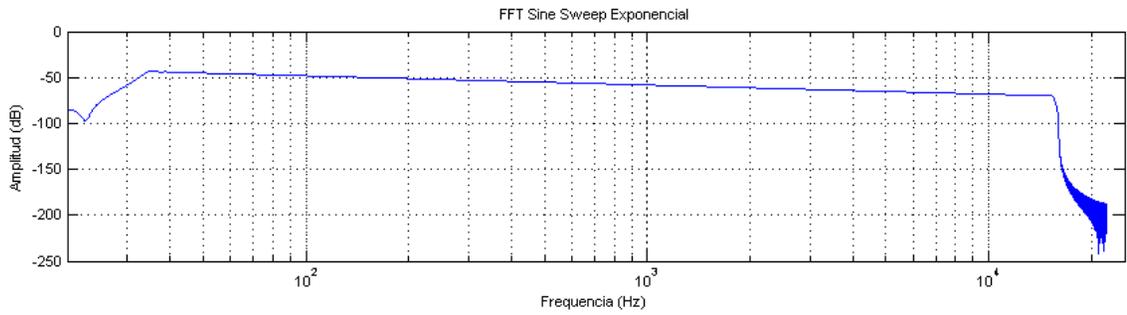


Figura 9. Gráfico en el dominio de la frecuencia del sine sweep exponencial.

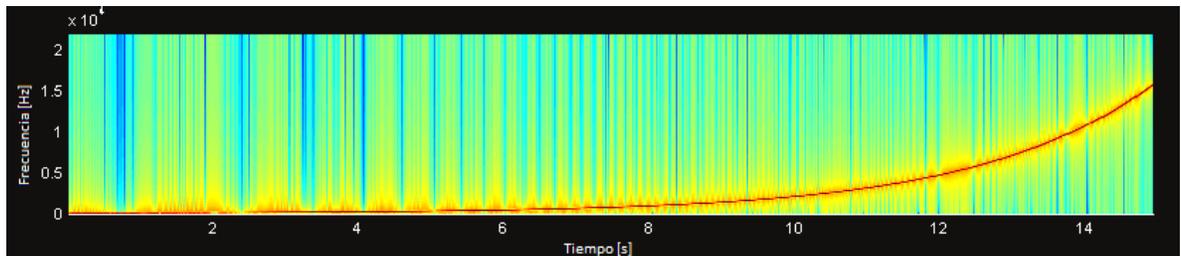


Figura 10. Gráfico de frecuencia en función del tiempo del sine sweep exponencial (espectrograma).

#### 4.1.2. Generación de la señal de prueba.

La señal de prueba se genera según los parámetros propuestos por el método AQT desarrollado por I. Adami y F. Liberatore y posteriormente mejorado por A. Farina. El algoritmo consiste en generar ráfagas sinusoidales de una longitud determinada, y separadas por momentos de silencio de longitud determinada. La frecuencia de una ráfaga aumenta por pasos en función del número de la ráfaga. El programa permite introducir al usuario la frecuencia de muestreo, la longitud de las ráfagas, el intervalo de silencio entre ráfaga y ráfaga, y las frecuencias inferior y superior. A continuación se presenta el algoritmo para la generación de esta señal de prueba:

```
test= [];
fs = input('fs: ');
fmin = input ('fmin: ');
fmax = input('fmax: ');
bl = input ('long. rafaga: ');
sl = input ('silencios: ');
vt=[0:1/fs:bl];
for f= fmin:fmax
    if f < 300
        br=sin(f*2*pi*vt);
        test = [test,br,zeros(1,fs*sl)];
        f=f+2;
    end

    if (f>300)&&(f<1000)
        br=sin(f*2*pi*vt);
        test = [test,br,zeros(1,fs*sl)];
        f=f+4;
    end

    if (f>1000)&&(f<2000)
        br=sin(f*2*pi*vt);
        test = [test,br,zeros(1,fs*sl)];
        f=f+6;
    end
end
```

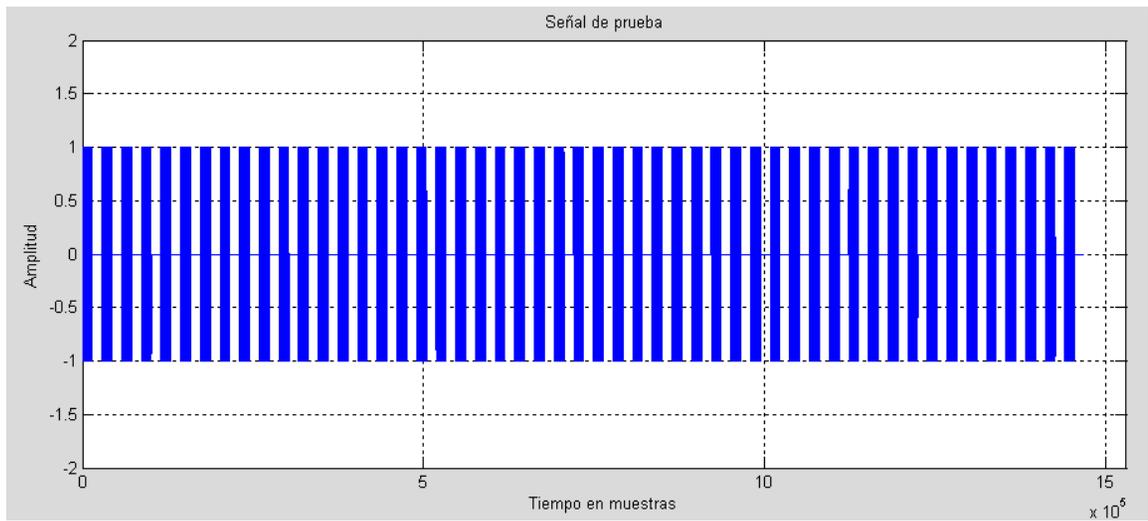


Figura 11. Grafica de la señal de prueba.

Realizando un acercamiento es posible observar cada ráfaga sinusoidal por separado:

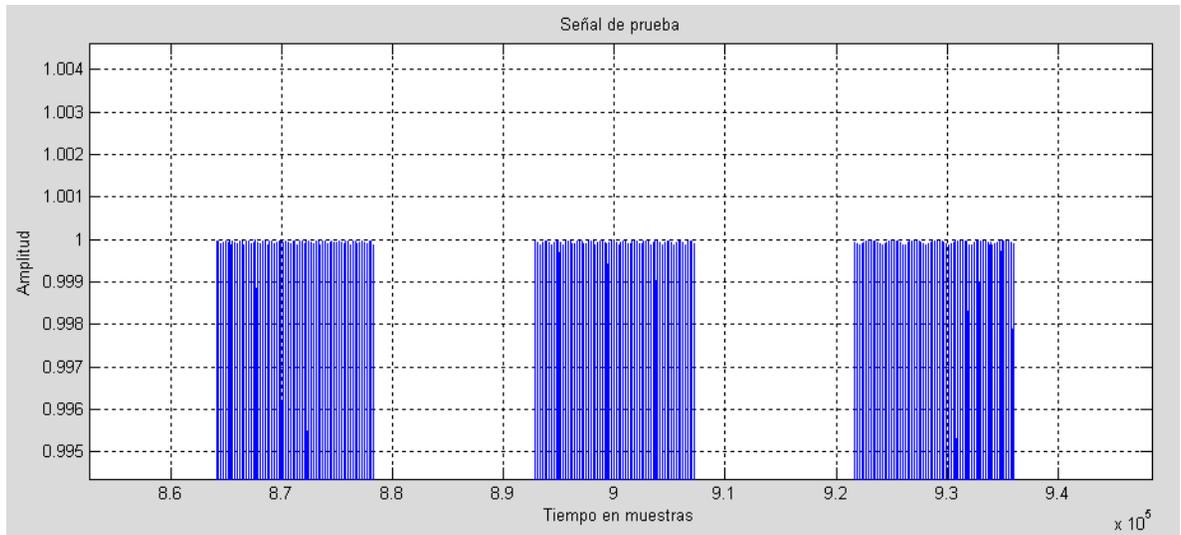


Figura 12. Acercamiento de gráfica de señal de prueba.

#### 4.1.3. Medición de la respuesta al impulso del sistema parlante-recinto.

El siguiente paso en el algoritmo consiste en hallar la respuesta al impulso del sistema parlante-recinto. Se reproduce el sine sweep exponencial a través del sistema de audio y se graba con un micrófono omnidireccional de mediciones. Posteriormente se realiza la deconvolución entre la señal grabada y el sine sweep invertido para hallar la respuesta al impulso del sistema. Se presenta a continuación el código utilizado para este propósito:

```

audiorec=audiorecorder(fs, 16, 1);
reclength=(length(sweep))/fs;
soundsc(sweep, fs);
recordblocking(audiorec, reclength);
recsweepx=getaudiodata(audiorec);
recsweep=recsweepx-mean(recsweepx);

ri=cconv(invsweep, recsweep);

fn=max(abs(ri));
fnx=0.99/fn;
ri=fnx*ri;
[mv, mp]=max(ri);
ri=ri((mp-0.5*fs):fs);

NFFT3=2^nextpow2(length(ri));
fftr=fft(ri, NFFT3)/length(ri);
scale3=fs/2*linspace(0, 1, NFFT3/2+1);

axes(handles.axes1)

plot([ 1: size(ri) ] / fs, ri, 'b');
title('Respuesta al impulso ');
xlabel('Tiempo(s)');
ylabel('Amplitud');
grid on

axes(handles.axes2)

semilogx(scale3, 20*log10(abs(fftr(1:NFFT3/2+1))), 'b')
xlim([22 25000])
title(' FFT Respuesta al impulso')
xlabel('Frecuencia (Hz)');
ylabel('Amplitud (dB)');
grid on

```

Después de realizar este proceso, quedan guardados en la memoria la respuesta al impulso del sistema parlante-recinto y su respectiva FFT. El programa imprime los siguientes gráficos:

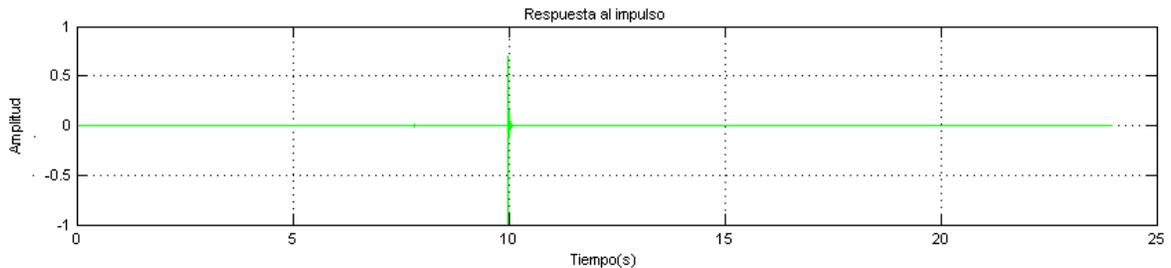


Figura 13. Gráfico de la respuesta al impulso deconvolucionada

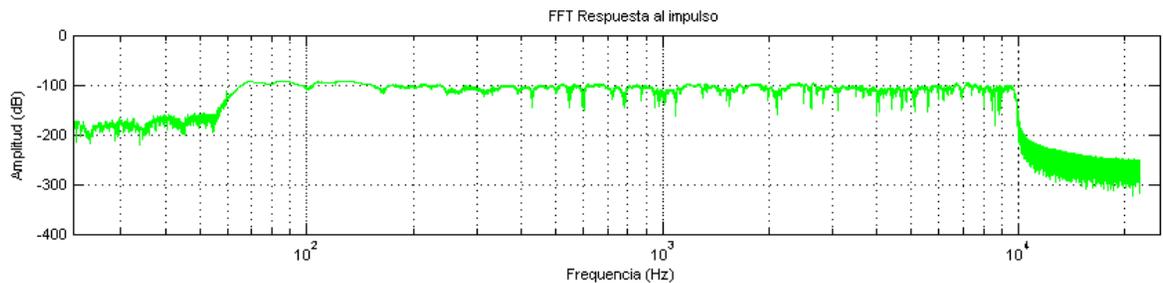


Figura 14. Gráfico de la respuesta en frecuencia del sistema

#### 4.1.4. Proceso de análisis de la respuesta transitoria del sistema.

Después de haber definido las señales y procesos anteriores, es posible implementarlos en el método AQT, donde se realiza una convolución entre la señal de prueba obtenida en el numeral 4.1.2 y la respuesta al impulso del sistema obtenida en el numeral 4.1.3. El resultado de esta convolución realiza de manera virtual el método AQT original, con los mismos beneficios y sin el problema de ser susceptible a ruido de fondo impulsivo. La señal convolucionada obtenida es el equivalente de la grabación de la señal de prueba reproducida a través del sistema de sonido y en el punto del recinto donde se realizó el proceso del numeral 4.1.3.

Posteriormente, se halla el nivel RMS de la señal convolucionada y se hace un gráfico de nivel enfrentado a tiempo, donde pueden observarse los problemas en la

respuesta transitoria generados por el recinto. A continuación se presenta el código utilizado en esta parte:

```
function y = rms(signal, windowlength, overlap, zeropad)

delta = windowlength - overlap;

%% CALCULATE RMS
indices = 1:delta:length(signal);
% Zeropad signal
if length(signal) - indices(end) + 1 < windowlength
    if zeropad
        signal(end+1:indices(end)+windowlength-1) = 0;
    else
        indices = indices(1:find(indices+windowlength-1 <=
length(signal), 1, 'last'));
    end
end

y = zeros(1, length(indices));
% Square the samples
signal = signal.^2;

index = 0;
for i = indices
    index = index+1;
    % Average and take the square root of each window
    y(index) = sqrt(mean(signal(i:i+windowlength-1)));
end

test2 = cconv(test,ri);
test2rms = rms(test2,1000,50,1);
test2db = mag2db(test2rms);
plot(test2db);
axis([0 (length(test2db)/fs*50000) -2 2])
title('AQT');
xlabel('frecuencia central');
ylabel('Amplitud');
grid on
```

Después de la realización de este proceso, es posible trazar un gráfico como el siguiente:

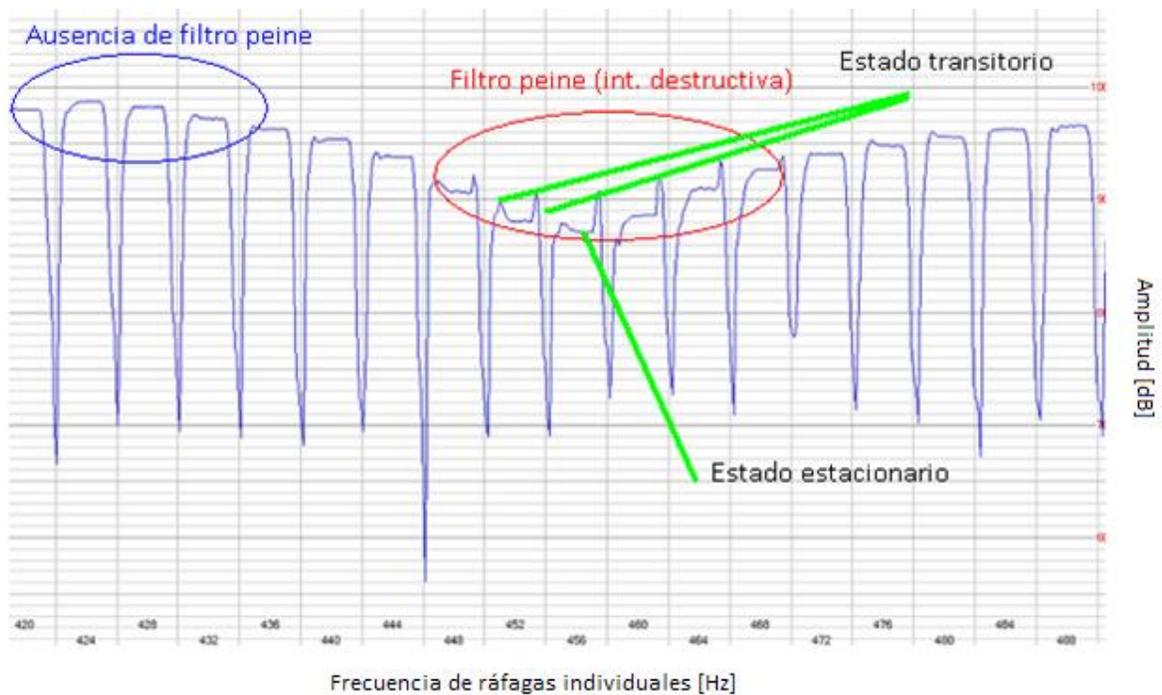


Figura 15. Gráfico de respuesta transitoria del sistema.

#### 4.1.5. Parámetros acústicos

Mediante la implementación de los dos métodos anteriormente descritos, es posible realizar un análisis de los siguientes parámetros acústicos y psicoacústicos que influyen en la calidad sonora de un sistema electroacústico en un recinto:

**Coloración:** la coloración de una señal en un recinto es producida generalmente por la influencia del campo reverberante sobre la energía sonora total presente. Se conoce que las dimensiones, la forma y los materiales de las superficies existentes en el recinto son los principales factores en el comportamiento del campo reverberante, haciendo que los tiempos de reverberación y por lo tanto la energía sonora total varíe en el espectro de frecuencia, generando aumentos en el nivel sonoro en anchos de banda amplios. Por otra parte, las características de los sistemas electroacústicos como la construcción de los parlantes y los gabinetes conllevan a coloraciones de la señal original. La coloración puede ser fácilmente

evidenciada en la visualización espectral de la respuesta al impulso del sistema parlante-recinto.

**Filtro peine:** el filtro peine se evidencia especialmente en la existencia de picos y valles de un ancho de banda agudo y son producidos por la interferencia constructiva o destructiva entre la señal directa y las primeras reflexiones. Éste fenómeno se evidencia especialmente en recintos de dimensiones pequeñas y medianas. En la figura 10, correspondiente al análisis espectral de la respuesta al impulso del sistema parlante-recinto se evidencia la existencia de tales valles y picos de ancho de banda agudo. También se conoce que algunos sistemas electroacústicos de dos o más vías tienden a generar sumas o cancelaciones en anchos de banda agudos en frecuencias alrededor de la frecuencia de cruce de sus parlantes.

El análisis de la respuesta transitoria del sistema, presentado en la figura 11, permite evidenciar la existencia de filtro peine presente en algunas de las ráfagas sinusoidales. Es posible ver en este punto las influencias en la respuesta transitoria producidas por el recinto. Los picos corresponden a momentos en los que únicamente se encuentra presente la señal directa o la señal reflejada. El espacio entre los dos picos corresponde a una reducción de nivel causada por interferencia destructiva, en el momento en que la señal directa y la señal reflejada se encuentran presentes, es decir, cuando el sistema se encuentra en su estado estacionario.

## 4.2. INVERSIÓN DE LA RESPUESTA DEL SISTEMA

El siguiente paso a tomar en cuenta es el algoritmo para la corrección de los problemas en la respuesta transitoria y estable producidos por el recinto. El proceso de esta sección parte de la respuesta hallada en el numeral 4.1.3 y termina en el cálculo del filtro inverso que reduce los efectos producidos por la reverberación en la señal.

### 4.2.1. Suavizado espectral de la respuesta en frecuencia del sistema-parlante recinto

Como fue explicado en el marco teórico, a la hora de hacer la inversión de la respuesta de un sistema en el dominio de la frecuencia, es muy útil realizar un suavizado en esta curva, esto aumenta en una gran medida el tamaño del *sweet spot*, tendiendo como consecuencia un filtro más robusto.

Antes de realizar el suavizado es necesario realizar otro proceso conocido como desenvolvimiento de fase o *phase unwrapping*. Este proceso corrige los ángulos de fase en radianes de un vector, agregando o restando múltiplos de  $2\pi$  cuando hay saltos entre elementos consecutivos dentro del vector, superiores o iguales a una tolerancia de  $\pi$  radianes.

A continuación se presenta el código utilizado en Matlab para esta sección:

```
fftra=abs(yrpW);  
fftu=unwrap(fftra);
```

```
ffts1=smooth(fftu(1:length(fftu)/64-1),0.1,'lowess');  
ffts2=smooth(fftu(length(fftu)/64:length(fftu)/32-1),0.2,'lowess');
```

```

ffts3=smooth(fftu(length(fftu)/32:length(fftu)/16-1),0.2,'lowess');
ffts4=smooth(fftu(length(fftu)/16:length(fftu)/8-1),0.2,'lowess');
ffts5=smooth(fftu(length(fftu)/8:length(fftu)/4-1),0.2,'lowess');
ffts6=smooth(fftu(length(fftu)/4:length(fftu)/2-1),0.2,'lowess');
ffts7=smooth(fftu(length(fftu)/2:length(fftu)),0.2,'lowess');

ffts=[ffts1;ffts2;ffts3;ffts4;ffts5;ffts6;ffts7];
% 0.0005 0.1
% ffts=smooth(fftu,0.001,'lowess');
axes(handles.axes2)

hold on
semilogx(scale3,20*log10(ffts(1:NFFT3/2+1)),'r')
xlim([20 25000])
title('FFT Suavizada de la respuesta al impulso')
xlabel('Frecuencia (Hz)');
ylabel('Amplitud (dB)');
grid on
hold off

```

Al ejecutar este código aparecen el siguiente gráfico que muestra en color verde la respuesta en frecuencia del sistema parlante-recinto y en color rojo la curva suavizada de esta respuesta:

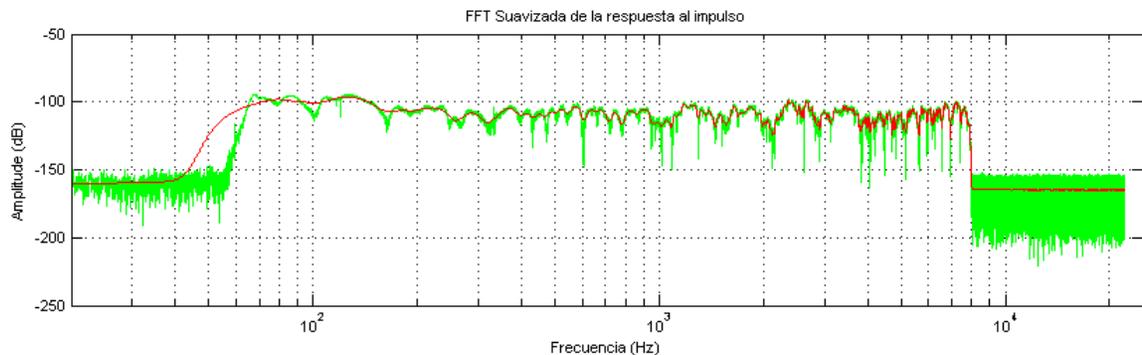


Figura 16. Respuesta en frecuencia original y suavizada.

#### 4.2.2. Definición de la curva objetivo de respuesta.

El filtro inverso que está por definirse debe tener en cuenta una curva objetivo, que hace referencia a la respuesta final del sistema en el sitio del receptor, la curva se

define como un vector de amplitud contra frecuencia, y se implementa en el siguiente código:

```
targ = str2double(get(handles.tgt, 'String'));
target=linspace(targ,targ,length(ffts));

axes(handles.axes2)

hold on

semilogx(scale3,20*log10(target(1:NFFT3/2+1)), 'blue')
xlim([20 25000])
title('Smoothed FFT of Deconvolved Impulse Response')
xlabel('Frequency (Hz)');
ylabel('Amplitude (dB)');
grid on
hold off
```

La ejecución de este código lleva a la siguiente gráfica donde en color azul se muestra la curva objetivo, que en este caso es una línea recta ya que se busca una respuesta plana del sistema:

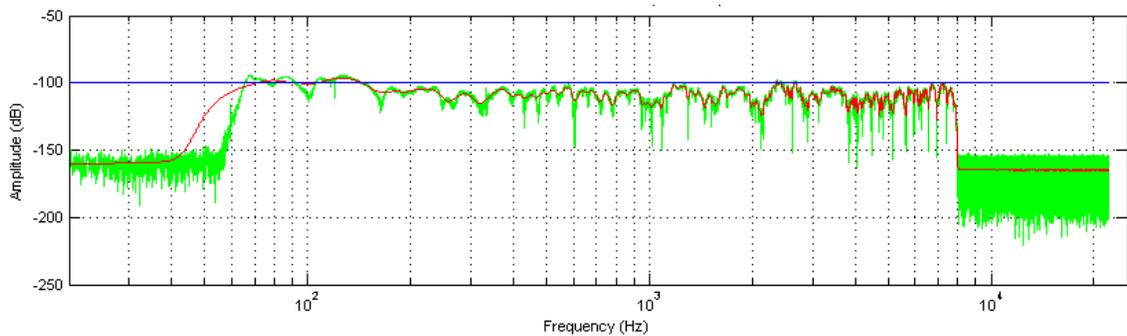


Figura 17. Respuesta en frecuencia original y suavizada, curva objetivo.

### 4.2.3. Cálculo del filtro inverso

Llegado este punto, se conoce toda la información necesaria para llevar a cabo la fórmula establecida en el marco teórico, que es la siguiente:

$$H(k) = \frac{D(k)C^*(k)}{|C(k)|^2 + \beta(k)}$$

Teniendo los valores en frecuencia de la respuesta del sistema y la curva objetivo y agregando un valor de regularización  $\beta(k)$ , es posible computar el filtro inverso que se busca.

Se presenta el código utilizado para este fin:

```
target=target';
ifil=conj(ffts).*target./((conj(ffts).*ffts));

rinv=ifft(ifil);
rinv=rinv(1:1*fs);

axes(handles.axes2)
hold off
semilogx(scale3,20*log10(ifil(1:NFFT3/2+1)), 'b')
xlim([20 25000])
title('Respuesta en frecuencia del filtro inverso')
xlabel('Frecuencia (Hz)');
ylabel('Amplitud (dB)');
grid on
hold off

axes(handles.axes16)

plot([ 1: size(rinv) ] / fs,rinv,'g');
axis([0 (length(rinv)/fs) -1 1])
title('Respuesta en tiempo del filtro inverso');
xlabel('Tiempo (s)');
ylabel('Amplitud');
grid on
```

El programa permite visualizar la respuesta en frecuencia y en tiempo del filtro inverso, como se muestra en los siguientes gráficos:

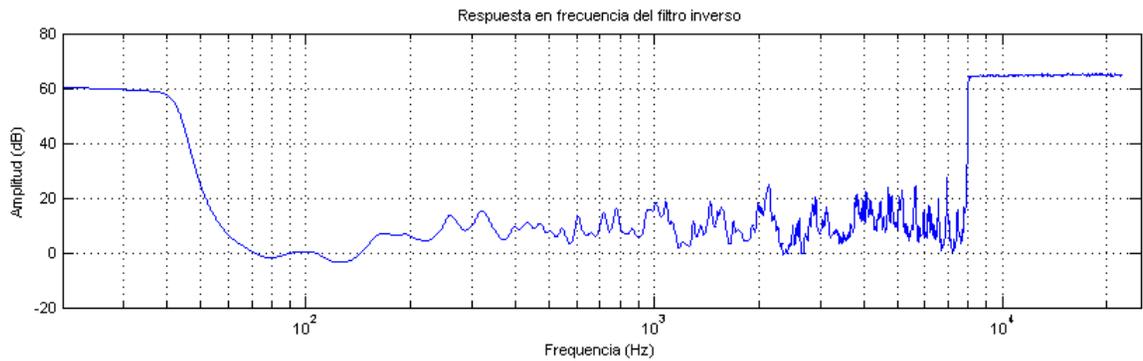


Figura 18. Respuesta en frecuencia del filtro inverso.

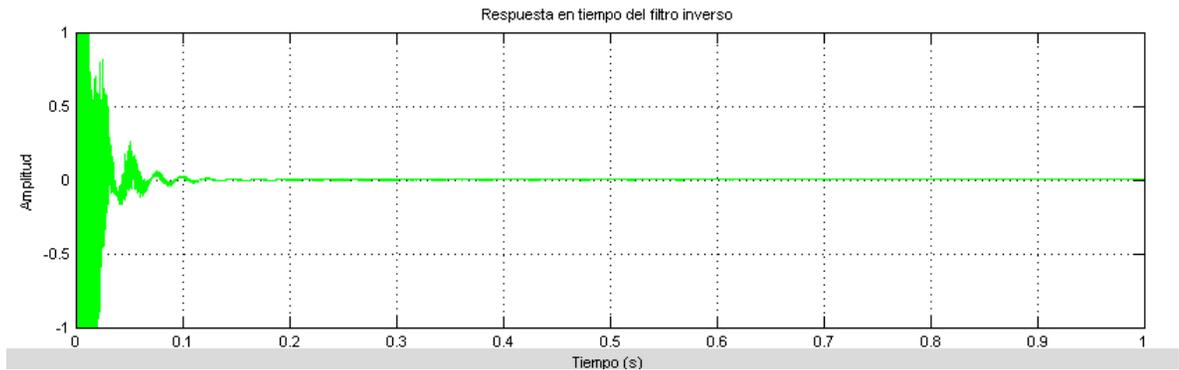


Figura 19. Respuesta en tiempo del filtro inverso

### 4.3. IMPLEMENTACIÓN DEL FILTRO INVERSO EN UNA TARJETA DSP TI C6713.

La presente sección tratará sobre la implementación del filtro inverso para el procesamiento en tiempo real a través de la tarjeta DSP TI TMS320C6713. Este procesador se eligió principalmente debido a que cumple con los requerimientos para el procesamiento de una señal de audio entrante a través del filtro inverso obtenido a través del software Matlab y a que fue el único procesador digital al alcance del autor, el cual fue suministrado por la misma universidad.

Debido a la baja memoria que tiene esta tarjeta de procesamiento, no es posible realizar todo el proceso desde la generación del sine sweep sinusoidal hasta el cálculo del filtro inverso. Se hace necesario entonces realizar todos estos procesos en la plataforma Matlab y posteriormente implementar el filtro en Simulink para poder enviar la cadena de instrucciones a la tarjeta DSP. Se muestran a continuación los pasos seguidos para implementar el filtro inverso en la tarjeta. Se utilizó los software MATLAB 2007a y CodeComposer Studio v3.1.

#### 4.3.1. Pautas generales

El montaje para la implementación del filtro es fue el siguiente:



Figura 20. Esquema de montaje de implementación tarjeta DSP

La fuente de audio se conecta a la entrada Line In de la tarjeta, y la salida Line Out de la tarjeta se conecta al sistema de amplificación.

El proceso para la programación de la tarjeta DSP puede resumirse en los siguientes pasos:

1. Implementación del filtro inverso en Simulink usando el bloque de convolución.
2. Agregar los bloques del toolbox "Target for TI 6000", los cuales permiten la comunicación con la tarjeta DSP C6713. Han de agregarse los bloques C6713 DSK ADS y C6713 DSK DAS que corresponden a los conversores análogos digitales de la tarjeta.
3. Agregar el bloque de preferencias para C6713 de la librería "Target Preferences".

4. Especificar los parámetros para el modelo.
5. Construir el modelo para el objetivo seleccionado.

#### 4.3.2. Generación del modelo en Simulink

Se crea un modelo básico en Simulink que contenga el bloque de convolución, y el bloque de entrada de la respuesta al impulso del filtro inverso. Posteriormente se agregan los bloques correspondientes a la tarjeta desde la librería "Target for TI 6000". Se agregó los siguientes bloques:

- Input block (C6713 DSK ADC)
- Output block (C6713 DSK DAC)
- Light emitting diode block (C6713 DSK LED)
- Software reset block (Reset C6713 DSK)
- DIP switch block (C6713 DSK DIP Switch)

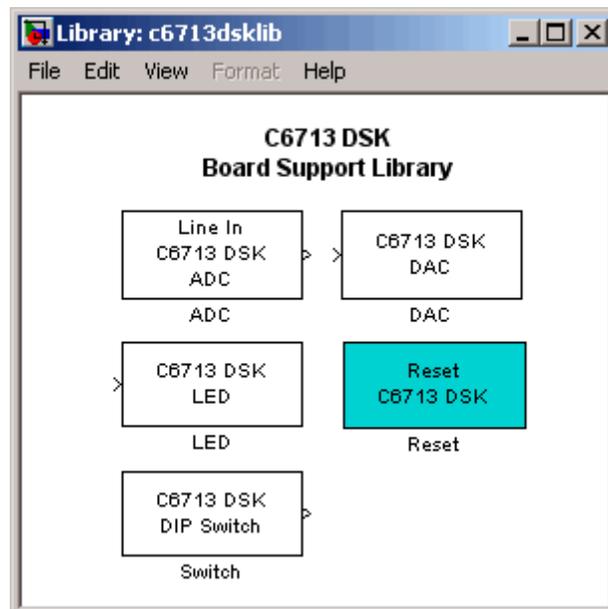


Figura 21. Ventana mostrando los bloques de la librería para la tarjeta.

#### **4.3.4. Configuración de los bloques para la TI C6000.**

Los parámetros del bloque C6713 DSK ADC deben configurarse del siguiente modo:

- Quitar la selección de la caja de chequeo Stereo.
- Configurar la tasa de muestreo en 48000 kHz.
- Configurar Codec data format a 16 bits – lineal.
- Seleccionar Double en Output data type.
- Configurar Scaling en la opción Normalize.
- Configurar la ganancia de la fuente a 0.0.
- Configurar a 64 muestras por cuadro.

Parámetros para el bloque C6713 DSK DAC:

- Codec format: 16-bit linear
- Scaling: Normalize.
- DAC attenuation: 0.0
- Overflow Mode: Saturate.

#### **Configuración del bloque de preferencias**

A continuación se muestran capturas de pantalla de la configuración adecuada

#### **Configuración de la información de la board**

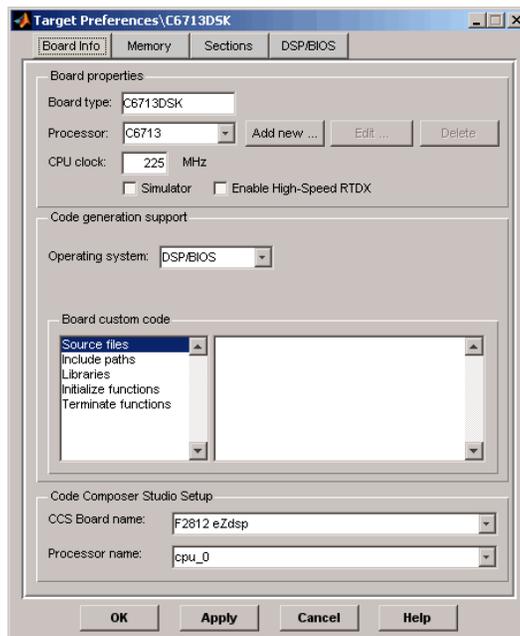


Figura 22. Configuración de información de board de tarjeta DSP

## Configuración de memoria

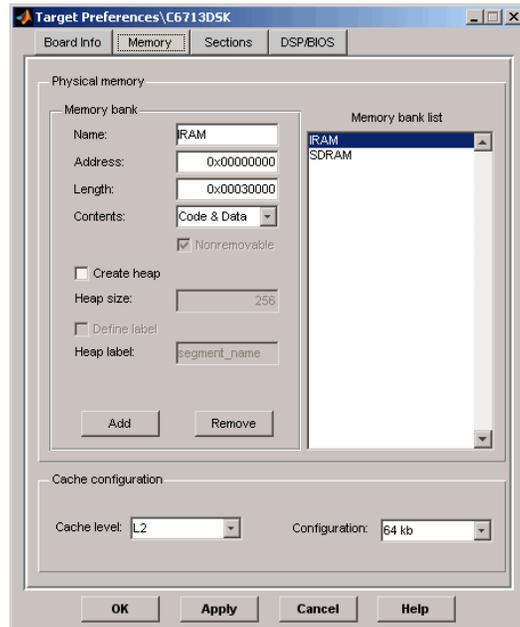


Figura 23. Configuración de memoria de tarjeta DSP

## Configuración de secciones

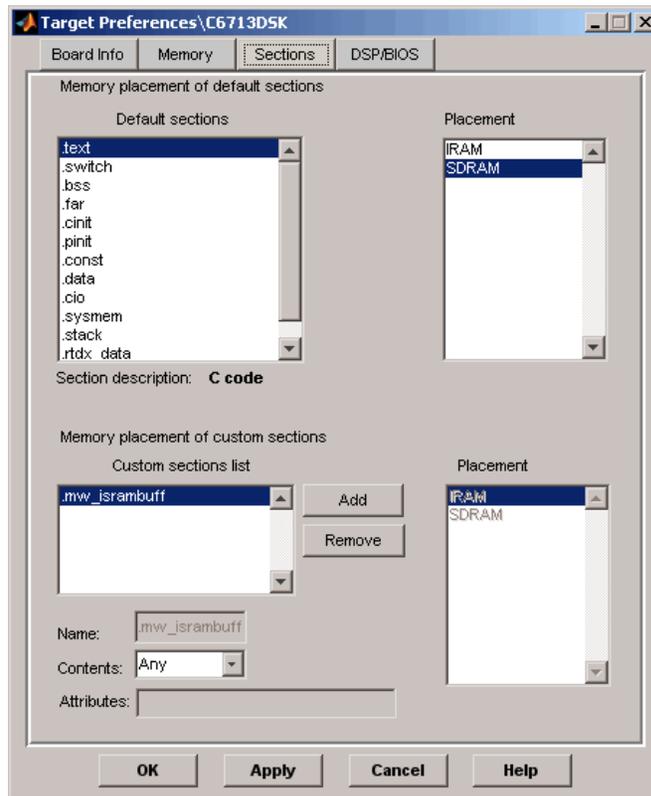


Figura 24. Configuración de secciones de tarjeta DSP.

### 4.3.5. Configuración de parámetros para el modelo.

#### 4.3.5.1. Configuración de parámetros de Simulink

Después de implementar el diseño del filtro digital en Simulink, es necesario realizar los siguientes pasos para configurar los parámetros para el modelo.

- Configurar el tiempo de inicio en 0.0 segundos y el tiempo de detención en infinito.
- En la opción Solver options, seleccionar las opciones fixed-step y discrete en las listas.

- Configurar la opción Fixed step size en Auto y Tasking mode en single Tasking.

#### **4.3.5.2. Configuración del Real-Time Workshop.**

- En la selección de target, seleccionar el archivo ccslink\_gtr.tlc que corresponde a tarjetas C6000.
- De las opciones de selección, elegir “link for CCS” para especificar las opciones de generación de código para la tarjeta.
- En Code Generation, seleccionar la opción Inline run-time library functions y desactivar las demás opciones.
- Cambiar la categoría en el árbol de selección a la opción “Hardware implementation”.
- Cambiar la categoría a Link for CCS.
- Configurar las siguientes opciones del Real-Time Workshop.  
Build action: Build\_adn\_execute. Interrupt overrun notification method: Print\_message.

#### **4.3.6. Configuración y ejecución del modelo en la tarjeta.**

Después de configurar los parámetros y configurar el Real-time workshop para crear los archivos necesarios, hay que dirigir a este a construir, descargar y ejecutar el modelo, mediante los siguientes pasos:

- Cambiar la categoría del Real-time Workshop en la ventana de configuración de parámetros.
- Deseleccionar Generate code only y seleccionar la opción Build.
- Para detener la ejecución, es necesario oprimir el bloque Roset 6713 DSK o usar la opción de alto en CCS.

#### 4.4. EVALUACIÓN SUBJETIVA DEL ALGORITMO DE INVERSIÓN

Con el fin de poder hacer una valoración de la calidad subjetiva de la técnica de inversión, se diseñó un cuestionario al que varios sujetos debían responder tras haber escuchado la señal original y la señal ecualizada.

A continuación se presenta el cuestionario que ha de ser respondido por los sujetos:

Filtro A						
Gusto	Desagradable					Agradable
Frec. Altas	Muy débil					Muy fuerte
Bajos	Muy débil					Muy fuerte
Voz	Ininteligible					Inteligible
Efecto estéreo	Malo					Bueno
Distorsión	Distorsionado					Sin distorsión
Calidez	Frío					Cálido
Coloración	Colorado					Transparente

Filtro B						
Gusto	Desagradable					Agradable
Frec. Altas	Muy débil					Muy fuerte
Bajos	Muy débil					Muy fuerte
Voz	Ininteligible					Inteligible
Efecto estéreo	Malo					Bueno
Distorsión	Distorsionado					Sin distorsión
Calidez	Frío					Cálido
Coloración	Colorado					Transparente

Figura 25. Encuesta de calidad subjetiva de audio.

#### **4.4.1. Descripción de la prueba**

La prueba debe realizarse a la mayor cantidad de sujetos posible. Es importante que los sujetos desconozcan cuál de las dos señales es la ecualizada y cuál es la natural. De este modo sus opiniones no se verán afectadas. Las personas deben evaluar 8 parámetros subjetivos después de escuchar el comportamiento de ambas señales. Se plantea usar como escenario el interior de un automóvil, que es quizá el peor caso posible y en el cual, por tanto existe la mayor probabilidad de que los sujetos puedan identificar diferencias entre las señales.

#### **4.4.2. Equipo utilizado:**

- Computador portátil con software Steinberg Nuendo, Matlab y los algoritmos desarrollados.
- Tarjeta de audio con dos canales de entrada y dos canales de salida.
- Micrófono omnidireccional para mediciones acústicas.

## 5. PRESENTACIÓN Y ANÁLISIS DE RESULTADOS

### 5.1. PAUTAS GENERALES

Se reprodujo parcialmente el método AQT con el fin de poder hacer una caracterización de la respuesta transitoria y estable de un recinto. El código desarrollado permite la generación de la señal de prueba utilizada con este fin, permitiendo especificar intervalos de frecuencia y longitudes de ráfaga y de silencio.

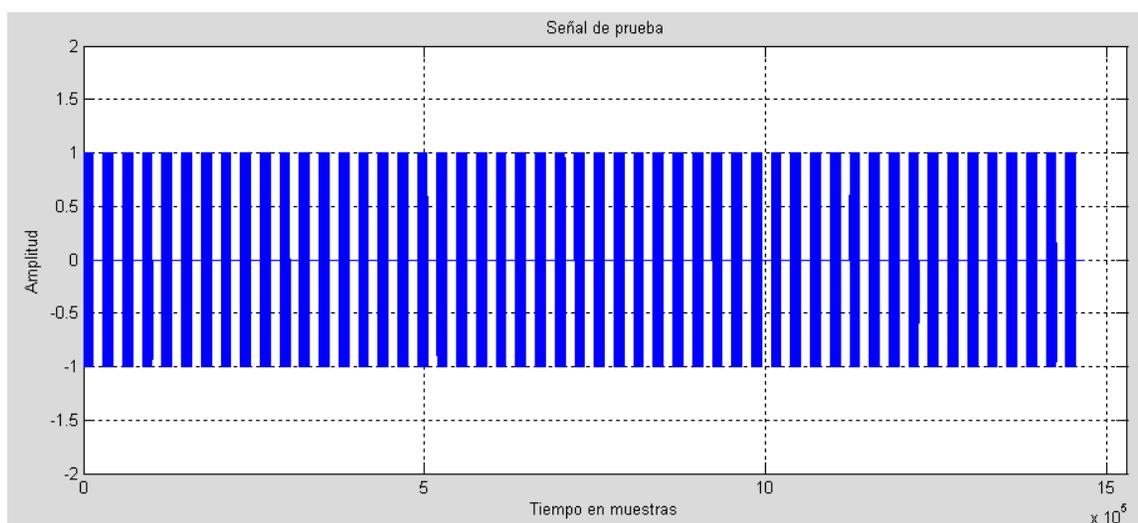


Figura 26. Gráfica de la señal de prueba.

En la figura puede verse la señal de prueba generada para frecuencias entre 100Hz y 120Hz. Cada ráfaga está separada de sus adyacentes por un intervalo de 0.3 segundos y cada una posee una duración de 0.3 segundos.

Un mayor acercamiento permite la visualización de cada ráfaga sinusoidal por separado:

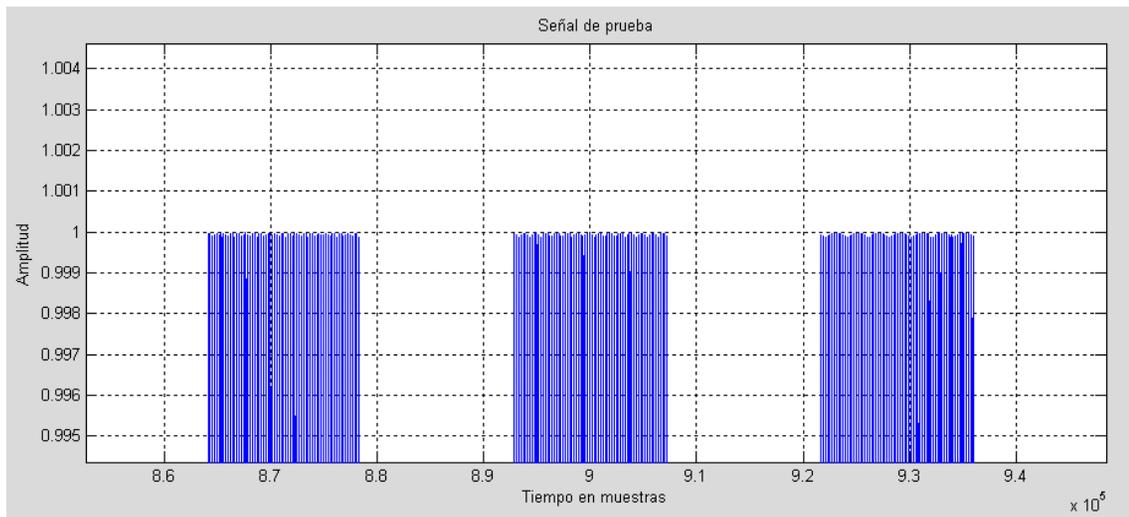


Figura 27. Acercamiento de señal de prueba.

El posterior procesamiento de esta señal de prueba, permite una inspección minuciosa del comportamiento transitorio y estable del campo sonoro en el recinto. Es posible identificar fácilmente regiones espectrales en las que se presentan cancelaciones que reducen el nivel sonoro en estado estable y a su vez generan picos antes y después de éste producido por el comportamiento transitorio de muchos sonidos. Esto puede evidenciarse en la siguiente figura:

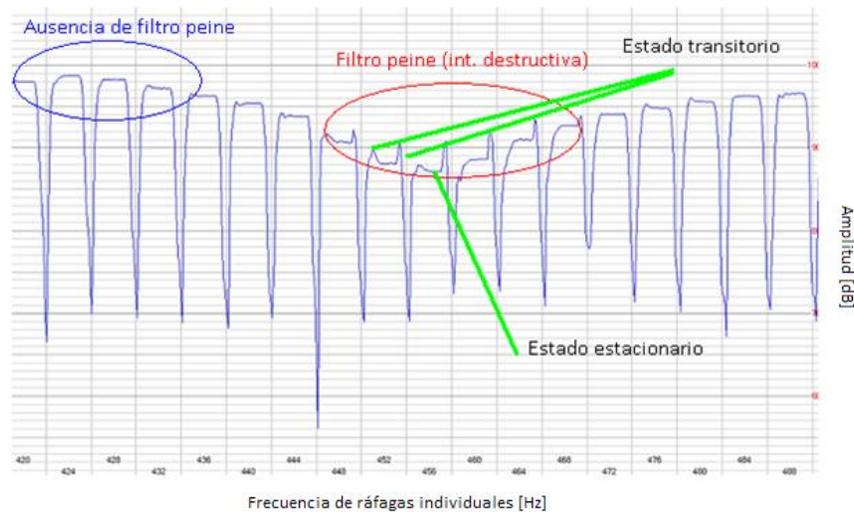


Figura 28. Gráfico de energía contra tiempo de las ráfagas sinusoidales empleadas en el método de análisis.

Mediante la implementación del algoritmo propuesto por Kirkeby y Nelson, es posible llevar a cabo el cálculo de un filtro inverso ayuda a corregir problemas ocasionados por la respuesta del sistema parlante-recinto. A continuación se presentan los resultados de cada uno de los pasos en la obtención de dicho filtro.

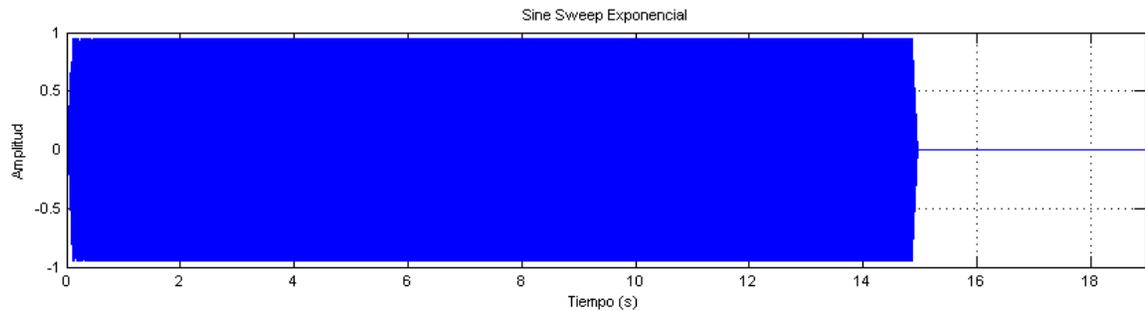


Figura 29. Gráfico de amplitud contra tiempo de sine sweep generado.

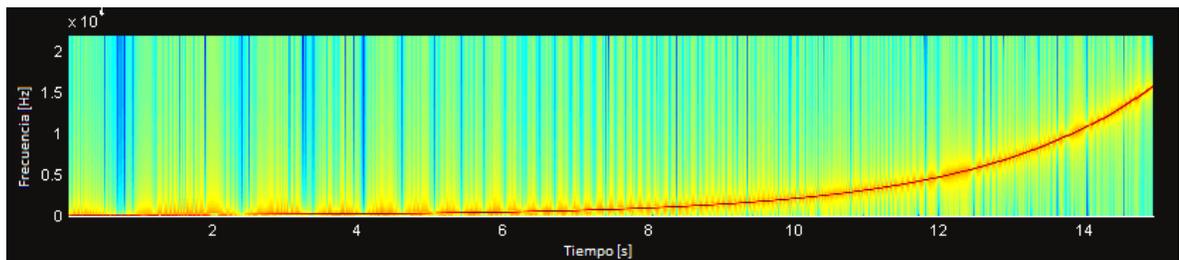


Figura 30. Gráfico de frecuencia en función del tiempo del sine sweep exponencial (espectrograma).

La generación del sine sweep exponencial cumple con los requerimientos establecidos para hallar una respuesta al impulso correcta del sistema parlante-recinto. El software desarrollado permite la introducción de parámetros tales como duración del sine sweep, frecuencia inferior y frecuencia superior, duración de fade-in y duración de fade-out, y duración del intervalo de silencio al final del sweep.

El software desarrollado permite también el trazado de curvas en el dominio de la frecuencia, tanto con fines de análisis preliminar, como para su posterior procesamiento.

El proceso de deconvolución permite hallar la respuesta al impulso de un determinado sistema, esta respuesta es necesaria a la hora de calcular un filtro inverso.

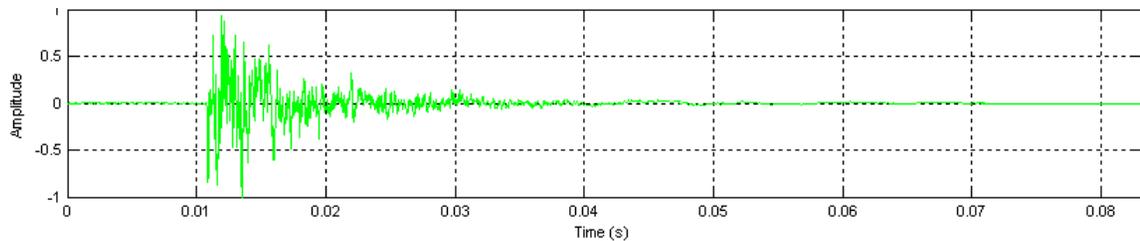


Figura 31. Gráfico de la respuesta al impulso deconvolucionada

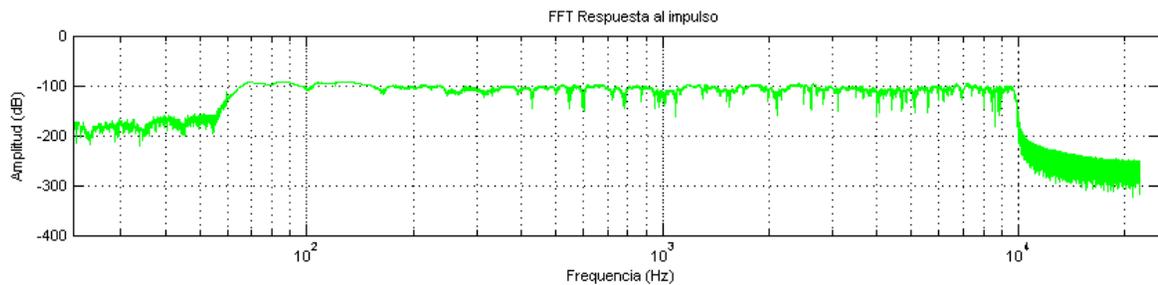


Figura 32. Gráfico de la respuesta en frecuencia del sistema

El algoritmo utilizado genera un suavizado en la curva de frecuencia de la respuesta al impulso. Esto aumenta el tamaño del sweet spot y al mismo tiempo reduce los efectos de sonidos transitorios de alto nivel y muy baja duración.

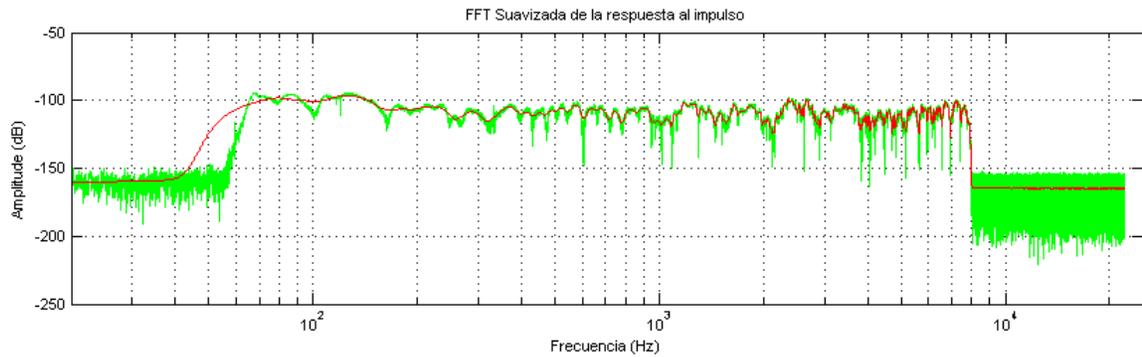


Figura 33. Gráfico de respuesta en frecuencia suavizada y original.

El algoritmo integra la opción de especificar una curva objetivo, a la cual se espera que el sistema se ajuste después de todos los procesamientos e influencias por parte de la respuesta del sistema parlante-recinto. A continuación puede verse la curva objetivo trazada en forma de línea recta con el fin de obtener una respuesta plana.

La curva de suavizado trazada parece adaptarse bien en frecuencias entre 200Hz y 1kHz. Sin embargo, en frecuencias inferiores parece tener una resolución muy baja, y en frecuencias superiores la resolución es muy alta y esto causa que el suavizado tienda a ser muy similar a la curva original. Posteriores implementaciones podrían considerar una ventana de suavizado variable que tome una cantidad de puntos en función de la frecuencia. Esto conduciría a un suavizado espectral más preciso.

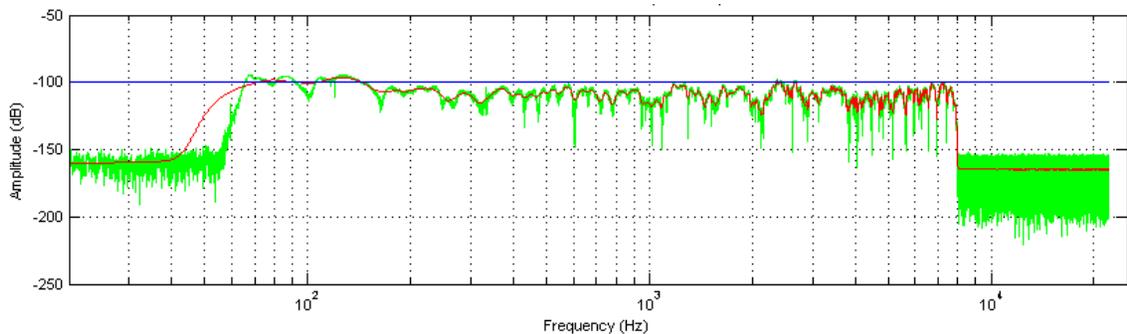


Figura 34. Grafico de respuesta en frec. suavizada y original, y curva objetivo.

Mediante el conocimiento de los valores espectrales de la respuesta del sistema y de la curva objetivo, fue posible definir una función inversa para compensar la influencia del dúo parlante-recinto en la señal.

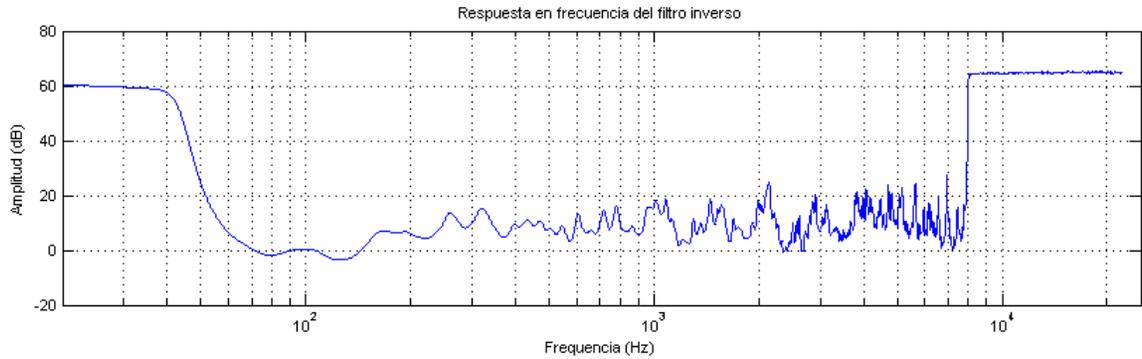


Figura 35. Respuesta en frecuencia del filtro inverso.

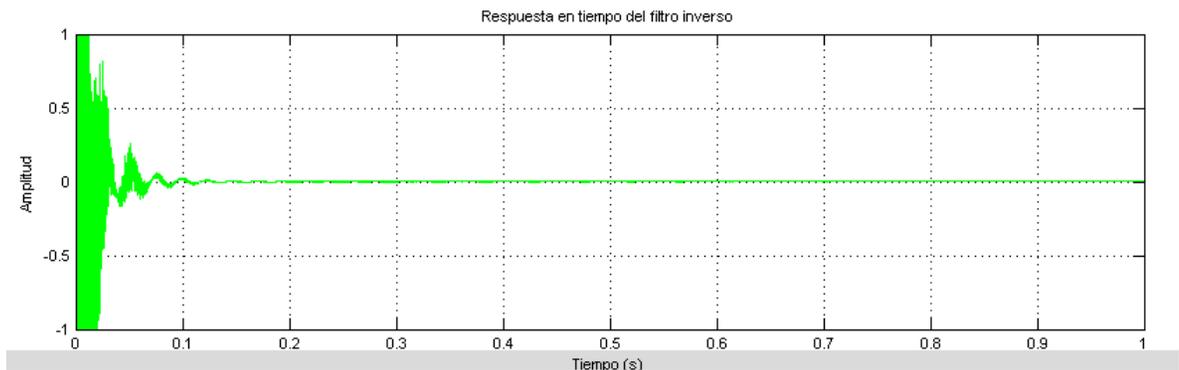


Figura 36. Respuesta en tiempo del filtro inverso

Las gráficas anteriores muestran el cálculo satisfactorio de una función inversa en el dominio de la frecuencia y su subsiguiente transformación al dominio del tiempo.

Lo anterior demuestra que fue posible el desarrollo de un algoritmo de análisis y corrección de la respuesta de sistemas electroacústicos en recintos con técnicas reconocidas.

## **5.2. IMPLEMENTACIÓN DEL ALGORITMO DE INVERSIÓN EN UN CASO REAL.**

El algoritmo desarrollado fue sujeto a prueba en un vehículo de uso particular, a continuación se presenta la metodología empleada y los resultados obtenidos antes y después de la implementación del algoritmo:

### **5.2.1. Generalidades**

- Vehículo: Camioneta Toyota Prado de 3 puertas.
- Sistema de reproducción: reproductor convencional, parlantes estéreo convencionales ubicados en puertas delanteras con patrón polar cardioide.
- Equipos utilizados: micrófono de medición omnidireccional, tarjeta de audio con entrada XLR y Phantom Power, computador portátil.

### **5.2.2. Ubicación de fuentes y receptores**

El equipo de sonido del vehículo cuenta con dos parlantes instalados en las puertas laterales. Se ubicó tres sitios de medición, correspondientes al asiento del conductor, el asiento del copiloto y un punto intermedio entre estos dos. El micrófono se situó a una altura equivalente a la de la cabeza de una persona promedio.

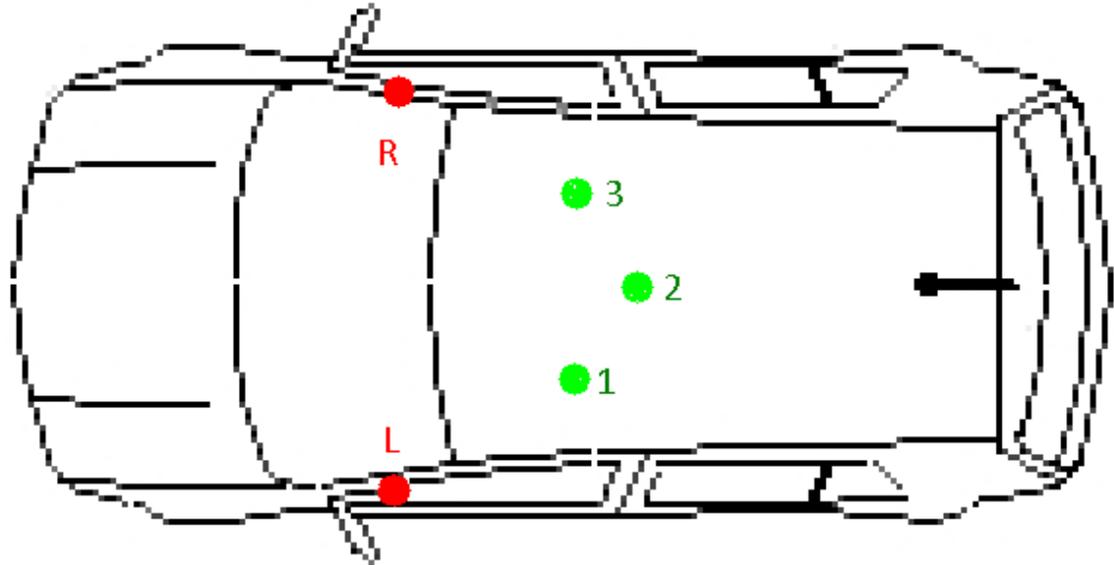


Figura 37. Ubicación de fuentes y receptores

En la figura anterior los puntos rojos corresponden a la ubicación de los parlantes del vehículo y los puntos verdes corresponden a la ubicación del micrófono en cada prueba.

### 5.2.3. Metodología de las pruebas

Inicialmente se llevó a cabo las mediciones para la caracterización del recinto en cada uno de los sitios de medición para cada una de las fuentes sonoras. Esta caracterización se llevó a cabo mediante el algoritmo de respuesta al impulso mediante la técnica de barrido sinusoidal exponencial presentado anteriormente en este trabajo. Se realizaron las mediciones correspondientes para cada par parlante-receptor (seis en total) y a cada uno de estos se le etiquetó en función de su ubicación, obteniendo las siguientes combinaciones: 1L, 2L, 3L, 1R, 2R, 3R.

Después de cada una de estas mediciones de caracterización, se utilizó el algoritmo desarrollado para hallar el filtro inverso de cada uno de los pares parlante-receptor.

Posterior al cálculo de los filtros inversos para cada par parlante-receptor, se procedió a la aplicación de los respectivos filtros al barrido sinusoidal de cada prueba, lo cual equivale a realizar el filtrado en la salida de un reproductor antes de la etapa de amplificación.

Se llevó a cabo mediciones utilizando el filtro inverso de la respuesta del sistema en cada punto, obteniendo los resultados que se describe a continuación:

#### 5.2.4. Resultados y análisis de mediciones antes y después de implementación de algoritmo de inversión.

##### 5.2.4.1. Parlante L - Receptor 1.

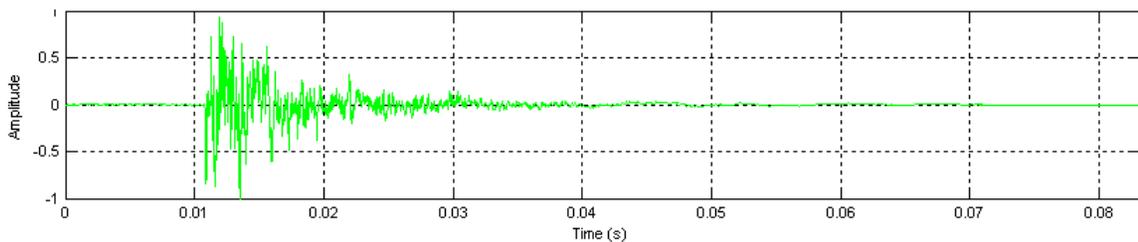


Figura 38. Respuesta en tiempo original del sistema

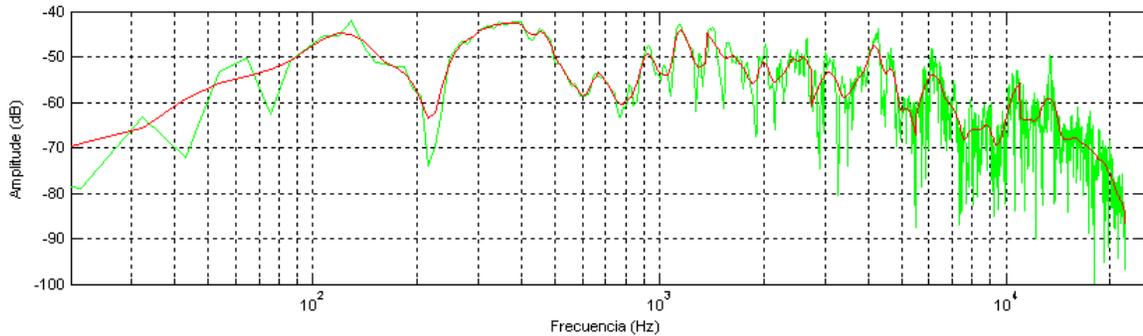


Figura 39. Respuesta en frecuencia original del sistema

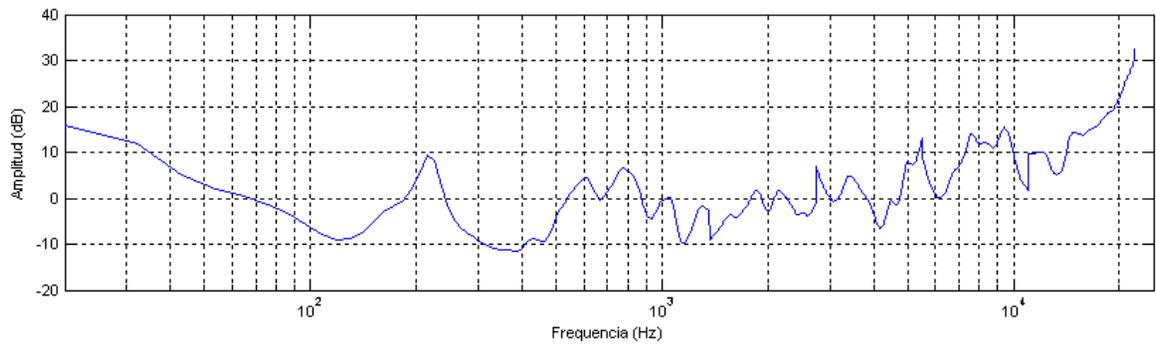


Figura 40. Respuesta en frecuencia del filtro inverso

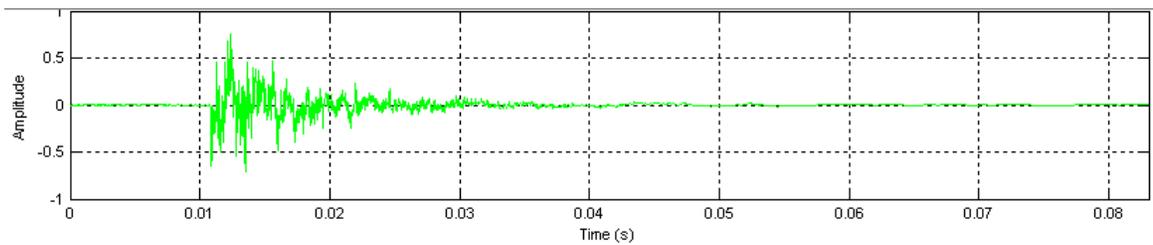


Figura 41. Respuesta en tiempo del sistema después de inversión

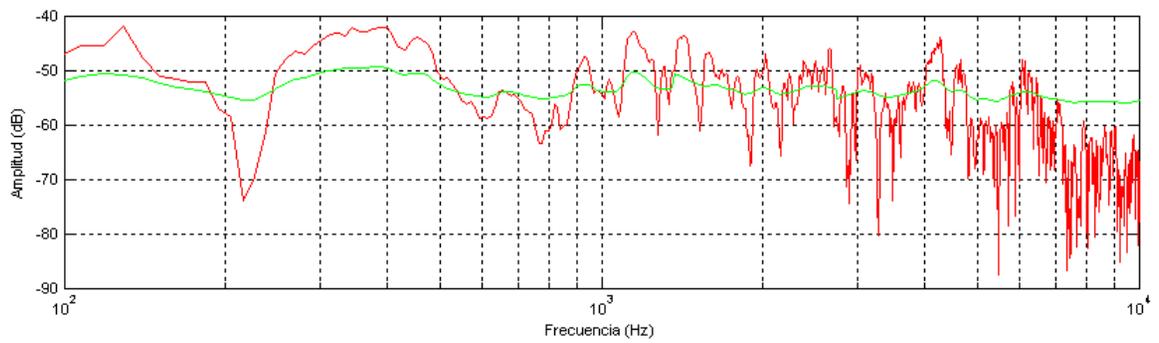


Figura 42. Respuesta en frecuencia antes (rojo) y después (verde) de inversión

Magnitud espectral por bandas de 1/3 de octava				
Frec. [Hz]	Antes		Después	
	Mag. [dB]	Desviación respecto a 1kHz [dB]	Mag. [dB]	Desviación respecto a 1kHz [dB]
100	-11,76	-5,74	-7,85	-6,62
125	-8,31	-2,29	-6,18	-4,95
160	-13,58	-7,56	-8,28	-7,05
200	-18,71	-12,69	-10,3	-9,07
250	-10,76	-4,74	-8,65	-7,42
315	-4,01	2,01	-5,14	-3,91
400	-2,88	3,14	-0,74	0,49
500	-6,63	-0,61	-1,1	0,13
630	-13,35	-7,33	-2,56	-1,33
800	-14,1	-8,08	-4,08	-2,85
1000	-6,02	0	-1,23	0
1250	-1,39	4,63	-2,43	-1,2
1600	-2,7	3,32	-3,5	-2,27
2000	-5,65	0,37	-4,65	-3,42
2500	-2,87	3,15	-3,32	-2,09
3150	-5,49	0,53	-3,75	-2,52
4000	0	6,02	-1,13	0,1
5000	-4,96	1,06	-4,13	-2,9
6300	-3,08	2,94	-2,67	-1,44
8000	-10,99	-4,97	-3,93	-2,7
10000	-5,91	0,11	-0,83	0,4
Desviación media	4,12		2,12	

Tabla 1. Magnitud espectral por bandas de 1/3 de octava. Par L1.

#### 5.2.4.2. Parlante L - Receptor 2.

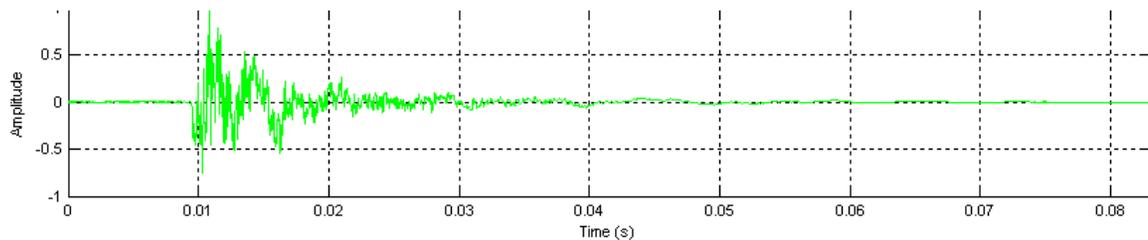


Figura 43. Respuesta en tiempo original del sistema

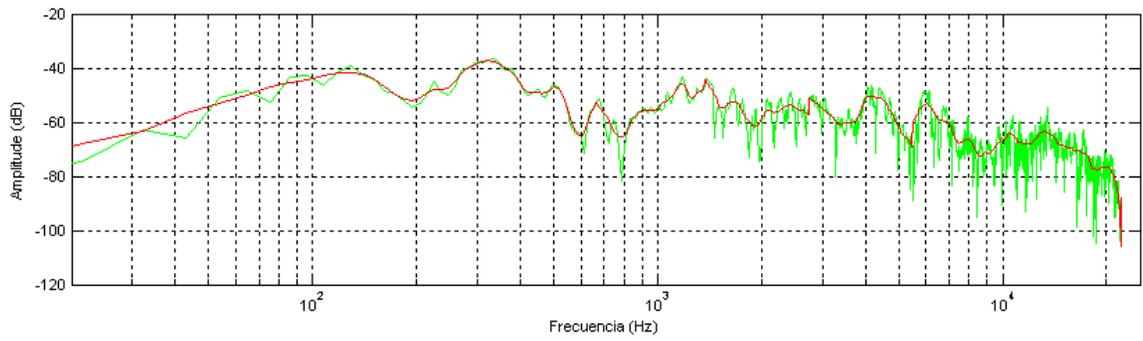


Figura 44. Respuesta en frecuencia original del sistema y curva suavizada

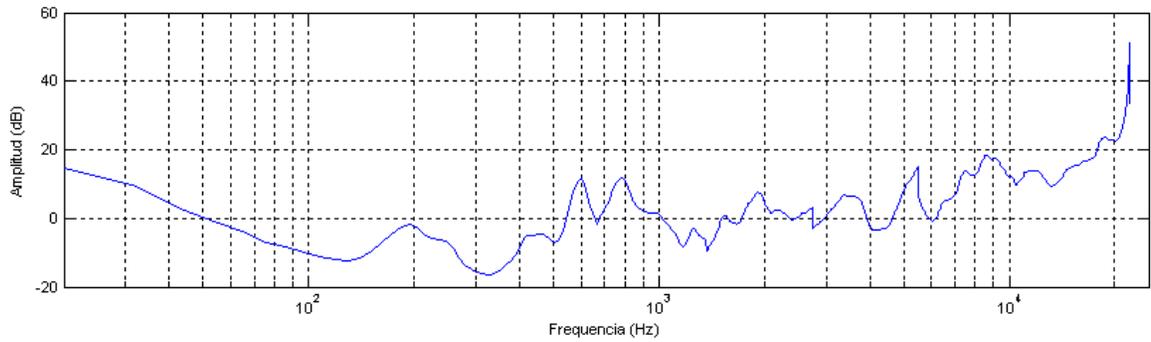


Figura 45. Respuesta en frecuencia del filtro inverso

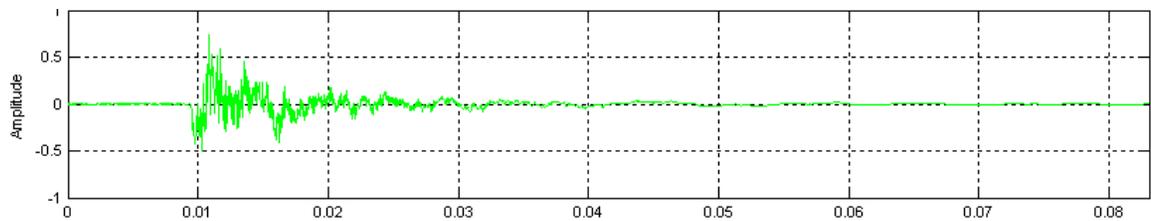


Figura 46. Respuesta en tiempo del sistema después de inversión

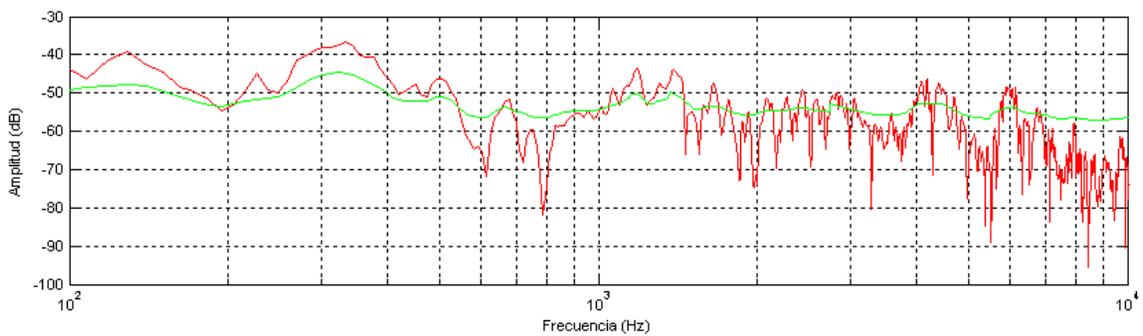


Figura 47. Respuesta en frecuencia antes (rojo) y después (verde) de inversión

Magnitud espectral por bandas de 1/3 de octava				
Frec. [Hz]	Antes		Después	
	Mag. [dB]	Desviación respecto a 1kHz	Mag. [dB]	Desviación respecto a 1kHz
100	-10,12	0,34	-4,62	0,83
125	-6,61	3,85	-3,18	2,27
160	-10,46	0	-4,37	1,08
200	-13,84	-3,38	-4,99	0,46
250	-6,87	3,59	-2,87	2,58
315	0	10,46	0	5,45
400	-4,79	5,67	-2,16	3,29
500	-9,33	1,13	-1,92	3,53
630	-16,02	-5,56	-3,64	1,81
800	-18,68	-8,22	-7,59	-2,14
1000	-10,46	0	-5,45	0
1250	-3,38	7,08	-3,65	1,8
1600	-6,92	3,54	-6,36	-0,91
2000	-11,53	-1,07	-9,35	-3,9
2500	-6,84	3,62	-5,83	-0,38
3150	-8,57	1,89	-5,86	-0,41
4000	-3,31	7,15	-3,02	2,43
5000	-7,77	2,69	-5,82	-0,37
6300	-3,84	6,62	-2,17	3,28
8000	-15,02	-4,56	-6,58	-1,13
10000	-12,55	-2,09	-6,18	-0,73
Desviación	3,71		1,77	

Tabla 2. Magnitud espectral por bandas de 1/3 de octava. Par L2.

### 5.2.4.3. Parlante L - Receptor 3.

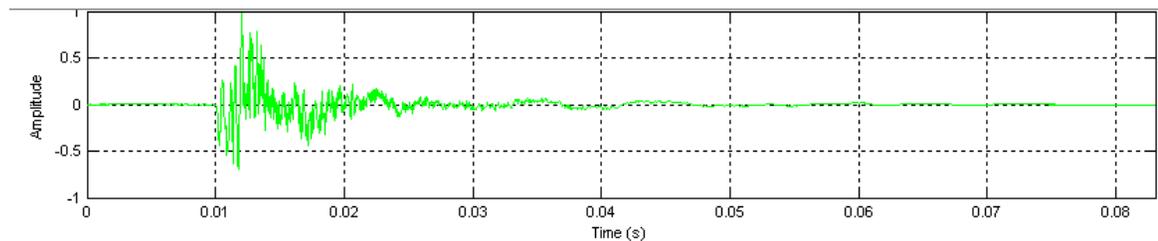


Figura 48. Respuesta en tiempo original del sistema

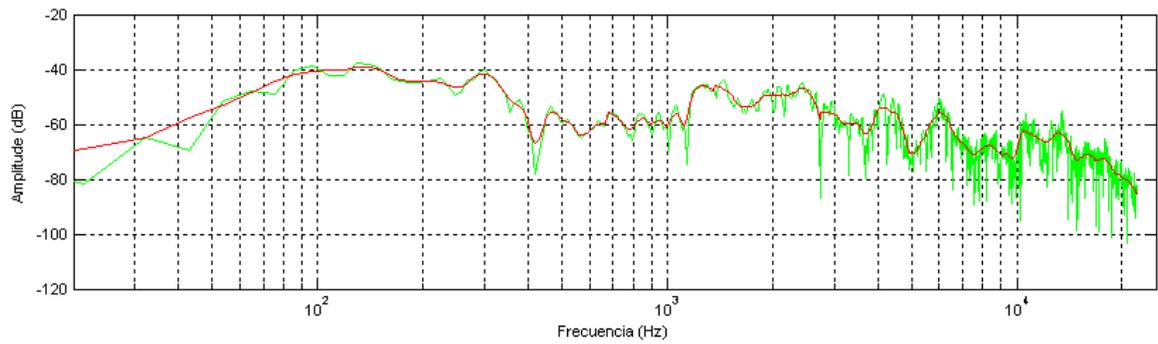


Figura 49. Respuesta en frecuencia original del sistema y curva suavizada

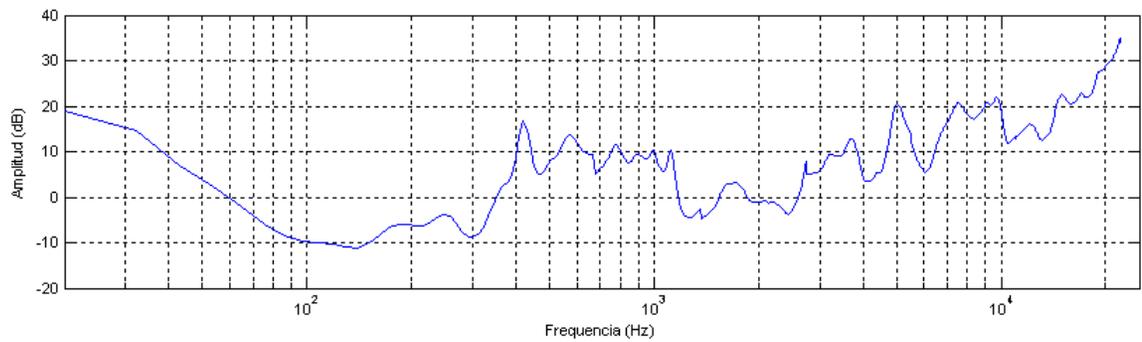


Figura 50. Respuesta en frecuencia del filtro inverso

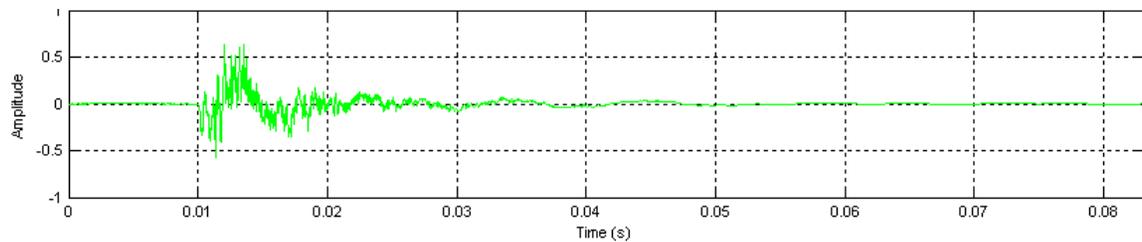


Figura 51. Respuesta en tiempo del sistema después de inversión

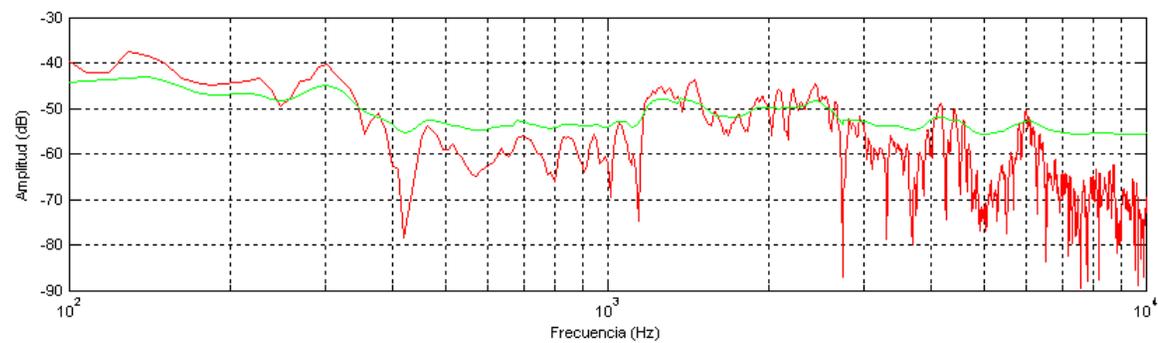


Figura 52. Respuesta en frecuencia antes (rojo) y después (verde) de inversión

Magnitud espectral por bandas de 1/3 de octava				
Frec. [Hz]	Antes		Después	
	Mag. [dB]	Desviación respecto a 1kHz	Mag. [dB]	Desviación respecto a 1kHz
100	-3,97	8,84	-2,23	8,94
125	-2,18	10,63	-2,38	8,79
160	-3,34	9,47	-0,92	10,25
200	-5,62	7,19	0	11,17
250	-5,51	7,3	-4,24	6,93
315	-2,89	9,92	-6,74	4,43
400	-14,93	-2,12	-16,2	-5,03
500	-15,38	-2,57	-12,15	-0,98
630	-16,1	-3,29	-7,75	3,42
800	-14,58	-1,77	-6,82	4,35
1000	-12,81	0	-11,17	0
1250	-1,41	11,4	-6,24	4,93
1600	-2,22	10,59	-5,82	5,35
2000	-1,06	11,75	-2,8	8,37
2500	0	12,81	-3,21	7,96
3150	-6,81	6	-8,06	3,11
4000	-4,06	8,75	-7,72	3,45
5000	-10,19	2,62	-12,15	-0,98
6300	-4,65	8,16	-7,14	4,03
8000	-14,14	-1,33	-9,23	1,94
10000	-9,33	3,48	-6,96	4,21
Desviación	4,75		3,06	

Tabla 3. Magnitud espectral por bandas de 1/3 de octava. Par L3.

#### 5.2.4.4. Parlante R - Receptor 1.

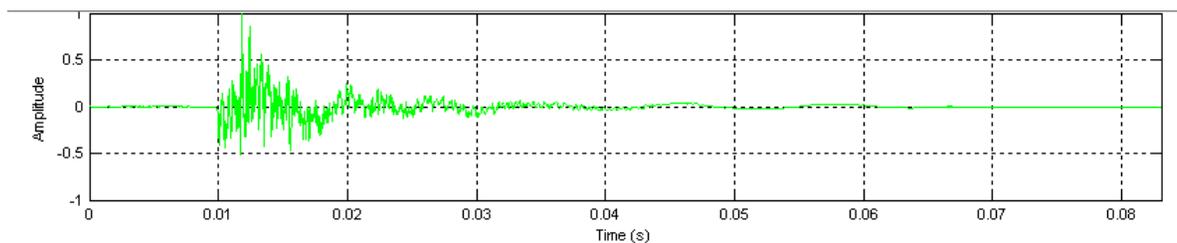


Figura 53. Respuesta en tiempo original del sistema

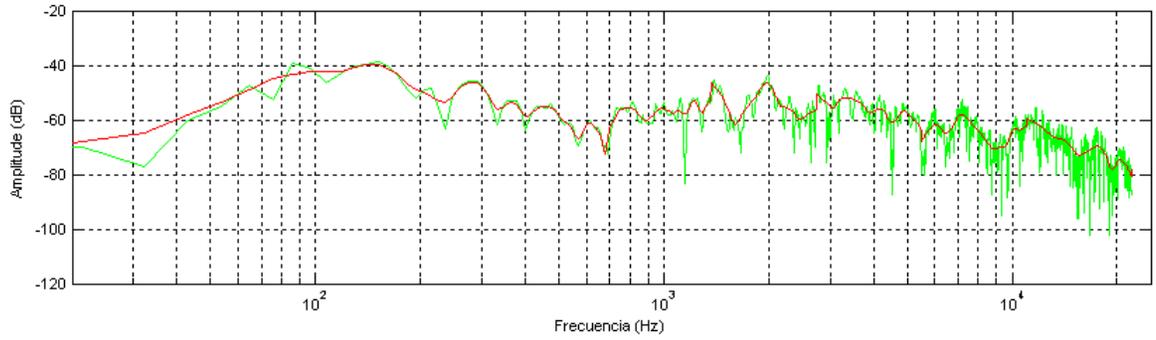


Figura 54. Respuesta en frecuencia original del sistema y curva suavizada

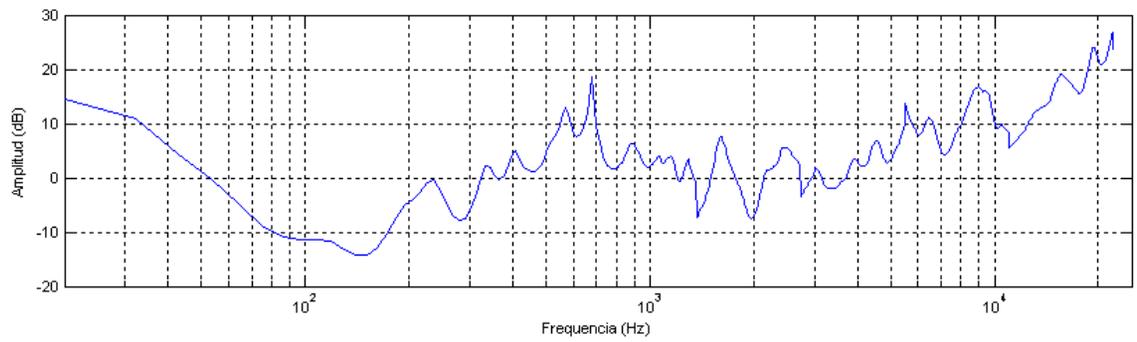


Figura 55. Respuesta en frecuencia del filtro inverso

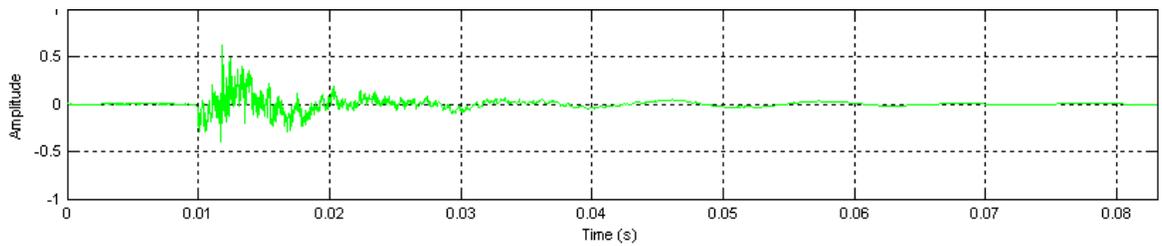


Figura 56. Respuesta en tiempo del sistema después de inversión

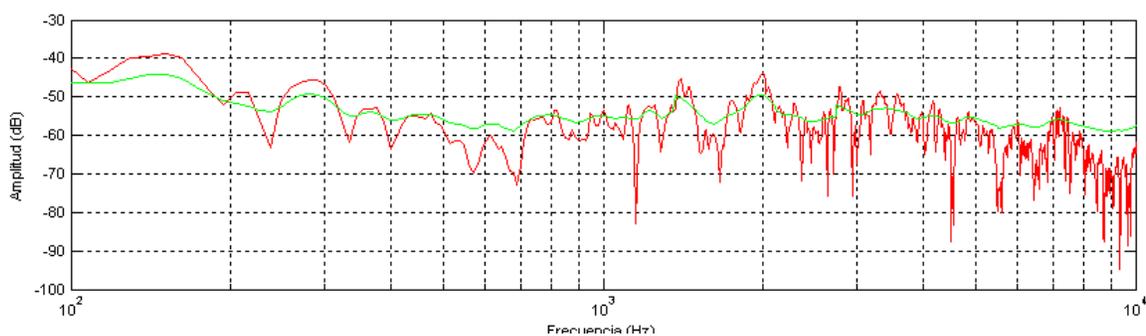


Figura 57. Respuesta en frecuencia antes (rojo) y después (verde) de inversión

Magnitud espectral por bandas de 1/3 de octava				
Frec. [Hz]	Antes		Después	
	Mag. [dB]	Desviación respecto a 1kHz	Mag. [dB]	Desviación respecto a 1kHz
100	-4,69	5,45	0	7,79
125	-2,69	7,45	-2,09	5,7
160	-1,44	8,7	-1,02	6,77
200	-9,52	0,62	-4,68	3,11
250	-8,03	2,11	-7,31	0,48
315	-7,82	2,32	-9,74	-1,95
400	-12,64	-2,5	-12,6	-4,81
500	-14,47	-4,33	-11,31	-3,52
630	-19,81	-9,67	-13,44	-5,65
800	-11,31	-1,17	-5,32	2,47
1000	-10,14	0	-7,79	0
1250	-4,82	5,32	-6,26	1,53
1600	-5,11	5,03	-7,14	0,65
2000	0	10,14	-4,71	3,08
2500	-4,6	5,54	-7,27	0,52
3150	-1,56	8,58	-5,79	2
4000	-2,65	7,49	-7,26	0,53
5000	-5,76	4,38	-7,38	0,41
6300	-7,31	2,83	-9,55	-1,76
8000	-5,81	4,33	-7,86	-0,07
10000	-7,65	2,49	-6,12	1,67
Desviación	3,65		2,48	

Tabla 4. Magnitud espectral por bandas de 1/3 de octava. Par R1.

### 5.2.4.5. Parlante R - Receptor 2.

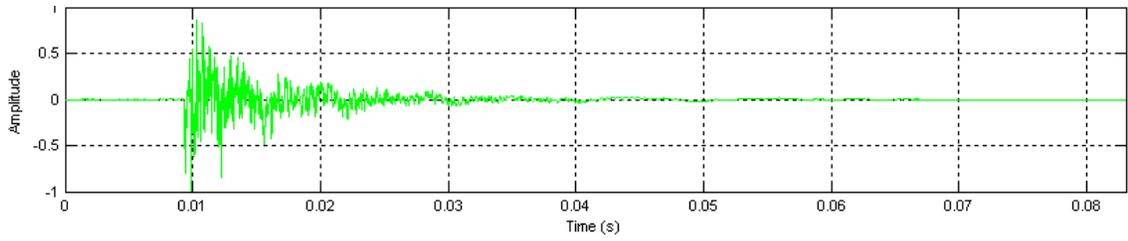


Figura 59. Respuesta en tiempo original del sistema

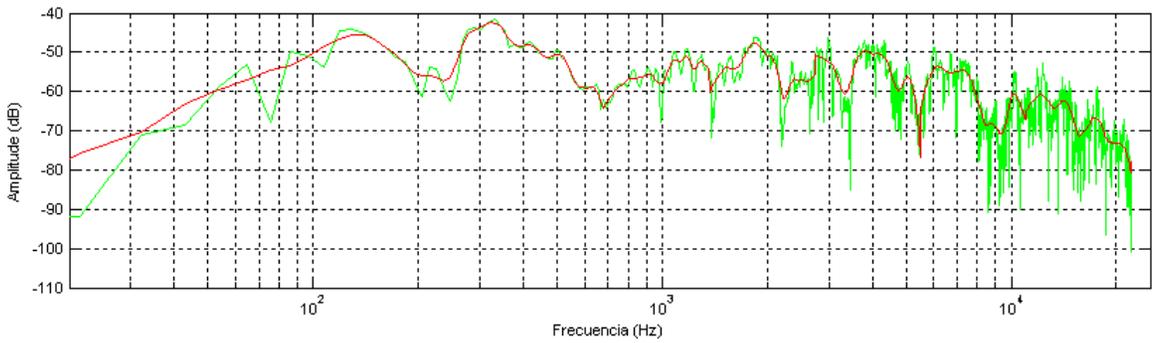


Figura 60. Respuesta en frecuencia original del sistema y curva suavizada

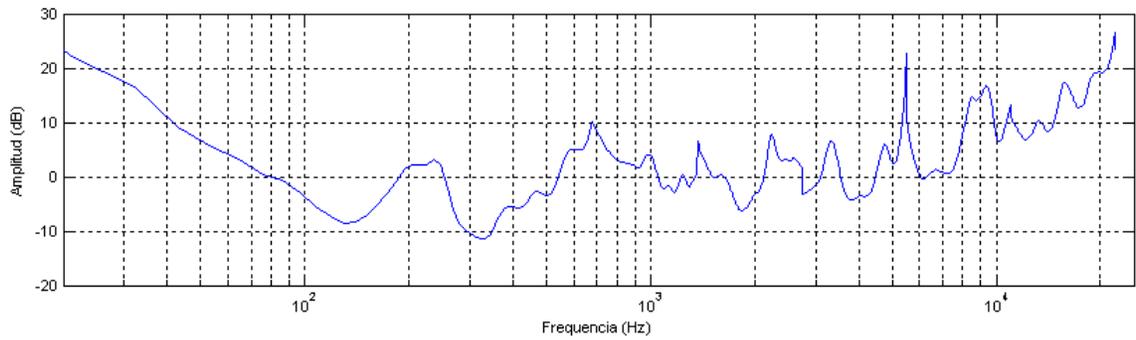


Figura 61. Respuesta en frecuencia del filtro inverso

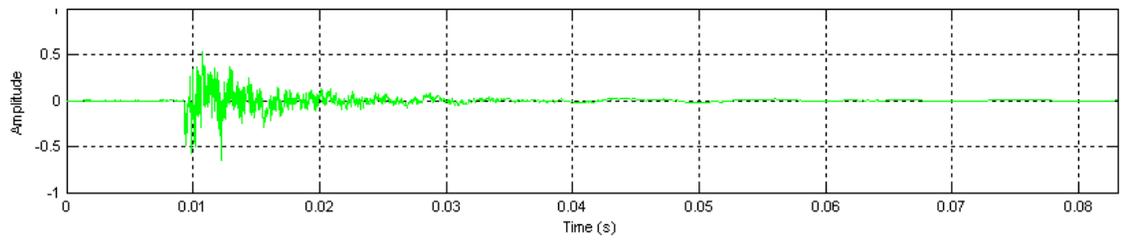


Figura 62. Respuesta en tiempo del sistema después de inversión

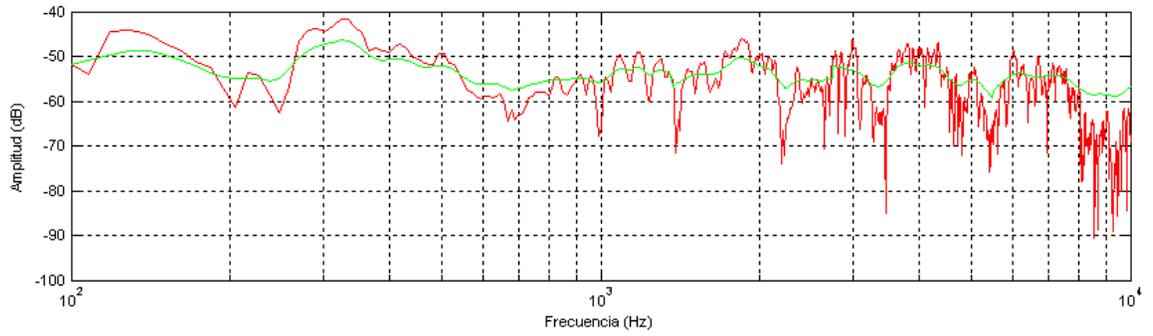


Figura 63. Respuesta en frecuencia antes (rojo) y después (verde) de inversión

Magnitud espectral por bandas de 1/3 de octava				
Frec. [Hz]	Antes		Después	
	Mag. [dB]	Desviación respecto a 1kHz	Mag. [dB]	Desviación respecto a 1kHz
100	-15,44	-5,58	-8,2	-3,61
125	-8,95	0,91	-5,12	-0,53
160	-11,02	-1,16	-7,48	-2,89
200	-16,96	-7,1	-9,31	-4,72
250	-10,74	-0,88	-7,41	-2,82
315	-3,57	6,29	-3,04	1,55
400	-7,42	2,44	-4,33	0,26
500	-10,32	-0,46	-3,72	0,87
630	-17,5	-7,64	-8,24	-3,65
800	-14,24	-4,38	-5,47	-0,88
1000	-9,86	0	-4,59	0
1250	-7,84	2,02	-5,82	-1,23
1600	-6,45	3,41	-5,79	-1,2
2000	-2,86	7	-4,1	0,49
2500	-7,29	2,57	-6,78	-2,19
3150	-4,54	5,32	-5,27	-0,68
4000	0	9,86	-1,53	3,06
5000	-6,96	2,9	-5,66	-1,07
6300	-2,05	7,81	-1,33	3,26
8000	-4,88	4,98	-3,9	0,69
10000	-8,57	1,29	-4,18	0,41
Desviación	3,72		1,64	

Tabla 5. Magnitud espectral por bandas de 1/3 de octava. Par R2.

#### 5.2.4.6. Parlante R - Receptor 3.

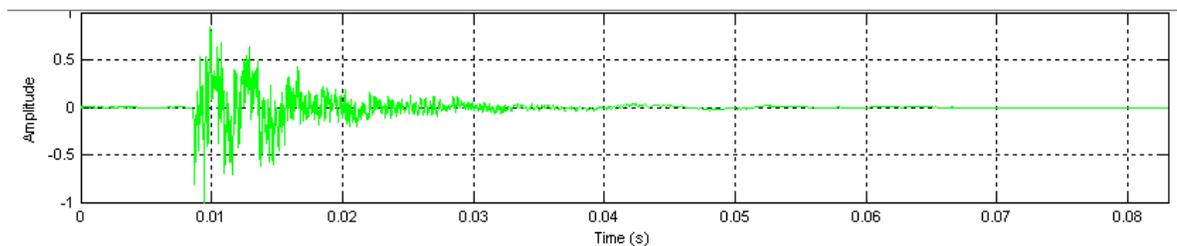


Figura 64. Respuesta en tiempo original del sistema

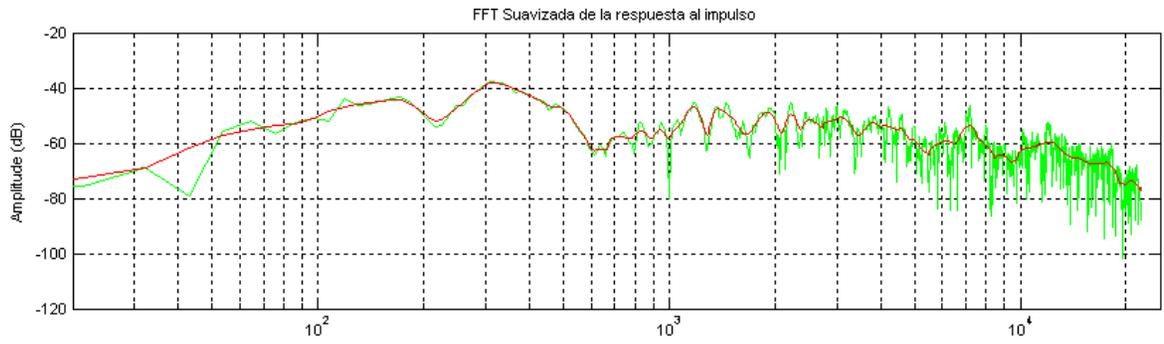


Figura 65. Respuesta en frecuencia original del sistema y curva suavizada

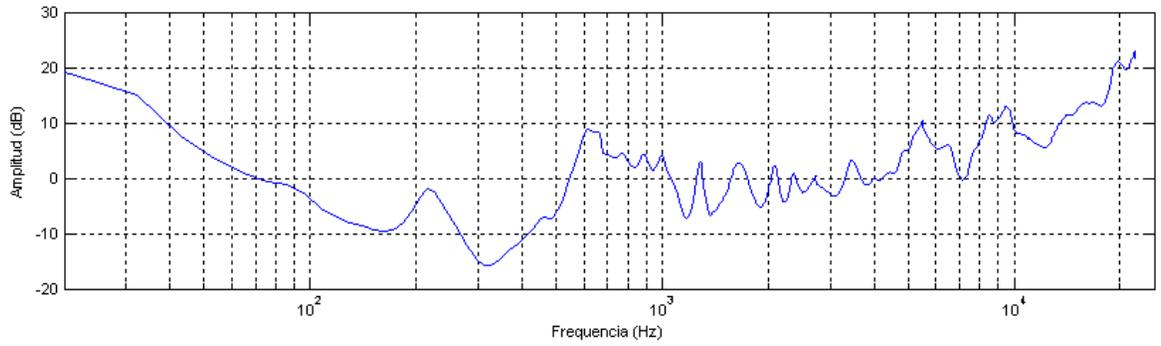


Figura 66. Respuesta en frecuencia del filtro inverso

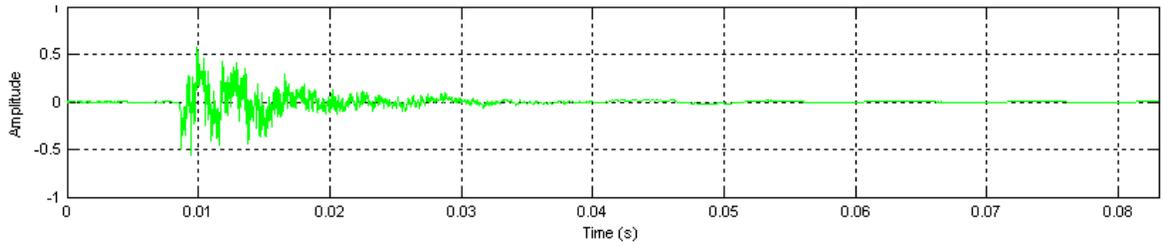


Figura 67. Respuesta en tiempo del sistema después de inversión

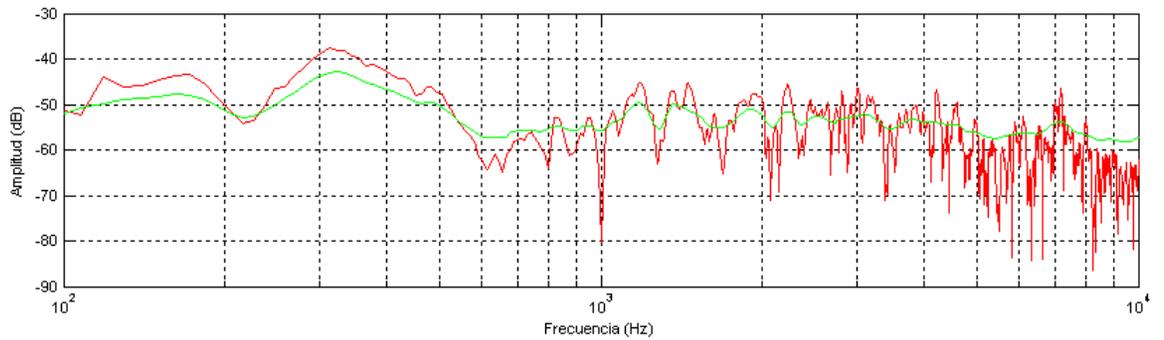


Figura 68. Respuesta en frecuencia antes (rojo) y después (verde) de inversión

Magnitud espectral por bandas de 1/3 de octava				
Frec. [Hz]	Antes		Después	
	Mag. [dB]	Desviación respecto a 1kHz	Mag. [dB]	Desviación respecto a 1kHz
100	-16,07	-5,32	-9,4	-3,45
125	-10,29	0,46	-6,71	-0,76
160	-8,13	2,62	-4,37	1,58
200	-11,67	-0,92	-4,49	1,46
250	-7,52	3,23	-4,19	1,76
315	0	10,75	0	5,95
400	-2,74	8,01	-0,3	5,65
500	-8,04	2,71	-2,09	3,86
630	-18,16	-7,41	-9,34	-3,39
800	-14,25	-3,5	-5,82	0,13
1000	-10,75	0	-5,95	0
1250	-4,66	6,09	-2,98	2,97
1600	-6,12	4,63	-5,37	0,58
2000	-3,45	7,3	-4,98	0,97
2500	-4,24	6,51	-4,23	1,72
3150	-3,69	7,06	-5,17	0,78
4000	-3,74	7,01	-5,74	0,21
5000	-6,89	3,86	-6,27	-0,32
6300	-5,84	4,91	-5,55	0,4
8000	-4,49	6,26	-3,9	2,05
10000	-8,68	2,07	-4,65	1,3
Desviación	3,59		1,63	

Tabla 6. Magnitud espectral por bandas de 1/3 de octava. Par R3.

### 5.2.5. Resumen de mediciones

Los datos anteriormente presentados demuestran que el algoritmo desarrollado funciona para la reducción de crestas y valles existentes en el espectro de una señal. Puede evidenciarse en las curvas de respuesta al impulso en el dominio de la frecuencia que la curva resultante después de la implementación del filtro es un acercamiento a la curva objetivo ideal trazada durante el cálculo del mismo.

Al analizar la magnitud espectral de cada respuesta hallada, es posible notar que los filtros implementados mejoran la relación de niveles de las bandas de 1/3 de octava en la mayoría de los casos. Las seis pruebas realizadas muestran un aumento general en el balance tonal de la respuesta de los pares parlante-receptor. La desviación media de niveles por bandas de 1/3 de octava se redujo en todas las pruebas después de implementar el algoritmo desarrollado.

Par	Desviación media [dB]	
	Antes	Después
L1	4,12	2,12
L2	3,71	1,77
L3	4,75	3,06
R1	3,65	2,48
R2	3,72	1,64
R3	3,59	1,63

Tabla 7. Resumen de desviación media.

### 5.3. EVALUACIÓN SUBJETIVA DESEMPEÑO MEDIANTE ENCUESTA

#### 5.3.1 Descripción de la prueba

La prueba se llevó a cabo en el mismo vehículo utilizado en el numeral 4.2., se utilizó el mismo equipo de sonido y un computador portátil con el software Steinberg Nuendo. La evaluación consiste en la reproducción y escucha de 3 pistas de audio determinadas; de cada una de éstas había dos versiones: una versión original y una versión filtrada en función de los resultados obtenidos en las pruebas anteriores (los canales izquierdo y derecho fueron procesados por separado). Se elaboró una sesión donde los encuestados pudieron alternar entre las dos versiones sin interrumpir la reproducción, pudiendo apreciar con mayor claridad las diferencias entre ambas versiones.

Para la realización de la prueba, se eligió tres temas distintos, pertenecientes a géneros modernos, con un amplio rango dinámico y espectral, esto con el fin de que la evaluación fuera lo más objetiva y precisa posible:

No.	Artista	Canción
1	Opeth	Windowpane
2	Metallica	Fade to Black
3	Black Eyed Peas	Let's Get It Started

Tabla 8. Pistas musicales utilizadas en prueba subjetiva.

### 5.3.2. Resultados obtenidos de encuestas

A continuación se presenta los resultados obtenidos en las encuestas por parte de cada uno de los sujetos de prueba y para cada muestra (original y filtrada):

Muestra Filtro A (Original)												
Sujeto	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
Calificación												
Gusto	2	5	5	4	4	4	3	5	4	1	4	5
Frec. Altas	3	4	3	4	5	3	4	3	5	2	4	4
Bajos	2	4	3	3	5	4	4	4	3	2	3	2
Voz	3	4	4	4	3	3	4	5	4	3	4	4
Efecto estéreo	4	3	3	4	2	5	4	5	5	2	3	3
Distorsión	2	4	4	4	3	3	3	5	3	3	3	3
Calidez	3	3	3	3	3	3	4	4	4	2	4	4
Coloración	2	3	4	4	3	2	3	4	4	2	4	3

Tabla 9. Resultados de encuestas por sujeto - muestra original

Muestra Filtro B (Filtrada)												
Sujeto	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
Calificación												
Gusto	4	4	3	3	5	5	3	4	3	3	5	4
Frec. Altas	3	4	4	3	4	4	2	2	2	3	4	3
Bajos	4	4	3	3	4	3	4	4	2	4	3	5
Voz	4	3	3	3	5	5	3	4	2	3	4	2
Efecto estéreo	5	3	2	3	5	5	2	4	2	4	4	3
Distorsión	4	5	4	2	5	5	2	3	3	3	5	2
Calidez	4	5	4	3	5	4	3	3	3	4	4	5
Coloración	3	2	2	3	4	2	3	3	3	3	4	3

Tabla 10. Resultados de encuestas por sujeto – muestra filtrada

Se presenta a continuación el resumen de la encuesta con los resultados totales obtenidos:

Muestra Filtro A (Original)							
Gusto	Desagradable	1	1	1	5	4	Agradable
Frec. Altas	Muy débil	0	1	4	5	2	Muy fuerte
Bajos	Muy débil	0	3	4	4	1	Muy fuerte
Voz	Ininteligible	0	0	4	7	1	Inteligible
Efecto estéreo	Malo	0	2	4	3	3	Bueno
Distorsión	Distorsionado	0	1	7	3	1	Sin distorsión
Calidez	Frío	0	1	6	5	0	Cálido
Coloración	Colorado	0	3	4	5	0	Transparente

Tabla 11. Resumen resultados obtenidos encuesta – muestra original

Muestra Filtro B (Filtrada)							
Gusto	Desagradable	0	0	5	4	3	Agradable
Frec. Altas	Muy débil	0	3	4	5	0	Muy fuerte
Bajos	Muy débil	0	1	4	6	1	Muy fuerte
Voz	Ininteligible	0	2	5	3	2	Inteligible
Efecto estéreo	Malo	0	3	3	3	3	Bueno
Distorsión	Distorsionado	0	3	3	2	4	Sin distorsión
Calidez	Frío	0	0	4	5	3	Cálido
Coloración	Colorado	0	3	7	2	0	Transparente

Tabla 12. Resumen resultados obtenidos encuesta – muestra filtrada

Cada número en cada casilla muestra el número de personas que eligieron dicha opción. Número total de encuestas: 12.

Teniendo en cuenta los valores anteriores, es posible trazar gráficos de barras para cada uno de los parámetros medidos con fin de tener una mejor visualización de la información:

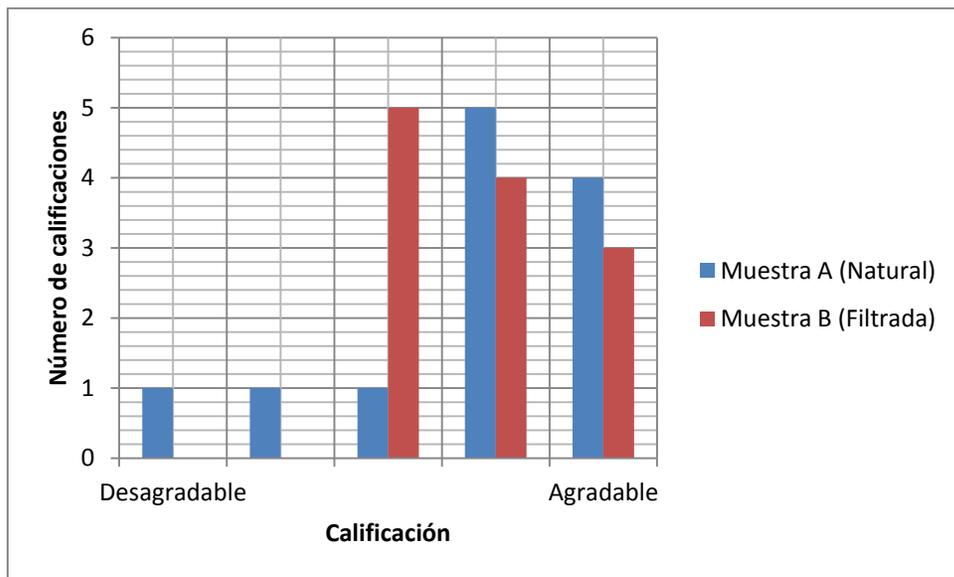


Figura 69. Resultados encuesta, parámetro: Gusto.

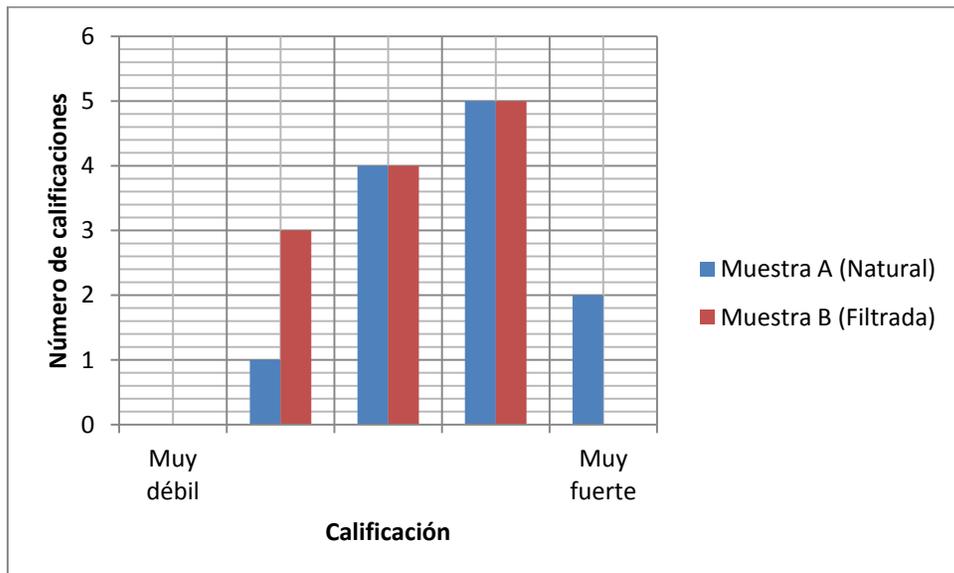


Figura 70. Resultados encuesta, parámetro: Percepción frecuencias altas.

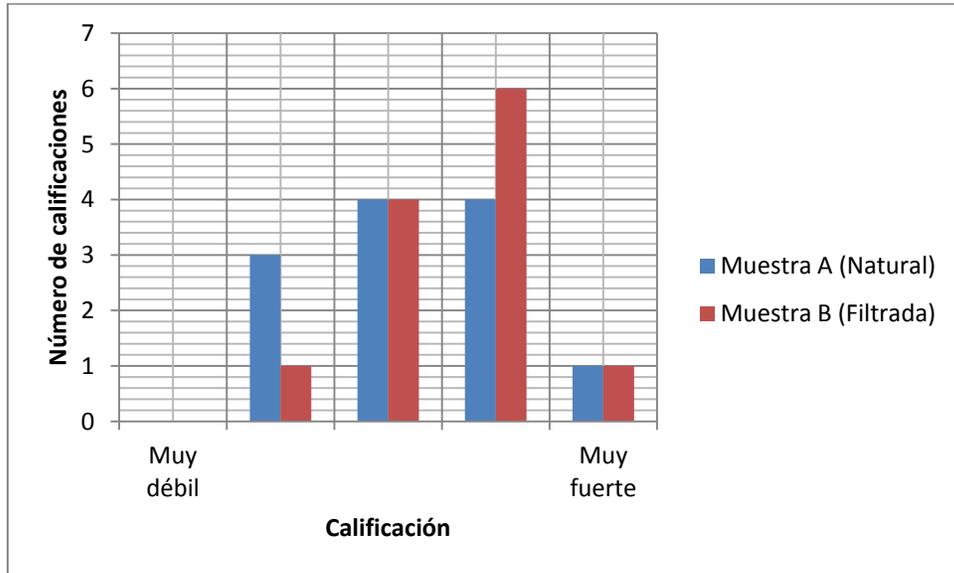


Figura 71. Resultados encuesta, parámetro: Percepción de frecuencias bajas.

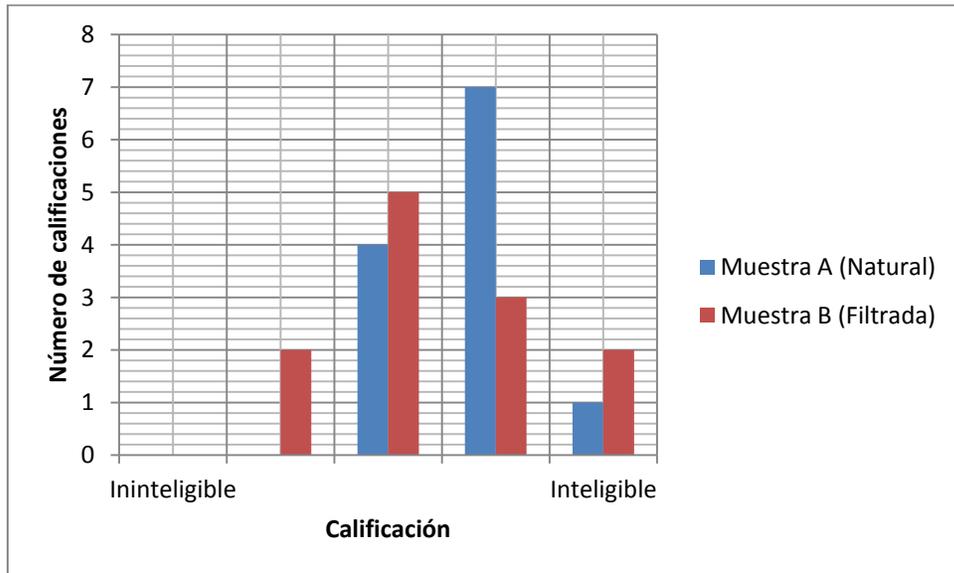


Figura 72. Resultados encuesta, parámetro: Percepción de voz.

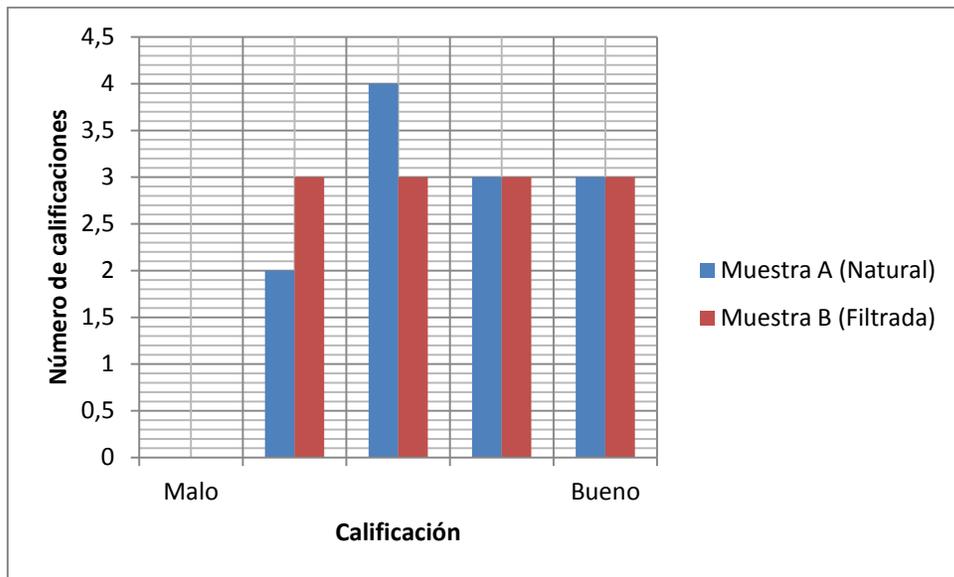


Figura 73. Resultados encuesta, parámetro: Percepción de efecto estéreo.

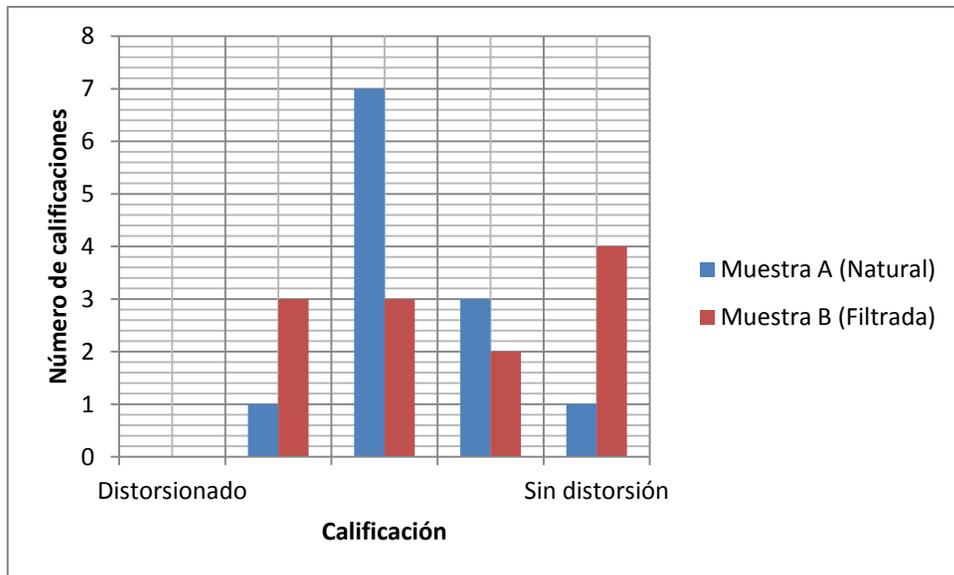


Figura 74. Resultados encuesta, parámetro: Percepción de distorsión.

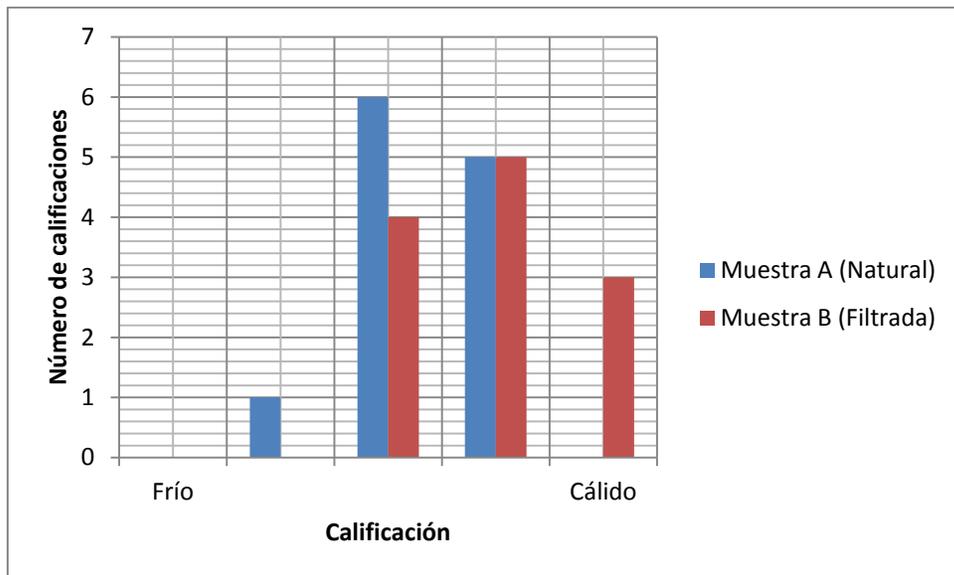


Figura 75. Resultados encuesta, parámetro: Percepción de calidez.

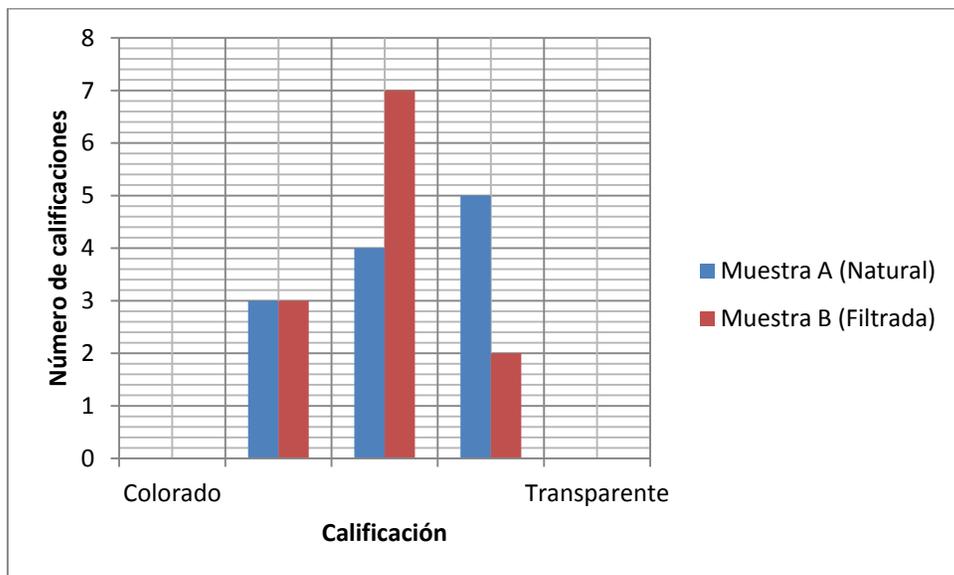


Figura 76. Resultados encuesta, parámetro: Percepción de coloración.

Es posible observar preliminarmente que no existen tendencias fuertes que diferencien las dos muestras de manera significativa.

### 5.3.3. Análisis estadístico de las encuestas

Se presenta a continuación una comparación del parámetro Gusto entre las muestras originales y las muestras ecualizadas con el método utilizado:

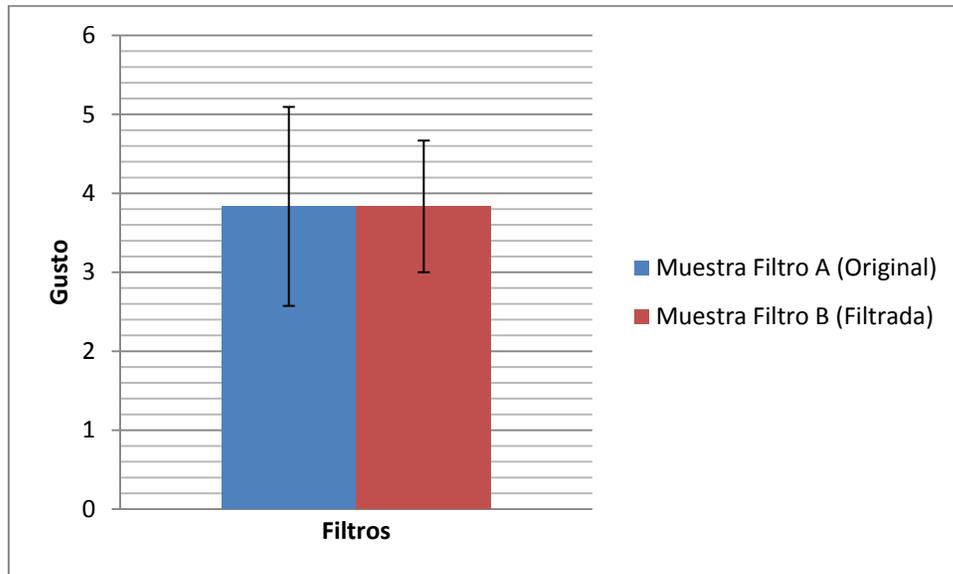


Figura 77. Comparación del parámetro de gusto entre los dos tipos de muestra

**Gusto promedio muestras originales:** 3,83 puntos.

**Desviación estándar de Gusto de muestras originales:** 1,27.

**Gusto promedio muestras filtradas:** 3,83 puntos.

**Desviación estándar de Gusto de muestras ecualizadas:** 0,83.

El gusto promedio por los dos tipos de muestra equivale a 3,83, pudiéndose deducir de esto que no hay diferencias significativas en cuanto a preferencias entre las muestras. Por otra parte, es posible evidenciar que la desviación estándar es relativamente alta, lo cual agrega incertidumbre a los resultados obtenidos en este parámetro.

Es posible determinar la relación lineal existente entre el gusto y los parámetros subjetivos evaluados para las muestras filtradas y trazar curvas de tendencia que ayuden a visualizar dicha relación:

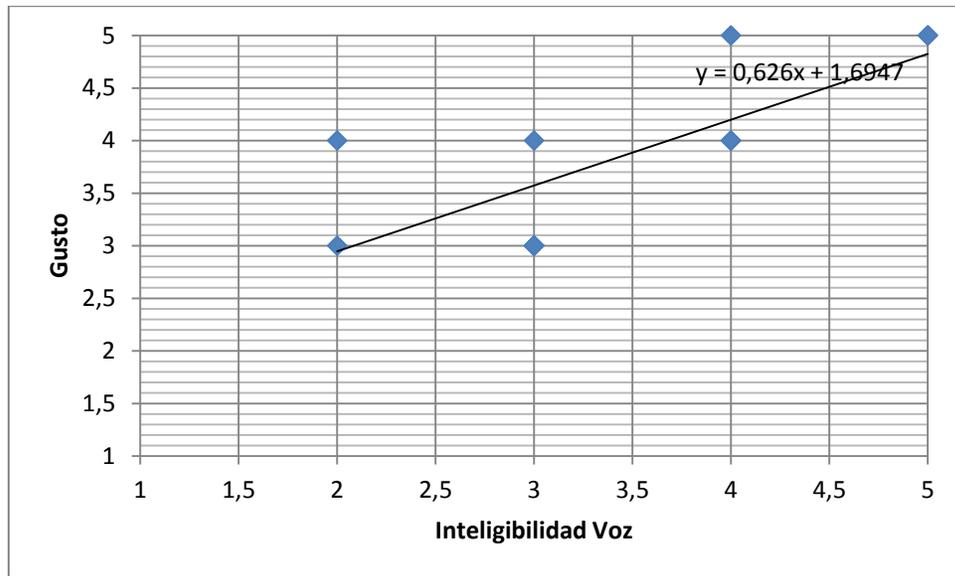


Figura 78. Relación entre Gusto e Inteligibilidad de la voz.

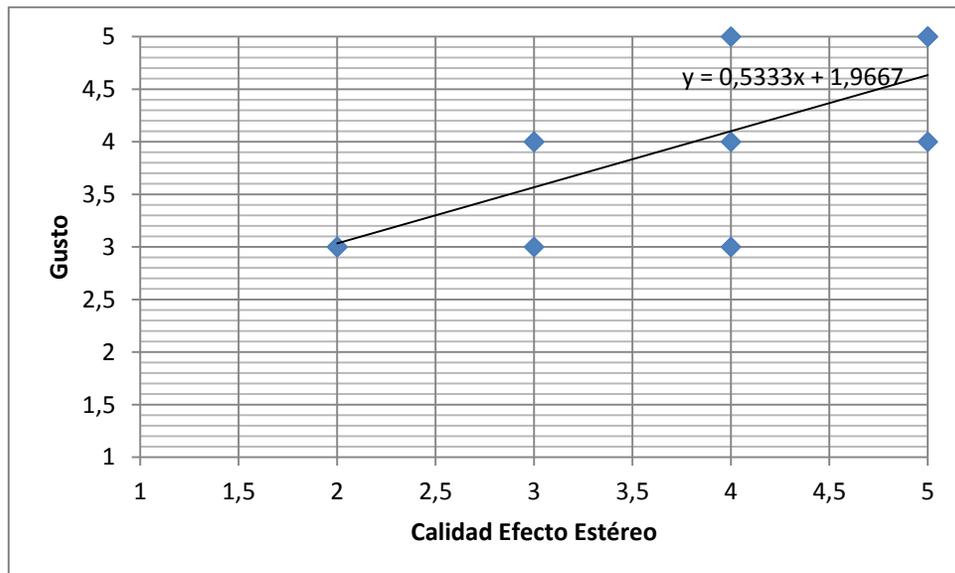


Figura 79. Relación entre Gusto y Calidad del efecto estéreo.

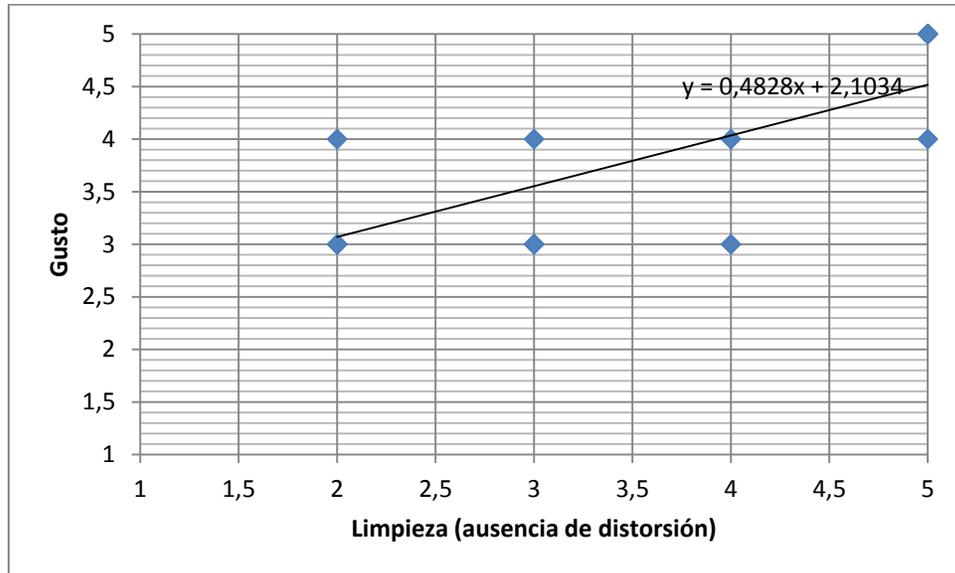


Figura 80. Relación entre Gusto y Limpieza o ausencia de distorsión.

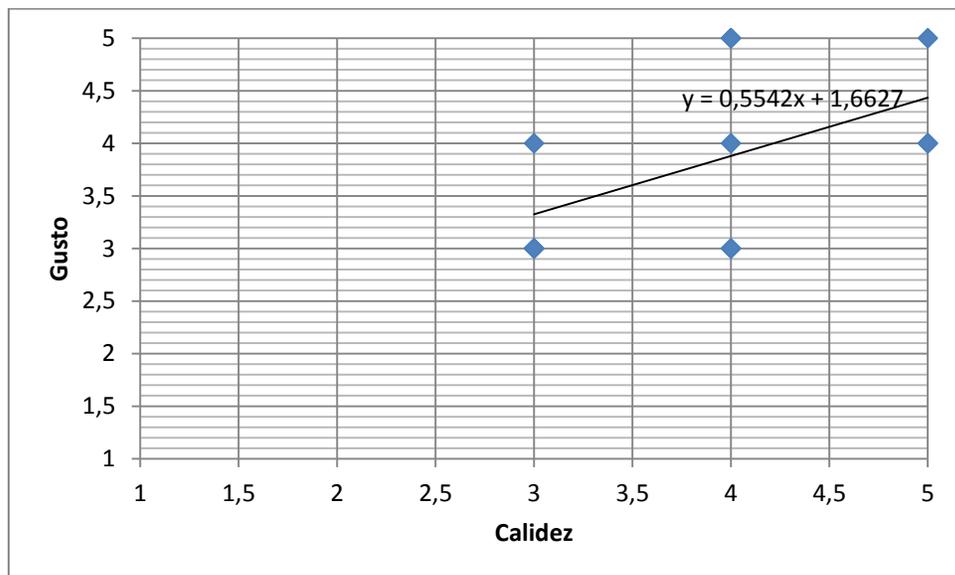


Figura 81. Relación entre Gusto y Calidez.

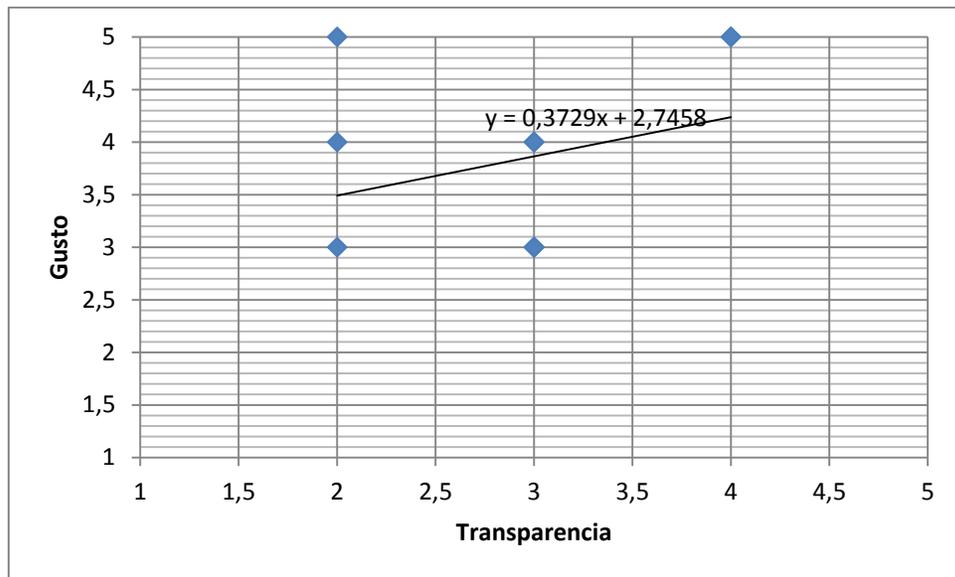


Figura 82. Relación entre Gusto y Transparencia.

Es posible evidenciar que existe una relación positiva entre el Gusto y los demás parámetros evaluados.

## 6. CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

El método de ecualización propuesto posee grandes ventajas con respecto a los métodos tradicionales gracias a que tiene la capacidad de ecualizar picos o valles con anchos de banda muy estrechos y con variaciones abruptas de nivel. Por otra parte, éste método ayuda a compensar las irregularidades formadas en la respuesta transitoria de las señales reproducidas mientras que los métodos tradicionales únicamente toman en cuenta el estado estable del campo sonoro.

Las pruebas subjetivas del método de ecualización desarrollado llevan a concluir que en un entorno común, con equipos electroacústicos de calidad media, el confort acústico no se ve alterado positiva ni negativamente por la implementación del proceso mencionado.

El análisis espectral de la respuesta del sistema después de la implementación del ecualizador revela una mejora en el balance tonal de las señales reproducidas en general. Sin embargo, también es posible evidenciar la aparición de nuevos elementos indeseados agregados por el filtro en algunos intervalos del espectro. Éstos elementos indeseados pueden deberse a distintos factores tales como el método de suavizado de curva en la respuesta en frecuencia del sistema parlante-recinto.

El diseño de filtros arbitrarios a partir de respuestas al impulso de gran longitud espectral y alto orden resulta inadecuado debido a la alta carga de procesamiento que ello conlleva, se recomienda utilizar un algoritmo de decimación espectral que permita reducir considerablemente la longitud de dicha respuesta sin producir cambios en la calidad sonora de la señal.

## 7. BIBLIOGRAFÍA

- [1] A. Azzali, A. Bellini, A. Farina, E. Ugolotti "Design and implementation of Psychoacoustics Equalizer for Infotainment" DSP application day, Politecnico di Milano, 23 September 2002
- [2] S.T. Neely, J.B. Allen, "Invertibility of a room impulse response", Journal of the Audio Engineering Society, May 1979, vol. 66, pp. 165-169.
- [3] A. Farina, G. Cibelli, A. Bellini, "AQT - A New Objective Measurement Of The Acoustical Quality Of Sound Reproduction In Small Compartments", AES 110th Convention Paper, Amsterdam 2001
- [4] E. Ugolotti, G. Gobbi, A. Farina, "IPA - A subjective Assessment Method of Sound Quality of Car Sound System" AES 110th Convention Paper, Amsterdam 2001
- [5] Ferreira, Aníbal J. S.; Leite, António; Pinto, Francisco; Rocha, Ariel F, "Adaptive Audio Equalization of Rooms Based on a Technique of Transparent Insertion of Acoustic Probe Signals", AES 120th convention, May 2006.
- [6] M. Binelli, A. Farina, "Digital equalization of automotive sound systems employing spectral smoothed FIR filters", AES 125th Convention Paper, San Francisco 2008.
- [7] Oppenheim A.V., Schafer R., "Digital Signal Processing", Ed. Prentice Hall, 1975.

- [8] Oppenheim A.V., Schafer R., "Discrete -Time Signal Processing", Ed.Prentice Hall, 2009.
- [9] M. Hasegawa-Johnson, L. Kim, J. Lim, K. Sung. "Room equalization based on Acoustic and Human perceptual features", AES 122th Convention Paper, May 2007.
- [10] F. Toole. "Loudspeakers and Rooms for Sound Reproduction - A scientific review", JAES Volume 54 Issue 6 pp. 451-476; June 2006
- [11] Bouchard, Martin; Norcross, Scott G.; Soulodre, Gilbert A. "Adaptative strategies for inverse filtering", AES 125<sup>th</sup> Convention Paper, May 2005.
- [12] F. Alton "The Master Handbook of Acoustics", McGraw Hill, 2000.

ANEXO A - FOTOGRAFÍAS DE IMPLEMENTACIÓN DEL MÉTODO



ANEXO B - FOTOGRAFÍAS DE ENCUESTA



## ANEXO C - CÓDIGO FINAL ECUALIZADOR

```
function stfreq_Callback(hObject, eventdata, handles)

global f1

strfreq=get(hObject,'String');
f1 = str2double(strfreq);

function endfreq_Callback(hObject, eventdata, handles)

global f2 f1

enfreq=get(hObject,'String');
f2 = str2double(enfreq);

function dur_Callback(hObject, eventdata, handles)

global Ti

duration=get(hObject,'String');
Ti = str2double(duration);
function fdin_Callback(hObject, eventdata, handles)

global fin

fadin=get(hObject,'String');
fin = str2double(fadin);
function fdout_Callback(hObject, eventdata, handles)

global fout

fadout=get(hObject,'String');
fout = str2double(fadout);
function silence_Callback(hObject, eventdata, handles)

global s

sile=get(hObject,'String');
s = str2double(sile);
%-----

function generate_Callback(hObject, eventdata, handles)

global fs s f1 f2 Ti T fin fout sweep invsweep opx NFFT1 scale1 sweepW sx
S1 F1 P1 T1
```

```

fs=44100;
sil=s*fs;
T=(1/f1)*round(Ti*f1/log(f2/f1))*log(f2/f1);
t=0:1/fs:(T*fs-1)/fs; % Vector de variacion temporal
Lx=round((Ti*f1)/log(f2/f1));
K=2*pi*Lx;
% sweep=sin(K.*(exp((f1/Lx).*t)-1)); % Sweep corregido
sweep=sin(K*(exp((f1.*t)/Lx)-1));
L=(1/f1)*Lx;
Lt=(f1/L);
% Fin fórmula para la generación del sinesweep exponencial

if sweep(end)>0
    t_end=find(sweep(end:-1:1)<0,1,'first');
end

if sweep(end)<0
    t_end=find(sweep(end:-1:1)>0,1,'first');
end

t_end=length(sweep)-t_end;
sweep(t_end+1:end)=0;
sweep=sweep';

%Agregar Fade In para Evitar Clicks

fadein=0:1/((fs*fin)-1):1; % Se crea una línea ascendente desde cero
hasta uno de duración (fin), luego se multiplica punto a punto al vector
del sweep
fadein=fadein';
sweep(1:(length(fadein)))=sweep(1:(length(fadein))).*fadein;

% Agregar Fade Out (0.1s) para Evitar Clicks
fadeout=1:-1/((fs*fout)-1):0;
fadeout=fadeout';
dxt=(t_end+1)-length(fadeout);
sweep(dxt:t_end)=sweep(dxt:t_end).*fadeout;

% Inicio del proceso para agregar silencio después del barrido y así
evitar Aliasing temporal

revsweep=fliplr(sweep');
invsweep=Lt*exp(-(t*(1/L))).*revsweep;
invsweep=invsweep';
sweep=[sweep;zeros(sil,1)];
sweep=(sweep*0.95);
sxf=0.95/max(abs(invsweep));
invsweep=invsweep*sxf;

NFFT1=2^nextpow2(length(sweep));

```

```

sweepW=fft(sweep,NFFT1)/length(sweep);
scale1=fs/2*linspace(0,1,NFFT1/2+1);
sx=sweep(1:(T*fs));
% [S1,F1,T1,P1]=spectrogram(sx,1024,128,512,fs);

% Impresión de los barridos con sus fft

cla(handles.axes4,'reset')
axes(handles.axes4)
axis off

axes(handles.axes1)

plot([1:size(sweep)]/fs,sweep,'g');
axis([0 (length(sweep)/fs) -1 1])
title('Exponencial Sine Sweep');
xlabel('Time (s)');
ylabel('Amplitude');
grid on

axes(handles.axes2)

semilogx(scale1,20*log10(abs(sweepW(1:NFFT1/2+1))), 'g')
xlim([20 25000])
title('FFT Exponencial Sine Sweep')
xlabel('Frequency (Hz)');
ylabel('Amplitude (dB)');
grid on

% axes(handles.axes3)
%
% surf(T1,F1,10*log10(P1),'edgecolor','none'); axis tight;
% view(0,90);
% title('Spectrogram Exponencial Sine Sweep');
% xlabel('Time (s)'); ylabel('Frequency (Hz)');

opx=1;

%-----
--
function rec_Callback(hObject, eventdata, handles)

global sweep fs recsweep invsweep yrp opx NFFT3 yrpW scale3 S3 F3 T3 P3

audiorec=audiorecorder(fs, 16, 1);
reclength=(length(sweep))/fs;
soundsc(sweep,fs);
recordblocking(audiorec,reclength);
recsweepx=getaudiodata(audiorec);
recsweep=recsweepx-mean(recsweepx); % Quita el componente DC de la señal

```

```

yrp=cconv(invsweep,recsweep);

fn=max(abs(yrp));
fnx=0.99/fn;
yrp=fnx*yrp;

% peak=find(abs(yrp)>0.98,1,'first');
% stx=peak-(660);
% rtx=stx/fs;
% tx=rtx*10;
% tx=round(tx);
% tx=tx/10;
% tx=tx*fs;
%
%
% if tx<stx
%     ax=stx-tx;
%     yrp=yrp(ax:end);
% end
%
% if tx>stx
%     ax=tx-stx;
%     yrp=[zeros(ax,1);yrp];
% end

NFFT3=2^nextpow2(length(yrp));
yrpW=fft(yrp,NFFT3)/length(yrp);
scale3=44100/2*linspace(0,1,NFFT3/2+1);
% [S3,F3,T3,P3]=spectrogram(yrp,2048,128,512,fs);

cla(handles.axes4,'reset')
axes(handles.axes4)
axis off

axes(handles.axes1)

plot([1:size(yrp)]/fs,yrp,'g');
title('Deconvolved Impulse Response ');
xlabel('Time (s)');
ylabel('Amplitude');
grid on

axes(handles.axes2)

semilogx(scale3,20*log10(abs(yrpW(1:NFFT3/2+1))), 'g')
xlim([22 25000])
title(' FFT of Deconvolved Impulse Response')
xlabel('Frequency (Hz)');
ylabel('Amplitude (dB)');
grid on

% axes(handles.axes3)
%
% surf(T3,F3,10*log10(P3),'edgecolor','none'); axis tight;

```

```

% view(0,90);
% title('Spectrogram of Deconvolved Impulse Response');
% xlabel('Time (s)'); ylabel('Frequency (Hz)');

opx=3;

function arch_Callback(hObject, eventdata, handles)
function abr_Callback(hObject, eventdata, handles)

global yrp fs NFFT3 yrpW scale3 S3 F3 T3 P3 opx

[FileName Path]=uigetfile('*wav','Import Impulse Response');
if isequal(FileName,0)
return
else
file=strcat(Path,FileName);
[yzp,fs]=wavread(file);
yrp=yzp;
end

NFFT3=2^nextpow2(length(yrp));
yrpW=fft(yrp,NFFT3)/length(yrp);
scale3=44100/2*linspace(0,1,NFFT3/2+1);
% [S3,F3,T3,P3]=spectrogram(yrp,2048,128,512,fs);

cla(handles.axes4,'reset')
axes(handles.axes4)
axis off

axes(handles.axes1)

plot([1:size(yrp)]/fs, yrp,'b');
axis([0 (length(yrp)/fs) -1 1])
title('Respuesta al Impulso');
% title('Impulse Response');
xlabel('Time (s)');
ylabel('Amplitude');
grid on

axes(handles.axes2)

semilogx(scale3,20*log10(abs(yrpW(1:NFFT3/2+1))), 'b')
xlim([22 25000])
title(' FFT Respuesta al Impulso')
%title(' FFT of Impulse Response')
xlabel('Frequency (Hz)');
ylabel('Amplitude (dB)');
grid on

% axes(handles.axes3)
%
```

```

% surf(T3,F3,10*log10(P3),'edgecolor','none'); axis tight;
% view(0,90);
% title('Spectrogram of Invesweep Aurora');
% %title('Spectrogram of Impulse Response');
% xlabel('Time (s)'); ylabel('Frequency (Hz)');

opx=3;

function guar_Callback(hObject, eventdata, handles)
global sweep invsweep opx yrp recsweep f1 f2 fs Ti

sf1 = num2str(f1);
sf2 = num2str(f2);
tf3 = num2str(Ti);

if opx==1
    [FileName Path]=uiputfile('ExpSweep');
    if isequal(FileName,0)
        return
    else
        file=strcat(Path,FileName,' (',tf3,'s) - ', ' (' ,sf1,'Hz-',sf2,'Hz)');
        wavwrite(sweep,fs,16,file);
    end

end

if opx==2
    [FileName Path]=uiputfile('InvSweep');
    if isequal(FileName,0)
        return
    else
        file=strcat(Path,FileName,' (',tf3,'s) - ', ' (' ,sf1,'Hz-',sf2,'Hz)');
        wavwrite(invsweep,fs,16,file);
    end

end

if opx==3
    [FileName Path]=uiputfile('Impulse Response');
    if isequal(FileName,0)
        return
    else
        file=strcat(Path,FileName,' (',tf3,'s) - ', ' (' ,sf1,'Hz-',sf2,'Hz)');
        wavwrite(yrp,fs,16,file);
    end

end

if opx==4
    [FileName Path]=uiputfile('RecSweep');
    if isequal(FileName,0)
        return
    else
        file=strcat(Path,FileName,' (',tf3,'s) - ', ' (' ,sf1,'Hz-',sf2,'Hz)');
        wavwrite(recsweep,fs,16,file);
    end

end
end

```

```

function salir_Callback(hObject, eventdata, handles)

clear all
close all
function vista_Callback(hObject, eventdata, handles)
function op1_Callback(hObject, eventdata, handles)

%Visualizacion del sweep exponencial

global fs sweep T opx NFFT1 scale1 sweepW sx S1 F1 P1 T1

opx=1;

cla (handles.axes4,'reset')
axes(handles.axes4)
axis off

axes(handles.axes1)

plot( [ 1: size(sweep) ] / fs, sweep,'g');
axis([0 (length(sweep)/fs) -1 1])
title('Exponensial Sine Sweep');
xlabel('Time (s)');
ylabel('Amplitude');
grid on

axes(handles.axes2)

semilogx(scale1,20*log10(abs(sweepW(1:NFFT1/2+1))), 'g')
xlim([20 25000])
title('FFT Exponensial Sine Sweep')
xlabel('Frequency (Hz)');
ylabel('Amplitude (dB)');
grid on

% axes(handles.axes3)
%
% surf(T1,F1,10*log10(P1),'edgecolor','none'); axis tight;
% view(0,90);
% title('Spectrogram Exponensial Sine Sweep');
% xlabel('Time (s)'); ylabel('Frequency (Hz)');

function op2_Callback(hObject, eventdata, handles)

%Visualización del sweep inverso

global fs invsweep opx

```

```

opx=2;

NFFT2=2^nextpow2(length(invsweep));
invsweepW=fft(invsweep,NFFT2)/length(invsweep);
scale2=fs/2*linspace(0,1,NFFT2/2+1);
% [S2,F2,T2,P2]=spectrogram(invsweep,1024,128,512,fs);

cla(handles.axes4,'reset')
axes(handles.axes4)
axis off

axes(handles.axes1)

plot( [ 1: size(invsweep) ] / fs, invsweep,'g');
axis([0 (length(invsweep)/fs) -1 1])
title('Inverse Sine Sweep');
xlabel('Time (s)');
ylabel('Amplitude');
grid on

axes(handles.axes2)

semilogx(scale2,20*log10(abs(invsweepW(1:NFFT2/2+1))), 'g')
xlim([20 25000])
title('FFT Inverse Sine Sweep')
xlabel('Frequency (Hz)');
ylabel('Amplitude (dB)');
grid on

axes(handles.axes3)

% surf(T2,F2,10*log10(P2),'edgecolor','none'); axis tight;
% view(0,90);
% title('Spectrogram Inverse Sine Sweep');
% xlabel('Time (s)'); ylabel('Frequency (Hz)');
function op3_Callback(hObject, eventdata, handles)

%Visualización de la respuesta del sistema

global fs yrp opx NFFT3 yrpW scale3 S3 F3 T3 P3

opx=3;

cla(handles.axes4,'reset')
axes(handles.axes4)
axis off

axes(handles.axes1)

plot( [ 1: size(yrp) ] / fs, yrp,'g');

```

```

title('Deconvolved Impulse Response ');
xlabel('Time (s)');
ylabel('Amplitude');
grid on

axes(handles.axes2)

semilogx(scale3,20*log10(abs(yrpW(1:NFFT3/2+1))), 'g')
xlim([20 25000])
title('FFT of Deconvolved Impulse Response')
xlabel('Frequency (Hz)');
ylabel('Amplitude (dB)');
grid on

% axes(handles.axes3)
%
% surf(T3,F3,10*log10(P3),'edgecolor','none'); axis tight;
% view(0,90);
% title('Spectrogram of Deconvolved Impulse Response');
% xlabel('Time (s)'); ylabel('Frequency (Hz)');
% function op4_Callback(hObject, eventdata, handles)

%Visualización del sweep grabado

global recsweep opx fs

opx=4;
NFFT4=2^nextpow2(length(recsweep));
recsweepW=fft(recsweep,NFFT4)/length(recsweep);
scale4=fs/2*linspace(0,1,NFFT4/2+1);
% [S4,F4,T4,P4]=spectrogram(recsweep,1024,128,512,fs);

cla(handles.axes4,'reset')
axes(handles.axes4)
axis off

axes(handles.axes1)

plot([1:size(recsweep)] / fs, recsweep,'g');
title('Recorded Sweep ');
xlabel('Time (s)');
ylabel('Amplitude');
grid on

axes(handles.axes2)

semilogx(scale4,20*log10(abs(recsweepW(1:NFFT4/2+1))), 'g')
xlim([20 25000])
title('FFT Recorded Sweep')
xlabel('Frequency (Hz)');
ylabel('Amplitude (dB)');
grid on

```

```

% axes(handles.axes3)
%
% surf(T4,F4,10*log10(P4),'edgecolor','none'); axis tight;
% view(0,90);
% title('Spectrogram Recorded Sweep');
% xlabel('Time (s)'); ylabel('Frequency (Hz)');
function sound_Callback(hObject, eventdata, handles)

% Reproduce la señal en visualización

global fs sweep invsweep recsweep yrp opx

if opx==1
    soundsc(sweep,fs)
end
if opx==2
    soundsc(invsweep,fs)
end
if opx==3
    soundsc(yrp,fs)
end
if opx==4
    soundsc(recsweep,fs)
end

function smooth_Callback(hObject, eventdata, handles)
% hObject      handle to smooth (see GCBO)
% eventdata    reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles      structure with handles and user data (see GUIDATA)
global sweep fs recsweep invsweep yrp opx NFFT3 yrpW scale3 S3 F3 T3 P3
ffts fftr fftu ffts1 ffts2

fftra=abs(yrpW);
fftu=unwrap(fftra);

ffts1=smooth(fftu(1:length(fftu)/64-1),0.1,'lowess');
ffts2=smooth(fftu(length(fftu)/64:length(fftu)/32-1),0.2,'lowess');
ffts3=smooth(fftu(length(fftu)/32:length(fftu)/16-1),0.2,'lowess');
ffts4=smooth(fftu(length(fftu)/16:length(fftu)/8-1),0.2,'lowess');
ffts5=smooth(fftu(length(fftu)/8:length(fftu)/4-1),0.2,'lowess');
ffts6=smooth(fftu(length(fftu)/4:length(fftu)/2-1),0.2,'lowess');
ffts7=smooth(fftu(length(fftu)/2:length(fftu)),0.2,'lowess');

ffts=[ffts1;ffts2;ffts3;ffts4;ffts5;ffts6;ffts7];
% 0.0005 0.1
% ffts=smooth(fftu,0.001,'lowess');
axes(handles.axes2)

hold on

```

```

semilogx(scale3,20*log10(ffts(1:NFFT3/2+1)),'r')
xlim([20 25000])
title('FFT Suavizada de la respuesta al impulso')
xlabel('Frecuencia (Hz)');
ylabel('Amplitude (dB)');
grid on
hold off

% --- Executes on button press in target.
function target_Callback(hObject, eventdata, handles)
% hObject    handle to target (see GCBO)
% eventdata  reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles    structure with handles and user data (see GUIDATA)

global sweep fs  recsweep invsweep yrp opx NFFT3 yrpW scale3 S3 F3 T3 P3
ffts target fftr

targ = str2double(get(handles.tgt,'String'));
target=linspace(targ,targ,length(ffts));
% target=linspace(0.00001,0.00001,length(ffts));

axes(handles.axes2)

hold on

semilogx(scale3,20*log10(target(1:NFFT3/2+1)),'blue')
xlim([20 25000])
title('Smoothed FFT of Deconvolved Impulse Response')
xlabel('Frequency (Hz)');
ylabel('Amplitude (dB)');
grid on
hold off

% --- Executes on button press in geninv.
function geninv_Callback(hObject, eventdata, handles)
% hObject    handle to geninv (see GCBO)
% eventdata  reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles    structure with handles and user data (see GUIDATA)

global sweep fs  recsweep invsweep yrp opx NFFT3 yrpW scale3 S3 F3 T3 P3
ffts target fftr sweepW vf vm

target=target';
ifil=conj(ffts).*target./((conj(ffts).*ffts));

axes(handles.axes2)
hold off
semilogx(scale3,20*log10(ifil(1:NFFT3/2+1)),'b')

```

```

xlim([20 25000])
title('Respuesta en frecuencia del filtro inverso')
xlabel('Frecuencia (Hz)');
ylabel('Amplitud (dB)');
grid on
hold off

vf=linspace(0,1,length(ifil'));
vf=vf';
lifil=length(ifil')
%vector magnitud

% vm=ifil(1:lenght(vf));

vm = ifil;

% vf'
% vm'

% firx=firls(10,vf,vm);
%
% size(firx)
% size(sweep)
% sweepf= filter(firx,sweep,1);
% soundsc(sweepf,fs);
%
% % [h,w] = freqz(firx,1,128);
% % plot(vf,vm,w/pi,abs(h))
% % legend('Ideal','fir2 Designed')
% % title('Comparison of Frequency Response Magnitudes')
%
% % size(vf)
% % size(vm)
% %
% % ifil
%
% % lenght(ifil)
% % lenght(vf)
% % lenght(vm')
%
% % ifir=fir2(

% axes(handles.axes16)
%
% plot( [ 1: size(rinv) ] / fs,rinv,'g');
% axis([0 (length(rinv)/fs) -1 1])
% title('Respuesta en tiempo del filtro inverso');
% xlabel('Tiempo (s)');
% ylabel('Amplitud');
% grid on

```