

CARACTERIZACIÓN Y OPTIMIZACIÓN DE UN SISTEMA DE SONIDO PROFESIONAL



**PROYECTO FIN DE CARRERA
PLAN 2000**

E.U.I.T. TELECOMUNICACIÓN

TEMA: Ingeniería de Audio y Sistemas

TÍTULO: Caracterización y optimización de un sistema de sonido profesional

AUTOR: Rafael-Gerardo López García

TUTOR: José Luis Sánchez Bote

Vº Bº.

DEPARTAMENTO: DIAC



Miembros del Tribunal Calificador:

PRESIDENTE: Ángel M. Groba González

VOCAL: José Luis Sánchez Bote

VOCAL SECRETARIO: Juan José Gómez Alfageme

DIRECTOR: José Luis Sánchez Bote

Fecha de lectura: Septiembre 2013

Calificación:

El Secretario,

RESUMEN

El presente proyecto tiene como objeto caracterizar y optimizar un equipo de sonido profesional, entendiendo por “caracterizar” el determinar los atributos particulares de cada uno de los componentes integrados en el sistema, y entendiendo por “optimizar” el hallar la mejor manera de obtener una respuesta plana para todo el rango de frecuencias, libre de distorsión, y en la mayor área posible.

El sistema de sonido utilizado pertenece a un grupo musical de directo, por lo que se instala y se configura en cada concierto en función de las características del recinto, sea cerrado o al aire libre. Con independencia de estas particularidades, el sistema completo se divide en dos formaciones, L y R (lado izquierdo y lado derecho del escenario), por lo que cada formación se compone de un procesador digital de la señal, cuatro etapas de amplificación, un sistema *line array* de ocho unidades, y un conjunto de ocho altavoces de subgraves.

Para llevar a cabo el objetivo planteado, se ha dividido el proyecto en las fases que a continuación se describen.

En primer lugar, se han realizado, en la cámara anecoica de la EUITT, las medidas que permiten obtener las características de cada uno de los elementos que componen el sistema. Estas medidas se han almacenado en formato ASCII.

En segundo lugar, se ha diseñado una interfaz gráfica que permite, utilizando las medidas almacenadas, caracterizar tanto la respuesta individual de cada elemento de la cadena del sistema de sonido como la respuesta combinada de una unidad *line array* y una unidad de subgraves. La interfaz es interactiva, y tiene además la capacidad de entregar automáticamente los valores de configuración que permiten la optimización del conjunto. Esto es, obtener alineamiento en el rango de frecuencias compartido por ambas unidades.

Las medidas realizadas en la cámara anecoica se han utilizado igualmente para modelar el sistema *line array* al completo y poder realizar simulaciones en campo libre utilizando programas de predicción acústica. Se ha experimentado con los valores de configuración que permiten el alineamiento de los elementos individuales y obtenidos a través de la interfaz desarrollada, para comprobar la validez de los mismos con la formación *line array* y subgraves al completo.

Por otro lado, se han analizado los métodos de optimización de sistemas propuestos por profesionales reconocidos del medio con el objetivo de aplicarlos en un evento real. En la preparación y montaje del evento, se han aplicado los valores de configuración proporcionados por la interfaz, y se ha comprobado la validez de los mismos realizando medidas in situ según los criterios propuestos en los métodos de optimización estudiados.

ABSTRACT

This project aims to characterize and optimize a professional sound system. Characterize must be understood as determining the particular attributes of each component integrated in the system; optimize must be understood as finding the best way to get a flat response for all the frequency range, distortion free, in the largest possible area.

The sound system under test belongs to a live musical group, so it is setup and configured on each concert depending on the characteristics of the enclosure, whether it's indoor or outdoor. Apart from these features, the whole system is divided into two clusters, L and R (left and right side of the stage), so that each one is provided with a digital signal processor, four amplification stages, an eight-units line array system, and a set of eight subwoofers .

To accomplish the stated objective, the project has been divided into the steps described below.

To begin with, measures have been realized in the anechoic chamber of EUITT, which make possible obtaining the characteristics of each of the elements of the system. These measures have been stored in ASCII format.

Then, a graphical interface has been designed that allow, using the stored measurements and from graphics, to characterize both the individual response of each element of the string sound system and the combined response of the several elements. The interface is interactive, and also has the ability to automatically deliver the configuration settings that allow the whole optimization. That means to get alignment in the frequency range shared by a line array unit and a subwoofer unit.

The measurements made in the anechoic chamber have also been used to model the complete line array system and to perform free-field simulations using acoustical prediction programs. Simulations have been done with the configuration settings that allow the individual elements alignment (provided by the graphical interface developed), in order to check their validity with the full line array and subwoofer systems.

On the other hand, analysis about the optimization methods, proposed by renowned professionals of the field, has been made in order to apply them in a real concert. In the setup and assembly of the event, configuration settings provided by the interface have been applied. Their validity has been proved by making measures on-site according to the criteria set in the studied optimization methods.

INDICE

SECCIÓN I: INTRODUCCIÓN

1. PROBLEMÁTICA.....	8
2. OBJETIVOS Y PLANTEAMIENTO	9
3. ENTORNO DE TRABAJO Y HERRAMIENTAS DE MEDICIÓN Y SIMULACIÓN	13
3.1 CÁMARA ANECOICA.....	13
3.2 PULSE LABSHOP	15
3.3 MATLAB	17
3.4 EASE 4.3	19
3.5 EASE SPEAKERLAB.....	20
3.6 EASE FOCUS I	21
3.7 SMAART LIVE 7	22
4. MEDIOS Y EQUIPAMIENTO UTILIZADO	23
4.1 PROCESADOR DIGITAL	23
4.2 AMPLIFICADORES	25
4.3 CAJA FULL-RANGE.....	26
4.4 CAJA SUBGRAVES.....	29
4.5 CONFIGURACIÓN DEL SISTEMA COMPLETO PARA UN EVENTO EN DIRECTO	30
4.6 MICROFONÍA	32

SECCIÓN II: BASE TEÓRICA

1. CONCEPTOS TEÓRICOS	38
1.1 SUMA DE SEÑALES.....	38
1.2 FASE ELÉCTRICA VS. FASE ACÚSTICA	43
1.3 ZONAS DE SUMA.....	46
1.4 RETARDO Y DISTORSIÓN DE FASE.....	47
1.5 SUMA VS. FRECUENCIA.....	48
1.6 CÁLCULO DE NIVELES ACÚSTICOS	53
1.7 GEOMETRÍA DE LA SUMA	59
1.8 CROSSOVERS/DIVISORES	72

1.9	SENSIBILIDAD	74
2.	HERRAMIENTAS DE MEDICIÓN Y ANÁLISIS	77
2.1	ANALIZADORES FFT:	78
2.2	FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA	86
2.3	RESPUESTA AL IMPULSO	102
3.	HERRAMIENTAS DE PROCESADO ELECTRÓNICO	107
3.1	LATENCIA	107
3.2	LIMITACIÓN	110
3.3	FILTRADO Y DIVISORES ESPECTRALES.....	114
3.4	RETARDO DE ALINEAMIENTO:	142
4.	MÉTODOS DE ALINEAMIENTO	145
4.1	MÉTODO DE ALINEAMIENTO DE FASE.....	146
4.2	MÉTODO DE ALINEAMIENTO TEMPORAL.....	154
5.	MÉTODOS DE OPTIMIZACIÓN EN UN EVENTO REAL.....	172

SECCIÓN III: DESARROLLO DEL PROYECTO

1.	MEDIDAS REALIZADAS EN PULSE LABSHOP	208
1.1	MEDIDAS DE FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA	208
2.	SISTEMA DE CARACTERIZACIÓN Y OPTIMIZACIÓN DE UN EQUIPO DE SONIDO PROFESIONAL EN MATLAB.....	248
2.1	VISIÓN GENERAL DEL SISTEMA.....	248
2.2	BASES DE DISEÑO	254
2.3	INTERFAZ GRÁFICA	270
3.	EXPORTANDO/IMPORTANDO DATOS A EASE 4.3.....	282
3.1	CALCULANDO SENSIBILIDAD.....	283
3.2	CALCULANDO DIRECTIVIDAD	292
3.3	IMPORTANDO DATOS A EASE 4.3	301
4.	MODELADO DEL SISTEMA EN EASE SPEAKERLAB	303
4.1	CREANDO UNA FUENTE DE SONIDO.....	304

4.2	GENERANDO LIBRERÍA DE ALTAVOCES.....	307
4.3	GENERANDO LIBRERÍA DE FILTROS.....	315
5.	ESTRATEGIA Y DECISIONES ADOPTADAS PARA LA OPTIMIZACIÓN DE LOS SISTEMAS DE SONIDO EN UN EVENTO REAL	319
6.	MEDIDAS REALIZADAS EN SMAARTLIVE 7	337
6.1	OBTENIENDO LATENCIA DEL PROCESADOR OMNIDRIVE FDS-366T	338
6.2	CONFIGURACIONES PARA MEDIDAS IN SITU	345

SECCIÓN IV: RESULTADOS

1.	REPRESENTACIONES GRÁFICAS DE LAS MEDIDAS	352
1.1	FUNCIONES DE TRANSFERENCIA DE LOS FILTROS	352
1.2	FUNCIONES DE TRANSFERENCIA DE LOS AMPLIFICADORES	382
1.3	FUNCIONES DE TRANSFERENCIA DE LOS TRANSDUCTORES.....	384
2.	MANUAL DE USUARIO DE LA INTERFAZ DISEÑADA	401
3.	RESPUESTAS Y VALORES DE RETARDO OBTENIDOS EN LA OPTIMIZACIÓN A TRAVÉS DE LA INTERFAZ	418
4.	SENSIBILIDADES	431
5.	DIRECTIVIDAD	435
6.	AJUSTE DE LOS LIMITADORES	443
7.	EASE FOCUS I: CONFIGURACIÓN DEL LINE ARRAY PARA EL EVENTO	457
8.	EASE SPEAKERLAB: SIMULACIONES	465
9.	SMAART LIVE 7: MEDIDAS IN SITU	477

SECCIÓN V: CONCLUSIONES

CONCLUSIONES	512
---------------------------	------------

SECCIÓN VI: ANEXOS

ALGORITMOS	518
-------------------------	------------

BIBLIOGRAFÍA Y REFERENCIAS	538
---	------------

SECCIÓN I: INTRODUCCIÓN

1. PROBLEMÁTICA

El refuerzo sonoro es un campo de la ingeniería acústica que consiste en la elección y disposición razonada del equipamiento electroacústico y de los sistemas de procesamiento y amplificación de la señal sonora, ya sea música o habla, con el objetivo de que se reproduzca con la mayor fidelidad posible y de forma uniforme en todo el área de audiencia [1].

En las dos últimas décadas, los sistemas de sonido y las herramientas que permiten llevar a cabo los objetivos de un refuerzo sonoro, han evolucionado de manera exponencial. Lejos quedan los eventos en los que el sistema de sonido estaba compuesto por recintos de altavoces convencionales. Hoy en día los fabricantes de altavoces dedicados a la sonorización de eventos enfocan la mayor parte de su producción al diseño de sistemas *line array*.

Existen dos vertientes en cuanto a este tipo de sistemas. La primera, y más común en las firmas punteras, es la de limitar el acceso al usuario a los parámetros de procesamiento de la señal, estando incorporadas las placas DSPs en los propios recintos de altavoces. Así, en este tipo de sistemas “cerrados” no es posible el modificar, por ejemplo, el filtrado de la señal entre las distintas vías. Este tipo de sistemas es auto-amplificado. La otra vertiente corresponde con los sistemas que dan acceso a la edición de estos parámetros. Se les suele denominar “sistemas abiertos”. En este caso, la señal que alimenta los altavoces se procesa y amplifica externamente.

En cuanto a los dispositivos externos de procesamiento de señal asociados a estos sistemas de sonido, se puede afirmar que existen modelos verdaderamente versátiles, con los que es posible realizar un tratamiento de la señal muy completo.

Del mismo modo han surgido programas de simulación y predicción de la respuesta de este tipo de sistemas en un recinto, lo cual facilita al usuario en la toma de decisiones a la hora de disponer y apuntar los sistemas de altavoces en el evento. Algunos de estos programas dan acceso al usuario a la edición y modelado de los parámetros que intervienen en la respuesta del sistema. Otros únicamente permiten realizar simulaciones con los parámetros establecidos por el fabricante.

Por otro lado, los programas de medición acústica han evolucionado en el mismo sentido. Se han desarrollado entornos realmente sencillos de manejar aportando resultados muy fiables. Por ello, en cualquier evento, es muy común y casi obligatorio el uso de analizadores de doble canal FFT.

El propósito del presente proyecto consiste en aunar los conocimientos adquiridos a lo largo de la carrera de ingeniería de sonido en materia de electroacústica, procesamiento de señales y programación, y llevarlos a cabo en un ámbito real y práctico, caracterizando y optimizando un sistema de sonido profesional abierto tipo *line array*.

Se entiende por caracterizar el determinar los atributos particulares de un elemento de modo que claramente se distinga de los demás. Optimizar consiste en buscar la mejor manera de realizar una actividad, en este caso, obtener una respuesta plana para todo el rango de frecuencias, libre de distorsión, en la mayor área posible.

El problema es que no existe un método general definido para conseguir este objetivo, por lo que se van a estudiar los métodos propuestos por profesionales reconocidos del medio. Estos métodos se aplicarán en un evento real en el que se montará el sistema completo, y se realizarán medidas in situ de cara a comprobar la validez de los mismos.

2. OBJETIVOS Y PLANTEAMIENTO

El objetivo principal de este proyecto es caracterizar y optimizar un sistema de sonido profesional. Concretamente, se trata del sistema de sonido perteneciente al grupo de directo *Esmeralda On Tour*. Dicho sistema de sonido se compone de dos clases de altavoces, siendo estos altavoces *full-range* de dos vías, y altavoces de subgraves. Los primeros son de tipo *line array*, y forman un total de 16 unidades (ocho a cada lado del escenario). Por otra parte, las unidades de subgraves se basan en un sistema de bocina exponencial de carga trasera, y forman igualmente un total de 16 unidades.

Para cumplir el objetivo principal planteado, se ha dividido el proyecto en diversas etapas en las cuales se ha hecho uso de distintos programas de medición, cálculo y simulación, cuyas características y particularidades serán detalladas más adelante. Cada una de estas etapas tiene diferentes objetivos. A continuación se describen brevemente:

- Realizar, en la cámara anecoica de la EUITT, y almacenar las medidas pertinentes que permitan extraer las características y parámetros necesarios para optimizar las respuestas individuales de cada tipo de unidad, y la respuesta conjunta, para una o varias posiciones de micrófono, y para una disposición dada de los elementos. Para la realización de esta etapa se utilizará la plataforma Pulse Labshop disponible en el laboratorio de electroacústica de la escuela.
- Una vez realizadas las medidas, se extraerán las características de los altavoces, y se determinarán los valores de los parámetros que permiten obtener una respuesta espectral conjunta lo más plana posible. Para ello, se hará uso del programa de cálculo Matlab, en el que se desarrollará una interfaz gráfica interactiva que permita alcanzar tales propósitos, emulando las condiciones en las que se realizaron las medidas.

- Esta optimización aplicada a dos unidades se extrapolará al sistema completo, y se verificará su validez realizando simulaciones en EASE SpeakerLab. Para poder llevar a cabo dichas simulaciones en el *software* mencionado, será necesario modelar las distintas fuentes de sonido del sistema, que en este caso va a requerir previamente el uso del programa EASE.
- La disposición óptima del sistema en el recinto, y sus parámetros geométricos se extraerán del programa de simulación EASE Focus I. De la misma manera, se extraerá la zona óptima en la que se situará la consola de mezclas.
- Por último, se aplicarán los valores de optimización calculados al sistema completo, y se verificará in situ, si resultan válidos para un caso real. En esta última etapa se hará uso del programa de medición Smaart Live 7. Asimismo se aplicarán ciertos métodos de optimización planteados previamente.

Para la realización de cada etapa es necesario haber realizado la anterior. Esto se puede observar en la figura 1.2.1, en la que se muestra un diagrama en el que aparecen las distintas fases correspondientes al desarrollo del proyecto. Del mismo modo, se muestra la dependencia de unas etapas respecto a otras.

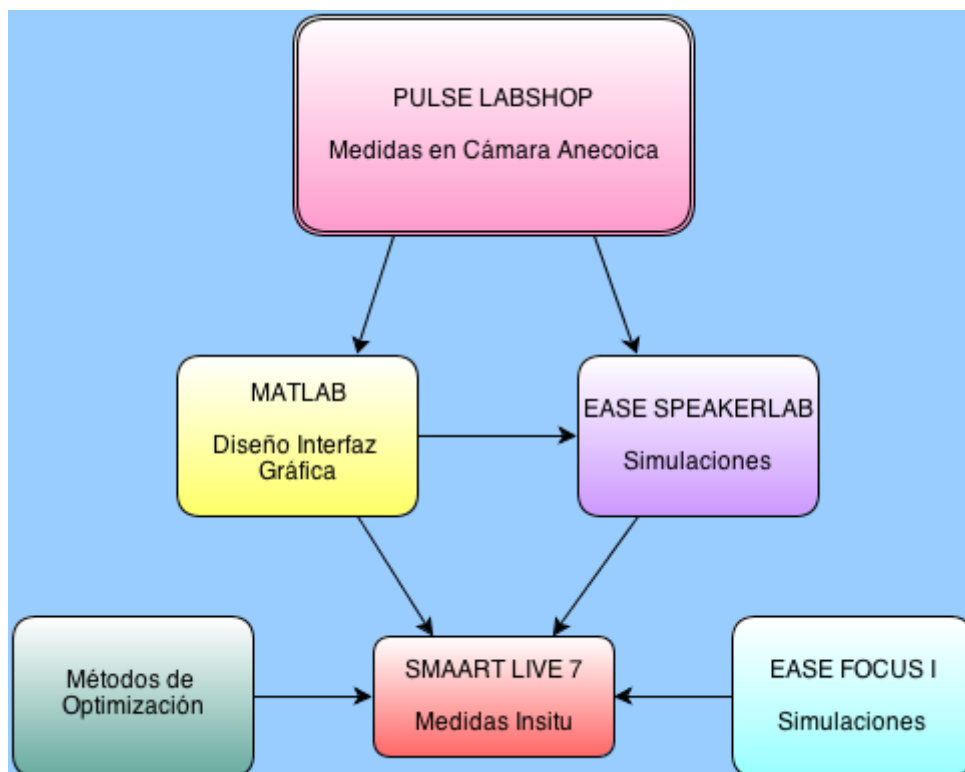


Figura 1.2.1: Distintas etapas en el desarrollo del proyecto.

Una vez enunciados los objetivos, el orden, y la dependencia de cada una de las etapas, se van a detallar brevemente los puntos clave en el desarrollo de las mismas:

Medidas en cámara anecoica:

- Se realizarán medidas de función de transferencia de los distintos elementos que componen el sistema de sonido.
- Se realizarán medidas de directividad de los transductores que componen el mismo.
- Se almacenarán las medidas realizadas en formato ASCII.

Diseño de la interfaz gráfica:

- Se diseñará una interfaz gráfica en Matlab que permita la caracterización de la respuesta individual de cada elemento de la cadena del sistema de sonido, utilizando las medidas almacenadas.
- Se podrá caracterizar igualmente la respuesta combinada de los dos tipos de unidades.
- La interfaz tendrá la capacidad de proporcionar de manera automática los valores de los parámetros que permitan la optimización del conjunto.
- Ha de ser interactiva y permitir al usuario experimentar y alcanzar la optimización del sistema por medio de representaciones gráficas.

Simulaciones en EASE SpeakerLab:

- Se realizará el modelado de los transductores que componen el sistema *line array* a partir de sus características directivas.
- Se comprobará si los parámetros obtenidos en el cálculo automático de optimización en la interfaz son válidos para una formación *line array*.

Métodos de optimización:

- Se propondrán diversos métodos y estrategias de algunos de los ingenieros más reconocidos en el campo de la optimización de sistemas.
- Se contrastarán las estrategias propuestas por cada uno de ellos.

Simulaciones en EASE Focus I:

- Se simularán las condiciones del evento real de cara a definir los parámetros geométricos que permiten el montaje óptimo del *line array* en el recinto.
- Se extraerán algunas de las posiciones en las que se realizarán las medidas.
- De la misma manera, se extraerá la zona óptima en la que se situará la consola de mezclas.

Medidas in situ:

- Se aplicarán los valores determinados anteriormente que propiciaron una respuesta óptima del equipo en las simulaciones.
- Se realizarán las medidas pertinentes que verifiquen si los valores obtenidos son aplicables en un caso real.
- En caso de ser requerida alguna modificación, se perseguirá obtener la respuesta más homogénea posible en el recinto.

El entorno de trabajo, las características de los programas utilizados, y las especificaciones del sistema de sonido proporcionadas por el fabricante, se exponen en los siguientes apartados.

3. ENTORNO DE TRABAJO Y HERRAMIENTAS DE MEDICIÓN Y SIMULACIÓN

3.1 CÁMARA ANECOICA

Una cámara anecoicaⁱ es una sala especialmente diseñada para absorber las ondas acústicas que inciden en la totalidad de su superficie, anulando los efectos de eco y reverberación. A su vez, la cámara se encuentra aislada de cualquier ruido o perturbación exterior. De este modo, la sala permite emular condiciones de campo libre, entendiendo por campo libre un espacio acústico en el que el nivel de presión sonora se produce exclusivamente por la propagación directa de las ondas acústicas.

Para emular estas condiciones es preciso un tratamiento adecuado de las superficies, y consiste en cubrirlas con material absorbente en forma de cuñas cuya base irá apoyada sobre la superficie en cuestión. Existen varias disposiciones a la hora de colocar las cuñas, aunque por lo general se suelen contrapear unas con otras, es decir, se suelen colocar en posiciones alternas. Los materiales utilizados para estas cuñas son generalmente fibra de vidrio o ciertos tipos de espuma, cuyos coeficientes de absorción son elevados.

Las ondas acústicas transmiten energía mecánica en el medio en el que se propaguen, por lo que cuando inciden sobre una superficie, la energía puede reflejarse, absorberse o ambas (pero nunca perderse). La reflexión viene determinada por la relación entre el tamaño del obstáculo y la longitud de onda, por lo que el uso de materiales muy absorbentes no garantiza una absorción equivalente en todo el rango de frecuencias de audio. Mientras que en alta frecuencia las longitudes de onda de la señal acústica abarcan unos pocos centímetros (aproximadamente 3.4 cm para 10 kHz), para baja frecuencia llegan a ser de varios metros (aproximadamente 3.4 m para 100 Hz), por lo que en la práctica existen pocas cámaras anecoicas que lo sean en todo el rango de frecuencia (a no ser que se hable de cámaras de las dimensiones de Komatsu mostrada en la figura 3.1.2).

La interacción entre ondas directas y reflejadas provocará que se generen ondas estacionarias entre las superficies del recinto. Esto se conoce también como los modos propios de una sala, y se dan a ciertas frecuencias. Estas frecuencias propias no aparecen de manera aleatoria sino que dependen de la geometría de la sala. Si la distancia entre dos superficies es proporcional a la longitud de onda de una señal acústica, se producirán nodos y antinodos a lo largo de esta separación, siempre que en cada superficie la longitud de onda se encuentre en su máximo y la pared sea rígida. Por este motivo, se pueden dar distintos tipos de modos propios, clasificados como sigue:

- Modo axial: aquél formado como resultado de una onda estacionaria entre dos superficies.

- Modo tangencial: aquél formado como resultado de una onda estacionaria entre cuatro superficies.
- Modo oblicuo: aquél formado como resultado de una onda estacionaria entre seis superficies.

A una misma frecuencia puede darse para varias clases de modos.

Todos estos factores implican que las medidas que se realicen van a ser más fiables en el rango de alta frecuencia que en el de baja frecuencia. El problema suele ser establecer a partir de qué frecuencia la cámara deja de mantener un comportamiento anecoico. Para ello, habría que clasificar las frecuencias a las cuales se producen ondas estacionarias, y valorar si el coeficiente de absorción de la superficie permite o no que se produzcan. Éste no es el objeto de este proyecto. Se considerará únicamente que los resultados de las medidas realizadas a baja frecuencia serán menos fiables que los obtenidos en alta frecuencia.

La cámara anecoica donde se han realizado las medidas relacionadas con este proyecto se muestra en la figura 3.1.1, y corresponde con la cámara anecoica de la escuela de Ingeniería Técnica de Telecomunicaciones de la Universidad Politécnica de Madrid.

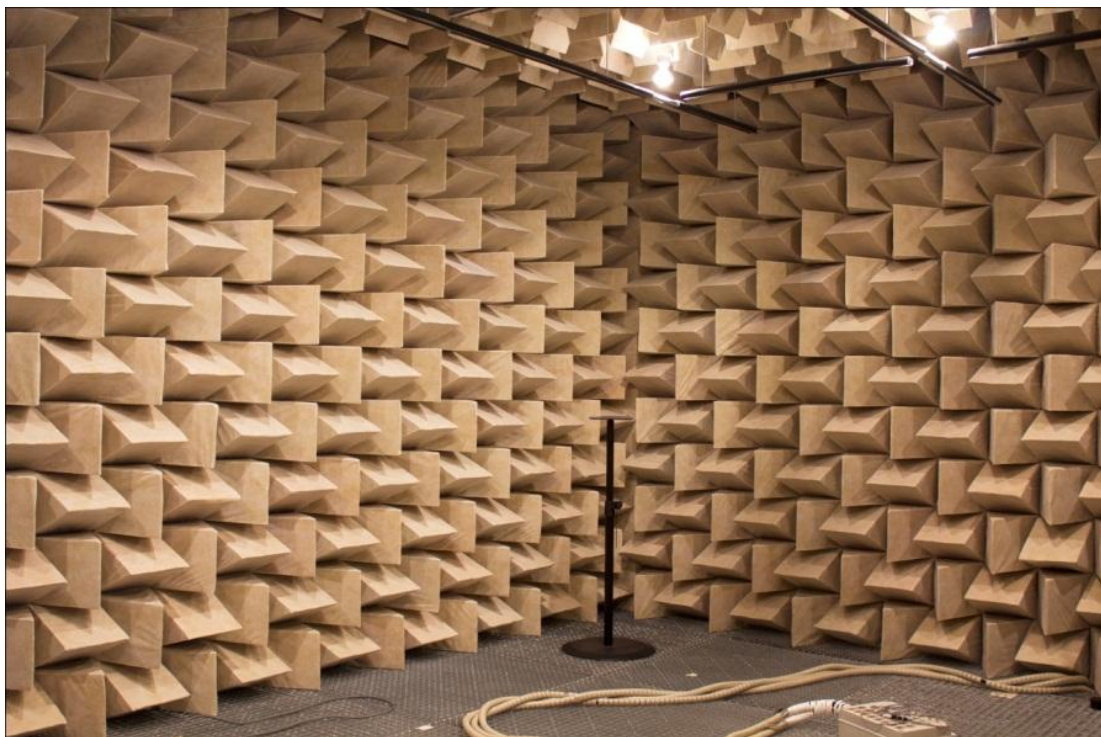


Figura 3.1.1: Cámara anecoica de la Escuela de Ingeniería Técnica de Telecomunicaciones de la Universidad Politécnica de Madrid.*

Las propiedades de la cámara son las siguientes:

- Dimensiones: 5.65 m x 4.32 m x 2.85 m (l x w x h).
- Volumen: 69.9 m³.
- Absorción: 105.6 m².
- Frecuencia de corte: 1/3 de octava de frecuencia central 160 Hz.



Figura 3.1.2: Cámara anecoica de los laboratorios Komatsu. Es la cámara anecoica más grande del mundo.

Obsérvese la puerta de escala humana situada en la esquina inferior derecha de la pared trasera*.

3.2 PULSE LABSHOP

Pulse Labshopⁱⁱ es una plataforma diseñada para realizar medidas tanto eléctricas como acústicas en los dominios del tiempo y de la frecuencia. Esta plataforma ha sido desarrollada por la firma Brüel & Kjaer (Dinamarca), y se caracteriza por ser una herramienta multi-análisis muy potente, por lo que es común encontrarla en laboratorios de la industria electroacústica.

Esta superficie tiene asociada un *hardware* que hace de interfaz entre las señales de entrada y salida al *software*. El modelo disponible en el laboratorio de electroacústica de la escuela corresponde con el 3560-C cuya interfaz asociada se muestra en la figura 3.2.1.

La principal ventaja de este multi-analizador es precisamente el poder realizar un elevado número de medidas de manera simultánea, utilizando análisis FFT y CPB. El análisis FFT que realiza es el descrito en el apartado de *Métodos de medición y análisis* en esta misma sección. El análisis CPB es

similar al análisis RTA, ya que hace uso de filtros paso banda sobre la señal de entrada, pero se realiza en el dominio digital. Los anchos de banda de los filtros van desde una octava a 1/24 de octava.

Las señales conectadas en el panel frontal se configuran de tal manera que se puedan realizar medidas, en el dominio espectral, de función de transferencia, *Frequency Response* en Pulse, o de autoespectro (*Autospectrum*).



Figura 3.2.1: Panel frontal de conexionado Front End 3560-C*.

Otros análisis son posibles pero en este proyecto se han realizado los mencionados en la línea anterior.

El panel frontal o *Front End*, dispone de dos salidas y cinco entradas. Las salidas tienen conexión BNC. Las entradas 1 a 4 pueden conectarse mediante BNC, para niveles altos de señal, o LEMO para señal es de micrófono. El nivel máximo soportado para estas señales de entrada es de 7.07 V_p. Existe otra entrada con conexión BNC (*Input 0*), que soporta niveles mayores de tensión (hasta 22.36 V_p). En cualquier caso, a la hora de realizar medidas de función de transferencia, el *software* permite autoajustar los valores a comparar.

El *software* se organiza mediante cuatro componentes principales. Son los siguientes:

- Configuración (*Configuration Organiser*): este menú sirve para especificar las conexiones físicas en el panel.
- Medidas (*Measurement Organiser*): sirve para especificar qué tipo de medidas se van a realizar sobre las señales conectadas en el frontal.
- Funciones (*Function Organiser*): sirve para obtener las señales medidas en el dominio del tiempo o de la frecuencia una vez han sido procesadas. Permite visualizar gráficas y obtener datos de la medida.
- Visualización (*Display Organiser*): permite manejar de forma cómoda la visualización de las funciones seleccionadas en el *Function Organiser*.

Todas las medidas realizadas pueden almacenarse en *Measurement Organiser* para ser posteriormente visualizadas o exportadas en distintos formatos.

3.3 MATLAB

Matlabⁱⁱⁱ es un *software* que trabaja con un lenguaje de programación de alto nivel y un entorno interactivo para el cálculo numérico, la visualización y la programación. Matlab pertenece a la firma estadounidense Mathworks (Massachusetts). Mediante Matlab, es posible analizar datos, desarrollar algoritmos y crear modelos o aplicaciones. Incorpora herramientas y funciones matemáticas que permiten explorar diversos enfoques y trabajar de una manera más eficiente que con hojas de cálculo o lenguajes de programación tradicionales. Por estos motivos es la herramienta preferida en el análisis y tratamiento de señales.



Figura 3.3.1: Logo del software Matlab*.

En cuanto a cálculo numérico, el lenguaje de Matlab incluye funciones matemáticas que permiten operaciones científicas y de ingeniería habitual, y han sido optimizadas por procesador con el fin de permitir una rápida ejecución de los cálculos con vectores y matrices. Entre los métodos disponibles se encuentran funciones para filtrado y suavizado, interpolación, convolución y transformadas rápidas de Fourier (FFT).

En lo relativo a análisis y visualización de datos, Matlab ofrece herramientas para adquirir, analizar y visualizar datos en fracciones de tiempo muy inferiores a las que ofrecen otros lenguajes de programación u hojas de cálculo. Matlab permite acceder a datos de archivos de otras aplicaciones, archivos de texto o binarios (como será el caso), archivos de sonido o de imágenes. También es posible comunicarse con instrumentos tales como osciloscopios, generadores de funciones y analizadores de señales.

Matlab dispone de funciones integradas para la creación de gráficos en 2-D y 3-D, así como funciones de visualización de volumen. Los gráficos se pueden personalizar de forma interactiva o mediante programación.

En cuanto a programación y desarrollo de algoritmos, Matlab proporciona un lenguaje de alto nivel y herramientas de desarrollo que permiten desarrollar y analizar algoritmos y aplicaciones con rapidez. Proporciona soporte nativo para las operaciones de vectores y matrices que resultan fundamentales a fin de resolver problemas de ingeniería y ciencia, lo que permite un desarrollo y una ejecución rápidos.

Mediante el lenguaje de Matlab, se pueden implementar programas y desarrollar algoritmos de manera más rápida que con los lenguajes tradicionales, ya que no es necesario realizar tareas administrativas de bajo nivel tales como declarar variables, especificar tipos de datos y asignar memoria. En muchos casos, el soporte para las operaciones de vectores y matrices elimina la necesidad de bucles *for*. Como resultado, con frecuencia una línea de código de Matlab puede reemplazar varias líneas de código C o C++.

Matlab proporciona características de los lenguajes de programación tradicionales, como control de flujo, gestión de errores y programación orientada a objetos (OOP). Se pueden utilizar tipos de datos fundamentales o estructuras de datos avanzadas, o bien definir tipos de datos personalizados.

Es posible producir resultados inmediatos mediante la ejecución de comandos de forma interactiva uno tras otro. Este enfoque permite explorar con rapidez diversas opciones y llevar a cabo iteraciones hasta alcanzar una solución óptima. Los pasos interactivos se pueden capturar a modo de *scripts* y funciones a fin de reutilizar y automatizar el trabajo.

Matlab incluye una serie de herramientas para desarrollar algoritmos de forma eficiente, entre las que se encuentran:

- Ventana de comandos: permite introducir datos, ejecutar comandos o programas y mostrar los resultados de forma interactiva.
- Matlab Editor: ofrece características de edición y depuración, tales como establecer puntos de interrupción y avanzar paso a paso por líneas de código individuales.
- Analizador de código: comprueba el código automáticamente en busca de problemas y recomienda modificaciones para maximizar el rendimiento y el mantenimiento.

Matlab emplea librerías optimizadas por procesador para la rápida ejecución de cálculos de matrices y vectores.

Mediante GUIDE (entorno de desarrollo de interfaces gráficas de usuario), es posible crear, diseñar y editar interfaces gráficas de usuario. Se pueden incluir controles habituales como cuadros de

lista, menús desplegables y botones, además de gráficos de Matlab. También es posible crear interfaces gráficas de usuario mediante programación utilizando las funciones de Matlab.

3.4 EASE 4.3

EASE^{iv} (*Enhanced Acoustic Simulator for Engineers*), es un *software* de modelado y simulación acústica fijado hoy en día como el estándar mundial. Pertenece a la firma germana AFMG (Berlín), y proporciona un amplio conjunto de herramientas dedicadas a cualquier aspecto profesional relacionado con la acústica de salas y sistemas.

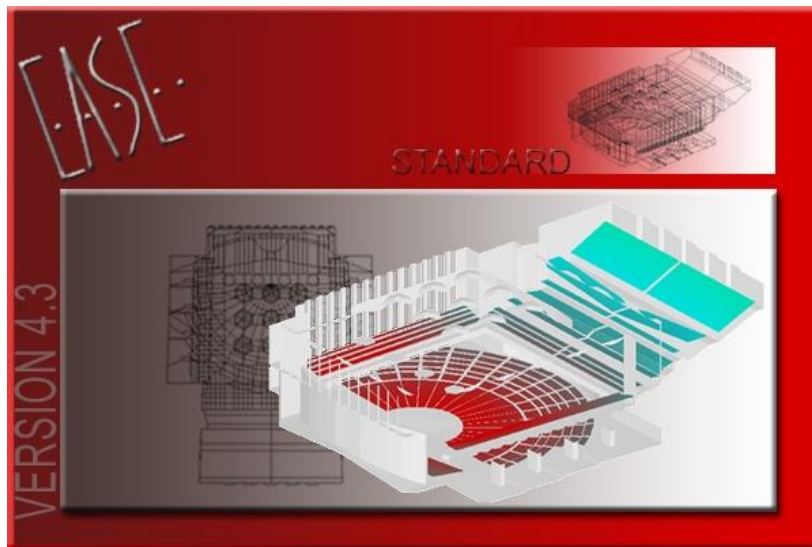


Figura 3.4.1: Logo EASE 4.3*.

Con EASE es posible realizar modelados y simulaciones relacionadas con la acústica de recintos y con el rendimiento de sistemas de sonido de una manera realista y detallada. Espacios abiertos o recintos cerrados, tales como estadios, plazas, salas de cine, etc., pueden ser modelados con este programa mediante el uso de vértices, líneas, superficies u objetos.

Una vez definida la geometría del recinto, se pueden asignar los materiales de cada superficie haciendo uso de la base de datos de EASE, importarlos o bien editarlos manualmente. Los materiales se definen por sus coeficientes de absorción en función de la frecuencia y se expresan en tercios de octava.

Es posible realizar simulaciones electroacústicas con modelos de sistemas de sonido reales disponibles en una base de datos. De igual forma es posible importar datos de altavoces, o editarlos manualmente, en su forma acústica, eléctrica o geométrica. Los altavoces modelados pueden ser de cualquier tipo incluyendo sistemas multivía, *line arrays*, o *clusters*.

Una vez definida la geometría del entorno, los materiales, las características de los altavoces y su posicionamiento, es posible realizar cálculos de un gran número de variables relacionadas con los

tiempos de reverberación de la sala, los mapas sonoros, los tiempos de llegada, o la inteligibilidad en el recinto.

En este proyecto, sólo se utilizará el editor de altavoces para llevar a cabo el modelado de las características acústicas que los definen, en el formato *.spk* perteneciente a EASE.

3.5 EASE SPEAKERLAB

SpeakerLab^v es un programa perteneciente al entorno EASE dedicado exclusivamente al modelado de sistemas de altavoces. Este programa es independiente de EASE y permite generar librerías de sonido en formato *.gll* (*Generic Loudspeaker Library*), cuya principal ventaja es la capacidad de tratamiento de valores complejos.

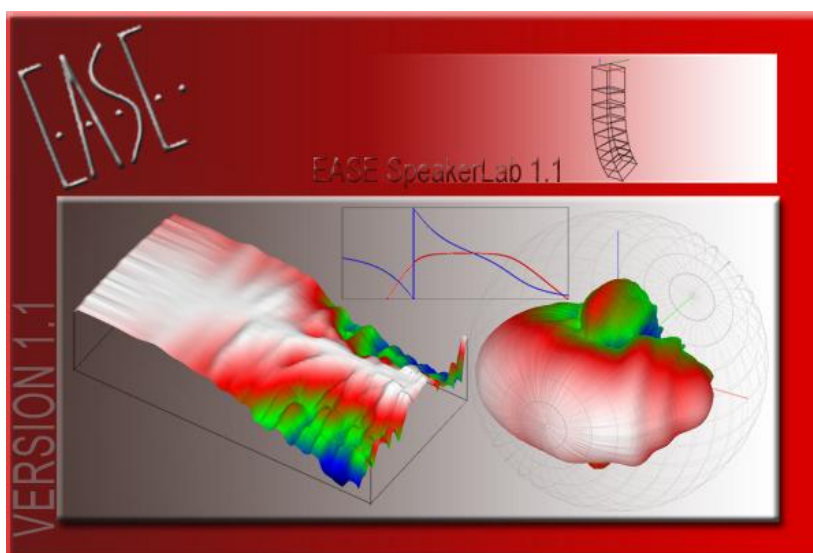


Figura 3.5.1: Logo EASE SpeakerLab*.

Otra de las ventajas que presenta es la posibilidad de modelar sistemas *line array*, *clusters*, columnas sonoras o sistemas multivía, de una manera sencilla y eficiente, considerando factores tan importantes como el filtrado, siendo este configurable para cada elemento del arreglo. Tanto parámetros geométricos (diseño de la caja o del sistema de volado), el filtrado, la directividad o los parámetros característicos de los altavoces, pueden ser editados o importados en distintos formatos, como por ejemplo el formato *.spk* genérico de EASE.

El programa se divide en dos módulos, siendo el primero el *Source Editor*, en el que se editan las características de un elemento individual. En la herramienta GLL Viewer es posible configurar los parámetros de un arreglo formado por fuentes individuales previamente modeladas en el *Source Editor*.

En este módulo es posible editar los parámetros del arreglo y realizar simulaciones en campo libre. Entre otros, permite obtener y representar los siguientes datos:

- Diagramas polares del patrón de directividad en 2-D y en 3-D.
- Mapas horizontales y verticales de radiación.
- Respuesta en frecuencia y función de transferencia.
- Índices de directividad.

Los cálculos pueden realizarse a distintas resoluciones (como máximo a 1/24 de octava), y ser exportados en formato ASCII (.txt).

3.6 EASE FOCUS I

EASE Focus I^{vi} es un *software* que permite la simulación en campo libre de sistemas de altavoces profesionales, generalmente *line arrays*. Las simulaciones se realizan en dos dimensiones, siendo posible obtener los mapas sonoros en función de la frecuencia, o la respuesta en frecuencia para diferentes puntos en la audiencia.

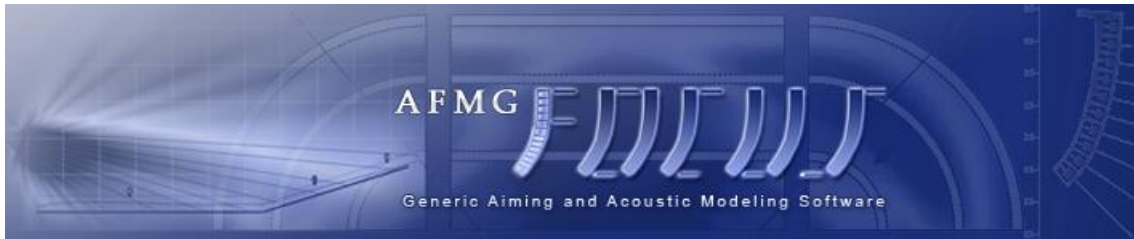


Figura 3.6.1: Logo EASE Focus*.

La principal diferencia con EASE 4.3 y SpeakerLab, es que no permite modificar los parámetros propios de las fuentes, siendo el programa cerrado para el usuario y abierto para el fabricante. Por lo tanto, las simulaciones se realizan utilizando la configuración de fábrica. El único formato admitido por EASE Focus I es el .efo, por lo que el formato genérico de EASE (.spk) no es compatible. En EASE tampoco serán válidos archivos en este formato.

Únicamente podrán ser configurados el número de elementos en el arreglo, su altura y angulación, así como la ganancia de cada elemento y su angulación individual. Pese a representarse en dos dimensiones, permite añadir áreas de audiencia adicionales en el plano vertical.

3.7 SMAART LIVE 7

Smaart Live 7^{vii} es un programa de medición y análisis en tiempo real desarrollado por la firma estadounidense Rational Acoustics (Connecticut). Smaart (*System Measurement Acoustic Analysis Real-time Tool*), es un analizador FFT de doble canal que permite trabajar en tres modos distintos:

- Función de transferencia.
- Autoespectro.
- Respuesta al impulso.



Figura 3.7.1: Logo Smaart Live 7*.

Los dos primeros modos trabajan con análisis FFT de doble canal o de canal individual, mientras que el tercero puede utilizar análisis FFT o MLS^{viii} (versión extendida).

Una de las ventajas que aporta Smaart Live frente a otros analizadores es la posibilidad de utilizar FFTs implementadas a partir de una solución multi-ventana (*Multi Time Window*), cuyas dimensiones varían con la frecuencia. Esta implementación es más eficiente con el rechazo de reflexiones tardías.

También dispone de la herramienta *Delay Finder* que proporciona el retardo existente entre canal de referencia y medición. Para ello, necesita de una fuente continua por lo que cuando se requiere el uso de ruido rosa en el generador de señal, es posible configurarla como pseudo-aleatoria.

Smaart trabaja con protocolos ASIO, Core Audio, y archivos .wav o .wdm, pudiéndose ajustar la frecuencia de muestreo a 44.1 kHz, 48 kHz o 96 kHz, a 16 o 24 bits de resolución.

4. MEDIOS Y EQUIPAMIENTO UTILIZADO

4.1 PROCESADOR DIGITAL

El procesador digital del sistema es el *Omnidrive fds-366-t* de la casa Bss^{ix}, mostrado en la siguiente figura:



Figura 4.1.1: Procesador Omnidrive fds-366t de la casa Bss.*

Como puede apreciarse, el dispositivo cuenta con 3 entradas y 6 salidas. Las configuraciones típicas de este procesador son las siguientes:

- Estéreo a 3 vías.
- Triple mono a 2 vías.
- Mono a 6 vías.

Estas configuraciones se muestran a continuación:

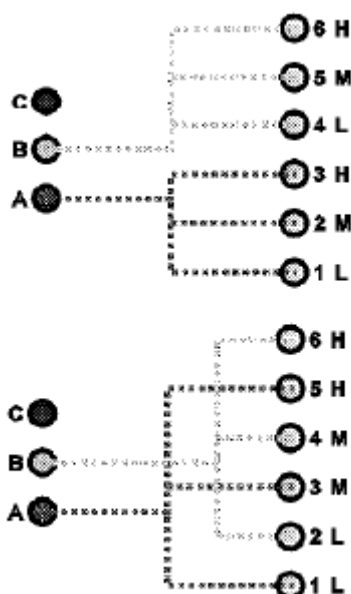


Figura 4.1.2: Configuración Estéreo a 3 vías.**

*Imagen extraída de la web del fabricante <http://www.bssaudio.com/en-US/products/fds-366t>

**Esquema extraído de las especificaciones técnicas del fabricante

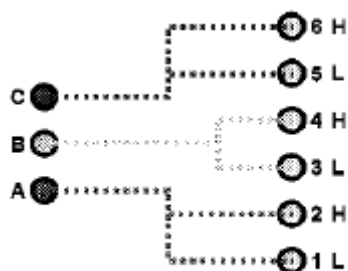


Figura 4.1.3: Configuración Triple Mono a 2 vías. *

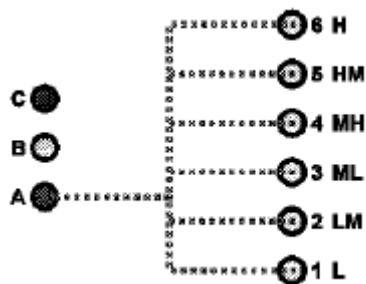


Figura 4.1.4: Configuración Mono a 6 vías. *

- Las entradas A, B, y C admiten señales tanto analógicas como digitales (AES/EBU a 44.1/48/88.2/96 kHz), y se realizan con conexión XLR balanceada. Las salidas tienen misma conexión.
- Los convertidores A/D y D/A trabajan a 96 kHz/24 bit.
- En cada uno de los canales de entrada se dispone de ajustes de ganancia, ecualización, retardo, limitación y compresión.
- En cada uno de los canales de salida se dispone de los mismos parámetros, además de distintos tipos de filtrado.

En cuanto a la división espectral, el procesador permite realizar un filtrado paso banda en cada una de las salidas. Es decir, para las vías de graves permite eliminar frecuencias subsónicas y para las vías de agudos permite eliminar frecuencias ultrasónicas. El filtrado disponible en el procesador se enumera a continuación en función del orden de los filtros:

- Primer orden: BUT6.
- Segundo orden: BUT12, LR12, y BES12.
- Tercer orden: BUT18.
- Cuarto orden: BUT24, LR24, BES24, y NTM36.
- Octavo orden: BUT48, LR48, y NTM52.

Por otro lado, una de las ventajas que ofrece el dispositivo es la ecualización dinámica. Esto se traduce en el procesador por el parámetro DEQ, y es una combinación de ecualización y compresión. Es decir, es posible hacer que la ecualización actúe cuando se sobrepasen los límites fijados por un umbral. De este modo, cuando la señal esté por debajo de éste, no se aplicará ecualización alguna.

Además de estas prestaciones, el procesador permite la conexión en cascada con otros procesadores del mismo modelo a través de una conexión RS-232.

El procesador es la base de operaciones del sistema donde se realizarán los ajustes que permitan alcanzar la mejor respuesta del mismo.

4.2 AMPLIFICADORES

Los amplificadores del sistema son todos de la gama *Ultralight Series* de la casa Black-Sound^x. Al ser el sistema de sonido multiamplificado, se dispone de varios modelos de amplificador adaptados a la potencia que pueden soportar cada una de las vías. Concretamente, el sistema consta de tres vías, graves, medios y agudos, por lo que el sistema cuenta con tres modelos distintos de amplificadores. Estas etapas de potencia son de tipo fuente conmutada y cuentan con dos canales.

Los distintos modelos de la gama *Ultralight* se exponen a continuación:

Etapas de fuente conmutada ULTRALIGHT SERIES						
						
Modelos y características						
Modelo	Potencia RMS 2 Ohm	Potencia RMS 4 Ohm	Potencia RMS 8 Ohm	Ganancia	Sensibilidad	Peso
UL 3000	2 X 1300W	2 X 850W	2 X 500W	33,1 dB	1,3 V	14 Kg
UL 5000	2 X 2000W	2 X 1350W	2 X 800W	33,1 dB	1,6 V	14 Kg
UL 7000	2 X 2800W	2 X 1850W	2 X 1100W	33,1 dB	1,9 V	15 Kg
UL 9000	2 X 3500W	2 X 2350W	2 X 1400W	33,1 dB	2,1 V	15 Kg

Figura 4.2.1: Modelos y características de las etapas de potencia de la gama Ultralight. *

Las distintas vías se alimentarán con siguientes modelos de amplificadores:

- Vía de graves: *UL-7000*.
- Vía de medios: *UL-9000*.
- Vía de agudos: *UL-3000*.

Para la realización de las medidas en cámara anecoica se ha utilizado la etapa de potencia *UL-5000*.

Los modelos *UL-7000* y *UL-9000* cuentan con fuentes de alimentación independientes para cada canal, mientras que los modelos *UL-3000* y *UL-5000* comparten la misma fuente de alimentación para sus dos canales.

Todos los modelos cuentan con un sistema de detección de *clip* inteligente denominado SCD (*Smart Clip Detection*). Este sistema se basa en limitar los valores de entrada a un umbral variable que depende del estado de la señal de salida y del suministro de la fuente de alimentación. Cuando el sistema detecta un estado de *clipping*, compara los valores de salida y el suministro de la fuente de alimentación, adaptando la amplitud de la señal de entrada a los niveles máximos de potencia. Los sistemas *anti-clipping* tradicionales limitan la señal de entrada para igualarla a una referencia fija, por lo que se producen recortes prolongados y consecuentemente armónicos en alta frecuencia indeseados.

Además de este sistema de protección de *clip* inteligente cuentan con un sistema de protección contra cortocircuito permanente (ATSS) y un sistema de conexión/desconexión de los relés sin corriente (CWR).

4.3 CAJA FULL-RANGE

El sistema de sonido cuenta con ocho unidades *full-range* ("todo rango") por ala. El modelo de estas cajas es el *Hermes Top-210 HM*, también de la casa Black-Sound, y se muestra a continuación:



Figura 4.3.1: Unidad *Hermes Top-210 HM* de la casa Black-Sound.*

Estas cajas son de tipo *line array* e incluyen transductores de medios y agudos. Las características proporcionadas por el fabricante se exponen a continuación, y se han extraído de la web oficial del fabricante^{xi}:



TOP 210 HM

Respuesta en frecuencias (Hz.)
 ± 3 dB. (6xBS-210HM)
 100Hz.- 18 kHz.

Cobertura Horizontal (-6 dB.)
Nominal 140 Grados (400 Hz. - 18 kHz.)

Cobertura Vertical (-6 dB.)
 Con 6 Unidades (Sply 0°)
 Variable Según Configuración
 Nominal: 25 Grados

SPL Max. Pico (dB, SPL @ 1m.)
 6 x BS-210 HM 140 dB.SPL (Pico)

Proceso de Señal Recomendado
 Procesador Digital RAM Audio
 LMS 266

Elementos Constructivos

Medios
 2 x 250 mm (10"), Bobina 50 mm (2")
 800 W AES (400W por unidad)

Agudos
 1 x Driver, Bobina 50 mm (2"), Membrana de Titanio, 100W. AES

Recinto Sistema de Vuelo

Recinto
 Construcción trapezoidal, horizontal de contrachapado Báltico de 15 mm con machihembrados en todas las uniones. Acabado negro epóxico bi-componente.

Frontal
 Reja de Acero laminado de 1,5 mm acabado epóxico texturado.

Las unidades Hermes Top 210 HM se suministran en su propia caja de transporte.

Este "flightcase" simplifica el proceso de volado al permitirnos el ajuste del "Frame" (Herraje de voladura) desde la propia caja y actuando además, como soporte-lanzadera.

Panel trasero con conectores de entrada y puente en Speakon Neutrik 4 contactos.

BS Black Sound

Figura 4.3.2: Características de la unidad Hermes Top-210 HM de la casa Black-Sound. *

Como puede apreciarse, las características proporcionadas por el fabricante son limitadas. Por ejemplo, no se detalla en ningún caso la impedancia nominal de los transductores ni la sensibilidad de cada uno de ellos. Sin embargo, gracias a haber trabajado con este equipo durante más de siete años y haber cambiado en varias ocasiones los transductores que componen la unidad, se sabe que el transductor de medios está formado por dos altavoces cuyo modelo es *10G40E* de la casa Beyma. Por otro lado, del transductor de agudos sólo puede mostrarse el modelo del diafragma utilizado

actualmente que corresponde con el D16R2425 de la casa JBL, ya que no ha sido posible encontrar sus características. Sin embargo, se conoce su impedancia nominal que corresponde con 16 Ω .



TECHNICAL SPECIFICATIONS

Nominal diameter	250 mm. 10 in.
Rated impedance	8 ohms
Minimum impedance	7.2 ohms
Power capacity	400 w AES
Program power	800 w
Sensitivity	96 dB 2.83v @ 1m @ 2 π
Frequency range	45 - 4000 Hz
Recom. enclosure vol.	20 / 70 l 0.7 / 2.6 ft. ³
Voice coil diameter	77 mm. 3 in.
Magnetic assembly weight	5 kg. 11 lb.
BL factor	17.9 N/A
Moving mass	0.051 kg.
Voice coil length	20 mm
Air gap height	8 mm
X damage (peak to peak)	28 mm

Figura 4.3.3: Características del altavoz de medios 10G40E de la casa Beyma.*



Figura 4.3.4: Diafragmas D16R2425 de la casa JBL utilizados para el transductor de agudos.**

*Especificaciones extraídas de la web del fabricante <http://profesional.beyma.com/pdf/10G40E.pdf>

**Imagen extraída de la web del distribuidor <http://reconingspeakers.com/product/jbl-2425j-d16r2425-diaphragm/>

4.4 CAJA SUBGRAVES

El sistema de sonido se compone por ocho cajas de subgraves por ala, cuyo modelo es el *Spider Evolution V-1000* de la casa Black-Sound. Esta unidad se muestra a continuación:

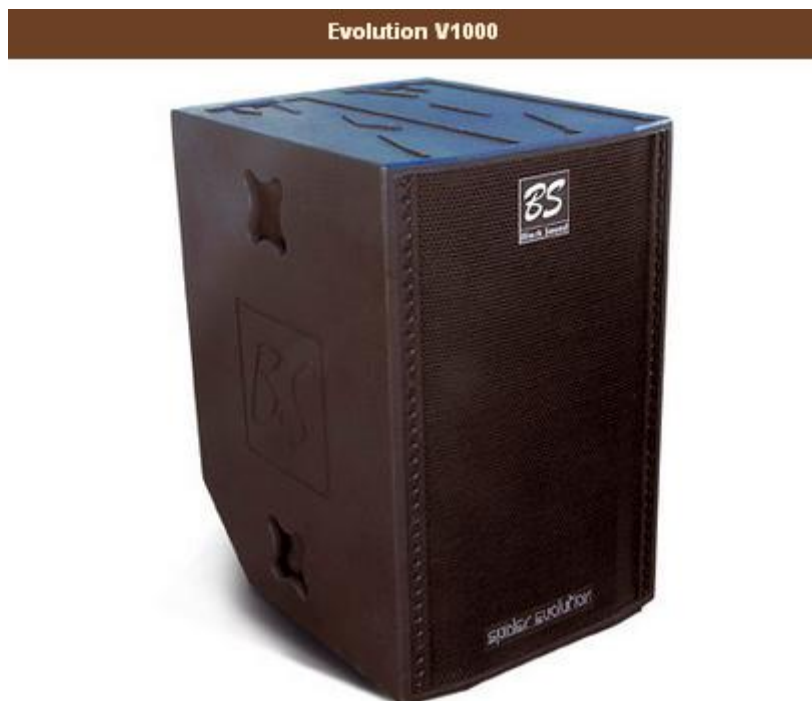


Figura 4.4.1: Unidad Spider Evolution V-1000 de la casa Black-Sound.*

Las características técnicas aportadas por el fabricante se muestran a continuación:

Características Técnicas	
Evolution V1000	
Potencia	1000 W
Rango	20 Hz - 100 Hz
Impedancia	8 Ohm
Altavoz	18"
Dimensiones	90 X 71,5 X 57,5 Cm
Peso	52 Kg
Descripción	Unidad de subgraves
Sensibilidad	140 dB
Componentes	1 Altavoz 18"
Conectores	Speakon

Figura 4.4.2: Características técnicas de la unidad Spider Evolution V-1000 de la casa Black-Sound.*

El modelo de altavoz utilizado en esta caja es el *18P1000NdE* de la casa Beyma. Las características del mismo se exponen a continuación:



TECHNICAL SPECIFICATIONS

Nominal diameter	460 mm. 18 in.
Rated impedance	8 ohms
Minimum impedance	6.2 ohms
Power capacity*	1000 w AES
Program power	2000 w
Sensitivity	98 dB 2.83v @ 1m @ 2π
Frequency range	25 - 2000 Hz
Recom. enclosure vol.	80 / 200 l 2.8 / 7 ft. ³
Voice coil diameter	100 mm. 4 in.
Magnetic assembly weight	4.62 kg. 10.16 lb.
BL factor	24.3 N / A
Moving mass	0.195 kg.
Voice coil length	21 mm
Air gap height	12 mm
X damage (peak to peak)	52 mm

Figura 4.4.3: Características del altavoz 18P1000NdE de la casa Beyma.*

4.5 CONFIGURACIÓN DEL SISTEMA COMPLETO PARA UN EVENTO EN DIRECTO

El sistema completo se compone de 16 unidades *Top-210* y 16 unidades *Spider Evolution*. Puesto que se trata de un concierto, y la mezcla se hará en estéreo, se disponen 8 unidades de cada tipo a cada lado del escenario.

La formación de 8 cajas de cada tipo será alimentada por las señales L o R que provengan de la consola de mezclas de PA. Es decir, la formación de 8 unidades *Top-210* y 8 unidades *Spider Evolution*, situada a la izquierda del escenario (visto desde el área de audiencia), recibirá la señal L de la mesa de mezclas. Lo mismo ocurrirá para la formación situada a la derecha del escenario.

Dado que se disponen de dos procesadores, se utilizará cada uno de ellos para procesar la señal de cada formación. La consola de mezclas corresponde con el modelo *MH3* de la casa Soundcraft.

A continuación se muestra la configuración habitual del sistema para un evento en directo:

* Especificaciones extraídas de la web del fabricante <http://profesional.beyma.com/pdf/18P1000NdE.pdf>

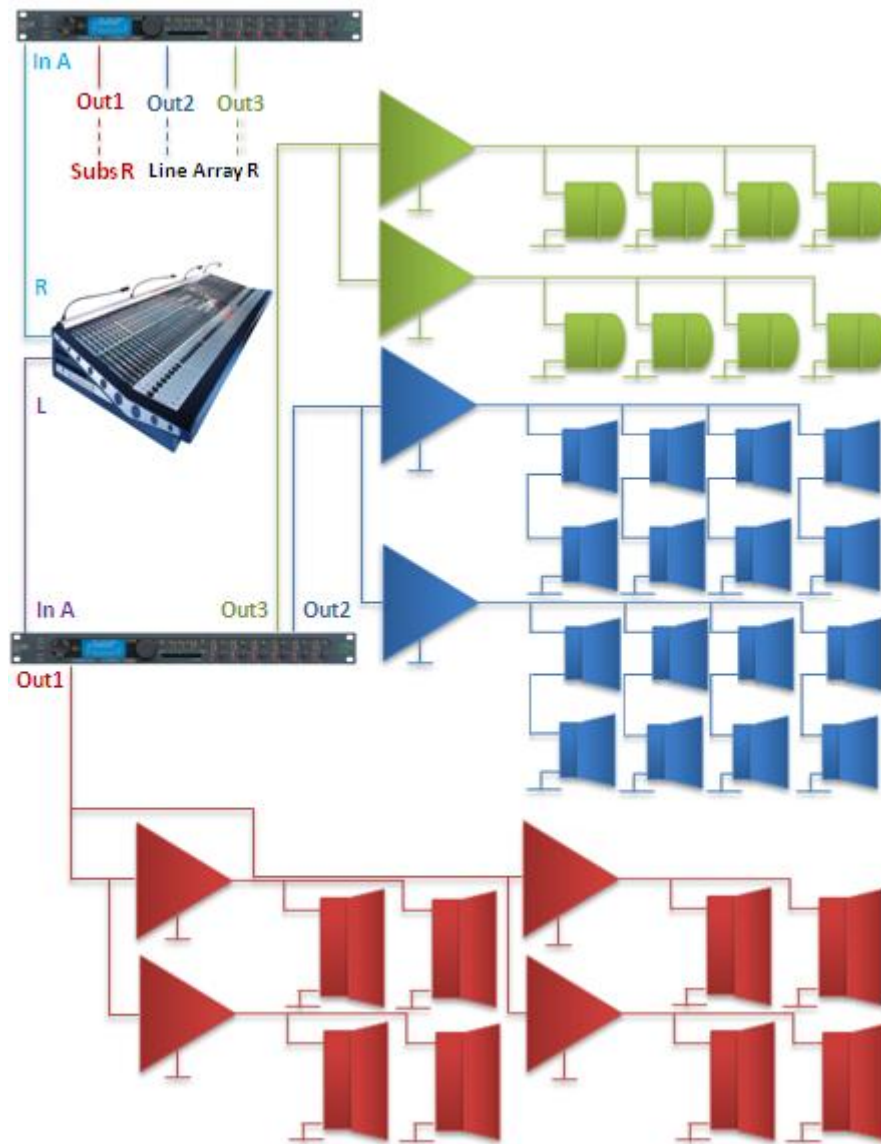


Figura 4.5.1: Configuración habitual del sistema para un evento en directo.

- En rojo se muestra la vía de graves formada por 8 unidades *Spider Evolution* (altavoces *18P1000NdE* de la casa Beyma) y 2 etapas de potencia *UL-7000*.
- En azul se muestra la vía de medios formada por 8 unidades *Hermes Top-210* (altavoces *10G40E* de la casa Beyma) y 1 etapa de potencia *UL-9000*.
- En verde se muestra la vía de agudos formada por 8 unidades *Hermes Top-210* (diafragmas *D16R2425* de la casa JBL) y 1 etapa de potencia *UL-3000*.

4.6 MICROFONÍA

Para la realización de las medidas se han utilizado dos micrófonos. Las medidas realizadas en cámara anecoica se han realizado a partir del micrófono 4188-L 001 de la casa Brüel & Kjaer. Este micrófono se compone de cápsula y preamplificador, siendo este último del modelo 2669-L. Su aspecto y características y se muestran en la figura 4.6.1.

Para las medidas in situ, se ha utilizado el micrófono ECM8000 de la casa Behringer. Pese a ser bastante económico, es muy habitual el uso de este micrófono en el campo del directo por su respuesta prácticamente plana. Las características de este micrófono se muestran en la figura 4.6.3.



Features

- Sensitivity: 31,6 mV/Pa
- Frequency: 8 Hz - 12,5 kHz
- Dynamic range: 15,8 - 146 dB
- Temperature: - 30 to +125°C (- 22 to +257°F)
- Polarization: Prepolarized

Figura 4.6.1: Especificaciones del micro 4188-L 001 con preamplificador 2669-L de la casa Brüel & Kjaer.*



Figura 4.6.2: Micrófono ECM8000 de la casa Behringer.**

*Imagen extraída de la web del fabricante <http://www.bksv.com/Products/transducers/acoustic/microphones/microphone->

**Imagen extraída de la web del fabricante <http://www.behringer.com/EN/Products/ECM8000.aspx>

SPECIFICATIONS

Type	electret condenser, omni-directional
Impedance	600 Ohms
Sensitivity	-60 dB
Frequency response	15 Hz to 20 kHz
Connector	gold-plated XLR
Phantom power	+15 V to +48 V
Weight	app. 120 g

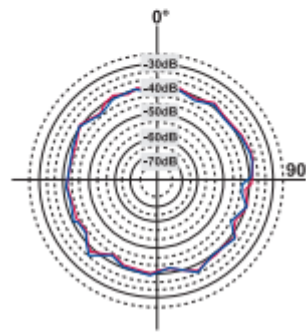
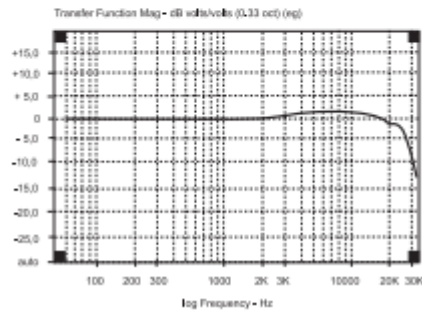


Figura 4.6.3: Especificaciones del micro ECM8000 de la casa Behringer.*

SECCIÓN II: BASE TEÓRICA

1. CONCEPTOS TEÓRICOS

¿Cómo se comporta la señal de audio en el dominio eléctrico? ¿Qué factores afectan y en qué medida a la suma de estas señales en el medio acústico? Estas cuestiones y otros conceptos serán tratados en este apartado de cara a comprender qué ocurre con las señales y el entorno en el que se desarrolla la optimización del sistema de sonido bajo estudio.

1.1 SUMA DE SEÑALES

La teoría del matemático, físico e historiador francés, Jean Baptiste Fourier (1768 - 1830), establece que cualquier señal temporal compleja como ruido, habla, música, señales eléctricas, etc., puede descomponerse en una combinación de ondas sinusoidales de distintas frecuencias [2]. Cada una de estas sinusoides puede ser representada en forma compleja, quedando así definidas sus componentes de amplitud y fase.

La expresión genérica de una señal sinusoidal en forma de exponencial compleja viene definida de la siguiente forma:

$$X(t) = X_0 e^{j\varphi}$$

(1.1.1)

Siendo X_0 el módulo de la señal, que en este caso va a corresponder con su valor máximo de amplitud, y φ la fase.

Las señales de audio, tales como música o habla, son la combinación de una serie de sinusoides de distinta amplitud, fase, y frecuencia. Sin embargo, la suma de señales en el dominio eléctrico o acústico ocurre cuando dos o más señales de la misma frecuencia se combinan para crear otra nueva. Esto implica que todas las componentes sumadas tengan formas de onda relacionadas en el dominio temporal, y que provengan de la misma forma de onda original.

Por otro lado, la combinación de señales de distinta frecuencia corresponde a una mezcla de éstas lo cual no produce suma. Un ejemplo claro en el que se da tanto suma como combinación de señales son las mesas de mezclas.

Cuando se combinan señales con misma amplitud y misma frecuencia, el resultado esperado es un simple caso de adición. Dicho resultado es posible, pero no está garantizado. Existe un parámetro oculto que ejerce una fuerza determinante en el resultado: la fase.

La fórmula genérica para la suma de dos señales de misma frecuencia, en un instante dado, es la que viene definida por el teorema de los cosenos, cuya expresión se define a continuación:

$$X_0 = \sqrt{X_{01}^2 + X_{02}^2 + 2X_{01}X_{02}\cos(\Delta\varphi)}$$

(1.1.2)

Siendo X_0 la amplitud resultante de la suma, X_{01} y X_{02} las amplitudes de cada una de las señales, e $\Delta\varphi$ la diferencia de fase, o fase relativa, de las dos señales.

El valor de la amplitud de la señal resultante puede ser mayor, igual o menor al valor individual de las señales. Incluso puede tener como resultado 0. Todo depende de los valores de amplitud y fase relativos entre las señales.

Efectos de la fase relativa en la suma:

La fase relativa se expresa en grados y equivale, en el dominio espacial, a la fracción de longitud de onda que separa dos señales de misma frecuencia [3]. En el dominio eléctrico, la fase relativa tiene una definición equivalente con la salvedad de que el parámetro longitud de onda es propio del dominio espacial, por lo que se asocia a la diferencia existente entre las posiciones de ciclo de dos señales sinusoidales de misma frecuencia.

Cuando dos longitudes de onda no se encuentran separadas, la fase relativa será de 0° , mientras que una separación de media longitud de onda equivale a 180° . La fase relativa es una función circular limitada al rango $\pm 180^\circ$ (o de 0° a 360°). Una vez la diferencia temporal supere medio ciclo de longitud de onda se estará más cerca de la siguiente, reduciéndose así la fase relativa. Una vez llegado al punto de cambio de fase de un ciclo completo, el valor de fase relativa retornará a 0. Las fases relativas de 0° y 360° tienen el mismo efecto en lo relacionado con la suma.

A continuación se van a exponer, a partir del teorema de los cosenos, cuatro casos generales con el objetivo de caracterizar el efecto de la fase relativa en la suma de dos señales sinusoidales de misma frecuencia y amplitud.

- $\Delta\varphi = 0^\circ$:

$$X_0 = \sqrt{X_{01}^2 + X_{02}^2 + 2X_{01}X_{02}} = \sqrt{(X_{01} + X_{02})^2} = X_{01} + X_{02} = 2X_{01} = 2X_{02}$$

(1.1.3)

Como puede observarse, la suma de dos señales sinusoidales de misma frecuencia, amplitud y fase es una suma aritmética corriente. Es decir, la amplitud de la señal resultante será el doble que las individuales (siendo éstas iguales). En este caso se dice que las dos señales están en fase (fase relativa nula), por lo que ninguna está adelantada respecto a la otra. Si se traslada el resultado de la suma a niveles se tiene que:

$$20 \log \frac{X_0}{X_{01}} = 20 \log 2 = +6 \text{ dB}$$

(1.1.4)

- $\Delta\varphi = 90^\circ$:

$$X_0 = \sqrt{X_{01}^2 + X_{02}^2} = \sqrt{2X_{01}^2} = \sqrt{2}X_{01} = \sqrt{2}X_{02}$$

(1.1.5)

En este caso, la suma de dos señales sinusoidales de misma frecuencia, misma amplitud, y con una diferencia de fase de 90° ya no es aritmética. Se dice que las señales están en cuadratura, por lo que una estará adelantada respecto a la otra. Trasladando el resultado de la suma a niveles se tiene que:

$$20 \log \frac{X_0}{X_{01}} = 20 \log \sqrt{2} = +3 \text{ dB}$$

(1.1.6)

- $\Delta\varphi = 120^\circ$:

$$X_0 = \sqrt{X_{01}^2 + X_{02}^2 - X_{01}X_{02}} = \sqrt{2X_{01}^2 - X_{01}^2} = X_{01} = X_{02}$$

(1.1.7)

En este caso, la suma de dos señales sinusoidales con una diferencia de fase de 120° , tiene como resultado que la amplitud resultante sea equivalente a la de una de las señales. Trasladando el resultado de la suma a niveles se tiene que:

$$20 \log \frac{X_0}{X_{01}} = 20 \log 1 = 0 \text{ dB}$$

(1.1.8)

- $\Delta\varphi = 180^\circ$:

$$X_0 = \sqrt{X_{01}^2 + X_{02}^2 - 2X_{01}X_{02}} = \sqrt{2X_{01}^2 - 2X_{01}^2} = 0$$

(1.1.9)

Por último, cuando la fase relativa es de 180° , la amplitud de la señal resultante es nula. Se dice que las señales se encuentran en oposición de fase.

Trasladando el resultado de la suma a niveles se tiene que:

$$20 \log X_0 = 20 \log 0 = -\infty$$

(1.1.10)

Como se puede observar en las expresiones anteriores, si se analiza la suma logarítmicamente, se tiene que el resultado máximo posible es de +6 dB, y el mínimo es $-\infty$, por lo que se puede deducir que los efectos de pérdida son mucho mayores que los añadidos. El resultado de la suma depende de la fase relativa entre ambas señales.

Ciclos de fase relativa:

El ciclo de fase relativa [4] entre dos señales sinusoidales de misma frecuencia y amplitud, mostrado en la figura 1.1.1, indica 0° en la parte superior y varía en ambas direcciones hasta encontrarse en los $\pm 180^\circ$ en la parte inferior. Los efectos de suma o resta en función de la fase relativa se basan en la posición radial del valor de fase, es decir, en la posición dentro del ciclo de fase.

El resultado de la suma de dos señales viene determinado por las propiedades del ciclo de fase relativa, y corresponden con los casos generales calculados anteriormente a partir del teorema de los cosenos. A continuación se resumen:

- La suma máxima se da a 0° .
- La suma se produce en valores menores a $\pm 120^\circ$.
- No se produce suma ni resta a $\pm 120^\circ$.
- La resta ocurre para valores superiores a $\pm 120^\circ$.
- La resta máxima ocurre para 180° .

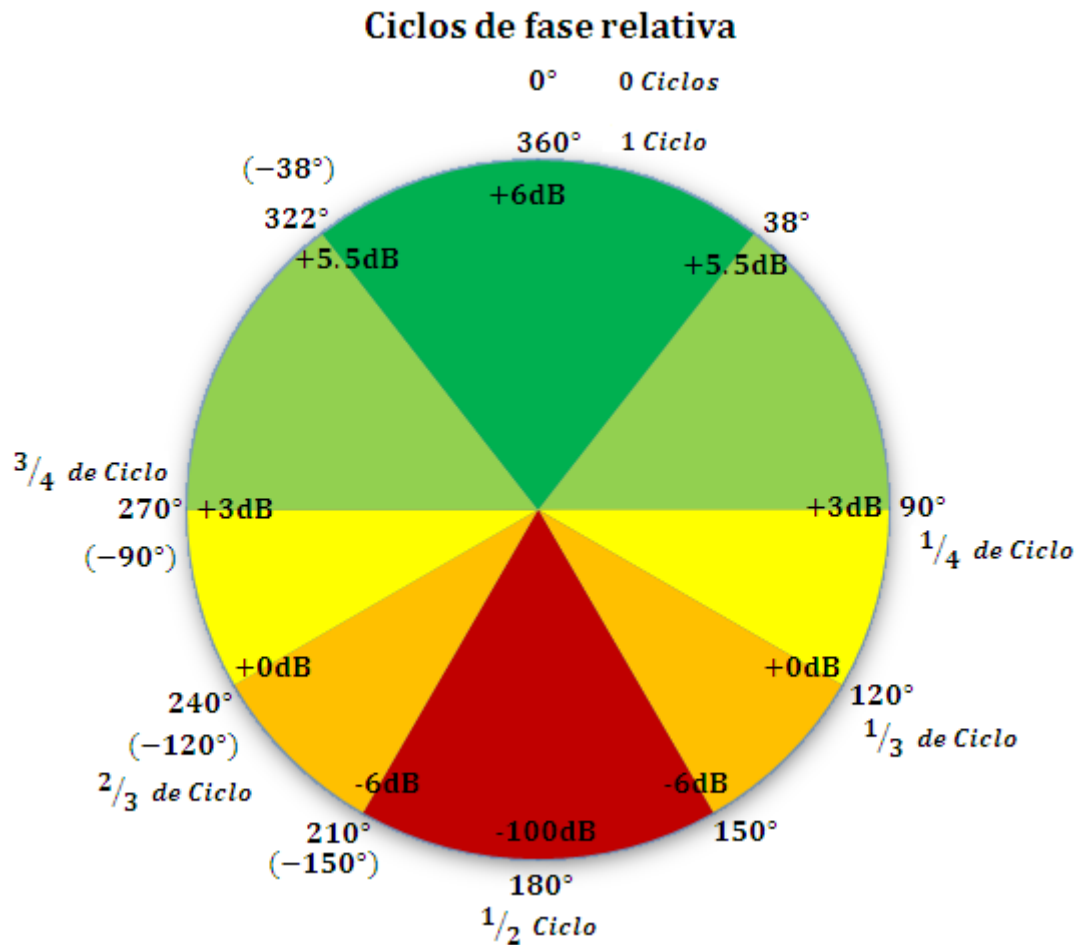


Figura 1.1.1: Ciclos de fase relativa entre dos señales sinusoidales de misma frecuencia y amplitud.

Como se puede apreciar, el efecto de la fase relativa en la amplitud de la suma de dos tonos de misma frecuencia no es simétrico. 90° no es el punto de equilibrio ($1 + 1 = 1$), ya que las cantidades de suma y resta resultan asimétricas. La parte de adición comprende dos tercios del ciclo, y actúa de forma pronunciada. La parte de resta sólo comprende un 1/3 del ciclo, y actúa de forma aún más pronunciada. A medida que el nivel relativo se acerca a cero, comienza a decrecer intensamente. Una vez se ha recorrido medio ciclo, el efecto en el nivel relativo vuelve a ser simétrico.

El área de suma es mayor que el de resta ya que se esparce sobre 120°. Sin embargo, los niveles sustraídos serán siempre mayores a los niveles de ganancia. Mientras un cambio en la parte de suma se esparce en 120°, uno comparable en la parte de pérdidas se esparce en 30°. Cuando la fase relativa alcance 180°, las señales estarán en oposición de fase y la resta será máxima. Este punto es el equivalente a un cambio de polaridad.

Todo esto queda reflejado en la siguiente figura en la que se combinan logarítmicamente dos señales de misma frecuencia y misma amplitud, y en la que se obtienen niveles máximos de suma y de resta.

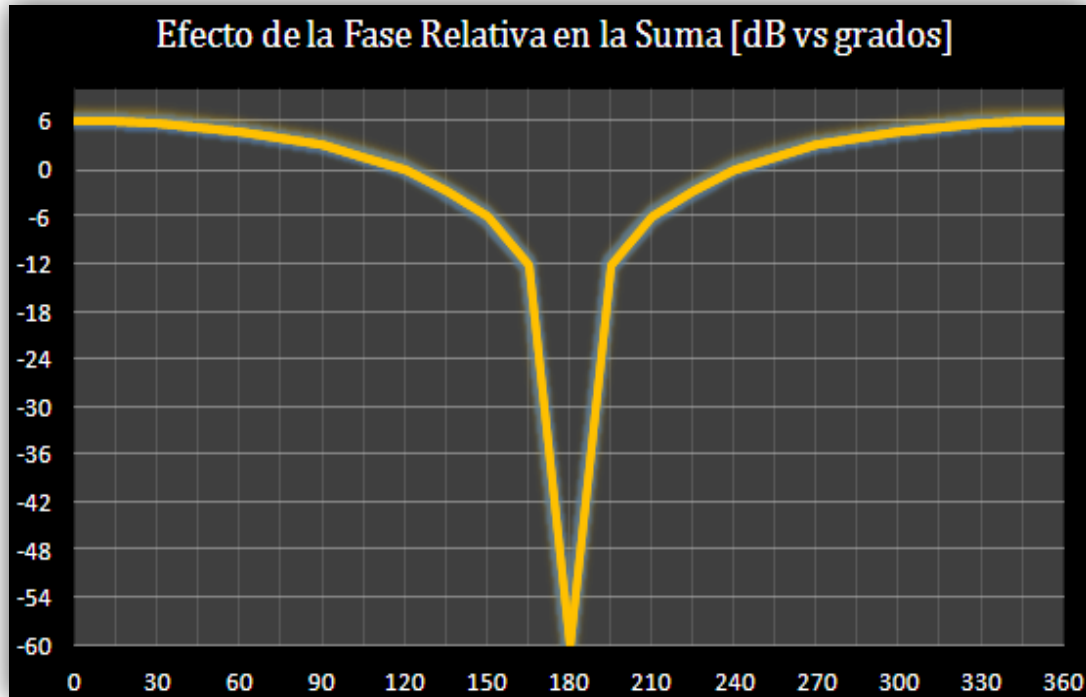


Figura 1.1.2: Efectos de la fase relativa en la suma.

Los valores de fase relativa de 0° y 360° crearán la misma adición. De la misma manera que la sustracción tiene lugar a 180° , también se dará a 540° ($180^\circ + 360^\circ$).

Si la señal es una onda sinusoidal, no hay manera de saber cuántas longitudes de onda separan ambas fuentes, ya que únicamente será revelada la fase de la suma de una sola frecuencia en la posición de la rueda de fase. Discernir el número de ciclos que ha girado la rueda sólo puede hacerse en contexto con otras frecuencias. Este contexto lo da la pendiente de fase, que está directamente relacionada con el tiempo de retardo y será tratada más adelante.

1.2 FASE ELÉCTRICA VS. FASE ACÚSTICA

El teorema de los cosenos se puede aplicar tanto a la suma de señales eléctricas como señales acústicas de misma frecuencia. Sin embargo, las amplitudes de cada tipo de señales se van a medir en distintas unidades y la información de fase será distinta.

La señal de audio en el dominio eléctrico es unidimensional, se mide en voltios, y depende de una única variable: el tiempo. La expresión en forma compleja de una señal sinusoidal en dicho dominio se muestra a continuación:

$$e(t) = e_0 \cdot e^{j\varphi} = e_0 \cdot e^{-j(\omega t + \theta)} \text{ [V]}$$

(1.2.1)

Siendo e_0 el valor máximo de amplitud en voltios, ω la frecuencia angular, θ la fase inicial, y φ la fase (a secas).

Aplicando el teorema de los cosenos, para dos señales sinusoidales de misma frecuencia, se puede deducir que la fase relativa vendrá dada por:

$$\Delta\varphi = \varphi_2 - \varphi_1 = \theta_2 - \theta_1$$

(1.2.2)

Al ser las señales de misma frecuencia, y sumarse en el mismo instante de tiempo, el término ωt desaparece por lo que la fase relativa resulta en la diferencia entre las fases iniciales de cada señal. Esto corresponde con la diferencia entre las posiciones de los ciclos de cada señal en ese instante dado.

Por otro lado, la señal de audio en el dominio acústico, es decir, la onda sonora, se evalúa a través de la presión acústica, cuya unidad lineal es el pascal (10^{-5} bares) [5], y depende de dos variables: tiempo y posición geométrica. Dado que la dirección de propagación va a ser función de las tres coordenadas (x, y, z), se suele reflejar un punto en el espacio por su vector de posición r , considerando que x es la componente del vector de posición r sobre el eje OX, que y es la componente sobre el eje OY, y que z es la componente sobre el eje OZ.

El frente de onda se define como el lugar geométrico en el que las partículas o cuerpos se encuentran en el mismo estado de perturbación. Para el sonido tenemos tres tipos de ondas en función del frente de onda:

- Ondas planas: el frente de onda es plano.
- Ondas esféricas: el frente de onda es esférico.
- Ondas cilíndricas: el frente de onda es cilíndrico.

La función de onda armónica que caracteriza una onda plana es:

$$p(r, t) = Ae^{j(\omega t - kr)} + Be^{j(\omega t + kr)} \text{ [Pa]}$$

(1.2.3)

Siendo el primer término la onda progresiva y el segundo la onda regresiva. A y B son constantes, ω es la frecuencia angular y k es el número de onda.

La función de onda armónica que caracteriza una onda esférica es:

$$p(r, t) = \frac{A}{r} e^{j(\omega t - kr)} + \frac{B}{r} e^{j(\omega t + kr)} \text{ [Pa]}$$

(1.2.4)

La función de onda armónica que caracteriza una onda cilíndrica es:

$$p(r, t) = \frac{A}{\sqrt{r}} e^{j(\omega t - kr)} + \frac{B}{\sqrt{r}} e^{j(\omega t + kr)} \text{ [Pa]}$$

(1.2.5)

En este proyecto se considerará generalmente la expresión de la onda esférica, desechando el segundo término (onda regresiva), puesto que en la mayoría de los casos se estará hablando de una fuente puntual emitiendo en campo libre. De este modo, la expresión en forma compleja de una onda esférica emitiendo un tono viene dada por:

$$p(r, t) = \frac{p_0}{r} \cdot e^{j\varphi} = \frac{p_0}{r} \cdot e^{j(\omega t - kr + \theta)} \text{ [Pa]}$$

(1.2.6)

Siendo p_0 el valor máximo de amplitud en pascales, ω la frecuencia angular, k el número de onda, r la distancia al foco, θ la fase inicial, y φ la fase.

Aplicando el teorema de los cosenos, para dos ondas sinusoidales de misma frecuencia, y para un instante dado, se puede deducir que la fase relativa viene dada por:

$$\Delta\varphi = \varphi_2 - \varphi_1 = (r_1 - r_2)k + \theta_2 - \theta_1$$

(1.2.7)

En este caso, la fase relativa contempla la diferencia de caminos desde los focos al punto geométrico definido por r , y la diferencia de fases en emisión. Por lo tanto, se puede afirmar que, para este caso, la expresión de la fase relativa considera la diferencia de fases en el medio eléctrico (antes de ser emitidas las señales al medio) y en el acústico.

Las propiedades del ciclo de fase relativa, comentados anteriormente, tendrán los mismos efectos en la suma de señales acústicas de misma frecuencia independientemente del medio en el que se produzcan las diferencias de fase. Por ello, la mayoría de las propiedades de la suma eléctrica se dan en la suma acústica. Sin embargo, la diferencia entre una y otra es que la primera no tiene dimensión geométrica, y la segunda no se puede considerar sin ella.

Una suma eléctrica se produce dentro de un circuito [6]. La nueva señal sumada tendrá una coloración propia en función de las señales individuales. Imagínese una cancelación en el rango de 1 kHz. Cuando la señal eléctrica se transforme en acústica por medio de transductores, se encontrarán las mismas propiedades que en la señal eléctrica, pero sólo en ciertos puntos. Una frecuencia cancelada en una posición puede estar presente en otra.

Un ejemplo sería emitir la misma señal a través de dos altavoces iguales, invirtiendo la polaridad en uno de ellos (oposición de fase). Se tendría cancelación perfecta en un punto. En otras posiciones habrá cancelación pero menos perfecta, y en algunas habrá suma. La cantidad de energía acústica no cambia cuando hay cambio de polaridad, sino que se mueve a otras posiciones.

Las sumas acústicas contienen señales que proceden de distintas direcciones. El componente direccional no cambia el proceso de suma ya que ésta depende de la amplitud y fase relativa de cada señal. Sin embargo, tiene una influencia importante en la distribución de la suma en el espacio. Es decir, cuanto más direccional sean las fuentes, más cambios existirán en el espacio de suma.

1.3 ZONAS DE SUMA

Cuando dos señales eléctricas o acústicas de misma frecuencia se combinan, existen muchas combinaciones de los factores decisivos en la suma, siendo estos el nivel y la fase relativa. Por un lado, se pueden tener ambos factores igualados, y por otro tener un desajuste máximo. Por ello, se van a distinguir 5 zonas en la rueda de fase [7]:

- **Zona de acoplamiento ($-120^\circ < \varphi < 120^\circ$):** se sitúa en la parte de suma del ciclo de fase. Las señales van a permanecer dentro de los $\pm 1/3$ de la longitud de onda (o del periodo). Los efectos en esta zona son únicamente aditivos ya que la fase relativa nunca es lo suficientemente grande como para causar pérdidas. La cantidad de suma irá de 0 a +6 dB dependiendo de la fase y el nivel. Es la zona más deseada cuando se suman señales emitidas por altavoces, y la más fácil de conseguir cuando se trabaja con frecuencias graves, ya que las longitudes de onda son grandes.
- **Zona de cancelación ($120^\circ < \varphi < -120^\circ$):** es la zona en la que las dos señales combinadas provocan una fase relativa confinada a la zona de sustracción. En ningún momento se producirá suma. La cantidad de sustracción puede ser enorme, pero depende de la diferencia de niveles. Se puede tener sustracción de 0 a 100 dB. Cuando se suman señales emitidas por altavoces es la zona a evitar, a no ser que sea para direccionar la radiación fuera de un área en particular.

- **Zona de *combing*** ($\Delta L < 4$ dB, $\varphi = 0 - 360^\circ$): en esta zona existe una diferencia de niveles no superior a 4 dB, pero no se especifica para qué rango de fase relativa. En esta zona se puede encontrar suma máxima de 6 dB hasta pérdidas totales de -100 dB. Es lo que comúnmente se llama filtro peine. Esta es una zona a evitar ya que es en la que existe más variación de nivel respecto a la frecuencia.
- **Zona de combinación** ($4\text{dB} < \Delta L < 10$ dB, $\varphi = 0 - 360^\circ$): es la zona cuya diferencia de nivel puede ir de 4 a 10 dB, y en la que tampoco se especifica el rango de fase relativa. En esta zona los sistemas alcanzan un estado de semiaislamiento, de manera que no pueden alcanzarse ni pérdidas ni sumas máximas. La variación de nivel queda por lo tanto limitada a no más de ± 6 dB. Se puede por lo tanto obtener suma reducida pero no se pagará el precio de pérdidas extremas.
- **Zona de aislamiento**: en esta zona la diferencia de niveles es superior a 10 dB, por lo que las interacciones serán reducidas e incluso insignificantes. A medida que aumente el aislamiento se irá reduciendo la interacción. La variación de nivel en esta zona no excede de ± 3 dB, que se corresponde con el estándar mínimo aceptado para una cobertura uniforme.

1.4 RETARDO Y DISTORSIÓN DE FASE

Hasta ahora se ha hablado de las zonas de suma sin especificar frecuencia. Para poder hablar de suma en todo el rango de frecuencias se ha de especificar el desajuste temporal. La diferencia de fase, o fase relativa, entre dos señales de misma frecuencia está directamente ligada a una diferencia temporal. En efecto, una fase relativa no nula implica que las señales sumadas estén separadas una fracción de tiempo. Esta equivalencia viene definida por la siguiente expresión:

$$\Delta\varphi = \Delta\tau \cdot 360 \cdot f$$

(1.4.1)

Siendo $\Delta\tau$ la diferencia temporal, o tiempo de retardo, y f la frecuencia.

Si la señal es sinusoidal, no hay manera de saber cuántas longitudes de onda (o ciclos) separan ambas señales, ya que únicamente será revelada la fase de la suma de una sola frecuencia en la posición de la rueda de fase. Discernir el número de ciclos que ha girado la rueda sólo puede hacerse en contexto con otras frecuencias. Este contexto lo da la pendiente de fase, que está directamente relacionada con el tiempo de retardo y será tratada más adelante.

Sin embargo, a partir de la expresión 1.4.1 se desprende que las características del tiempo de retardo entre señales de rango completo se aplican al ciclo de fase de la siguiente manera:

- Un tiempo fijo de retardo causa distintos valores de fase relativa para cada frecuencia.
- Una cantidad fija de cambio de fase crea distintas cantidades de retardo temporal a cada frecuencia.

En el primer caso se estaría hablando de retardo de fase, lo cual implica, para estas señales de banda ancha, una respuesta de fase relativa lineal con la frecuencia. Si se aplica este concepto al terreno de la acústica, por ejemplo con dos señales de rango completo de audio emitidas por dos fuentes de misma fortaleza, se tendría que todas las frecuencias de una de las dos señales llegarían al punto de escucha con el mismo retardo temporal.

En el segundo caso se estaría hablando de distorsión de fase, lo cual implica una respuesta de fase relativa no lineal con la frecuencia. En este caso las frecuencias de una de las dos señales llegarían al punto de escucha con distintos tiempos de retardo. En general, se habla de distorsión de fase cuando los tiempos de retardo para cada frecuencia son distintos, lo cual no implica que para todas las frecuencias el retardo de fase sea el mismo.

Existe un debate abierto acerca de si somos sensibles a la distorsión de fase. En general se asume que el ser humano es insensible a ella debido a que el oído integra el sonido en tercios de octava. Sin embargo, en el campo de la optimización de sistemas de sonido, se persigue obtener una respuesta de fase relativa lo más lineal posible, asumiendo que será prácticamente imposible debido a que todos los dispositivos, tales como filtros, ciertos amplificadores, altavoces, e incluso el medio, introducen distorsión de fase.

1.5 SUMA VS. FRECUENCIA

En este apartado se pretende analizar las zonas de suma, definidas en el apartado *Zonas de suma*, para dos señales de rango completo y considerando desajustes tanto de nivel como de tiempo, siendo estos últimos independientes de la frecuencia.

Como se dijo, un desajuste de tiempo dado crea un desajuste de fase para cada frecuencia. Cuando se suman dos señales de rango completo se obtendrán por separado valores de suma en función de la frecuencia basados en las diferencias de nivel y fase. En el curso de estas señales, pueden darse cuatro de las cinco categorías, definidas en el apartado mencionado, para todo el rango de frecuencias. Teniendo en cuenta que $t_0 < t_1 < t_2$, se tiene:

- $\Delta\tau = 0$ ms: Zona de acoplamiento. Suma positiva.



Figura 1.5.1: Zona de acoplamiento. Sin desajustes de nivel y fase.

- $\Delta\tau = t_0$: Zona de *combing*. A medida que aumenta el tiempo de desajuste, el rango de frecuencias en el que se produce adición y sustracción se mueve hacia baja frecuencia de manera progresiva.

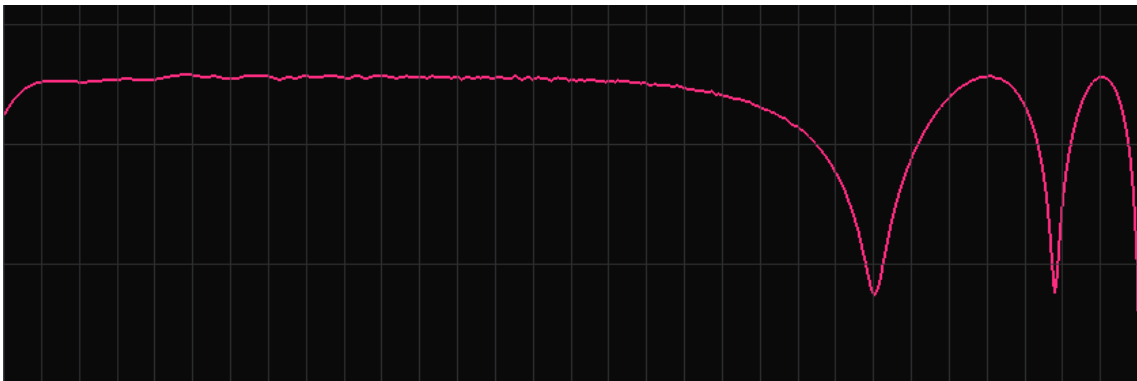


Figura 1.5.2: Zona de combing. Desajuste temporal de 0.15 ms.



Figura 1.5.3: Zona de combing. Desajuste temporal de 0.7 ms.

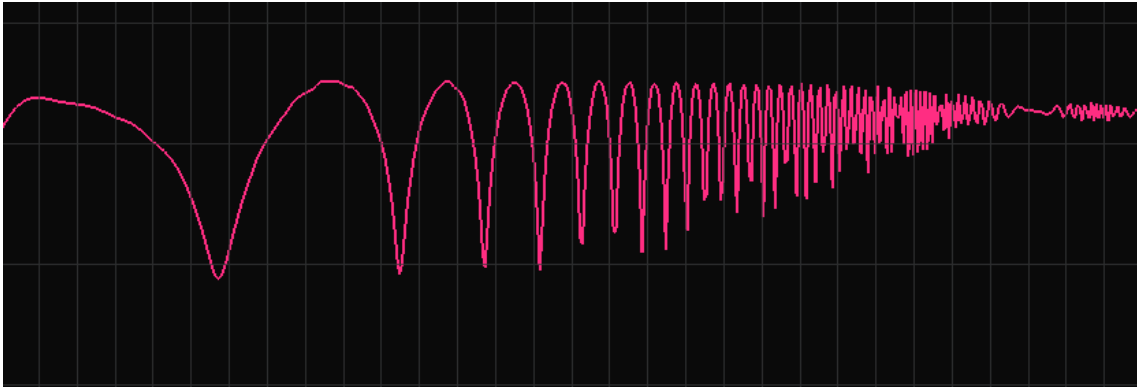


Figura 1.5.4: Zona de combing. Desajuste temporal 6.7 ms.

- $\Delta\tau = t_1$: Zona de combinación. A medida que aumenta el desajuste temporal y de nivel, la interacción es menor, por lo que se reduce el rizado.

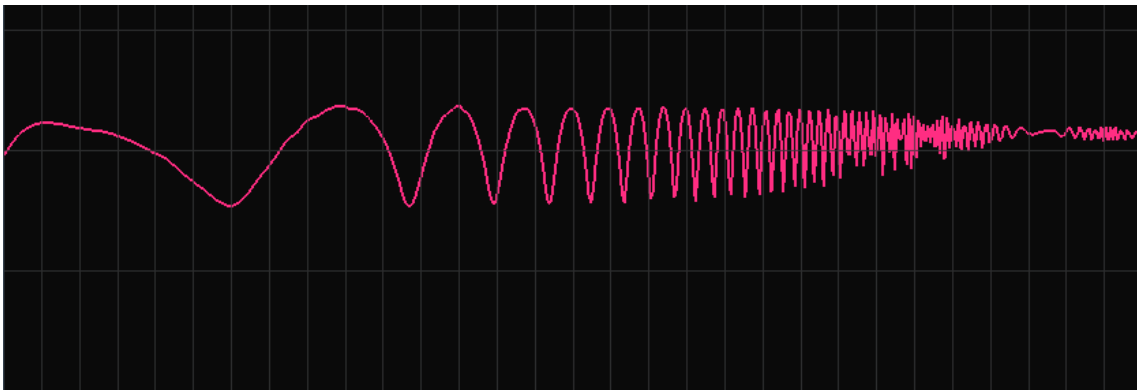


Figura 1.5.5: Zona de combinación. Desajuste temporal de 6.4 ms. Desajuste de nivel de 6 dB.

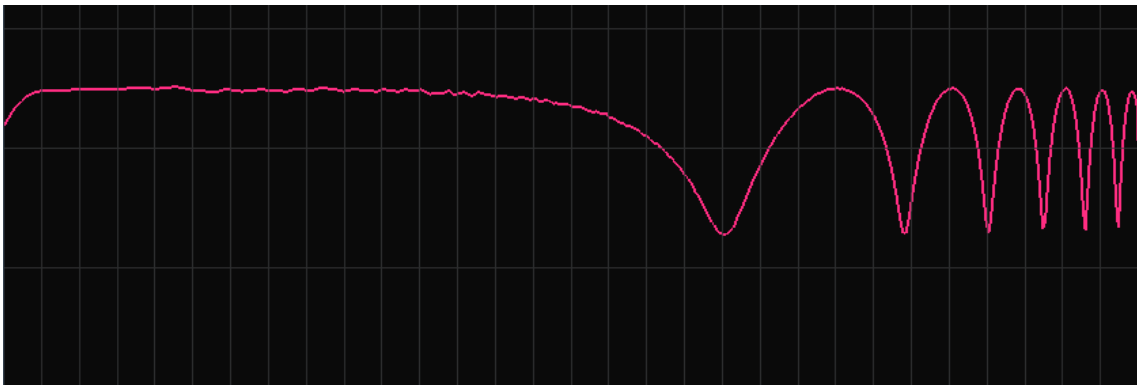


Figura 1.5.6: Zona de combinación. Desajuste temporal de 0.3 ms. Desajuste de nivel 4 dB.

- $\Delta\tau = t_2$: Zona de aislamiento. La suma es mínima ya que no existe prácticamente interacción.

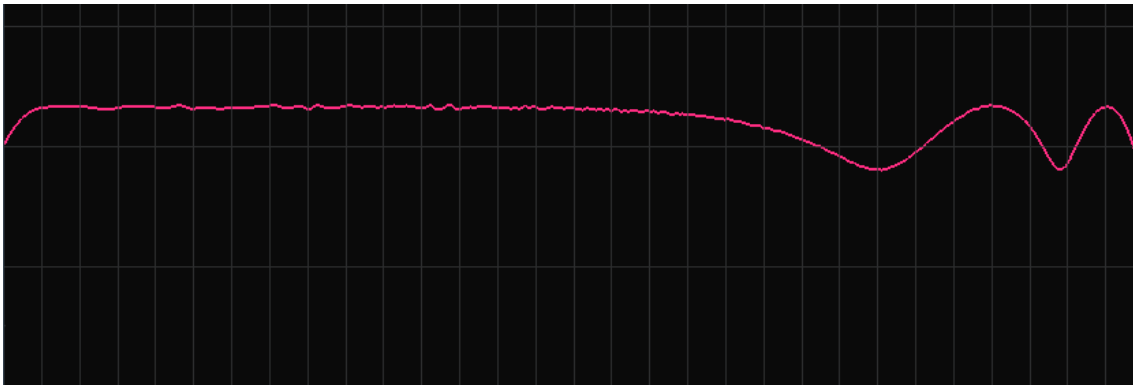


Figura 1.5.7: Zona de aislamiento. Desajuste temporal de 0.15 ms. Desajuste de nivel de 9.5 dB.

Cuando dos señales se combinan y existe desajuste temporal entre ambas, la fase relativa cambiará con la frecuencia. Para un valor de desajuste temporal dado, los valores de fase relativa aumentarán con la frecuencia. Esto es debido a que la fase depende de la frecuencia, pero el tiempo no.

A esto se le llama comúnmente filtro peine (*comb filtering*), y resulta en una serie de picos y cancelaciones espaciados a causa de las rotaciones de fase. La diferencia de longitudes de onda entre dos señales, es el factor que determina el ancho de banda entre dos nulos en el filtro creado. Un retardo de una longitud de onda para la frecuencia 1 kHz es el equivalente a 1 ms. A continuación se muestra un ejemplo para este caso:

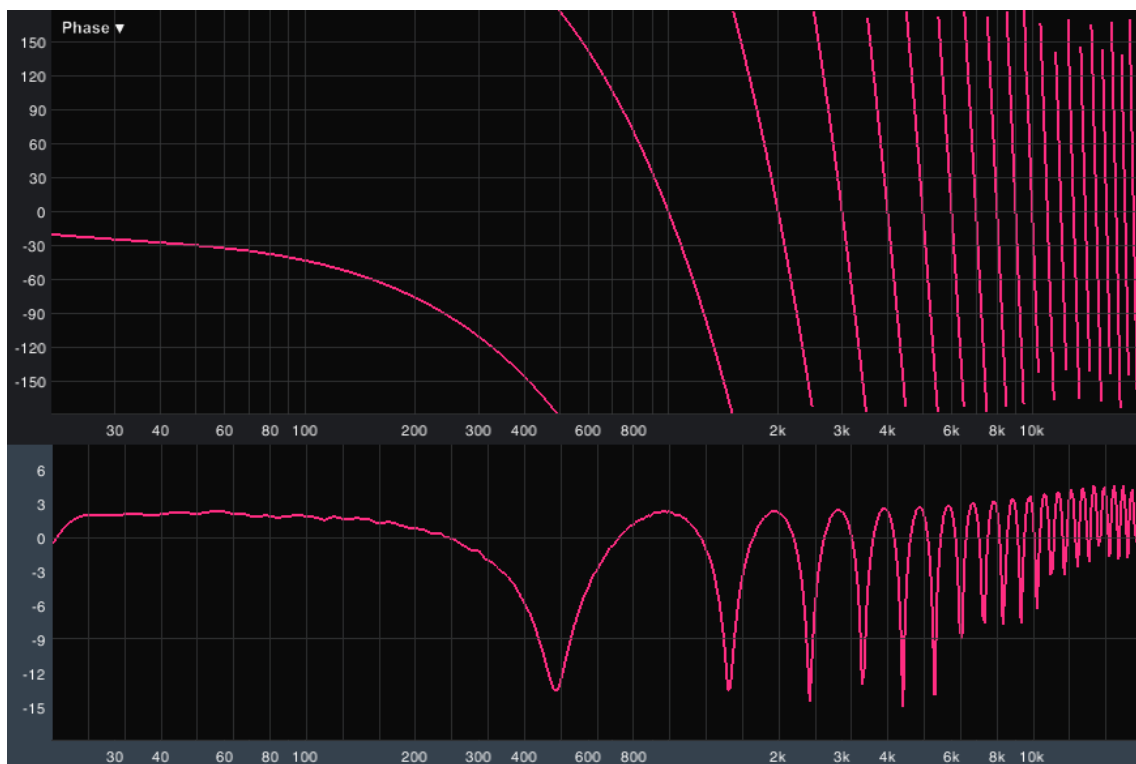


Figura 1.5.8: Comb Filtering para una diferencia temporal de 1 ms.

En la gráfica de arriba se muestra la respuesta de fase relativa entre dos señales de mismo nivel cuando existe un desajuste temporal de 1 ms. En la gráfica de abajo se muestra el efecto de *comb filtering* producido en el nivel de la señal obtenida en la suma.

Características generales:

- Los nulos de la respuesta en amplitud combinada se sitúan en las frecuencias en las que la fase relativa alcanza los 180° . Los picos se situarán en los armónicos de la frecuencia cuyo periodo equivale a la diferencia de una longitud de onda. A estas frecuencias la fase relativa será 0° .
- El ancho de banda del lobulado viene determinado por la diferencia de longitudes de onda o retardo temporal.
- Cuando la escala es lineal el ancho de banda de los lóbulos permanece constante con la frecuencia. Ocurre lo mismo para la fase relativa en la que el ancho de banda de los dientes de sierra permanecería constante.
- Cuando la escala es logarítmica el ancho de banda de los lóbulos se estrecha progresivamente a medida que se incrementa la frecuencia.
- Generalmente, la escala utilizada es la logarítmica ya que se asemeja mejor a cómo oímos. En este caso, un retardo de una sola longitud de onda creará un pico que abarque una octava entre sus nulos. Un retardo de dos longitudes de onda estrechará el pico para abarcar media octava. Y así sucesivamente.
- Los picos amplios proporcionan la coloración tonal más discernible. Los picos estrechos tienen menos distinción tonal. Por ello se utiliza en la mayoría de los casos la escala logarítmica.

En el ejemplo:

- Un retardo de 1 ms equivale a una diferencia de una longitud de onda para la frecuencia 1 kHz.
- En la amplitud de la suma, el ancho del lóbulo será de 1 kHz. También lo serán los dientes de sierra en la fase relativa.
- En la amplitud de la suma, los nulos empezarán en 500 Hz y se repetirán cada 1 kHz. A esas frecuencias la fase relativa será de 180° .

Los picos empezarán en 1 kHz (0 Hz matemáticamente), y se repetirán cada 1 kHz. A esas frecuencias la fase relativa será de 0°.

Ripple:

La amplitud del rizado (*ripple*) corresponde, para una respuesta relativa de amplitud dada, con la máxima variación de nivel respecto a la frecuencia reducida a un número [8]. El *ripple* en la respuesta es el rango de nivel que va desde el punto más alto hasta el más bajo. Una respuesta que va desde -8 dB a +4 dB tendrá una amplitud de rizado de 12 dB. Una de las preocupaciones en este proyecto será la de minimizar la variación y la amplitud del rizado. Para ello se considerará simétrico, por lo que el caso anterior quedaría en ± 6 dB de *ripple*, y será un parámetro válido para analizar de manera cualitativa los efectos de la suma.

1.6 CÁLCULO DE NIVELES ACÚSTICOS

En este apartado se tratará de esclarecer cómo se calcula el nivel de presión sonora en un recinto, así como los criterios generales empleados para la suma de los mismos. En un espacio abierto el sonido recibido suele ser generalmente sonido directo, mientras que en un recinto cerrado corresponde con la suma de sonido directo y reverberante.

El sonido directo procede de los altavoces y llega a la audiencia tras recorrer el camino más corto, expandiéndose radialmente desde la fuente que lo produce [9]. En espacios inferiores a cuarenta metros de longitud su nivel decrece 6 dB al doblar la distancia. En espacios superiores a esta longitud las pérdidas son mayores a causa de los efectos medioambientales como temperatura y humedad que afectan particularmente a las frecuencias altas. Este fenómeno se define como pérdidas de nivel por absorción del aire y suele tenerse en cuenta en programas de simulación como EASE o EASE Focus, y en programas de medición como Pulse o Smaart Live.

Por otro lado, el sonido reverberante procede de las múltiples reflexiones de la señal directa con las diferentes superficies del recinto, siendo su distribución uniforme en el recinto. Ésta aproximación estadística permite evaluar, en una primera instancia, la presión reverberante en cualquier punto de la sala. Si se desea hacer un estudio más preciso, sería necesario evaluar los ecos individuales procedentes de las distintas superficies de la sala que puedan afectar a la sensación sonora en el área de audiencia.

Si además se considera nuestro sistema de escucha, se podría definir sonido reverberante como el que llega a nuestros oídos en los aproximadamente 50 ms después de que lo haya hecho la

primera incidencia. Por ello, dentro del sonido reverberante podría incluirse la presión directa producida por una fuente lejana que tardase más de dicho tiempo en llegar a una posición dada tras la llegada de la señal directa de la fuente más cercana.

El campo directo o libre se define como el área, o superficie delimitada por la distancia crítica, siendo ésta última el conjunto de puntos en los que la presión directa es equivalente a la presión reverberante. El campo reverberante corresponde con las superficies en las que el nivel de presión reverberante es superior al directo.

En la práctica es imposible separar presión directa y reverberante, por lo que los programas de medición hacen uso del parámetro de coherencia que será definido más adelante. Por lo tanto, el estudio diferenciado de los campos directo y reverberante es meramente académico.

Una sola fuente radiando:

La presión acústica directa producida por una fuente a una distancia r de la misma, y según la dirección dada por los ángulos θ y φ (elevación y azimuth en coordenadas esféricas respecto al eje de la fuente), viene definida por:

$$p_d = \sqrt{P_a \rho_0 c \frac{Q(\theta, \varphi)}{4\pi r^2}} \text{ [Pa]}$$

(1.6.1)

Siendo P_a la potencia acústica, $\rho_0 c$ la impedancia acústica del aire, y Q el factor de directividad del altavoz en la dirección definida por los ángulos de elevación y azimuth.

Por otro lado, si la fuente se encuentra en una sala con determinada absorción R , la presión acústica reverberante viene dada por:

$$p_r = \sqrt{P_a \rho_0 c \frac{4}{R}} \text{ [Pa]}$$

(1.6.2)

Siendo R la constante de la sala que corresponde con la absorción total de sonido que producen las paredes y superficies del recinto.

La presión sonora total en el punto de escucha, cuando se calculan valores promedio (RMS) sobre un ancho de banda de al menos 1/3 de octava, será la suma cuadrática o no coherente de las presiones directa y reverberante, como a continuación se muestra:

$$p_t = \sqrt{p_d^2 + p_r^2} = \sqrt{P_a \rho_0 c \left(\frac{Q(\theta, \varphi)}{4\pi r^2} + \frac{4}{R} \right)} \text{ [Pa]}$$

(1.6.3)

La suma de presiones es no coherente debido a que existe poca coherencia temporal entre las ambas señales, lo que implica que las fases relativas de las frecuencias consideradas varíen demasiado.

Por otro lado, las expresiones anteriores pueden calcularse utilizando expresiones logarítmicas o de nivel. De este modo, queda definido el nivel de presión sonora (SPL, *Sound Pressure Level*) para el sonido directo, como a continuación se muestra:

$$\text{SPL}_d = 10 \log \left(\frac{p_d^2}{p_{\text{ref}}^2} \right) = 10 \log \left(\frac{P_a \rho_0 c Q(\theta, \varphi)}{p_{\text{ref}}^2 4\pi r^2} \right) = L_w + 10 \log \left(\frac{Q(\theta, \varphi)}{4\pi r^2} \right)$$

(1.6.4)

Siendo L_w el nivel de potencia acústica, y p_{ref}^2 la presión de referencia al cuadrado siendo esta última $20 \mu\text{Pa}$.

El nivel de presión sonora directo también puede escribirse en otros términos:

$$\text{SPL}_d = S + 10 \log P_e - 20 \log r + D(\theta, \varphi)$$

(1.6.5)

Siendo S [dB] la sensibilidad del altavoz (SPL en el eje, 1 W, 1 m), y P_e [W] la potencia eléctrica aplicada.

Por otro lado, la expresión del nivel reverberante puede escribirse de las siguientes maneras:

$$\text{SPL}_r = L_w + 10 \log \left(\frac{4}{R} \right)$$

(1.6.6)

$$\text{SPL}_r = S + 10 \log P_e - 10 \log Q_{\text{ax}} R + 17 \text{ dB}$$

(1.6.7)

Siendo Q_{ax} el factor de directividad axial.

El término 17 dB corresponde con una radiación esférica del altavoz. Si la radiación del altavoz fuese hemisférica, dicho término debería ser sustituido por 14 dB. Ambas expresiones son aproximaciones estadísticas para el caso en que radie una única fuente omnidireccional en un recinto regular, con superficies absorbentes internas parecidas y un solo volumen constitutivo. En otros casos más complicados no queda más remedio que utilizar programas de predicción y simulación tipo EASE.

El nivel total viene definido por la expresión que sigue:

$$SPL_t = L_w + 10 \log \left(\frac{Q(\theta, \varphi)}{4\pi r^2} + \frac{4}{R} \right)$$

(1.6.8)

Donde se ha considerado suma no coherente de niveles directo y reverberante.

Varias fuentes radiando:

Cuando existen varias fuentes emitiendo en un recinto, se han de sumar las contribuciones de cada una de ellas que a su vez tienen componentes de campo directo y reverberante [10]. Sin embargo, es necesario puntualizar si la suma de estas contribuciones se realiza de forma coherente o no coherente, es decir, si se suman las contribuciones en cada frecuencia considerando la fase o no.

En un punto dado de la audiencia se sumarán tanto las contribuciones directas de cada fuente como las reflexiones procedentes de las mismas. Si se considera una frecuencia se ha de calcular el módulo y la fase de cada contribución, sea directa o reflejada, expresarlos como vector complejo o fasor, y obtener la suma compleja de todos los fasores, que como se sabe corresponde con la suma de señales sinusoidales a los que están asociadas. El resultado será un fasor con módulo y fase definidos.

Por otro lado, si se quiere obtener el SPL en banda, por ejemplo en un 1/3 de octava, habría que integrar la densidad espectral de potencia $p^2(f)$, en la banda considerada. Si en el 1/3 de octava considerado existe mucha variación en la fase de cada componente sinusoidal, es decir, poca coherencia temporal entre las señales, el resultado de la integración será muy parecido al que se obtiene en la suma cuadrática de los valores RMS de las componentes. Esto corresponde con la suma no coherente de las componentes (no se tiene en cuenta la fase de cada una de ellas).

En el caso de que exista coherencia temporal de las señales integrantes en el 1/3 de octava considerado, habrá que tener en cuenta las fases de cada una de las componentes, lo que corresponde con la suma coherente de presiones.

Este criterio de coherencia temporal en la banda considerada, que implica suma coherente o no coherente, tiene justificación por el hecho de que nuestro sistema de escucha se comporta de esta manera. Además, es el mismo criterio utilizado por los programas de simulación y predicción tipo EASE.

Resumiendo, si se suman señales de misma frecuencia, ya sean directas o reflejadas, se aplicará el criterio de suma coherente, es decir, considerando las fases de cada una de las señales a sumar. Si se suman señales en una determinada banda, la suma será coherente si no existe mucha variación en las respuestas de fase de las componentes, y será suma no coherente de los valores RMS de las componentes si ocurre lo contrario.

El límite establecido de coherencia temporal para determinar si la suma ha de ser coherente o no, corresponde con una diferencia superior a una longitud de onda en la frecuencia central del 1/3 de octava considerado. Es decir, si la diferencia de fase supera una longitud de onda en la frecuencia central del 1/3 de octava considerado, se aplicará suma no coherente. Esto puede ilustrarse con el siguiente ejemplo:

Sean dos fuentes iguales emitiendo de modo directo señales de presión sonora. Se establece el punto P como la posición donde se establecerá la suma. Supóngase el caso en el que la diferencia de caminos $\Delta r = 0.86$ m. Esta diferencia de caminos equivale a $\lambda/2$ para la frecuencia 200 Hz, por lo que para el 1/3 de octava con dicha frecuencia central, se aplicará suma coherente. Esto es así debido a que en la frecuencia inferior del 1/3 correspondiente a 141 Hz, la fase relativa, producto de la diferencia de caminos, será de aproximadamente 127° . Por otro lado, la fase relativa en la frecuencia superior del 1/3 correspondiente a 283 Hz será de aproximadamente de 255° . Por lo tanto, la fase relativa va a variar en todo el 1/3 de octava cerca de 128° .

Si ahora se estudia el 1/3 de frecuencia central 800 Hz, se tendrá que la diferencia de caminos a dicha frecuencia corresponde con 2λ . La fase relativa en todo el 1/3 de octava será de aproximadamente 510° , por lo que la suma de presiones será no coherente.

Todas estas consideraciones pueden trasladarse a las siguientes expresiones:

Suma coherente de niveles:

El nivel total coherente cuando emiten M fuentes en un punto P de la audiencia, se escribe:

$$SPL_{tc} = 10 \log \left[\frac{1}{\Delta f} \int_{f_1}^{f_2} \left| \sum_{i=1}^M e^{-j \frac{2\pi f(r_i - r_1)}{c}} 10^{\frac{SPL_i}{20}} \right|^2 df \right]$$

(1.6.9)

Siendo Δf el ancho de banda del 1/3 de octava considerado con $\Delta f = f_2 - f_1$, M el número de fuentes, y SPL_i los niveles de presión sonora pertenecientes al 1/3 de octava. La expresión realiza suma fasorial de las presiones y a continuación realiza una integración de la densidad espectral de potencia en el 1/3 de octava en cuestión. Si todas las señales llegan al mismo tiempo al punto P, el término exponencial se hace unitario y la expresión queda como a continuación se muestra:

$$SPL_{tc} = 20 \log \sum_{i=1}^M 10^{\frac{SPL_i}{20}}$$

(1.6.10)

Suma no coherente de niveles:

El nivel total no coherente en P viene definido por:

$$SPL_{tnc} = 10 \log \sum_{i=1}^M 10^{\frac{SPL_i}{10}}$$

(1.6.11)

El nivel directo total resultante de una suma no coherente, en una sala en la que emiten M fuentes, con su respectiva potencia acústica P_{ai} , queda de la siguiente manera:

$$SPL_{dt} = 10 \log \sum_{i=1}^M 10^{\frac{SPL_{di}}{10}} = 10 \log \sum_{i=1}^M \frac{P_{ai}}{P_{aref}} \frac{Q_i}{4\pi r_i^2}$$

(1.6.12)

Donde Q_i y r_i representan respectivamente el factor de directividad y la distancia al punto P de cada altavoz.

Del mismo modo, el nivel reverberante total será:

$$SPL_{rt} = 10 \log \sum_{i=1}^M 10^{\frac{SPL_{ri}}{10}} = 10 \log \sum_{i=1}^M \frac{P_{ai}}{P_{aref}} \frac{4}{R}$$

(1.6.13)

El nivel total absoluto será la suma de la componente de campo directo y la de campo reverberante, que como se ha comentado corresponde con una suma no coherente debido a la no existencia de coherencia entre señales. De este modo, el nivel total absoluto será:

$$SPL_t = 10 \log \left(10^{\frac{SPL_{dt}}{10}} + 10^{\frac{SPL_{rt}}{10}} \right) = 10 \log \left(\sum_{i=1}^M \frac{P_{ai}}{P_{aref}} \frac{Q_i}{4\pi r_i^2} + \frac{P_{ai}}{P_{aref}} \frac{4}{R} \right) \rightarrow$$

$$SPL_t = 10 \log \left[\sum_{i=1}^M P_{ai} \left(\frac{Q_i}{4\pi r_i^2} + \frac{4}{R} \right) \right] + 120 \text{ dB}$$

(1.6.14)

Si todos los M altavoces son iguales y se les aplica misma potencia eléctrica, entonces el nivel directo total y el nivel reverberante total vendrán definidos por:

$$SPL_{dt} = L_w + 10 \log \left[\sum_{i=1}^M \left(\frac{Q_i}{4\pi r_i^2} \right) \right]$$

$$SPL_{rt} = L_w + 10 \log \frac{4}{R} + 10 \log M$$

(1.6.15)

El nivel total absoluto en este caso será:

$$SPL_t = 10 \log \left(10^{\frac{SPL_{dt}}{10}} + 10^{\frac{SPL_{rt}}{10}} \right) = L_w + 10 \log \left(\sum_{i=1}^M \frac{Q_i}{4\pi r_i^2} + \frac{4M}{R} \right)$$

(1.6.16)

El objetivo en este proyecto no es en ningún caso evaluar el campo reverberante ya que el objetivo principal es el optimizar un sistema de sonido móvil, que será utilizado tanto en recintos cerrados como al aire libre, por lo que se analizará siempre el campo directo. No obstante, en la parte correspondiente a medidas insitu, es necesario tener en cuenta el efecto de las reflexiones que se pueden producir en la respuesta del sistema, así como del parámetro de coherencia que está directamente relacionado con las mismas.

1.7 GEOMETRÍA DE LA SUMA

Cuando dos fuentes separadas radian a la vez a una misma frecuencia, las propiedades de la suma dependen del nivel y de la fase relativa. En un conjunto de puntos del espacio, la suma acústica apenas difiere de la eléctrica. Como se ha visto en el apartado anterior, estos puntos son en los que la

diferencia de caminos es nula para todas las frecuencias ¿Qué ocurre con los demás puntos del espacio? Que están relacionados entre sí.

Según Bob McCarthy [11], pese a existir muchas teorías de arreglos de fuentes omnidireccionales, una manera simplificada de analizar y modelar el comportamiento de la suma con altavoces direccionales, que son los utilizados en la práctica, es a partir de triángulos. A continuación se definen los cuatro tipos de triángulos utilizados por el autor según sus ángulos y lados [12]:

- Triángulo rectángulo escaleno: consta de un ángulo recto, y todos sus lados y ángulos son diferentes.
- Triángulo acutángulo isósceles: todos sus ángulos son agudos, siendo dos de ellos iguales y uno diferente.
- Triángulo acutángulo escaleno: todos sus ángulos son agudos y diferentes.
- Triángulo obtusángulo escaleno: tiene un ángulo obtuso y todos sus lados son diferentes.

Para simplificar el autor utiliza los términos triángulo rectángulo, isósceles, agudo, y obtuso, ya que en los del primer tipo incluye el triángulo rectángulo isósceles ($\alpha = 90^\circ, \beta = 45^\circ, \gamma = 45^\circ$), en los del segundo tipo incluye el triángulo acutángulo equilátero ($\alpha = 60^\circ, \beta = 60^\circ, \gamma = 60^\circ$), y en los del último tipo incluye el triángulo obtusángulo isósceles (dos lados iguales formando el ángulo obtuso, siendo el otro mayor). Denomina además al triángulo acutángulo escaleno, triángulo agudo debido a que todos sus ángulos son agudos y diferentes.

Quizás esto último no es estrictamente correcto, pero el objetivo del uso de los triángulos no es otro que determinar, de forma visual, la distribución espacial de la suma de presiones directas de misma frecuencia, cuando las fuentes se encuentran separadas una cierta distancia.

Se van a considerar, por tanto, los cuatro triángulos citados, mostrados en la figura 1.7.1, y dos altavoces, A y B, separados una cierta distancia. Ambos altavoces radiarán con misma fortaleza, señales de misma frecuencia, con fase relativa en emisión nula. El factor que va a diferenciar los triángulos, es el ángulo visto por el altavoz A al resto de posiciones. Los diferentes tipos de triángulos se van a corresponder con las distintas zonas de suma detalladas en apartados anteriores. Se denominará C al punto de suma.

De la figura 1.7.1 se puede decir que:

- Los puntos A y B corresponden con dos altavoces iguales radiando a la vez.
- El punto C es la referencia de escucha.
- El tramo AB corresponde con la separación de los altavoces.
- AC y BC son los caminos a la posición de escucha.

Los factores que afectan a la respuesta en el punto de escucha son:

- La diferencia de nivel debido a la diferencia de caminos.
- La diferencia de tiempo debido a caminos distintos.
- La diferencia de nivel debida a la pérdida axial relativa (directividad).

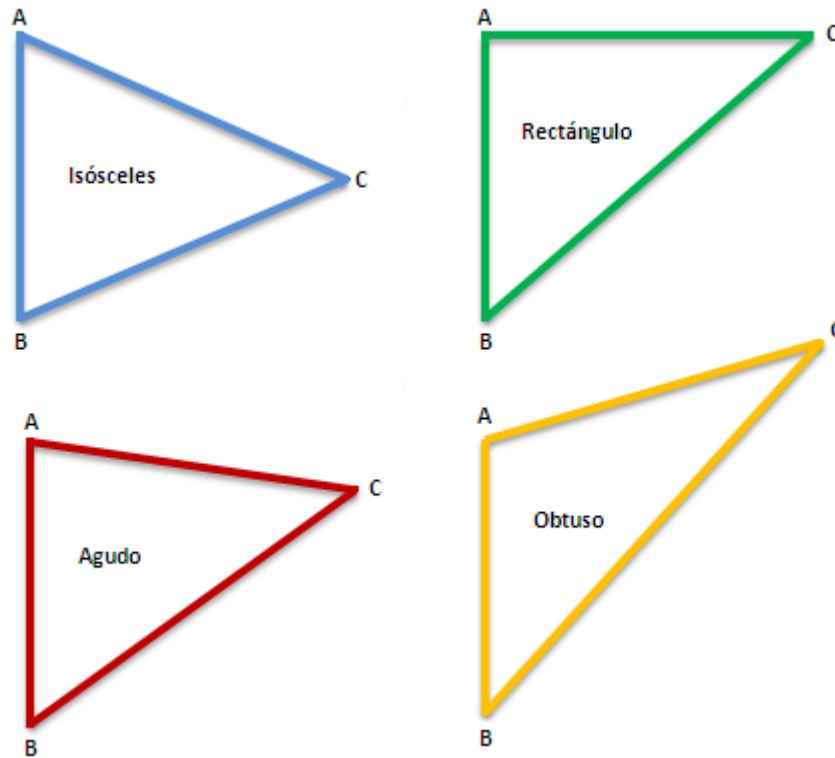


Figura 1.7.1: Triángulos utilizados para modelar la suma de dos altavoces iguales.

La respuesta de la suma en C es el resultado de la diferencia de nivel y de tiempo entre los caminos AC y BC. La clave es que, la diferencia de nivel es la proporción entre el nivel de los altavoces. La diferencia de tiempo es la diferencia entre las llegadas al punto de escucha. El primer factor estará gobernado por la multiplicación y la división, y el segundo por la suma y la resta. Un ejemplo ilustra lo comentado:

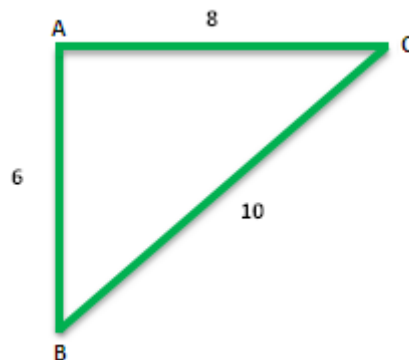


Figura 1.7.2: Ejemplo del modelado de la suma de dos altavoces iguales a través de un triángulo rectángulo.

En este caso se tendría lo siguiente:

- **Nivel relativo:** $8 / 10 = 0.8$ (-2 dB).
- **Tiempo relativo:** $10 - 8 = 2$ (2 ms).

La relación de niveles es por lo tanto proporcional, y la relación de tiempos lineal.

Niveles y tiempos relativos se verán afectados por la variación de las distancias al punto de suma, por la variación de la distancia entre fuentes, y por la directividad de las fuentes.

Triángulo Isósceles:

Cuando el punto de escucha se sitúa en un triángulo isósceles, no se tienen diferencias de caminos, ni diferencias de tiempo, ni pérdidas relativas por directividad. Por lo tanto, se estará en zona de acoplamiento, independientemente del desplazamiento entre altavoces y de la distancia al punto de escucha:

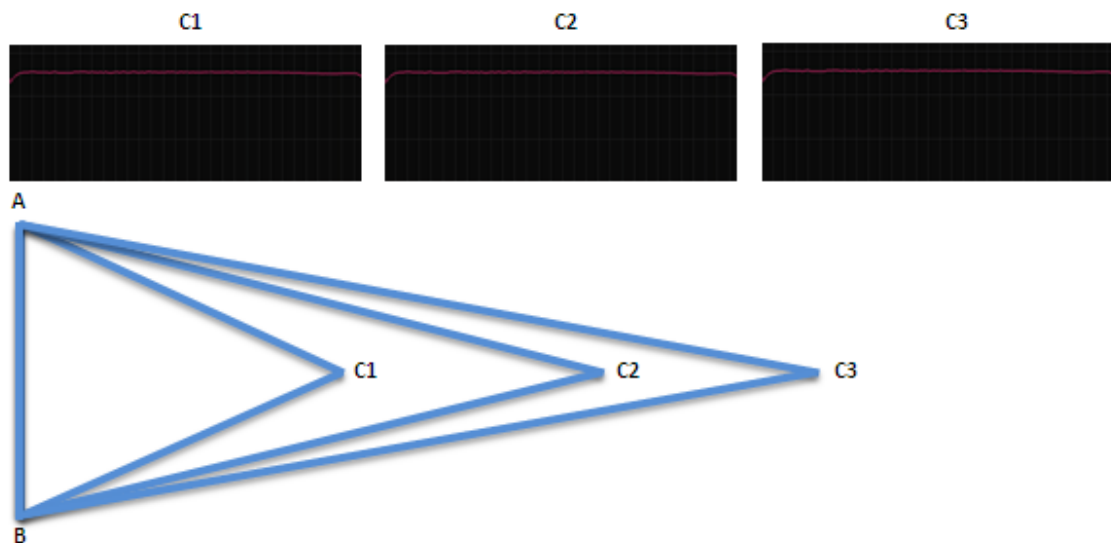


Figura 1.7.3: Triángulo Isósceles. Zona de acoplamiento.

Triángulo Rectángulo:

El triángulo rectángulo presenta diferencias de nivel y de tiempo a lo largo del desplazamiento al punto de escucha. Por ello se estará en zonas de *combing*, e irá variando a lo largo del desplazamiento axial de A, hasta prácticamente reducirse cuando los desajustes sean máximos. Esta reducción será muy pobre en baja frecuencia debido a la cuasi-omnidireccionalidad que presentan muchos sistemas. El

rango de adición del triángulo se encuentra directamente en el eje del altavoz A. Se encontrará con el sonido radiado por B en todo su viaje. Las relaciones de tiempo y nivel no se estabilizarán nunca. A medida que la distancia aumenta, se estabiliza el nivel debido a la pérdida de nivel de A. Sin embargo, persiste cierto grado de desajuste de tiempo:

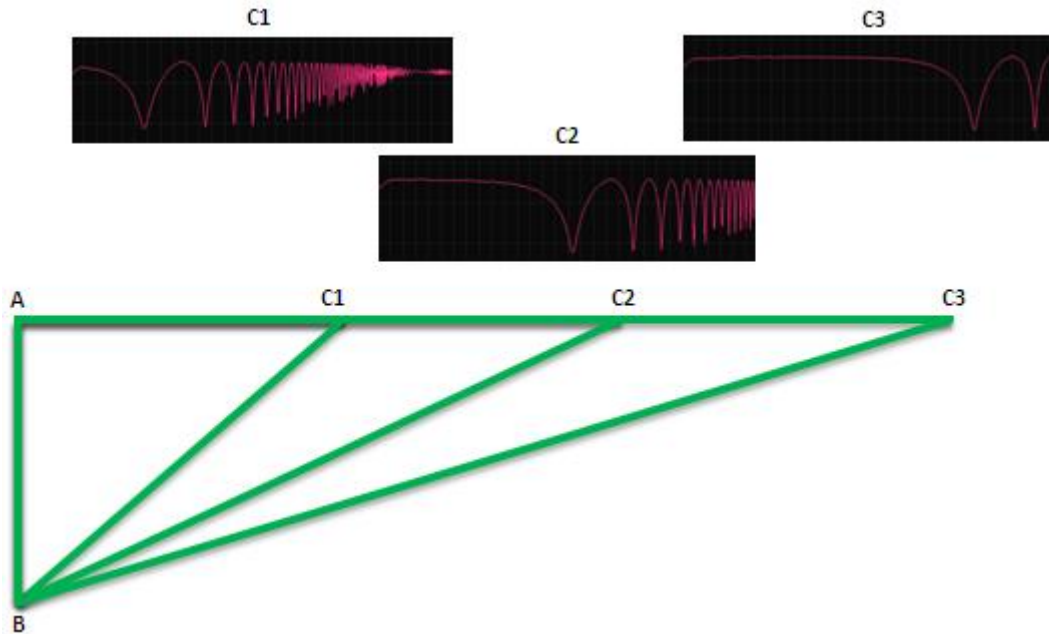


Figura 1.7.4: Triángulo Rectángulo. Zona de combing.

Triángulo Obtuso:

Como en el ejemplo anterior, los desajustes de nivel y tiempo tampoco llegarán a estabilizarse. Sin embargo, existe una diferencia trascendental. El desplazamiento hacia el punto de suma ya no se realiza a través del eje axial del altavoz A. Sin embargo, va a existir predominio de este altavoz a lo largo del desplazamiento a causa de las pérdidas por directividad del altavoz B. Este desajuste de nivel empuja hacia la zona de combinación y eventualmente a la zona de aislamiento. La capacidad de aislamiento aumenta a medida que el triángulo se hace más obtuso. Los inevitables desajustes de tiempo se acumulan y el aislamiento reduce sus efectos degradantes.

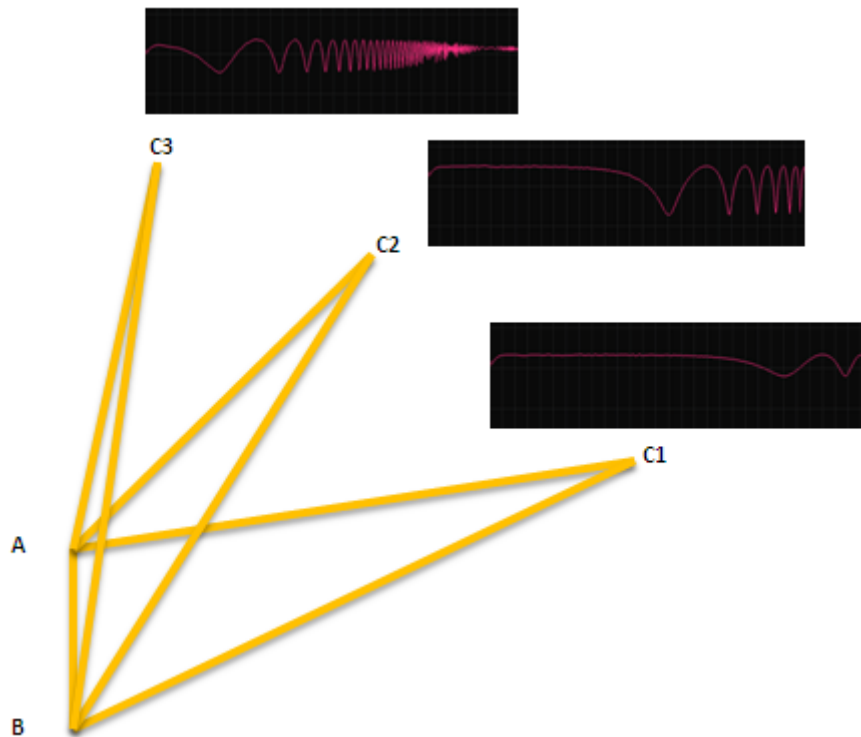


Figura 1.7.5: Triángulo Obtuso. Zona de combinación (C2 y C3) y aislamiento (C1).

Triángulo Agudo:

El triángulo agudo es el que mayores problemas presenta, junto con el rectángulo, en cuanto a menor cantidad de aislamiento posible, y desajuste temporal. La zona de *combing* se encuentra siempre que los altavoces A y B se encuentren dirigidos hacia dentro:

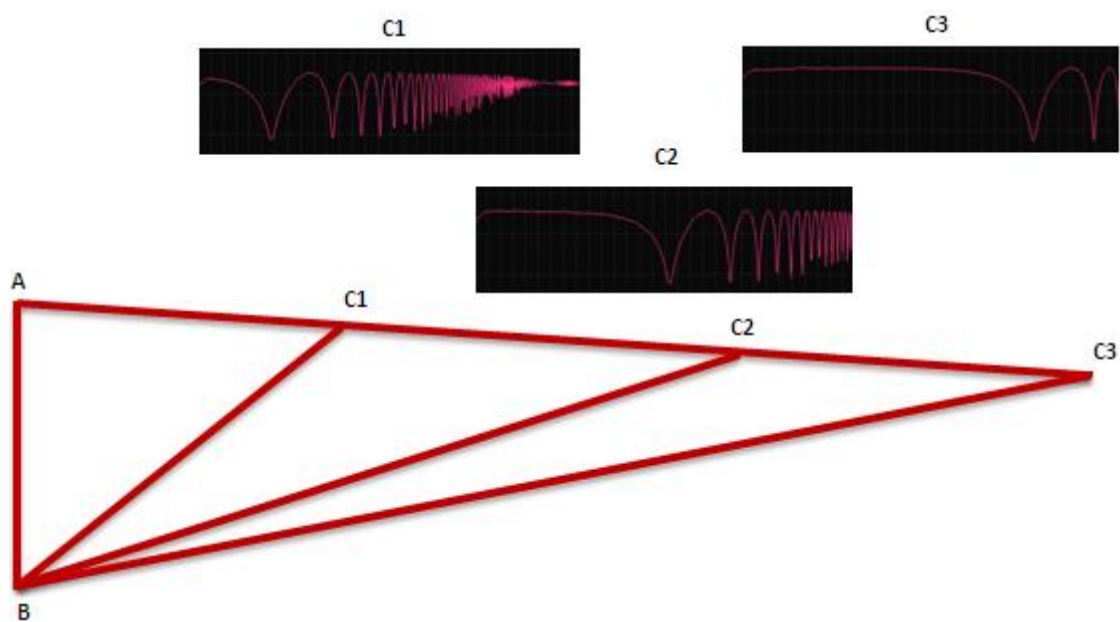


Figura 1.7.6: Triángulo Agudo. Zona de combing.

Para finalizar con el método de los triángulos propuesto por Bob McCarthy, se mostrará un ejemplo en el que se posicionarán los iconos de suma en un mapa de presión sonora. El mapa se va a obtener de simulaciones realizadas con el *software* de predicción Mapp Pro de la casa Meyer. Se utilizará el mapa obtenido de la simulación con dos altavoces separados a dos metros de distancia, a la frecuencia de 100 Hz. Para ello, se han utilizado dos unidades MILO (Meyer Sound) como la mostrada en la figura 1.7.8.

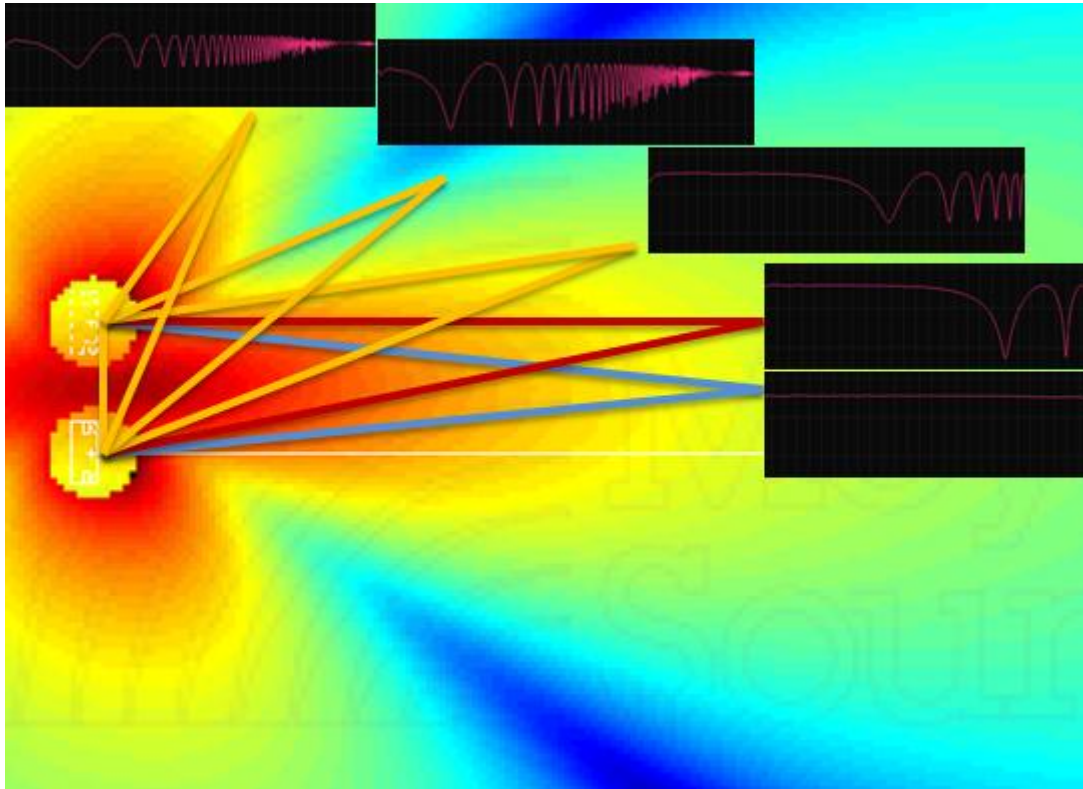


Figura 1.7.7: Ejemplo del método de los triángulo para $f = 100$ Hz.



Figura 1.7.8: Unidad Milo Meyer Sound utilizada en el ejemplo.*

De la figura 1.7.7 se puede destacar lo siguiente:

- Se produce máxima adición en el centro del triángulo isósceles. Corresponde por lo tanto con la zona de acoplamiento.
- A medida que el desplazamiento es hacia el triángulo rectángulo, empieza a aparecer *combing* debido a mínimas diferencias de nivel y pequeños desajustes temporales. Por ello comenzarán a darse cancelaciones muy pronunciadas en alta frecuencia.
- En las proximidades del triángulo obtuso, el *combing* empieza a desplazarse a baja frecuencia. En el primer triángulo, queda patente que el desajuste temporal es más acusado que la diferencia de nivel, debido a la profundidad de las cancelaciones.
- El segundo triángulo obtuso, muestra un desajuste de tiempo notable y una diferencia de niveles poco significativa respecto a los efectos del *combing*. En efecto, la primera cancelación se ha trasladado a baja frecuencia cerca de 100 Hz, y se hace muy abrupta debido a una diferencia temporal importante, y niveles semejantes por ser los altavoces poco directivos en este rango. En esta zona, la amplitud del rizado será máxima.
- El tercer triángulo obtuso, muestra un desajuste considerable en tiempo y nivel con lo que nos acercamos a la zona de aislamiento, en la que el nivel del altavoz A no es comparable al de B. Esto deriva en un *combing* ancho en frecuencia, pero con baja amplitud del rizado.

Aplicando esta lógica, podría analizarse qué ocurre a frecuencias más altas cuando el lobulado es mayor. Sin embargo, el desplazamiento entre altavoces es otro factor determinante que a continuación será estudiado. No obstante, el método de los triángulos de suma va a proporcionar, para todas las frecuencias, un mapa del posicionamiento de las zonas de suma.

Desplazamiento respecto a la longitud de onda:

Cuando dos fuentes se encuentran desplazadas, se puede estar seguro de que en las posiciones del centro del triángulo isósceles las señales llegarán sincronizadas. A medida que nos movamos fuera del punto central, irán produciéndose cancelaciones. El retardo relativo llevará a diferencias en la fase relativa, con lo que cuando se sobrepase los 120° de diferencia, empezará a caer el nivel.

Conociendo el desplazamiento y la frecuencia, se puede predecir dónde cancelará la suma y donde crecerá de nuevo. El factor determinante es la proporción del desplazamiento entre altavoces y la

longitud de onda de la frecuencia en cuestión. Un desplazamiento equivalente a una longitud de onda generará, para una frecuencia en cuestión, un dibujo distinto que cuando el desplazamiento es el equivalente a dos. La proporción es independiente de la frecuencia. Se creará por lo tanto el mismo dibujo a 100 Hz que a 10 kHz, siempre y cuando el desplazamiento en la frecuencia grave sea 100 veces mayor que en la aguda. Se tiene por lo tanto un sistema de dos variables.

En una primera instancia, se va a observar qué sucede cuando, a una frecuencia fija, se van desplazando las fuentes una distancia equivalente a un determinado número de longitudes de onda. Manteniendo la frecuencia constante y modificando el desplazamiento, se estará modificando la proporción. A medida que se vayan desplazando las fuentes irá apareciendo mayor lobulado:

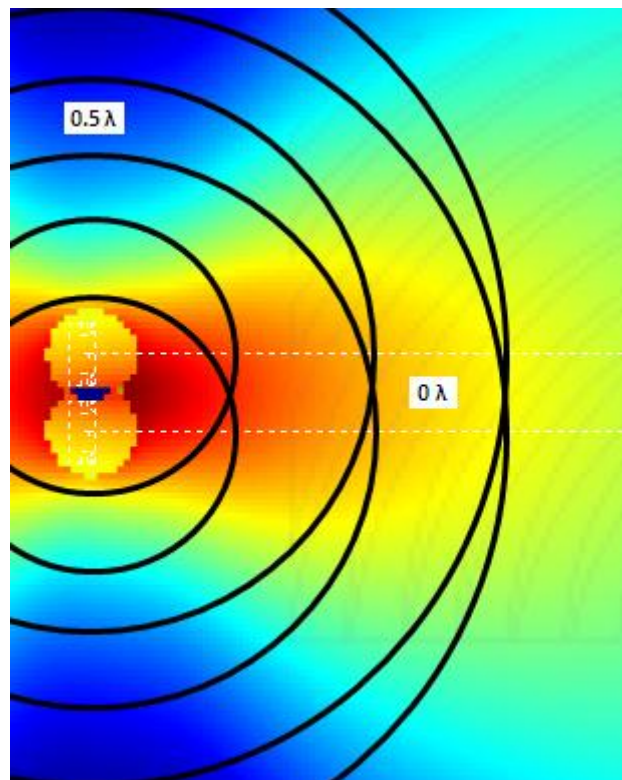


Figura 1.7.9: Ejemplo de desplazamiento de media longitud de onda para la frecuencia $f = 100$ Hz.

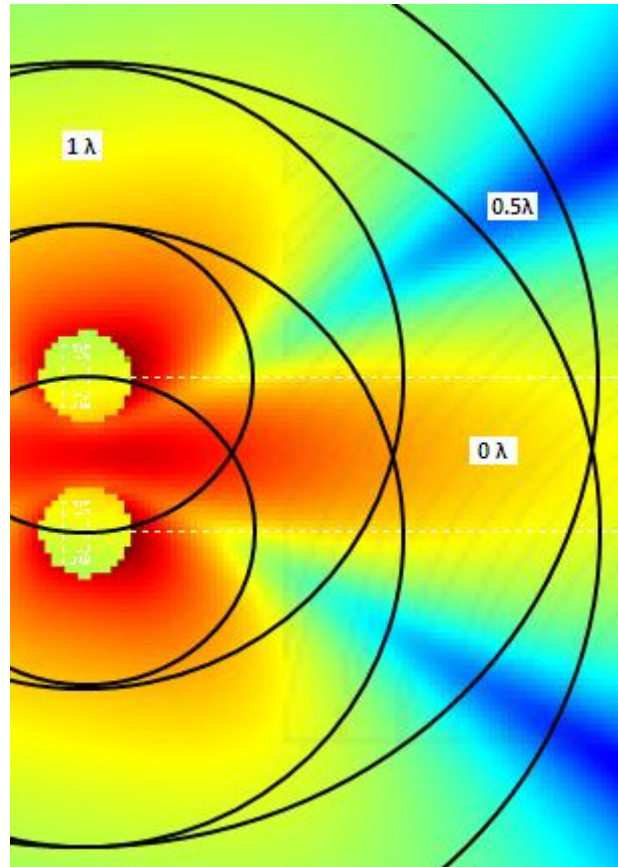


Figura 1.7.10: Ejemplo de desplazamiento de una longitud de onda para la frecuencia $f = 100$ Hz.

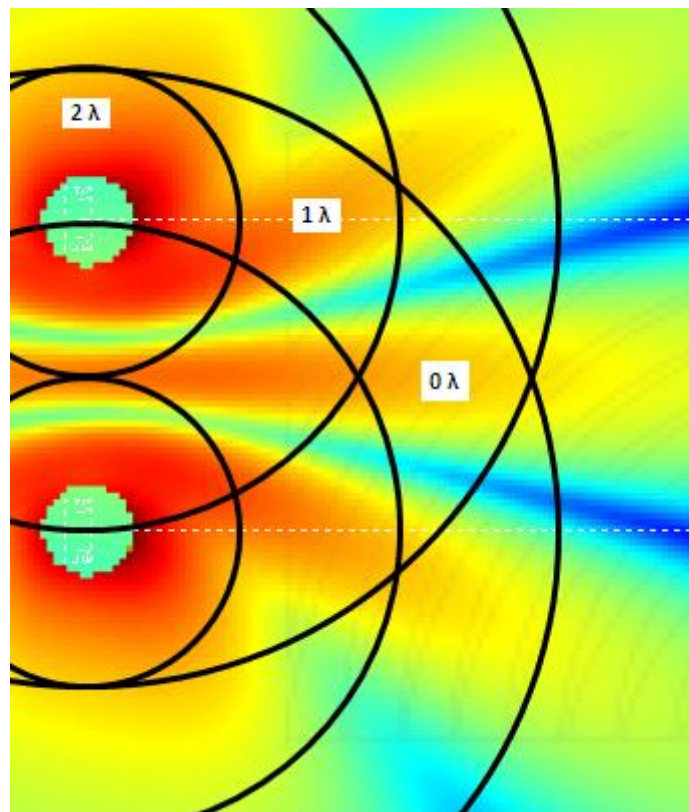


Figura 1.7.11: Ejemplo de desplazamiento de dos longitudes de onda para la frecuencia $f = 100$ Hz.

De las figuras anteriores se extrae que:

- Para un espaciado de media longitud de onda se obtiene un solo haz en el eje delantero y otro en el trasero (pese a no ser mostrado). Media longitud de onda corresponde con una diferencia de fase relativa de 180° , lo cual puede servir como método para estrechar el haz en el diseño de arreglos.
- Para un espaciado de una longitud de onda se obtienen cuatro lóbulos, en el eje delantero y en el trasero, así como en los ejes laterales izquierdo y derecho. En los laterales habrá suma ya que una longitud de onda de diferencia corresponde a una fase relativa de 360° . Existirán por lo tanto cuatro zonas de cancelación entre estos cuatro lóbulos.
- Para un espaciado de dos longitudes de onda se obtienen ocho lóbulos y ocho zonas de cancelación. En los lóbulos laterales existirá suma ya que se tendrá una diferencia de dos longitudes de onda, lo que equivale a una fase relativa de 720° , por lo que los efectos serán los mismos que para 360° ó 0° a efectos de suma. Los nuevos lóbulos diagonales se forman debido a que en esas zonas existe una diferencia de una longitud de onda, lo que equivale a una fase relativa de 360° .

Como conclusiones a estos ejemplos se puede destacar que:

- En todos los casos existirá suma en el eje central, tanto delante como detrás de las fuentes (en el rango de baja frecuencia).
- El efecto es el mismo para todas las frecuencias siempre que se mantengan las proporciones entre ellas. Si se desplazan los altavoces media longitud de onda para 100 Hz, se han de desplazar cinco para 1 kHz, y cincuenta para 10 kHz.
- La proporción lóbulo-desplazamiento longitud de onda es de 4:1, es decir, para un desplazamiento de una longitud de onda se tendrán cuatro lóbulos, para un desplazamiento de dos longitudes se tendrán ocho lóbulos. Se tendrá la misma relación para puntos nulos-desplazamiento de longitud de onda.
- El desplazamiento de media longitud de onda tiene un efecto de direccionamiento del haz interesante para arreglos de subgraves.

Dado que en la práctica los altavoces se disponen a distancias fijas, cubriendo amplios rangos de frecuencia, este escenario es de vital importancia. Para ilustrarlo se va a utilizar una distancia de separación fija, y se observarán los efectos producidos a distintas frecuencias.

En este caso se ha elegido como desplazamiento dos metros, y como frecuencias de interés 100 Hz y 1 kHz, lo que corresponde a desplazamientos de 0.6 y 6 longitudes de onda respectivamente. El número de puntos nulos dentro de un cuadrante polar de 90° será equivalente al número de longitudes de onda desplazadas entre las fuentes. Así, para 100 Hz se va a obtener uno incompleto, y 6 para la frecuencia 1 kHz.

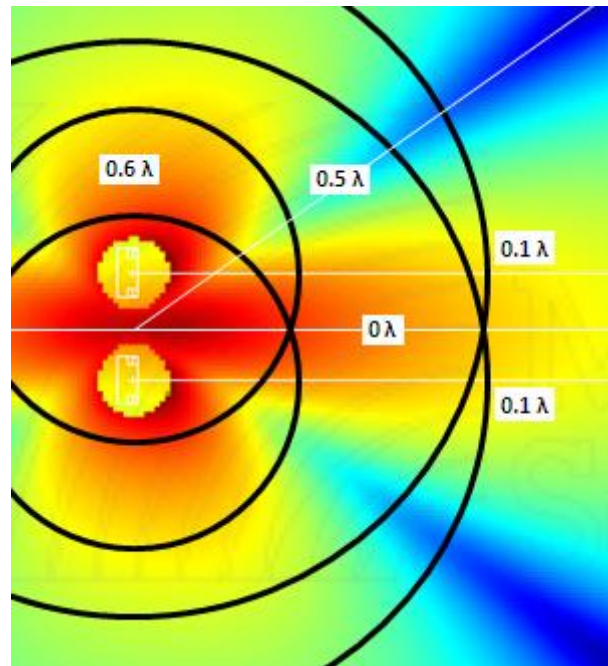


Figura 1.7.12: Desplazamiento de 0.6 longitudes de onda para la frecuencia $f = 100$ Hz.

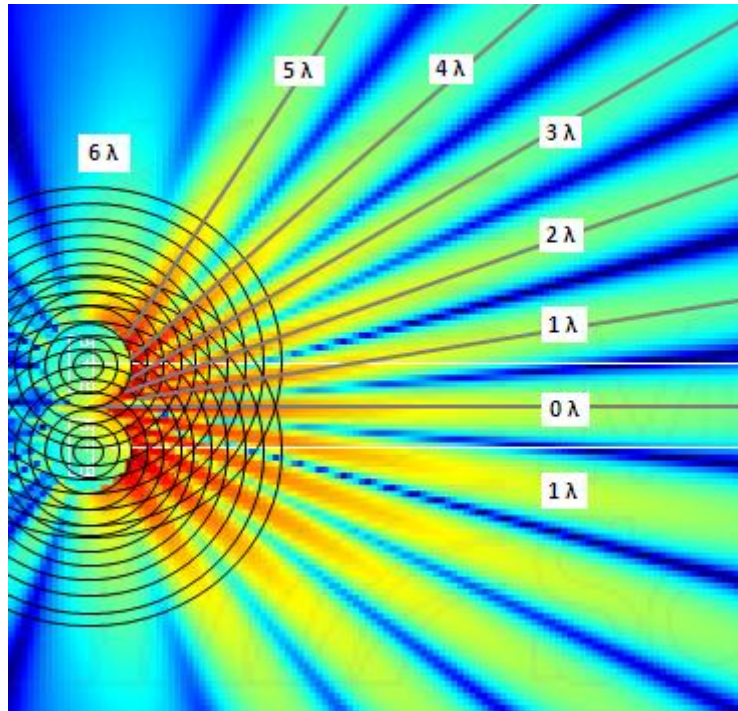


Figura 1.7.13: Desplazamiento de 6 longitudes de onda para la frecuencia $f = 1$ kHz.

Las líneas de contorno de fase corresponden a una sola longitud de onda. Cuando se cruzan en el eje central delantero, se produce acoplamiento ya que no hay diferencia de niveles ni de tiempos. Se ha marcado como 0λ ya en estos puntos se cruzan los contornos de las mismas longitudes de onda equivalentes de cada altavoz. A medida que el desplazamiento en el área de audiencia es hacia arriba o hacia abajo comienzan los desajustes.

El siguiente punto en el que se produce suma es en el que se cortan los contornos correspondientes a una diferencia de una longitud de onda para la frecuencia 1 kHz, y 0.1 longitudes de onda para la frecuencia 100 Hz, lo que representa un ciclo de fase relativa completo. El retardo correspondiente a estas dos situaciones equivalentes es de 1 ms. Para estas dos frecuencias se guardan las proporciones al estar desplazados los altavoces una distancia equivalente de longitudes de onda (0.6 para 100 Hz y 6 para 1 kHz), por lo que en estos puntos se hallará la misma respuesta en frecuencia:

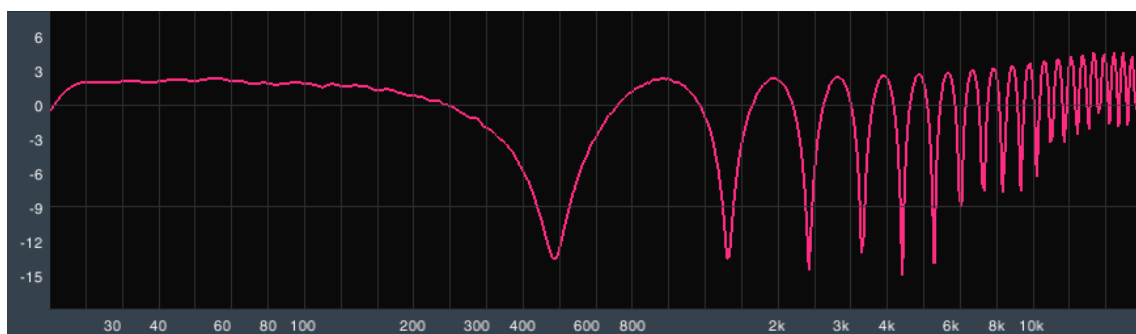


Figura 1.7.14: Respuesta en frecuencia para un retardo de 1 ms en las zonas de desplazamiento 1λ y 0.1λ .

De la gráfica se extrae que para un retardo de 1 ms:

- Se produce acoplamiento a 100 Hz.
- *Combing* de una octava de ancho centrado a 1 kHz.
- *Combing* de 0.1 octavas de ancho centradas a 10 kHz.

Más lejos, fuera del eje, van girando más ciclos de fase hasta alcanzar un máximo de 6 longitudes de onda para 1 kHz, y 0.6 para 100 Hz, lo que corresponde a un retardo temporal de 6 ms.

Para concluir se puede resumir los aspectos más importantes en los siguientes puntos:

- Al estar los altavoces dispuestos de manera fija, existirá un desplazamiento físico real que causará una cantidad de cambio de fase diferente en función de la frecuencia.
- Los puntos donde se cruzan las líneas de contorno de fase representan zonas de suma ya que la fase relativa será de $n \cdot 360^\circ$, con $n = 0, 1, 2, \dots$
- El número de puntos nulos dentro de un cuadrante polar de 90° será equivalente al número de longitudes de onda desplazadas entre las fuentes.
- Si para dos frecuencias se guardan las proporciones de desplazamiento entre altavoces, en ciertos puntos se hallará la misma respuesta en frecuencia.

1.8 CROSSOVERS/DIVISORES

Este apartado consiste en definir los términos *crossovers* y divisores [13]. Aunque la palabra *crossover* significa en inglés “cruce”, es necesario matizar dónde se produce, si en el medio eléctrico o en el acústico. Para ello, y a lo largo de este proyecto, se utilizarán estos términos según se definen a continuación. Es una simple cuestión de jerga y el objetivo no es otro que hacer más sencilla la comprensión de los próximos apartados. En ningún caso se pretende defender que otras terminologías sean incorrectas, o que ésta sea la que hay que utilizar. Estos términos son los utilizados por varios profesionales del medio como Don Pearson o Bob McCarthy, en bibliografía relacionada con la optimización de sistemas.

El divisor espectral representa un equipo electrónico que sirve para dividir señales en canales de baja, media, y alta frecuencia, para la transmisión al medio a través de los altavoces. En el apartado 3.3 de esta misma sección se hará un estudio del divisor espectral integrado en el sistema de sonido bajo estudio.

El *crossover* espectral corresponde con dos rangos de frecuencias adyacentes en el que los niveles acústicos o eléctricos iguales. También se conoce como rango o zona de solapado espectral. El contexto en el que se utilice este término, determinará si se trata de niveles eléctricos o acústicos. En el

caso de que el contexto sea eléctrico, el término hará referencia al solapado de señales que han atravesado el divisor espectral y se combinan en este medio. Por lo tanto, el uso de este término en un contexto eléctrico se hará a modo académico ya que, en un sistema real, las señales divididas en rangos de frecuencia se vuelven a recombinar en el medio acústico y no en el eléctrico. Cuando se refiera a un contexto acústico, se hará referencia a niveles acústicos iguales en el rango de solapado espectral, sin hacer referencia a ningún punto en concreto.

El *crossover* acústico espacial se define como el punto (o conjunto de puntos) en el que dos o más señales de fuentes separadas y de origen común se combinan a igual energía, para un rango de frecuencias en concreto. Al ser los niveles de las fuentes iguales se convierte en el punto de suma más importante, por lo que será la posición que más beneficios aportará estando en fase y la que más inconvenientes aportará cuando no lo esté. Por ello, siempre se ha de intentar mantener en fase.

El efecto del *crossover* ocurrirá en un medio acústico, por lo que llamar *crossover* a un divisor espectral implica que la respuesta electrónica es por sí sola suficiente para obtener el resultado esperado en la zona de *crossover* acústico “real”. El resultado obtenido en el *crossover* acústico espacial depende de tres factores:

- Respuestas eléctricas individuales.
- Niveles relativos en el amplificador.
- Desplazamiento físico de los altavoces.

Como se ha dicho, para un máximo rendimiento será necesario alinear las señales de los distintos elementos en el *crossover* acústico espacial. La clave va a ser el manejo de las cinco zonas de suma, como a continuación se expone:

- En áreas que no han de ser cubiertas utilizar zonas de cancelación.
- En áreas que han de ser cubiertas, limitar el solapado con la cobertura de los altavoces, evitando así las zonas en las que la fase relativa produce suma máxima o cancelaciones importantes.
- El mejor de los casos sería obtener acoplamiento en todas las áreas a cubrir, sin embargo, el camino típico de un altavoz *full-range*, desde el *crossover* espacial hasta el eje del altavoz, consiste en acoplamiento-combing-combinación-aislamiento. Al no ser posible conseguir acoplamiento en todas las áreas, la idea es pasar de la zona de acoplamiento a la zona de aislamiento lo más rápido posible, evitando así la zona de combinación, y obteniendo efectos mínimos de *combing*. Es más sencillo cumplir este objetivo en baja y media frecuencia.

1.9 SENSIBILIDAD

La sensibilidad es un parámetro que aborda la transducción electroacústica o viceversa, por lo que atañe tanto a micrófonos como altavoces. En este caso se estudiará la sensibilidad de un altavoz, ya que será un parámetro a calcular más adelante.

La sensibilidad de un altavoz determina cuánto voltaje se relaciona con un valor de presión sonora en particular [14]. Existen dos maneras de determinar la sensibilidad de un altavoz. La primera consiste en medir la presión sonora proporcionada por el altavoz a 1 m, en el eje geométrico, con una excitación de banda ancha que proporcione 1 W a su entrada. La segunda consiste en medir en las mismas condiciones, pero esta vez aplicando una tensión de 1 V. El primer caso se suele utilizar para sistemas activos en los que sea posible tomar la señal a la salida del amplificador antes de que llegue al altavoz. El segundo caso se suele utilizar para altavoces pasivos en los que esto no sea posible, y por lo tanto considera el sistema amplificador/altavoz como único. En ambos casos, las medidas se han de realizar en cámara anecoica con ruido rosa a 1/3 de octava como excitación. Los altavoces en general, salvo los dedicados exclusivamente a cubrir un rango específico de frecuencias como los *subwoofers*, cuentan con varios transductores por lo que se ha de medir la sensibilidad para cada uno de ellos bajo las mismas condiciones. El valor de sensibilidad final ha de ser promediado en el rango útil del transductor.

El equipo bajo estudio se compone de una caja *full-range* y una caja de subgraves. Ambos sistemas son activos por lo que es posible tomar la señal que sale del amplificador que corresponde con la señal de excitación para cada transductor. Por ello, se va a definir la medida de sensibilidad a 1 W / 1 m / 0°.

Para que el altavoz consuma una potencia de 1 W, se ha de tener en cuenta la impedancia del mismo. Generalmente se toma la impedancia nominal del altavoz, aunque dicha impedancia puede no corresponder con las de algunas bandas de frecuencia. Para obtener 1 W a partir de los valores típicos de impedancia nominal de un altavoz, se ha de excitar con los siguientes niveles de tensión eficaz:

- Impedancia nominal 16 Ω : $E = \sqrt{16} = 4 \text{ V}$
- Impedancia nominal 8 Ω : $E = \sqrt{8} = 2.83 \text{ V}$
- Impedancia nominal 4 Ω : $E = \sqrt{4} = 2 \text{ V}$
- Impedancia nominal 2 Ω : $E = \sqrt{2} = 1.41 \text{ V}$

El problema surge cuando excitamos un transductor cuyo rango útil es limitado. El rango útil de un altavoz corresponde con el rango en el que el altavoz va a trabajar correctamente, por lo que una señal de banda ancha va a excitar las zonas de frecuencia fuera de este rango. Por ello, el altavoz va a

consumir 1 W para todo el rango de frecuencias, incluso para las frecuencias que serán filtradas. Por lo tanto, para obtener un valor de sensibilidad más realista respecto a la sonoridad del altavoz, sería necesario filtrar la señal de banda ancha de excitación al rango útil, excluyendo las zonas irregulares que serán filtradas y en las que no va a trabajar el altavoz.

Otra especificación es la distancia a la que se realiza la medida que corresponde con 1 m en el eje del altavoz. Es conveniente realizar la medida a una distancia mayor como por ejemplo 2 m, y posteriormente adecuar los valores obtenidos a la distancia de referencia de 1 m. De este modo, se evita medir posibles irregularidades en la respuesta en frecuencia por situar el micrófono en campo próximo. Medir a 1 m de distancia no implica situar el micro dentro del campo próximo. Sin embargo, en altavoces cuyos transductores se sitúan con cierta profundidad en el recinto pueden acarrear imprecisiones en las medidas de longitud y por lo tanto situar el micro en esta zona. Midiendo a dos distancias y comparando las respuestas se podrá decidir qué medida resulta más fiable.

Por el contrario, cuando se trata de un radiador de baja frecuencia las medidas obtenidas a 1 m serán más fiables que las medidas obtenidas a mayor distancia, puesto que en estas últimas pueden intervenir, en mayor medida, los modos propios de la cámara anecoica.

La sensibilidad, para cada banda de frecuencia, se puede determinar a partir de la siguiente fórmula:

$$S_{dB} = \text{SPL}(1 \text{ W}, 1 \text{ m}) = \text{SPL}(P_e, r) - 10 \log P_e + 20 \log r \quad [\text{dB SPL}]$$

(1.8.1)

Como se puede observar, la fórmula cumple las especificaciones de 1 W / 1 m, ya que si sustituimos en la expresión la potencia eléctrica por 1 W el término resulta nulo. Lo mismo ocurre si sustituimos la distancia r por 1 m. En cualquier caso, se pueden utilizar valores distintos de potencia o distancia y a partir de esta fórmula hallar la sensibilidad.

En el caso de ajustar la señal de excitación al rango útil del altavoz, se ha de hallar primeramente la tensión de excitación a partir de la impedancia nominal. A continuación, se ha de elegir el número de bandas que conforman el rango útil. Una vez hecho esto, se ha de verificar que se tiene en cada banda la tensión equivalente a dividir la tensión total entre la raíz cuadrada del número de bandas útiles del altavoz. Si por ejemplo se tiene un altavoz de 16 Ω , la tensión total de excitación para que se produzca 1 W será de 4 V. Si el altavoz cuenta con un rango útil desde 100 Hz a 1 kHz, es decir, 11 bandas de 1/3 de octava, hemos de verificar tras el filtrado de que en cada banda se tendrán $4 / \sqrt{11} = 1.2 \text{ V}$.

Por último, y para determinar el valor final de sensibilidad, aplicaremos la siguiente fórmula:

$$S_{\text{TdB}} = 10 \log \sum_i^N 10^{\frac{S_{\text{dBi}}}{10}} \text{ [dBSPL]}$$

(1.8.2)

El valor de S_{TdB} corresponde a la suma no coherente de los valores de sensibilidad hallados en cada banda del rango útil.

2. HERRAMIENTAS DE MEDICIÓN Y ANÁLISIS

Cuando se pretende llevar a cabo la caracterización u optimización de un sistema de sonido, es necesario disponer de ciertas herramientas que permitan analizar todas las características de la señal electroacústica en el dominio digital. Como es sabido, la señal de audio es una señal compleja y depende de tres componentes:

- frecuencia,
- magnitud,
- fase.

Hasta hace unos años, en el campo relacionado con eventos en directo, como conciertos o teatro, era común el uso de analizadores RTA (*Real Time Analyser*). A día de hoy, existen dos tipos de analizadores, siendo éstos:

- Analizadores RTA analógicos.
- Analizadores RTA digitales.

Los primeros corresponden con los analizadores tradicionales, y funcionan a partir de un banco de filtros analógicos paso banda con anchura de una octava o de $1/3$ de octava, en el que cada banda se integra con una constante de tiempo derivada de un circuito RC [15]. El resultado final es el valor medio, en tiempo real, para cada banda. Los segundos están basados en técnicas de procesamiento digital de la señal (DSPs), por lo que utilizan microprocesadores para realizar los cálculos pertinentes, siendo éstos mucho más precisos, y permitiendo resoluciones de hasta $1/48$ de octava. Sin embargo, existe una limitación evidente con este analizador, y es la falta de información de fase.

Desde hace prácticamente dos décadas, programas como Smaart Live, en los que se dispone de analizadores FFT, se han convertido, para este campo, en la mejor herramienta para la optimización de un sistema de sonido, ya que es posible realizar el análisis de la señal en todas sus vertientes. El análisis FFT permite obtener informaciones de amplitud (como el RTA) y de fase respecto a la frecuencia, a distintas resoluciones. Además, a partir de ciertas implementaciones, es posible obtener la función de transferencia o la respuesta al impulso de cualquier sistema electroacústico.

En el campo del diseño de sistemas, existen herramientas (osciloscopios) y plataformas (Pulse LabShop), anteriores a Smaart Live, que utilizan analizadores FFT. Permiten obtener las mismas informaciones, pero las variables se presentan en distinto formato. En los laboratorios, las medidas se realizan en un entorno acústico controlado, generalmente en una cámara anecoica. En un concierto, existe un componente aleatorio de ruido a la hora de realizar las medidas, por lo que las necesidades a cubrir en ambos campos son distintas.

En laboratorio, el objetivo principal consiste en almacenar medidas válidas con la mayor resolución posible. En un concierto, el enfoque es distinto. El objetivo de optimizar un sistema se basa, en primer lugar, en la obtención de medidas fiables, y en segundo lugar, en adaptar la resolución de las medidas en función de las decisiones que se vayan a tomar. La representación gráfica de las distintas respuestas en cada medida determinará la configuración de los parámetros relacionados con la FFT.

En cualquier caso, los parámetros que intervienen en un análisis FFT son los mismos, por lo que se tratará con mayor profundidad cómo configurarlos, de modo que se consigan respuestas fiables en entornos controlados (cámara anecoica) y en entornos no controlados (recinto de conciertos).

2.1 ANALIZADORES FFT:

El analizador FFT (*Fast Fourier Transform*), se basa en la teoría de Fourier, y es el único que da acceso a los distintos parámetros de la señal de audio. El analizador trabaja de la siguiente manera:

- captura la señal temporal muestreada en el dominio digital, igual que en cualquier grabación digital.
- Utilizando la información del tiempo en que se toman las muestras permite obtener la señal original en el dominio de la frecuencia a través de computación matemática.
- Una vez obtenida la señal original en el dominio de la frecuencia se pueden hacer cálculos adicionales con ella.

Como se comentó en el primer apartado de esta sección, la teoría de Fourier, establece que cualquier señal temporal compleja como ruido, habla, música, señales eléctricas, etc., puede descomponerse en una combinación de ondas sinusoidales de distintas frecuencias, con componentes de amplitud y fase definidos.

La herramienta matemática que permite el moverse del dominio temporal al espectral es la transformada de Fourier, definida a continuación:

$$X(j\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t)e^{-j\omega t} dt$$

(2.1.1)

Donde $x(t)$ corresponde con la señal en el dominio temporal y $X(j\omega)$ con la señal transformada al dominio espectral. Esta operación puede realizarse a la inversa a través de la transformada inversa de Fourier, que permite pasar del dominio espectral al dominio temporal, expresada a continuación:

$$x(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} X(j\omega) e^{j\omega t} d\omega$$

(2.1.2)

Cabe señalar que, en el sentido más estricto, la transformada de Fourier requiere el “historial de tiempo” completo de la señal. Esto equivale a una longitud de la señal no finita [16]. Requiere, además, de un número no finito de señales sinusoidales, de distinta frecuencia, para caracterizar completamente la señal temporal. Esto, obviamente, resulta imposible computacionalmente, y carece de sentido en una medición, en la que se analiza la señal para una cantidad finita de tiempo.

Para implementar la transformada de Fourier computacionalmente se utiliza la DFT (*Discret Fourier Transform* o Transformada Discreta de Fourier), que está orientada al procesamiento de una señal digital muestreada de longitud finita. Para una señal temporal de N muestras, la transformada discreta realiza N^2 operaciones complejas [17].

Una forma de reducir el número de operaciones es utilizar el algoritmo FFT (*Fast Fourier Transform* o Transformada Rápida de Fourier), que realiza, para una señal con el mismo número de muestras, $N \log_2 N$ operaciones, lo que permite acelerar computacionalmente la DFT.

A continuación se muestra el diagrama de bloques de un analizador FFT:

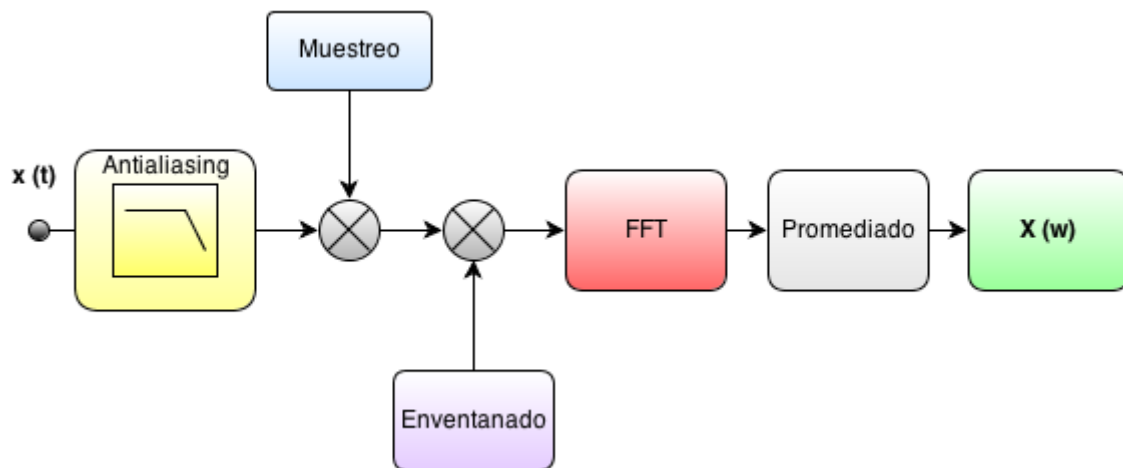


Figura 2.1.1: Diagrama de bloques de un analizador FFT.

Siendo $x(t)$ la señal medida en el dominio temporal, y $X(\omega)$ su correspondiente espectro.

A grandes rasgos, las diferentes fases por las que pasa la señal de entrada para su análisis FFT son las siguientes:

- **Filtrado *Antialiasing*:** antes de realizar cualquier análisis, la señal ha de ser digitalizada. El filtro *Antialiasing* es analógico e impide el paso de altas frecuencias de modo que se cumpla el teorema del muestreo de Nyquist. Esto es, que la frecuencia de muestreo sea al menos el doble del ancho de banda máximo de la señal a analizar. La frecuencia de muestreo, f_s , será por tanto el doble de la frecuencia máxima, $f_{\text{máx}}$:

$$f_s \geq 2f_{\text{máx}}$$

(2.1.3)

- **Muestreo en el tiempo:** La señal analógica se multiplica por un tren de deltas, determinado por la frecuencia de muestreo. Es decir, si se tiene 44.1 kHz de frecuencia de muestreo, la señal temporal analógica se multiplicará por una delta cada $\Delta\tau = 22.7 \mu\text{s}$, siendo este valor el periodo de muestreo, y cumpliéndose lo siguiente:

$$f_s = \frac{1}{\Delta\tau}$$

(2.1.4)

- **Digitalización:** a cada muestra analógica le va a corresponder un número con una determinada resolución numérica que corresponde con el número de bits del analizador.
- **Ventana temporal y resolución espectral:** para realizar las FFTs, se han de utilizar intervalos temporales que limiten el tiempo en el que se aplica el algoritmo. El parámetro longitud de la ventana define una longitud fija para cada intervalo en el que se aplicará la FFT. Como se muestra en la expresión 2.1.5, la longitud de la ventana T determinará la resolución en frecuencia Δf , del análisis FFT. Antes de realizar el análisis FFT, se pondera la señal digital, acotada en tiempo, por una función temporal llamada ventana. A esto se le llama enventanado y se puede observar en la expresión 2.1.6, donde $x_s(t)$ corresponde con la señal muestreada, $w(t)$ corresponde con la función de la ventana temporal, y $x_w(t)$ corresponde con la señal resultante tras haberse realizado el proceso de enventanado.

$$\Delta f = \frac{1}{T}$$

(2.1.5)

$$x_w(t) = x_s(t) \cdot w(t)$$

(2.1.6)

- **Análisis FFT:** por último, se realiza el análisis FFT sobre la señal $x_w(t)$.

Una vez fijada la frecuencia de muestreo y la resolución en bits, los términos básicos para la configuración de un analizador FFT, son los siguientes:

- f_s : *Sample Rate* o frecuencia de muestreo.
- $f_{\text{máx}}$: *Span* o ancho de banda de la medida.
- N_f : *FFT Size* o número de puntos en frecuencia (o líneas espectrales) para un ancho de banda determinado.
- N_t : *Time Lines* o número de puntos en tiempo para una longitud de ventana determinada.
- Δf : *Frequency Resolution* o resolución espectral.
- $\Delta \tau$: *FFT Time Constant* o resolución temporal o periodo de muestreo.
- T : longitud de la ventana.

Todas ellas están interrelacionadas como se expresa a continuación:

$$\Delta f = \frac{f_{\text{máx}}}{N_f}$$

(2.1.7)

$$f_s = 2f_{\text{máx}}$$

(2.1.8)

$$\Delta \tau = \frac{1}{2f_{\text{máx}}}$$

(2.1.9)

$$T = \frac{1}{\Delta f} = \frac{N_f}{f_{\text{máx}}} = \frac{2N_f}{f_s}$$

(2.1.10)

$$N_t = \frac{T}{\Delta \tau} = 2N_f$$

(2.1.11)

En función del *software* de análisis que se utilice se encontrará distinta nomenclatura para estos parámetros. Normalmente se suele especificar, en primer lugar, la frecuencia de muestreo y la

resolución en bits. A continuación se especifica el número de líneas espectrales para la medida, por lo que en muchos analizadores se denomina a este parámetro *FFT Size*. En algunos analizadores se puede escoger el ancho de banda de la medida, y en otros es por defecto el rango estándar de audio, de 20 Hz a 20 kHz.

Generalmente es posible escoger el tipo de ventana que se utilizará en el proceso de ponderación de la señal temporal. Las funciones más conocidas son las denominadas Hanning, Hamming, Flat-Top, Kaiser-Bessel, Blackman o Rectangular, siendo la primera la más común por su tratamiento de gran calidad con las señales aleatorias.

La representación gráfica de la FFT aplicada a una señal, puede ser visualizada en un ancho de banda lineal, o logarítmico. Generalmente se suele utilizar la visualización logarítmica ya que nuestro oído funciona de este modo. Es decir, se percibe el mismo espaciado al ir duplicando las frecuencias. Así, los datos se separan un incremento lineal de ancho de banda. La representación lineal se utiliza en aplicaciones concretas en las que, por ejemplo, se desee detectar armónicos.

Cuando se trabaja con *softwares* de laboratorio como Pulse Labshop o EASERA, cuya meta es almacenar las medidas realizadas en condiciones controladas, conviene que la resolución de las FFTs sea alta de cara a obtener resultados precisos.

Cuando se trabaja con *softwares* de medición in situ, como Smaart Live, SIM, o SAT Live, los parámetros se ajustan de cara a visualizar cómodamente los valores de la medida en cuestión y controlar su fiabilidad, por lo que, en muchas ocasiones, ciertos parámetros se presentan y se utilizan de distinta manera. Por esta razón, los manuales de usuario de este tipo de programas de análisis FFT dedican especial atención a la configuración de los parámetros para obtener una visualización óptima de lo que está ocurriendo, cuando no existe control sobre el medio.

Un ejemplo de ello es el suavizado (*Smoothing*) de la representación gráfica. Pueden elegirse valores fraccionarios de octavas, siendo estos $1/48$, $1/24$, $1/12$, $1/6$ y $1/3$ de octava, o bien no realizar ninguno. Esta última opción no resulta práctica a la hora de visualizar la medida de un espectro dinámico, puesto que es muy inestable con el tiempo.

El suavizado depende de lo que se quiera detectar en las medidas. El suavizado a $1/6$ de octava corresponde con el ancho de banda crítico de la percepción tonal, es decir, es la resolución visual que más se asimila a nuestro sistema de escucha. Sin embargo, es común que en la medida pueda producirse rizado en un ancho de banda inferior a $1/24$ de octava. Es decir, los picos y cancelaciones cuyos anchos de banda sean mayores a la resolución escogida para el suavizado visual, podrán apreciarse en la representación gráfica de la medida. De lo contrario pueden pasar desapercibidos.

En general, un suavizado de $1/24$ o de $1/12$ de octava en la representación gráfica permite la caracterización de la variación espectral o de nivel, y en general el rizado, por lo que las decisiones se han de tomar en estas resoluciones. Un suavizado menor puede ser interesante para entrar a fondo en los detalles, pero no para la toma de decisiones. A continuación se muestran respuestas con distintos suavizados:

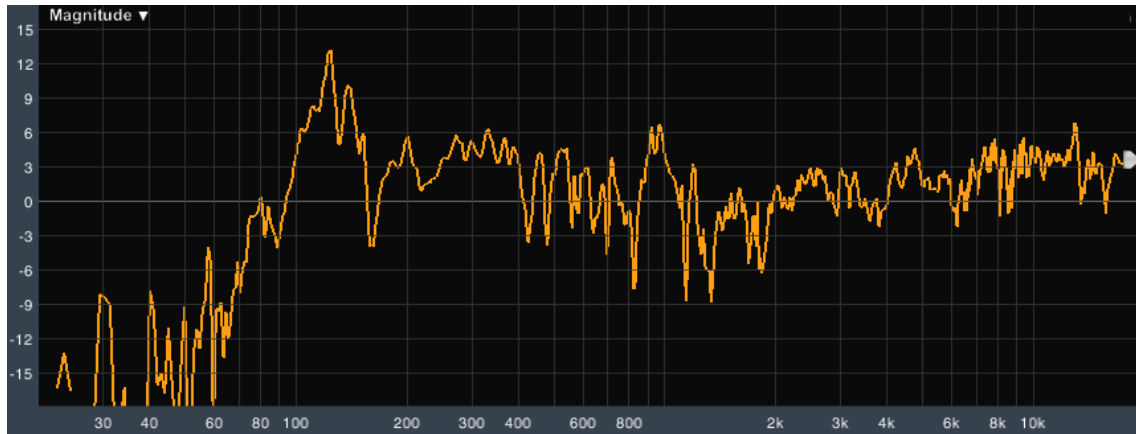


Figura 2.1.2: Sin suavizado

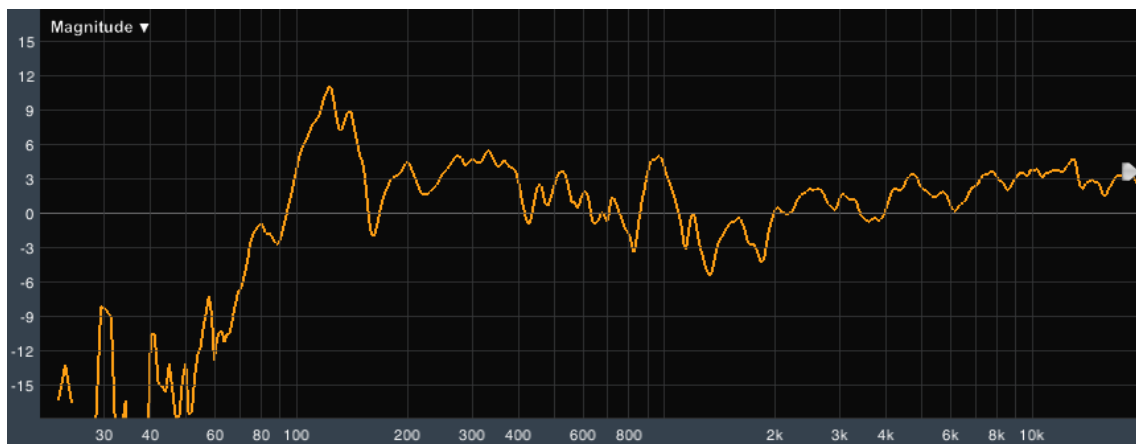


Figura 2.1.3: Suavizado de $1/24$ de octava

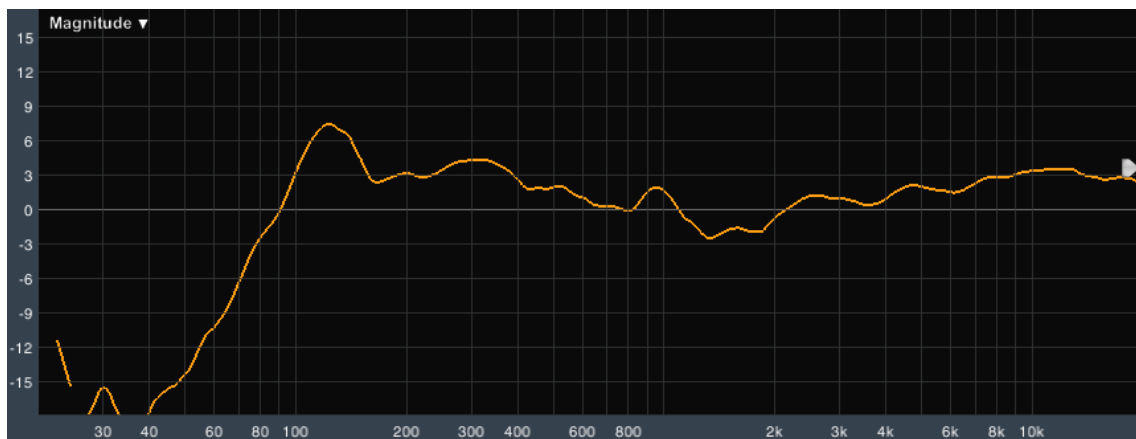


Figura 2.1.4: Suavizado de $1/6$ de octava

Por otro lado, está el parámetro de promediado. El entorno acústico es un ambiente hostil para realizar medidas ya que se producen alteraciones en la señal transmitida a causa del ruido ambiente, de la reverberación, o de los cambios de temperatura. Todo lo contrario ocurre cuando el entorno de la medida se realiza bajo condiciones controladas, como en una cámara anecoica. Por ello, el promediado de la medida puede ser distinto según el entorno en el que estas sean realizadas.

En un entorno ruidoso, el promedio se utiliza para averiguar la tendencia, por lo que, cuantos más promedios se tomen en la medida, más cerca se está de la fiabilidad estadística que proporciona una inmunización mayor a los errores producidos por el ruido.

En efecto, señal y ruido no se correlacionan, por lo que el ruido puede producir inestabilidad en la señal representada gráficamente. Promediando lo suficiente, este ruido puede ser eliminado de la respuesta.

Existen dos tipos de promediado, siendo estos el promediado RMS y el promediado vectorial. El primero promedia magnitudes y se usa en analizadores RTA y en medidas de respuesta al impulso. Este tipo de promediado es pobre discriminando señales aleatorias y correlacionadas. El promediado vectorial es sensible a variaciones de amplitud y fase, por lo que es el tipo utilizado en representaciones gráficas de módulo y fase.

Además, el promediado puede ser “ponderado” de modo que proporciona más peso a unas muestras que a otras. Por ejemplo, el promediado exponencial otorga más peso a muestras recientes que a muestras antiguas, por lo que responde mejor ante cambios dinámicos. Sin embargo, la representación de la medida resulta menos estable. El promedio lineal, o no ponderado, proporciona el mismo peso a todas las muestras por lo que, ante cambios en la señal, reacciona tarde. Por el contrario, aporta mayor estabilidad.

Las señales eléctricas suelen caracterizarse por tener mejor relación S/N, por lo que en general, cuando se realizan medidas eléctricas, es necesario emplear un menor número de promediados.

Cuando se dan múltiples mediciones FFT en paralelo, ciertos analizadores como Smaart Live 7, o SIM de Meyer, permiten trabajar con la técnica de puntos fijos por octava (FPPO). Este método consiste en asignar el mismo número de líneas espectrales a cada octava. Para ello, se necesitan realizar FFTs en varias ventanas de distintos tamaños. De este modo, se habla de una respuesta logarítmicamente espaciada.

Cada ventana tiene distinta longitud y se destina al análisis de una octava. Las octavas de alta frecuencia necesitan menos puntos en frecuencia que las octavas de baja frecuencia, por lo que se tendrán tiempos de ventana más pequeños en alta frecuencia que en baja frecuencia. La primera ventana se configura con pocos puntos en tiempo. Tras aplicar la FFT, se desechan los valores de todo el

rango de audio salvo los correspondientes a la última octava. A continuación, se toma una segunda ventana el doble de larga que la anterior, y tras aplicar el algoritmo de la FFT se desechan los valores que no corresponden con la segunda octava más alta. Y así sucesivamente hasta llegar a la octava más baja.

Aplicando esta técnica se consigue la misma resolución en cada octava (24 puntos en cada una de ellas) y mayor potencia de cálculo al desechar puntos en cada FFT. Además, esta técnica computacional se correlaciona más con nuestra percepción de escucha, y proporciona un trazo definido en su representación gráfica. En Smaart Live, se especifica seleccionando MTW (*Multi-Time Window*) en la resolución espectral de la FFT [18]. Por el contrario, no resulta práctica en un entorno controlado en el que las medidas almacenadas serán utilizadas a posteriori para la simulación en programas de tipo EASE o SpeakerLab.

2.2 FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA

Las mediciones de un solo canal FFT aportan la respuesta de un sistema respecto a una señal conocida, como por ejemplo ruido rosa. Cualquier sistema de sonido, por simple que sea, se compone de una cadena de elementos o dispositivos enlazados en serie, por lo que, con un canal únicamente se puede averiguar la respuesta combinada alimentando el primer elemento con la señal conocida y midiendo a la salida del último [19].

El problema reside en que con un único canal de medición no es posible discernir los efectos individuales de los elementos de la cadena. Se alimenta el primer dispositivo con una señal “conocida”, y los demás elementos se alimentan del dispositivo anterior. A la salida del segundo dispositivo se tendrán otras dos incógnitas (entrada desconocida y salida desconocida).

La respuesta espectral por sí sola no aporta los datos suficientes en la toma de decisiones, ya que carece de datos de fase relativa. La fase relativa se obtiene cuando se comparan dos respuestas en fase, la de la entrada y la de la salida.

La respuesta de un dispositivo desde su entrada hasta su salida es lo que se denomina función de transferencia, y se calcula comparando las medidas a la entrada y a la salida, de uno o varios dispositivos. La función de transferencia de un sistema de transmisión perfecto tendría nivel 0 dB y fase 0° para todo el espectro. Esto es algo inalcanzable en la práctica, dado que todos los sistemas van a introducir cambios de nivel y/o fase en la señal, así como ruido. Sin embargo, la función de transferencia sirve precisamente para esto, para advertir los cambios que se producen en la señal a lo largo de la cadena, usando términos relativos.

Se tienen por lo tanto dos canales, uno conocido denominado referencia o fuente, y otro desconocido denominado canal de medición o de salida. El canal de referencia suele ser ruido, música, voz, etc., y ha de contener frecuencias concretas para poder sacar conclusiones, con lo que serán necesarias señales de rango completo, sin que sea necesario que se den todas a la vez. En la siguiente figura se muestra un esquema de un sistema ideal y su función de transferencia asociada [20]:

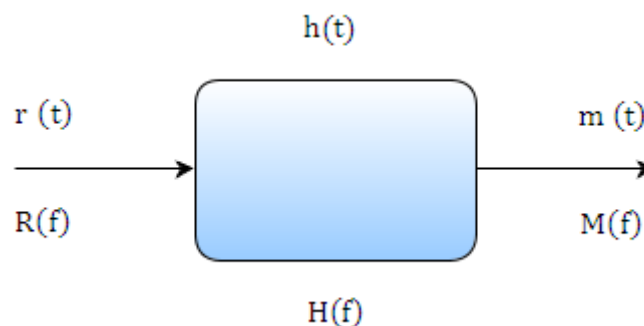


Figura 2.2.1: Esquema de un sistema ideal.

Siendo $r(t)$ y $m(t)$, las señales de referencia (entrada) y de medición (salida). Por otro lado se tienen $R(f)$ y $M(f)$, que corresponden con las componentes espectrales de las señales anteriores una vez aplicada la transformada de Fourier (expresión 2.1.1). Por último, se tiene la función de transferencia $H(f)$, y la respuesta al impulso del sistema $h(t)$. Esta última se puede obtener aplicando la transformada inversa de Fourier a la función de transferencia (expresión 2.1.2). La función de transferencia de este sistema ideal vendría definida por la siguiente expresión:

$$H(f) = \frac{M(f)}{R(f)}$$

(2.2.1)

Para obtener una medida de función de transferencia válida es necesario que se cumplan ciertos criterios:

- Estabilidad: cuando se comparan entrada y salida no han de darse cambios bruscos de nivel.
- Invariante en el tiempo: el dispositivo no debe cambiar su respuesta en un periodo de tiempo más largo que el tiempo de ventana (adquisición de datos y promediado).
- Linealidad: la salida ha de ser proporcional a la entrada, libre de distorsión y ruido. Puede haber pérdida de nivel, ganancia o retardo pero estas características permanecen constantes e independientes de cualquier señal.
- Causal: no podrá existir señal de salida sin haberse aplicado previamente una señal de entrada.

No habrá, por tanto, ninguna función de transferencia válida en un entorno acústico incontrolado, no lineal, ruidoso, y con cambios de temperatura. La señal de medición va a estar contaminada, por lo que un esquema más realista de las medidas de función de transferencia sería:

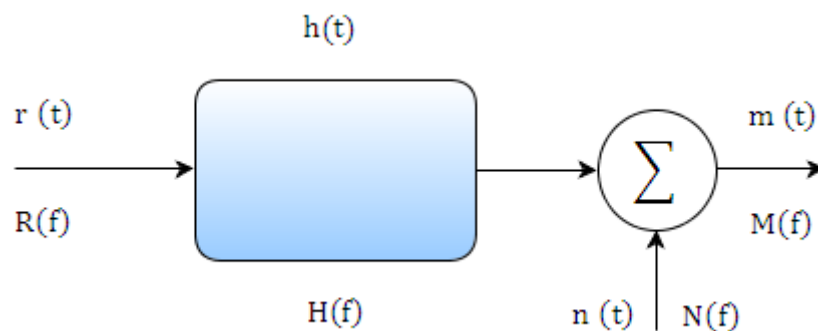


Figura 2.2.2: Esquema de un sistema real con ruido a su salida.

Siendo $n(t)$ y $N(f)$, la componente del ruido infiltrado en las medidas, expresada en los dominios del tiempo y de la frecuencia respectivamente.

Sin embargo, el analizador FFT de dos canales es el método más práctico, a pesar de sus imperfecciones, para capturar y domar la respuesta. El doble analizador FFT puede detectar la no linealidad en los datos ya que posee una copia de la respuesta original con la que comparar. Además, tiene la capacidad de indicar las frecuencias en las que no hay datos lineales. Estos datos pueden ser fuentes de ruido detectables, y pueden minimizarse a base de promediado. El diagrama de bloques de un analizador FFT se muestra a continuación:

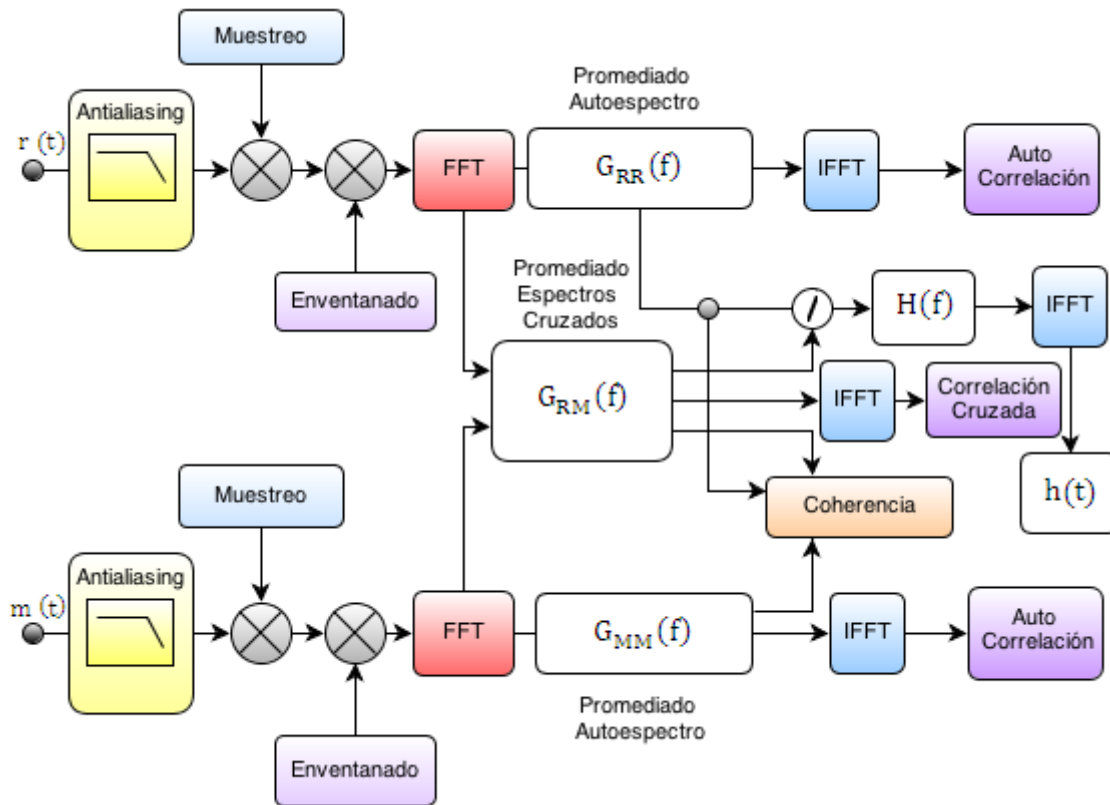


Figura 2.2.3: Diagrama de bloques de un analizador de doble canal FFT.

Como puede observarse en la figura, $G_{RR}(f)$ y $G_{MM}(f)$ corresponden con los promedios de los autoespectros de las señales de referencia y medición respectivamente. Por otro lado, $G_{RM}(f)$ corresponde con el promedio de los espectros cruzados. Los autoespectros del canal de referencia y del canal de medición, así como el espectro cruzado, se hallan respectivamente como sigue:

$$G_{RR}(f) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n R_i(f) \cdot R_i^*(f)$$

(2.2.2)

$$G_{MM}(f) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n M_i(f) \cdot M_i^*(f)$$

(2.2.3)

$$G_{RM}(f) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n M_i(f) \cdot R_i^*(f)$$

(2.2.4)

Siendo n el número de muestras. El asterisco indica en las expresiones el conjugado de la señal, lo que implica que los autoespectros pierdan la información de fase. No ocurre lo mismo en el espectro cruzado ya que no se multiplica una variable y su conjugado. Por lo tanto, los autoespectros serán reales, y el espectro cruzado complejo.

Tanto autoespectros como espectro cruzado expresan densidad espectral de potencia, por lo que sus unidades son V^2/Hz . De la figura anterior se puede extraer que la función de transferencia se halla dividiendo el promedio de los espectros cruzados (entrada-salida) entre el autoespectro de entrada, por lo que su expresión será:

$$H(f) = \frac{G_{RM}(f)}{G_{RR}(f)}$$

(2.2.5)

A priori, esta expresión poco tiene que ver con la mostrada en 2.2.1, que representa el caso ideal. Sin embargo, a partir de esta última se puede obtener la anterior. A partir de 2.2.1 se tiene que la señal de medición en un sistema ideal, libre de ruido es:

$$M(f) = H(f) \cdot R(f)$$

(2.2.6)

Si se multiplican ambos miembros de la igualdad por el conjugado de la señal de referencia, se tiene que:

$$M(f) \cdot R^*(f) = H(f) \cdot R(f) \cdot R^*(f)$$

(2.2.7)

Por lo que se obtiene:

$$G_{RM}(f) = H(f) \cdot G_{RR}(f)$$

(2.2.8)

Luego se cumple 2.2.5. Esta función de transferencia se denominará $H_1(f)$, y va a contener información de amplitud y fase relativas. Si ahora se toma 2.2.6 y se multiplican ambos miembros por el conjugado de la señal de medición, se tiene:

$$M(f) \cdot M^*(f) = H(f) \cdot R(f) \cdot M^*(f)$$

(2.2.9)

Por lo que se obtiene:

$$G_{MM}(f) = H(f) \cdot G_{MR}(f)$$

(2.2.10)

Esta función de transferencia se denominará $H_2(f)$. Se tiene entonces que:

$$H_1(f) = \frac{G_{RM}(f)}{G_{RR}(f)}$$

(2.2.11)

$$H_2(f) = \frac{G_{MM}(f)}{G_{MR}(f)}$$

(2.2.12)

Si se analizan estas expresiones, se puede decir que $H_1(f)$ y $H_2(f)$ tienen misma respuesta de fase, dado que $G_{RM}(f) = G_{MR}^*(f)$. Sin embargo, la información de amplitud será en algunos casos diferente.

A partir de estas dos funciones de transferencia, es posible obtener la función de coherencia, la cual depende de la frecuencia, y viene definida de la siguiente manera:

$$\gamma^2 = \frac{H_1(f)}{H_2(f)} = \frac{G_{RM}(f) \cdot G_{MR}(f)}{G_{RR}(f) \cdot G_{MM}(f)} = \frac{|G_{RM}(f)|^2}{G_{RR}(f) \cdot G_{MM}(f)}$$

(2.2.13)

Si ahora se tiene en cuenta un sistema real, como el mostrado en la figura 2.2.2, se tiene que la señal de medición, contaminada por el ruido, es [21]:

$$M(f) = H(f) \cdot R(f) + N(f)$$

(2.2.14)

Si ahora se multiplican ambos miembros por el conjugado de la señal de referencia, se tiene:

$$M(f) \cdot R^*(f) = (H(f) \cdot R(f) + N(f)) \cdot R^*(f)$$

(2.2.15)

Por lo que se obtiene que:

$$G_{RM}(f) = H(f) \cdot G_{RR}(f) + N(f) \cdot R^*(f)$$

(2.2.16)

Si se dividen ambos términos por el autoespectro de la señal de referencia queda:

$$\frac{G_{RM}(f)}{G_{RR}(f)} = H(f) + N(f) \cdot q R^*(f)$$

(2.2.17)

Siendo q una constante.

Puesto que $N(f)$ y $R(f)$, no tienen correlación alguna, el último término de la expresión anterior será nulo en promedio, por lo que esta expresión es la que mejor se aproxima a la función de transferencia ideal.

Volviendo a la expresión 2.2.13, se define coherencia como una medida de la potencia de la señal de salida de un sistema causada por la señal de entrada. Cuando la coherencia es 1, la potencia en la salida se debe únicamente a la entrada. Cuando la coherencia es 0, la potencia en la salida no se debe a la entrada. Si las condiciones de medida son las reflejadas en la figura 2.2.2, se tiene que:

$$\begin{aligned} G_{MM}(f) &= M(f) \cdot M^*(f) = (H(f) \cdot R(f) + N(f)) \cdot (H^*(f) \cdot R^*(f) + N^*(f)) = \\ &= |H(f)|^2 \cdot G_{RR}(f) + N(f) \cdot H^*(f) \cdot R^*(f) + N^*(f) \cdot H(f) \cdot R(f) + |N(f)|^2 \end{aligned}$$

(2.2.18)

Al realizar varios promediados, los términos cruzados $N(f) \cdot R(f)$ irán aproximándose a 0 debido a que señal de referencia y ruido no tienen correlación alguna. Por ello, la expresión anterior queda de la siguiente manera:

$$G_{MM}(f) = |H(f)|^2 \cdot G_{RR}(f) + |N(f)|^2$$

(2.2.19)

Como puede observarse, ningún término lleva asociada información de fase.

Por otro lado se tiene que, a partir de la expresión 2.2.16, el promedio del espectro cruzado al cuadrado es:

$$|G_{RM}(f)|^2 = |H(f)|^2 \cdot G_{RR}(f)^2$$

(2.2.20)

De este modo, para la expresión de la coherencia, en un entorno ruidoso, se tiene que:

$$\gamma^2 = \frac{|G_{RM}(f)|^2}{G_{RR}(f) \cdot G_{MM}(f)} = \frac{|H(f)|^2 \cdot G_{RR}(f)}{|H(f)|^2 \cdot G_{RR}(f) + |N(f)|^2}$$

(2.2.21)

Como se puede apreciar, cuando el ruido sea 0, la coherencia será máxima, es decir 1. Por el contrario, cuanto más grande sea el ruido, más baja será ésta.

La función de transferencia se caracteriza por tres categorías de información espectral:

- Amplitud relativa.
- Fase relativa.
- Coherencia.

La función de transferencia puede escribirse diferenciando sus componentes de amplitud y fase relativa:

$$H(f) = |H(f)| \cdot e^{j\Delta\varphi}$$

(2.2.22)

Siendo $|H(f)|$ la amplitud relativa entre canal de medición y de referencia, y $\Delta\varphi$ la diferencia de fase de los mismos, obtenida a partir de los espectros cruzados.

A continuación se va a profundizar sobre estas tres categorías de información espectral.

Amplitud relativa:

La amplitud relativa refleja la diferencia de niveles entre la entrada y la salida. Se expresa en dB, y viene dado por:

$$H_{dB}(f) = 20 \log |H(f)| = 20 \log \left| \frac{M(f)}{R(f)} \right| \text{ [dB]}$$

(2.2.23)

Siendo $M(f)$ la tensión en módulo para cada frecuencia en el canal de medición, y $R(f)$ la tensión en módulo para cada frecuencia en el canal de referencia. La tensión en el canal de medición puede ser tanto la entregada por un dispositivo electrónico, como la que entrega un micrófono de medida. La tensión de salida puede ser tomada desde cualquier punto de la cadena, al fin y al cabo se trata de comparar. Como puede observarse en la expresión anterior, cuando las tensiones sean iguales, el valor en amplitud relativa será 0 dB.

Estos valores de tensión son en realidad los que se presentan a continuación de los previos de la tarjeta de sonido de cada uno de los canales. En los *softwares* que se utilizan en laboratorio suele existir una función de autoajuste que permite adaptar los niveles de los dos canales si existiesen diferencias importantes entre uno y otro.

Los *softwares* utilizados para realizar medidas in situ necesitan de una tarjeta de sonido que pueda manipular al menos dos canales de entrada (referencia y medición) y al menos dos canales de salida (señal de generador), funcionando simultáneamente. El primer canal de salida, con la señal de generador, se conectará en bucle con el canal de entrada correspondiente a referencia. El segundo canal de salida, con la misma señal de generador, se conectará a la entrada del sistema sometido a análisis. En el otro canal de entrada se conectará la señal de medición. Los ajustes de nivel de los canales de medición y referencia se hacen manualmente. Si se trata de una medida de función de transferencia eléctrica (de uno o varios dispositivos electrónicos), los mandos de nivel han de mantenerse en la misma posición. De este modo, se puede observar si el dispositivo introduce ganancia o atenuación.

No ocurre lo mismo cuando se trata de una medida electroacústica. Los niveles de tensión entregados por un micrófono pueden ser muy bajos, por lo que habrá que ajustar los niveles de los canales de referencia y medición tratando que sean comparables. Por ello, en medidas electroacústicas, la amplitud de la función de transferencia es independiente de la fuente. Esto se cumplirá cuando los niveles de ambos canales de entrada a la tarjeta se encuentren por encima de los niveles de ruido y por debajo de niveles de saturación.

Fase relativa:

La fase relativa de la función de transferencia es la diferencia de fase entre los canales de medición y referencia en función de la frecuencia, por lo que la expresión 2.2.22 puede escribirse como sigue:

$$H(f) = |H(f)| \cdot e^{j\Delta\varphi} = |H(f)| \cdot e^{j(\varphi_M(f) - \varphi_R(f))}$$

(2.2.24)

Siendo $\varphi_M(f)$ la fase de la señal de medición en función de la frecuencia, y $\varphi_R(f)$ la fase de la señal de referencia.

Tener 0° de fase relativa a una frecuencia puede significar la no existencia de diferencia temporal entre entrada y salida a un sistema. Pero también se puede dar en otros casos, como por ejemplo [22]:

- Inversión de polaridad en uno de los canales y retardo de $\frac{\lambda}{2}(2n - 1)$, con $n = 1, 2, \dots$
- Retardo de n longitudes de onda, con $n = 0, 1, 2, \dots$

La fase relativa carece de sentido sin la frecuencia, es decir, 90° de fase relativa no aporta información si no va acompañada de la frecuencia. Tan sólo se conoce un número de grados de diferencia, pero no el contexto.

El contexto lo da la pendiente de la fase relativa, e indica la velocidad de cambio del ángulo de fase sobre un rango en concreto [23]. La visualización en frecuencia de la respuesta en fase es una conexión de los ángulos de fase individuales que van de graves a agudos. A esta línea que conecta los puntos se la denomina pendiente de fase.

La dirección de la pendiente indica “quien llega antes”, si la entrada o la salida. Es decir, la pendiente indica dónde existe retardo entre referencia y medición, o viceversa. Cuanto mayor sea la pendiente, mayor será el retardo. Una pendiente horizontal indicaría que no existe diferencia temporal entre estos canales.

Cuando la pendiente va hacia abajo, la salida “llega después” que la entrada, y cuando va hacia arriba “llega antes”. A continuación se muestra la respuesta en fase relativa cuando por un lado se tiene retardo en el canal de medición, y por otro lado cuando se tiene en el canal de referencia:

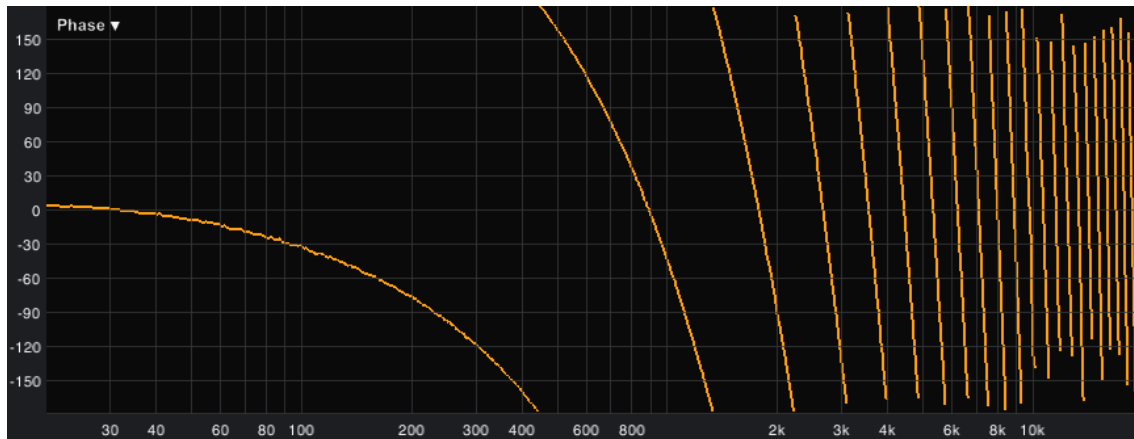


Figura 2.2.4: Canal de medición retardado 1.1 ms con respecto al de referencia.

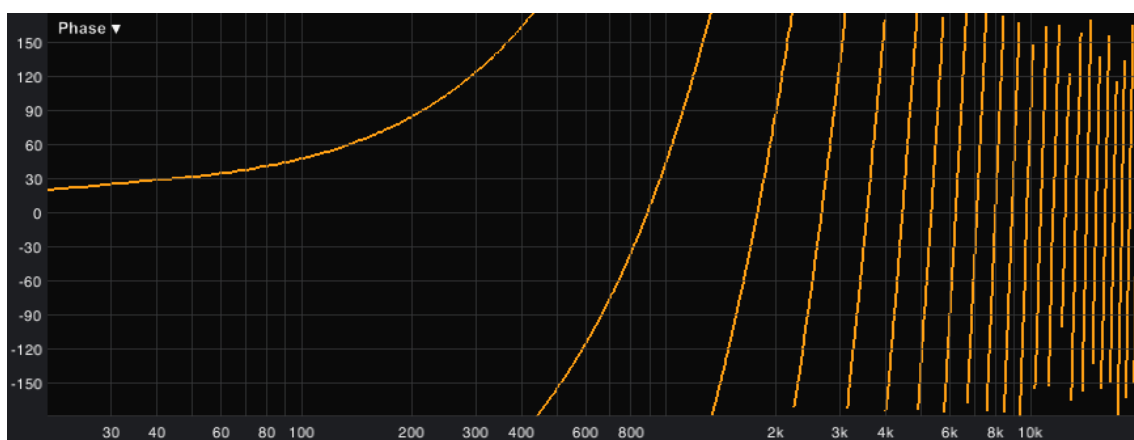


Figura 2.2.5: Canal de referencia retardado 1.1 ms con respecto al de medición.

En ambos ejemplos el retardo es el mismo valor, y es constante con la frecuencia.

Cualquier dispositivo electrónico dedicado al audio, se caracteriza por ser causal e invariante en el tiempo. Esto es respectivamente, que los datos a la salida del dispositivo dependan de datos actuales o pasados, y que el desplazamiento entre datos a la entrada sea el mismo que el desplazamiento entre los datos de salida correspondientes. Por lo tanto, no será habitual encontrarse con la última figura a menos que se conecten al revés canal de referencia y medición.

El eje vertical corresponde con una representación en línea recta de una función circular (180° a -180°). Cuando el trazo alcanza el borde se traslada directamente al borde opuesto. Es decir, cuando la pendiente de fase alcanza -180° salta a $+179^\circ$ que equivale a -181° .

En las figuras anteriores no se muestra el trazo vertical que une ambos puntos, debido a que en Smaart Live 7 no se representan, sin embargo, cuando se utilizan otros analizadores puede llevar a confusión. El trazo vertical es un efecto visual cuando se utiliza escala logarítmica de la frecuencia. No indica discontinuidad en la respuesta de fase. Esto se puede apreciar en la siguiente figura, en la que la escala es lineal y se ha aplicado el mismo retardo que en el ejemplo anterior a la salida.

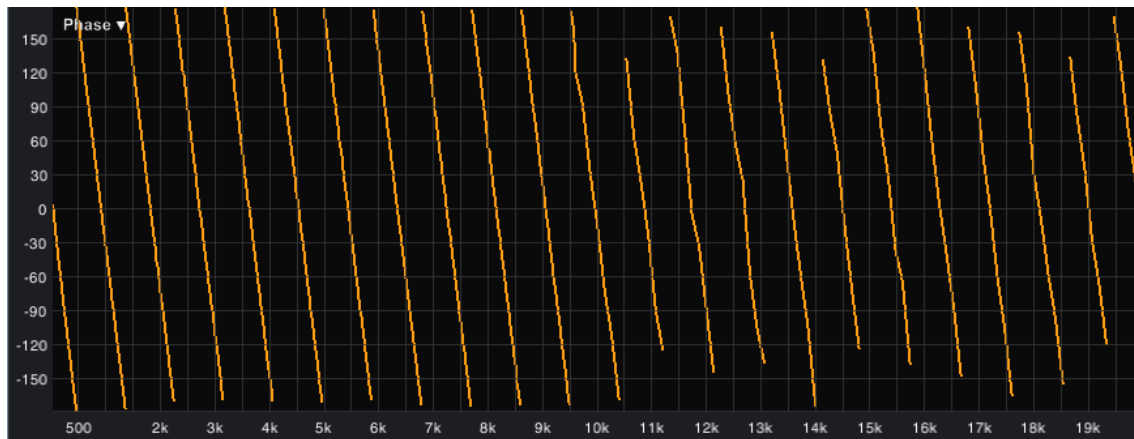


Figura 2.2.6: Respuesta de fase en escala lineal. Canal de medición retardado 1.1 ms con respecto al de referencia.

En esta representación se puede apreciar que la pendiente es constante para todo el rango, por lo que el retardo es constante con la frecuencia.

Sin embargo, los efectos audibles son logarítmicos por lo que se utiliza siempre esta escala en la que la representación de la pendiente se vuelve más vertical con la frecuencia, sin querer indicar que se produzca discontinuidad en la respuesta.

El ángulo de cada pendiente indica el número de longitudes de onda retrasadas a una frecuencia, por lo que cada octava sucesiva tendrá el doble de ángulo de pendiente que la octava precedente. Por ejemplo, un retardo de 1 ms provoca una longitud de onda de diferencia a 1 kHz, con un ángulo de pendiente x , y dos longitudes de onda de diferencia a 2 kHz, con un ángulo de pendiente $2x$.

Las características que se pueden extraer de la pendiente de fase son:

- Para un retardo fijo, el ángulo de pendiente y el número de longitudes de onda retrasadas crecen de manera proporcional con la frecuencia.
- A una frecuencia dada, el ángulo de pendiente es proporcional al número de longitudes de onda retrasadas.
- A un ángulo dado, la cantidad de retardo es inversamente proporcional a la frecuencia.

¿Qué ocurre cuando el retardo entre canales de referencia y medición no es constante con la frecuencia?

A esto se le denomina retardo dependiente de la frecuencia, retardo no lineal, o distorsión de fase (apartado 1.4), y está presente en todos los dispositivos. Sin embargo, estas diferencias pueden ser muy pequeñas incluso resultar insignificantes. Altavoces, filtros analógicos o digitales, se caracterizan

por no tener retardos relativos constantes con la frecuencia, aunque el caso del altavoz es el más dramático sin lugar a dudas.

La representación de la fase relativa es también útil para detectar cambios de polaridad. La polaridad es un parámetro independiente de la frecuencia, sólo indica direccionalidad. Es decir, si la polaridad es normal, cuando se tiene una señal a la entrada en ciclo positivo, la señal correspondiente estará a la salida en ciclo positivo. En estas condiciones, si la señal de salida está en un ciclo negativo el sistema invierte la polaridad de la señal. También puede darse en un cable en el que las soldaduras o conexiones reservadas al activo y al retorno se hayan intercambiado. En todo caso, se trata de 180° añadidos a la respuesta de fase relativa para todo el rango espectral, por lo que es un parámetro que no depende de la frecuencia. A continuación se muestra la respuesta en fase relativa de un dispositivo ideal (sin retardo relativo), cuando la polaridad es normal y cuando se produce cambio de polaridad:

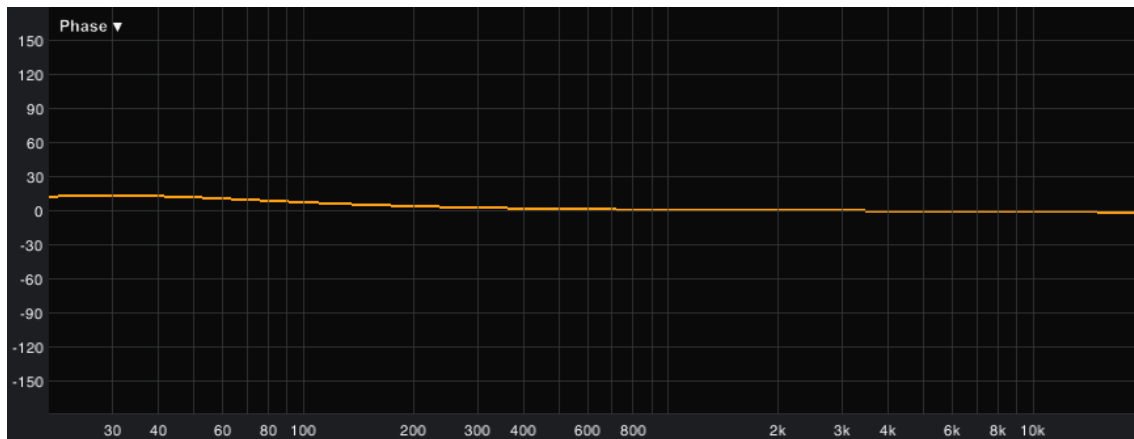


Figura 2.2.7: Respuesta de fase relativa de un dispositivo ideal con polaridad normal.

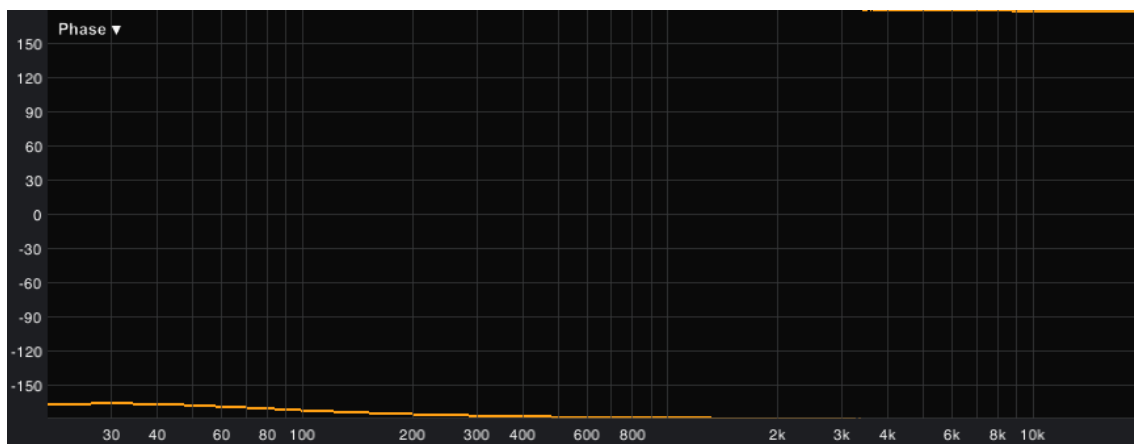


Figura 2.2.8: Respuesta de fase relativa de un dispositivo ideal con polaridad invertida.

Estas dos formas de fase relativa entre señal de salida y entrada a un dispositivo, tienen un retardo temporal nulo sobre la frecuencia.

Coherencia:

Como se indicó anteriormente, el parámetro de coherencia indica la potencia de la señal de salida de un sistema causada por la señal de entrada. Este parámetro depende de la frecuencia, se mide de 0 a 1 (o en porcentajes), e indica la estabilidad de la medida. Las posibles causas para la inestabilidad del sistema sometido a estudio pueden ser errores en los procedimientos de medida, o entornos ruidosos tanto en el ámbito electrónico como en el acústico [24].

La coherencia es un indicador de cómo se relaciona la entrada con la salida y proporciona datos de estabilidad en la medida e índices de calidad del equipo sometido a estudio [25]. Para calcular la coherencia es necesario realizar promediados de modo que se busquen discrepancias entre respuestas individuales. Si las tramas obtenidas se caracterizan por los mismos detalles una y otra vez se genera “confianza”. Si las tramas cambian constantemente ocurrirá lo contrario.

La baja coherencia es signo de que la medida no se está realizando correctamente o bien que algo produce resultados inestables. En el entorno acústico, estas inestabilidades pueden darse por el ruido ambiente o por las reflexiones que intervienen en el punto de medida.

Cada vez que se realiza una FFT, la coherencia evalúa, tanto en el canal de referencia como en el de medición, el módulo y fase de cada línea espectral. Si no hay diferencia la coherencia será 1 o 100%. Si existe diferencia en módulo y no en fase, la coherencia será 1. Si existen diferencias en módulo y fase, la coherencia tenderá a 0.

Si la señal de salida está linealmente correlacionada con la entrada se habla de relación causal: una entrada produce una salida. Si no hay correlación ocurre lo contrario. Cuando se produce retardo entre salida y entrada se comparan distintas señales (como se verá en el apartado *Latencia*), lo cual implica una relación inestable y por lo tanto una coherencia menor a 1.

En medidas electroacústicas, las señales causales son tanto la señal directa recogida por el micrófono, como las distintas reflexiones que llegan en tiempos diferentes. La señal directa caerá en la ventana de toma de datos y las reflexiones podrán caer dentro, fuera, o extenderse entre ventanas adyacentes. Las reflexiones que caigan en la misma ventana que la señal directa, serán reconocidas como señales causales relacionadas y no serán advertidas por el parámetro de coherencia. Las que caigan fuera de esta ventana serán consideradas como ruido.

El uso de ventanas temporales largas, en las que en el canal de medición coincidan señal directa y reflexiones, proporcionará tasas de coherencia altas ya que se considerará que la señal directa y las señales reflejadas son causales, por lo que se correlacionarán mejor en promedio y mantendrán en dicho promedio la misma tendencia. Esto se muestra a continuación:

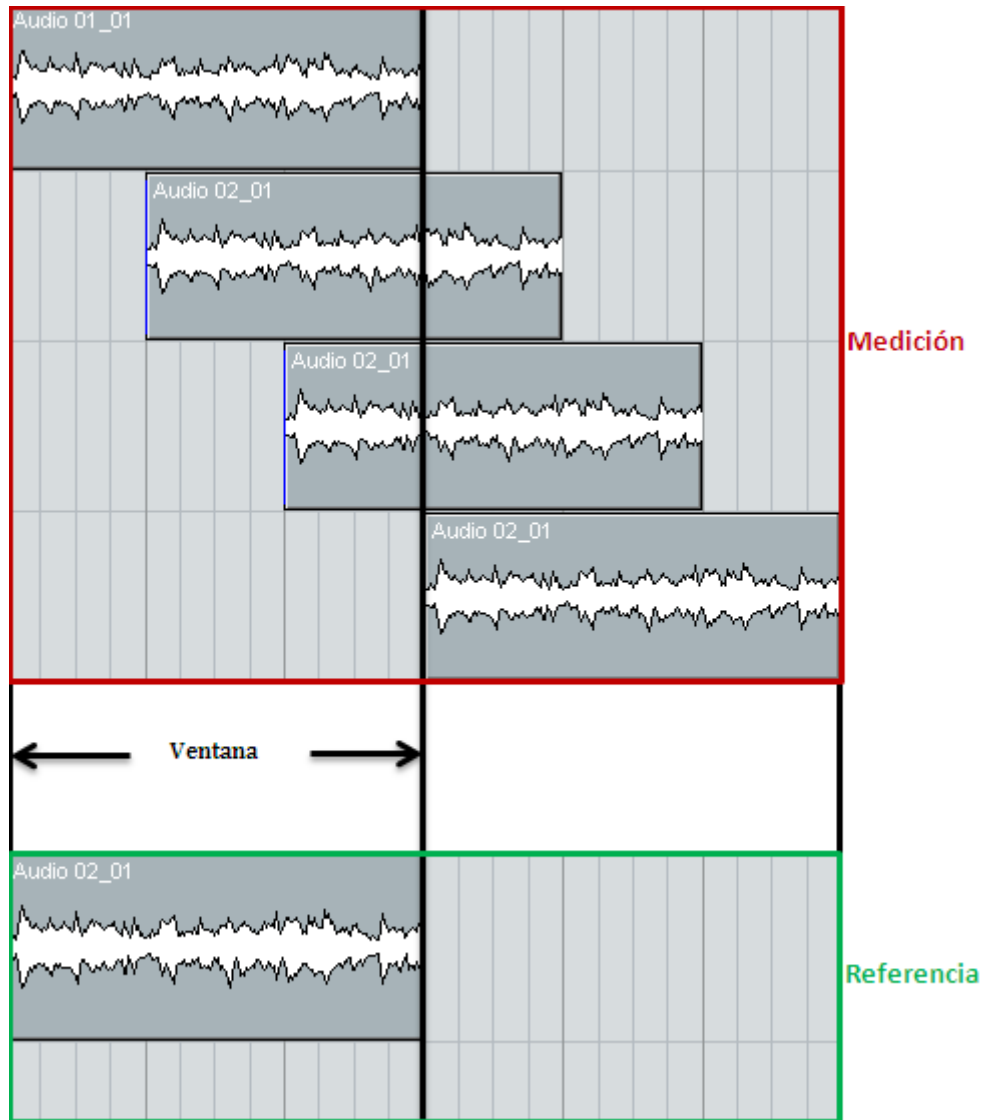


Figura 2.2.9: Ejemplo de uso de ventanas largas respecto a señal directa y reflexiones.

Como se puede apreciar, un tamaño “grande” de ventana implica, en este ejemplo, que la señal de medición esté compuesta por la señal directa y dos reflexiones. Las ventanas de gran tamaño proporcionan gran resolución espectral, de acuerdo con 2.1.10, pero proporcionan datos de coherencia no fiables. El uso de ventanas temporales muy cortas, en las que en el canal de medición no coincidan señal directa y reflexiones, proporcionará tasas de coherencia bajas. Esto se debe a que señal de referencia y medición no estarán correlacionadas y mantendrán una relación inestable. Las reflexiones serán tratadas como señales no causales (ruido), que interfieren en la tendencia general de las tramas comparadas. La fiabilidad de la medida será por tanto mucho mayor en detrimento de la resolución espectral que derivará en una representación espectral muy pobre, y en algunos casos en la pérdida de información en graves. Por ejemplo, un enventanado de 5.33 ms corresponde con una FFT de 256 líneas espectrales, lo que para una frecuencia de muestreo de 48 kHz proporciona una resolución espectral de 187.5 Hz. A continuación se representa un ejemplo de este caso:

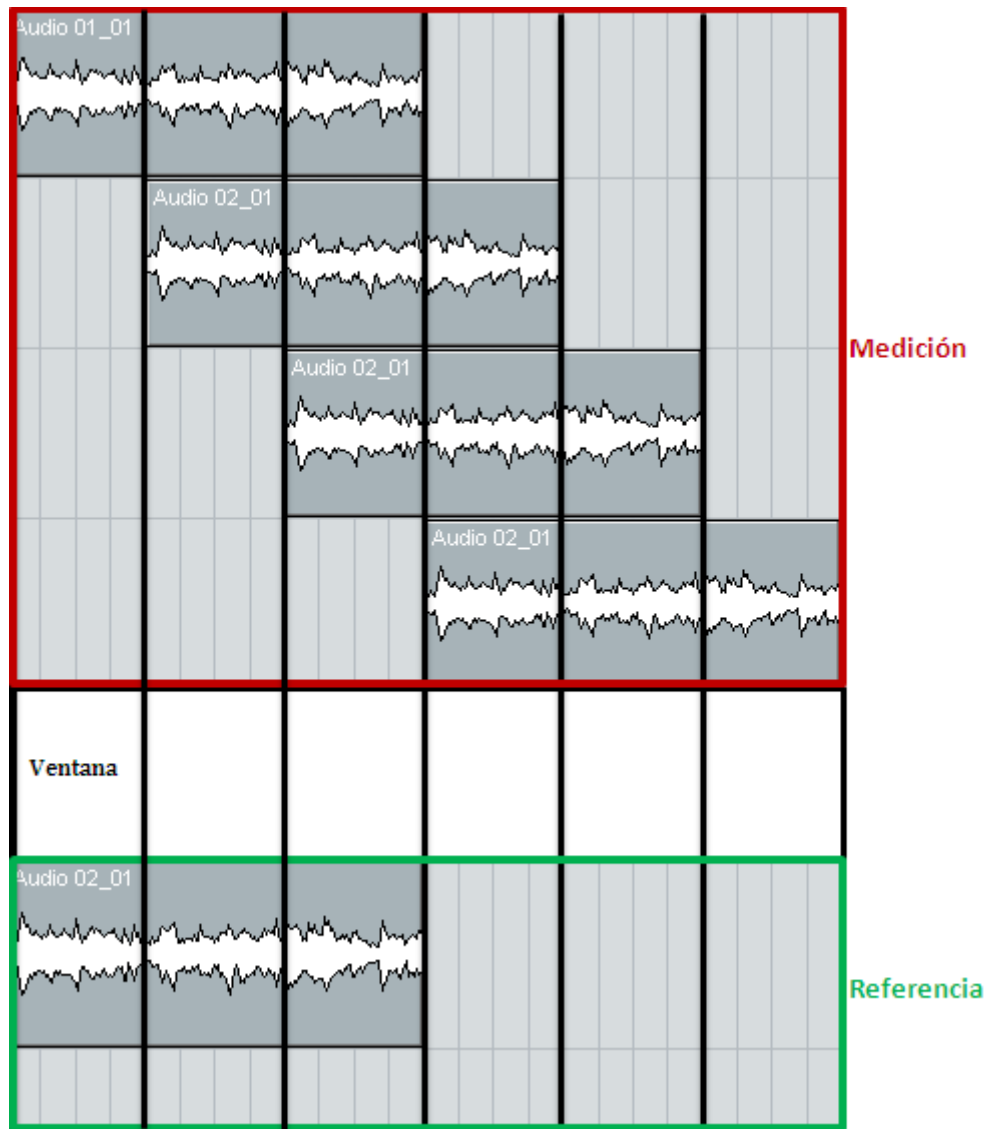


Figura 2.2.10: Ejemplo de uso de ventanas cortas respecto a señal directa y reflexiones.

A continuación se muestran las tasas de coherencia que se obtendrían, a medida que se aumenta el tamaño de la ventana, cuando se tienen dos señales, directa y reflejada, retardadas 1 ms:

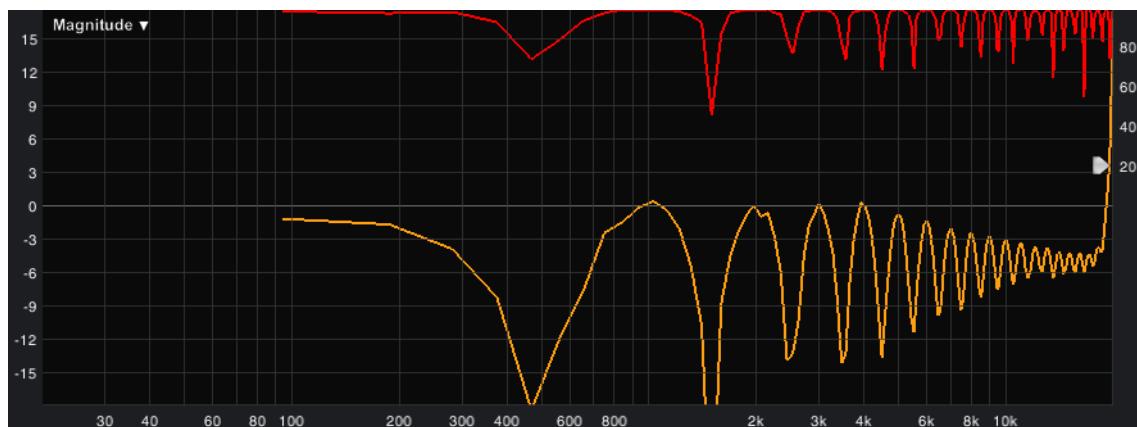


Figura 2.2.11: Coherencia para una ventana de 10 ms (FFT de 512 líneas espectrales).

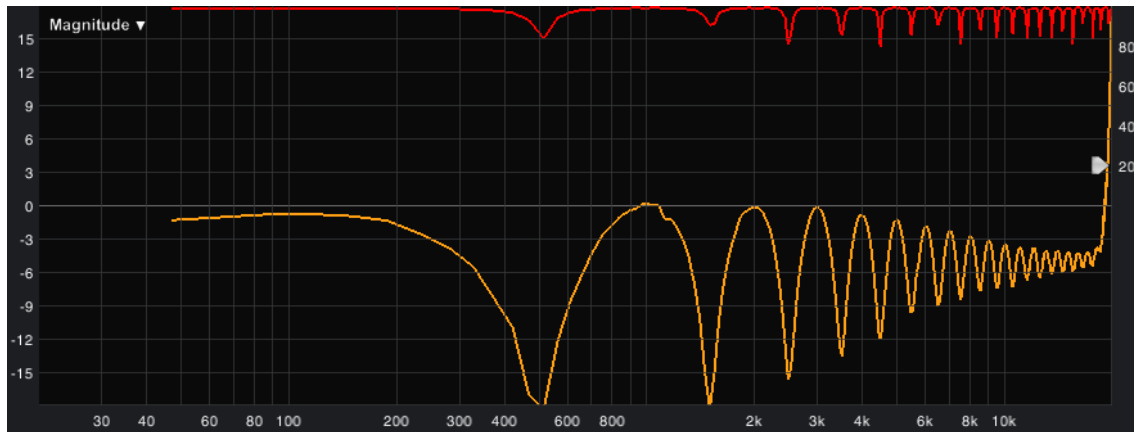


Figura 2.2.12: Coherencia para una ventana de 20.8 ms (FFT de 1000 líneas espectrales).

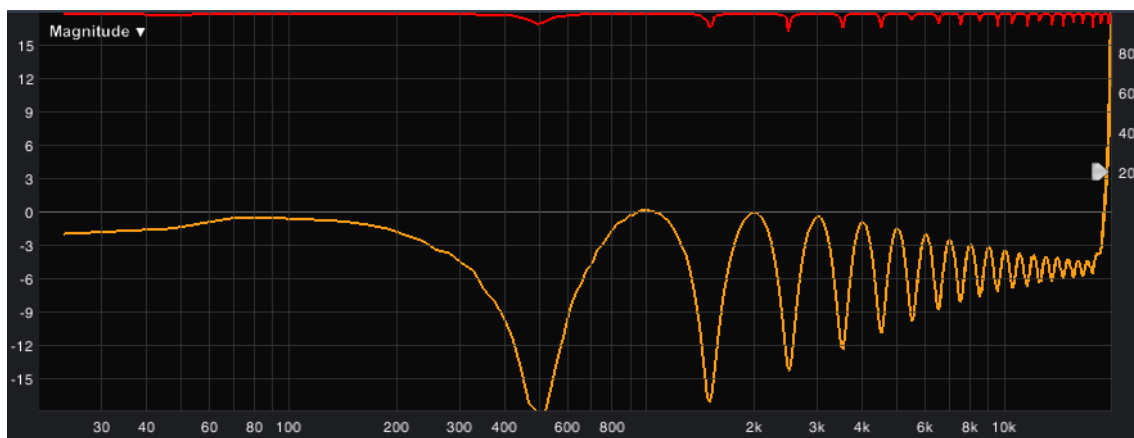


Figura 2.2.13: Coherencia para una ventana de 41.6 ms (FFT de 2000 líneas espectrales).

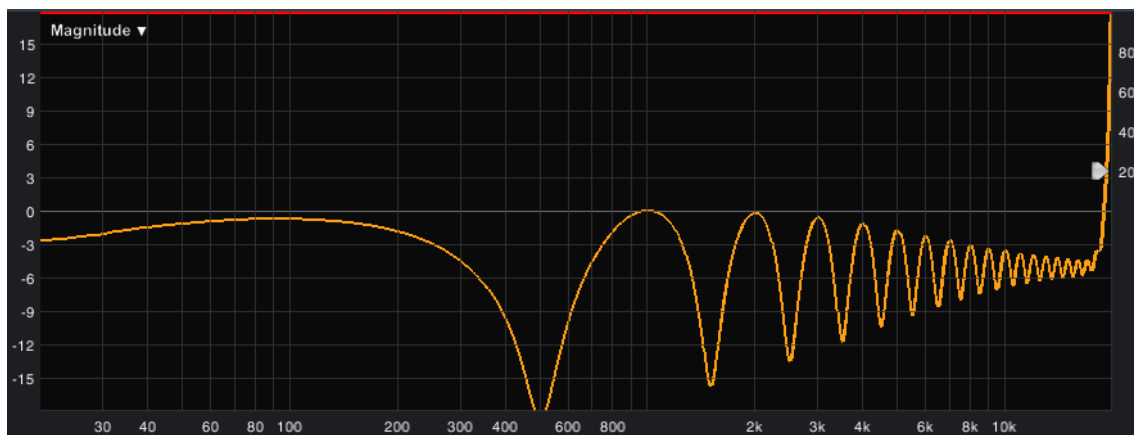


Figura 2.2.14: Coherencia para una ventana de 166.7 ms (FFT de 8000 líneas espectrales).

Según Clive Young [26], siempre que se realicen medidas electroacústicas, es preferible trabajar con FFTs de puntos fijos por octava (*Multi-Time Window*), ya que las propiedades acústicas de la sala se filtran selectivamente en la respuesta resultante. Así, se clasifican como causales una proporción consistente de señal directa y reflejada, y las reflexiones tardías se clasifican como ruido. Las señales percibidas como eco no se muestran como desviaciones estables, sino como una inestabilidad no correlacionada.

2.3 RESPUESTA AL IMPULSO

La respuesta al impulso es otra forma de ver la respuesta del sistema. Aporta una visión de su comportamiento en el dominio temporal, utilizando la misma información que la función de transferencia. Aunque el eje en el que se representa sea temporal, la respuesta al impulso aporta información espectral codificada en el trazo [27].

La respuesta al impulso es la caracterización del sistema en forma de impulso. Esto no quiere decir que la excitación deba ser impulsiva. De hecho, la señal de excitación ha de ser ruido aleatorio o pseudo-aleatorio. Excitar un sistema de altavoces a partir de señales impulsivas puede provocar daños irreparables tanto en amplificadores como en altavoces (por sobrepasar la excursión máxima permitida). Por ello, los ingenieros acústicos utilizan señales impulsivas acústicas como un disparo, o el estallido de un globo. Los programas de medición utilizan ruido rosa.

La respuesta al impulso viene dada por la siguiente expresión:

$$h(\tau) = \mathcal{F}^{-1}\{H(f)\}$$

(2.3.1)

Siendo \mathcal{F}^{-1} la transformada inversa de Fourier expresada en 2.1.2.

La respuesta al impulso utiliza ventanas temporales de mismas dimensiones en ambos canales, calcula la función de transferencia y aplica la transformada inversa.

Utilizar FFTs con muchas líneas espectrales (ventanas de larga duración), implica tener muy baja resolución espectral (distancia entre líneas espectrales) y por lo tanto muy buena resolución visual en frecuencia. Por el contrario, la respuesta temporal es lenta.

Por otro lado, utilizar FFTs con pocas líneas espectrales (ventanas de corta duración), implica tener muy alta resolución espectral (muchas separación entre muestras), y por lo tanto una mala visualización en frecuencia. Sin embargo, la respuesta en tiempo es rápida.

El uso de la respuesta al impulso aporta información de las propiedades de los altavoces y de la sala, y permite identificar con facilidad señal directa y reflexiones lo cual resulta complicado en la respuesta en frecuencia en la que sus efectos quedan mezclados, y sólo es posible basarse en las pérdidas de coherencia.

La respuesta al impulso muestra las llegadas directas y reflejadas en orden de recepción, lo que permite extraer las siguientes características:

- Tiempos de llegada relativos.

- Nivel relativo.
- Polaridad.
- Retardo relativo constante.
- Caída de nivel en alta frecuencia.

Tiempo de llegada relativo:

Si las señales de entrada y salida (referencia y medición) están sincronizadas, se disponen en la misma posición del eje temporal. Si no se ha aplicado compensación del retardo acústico (o de propagación), ambos impulsos se situarán en $t = 0$ en el eje temporal. En caso de haberse aplicado aparecerán en el punto del eje temporal equivalente a la compensación.

Si la señal de salida llega tarde con respecto a la de entrada, el impulso del canal de referencia se situará en $t = 0$ y el del canal de medición se situará a la derecha de éste en el punto equivalente a la cantidad de desajuste temporal.

Si salida llega antes respecto a la señal de entrada, el impulso se situará a la izquierda de éste en el punto equivalente a la cantidad de desajuste temporal. A continuación se muestran los tres posibles casos:

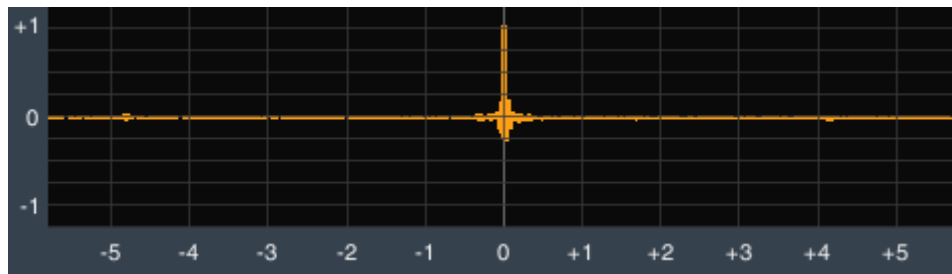


Figura 2.3.1: Respuesta al impulso de un sistema sin retardo entre canal de referencia y de medición.

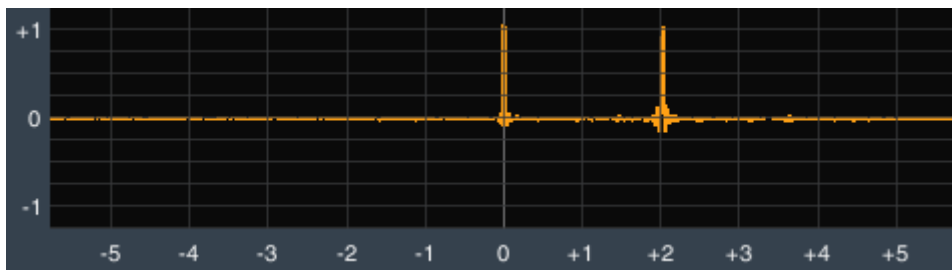


Figura 2.3.2: Canal de medición retardado 2 ms respecto al canal de referencia.

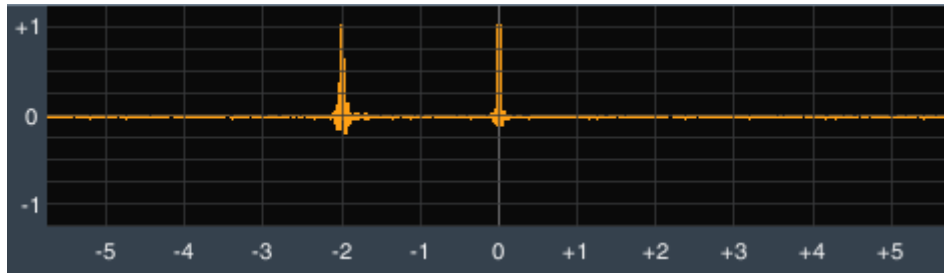


Figura 2.3.3: Canal de referencia retardado 2 ms respecto al canal de medición.

Nivel relativo:

La escala en la que se mide el nivel relativo de la respuesta al impulso es lineal, por lo que cuando la ganancia del dispositivo es la unidad, el valor del impulso es 1 cuando la polaridad es normal, y equivale a -1 cuando ésta es invertida.

Si existe atenuación de nivel, el impulso se sitúa, cuando la polaridad es normal, entre 1 y 0 (no incluidos). Si la polaridad es invertida, el impulso se sitúa entre -1 y 0 (no incluidos).

Si la ganancia es mayor que la unidad, el valor del impulso será mayor que 1 o -1. A continuación se muestran los casos en los que hay ganancia y atenuación:

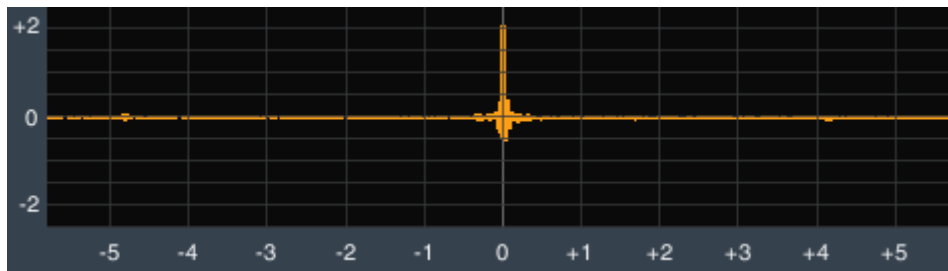


Figura 2.3.4: Ganancia de 6 dB en el canal de medición respecto al canal de referencia.

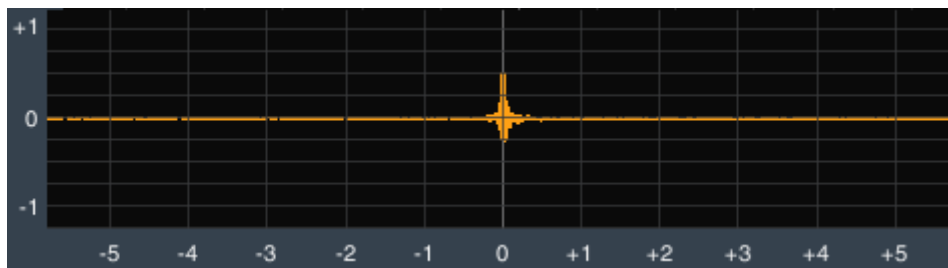


Figura 2.3.5: Atenuación de 6 dB en el canal de medición respecto al canal de referencia.

Polaridad:

Cuando la polaridad es normal el impulso se caracteriza por ir hacia arriba. Si la polaridad es invertida, el impulso irá hacia abajo. La polaridad es independiente del nivel. Esto es, que si se produce una ganancia de 6 dB e inversión de polaridad a la salida, el valor del impulso será -2.

A continuación se muestran ambos casos:



Figura 2.3.6: Polaridad normal.

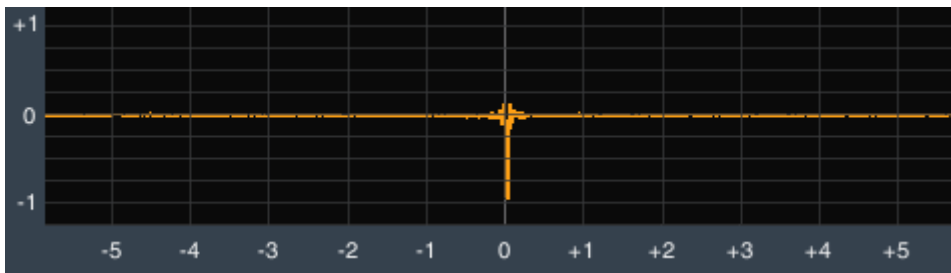


Figura 2.3.7: Polaridad invertida.

Retardo de fase:

Si el retardo de fase es constante con la frecuencia, el impulso se aproxima a una Delta de Dirac ideal. En caso contrario, el impulso se estirará horizontalmente. El tamaño y forma de estiramiento depende cómo varíe el retardo de fase con respecto a la frecuencia. A continuación se muestra un ejemplo con dos impulsos. El primero tiene retardo lineal y el segundo no lineal con la frecuencia:

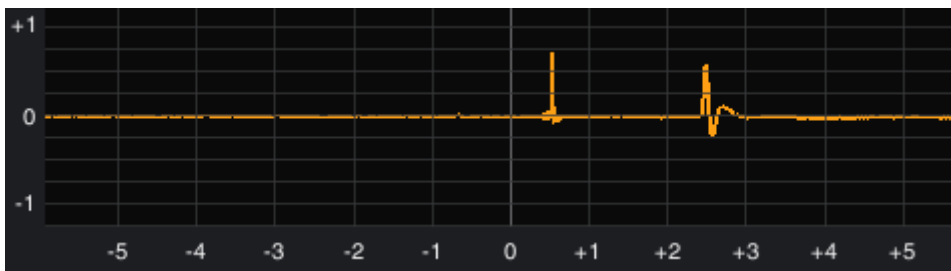


Figura 2.3.8: Impulsos para retardos de fase lineal y no lineal.

Caída de nivel en alta frecuencia:

Si la proporción entre baja y alta frecuencia es equivalente el impulso tendrá un pico inicial pronunciado. Con la pérdida de nivel en alta frecuencia, el crecimiento del impulso se reducirá proporcionalmente. A continuación se muestran tres impulsos con retardos relativos de 2 ms. El segundo y el tercer impulso han sido filtrados paso bajo a las frecuencias 4 kHz y 1 kHz respectivamente:

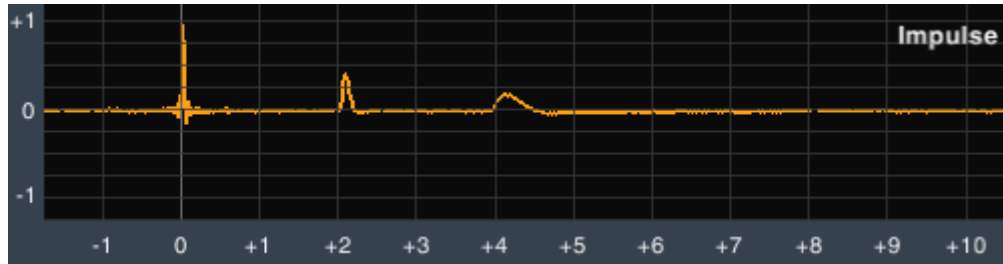


Figura 2.3.9: Efecto de la caída de nivel en alta frecuencia en el carácter del impulso.

Reflexiones:

Con reflexiones, u otras llegadas, aparecerán impulsos adicionales, como a continuación se muestra:

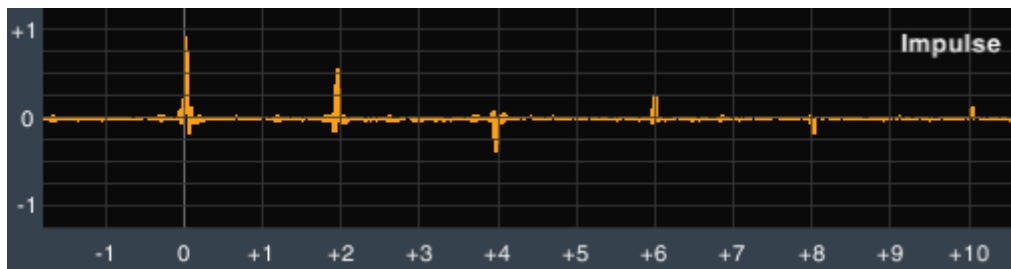


Figura 2.3.10: Efecto de las reflexiones en la representación de la respuesta al impulso.

Existen otros sistemas desarrollados como el sistema MLS, que sitúan en la respuesta al impulso un umbral de tiempo truncando así las reflexiones. A continuación se pasa a dominio espectral, y se obtienen amplitud y fase sin reflexiones.

3. HERRAMIENTAS DE PROCESADO ELECTRÓNICO

En este apartado se tratará de esclarecer qué tipo de herramientas disponen los procesadores *Omnidrive fds-366t*, y qué parámetros han de ser modificados en los mismos a la hora de buscar la optimización de un sistema de sonido.

3.1 LATENCIA

La transmisión de audio lleva un tiempo desde que nace en la fuente y llega al oyente. En cada una de las etapas que recorre, la señal de audio requiere un tiempo para ser procesada, por lo que se produce un retardo entre las señales de entrada y de salida al dispositivo. Sin embargo, ocurre en misma medida para todas las frecuencias [28]. En transmisiones electrónicas puramente analógicas la latencia es tan pequeña que resulta insignificante (10^{-9} s), por lo que el término se asocia a dispositivos digitales.

En los dispositivos digitales basados en DSP, la latencia no puede ser ignorada, sobre todo cuando las señales que los atraviesan se mezclan a posteriori con señales con caminos estrictamente analógicos. Las causas más comunes de latencia son las conversiones A/D y D/A, y el *buffering* de memoria de los equipos de procesamiento digital de la señal.

El sistema bajo estudio en este proyecto cuenta con un dispositivo digital cuya latencia tendrá que ser hallada para ser compensada en posteriores medidas. Para determinarla se utiliza un analizador de doble canal FFT y la operación de función de transferencia, como a continuación se muestra:

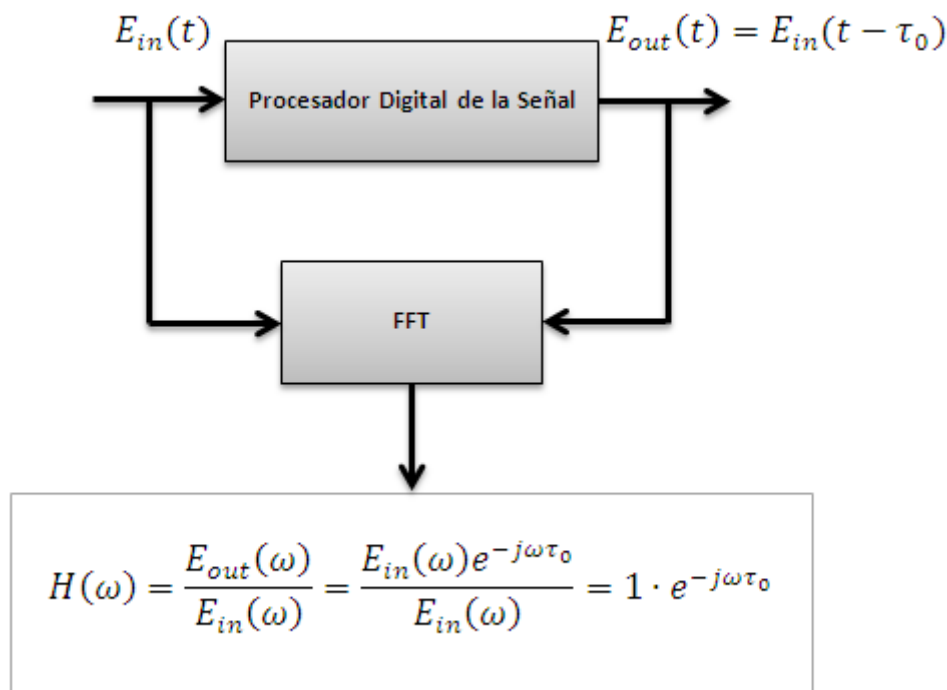


Figura 3.1.1: Diagrama explicativo del efecto del retardo por latencia en la función de transferencia de un procesador digital.

En la figura anterior se ha considerado que la señal a la salida no ha sido tratada, por lo que los valores de tensión a la entrada y a la salida respecto a la frecuencia son copias desplazadas.

Los retardos típicos de los procesadores de señal rondan generalmente los 1 o 2 ms, pero pueden incluso llegar a 5 ms. Este retardo es el mismo para todas las frecuencias, con lo que al comparar en la función de transferencia la entrada y la salida del dispositivo, se pueden observar respuestas en fase como la mostrada a continuación, en la que se puede verificar que el retardo se mantiene en todo el rango:

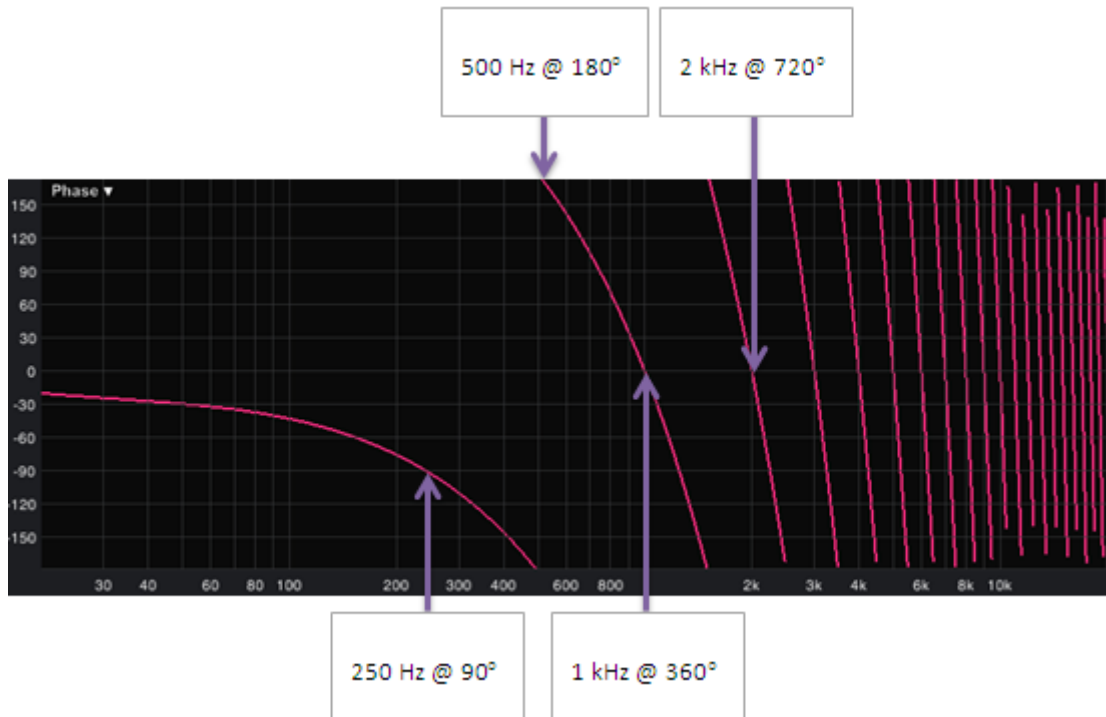


Figura 3.1.2: Respuesta en fase típica de un sistema caracterizado por tener latencia.

Aplicando la fórmula 3.1.1 del retardo de fase a cualquier rango de frecuencias en la respuesta en fase, se puede averiguar la cantidad media de retardo existente en el rango seleccionado:

$$\tau_0 = \frac{\frac{\varphi_H - \varphi_L}{360}}{f_H - f_L} \text{ [s]}$$

(3.1.1)

Utilizando los valores indicados en el ejemplo, en la octava situada entre las frecuencias centrales 250 Hz y 500 Hz, se tiene que:

$$\tau_1 = \frac{\frac{\varphi_H - \varphi_L}{360}}{f_H - f_L} = \frac{\frac{180 - 90}{360}}{500 - 250} = 1 \text{ ms}$$

(3.1.2)

Utilizando los valores en la octava situada entre las frecuencias centrales 500 Hz y 1000 Hz:

$$\tau_2 = \frac{\frac{\varphi_H - \varphi_L}{360}}{f_H - f_L} = \frac{\frac{360 - 180}{360}}{1000 - 500} = 1 \text{ ms}$$

(3.1.3)

Utilizando los valores en la octava situada entre las frecuencias centrales 1000 Hz y 2000 Hz:

$$\tau_3 = \frac{\frac{\varphi_H - \varphi_L}{360}}{f_H - f_L} = \frac{\frac{720 - 360}{360}}{2000 - 1000} = 1 \text{ ms}$$

(3.1.4)

Como se puede apreciar el retardo es el mismo para todas las frecuencias.

Cuando a posteriori se realicen medidas de función de transferencia, entre la señal que entra al dispositivo de procesamiento digital y la señal de salida, es necesario tener en cuenta la latencia y compensarla aplicando el retardo en cuestión a la señal de referencia. De este modo, el efecto de la latencia quedará anulado:

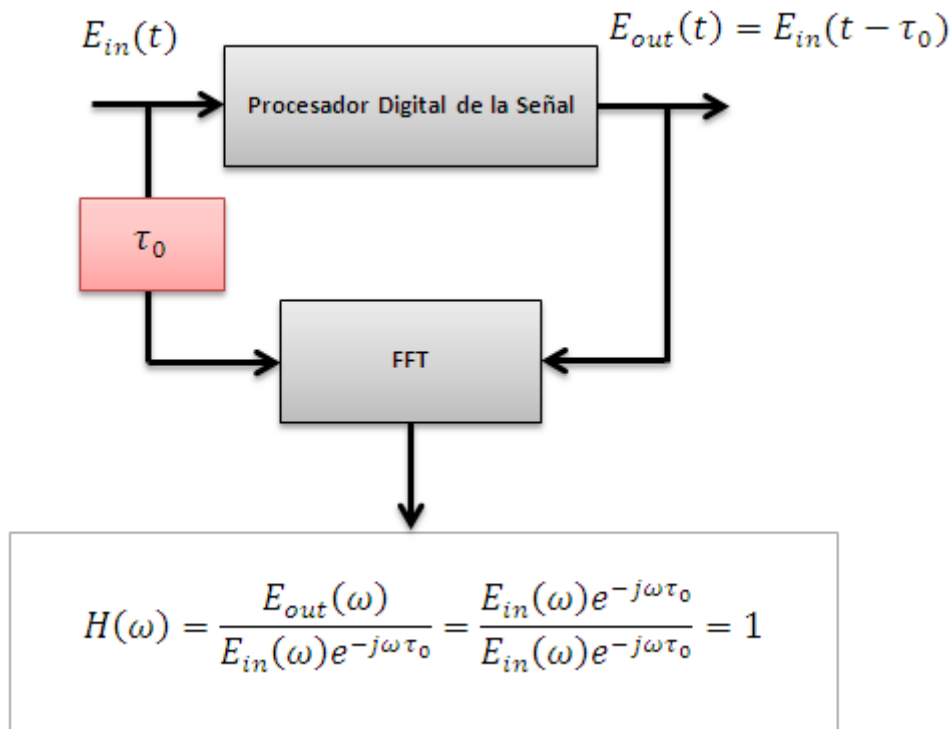


Figura 3.1.3: Diagrama explicativo de la compensación de latencia en las medidas de función de transferencia.

En programas tipo Smart Live, esta compensación puede realizarse de manera automática con la herramienta *Delay Finder*, que inserta el retardo al canal de referencia como se muestra en 3.1.3.

3.2 LIMITACIÓN

Los limitadores son dispositivos cuya misión consiste en regular la tensión de la señal que lo atraviesa [29]. Pueden ser dispositivos externos analógicos o bien estar integrados como herramienta en un procesador digital de la señal. Se pueden aplicar en cualquier punto de la cadena, tanto en canales de entrada a un procesador digital o en canales de salida tras ser filtrada la señal. En todo caso, el punto más interesante es antes de los amplificadores pues es necesario mantener un control de la tensión que suministran a los altavoces. De esta manera, se pueden proteger altavoces y amplificadores, evitando su sobrecarga. Existen dos causas principales que determinan la ruptura de un altavoz o motor:

- Sobrecarga térmica: la realimentación térmica incrementa el calor haciendo que la transducción electrodinámica sea alineal hasta quemar la bobina.
- Sobre excursión mecánica: el diafragma del altavoz sobrepasa los límites de máximo desplazamiento.

Es por lo tanto necesario proteger el altavoz para evitar estos dos efectos. Para ello, será necesario limitar tanto la potencia eléctrica disipada, como los picos de la tensión de entrada a los amplificadores. El enfoque más común para la protección de sistemas es la de disponer los limitadores en los canales de salida del procesador digital, que alimentan un modelo de altavoz o motor en particular, una vez se haya filtrado la señal. Los parámetros de limitación serán por lo tanto distintos adaptándose al rango de frecuencias en el que opera cada altavoz.

La atenuación en tensión de los limitadores es variable y se controla a través del parámetro umbral (*threshold*), expresado generalmente en dBu, que delimita el rango operacional en dos:

- Rango lineal: la señal pasa sin ser alterada. Se sitúa debajo del umbral fijado.
- Rango no lineal: la tensión de salida se atenúa. Se sitúa por encima del umbral.

Tras haber sobrepasado el rango lineal, la señal de entrada alcanza y sobrepasa el umbral. En función de la duración por encima del umbral, el limitador pasará, o no, a trabajar en rango no lineal. Pasará lo mismo cuando la tensión de entrada caiga por debajo del umbral. En función del tiempo en que la señal de entrada se encuentre por debajo del umbral, siempre que venga del rango no lineal, el limitador volverá a trabajar o no en modo lineal. Dos parámetros temporales determinan cuando ha de conmutar al modo lineal y al no lineal. Se denominan:

- Tiempo de ataque (*attack*): es el tiempo que tarda el limitador en conmutar al rango no lineal, una vez haya sido sobrepasado el umbral.

- Tiempo de relajación (*release*): es el tiempo que tarda el limitador en conmutar al rango lineal, una vez la señal de entrada caiga por debajo del umbral, previamente superado.

La protección contra la sobre excursión manejará constantes de tiempo rápidas para limitar los picos. La protección contra la sobrecarga térmica manejará tiempos más lentos de manera que se haga una limitación tipo RMS.

En general los controles de tiempo de ataque y de relajación, vienen en forma de potenciómetros, cuyo rango de actuación va de 0.1 ms a 2 s. Otros fabricantes utilizan tres posiciones para cada uno de ellos, siendo estas *Slow*, *Medium*, *Fast* (tiempos lentos, medios y rápidos). En estos casos, el fabricante suele dar una opción alternativa de trabajar en modo dual, que hace uso de dos constantes de tiempo simultáneamente, una rápida y una lenta. La primera previene la saturación actuando como un limitador de pico, mientras que la segunda se ocupa de mantener los efectos térmicos bajo control actuando como un limitador RMS.

La cantidad de atenuación, proporcionada por el limitador en el rango no lineal, puede venir determinada de dos maneras. La primera hace uso del parámetro relación de compresión/limitación (*ratio*). Se trata de una relación en dB entre la entrada al limitador y la salida. Este parámetro actuará una vez la señal de entrada sobrepase el umbral fijado. Los valores más comunes van de 2:1, que corresponde con una limitación suave que deja pasar la mitad del nivel de entrada, hasta ∞ :1 que corresponde con una limitación del nivel de salida al umbral cuando este es sobrepasado por el nivel de entrada. A continuación se muestran varios ejemplos de limitación cuando el umbral se ha establecido a 0 dBu:

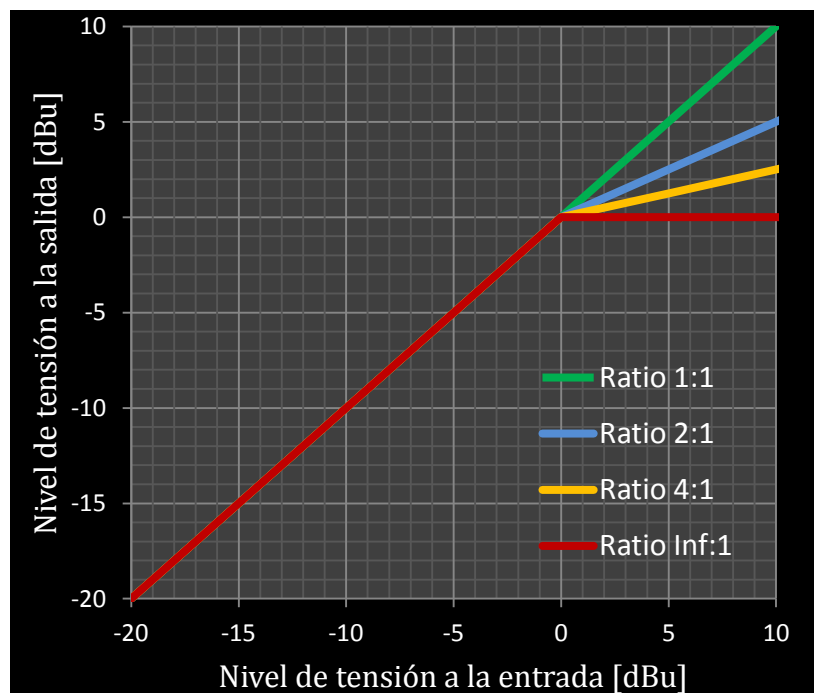


Figura 3.2.1: Ejemplos de limitación de la señal de entrada para un umbral fijado a 0 dBu.

Este parámetro es más típico en compresores que en limitadores aunque muchas firmas hacen uso del mismo.

Otras firmas utilizan el parámetro de desborde (*Overshoot*), que marca el límite absoluto del nivel de la señal de entrada por encima del umbral antes de que el limitador trabaje en modo no lineal. El rango de valores permitido va normalmente de 0 dB a 12 dB. Los valores bajos van proporcionar protección a los altavoces, pero pueden ocasionar distorsión de corto plazo en transitorios. Los niveles altos reducen sustancialmente la distorsión a expensas de proveer protección.

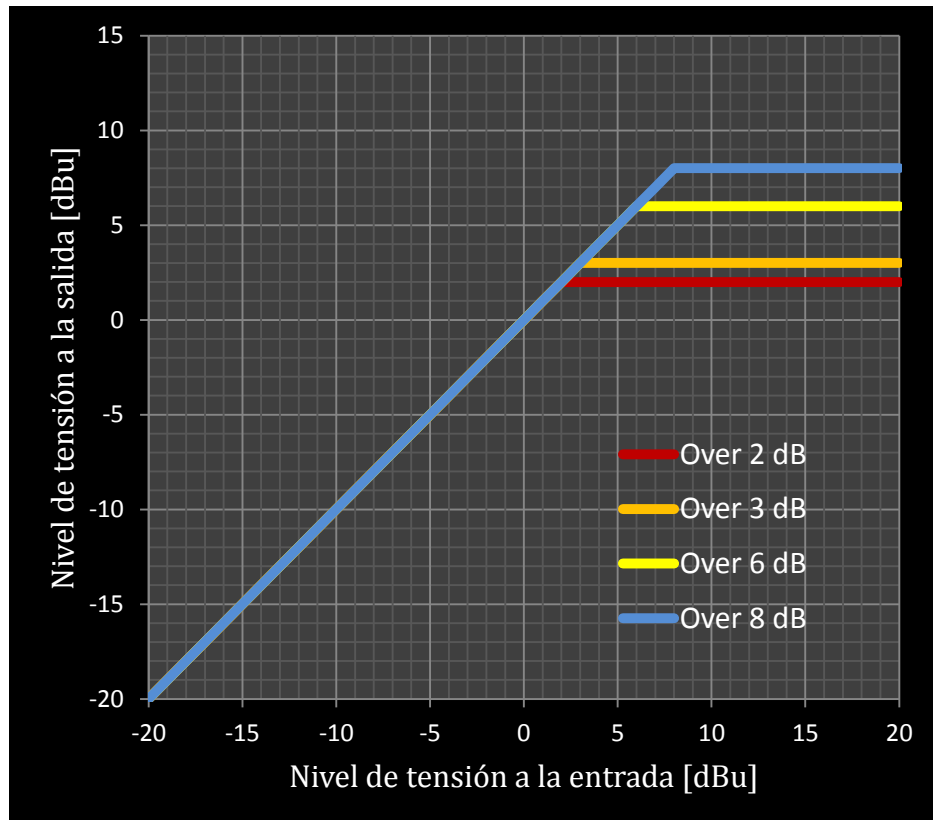


Figura 3.2.2: Ejemplos de limitación haciendo uso del parámetro *Overshoot* para un umbral fijado a 0 dBu.

Los limitadores pueden dividirse en dos categorías:

- Predictivos: se insertan en el camino de la señal antes de los amplificadores. No tienen correlación directa con la tensión a la salida del amplificador por lo que su relación con la señal ha de ser calibrada según las particularidades del sistema.
- De realimentación negativa: emplean un bucle que retorna la tensión desde los terminales del amplificador. Dicho voltaje es utilizado para la comparación con el umbral. Así, la ganancia de tensión y las características de saturación del amplificador se suman al proceso de limitación.

En este proyecto, se dispone de limitadores predictivos que se situarán en los canales de salida post-filtrado del procesador digital antes de la conexión al amplificador. Para realizar el ajuste es necesario conocer los siguientes parámetros:

- Límites de voltaje del amplificador, o potencia máxima.
- Ganancia en tensión del amplificador.
- Tensión de pico soportada por los altavoces.
- Límites de excursión del altavoz en su rango de frecuencias de operación.
- Potencia RMS soportada por el altavoz a largo plazo.

3.3 FILTRADO Y DIVISORES ESPECTRALES

El trabajo del divisor espectral consiste en separar el espectro de la señal de audio para que pueda ser recombinado de manera óptima en el espacio acústico. Esta separación se debe a que las leyes de la física hacen que sea imposible que un solo transductor reproduzca todo el margen de audio con el suficiente nivel y la suficiente calidad. En la práctica, un altavoz puede reproducir como mucho la mitad de la banda de audio [30].

Los divisores espectrales pueden ser dispositivos analógicos, o digitales. Los primeros son dispositivos individuales situados entre la mesa de mezclas y los amplificadores. Los digitales pueden ser unidades externas dedicadas exclusivamente a dividir la señal en frecuencia, o bien pueden estar integrados en un procesador digital. En cualquier caso hacen uso de filtros. En este proyecto, se han utilizado los divisores pertenecientes a esta última clase.

Los divisores espectrales integrados en los procesadores digitales permiten ajustar en cada canal de procesado:

- Topología y pendiente del filtro.
- Ajuste de la frecuencia de cruce.
- Polaridad del filtro.

En realidad, cada canal de procesado puede filtrarse paso banda, aunque existe la posibilidad de eliminar uno de los dos cruces.

El filtrado de la señal de audio tiene por meta acotar el solapamiento en las zonas de frecuencia comunes en las que radian altavoces distintos, delimitando así el rango de operación de cada uno de ellos, y por tanto acotando la potencia eléctrica proporcionada a cada uno de ellos.

No existe una receta para elegir la topología, la pendiente o la combinación de los filtros de cruce, ya que la suma en el medio acústico vendrá determinada tanto por los ajustes de filtrado, como por la respuesta de la transducción electromecánica de los altavoces. La función de transferencia eléctrica de los amplificadores es por lo general plana en módulo y fase, por lo que su aportación a la respuesta conjunta es despreciable (salvo en términos de ganancia).

La combinación de filtros de diferentes órdenes en cada canal de procesado permite crear un divisor espectral asimétrico, lo que en muchos casos puede resultar ser una decisión acertada cuando las respuestas individuales de los transductores tienen distintas pendientes en las zonas de radiación común.

Cada canal de procesamiento incluye el parámetro de polaridad, con las posiciones normal e invertida. Cuando la polaridad del canal es normal, la señal no sufre alteración alguna. Cuando la polaridad se invierte se introducen, para cada frecuencia, 180° de adición a los valores de fase. La teoría de filtros dice que las combinaciones de ciertos órdenes requieren inversión de polaridad en una de las vías para obtener suma eléctrica a la frecuencia de cruce y alrededores. Esto se debe a que en esta zona la influencia de ambos, tanto en módulo como en fase, es equivalente, por lo que la fase relativa entre dos canales ha de permanecer en el rango en el que se produzca suma. Fuera de la zona de cruce, la respuesta de fase relativa queda aislada de una de las vías y se transforma en la respuesta de fase de la vía en cargo de ese rango.

La frecuencia de cruce viene determinada por los niveles en las bandas adyacentes, cuyos valores en módulo han de ser equivalentes. En general, los valores de fase relativa han de ser nulos a la frecuencia de cruce para que se produzca adición y se obtenga respuesta plana en esta zona, aunque esto no se cumplirá para todas las topologías de los filtros utilizados. Existen excepciones como en los filtros Butterworth en los que puede producirse ganancia. A continuación se van a exponer, para sistemas de dos vías, las características de los filtros integrados en el procesador digital y las expresiones correspondientes a sus funciones de transferencia en el dominio analógico s (Laplace). Dichas expresiones estarán normalizadas a la frecuencia de cruce ω_c de la siguiente manera [31]:

$$s = \frac{j\omega}{\omega_c} \quad (3.3.1)$$

De este modo, cuando $s = j$ se estará a la frecuencia de cruce.

Filtros Butterworth:

Los filtros Butterworth son denominados funciones máximamente planas debido a que tienen una curva de respuesta suave, sin componentes de rizado ($\epsilon = 1$). Las funciones de transferencia que caracterizan estos filtros se componen de los polinomios de Butterworth en el denominador, y vienen determinadas en función del orden del filtro. Así, los órdenes pares obedecerán a características diferentes que los órdenes impares. La diferencia de fases viene determinada por la diferencia de fase en el numerador. A continuación se muestran las funciones de transferencia para los órdenes impares, donde $K = 2r + 1$ corresponde con el orden de los filtros, y r es un número entero desde cero en adelante:

$$H_L(s) = \frac{1}{B_{2r+1}(s)} \quad (3.3.2)$$

$$H_H(s) = \frac{(-1)^r s^{2r+1}}{B_{2r+1}(s)}$$

(3.3.3)

En las funciones de transferencia de orden par $K = 2r$, y r es un número entero desde uno en adelante:

$$H_L(s) = \frac{1}{B_{2r}(s)}$$

(3.3.4)

$$H_H(s) = \frac{(-1)^r s^{2r}}{B_{2r}(s)}$$

(3.3.5)

El factor -1 indica la polaridad correcta en cada vía para que se produzca suma en la región de cruce, para cada uno de los órdenes. Pese a lo definido en las expresiones anteriores, la inversión de polaridad puede hacerse en cualquiera de los dos canales cuando sea requerido ya que el efecto será el mismo si se mantiene el otro canal con polaridad normal. A continuación se muestran algunos polinomios de Butterworth normalizados:

$$B_1(s) = s + 1$$

$$B_2(s) = s^2 + \sqrt{2}s + 1$$

$$B_3(s) = (s + 1)(s^2 + s + 1)$$

$$B_4(s) = (s^2 + 1.848s + 1)(s^2 + 0.7654s + 1)$$

$$B_5(s) = (s + 1)(s^2 + 1.618s + 1)(s^2 + 0.6180s + 1)$$

$$B_6(s) = (s^2 + 1.932s + 1)(s^2 + \sqrt{2}s + 1)(s^2 + 0.5176s + 1)$$

(3.3.6)

La principal característica de los filtros Butterworth, sin tener en cuenta el orden, es que el cruce se realiza a -3dB.

Las características principales de los filtros de orden impar son:

- Respuesta conjunta paso todo: $|H(\omega)| = |H_L(\omega) + H_H(\omega)| = 1$ (0 dB)

- Fase relativa en cuadratura: $\angle H_L(j\omega) - \angle H_H(j\omega) = \pi/2$ (90°)
- Sin la polaridad indicada se produce cancelación en la frecuencia de cruce.

Las características principales de los filtros de orden par son:

- La respuesta conjunta no es paso todo: $|H(\omega_c)| = |H_L(\omega_c) + H_H(\omega_c)| = \sqrt{2}$ (+3 dB)
- Fase relativa nula: $\angle H_L(j\omega) - \angle H_H(j\omega) = 0$
- Sin la polaridad indicada se produce cancelación en la frecuencia de cruce.

Los filtros Butterworth disponibles en el procesador son los siguientes:

- Primer orden: -6dB/Octava.
- Segundo orden: -12dB/Octava.
- Tercer orden: -18dB/Octava.
- Cuarto orden: -24dB/Octava.
- Octavo orden: -48dB/Octava.

Primer orden:

$$H_L(s) = \frac{1}{s+1} ; \quad H_H(s) = \frac{s}{s+1}$$

$$H(s) = H_L(s) + H_H(s) = 1$$

A la frecuencia de cruce, y según la normalización establecida en 3.3.1, se tiene:

$$|H_L(s=j)| = \left| \frac{1}{j+1} \right| = \frac{1}{\sqrt{1^2+1^2}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \equiv -3\text{dB}$$

$$|H_H(s=j)| = \left| \frac{j}{j+1} \right| = \frac{1}{\sqrt{1^2+1^2}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \equiv -3\text{dB}$$

$$|H(s=j)| = \left| \frac{1+j}{j+1} \right| = \frac{\sqrt{1^2+1^2}}{\sqrt{1^2+1^2}} = 1 \equiv 0\text{dB}$$

$$\angle H_H(s=j\omega) - \angle H_L(s=j\omega) = \angle(j\omega) - \angle 1 = \frac{\pi}{2} - 0 = \frac{\pi}{2} (90^\circ)$$

Características:

- La fase relativa es constante a 90° para todo el rango de frecuencias (fases en cuadratura).

- Las polaridades son normales para ambas vías.
- La respuesta conjunta en la zona de solapado es de tipo paso todo.
- La respuesta en fase conjunta es lineal para todo el rango.

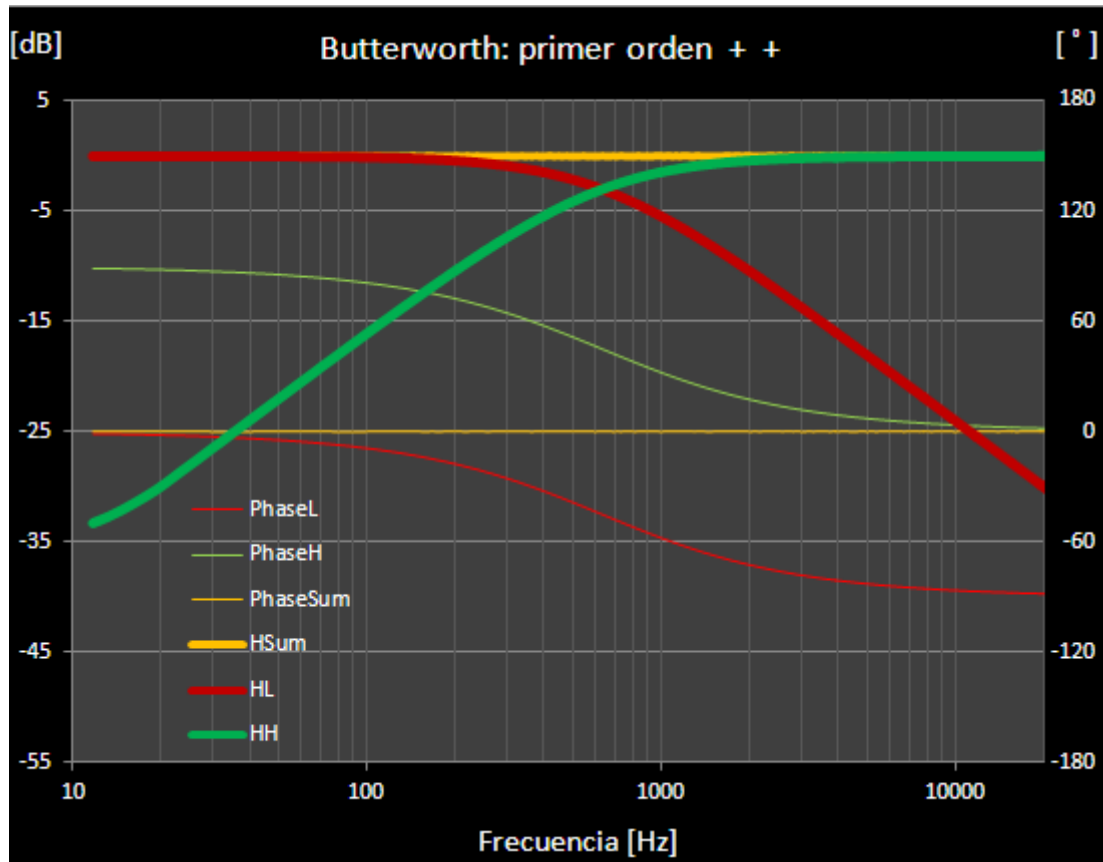


Figura 3.3.1: Configuración de filtrado Butterworth de primer orden.

Segundo orden:

$$H_L(s) = \frac{1}{s^2 + \sqrt{2}s + 1} ; \quad H_H(s) = \frac{-s^2}{s^2 + \sqrt{2}s + 1}$$

$$H(s) = H_L(s) + H_H(s) = \frac{1 - s^2}{s^2 + \sqrt{2}s + 1}$$

A la frecuencia de cruce se tiene:

$$|H_L(s = j)| = \left| \frac{1}{j^2 + \sqrt{2}j + 1} \right| = \frac{1}{\sqrt{2}} \equiv -3\text{dB}$$

$$|H_H(s = j)| = \left| \frac{-j^2}{j^2 + \sqrt{2}j + 1} \right| = \frac{1}{\sqrt{2}} \equiv -3\text{dB}$$

$$|H(s = j)| = \left| \frac{1 - j^2}{j^2 + \sqrt{2}j + 1} \right| = \frac{2}{\sqrt{2}} = \sqrt{2} \equiv +3\text{dB}$$

$$\angle H_H(s = j\omega) - \angle H_L(s = j\omega) = \angle -(j\omega)^2 - \angle 1 = \angle \omega^2 - \angle 1 = 0$$

Características:

- La fase relativa es nula para todo el rango de frecuencias (con la polaridad indicada).
- La polaridad en la vía de agudos es invertida.
- La respuesta conjunta en la zona de solapado no es de tipo paso todo y proporciona 3dB de ganancia, por ser el cruce a -3 dB y la fase relativa nula.
- La respuesta en fase conjunta es no lineal con la frecuencia y es equivalente a las individuales.

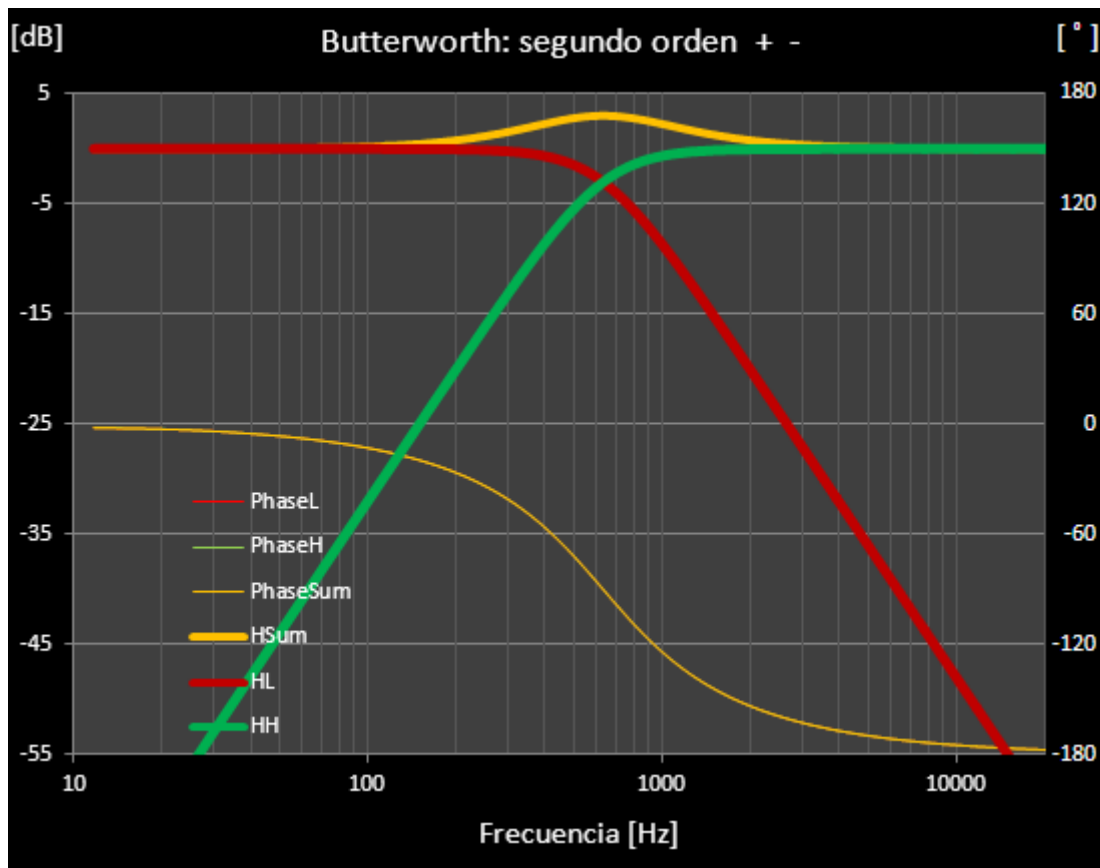


Figura 3.3.2: Configuración de filtrado Butterworth de segundo orden.

Si las polaridades obtenidas no se respetan existirá cancelación a la frecuencia de cruce ya que la diferencia de fase será de 180° para todo el rango de frecuencias:

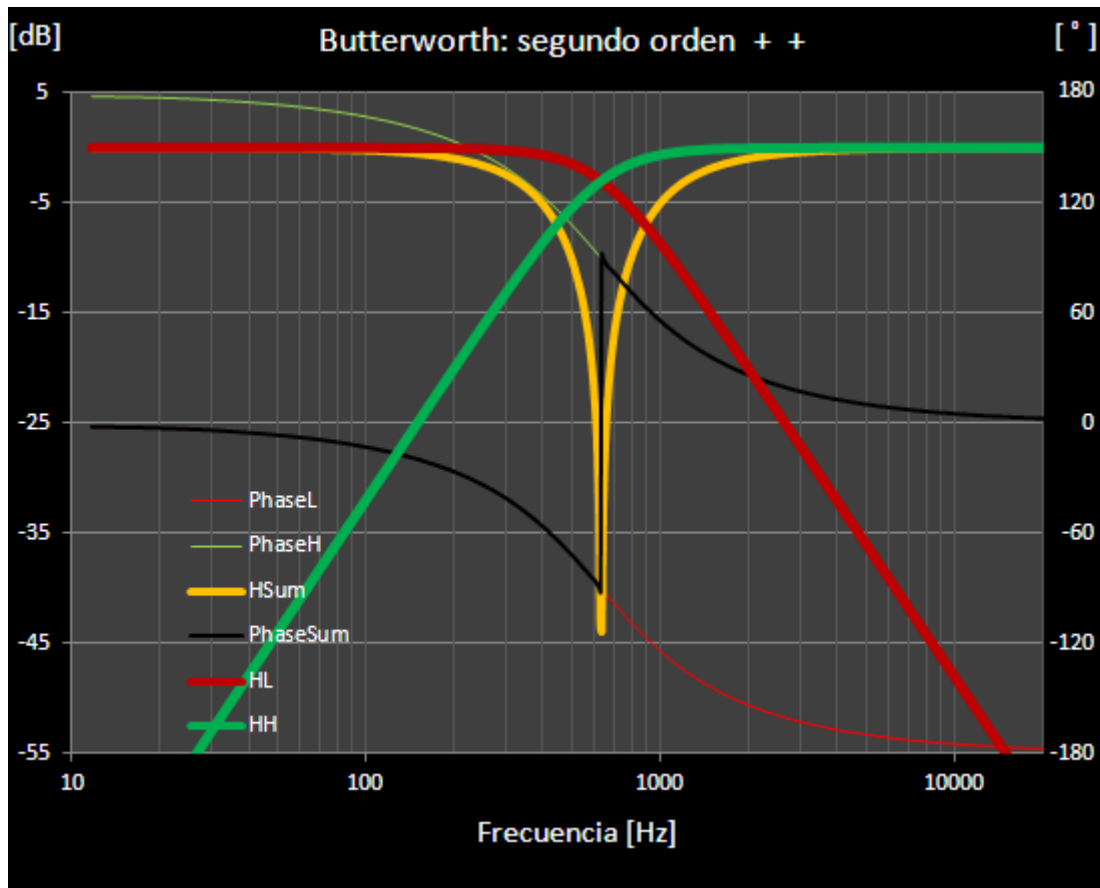


Figura 3.3.3: Configuración de filtrado Butterworth de segundo orden con la polaridad contraria a la indicada.

Tercer orden:

$$H_L(s) = \frac{1}{s^3 + 2s^2 + 2s + 1} ; \quad H_H(s) = \frac{-s^3}{s^3 + 2s^2 + 2s + 1}$$

$$H(s) = H_L(s) + H_H(s) = \frac{1 - s^3}{s^3 + 2s^2 + 2s + 1} = \frac{(-s + 1)(s^2 + s + 1)}{(s + 1)(s^2 + s + 1)} = \frac{(-s + 1)}{(s + 1)}$$

A la frecuencia de cruce se tiene:

$$|H_L(s = j)| = \left| \frac{1}{j^3 + 2j^2 + 2j + 1} \right| = \left| \frac{1}{j - 1} \right| = \frac{1}{\sqrt{2}} \equiv -3\text{dB}$$

$$|H_H(s = j)| = \left| \frac{-j^3}{j^3 + 2j^2 + 2j + 1} \right| = \frac{1}{\sqrt{2}} \equiv -3\text{dB}$$

$$|H(s = j)| = \left| \frac{1 - j}{j + 1} \right| = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{2}} = 1 \equiv 0\text{dB}$$

$$\angle H_H(s = j\omega) - \angle H_L(s = j\omega) = \angle j\omega^3 - \angle 1 = \frac{\pi}{2} - 0 = \frac{\pi}{2} (90^\circ)$$

Características:

- La fase relativa es constante a 90° para todo el rango de frecuencias (cuadratura de fase). Fuera del solapado espectral equivale a la respuesta en fase de una de las vías.
- La polaridad en la vía de agudos es invertida
- La respuesta conjunta en la zona de solapado es de tipo paso todo por ser el cruce a -3 dB y mantenerse las respuestas de fase individuales en cuadratura para todo el rango de frecuencias.

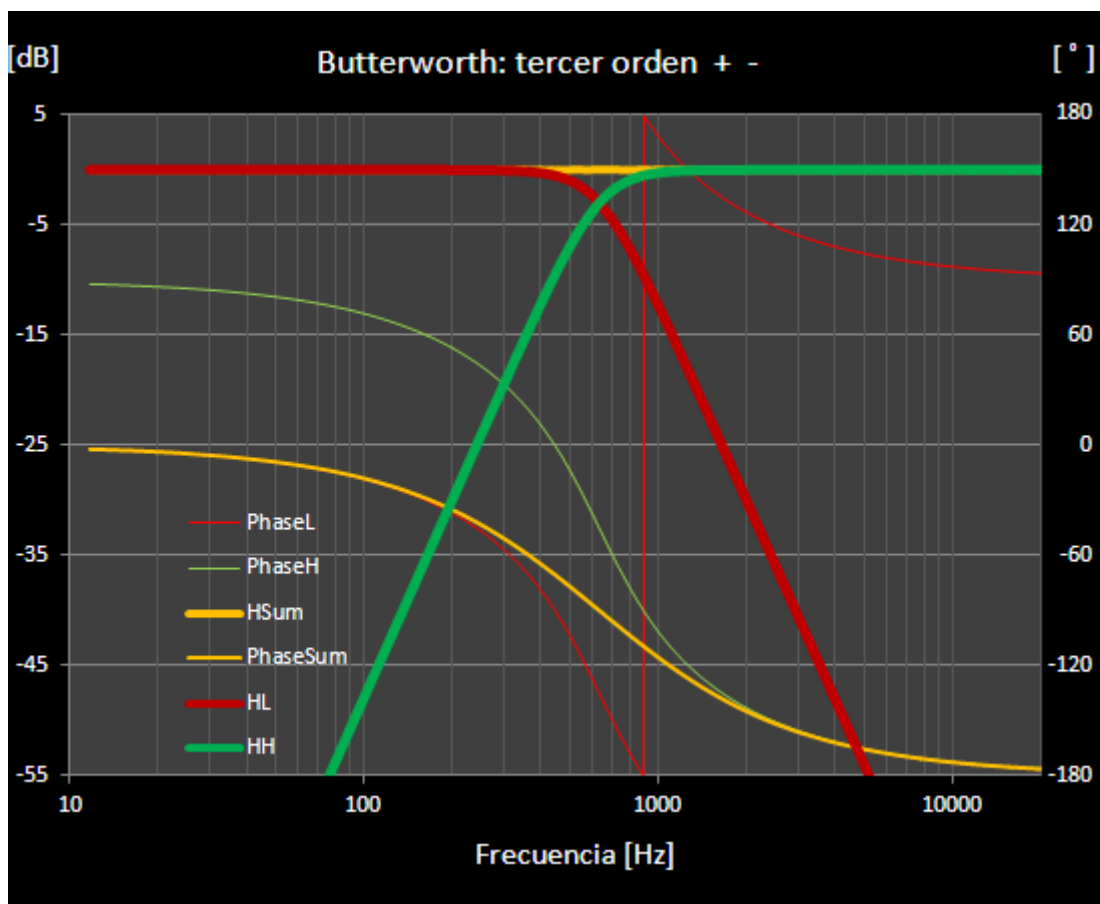


Figura 3.3.4: Configuración de filtrado Butterworth de tercer orden.

Cuarto orden:

$$H_L(s) = \frac{1}{s^4 + 2.613s^3 + 3.1414s^2 + 2.613s + 1}$$

$$H_H(s) = \frac{s^4}{s^4 + 2.613s^3 + 3.1414s^2 + 2.613s + 1}$$

$$H(s) = H_L(s) + H_H(s) = \frac{1 + s^4}{s^4 + 2.613s^3 + 3.1414s^2 + 2.613s + 1}$$

A la frecuencia de cruce se tiene:

$$|H_L(s = j)| = \left| \frac{1}{j^4 + 2.613j^3 + 3.1414j^2 + 2.613j + 1} \right| = \frac{1}{\sqrt{2}} \equiv -3\text{dB}$$

$$|H_H(s = j)| = \left| \frac{j^4}{j^4 + 2.613j^3 + 3.1414j^2 + 2.613j + 1} \right| = \frac{1}{\sqrt{2}} \equiv -3\text{dB}$$

$$|H(s = j)| = \left| \frac{1 + j^4}{j^4 + 2.613j^3 + 3.1414j^2 + 2.613j + 1} \right| = \sqrt{2} \equiv +3\text{dB}$$

$$\angle H_H(s = j\omega) - \angle H_L(s = j\omega) = \angle (j\omega)^4 - \angle 1 = \angle \omega^4 - \angle 1 = 0$$

Características:

- Misma polaridad en ambas vías.
- La fase relativa es nula para todo el rango de frecuencias.
- La respuesta conjunta en la zona de solapado no es de tipo paso todo y proporciona 3dB de ganancia por ser el cruce a -3 dB y por mantenerse en fase las respuestas de fase de cada vía.
- La respuesta en fase conjunta es equivalente a las individuales para todo el rango de frecuencias.

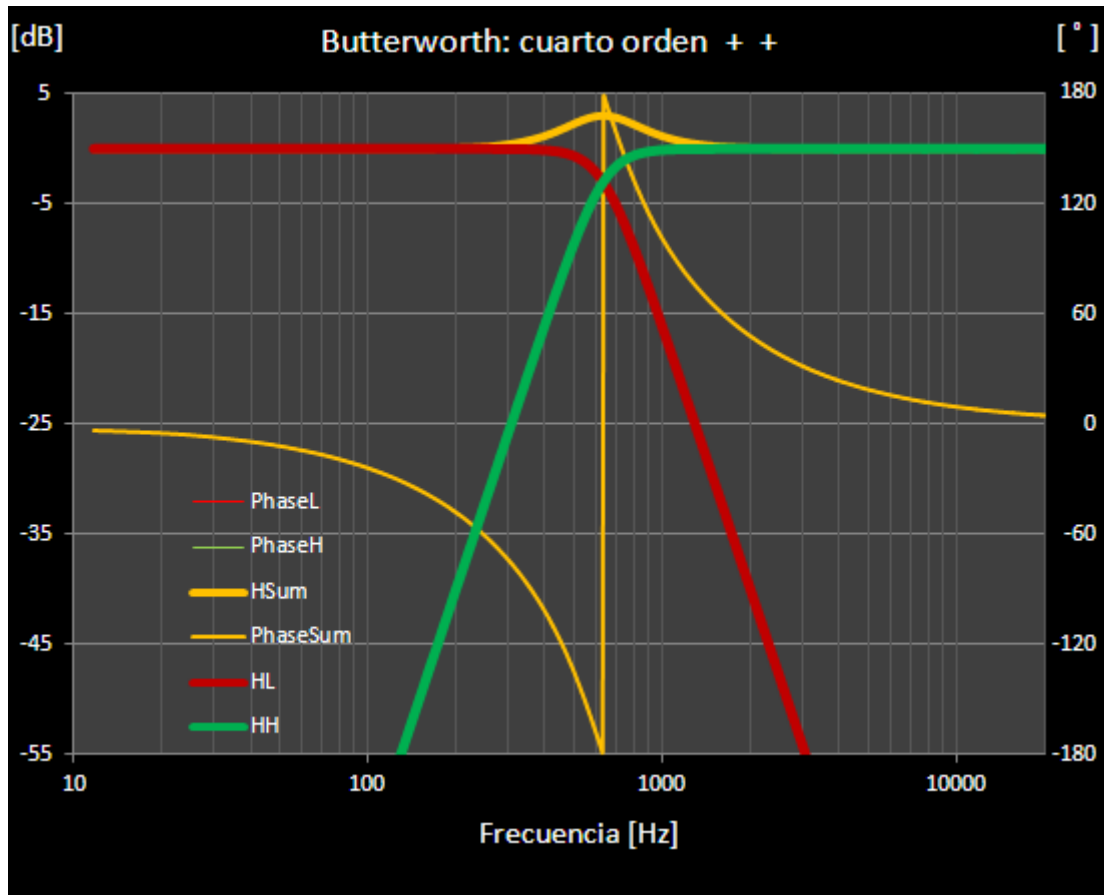


Figura 3.3.5: Configuración de filtrado Butterworth de cuarto orden.

Octavo orden:

$$H_L(s) = \frac{1}{s^8 + 5.126s^7 + 13.137s^6 + 21.846s^5 + 25.688s^4 + 21.846s^3 + 13.137s^2 + 5.126s + 1}$$

$$H_H(s) = \frac{s^8}{s^8 + 5.126s^7 + 13.137s^6 + 21.846s^5 + 25.688s^4 + 21.846s^3 + 13.137s^2 + 5.126s + 1}$$

$$H(s) = H_L(s) + H_H(s) = \frac{1 + s^8}{s^8 + 5.126s^7 + 13.137s^6 + 21.846s^5 + 25.688s^4 + 21.846s^3 + 13.137s^2 + 5.126s + 1}$$

A la frecuencia de cruce se tiene:

$$\begin{aligned}
 |H_L(s = j)| &= \\
 &= \left| \frac{1}{1 - 13.137 + 25.688 - 13.137 + 1 + j(-5.126 + 21.846 - 21.846 + 5.126)} \right| = \\
 &= \frac{1}{1.4125} \cong \frac{1}{\sqrt{2}} \equiv -3\text{dB}
 \end{aligned}$$

$$|H_H(s = j)| \cong \frac{1}{\sqrt{2}} \equiv -3\text{dB}$$

$$|H(s = j)| \cong \sqrt{2} \equiv +3\text{dB}$$

$$\angle H_H(s = j\omega) - \angle H_L(s = j\omega) = \angle(j\omega)^8 - \angle 1 = \angle \omega^8 - \angle 1 = 0$$

Características:

- Misma polaridad en ambas vías.
- La respuesta conjunta en la zona de solapado no es de tipo paso todo y proporciona 3dB de ganancia, por ser el cruce a -3 dB y estar en fase las respuestas individuales.
- La fase relativa es nula para todo el rango de frecuencias.
- La respuesta en fase conjunta es equivalente a las individuales para todo el rango de frecuencias.

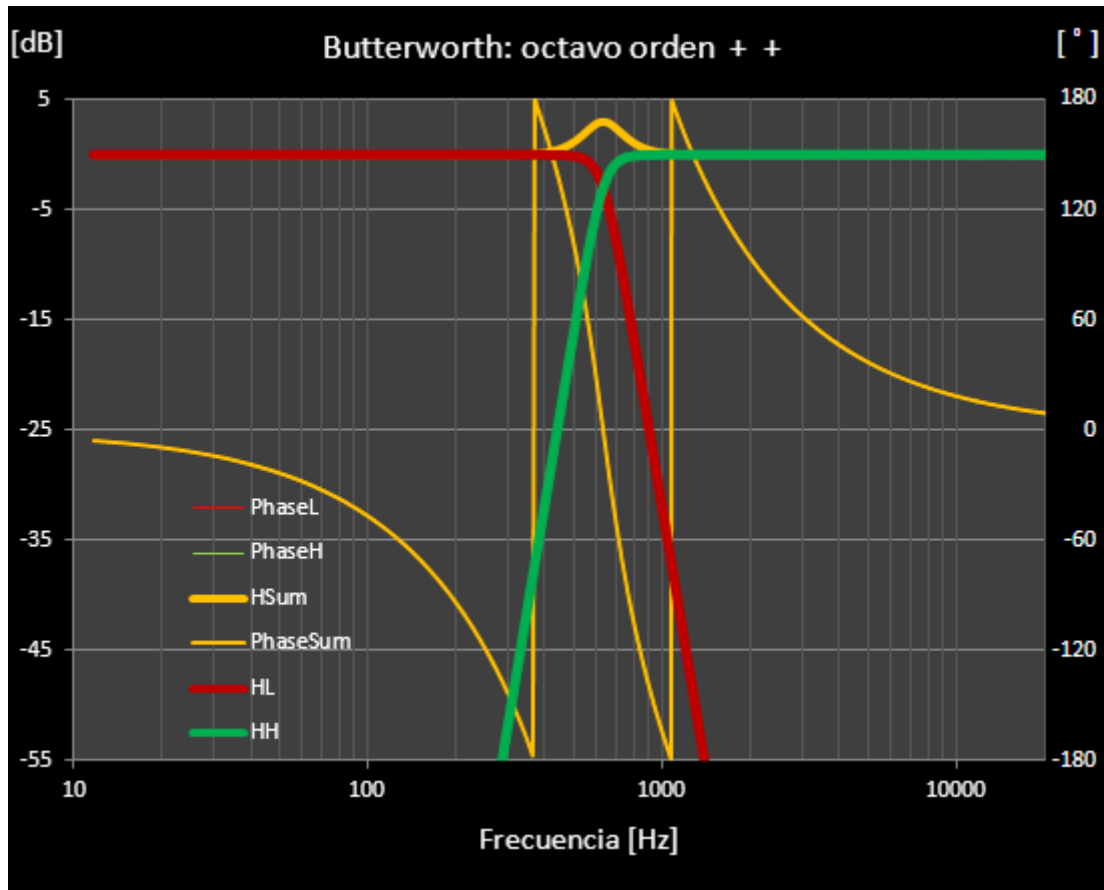


Figura 3.3.6: Configuración de filtrado Butterworth de octavo orden.

Filtros Linkwitz-Riley:

Las funciones de transferencia Linkwitz-Riley equivalen a dos filtros Butterworth idénticos en serie, por lo que sólo existen órdenes pares, con $K = 2r$, expresados igualmente en el dominio de Laplace. Las funciones de transferencia para dos vías se muestran a continuación:

$$H_L(s) = \frac{1}{[B_r(s)]^2} = \frac{1}{L_{2r}(s)} \quad (3.3.7)$$

$$H_H(s) = \frac{(-1)^r s^{2r}}{[B_r(s)]^2} = \frac{(-1)^r s^{2r}}{L_{2r}(s)} \quad (3.3.8)$$

A continuación se muestran algunos polinomios de Linkwitz-Riley normalizados:

$$L_2(s) = (s + 1)^2 = s^2 + 2s + 1$$

$$L_4(s) = (s^2 + \sqrt{2}s + 1)^2 = s^4 + 2\sqrt{2}s^3 + 4s^2 + 2\sqrt{2}s + 1$$

$$L_6(s) = (s^3 + 2s^2 + 2s + 1)^2 = s^6 + 4s^5 + 8s^4 + 10s^3 + 8s^2 + 4s + 1$$

Las características principales de los filtros son las siguientes:

- Respuesta conjunta paso todo: $|H(\omega)| = |H_L(\omega) + H_H(\omega)| = 1$ (0 dB)
- Fase relativa nula: $\angle H_L(j\omega) - \angle H_H(j\omega) = 0$
- Se cruzan a -6dB: $|H_L(\omega_c)| = |H_H(\omega_c)| = 1/2 \equiv -6\text{dB}$
- Sin la polaridad indicada se produce cancelación en la frecuencia de cruce.

Los filtros Linkwitz-Riley disponibles en el procesador son los siguientes:

- Segundo orden: -12dB/Octava.
- Cuarto orden: -24dB/Octava.
- Octavo orden: -48dB/Octava.

Segundo orden:

$$H_L(s) = \frac{1}{(s+1)^2} ; \quad H_H(s) = \frac{-s^2}{(s+1)^2}$$

$$H(s) = H_L(s) + H_H(s) = \frac{1-s^2}{(s+1)^2} = \frac{(s+1)(-s+1)}{(s+1)^2} = \frac{-s+1}{s+1}$$

A la frecuencia de cruce, y según la normalización establecida en 3.3.1, se tiene:

$$|H_L(s=j)| = \left| \frac{1}{(j+1)^2} \right| = \frac{1}{|j+1|^2} = \frac{1}{2} \equiv -6\text{dB}$$

$$|H_H(s=j)| = \left| \frac{-j^2}{(j+1)^2} \right| = \frac{1}{|j+1|^2} = \frac{1}{2} \equiv -6\text{dB}$$

$$|H(s=j)| = \left| \frac{1-j}{j+1} \right| = \frac{\sqrt{1^2+1^2}}{\sqrt{1^2+1^2}} = 1 \equiv 0\text{dB}$$

$$\angle H_H(s=j\omega) - \angle H_L(s=j\omega) = \angle -(j\omega)^2 - \angle 1 = \angle \omega^2 - \angle 1 = 0$$

Características:

- La fase relativa es nula para todo el rango de frecuencias y es equivalente a las individuales para todo el rango de frecuencias.
- La polaridad en la vía de agudos es invertida
- La respuesta conjunta en la zona de solapado es de tipo paso todo.

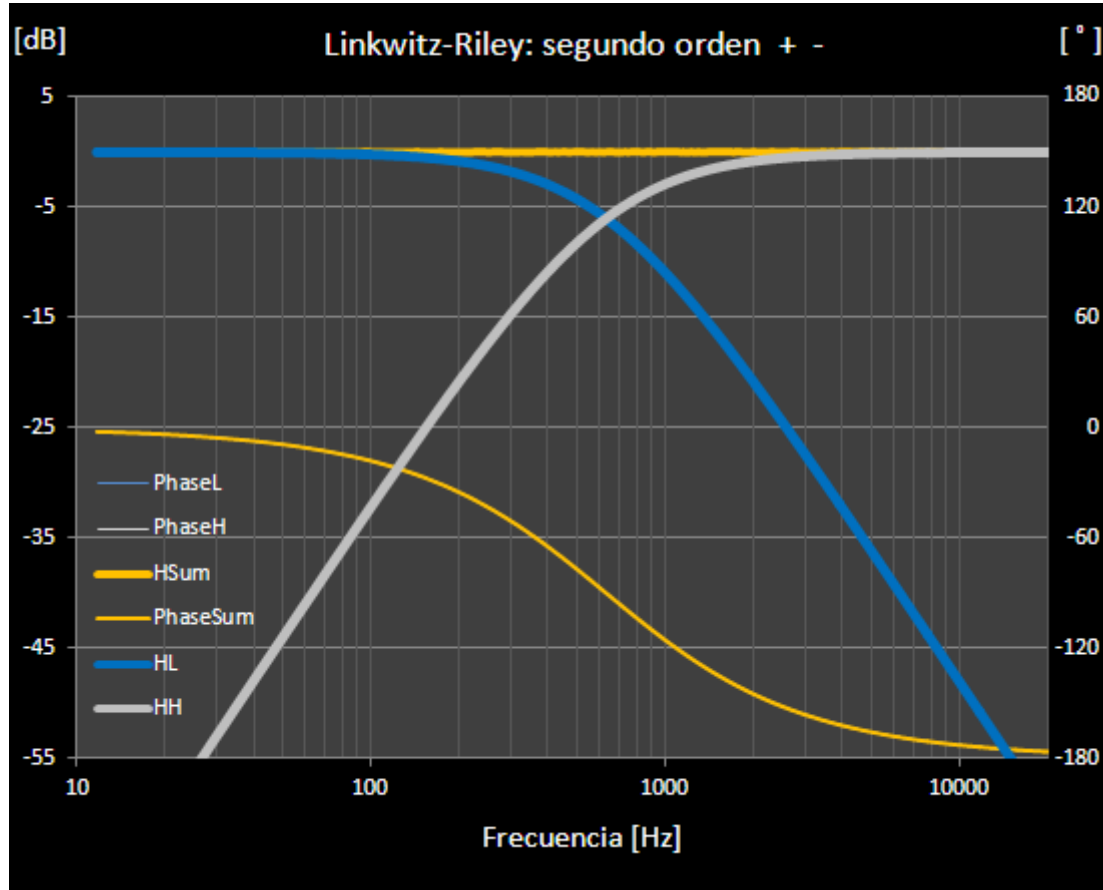


Figura 3.3.7: Configuración de filtrado Linkwitz-Riley de segundo orden.

Cuarto orden:

$$H_L(s) = \frac{1}{(s^2 + \sqrt{2}s + 1)^2} ; \quad H_H(s) = \frac{s^4}{(s^2 + \sqrt{2}s + 1)^2}$$

$$\begin{aligned} H(s) = H_L(s) + H_H(s) &= \frac{1 + s^4}{(s^2 + \sqrt{2}s + 1)^2} = \frac{(s^2 + \sqrt{2}s + 1)(s^2 - \sqrt{2}s + 1)}{(s^2 + \sqrt{2}s + 1)^2} = \\ &= \frac{s^2 - \sqrt{2}s + 1}{s^2 + \sqrt{2}s + 1} \end{aligned}$$

A la frecuencia de cruce se tiene:

$$|H_L(s = j)| = \left| \frac{1}{(j^2 + \sqrt{2}j + 1)^2} \right| = \frac{1}{2} \equiv -6\text{dB}$$

$$|H_H(s = j)| = \left| \frac{j^4}{(j^2 + \sqrt{2}j + 1)^2} \right| = \frac{1}{2} \equiv -6\text{dB}$$

$$|H(s = j)| = \left| \frac{1 + j^4}{(j^2 + \sqrt{2}j + 1)^2} \right| = \frac{2}{2} = 1 \equiv +0\text{dB}$$

$$\angle H_H(s = j\omega) - \angle H_L(s = j\omega) = \angle -(j\omega)^4 - \angle 1 = \angle \omega^4 - \angle 1 = 0$$

Las características son exactamente las mismas que para los filtros de segundo orden, salvo que la polaridad no se invierte en la vía de agudos:

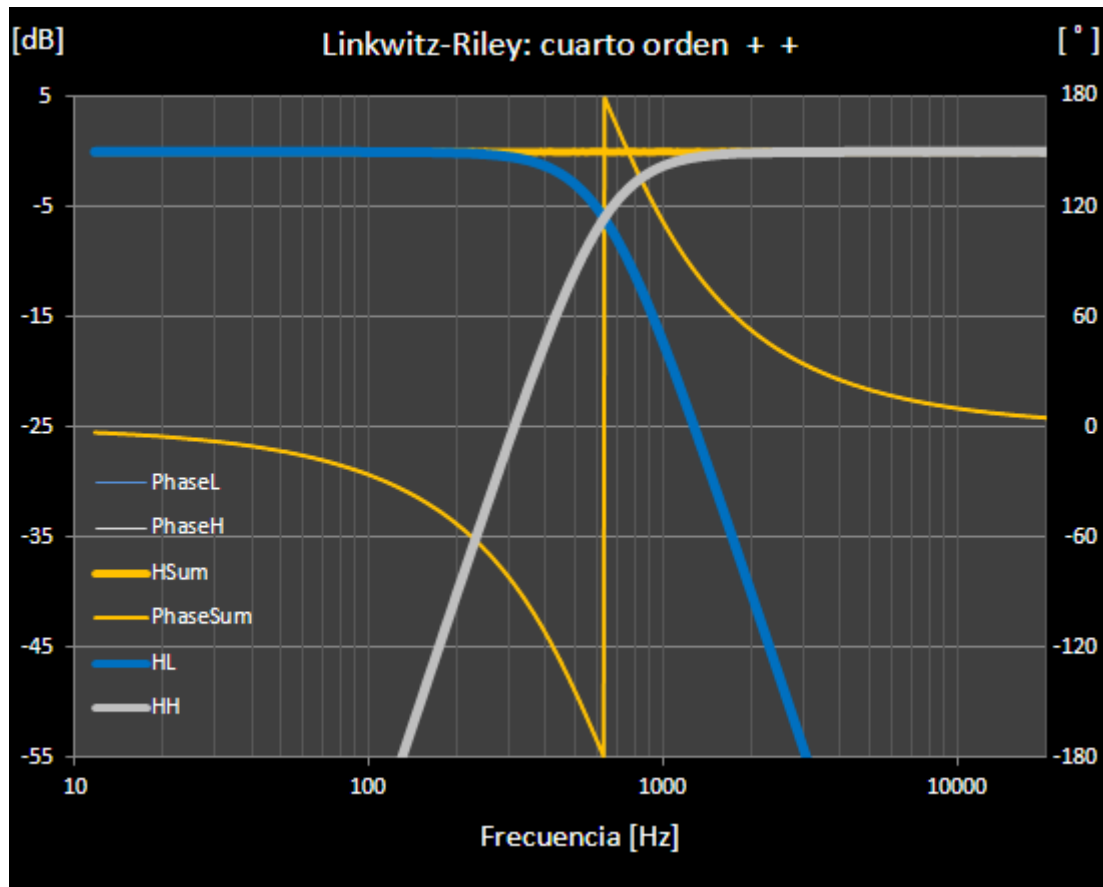


Figura 3.3.8: Configuración de filtrado Linkwitz-Riley de cuarto orden.

Octavo orden:

$$H_L(s) = \frac{1}{(s^4 + 3.696s^3 + 5.415s^2 + 3.696s + 1)(s^4 + 1.531s^3 + 2.586s^2 + 1.531s + 1)}$$

$$H_H(s) = \frac{s^8}{(s^4 + 3.696s^3 + 5.415s^2 + 3.696s + 1)(s^4 + 1.531s^3 + 2.586s^2 + 1.531s + 1)}$$

$$H(s) = H_L(s) + H_H(s) = \frac{1 + s^8}{(s^4 + 3.696s^3 + 5.415s^2 + 3.696s + 1)(s^4 + 1.531s^3 + 2.586s^2 + 1.531s + 1)}$$

$$\begin{aligned} |H_L(s = j)| &= \left| \frac{1}{(1 - 3.696j - 5.415 + 3.696j + 1)(1 - 1.531j - 2.586 + 1.531j + 1)} \right| = \\ &= \left| \frac{1}{(-0.586)(-3.415)} \right| = \frac{1}{2} \equiv -6\text{dB} \end{aligned}$$

$$|H_H(s = j)| = \frac{1}{2} \equiv -6\text{dB}$$

$$|H(s = j)| = 1 \equiv 0\text{dB}$$

$$\angle H_H(s = j\omega) - \angle H_L(s = j\omega) = \angle (j\omega)^8 - \angle 1 = \angle \omega^8 - \angle 1 = 0$$

Las características que presentan los filtros en este orden son las mismas que para los de cuarto orden.

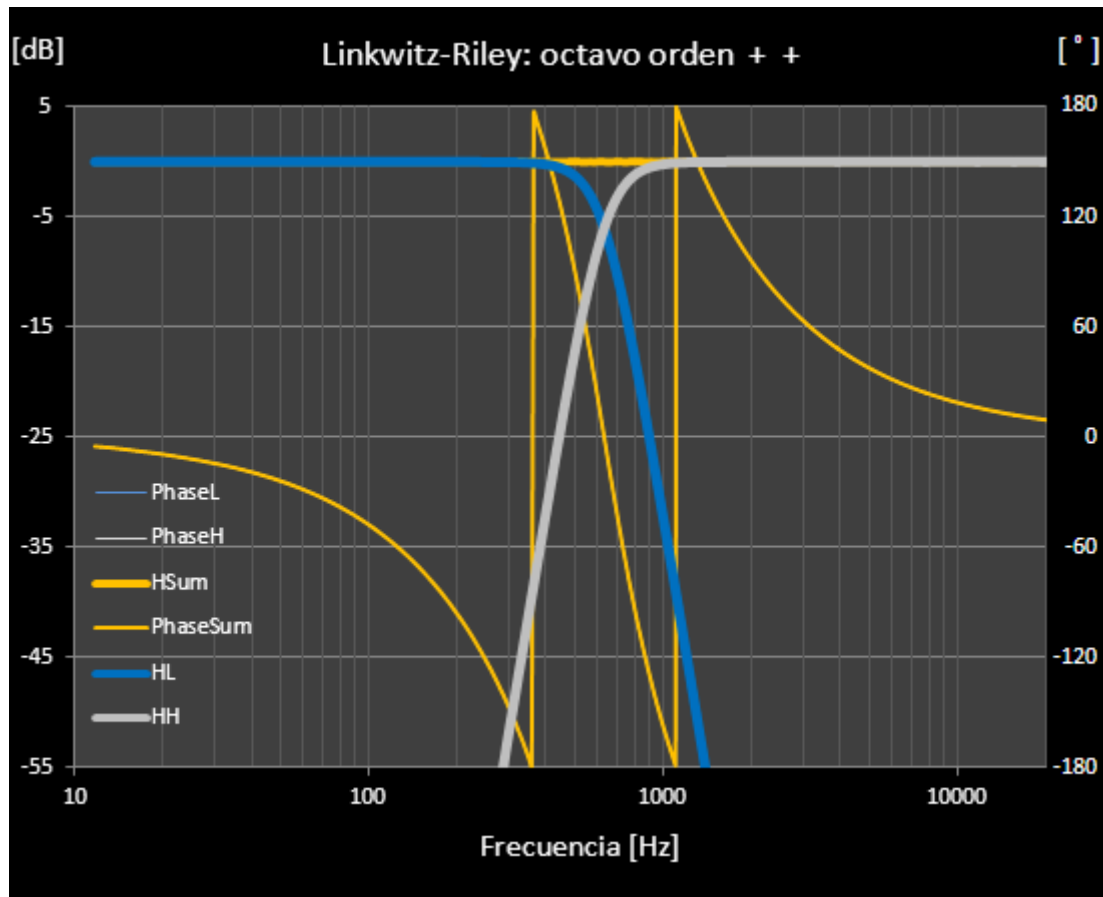


Figura 3.3.9: Configuración de filtrado Linkwitz-Riley de octavo orden.

Filtros Bessel:

Las funciones de transferencia de los filtros Bessel se encuentran a medio camino entre las de Butterworth y Linkwitz-Riley. La principal ventaja que presentan es un retardo de grupo más constante con la frecuencia, con lo que proporcionan una mejor respuesta a transitorios, en detrimento de las respuestas en módulo en la zona de solapado. Por ello, se dice que no son paso todo. Sin embargo, en los casos de segundo y cuarto orden, la fase relativa es nula en todo el rango con lo que la respuesta en fase combinada es la misma que las respuestas individuales.

Los filtros Bessel disponibles en el procesador son los siguientes:

- Segundo orden: -12dB/Octava.
- Cuarto orden: -24dB/Octava.

Existen ciertas normalizaciones que permiten adaptar las respuestas de los filtros a ciertas condiciones. Es posible sustituir la variable s por un coeficiente dependiente del orden del filtro, para ajustar la respuesta en el cruce. El ajuste del cruce a -3 dB proporciona una respuesta plana en el cruce.

Sin embargo, la respuesta polar queda muy pobre. Si se ajusta el cruce más abajo no se conseguirán respuestas planas en el solapamiento, pero sí se podrán obtener respuestas polares más satisfactorias, y retardos de grupo más suaves. Por lo tanto, no será posible obtener estos tres parámetros a la vez.

Segundo orden:

$$H_L(s) = \frac{1}{s^2 + \sqrt{3}s + 1} ; \quad H_H(s) = \frac{-s^2}{s^2 + \sqrt{3}s + 1}$$

$$H(s) = \frac{1 - s^2}{s^2 + \sqrt{3}s + 1}$$

$$|H_L(s = j)| = \left| \frac{1}{j^2 + \sqrt{3}j + 1} \right| = \frac{1}{\sqrt{3}} = -4.77\text{dB}$$

$$|H_H(s = j)| = \left| \frac{j^2}{j^2 + \sqrt{3}j + 1} \right| = \frac{1}{\sqrt{3}} = -4.77\text{dB}$$

$$|H(s = j)| = \left| \frac{1 - j^2}{j^2 + \sqrt{3}j + 1} \right| = \frac{2}{\sqrt{3}} = +1.25\text{dB}$$

Si aplicamos la siguiente sustitución se consigue respuesta plana en la zona de cruce:

$$s \rightarrow \frac{s}{0.51}$$

(3.3.8):

De este modo:

$$|H(s = j)| = \left| \frac{1 - \frac{j^2}{0.51^2}}{\frac{j^2}{0.51^2} + \sqrt{3} \frac{j}{0.51} + 1} \right| \approx 1.09 \cong +0.78\text{dB}$$

$$\angle H_H(s = j\omega) - \angle H_L(s = j\omega) = \angle -(j\omega)^2 - \angle 1 = \angle \omega^2 - \angle 1 = 0$$

Características:

- La fase relativa es nula para todo el rango de frecuencias, siendo prácticamente equivalente a las individuales.
- La polaridad en la vía de agudos es invertida

- La respuesta conjunta en la zona de solapado es prácticamente de tipo paso todo.

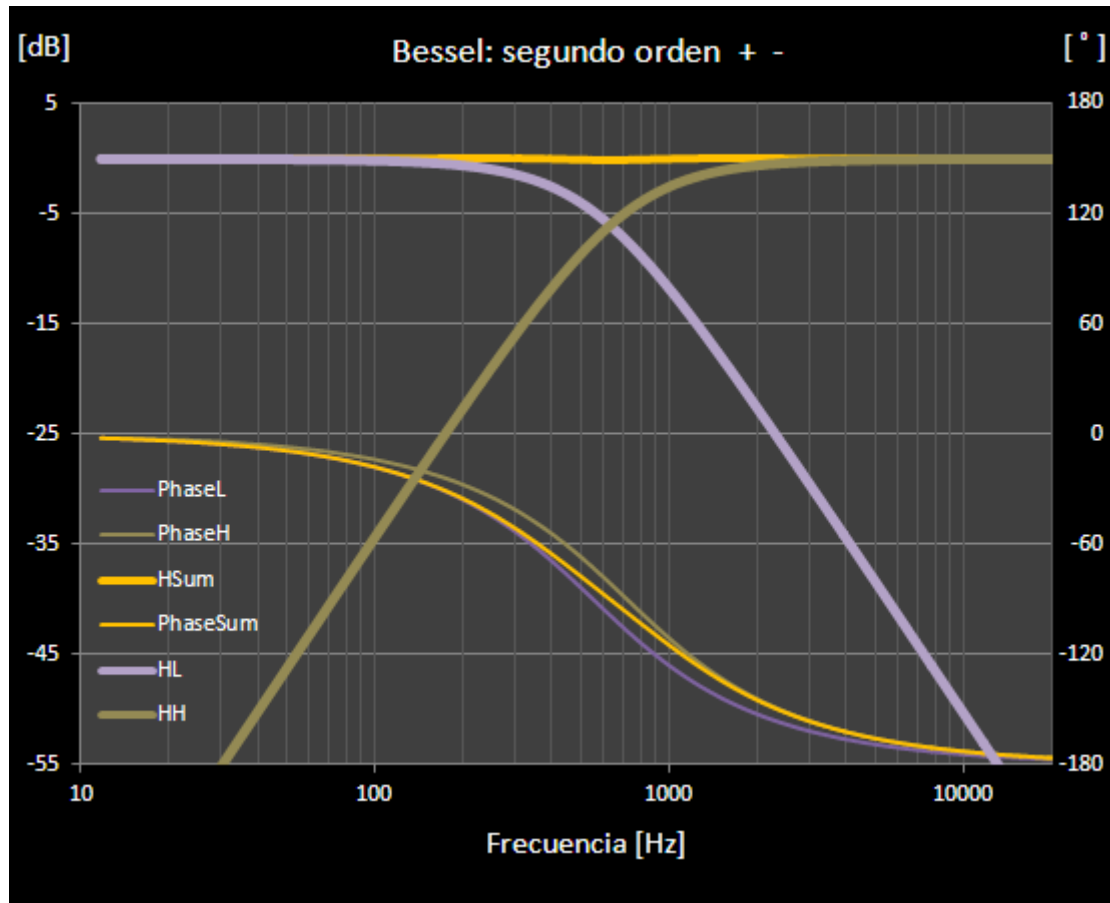


Figura 3.3.10: Configuración de filtrado Bessel de segundo orden.

Cuarto orden:

$$H_L(s) = \frac{1}{1.05s^4 + 3.24s^3 + 4.5s^2 + 3.24s + 1}$$

$$H_H(s) = \frac{s^4}{s^4 + 3.24s^3 + 4.5s^2 + 3.24s + 1.05}$$

Si aplicamos la siguiente sustitución se consigue respuesta plana en la zona de cruce:

$$s \rightarrow \frac{s}{0.40} \quad (3.3.9)$$

De este modo:

$$|H(s = j)| \cong 0\text{dB}$$

$$\angle H_H(s = j\omega) - \angle H_L(s = j\omega) = \angle -(j\omega)^4 - \angle 1 = \angle \omega^4 - \angle 1 = 0$$

Las características para este orden son las mismas que para el segundo orden, con la diferencia de que en este caso las polaridades son iguales para cada vía.

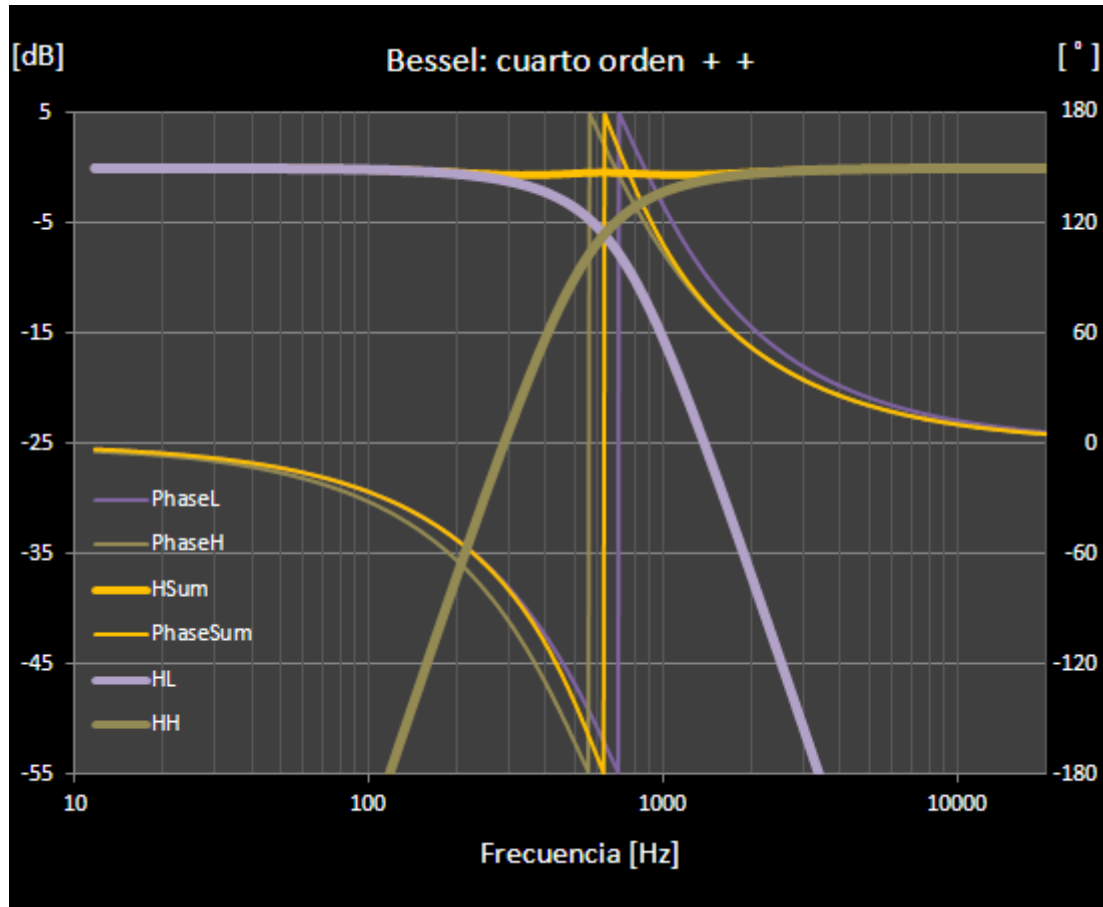


Figura 3.3.11: Configuración de filtrado Bessel de cuarto orden.

Filtros NTM:

Los filtros NTM (*Neville Thiele Method*), son filtros elípticos cuyos derechos pertenecen a la firma *Precision Audio Pty* (Australia) [32]. Por este motivo, es realmente complicado encontrar las expresiones que los caracterizan, por lo que serán descritos a partir de representaciones gráficas de las respuestas en módulo y fase respecto a la frecuencia.

Cada filtro de cruce se compone de una red de varios filtros combinada con un filtro tipo *notch*. El *notch* es un filtro tipo banda eliminada, cuya singularidad es que posee una cancelación extremadamente abrupta en un rango de frecuencias muy estrecho, por lo que son también llamados filtros ranura [33]. La combinación del *notch* y otros dos filtros paso bajo (o paso alto), permiten alcanzar pendientes elevadas en la banda de transición. En la banda atenuada, tras alcanzar el máximo valor de atenuación, la respuesta vuelve a incrementarse, produciéndose un pequeño lóbulo de insignificante valor.

Existen dos tipos de filtros NTM, los NTM36 y los NTM52, y consiguen atenuaciones en la banda de paso de 60 dB y 85 dB respectivamente. Los filtros NTM36 se basan en topologías de cuarto orden, mientras que los NTM52 se basan en las de octavo orden. A continuación se muestra la representación gráfica en módulo de dos filtros paso bajo tipo Linkwitz-Riley de cuarto orden y NTM36:

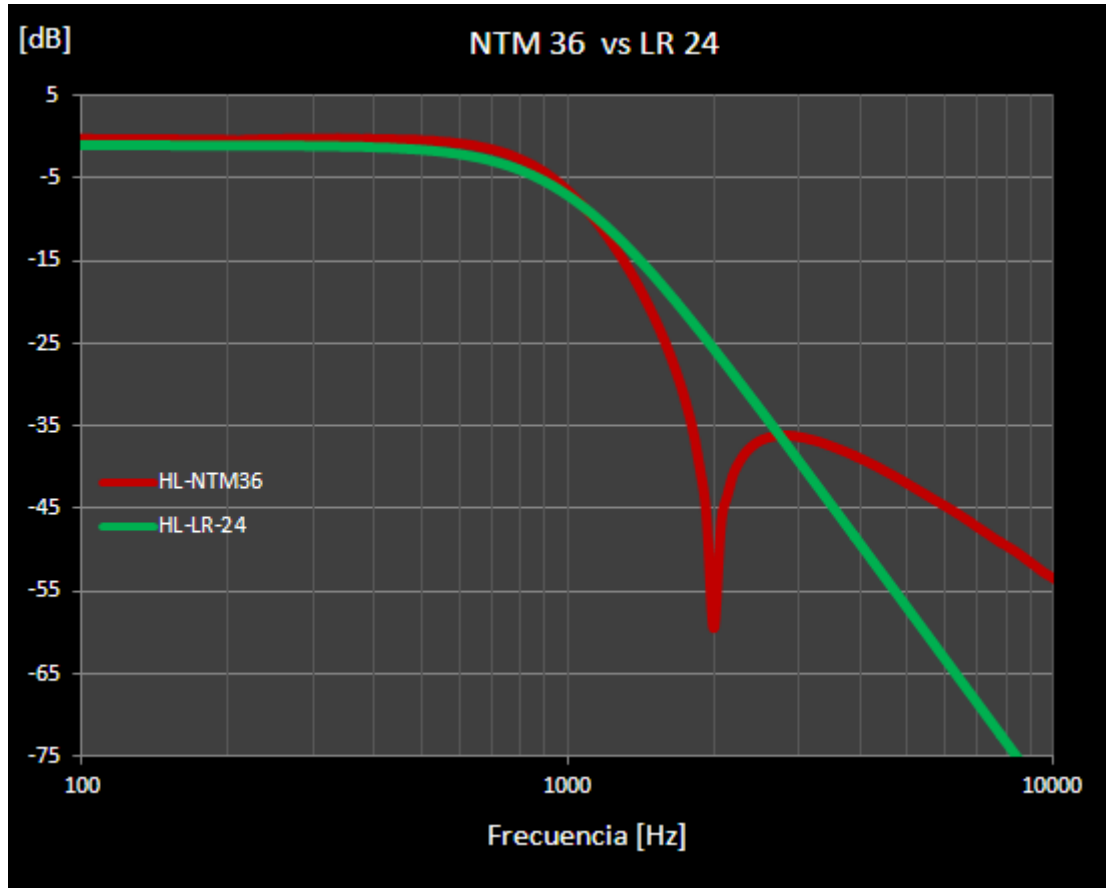


Figura 3.3.12: Comparación de filtros paso bajo de cuarto orden NTM36 y Linkwitz-Riley.

Para ambos filtros la frecuencia de cruce es 1kHz. Las diferencias y similitudes que se pueden establecer entre ambos filtros son las siguientes:

- En ambos filtros, el valor en módulo a la frecuencia de cruce es 6dB inferior al nivel en la banda de paso.
- Una octava más allá de la frecuencia de cruce, la respuesta en el NTM36 se ha atenuado cerca de 60 dB con respecto a la banda de paso. La respuesta del filtro Linkwitz-Riley de cuarto orden se ha atenuado tan sólo 24 dB.
- $\frac{1}{2}$ octava más arriba del *notch*, la respuesta del filtro NTM36 se ha incrementado hasta -36 dB y se iguala en nivel a la del Linkwitz-Riley.

- A partir de 1.5 octavas después de la frecuencia de cruce, el nivel del NTM36 cae a razón de aproximadamente 12 dB/octava, mientras que el Linkwitz-Riley prosigue su caída natural de 24 dB/octava.

Una vez comparados estos dos filtros, se van a caracterizar las bandas de transición y atenuada del paso bajo NTM36. Cada una de ellas realiza dos tramos, siendo para la banda de transición los siguientes:

- En el tramo que corresponde con la $\frac{1}{2}$ octava siguiente a la frecuencia de cruce (1 kHz - 1.5 kHz), se producen 18 dB de atenuación respecto a la frecuencia de cruce.
- En el tramo que corresponde con la siguiente $\frac{1}{2}$ octava (1.5 kHz - 2 kHz), en el máximo punto de atenuación del *notch*, se producen 36 dB de atenuación.

Para la banda atenuada:

- El tramo correspondiente a $\frac{1}{2}$ octava más arriba del *notch* (2 kHz – 3 kHz), la respuesta se ha incrementado en 24 dB, alcanzando el máximo del lóbulo.
- El tramo correspondiente a una octava por encima del punto máximo del lóbulo (3 kHz – 6 kHz), se producen cerca de 12 dB de atenuación.

Los filtros NTM52 se basan en la misma filosofía que los NTM36, salvo que la atenuación del notch es más elevada. Para caracterizar este filtro, se va a representar gráficamente junto a un Linkwitz-Riley de octavo orden, ya que se basa en topologías de este orden. A continuación se muestran sendos filtros:

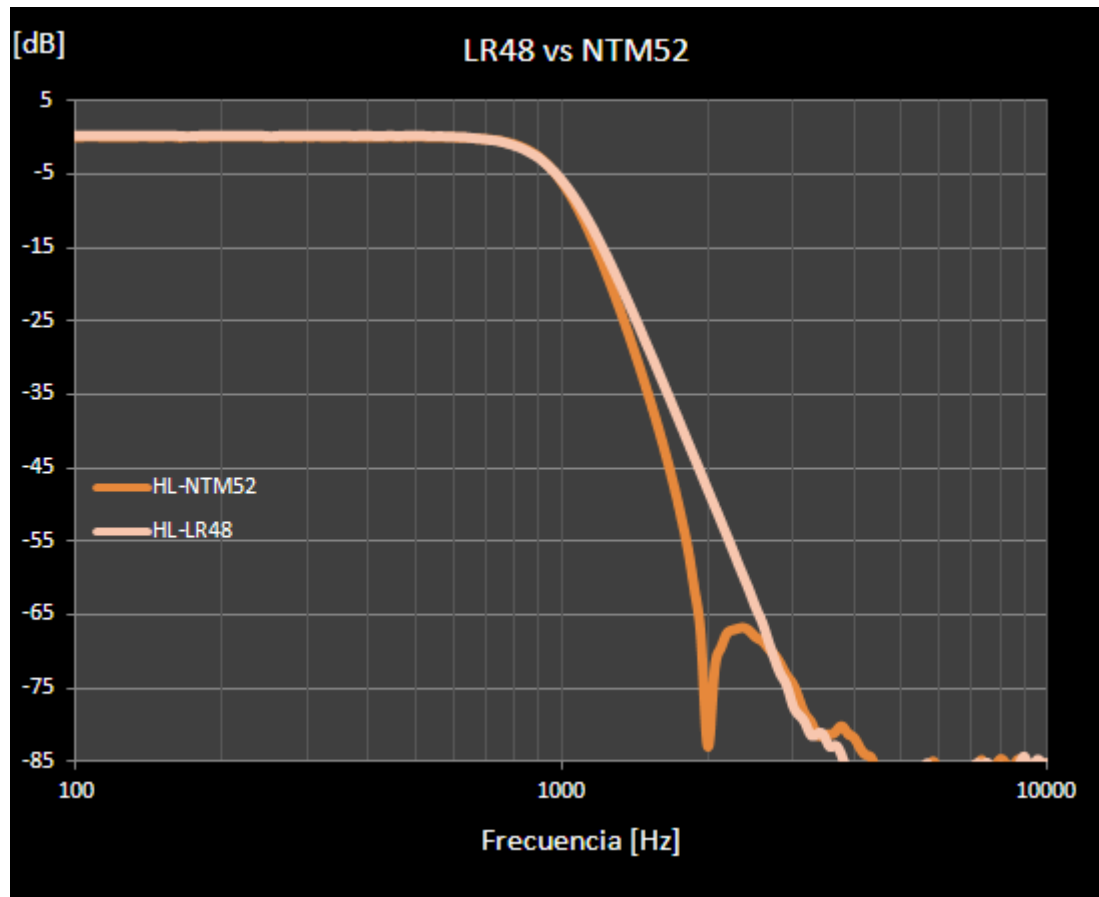


Figura 3.3.13: Comparación de filtros paso bajo de octavo orden NTM52 y Linkwitz-Riley.

La frecuencia de cruce sigue siendo 1kHz. Las diferencias y similitudes que se pueden establecer entre ambos filtros son las siguientes:

- En ambos filtros, el valor en módulo a la frecuencia de cruce es 6dB inferior al nivel en la banda de paso.
- Una octava más allá de la frecuencia de cruce, la respuesta en el filtro NTM52 se ha atenuado cerca de 85 dB con respecto a la banda de paso. La respuesta del filtro Linkwitz-Riley de octavo orden se ha atenuado 48 dB.
- $\frac{1}{2}$ octava más arriba del *notch*, la respuesta del filtro NTM52 se ha incrementado hasta -66 dB e igualándose prácticamente a la respuesta del Linkwitz-Riley.
- A partir de 1.5 octavas después de la frecuencia de cruce, la pendiente del NTM52 es igual a la del Linkwitz-Riley.

La banda de transición del filtro NTM52 puede dividirse en dos tramos, y son los siguientes:

- En el tramo que corresponde con la $\frac{1}{2}$ octava siguiente a la frecuencia de cruce (1 kHz - 1.5 kHz), se producen 35 dB de atenuación respecto a la frecuencia de cruce.
- En el tramo que corresponde con la siguiente $\frac{1}{2}$ octava (1.5 kHz - 2 kHz), en el máximo punto de atenuación del *notch*, se producen 48 dB de atenuación.

Para la banda atenuada:

- El tramo correspondiente a $\frac{1}{2}$ octava más arriba del *notch* (2 kHz – 3 kHz), la respuesta se ha incrementado en 15 dB, alcanzando el máximo del lóbulo.
- El tramo correspondiente a una octava por encima del punto máximo del lóbulo (3 kHz – 6 kHz), se producen cerca de 12 dB de atenuación.

Para ambos filtros, cuando se combinan en una red de cruce paso bajo-paso alto, el lobulado no tiene influencia en la respuesta combinada debido a que son de muy bajo nivel.

Según Rod Elliott [32], la respuesta en fase de los NTM36 es equivalente a la respuesta en fase de los filtros Linkwitz-Riley de cuarto orden. A continuación se muestran las redes de cruce de los filtros NTM36 y NTM52:

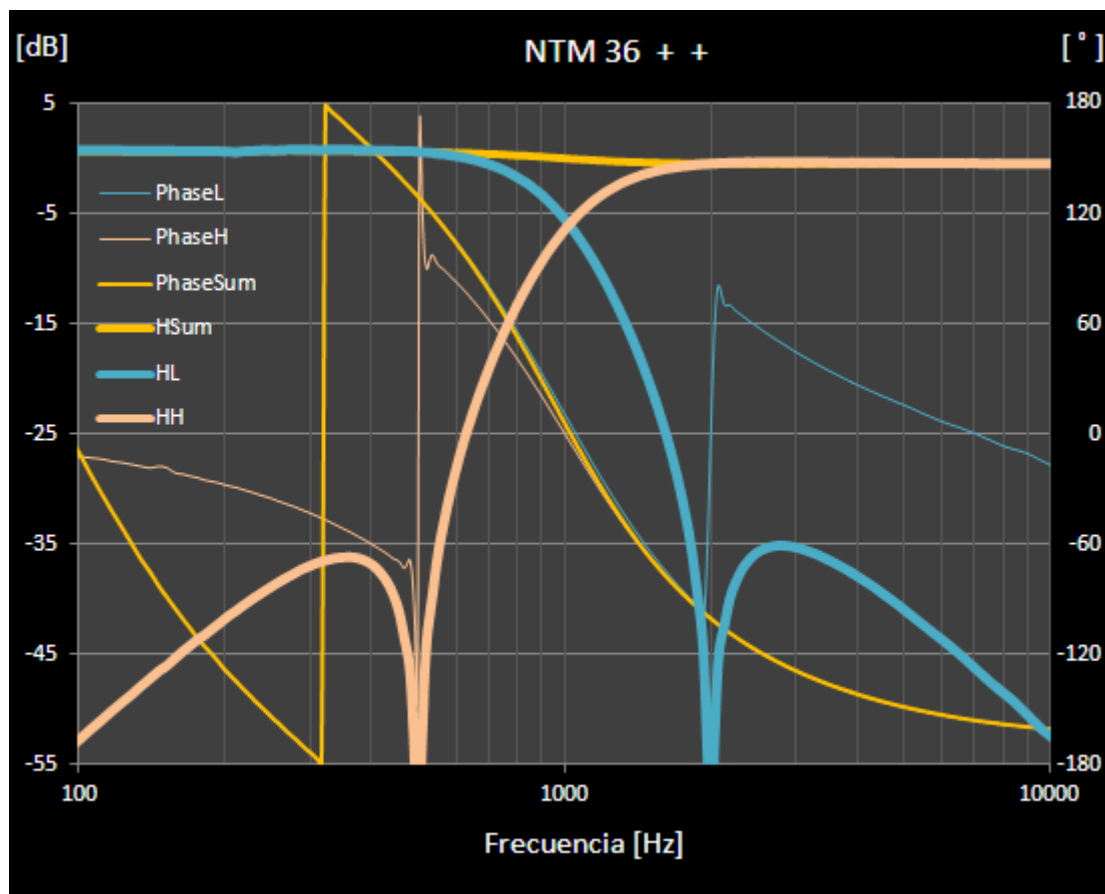


Figura 3.3.14: Configuración de filtrado NTM36 de cuarto orden.

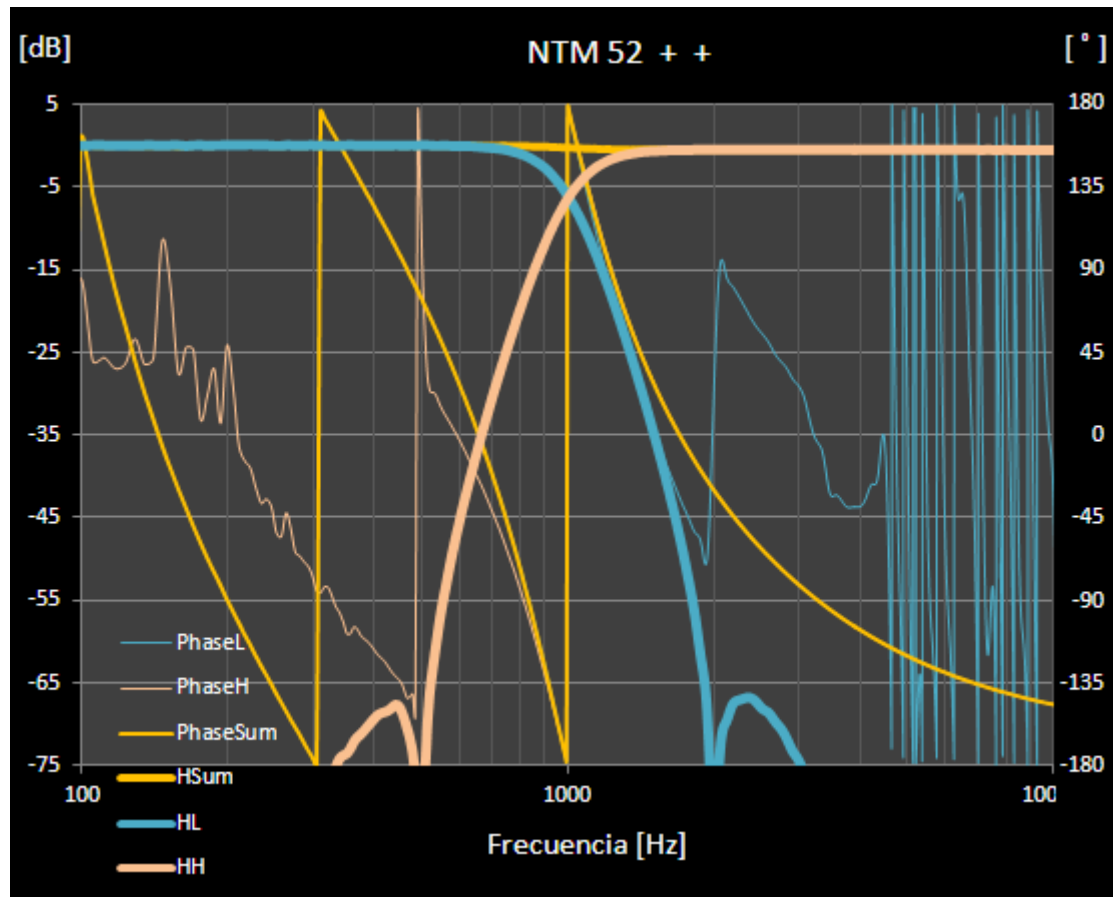


Figura 3.3.15: Configuración de filtrado NTM52 de octavo orden.

Las características principales son:

- Para ambas redes de cruce la polaridad necesaria en cada vía, para que no se produzca cancelación, es normal.
- La combinación resulta en una respuesta en módulo plana y constante con la frecuencia.
- La fase relativa en torno a la frecuencia de cruce se hace nula.
- A las frecuencias de cancelación, producidas por la componente *notch*, se producen saltos en la respuesta en fase.

Según la firma *Bss* (Reino Unido) [34], que comercializa estos filtros en sus procesadores, el retardo de grupo que presenta el NTM36 es el mejor del mercado en comparación con filtros de cuarto orden, pudiendo llegar tener una caída de 24 dB/octava.

Un asunto relevante de acuerdo con la aplicación de un filtrado u otro, es el que relaciona las respuestas en fase individuales con respecto a la respuesta polar conjunta que resulta del filtrado. Como se ha visto, las respuestas relativas de los filtros Butterworth pueden ser nulas o estar en cuadratura.

Como norma general, a medida que se incrementa el orden, se obtendrá a la frecuencia de cruce un incremento adicional de $\pm 45^\circ$ entre las respuestas de fase individuales. Es decir, para primer orden, la respuesta en fase del paso alto a la frecuencia de cruce será de $+45^\circ$, mientras que la del paso bajo será de -45° . Esto implica que ambas se encuentran en cuadratura. Para segundo orden, se añadirán otros $\pm 45^\circ$ a las respuestas de fase individuales en la frecuencia de cruce, lo que conlleva a obtener un diferencial de 180° , por lo que es necesario el cambio de polaridad. En este caso, al ser la respuesta de fase relativa nula, para todo el rango, y cruzarse las vías a -3 dB, se produce ganancia en el solapamiento alcanzándose el valor máximo a la frecuencia de cruce. Por el contrario, los filtros Linkwitz-Riley permanecen con respuestas relativas de fase nulas para todo el rango. ¿De qué manera afecta la respuesta relativa de fase a la respuesta polar?

Stanley P. Lipshitz [35] denominó el factor de “error de lobulado” (*Lobing Error*) como una inclinación del patrón de polaridad cuando se utilizan ciertos filtros. Para ello, utilizando filtros Butterworth y Linkwitz-Riley, analizó la relación de las respuestas de fase respecto a la respuesta polar de un sistema formado por dos transductores de distinto rango, dispuestos sobre la misma vertical, con centros acústicos alineados. Para una configuración de filtros Butterworth de tercer orden obtuvo un patrón polar a la frecuencia de cruce similar al mostrado en la siguiente figura:

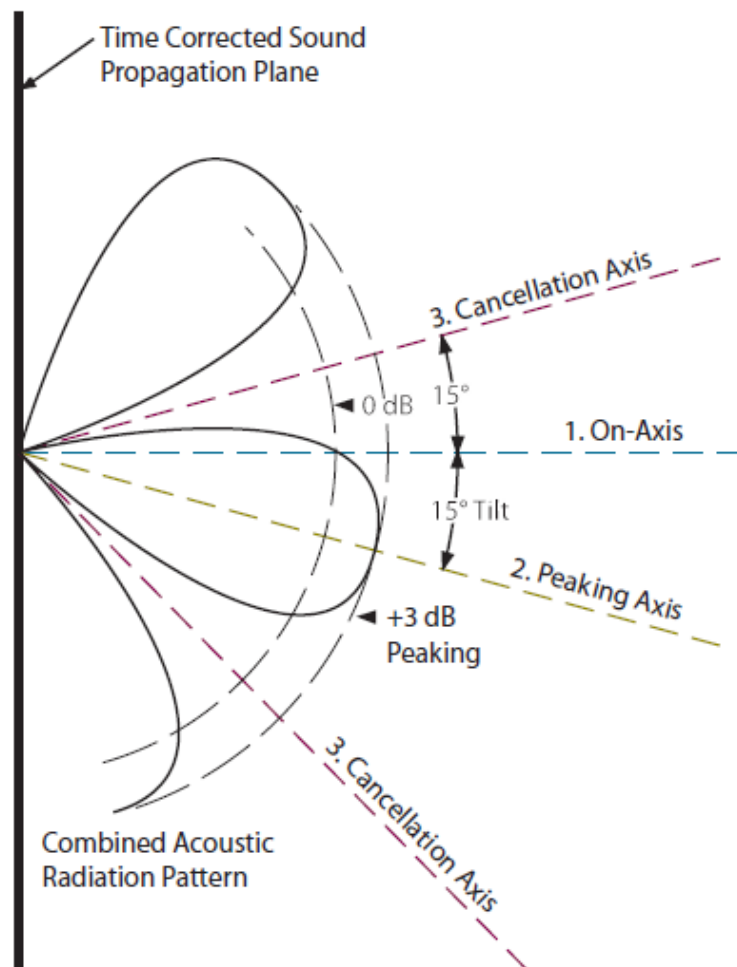


Figura 3.3.16: Respuesta polar a la frecuencia de cruce para configuración de filtrado Butterworth de tercer orden.*

El lobulado no se debe a la red de cruce escogida, sino a la distancia vertical de separación entre los transductores. Como se puede apreciar, la respuesta en el eje intermedio proporciona respuesta plana a 0 dB. Sin embargo, se tiene una ganancia de 3 dB cuando el punto de escucha se sitúa 15° por debajo del eje intermedio. 15° por encima de éste se sitúa un eje de cancelación. Este es el denominado “error de lobulado”, cuyos efectos se atribuyen con una desviación del patrón de directividad de 15° hacia abajo (para esta configuración). Este efecto se debe a la diferencia de fase entre vías.

Cuando se realizó el análisis con filtros Linkwitz-Riley de segundo orden se obtuvo la respuesta polar mostrada en la figura 3.3.18. Como se puede apreciar, el lobulado es el mismo (fruto de la separación entre transductores), sin embargo, no se produce ninguna desviación del patrón polar y se mantiene el valor máximo en el eje intermedio a 0 dB. Los ejes de cancelación se sitúan esta vez a $\pm 30^\circ$ de separación del eje intermedio. En términos de directividad, las diferencias de fase establecen esta respuesta ideal, evitando la inclinación del patrón polar. Es decir, estas diferencias en las respuestas de fase determinan dónde se posicionan los ejes de cancelación y ganancia.

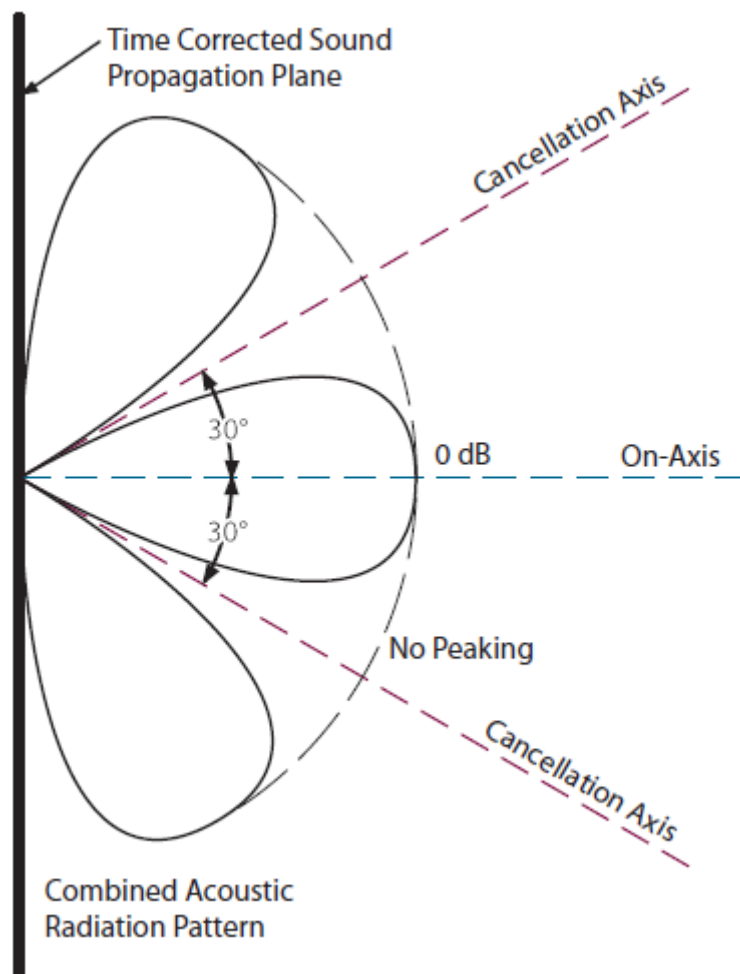


Figura 3.3.17: Respuesta polar a la frecuencia de cruce para configuración de filtrado Linkwitz-Riley de cuarto orden.*

El siguiente cuadro, se ha extraído de las especificaciones del procesador *Omnidrive fds-366t*, y resume las cualidades y singularidades de los filtros disponibles. A continuación se muestra:

Shape	Order	Amplitude Response Flatness	Group Delay Flatness	Polar Response	Roll-off Rate
BUT 6	1 st	●●●●●●	●●●●●●	●	●
BUT 12*	2 nd	●	●●●●●	●●●●●●	●●
BES 12*	2 nd	●●●●●	●●●●●●	●●●	●
L-R 12*	2 nd	●●●●●●	●●●●●●	●●●●●●	●●
BUT 18*	3 rd	●●●●●●	●●●●●●	●●	●●●
BUT 24	4 th	●	●●●●	●●●●●●	●●●●
BES 24	4 th	●●	●●●●●●	●●●●●	●●●
L-R 24	4 th	●●●●●●	●●●●	●●●●●●	●●●●
BUT 48	8 th	●	●	●●●●●●	●●●●●●
L-R 48	8 th	●●●●●●	●●	●●●●●●	●●●●●●
NTM™ 36	4 th	●●●●●●	●●●●	●●●●●●	●●●●●●
NTM™ 52	8 th	●●●●●●	●●	●●●●●●	●●●●●●

* Requires polarity inversion

BUT is Butterworth, BES is Bessel, L-R is Linkwitz-Riley

NTM™ is Neville Thiele Notch

Figura 3.3.18: Características generales de los filtros estudiados.*

A destacar que:

- El filtro Linkwitz-Riley de segundo orden es el que mejor puntuación obtiene en cuanto a respuesta plana, respuesta polar y retardo de grupo, lo cual lo convierte generalmente en “el candidato mejor preparado para el puesto”.
- Los filtros Bessel tienen en general buena respuesta en lo que refiere a retardo de grupo, pero son más irregulares en lo que respecta a la respuesta combinada en módulo, y en la respuesta polar.
- Los Butterworth de orden par proporcionan mala respuesta en módulo, y mala respuesta para el retardo de grupo. Sin embargo, presentan buena respuesta polar.

A continuación se muestra, según las características mostradas en la figura anterior, una clasificación en orden descendente de los mejores filtros para cada orden. Se ha tenido en cuenta que el factor más importante ha sido la respuesta polar, ya que se necesita evitar las anomalías de la respuesta fuera del eje. El segundo factor más importante es el retardo de grupo, ya que es más eficiente con los transitorios. El factor de atenuación en la banda de transición y el factor de respuesta plana serán secundarios, aunque si hubiese que escoger entre dos filtros cuyo retardo de grupo y respuesta polar son iguales, el filtro elegido sería el que tuviese un mayor factor de atenuación ya que la respuesta irregular en la zona de cruce puede corregirse con ecualización.

- **Segundo orden:** LR12, BUT12, BES12.

- **Cuarto orden:** NTM36, LR24, BES24, BUT24.
- **Octavo orden:** NTM52, LR48.

3.4 RETARDO DE ALINEAMIENTO:

En la mayoría de divisores espectrales se puede encontrar el parámetro de alineamiento de fase en forma de retardo o *delay*. Este retardo puede encontrarse tanto en los canales de entrada como en las distintas vías o canales de salida del dispositivo. Generalmente vienen expresados en ms aunque también pueden expresarse en m.

El cometido de los retardos de los canales de entrada es distinto que el de los que se sitúan en los canales de salida. El retardo situado en los canales de entrada tiene como meta alinear temporalmente dos sistemas completos. Dos sistemas separados una cierta distancia r en el plano longitudinal han de ser alineados temporalmente de manera que la audiencia situada a una distancia mayor a r no perciba eco entre las señales radiadas por ambos sistemas. A continuación se muestra gráficamente este escenario en el que el sistema principal (el de 16 unidades) se ha denominado A, y el adelantado B:

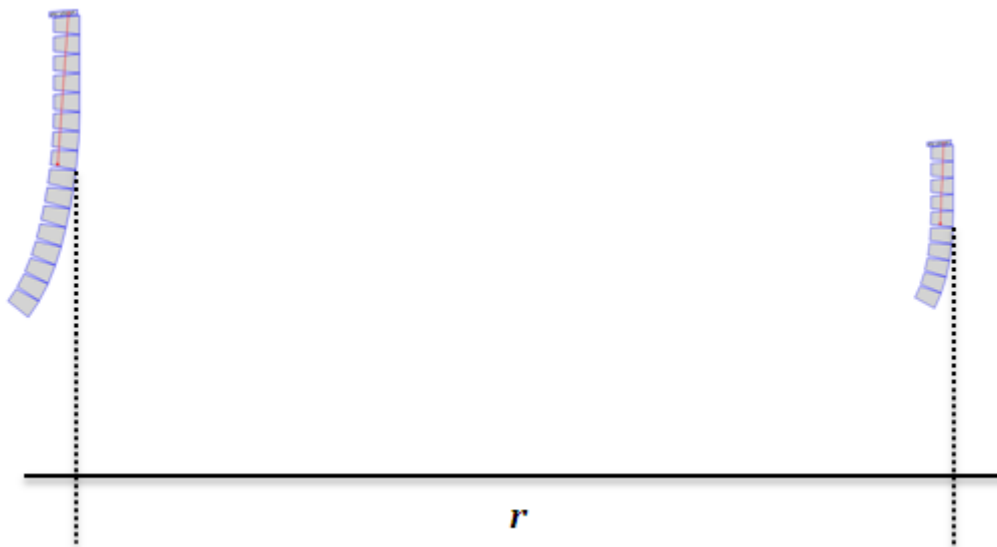


Figura 3.4.1: Ejemplo de montaje para el que se hace uso de los retardos disponibles en los canales de entrada.

Supóngase que las señales que alimentarán ambos sistemas se conectan a dos entradas de un mismo procesador. La señal A se conectará al canal 1 del procesador, y la señal B al canal 2. Supóngase también, que ambas señales son idénticas. Cuando se emitan de manera simultánea por ambos sistemas, en los puntos situados más allá de la distancia r , las señales llegarán en instantes diferentes a causa de la diferencia de caminos. Esta diferencia de tiempos conduce a una pérdida de inteligibilidad

en estas áreas. Para corregir el retardo acústico, se ha de aplicar un retardo al sistema más adelantado B, de manera que “espere” a la señal emitida por A y recorran sincrónicamente el área delante de r.

Para obtener el valor de retardo se han de obtener previamente la velocidad de propagación del sonido en el recinto y la distancia r de separación. A continuación se aplicará:

$$\Delta\tau = \frac{r}{c} = \frac{r}{331.5 + 0.6 \cdot T} \text{ [s]} \quad (3.4.1)$$

Siendo $\Delta\tau$ el retardo relativo en segundos entre las señales emitidas por A y B, y T la temperatura en grados. Este retardo es constante con la frecuencia, por lo que al aplicarlo en el canal de entrada 2, la respuesta de fase se caracterizará, antes de ser filtrada, por tener una pendiente de fase más pronunciada que la de la señal en el canal 1. Esta pendiente se mantendrá tras realizarse la división espectral. Sin embargo, no modificará los valores de retardo entre los canales de salida ya filtrados puesto que esta diferencia temporal afectará de la misma manera a cada una de las vías del sistema retardado.

Lo habitual es que los retardos, en sistemas de sonido de este tipo, sean gestionados desde programas con un gran número de canales de procesado y dedicados a la administración de altavoces como puede ser el sistema Galileo, o el sistema D-Mitri de Meyer Sound. También es posible tener que trabajar con modelos distintos de procesadores digitales. Esto supone que en cualquier medida que se realice se haya de tener en cuenta los retardos producidos por las diferentes latencias de los dispositivos con los que se trabaje, por lo que un sistema centralizado como los mencionados resulta lo más práctico.

Otra manera de determinar el retardo es la de realizar medidas in situ utilizando un *software* de medición como Smaart Live. En este caso no habrá que preocuparse por el problema que genera trabajar con procesadores de distinta latencia, ya que dispone de varias herramientas que permiten obtener los valores de retardo, ya que consideran único el sistema procesador-amplificador-altavoz-distancia.

Se medirá por separado, en los puntos del área situado más allá de r, la radiación de los sistemas A y B. Realizando la función de transferencia entre micrófono y señal de excitación, será posible determinar la diferencia temporal entre señal de medida y de referencia. Primero lo haremos para el sistema A y a continuación para el sistema B. La diferencia entre las señales de A y B respecto a la señal de excitación será el retardo a aplicar.

Por otro lado, están los retardos que se pueden aplicar en los canales de procesado de salida, una vez la señal haya sido filtrada. El uso de estos retardos tiene otra finalidad distinta, y es la de compensar los diferentes desplazamientos mecánicos entre transductores en el rango de frecuencias

común. Es decir, corregir la desviación de fase relativa entre vías adyacentes. Para ello, se aplicará retardo en una de cada dos vías adyacentes de manera que se iguale la respuesta en fase en la zona de cruce.

Tanto los retardos disponibles en los canales de entrada como los que se encuentran en los canales de salida son constantes con la frecuencia.

4. MÉTODOS DE ALINEAMIENTO

Anteriormente se evidenció la imposibilidad por parte de un altavoz de radiar el rango completo de audio a la vez, con mismo nivel y sin distorsión. Profundizando en este aspecto se puede recurrir al modelo de radiación de un pistón. Si el diámetro del altavoz es menor que la longitud de onda de la frecuencia más baja a reproducir, entonces la radiación deja de ser tipo pistón. Esto se traduce en un aumento del retardo de fase a medida que aumenta la longitud de onda, por lo que la respuesta en fase del elemento deja de ser lineal [36].

Si se relacionan las longitudes de onda de la frecuencia más baja y la más alta reproducidas por un típico sistema *full-range*, se obtiene un factor 160:1 (100 Hz – 16 kHz), lo que hace necesario el uso de sistemas multivía. El uso de distintos elementos con distintos factores de desplazamiento, en diferentes rangos de frecuencia, hace inevitable encontrar respuestas con distintas cantidades de retardo de fase. Por este motivo, es necesario realizar un tratamiento individual de las distintas señales que alimentarán el sistema multivía. La “base de operaciones” será el dispositivo que permita este tratamiento individual, siendo generalmente un procesador digital electrónico. Antes de realizar cualquier tratamiento, es necesario conocer y localizar cómo y en qué etapas de la cadena de transmisión se altera la señal.

La primera etapa será la división espectral de la señal, por medio de filtrado, para posteriormente ser enviada a las diferentes vías. La idea de filtrar las vías de un sistema *full-range* se basa en procurar eliminar la radiación irregular de cada transductor, delimitando así el rango de operación de cada uno de ellos a las zonas en las que la radiación es estable. Sin embargo, las respuestas en fase de los filtros utilizados no son lineales con la frecuencia, y lo serán aún menos cuanto más alto sea el orden.

Las funciones de transferencia de los amplificadores son en general planas tanto en módulo como en fase. Las desviaciones que puedan aportar a la respuesta del conjunto son despreciables. Sin embargo, no hay que perder de vista si existen cambios de polaridad entre la señal de entrada y salida. Esto resulta muy común en etapas de potencia de fuente conmutada.

Cuando la señal ha sido filtrada y amplificada, se transmite a los sistemas de altavoces, siendo esta etapa la menos lineal en cuanto a respuestas en nivel y en fase.

Existen por lo tanto dos etapas que alteran, de forma no lineal, las señales que las atraviesan. Esta alinealidad no se puede corregir en cada rango individual, pero poco importa para las zonas de frecuencia en las que los transductores radian de manera aislada entre ellos. El problema surge cuando la radiación de más de un elemento se combina en un rango de frecuencias, dando lugar, en la mayoría de los casos, a respuestas combinadas irregulares. Por ello, será necesario hacer lineal las respuestas relativas en las zonas de solapado espectral. De ahí el término alineamiento.

4.1 MÉTODO DE ALINEAMIENTO DE FASE

El ancho de banda crítico de la percepción tonal corresponde aproximadamente con $1/6$ de octava, por lo que el oído humano es capaz de distinguir cambios de nivel en cualquier tono de la escala musical (6 tonos por octava) [37]. Si la escala musical se reproduce por un sistema formado por dos transductores de distinto rango de operación y separados una cierta distancia, existirán posiciones en el área de escucha en las que unas notas suenen con más nivel que otras. Esto será consecuencia del efecto de *comb filtering* que, como se comentó, se produce cuando, en un mismo punto, se combinan señales de misma frecuencia con cierto retardo relativo. Este efecto es inevitable. Sin embargo, el alineamiento de fase permite direccionarlo.

El alineamiento de fase para dos transductores de distinto rango de operación y separados una cierta distancia, consiste en hacer indistinguible la transición de uno a otro cuando, por ejemplo, fuese reproducida la escala musical. Desgraciadamente, esto sólo se puede conseguir para ciertas posiciones.

Existen varias causas por las cuales se produce desalineamiento en el eje frontal de radiación. Principalmente son las siguientes:

- No coincidencia del eje vertical que une los centros acústicos de los transductores. Esto se muestra en la figura 4.1.1.
- Distinta excursión en cada transductor para las frecuencias correspondientes al rango de solapado espectral, lo que se traduce en respuestas de fase distintas en este rango.

Estos desajustes provocan que el patrón de directividad, a la frecuencia de cruce y alrededores, se oriente en una dirección desconocida o inesperada. Este efecto se muestra en la figura 4.1.2.

La falta de alineamiento, para una posición en concreto, se traduce en una diferencia en las respuestas de fase individuales suficiente como para producir cancelaciones en el rango común. Para redirigir la radiación a la zona esperada, se ha de elegir un punto que servirá de referencia para realizar los ajustes pertinentes. En general, se elegirá un punto situado en el eje intermedio entre transductores de modo que la diferencia de caminos, entre los centros acústicos de éstos y la posición en cuestión, sea nula.

Elegir el eje intermedio entre transductores tiene su lógica, y se relaciona directamente con lo tratado en el apartado *Geometría de la suma* en esta misma sección. En efecto, todas las posiciones en este eje formarán con las fuentes un triángulo isósceles, lo que asegurará que el ajuste realizado se mantenga con la distancia. Es decir, al no haber diferencia entre los caminos recorridos por las señales emitidas, los niveles y los tiempos de llegada cambiarán por igual con la distancia. Esto se puede apreciar en la figura 4.1.3. Por este motivo, la elección de un punto en el eje intermedio es la más razonable.

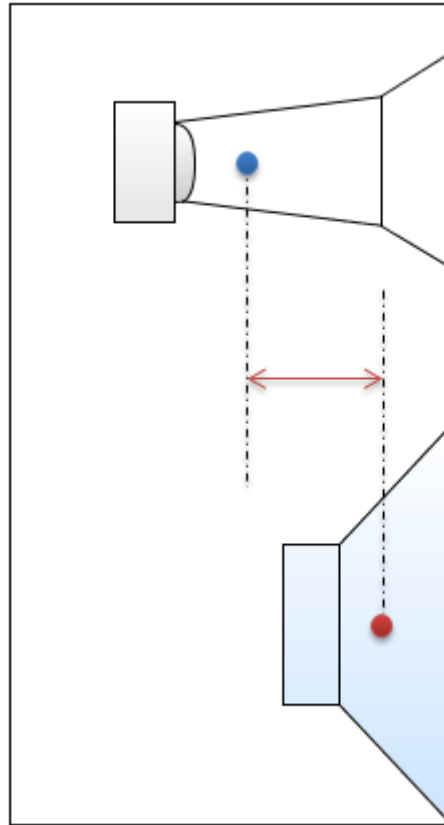


Figura 4.1.1: Desajuste de los centros acústicos de dos transductores apilados en la misma vertical. En azul se representa el centro acústico del transductor de agudos. En rojo el de graves.

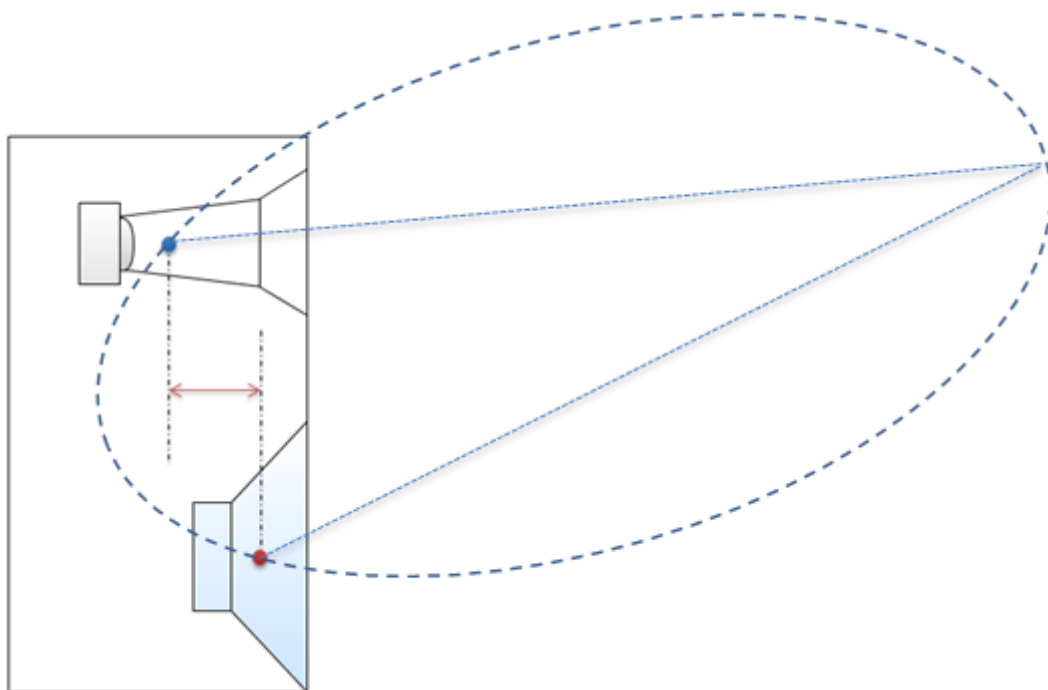


Figura 4.1.2: El desajuste de los centros acústicos de los transductores provoca una desviación del patrón polar en la zona de solapamiento espectral. Los puntos "en fase" se desplazarán a zonas desconocidas en las que los caminos recorridos por ambas señales son iguales, produciéndose "error de lobulado" (Lobing error).

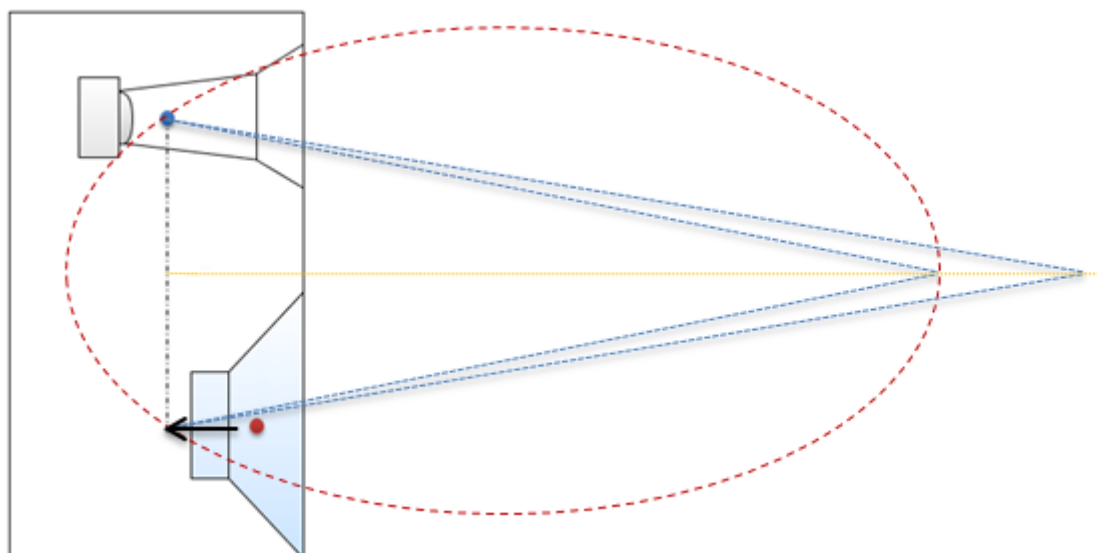


Figura 4.1.3: El alineamiento de fase realizado en el eje equidistante de los transductores (amarillo) se mantiene con la distancia.

Si el alineamiento se realizase en el eje de uno de los dos transductores, se obtendría un triángulo rectángulo como el mostrado en la figura 1.7.4 (apartado *Geometría de la suma*). Las diferencias de nivel llegarían a asemejarse lejos de las fuentes, pero el desajuste temporal a lo largo del eje no se establecería nunca.

El procedimiento para realizar el alineamiento de fase se expone a continuación, y se ha basado en medidas realizadas en el eje intermedio de dos transductores.

El método de alineamiento de fase consiste en solapar las respuestas en fase, de dos transductores distintos, en el rango de solapamiento espectral. Para ello es necesario el uso de *softwares* que dispongan de analizadores FFT y sea posible realizar funciones de transferencia. Lógicamente, será necesario el uso de una interfaz que permita la entrada y salida de audio de manera simultánea. En este caso, se mostrarán ejemplos realizados con Smaart Live 7.

El solapamiento ha de hacerse en la zona de cruce ya que fuera de esta, la respuesta conjunta de fase será equivalente a la del transductor que predomine, por lo que la respuesta en fase deja de ser relativa. Si por ejemplo se tiene un altavoz que cubre el rango de medios y un *driver* de agudos, la respuesta de fase conjunta en alta frecuencia será equivalente a la del *driver*, siendo mínima la radiación del altavoz en este rango, a causa del filtrado.

La zona de solapado puede ser más o menos ancha en función de la pendiente del filtro utilizado. Si arbitrariamente se toman -36 dB de nivel relativo como la frontera entre zona de solapado y la zona de aislamiento espectral, para un filtro de segundo orden se establecerá la frontera tres octavas

por arriba y por debajo de la frecuencia de cruce. Para tercer orden dos octavas por arriba y por abajo, y menos de una para órdenes superiores al cuarto.

Para solapar las respuestas en fase se ha de realizar primeramente la función de transferencia del conjunto de manera que, las cancelaciones puedan ser visualizadas, y se pueda comparar a posteriori la respuesta inicial con la obtenida tras aplicar el método. En segundo lugar, se han de realizar las funciones de transferencia individuales de cada vía, incluyendo el efecto conjunto filtro-amplificador-altavoz-sala. La excitación será ruido rosa en el ancho de banda de audio. En ambas medidas se ha de compensar el retardo de propagación entre canal de medición y de referencia. En Smaart Live 7 se llama a esta herramienta *Delay Finder*.

Una vez almacenadas estas dos medidas, se ha de localizar cuál de las dos se caracteriza por tener menos pendiente de fase, o lo que es lo mismo, la que tiene menos retardo temporal. Con la ayuda del procesador digital se tratará de dar más pendiente a la respuesta adelantada introduciendo retardo paulatinamente en el menú de *Delay* de su correspondiente canal de filtrado. Para ello, será necesario visualizar la función de transferencia del transductor cuya pendiente sea la más inclinada (la que no va a ser retardada).

Cuando se añade un retardo a una vía, se aplica un retardo constante con la frecuencia, en la totalidad del ancho de banda cubierto. Sin embargo, en la respuesta conjunta, sólo se producirán efectos de suma o cancelación en la zona de solapado, en la que los niveles radiados por ambos transductores son parejos. Fuera de esta zona las vías quedarán aisladas, por lo que una de ellas no aportará nada a la respuesta conjunta. Si $H_1(\omega)$ y $H_2(\omega)$ representan respectivamente las funciones de transferencia de una misma vía, antes y después del alineamiento, se tiene que:

$$H_2(\omega) = H_1(\omega) \cdot e^{-j\omega\tau_0}$$

(4.1.1)

Siendo τ_0 el retardo aplicado.

Por último se medirá de nuevo la respuesta conjunta.

A continuación se muestra un ejemplo en Smaart Live 7, en el que se tienen las respuestas en módulo y fase de dos transductores diferentes, siendo estos un altavoz de medios y un *driver* de agudos. Los transductores han sido filtrados con un filtro Butterworth de segundo orden, con las polaridades correctas, y se ha establecido 1 kHz como frecuencia de cruce. Las respuestas individuales y la respuesta conjunta, antes de proceder al alineamiento, se muestran a continuación:

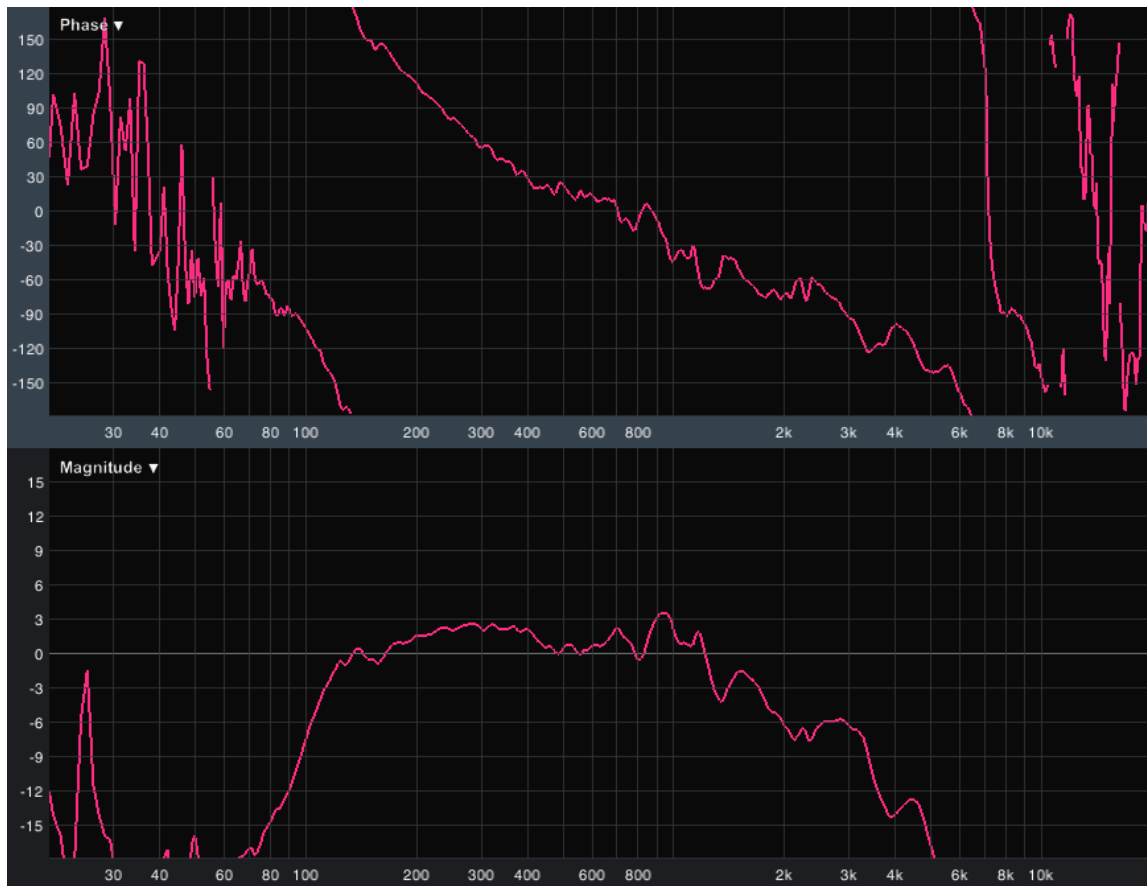


Figura 4.1.4: Función de transferencia en módulo y fase del altavoz de medios.

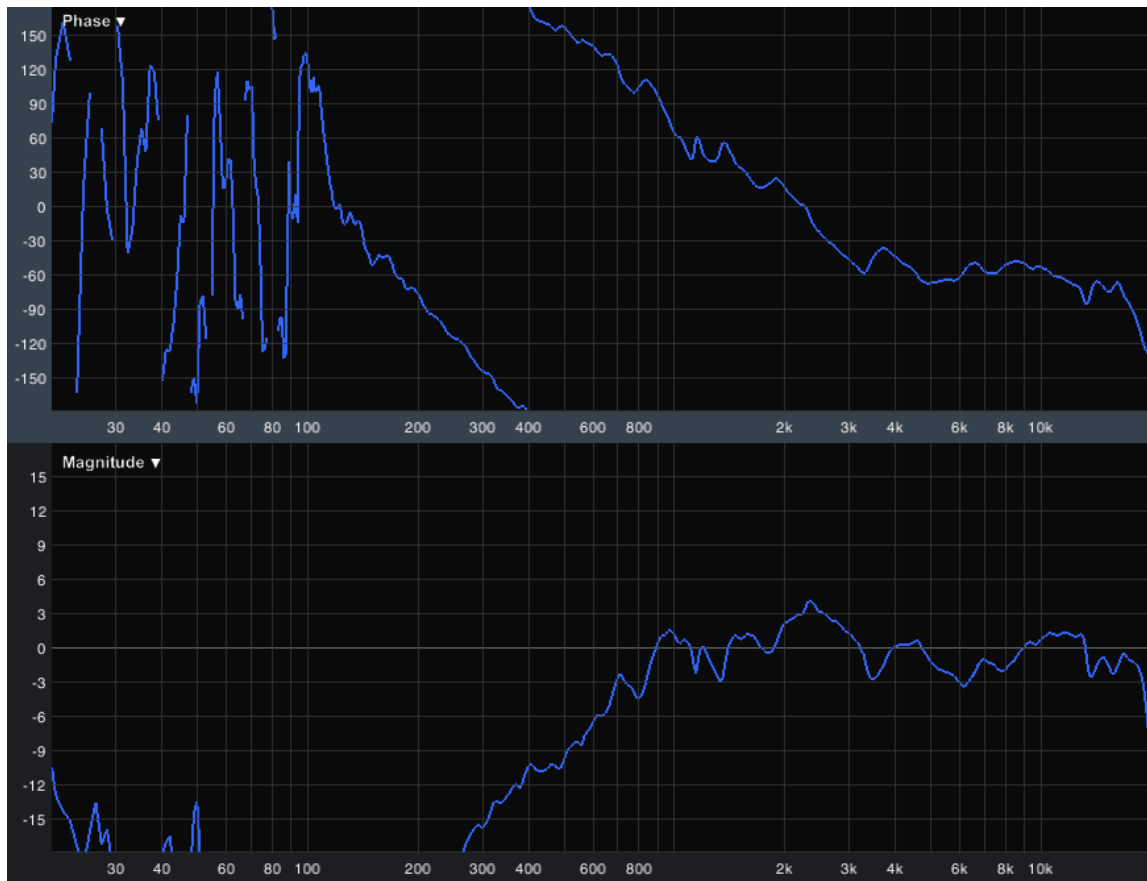


Figura 4.1.5: Función de transferencia en módulo y fase del driver de agudos.

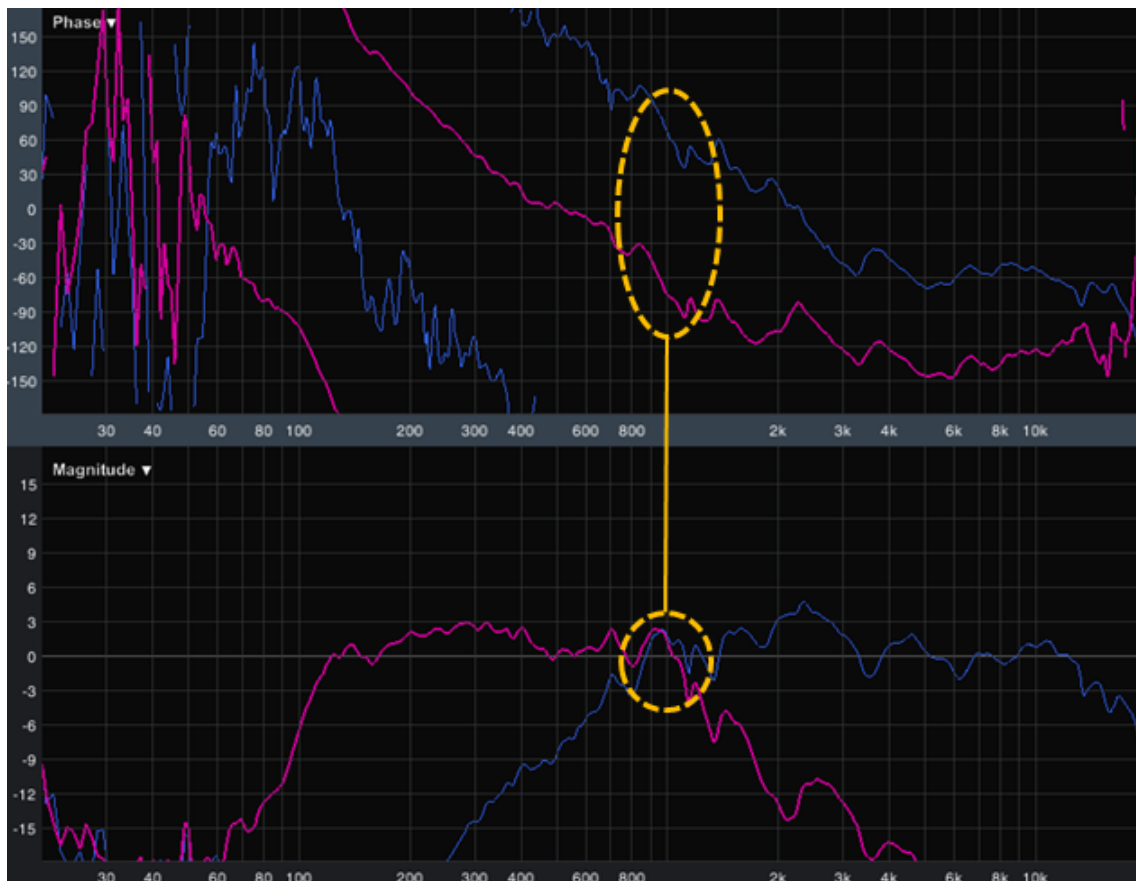


Figura 4.1.6: Funciones de transferencia en módulo y fase del altavoz y el driver de agudos.

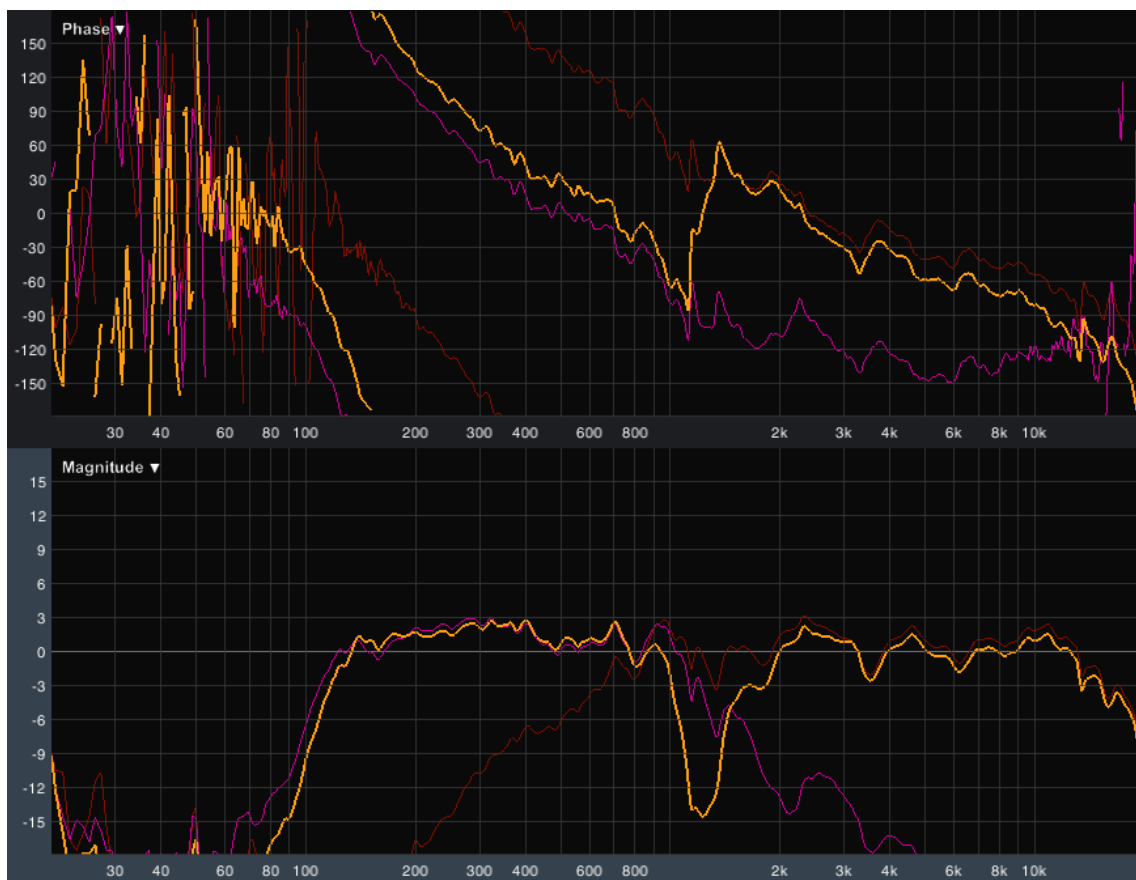


Figura 4.1.7: Funciones de transferencia individuales y función de transferencia del conjunto.

Como puede apreciarse en la figura 4.1.6, las respuestas individuales de fase no se encuentran solapadas en los alrededores de la frecuencia de cruce. Al ser la diferencia de fases mayor a 120° , se producen cancelaciones muy pronunciadas en esta zona.

En la misma figura, se puede observar también que la respuesta en fase del *driver* tiene menos pendiente (menos retardo) que la respuesta del altavoz, por lo que se ha elegido retardar la vía de este elemento.

Para ello, es necesario dejar en pantalla la captura de la respuesta del altavoz, medir la respuesta del *driver*, e ir introduciendo paulatinamente valores de retardo en su correspondiente vía. En general, en cualquier procesador digital los intervalos entre cada valor de retardo suele ser de 0.1 ms, lo que equivale a cerca de cinco muestras de retraso cuando la frecuencia de muestreo es de 48 kHz.

En este caso, ha sido necesario un retardo de 0.4 ms para poder solapar las respuestas de fase en los alrededores de la frecuencia de cruce. El resultado de este desplazamiento temporal se muestra a continuación:

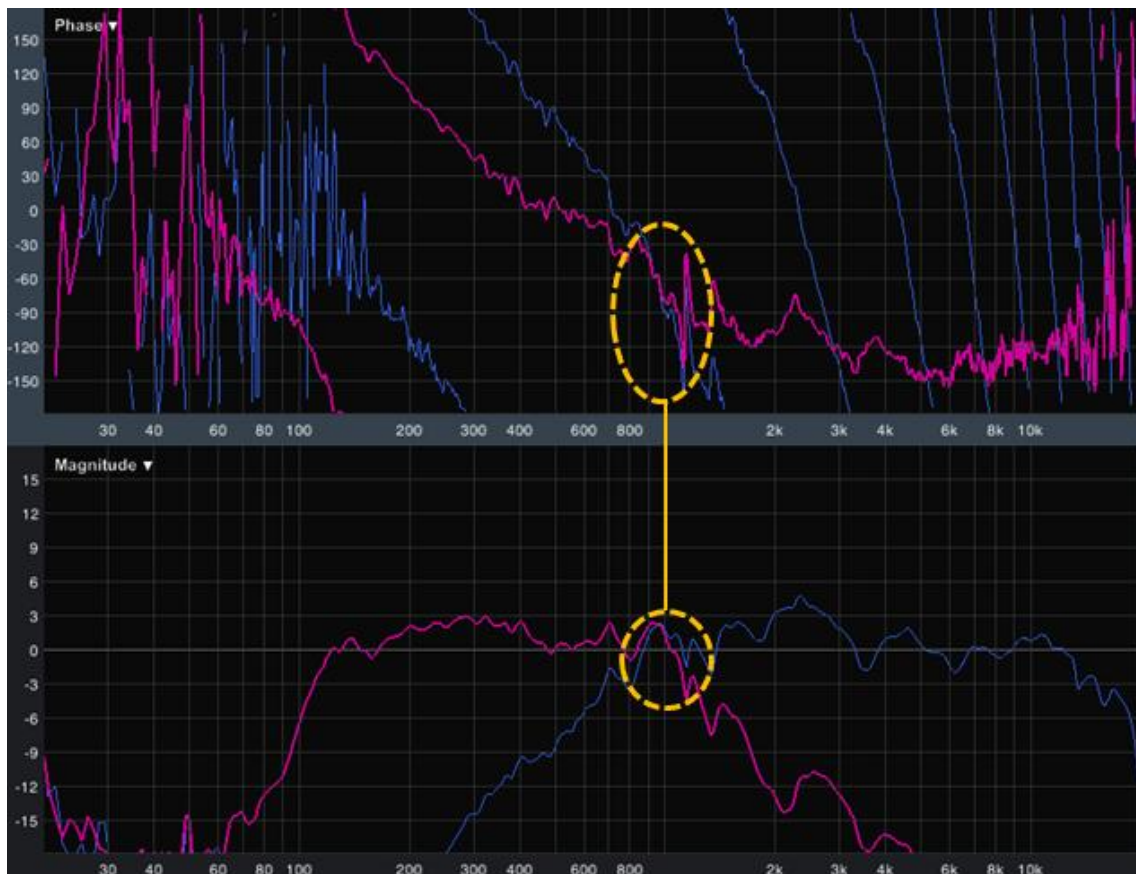


Figura 4.1.8: Funciones de transferencia del altavoz y el driver de agudos. En la respuesta de fase del driver se puede observar un incremento de la pendiente debido al retardo aplicado. Ambas respuestas en fase se solapan en el rango de frecuencias común.

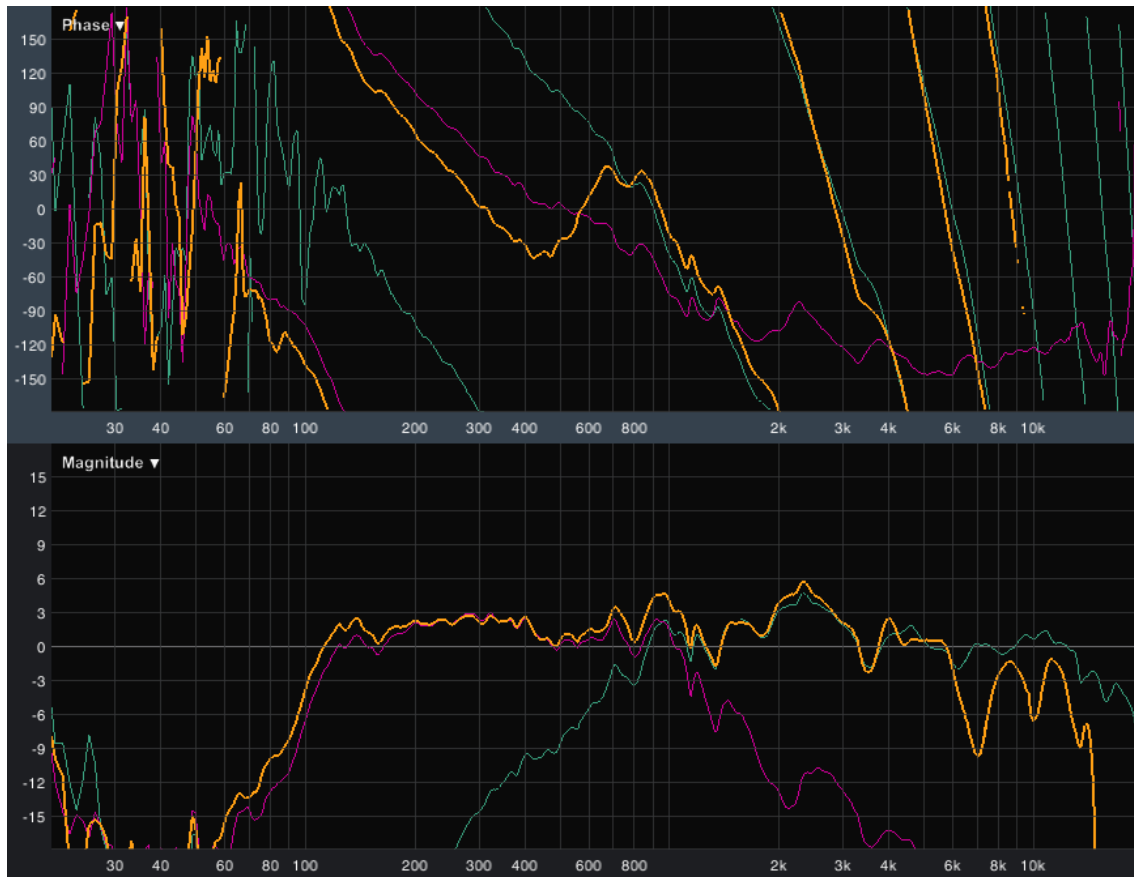


Figura 4.1.9: Funciones de transferencia individuales y función de transferencia del conjunto una vez aplicado el retardo.

Como se puede apreciar, al estar solapadas ambas respuestas en fase, se produce suma en la zona de solapado espectral. Se puede apreciar además, que la respuesta relativa de fase es aproximadamente equivalente a la respuesta de fase del altavoz en baja frecuencia. A medida que empieza a adentrarse en la zona de solapado adquiere paulatinamente los valores de la respuesta de fase del *driver*. Una vez superada esta zona, ya en alta frecuencia, la respuesta conjunta de fase se iguala a la del *driver*.

Este método es válido cuando se quieren alinear transductores distintos, y será más eficiente cuanto más resolución se disponga en el menú de *Delay* del procesador digital.

4.2 MÉTODO DE ALINEAMIENTO TEMPORAL

El método de alineamiento temporal hace uso de la respuesta al impulso para alinear dos sistemas. Como se vio en el apartado *Respuesta al impulso* en esta misma sección, el contenido espectral del impulso va a determinar el carácter del mismo.

Si la señal abarca un amplio contenido de alta frecuencia, el impulso se aproximará a una delta de Dirac. Por el contrario, si el contenido espectral es mayor en baja frecuencia, el impulso irá estirándose y perdiendo amplitud.

El método en sí consiste en alinear los tiempos de llegada en un punto concreto (punto de medida), cuando dos fuentes emiten señales distintas o equivalentes. Para ello, es necesario realizar las funciones de transferencia cuando los elementos radian de manera individual y simultánea. La respuesta al impulso proporcionará el retardo temporal existente entre canal de referencia y medición. Al tener la misma excitación en el canal de referencia, la diferencia de tiempos entre las dos medidas será equivalente al retardo temporal entre los dos sistemas. Esto plantea una cuestión: ¿Con qué tipo de sistemas es eficiente este método?

Para despejar esta cuestión, se va emplear este método en dos simulaciones, y serán realizadas en el dominio eléctrico para por un lado, eliminar de la medida la influencia de las reflexiones, y por otro lado, para poder visualizar con mayor claridad, en las funciones de transferencia en módulo y fase, los efectos que se producen al modificar los tiempos de llegada de las señales. Por estar en el dominio eléctrico no se valorarán los efectos propios del entorno acústico como reflexiones o cambios de temperatura, ni las características de la fuente como por ejemplo la directividad. El método será aplicado en dos casos, para los cuales se simularán dos fuentes desplazadas el doble de distancia respecto a un punto de medida. En el primer caso, se simularán dos fuentes idénticas, mientras que en el segundo caso se simularán las dos fuentes operando en distinto rango espectral. Para este caso, se tratará de conseguir alineamiento en la zona de solapado espectral, y se comparará su eficiencia con respecto al método de alineamiento de fase.

A continuación se exponen los procedimientos del método para el caso en el que se tienen dos sistemas iguales.

El escenario real a simular consiste en dos sistemas de sonido, de iguales características, cuyos caminos al punto de medida no son equivalentes. Se simularán por tanto, dos sistemas cuyo rango espectral de operación sea idéntico, manteniendo la misma proporción entre alta y baja frecuencia. Para simplificarlo se ha tomado el rango de audio como el rango de operación de ambos sistemas. Las fuentes a simular se han definido como A y B, siendo la primera la que se encontraría físicamente más cerca del punto de medida. La distancia de separación entre la fuente B y el punto de medida correspondería con el doble de la distancia de separación entre la fuente A y el mismo punto. Por ello, la

señal emitida por B tardará el doble que la señal emitida por A en llegar al punto de medida. El nivel de la señal emitida por B, en el punto de medida, disminuiría 6 dB con respecto al nivel de la señal emitida por A.

La idea es aplicar a la fuente A, el retardo equivalente a la diferencia existente entre los tiempos de llegada al punto de medida. De esta manera, se evaluarán los efectos que se producen en las funciones de transferencia en módulo y fase, al modificar los tiempos de llegada de la fuente A. Se evaluará también, cómo afecta el uso del parámetro de compensación de retardo acústico cuando se comparan señales en la función de transferencia.

Seguidamente se muestra este escenario:

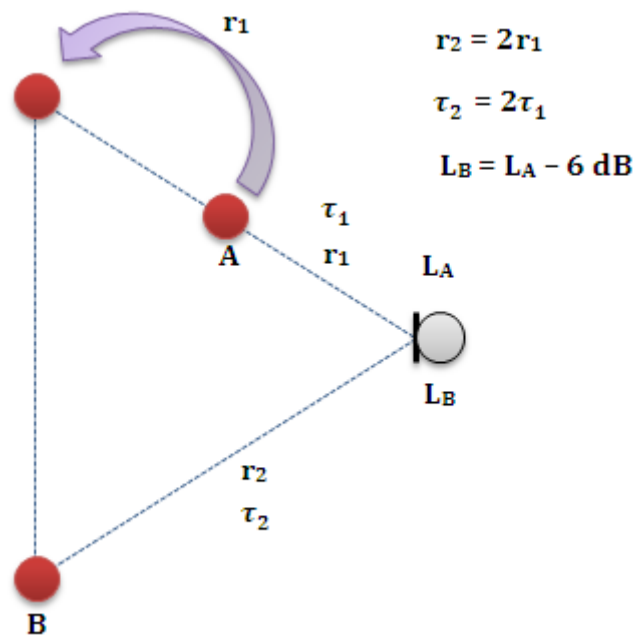


Figura 4.2.1: Escenario recreado en la simulación para la aplicación del método.

Para emular estas condiciones, se ha utilizado la mesa de mezclas Yamaha 03D, una tarjeta externa MOTU 828 MKII, y el programa Smaart Live 7. Para establecer las condiciones anteriores se utilizarán los menús de ajuste de *Delay* y de ajuste de niveles de la mesa de mezclas. La excitación se realizará desde Smaart Live. A la hora de realizar las funciones de transferencia se tomarán las señales de referencia y medición de dos salidas físicas de la mesa, de modo a que se evite la latencia de este dispositivo. Los retardos introducidos a las señales de medición serán constantes con la frecuencia. La señal de excitación para este método seguirá siendo ruido rosa no filtrado.

Se ha tomado arbitrariamente que $\tau_1 = 3 \text{ ms}$, por lo que $\tau_2 = 6 \text{ ms}$. En un entorno real, con una velocidad de propagación de 343 m/s, la diferencia de caminos equivaldría aproximadamente a 1 m. En el punto de medida, la diferencia de niveles entre las señales emitidas por ambas fuentes será de 6 dB, debido a la diferencia de caminos que tienen que recorrer. Sin embargo, ambas fuentes emiten con

misma fortaleza, por lo que una caída relativa de 6 dB entre las señales emitidas por A y B en el punto de medida, simula esta diferencia de caminos. Estos valores se aplicarán a las señales de medición en función de la respuesta que se quiera simular.

Cuando se realicen funciones de transferencia individuales, se estará comparando la señal emitida (referencia) con la recibida en el punto de medida (medición). La señal en el punto de medida se caracterizará por posibles pérdidas de nivel y/o distintos tiempos de llegada. Esto se podrá observar en la amplitud y en el eje temporal de la respuesta al impulso. También se van a simular las respuestas en el punto de medida cuando las fuentes emiten de manera simultánea, y los tiempos de llegada a este punto son diferentes o iguales. En este caso, el canal de medición va a contener las dos señales.

El parámetro de compensación de propagación va a determinar, en las respuestas en módulo y fase relativa, con qué señal exactamente se compara la señal de medición, por lo que la utilización del mismo determina qué se está visualizando exactamente.

Las pautas generales a seguir serán las siguientes:

- Realizar la función de transferencia de la señal emitida por A (referencia) y la señal que se obtendría en el punto de medida (medición). Se asume que la señal emitida no cambia en el trayecto realizado, por lo que, en el punto de medida solamente existirá un retardo temporal constante con la frecuencia. Al no haber pérdida de nivel, la respuesta en amplitud del impulso será la unidad. Se guardará el valor de retardo temporal entre la señal obtenida en el punto de medida y la señal emitida por la fuente, y se analizará las respuestas con o sin compensación de retardo por propagación.
- Se hará lo mismo para simular la función de transferencia cuando emite B. En este caso, sí que habrá pérdida de nivel en el punto de medida simulado con respecto a la señal emitida. La amplitud del impulso caerá a 0.5 por ser el trayecto a realizar el doble que el realizado por A.
- Se introducirá en el canal de la mesa de mezclas correspondiente a la fuente A, un retardo equivalente a la diferencia de tiempos de llegada en el punto de medida.
- Comprobar el efecto realizando la función de transferencia en el punto de medida cuando las dos fuentes radian de manera simultánea.

A continuación se exponen los resultados de la simulación:

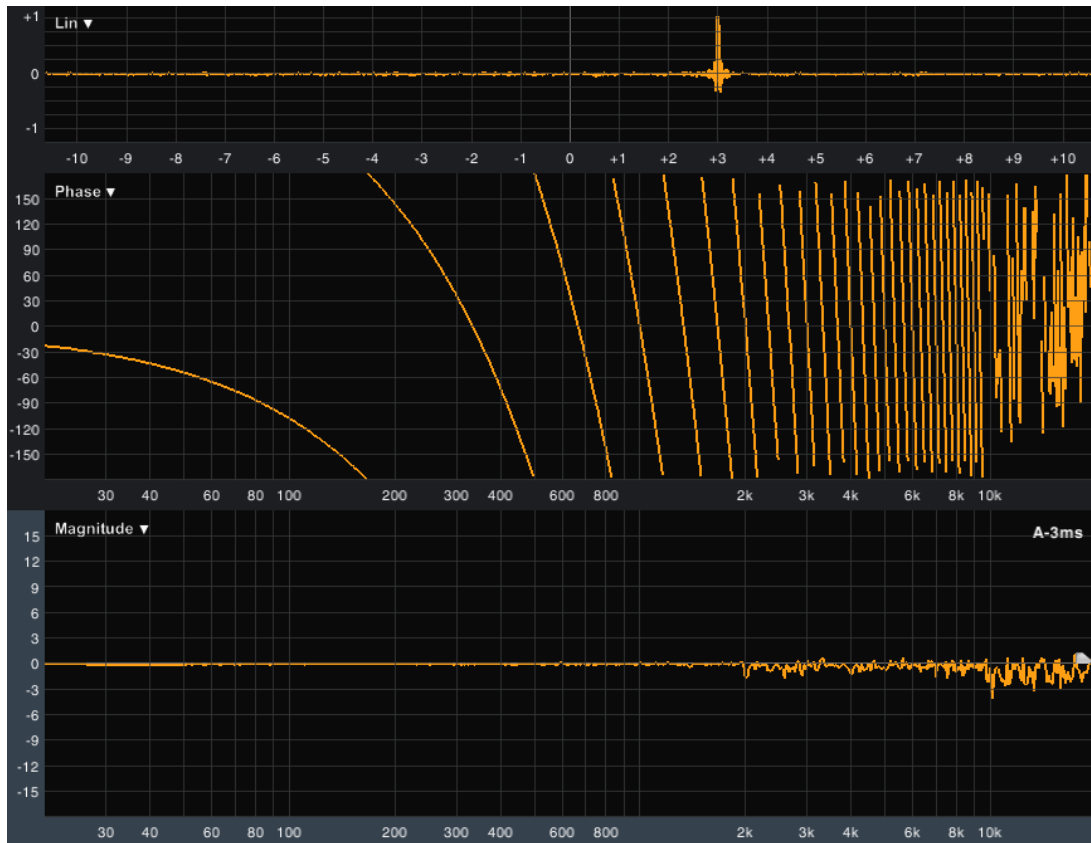


Figura 4.2.2: Función de transferencia y respuesta al impulso cuando emite A.



Figura 4.2.3: Función de transferencia y respuesta al impulso cuando emite A, una vez compensado el retardo de propagación.

En la figura 4.2.2, se muestra la función de transferencia que relaciona la señal emitida por la fuente A (señal de referencia) y la señal obtenida en el punto de medida (canal de medición). Como se puede apreciar, la señal llega al punto de medición pasados 3 ms desde la excitación. Además lo hace con el mismo nivel. Se ha simulado, por tanto, que el medio de propagación es lineal con la fase y que no existen pérdidas de nivel entre fuente A y punto de medida. Esto no sucede en el dominio acústico, pero hacen la simulación más sencilla de cara a entender el proceso.

Si se activa la herramienta de compensación de retardo por propagación, las medidas de función de transferencia relacionarán el canal de medición cuando el de referencia se retarda 3 ms. Como la señal en el punto de medida se ha caracterizado por ser igual que la señal emitida, al compensar el retardo se sincronizarán obteniendo respuesta plana en módulo y fase. En el dominio acústico no se verían respuestas planas ya que en la función de transferencia aparecerían los efectos de las reflexiones, y caídas de nivel debido a la distancia y la directividad. Al estar en el dominio eléctrico, esto es equivalente a compensar la latencia en un dispositivo electrónico, en la que los valores de módulo y fase comparados no son los que corresponden. Para ello, se utiliza la herramienta *Delay Finder* que proporciona exactamente la diferencia temporal existente entre canal de medición y de referencia, y permite insertarla directamente al canal de referencia en forma de retardo. A continuación se muestra esta herramienta:

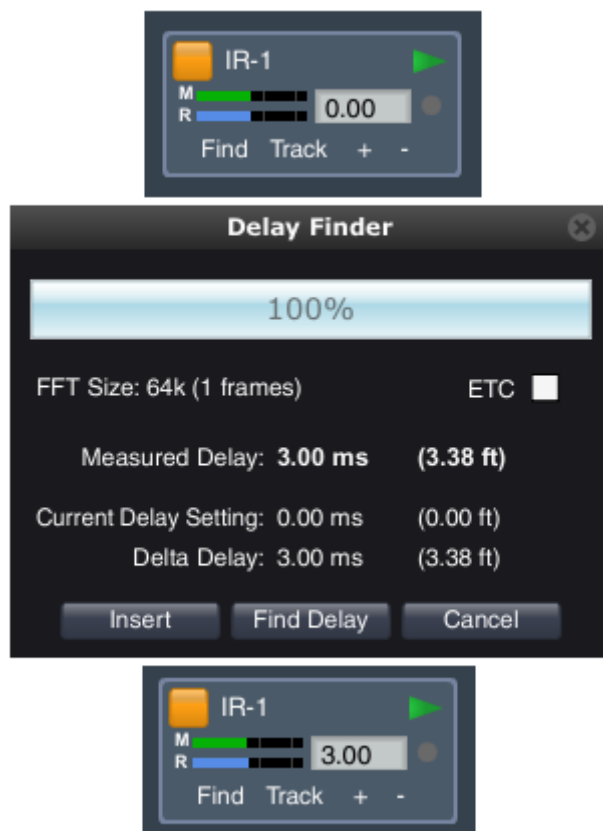


Figura 4.2.4: Herramienta Delay Finder de Smaart Live 7.

Una vez corregido el retardo de propagación se vuelve a medir la función de transferencia, obteniendo la figura 4.2.3. Como se puede observar, el retardo temporal de compensación se sitúa en el centro del eje temporal. El siguiente paso es medir la función de transferencia de la segunda fuente.

En la figura 4.2.5 no se ha aplicado compensación por lo que existen 6 ms de diferencia temporal y la pendiente de fase es más pronunciada. Se estará visualizando cuánto tarda la señal emitida por B en llegar al punto de medida, y cómo varía su respuesta de fase en este trayecto.

En la figura 4.2.6 se ha compensado la propagación respecto a la fuente A, por lo que la diferencia temporal entre señal medida y emitida es de 3 ms y la pendiente de fase es menos acusada. En este caso se estará visualizando cuánto tarda la señal emitida por B en llegar al punto de medida una vez ha llegado A. Se estará visualizando también cómo cambia la respuesta de fase desde ese mismo momento. Por ello, el impulso aparecerá en un punto relativo a la compensación. Puesto que en esta ocasión la compensación es de 3 ms, y la señal emitida por B tarda 6 ms, el impulso se sitúa a +3 ms respecto al centro del eje temporal (tiempo de propagación de A).

En la figura 4.2.7 se ha compensado el tiempo de propagación B, por lo que la única diferencia con la señal de referencia es una caída de 6 dB a causa de la distancia de separación fuente-punto de medida.

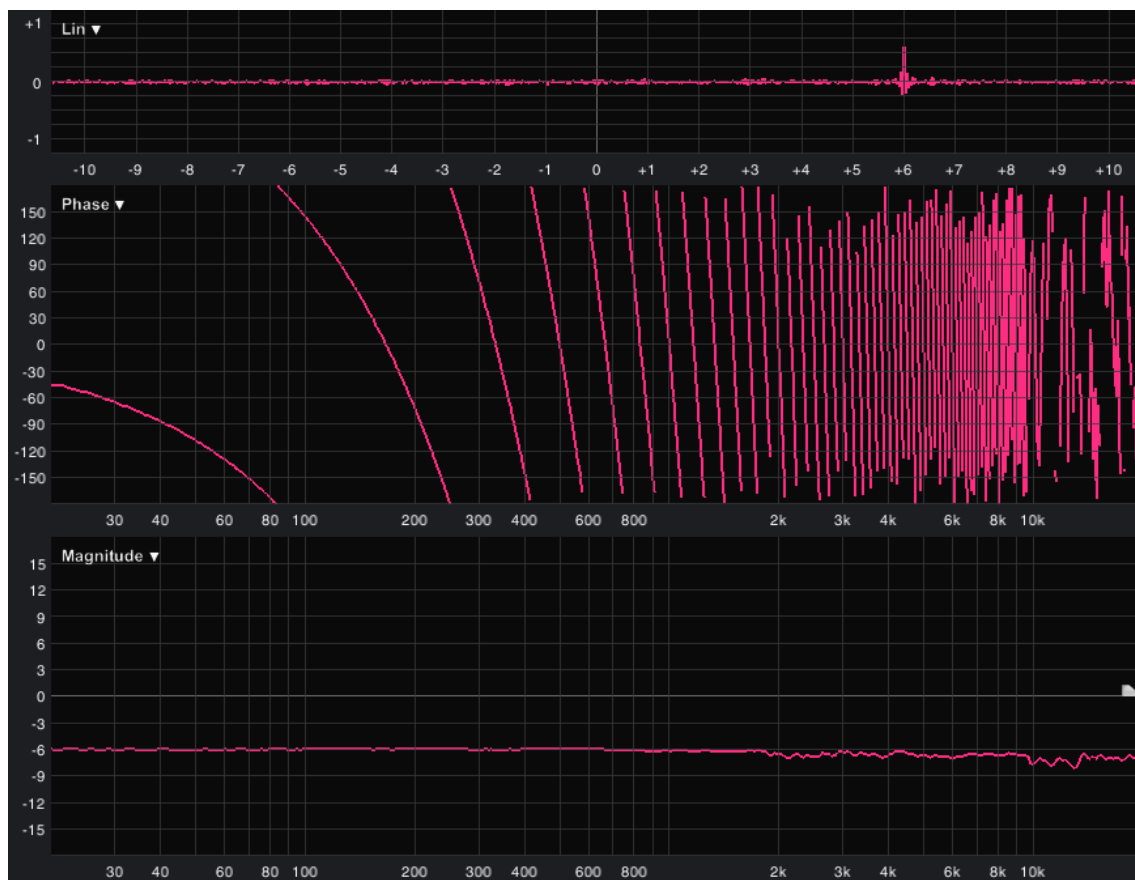


Figura 4.2.5: Función de transferencia y respuesta al impulso cuando emite B.

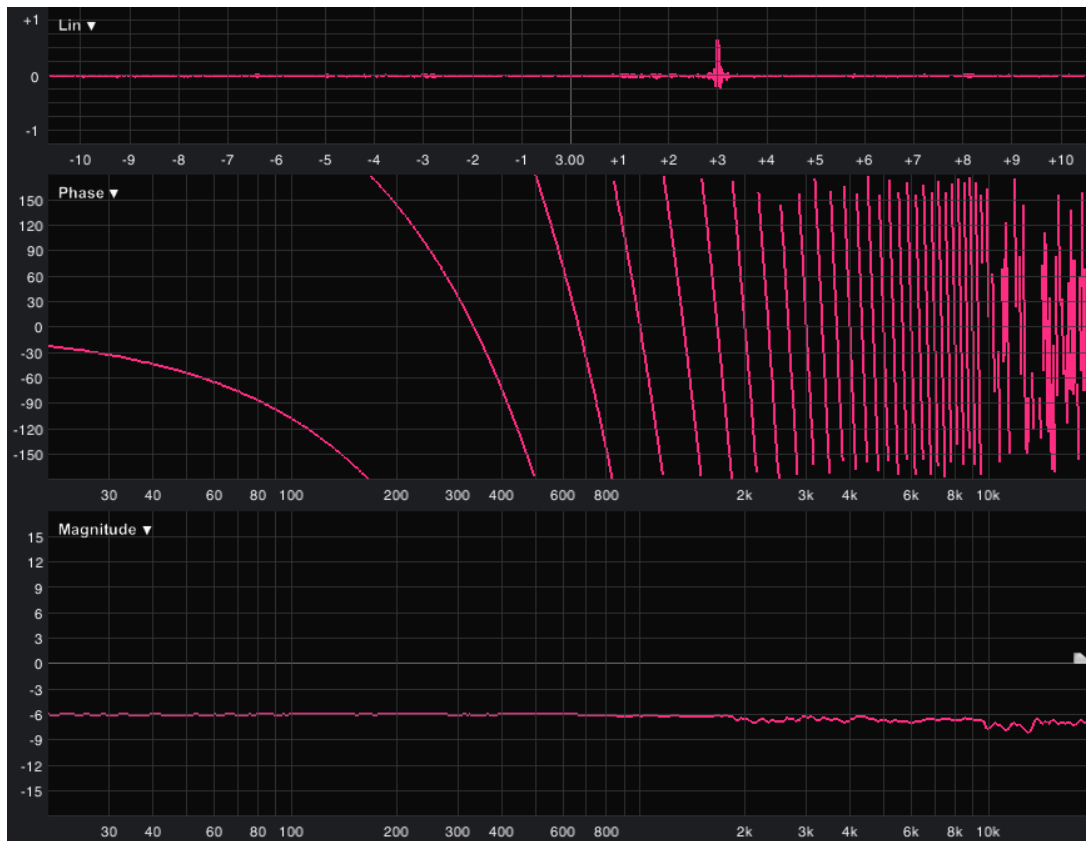


Figura 4.2.6: Función de transferencia y respuesta al impulso cuando emite B. La compensación del retardo de propagación se hace respecto al tiempo de llegada de la señal emitida por B.



Figura 4.2.7: Función de transferencia y respuesta al impulso cuando emite B. La compensación del retardo de propagación se hace respecto a su tiempo de llegada:

El siguiente paso será medir la función de transferencia de ambas fuentes emitiendo respecto a la señal de referencia. El procedimiento habitual es compensar la propagación de la fuente más cercana, A en este caso, ya que de este modo se observará la diferencia de tiempo con la que llega la fuente más alejada respecto a ésta. La herramienta *Delay Finder* compensa automáticamente el retardo de esta manera, lo que permite visualizar cómo cambia la respuesta de fase desde la primera llegada. La respuesta de fase se caracterizará por tener pendiente negativa, lo que demuestra que se estará visualizando un retardo. Esto se puede apreciar en la figura 4.2.8.

Si se compensase la fuente más alejada, en este caso B, se obtendría el impulso correspondiente a la señal emitida por A, en -3 ms. La respuesta relativa de fase se caracterizaría por tener una pendiente positiva, lo que demostraría que se está visualizando un “adelanto”. Esto se puede apreciar en la figura 4.2.9.

Si no se aplica compensación, los valores relativos de fase no coincidirán con las frecuencias a las que se produce cancelación, por lo que no se estarían relacionando correctamente las señales. Esto puede apreciarse en la figura 4.2.10.

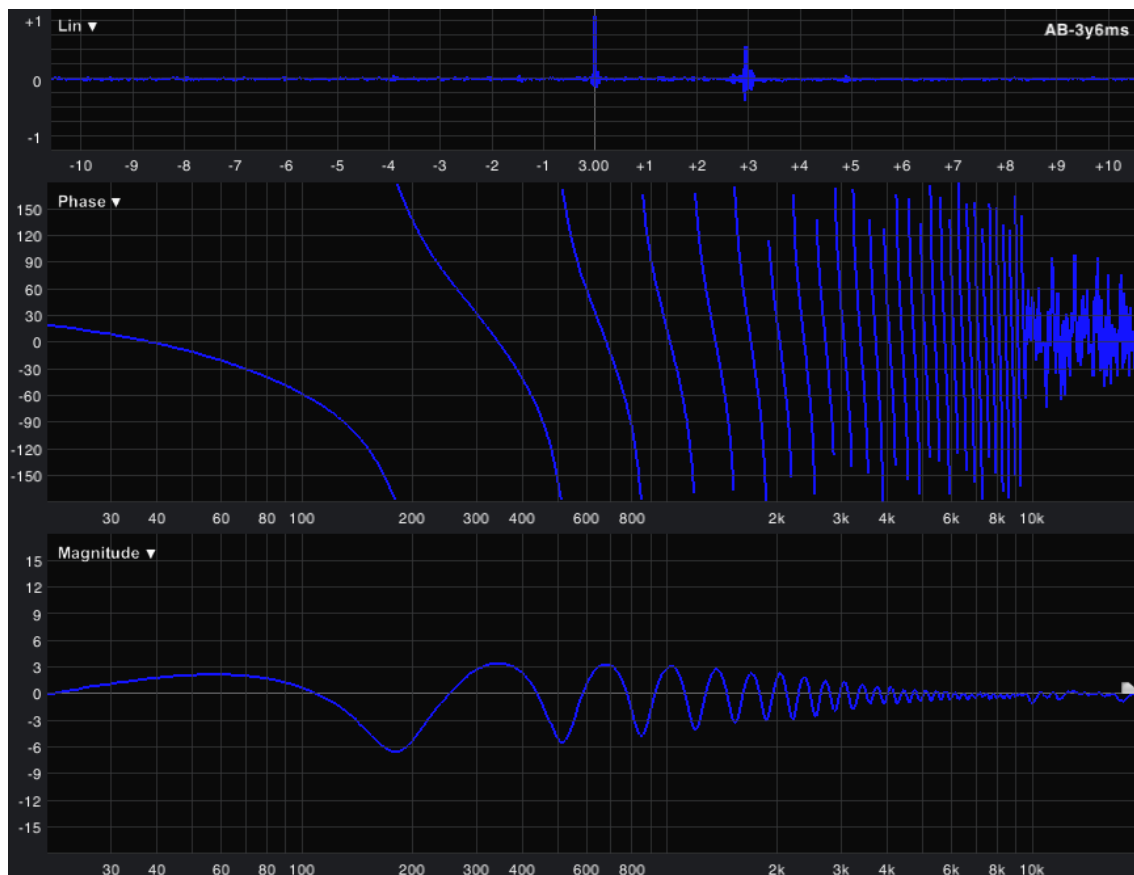


Figura 4.2.8: Función de transferencia y respuesta al impulso cuando emiten ambas fuentes. La compensación se ha realizado respecto a la fuente más cercana. La función de transferencia en fase muestra un retardo.

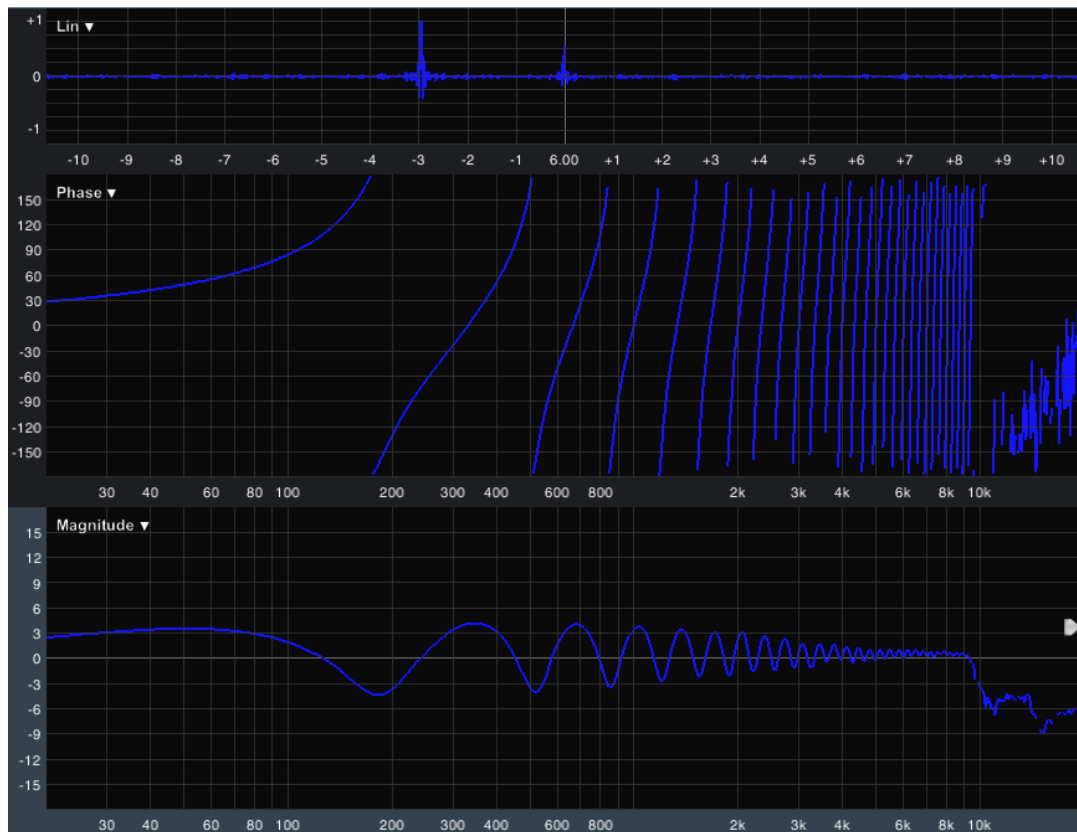


Figura 4.2.9: Función de transferencia y respuesta al impulso cuando emiten ambas fuentes. La compensación se ha realizado respecto a la fuente más alejada. La función de transferencia en fase muestra un “adelanto”.

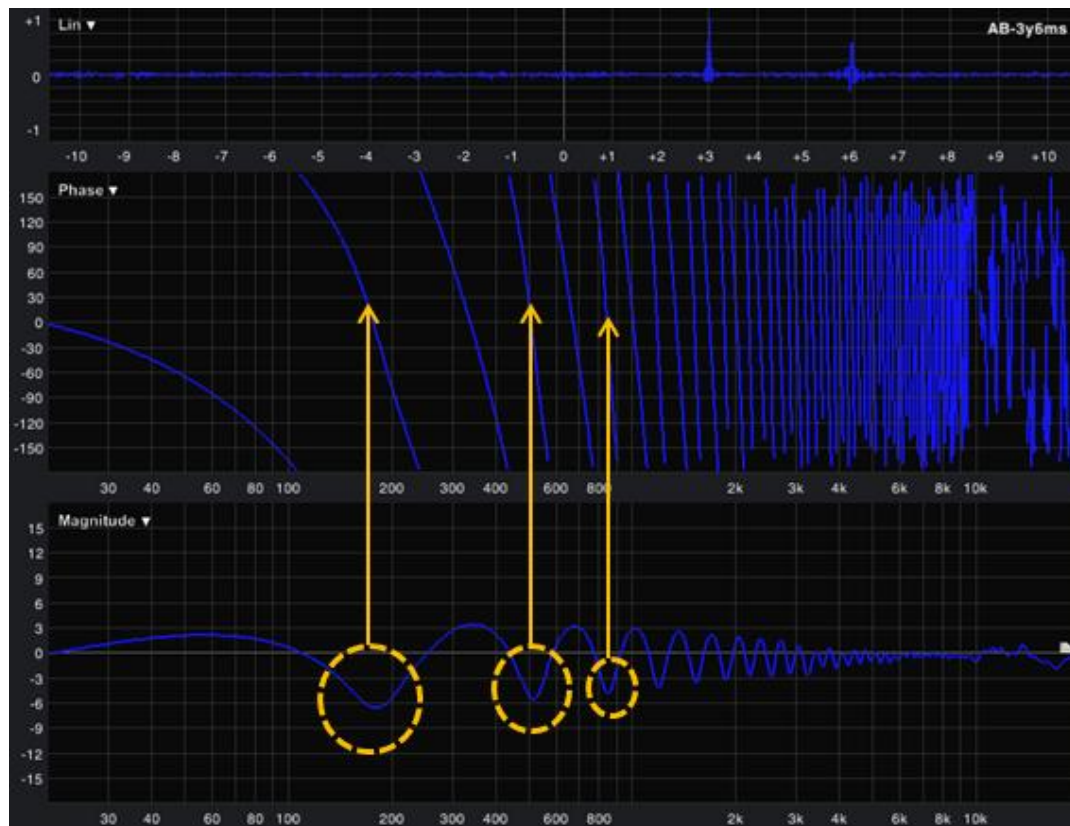


Figura 4.2.10: Función de transferencia y respuesta al impulso cuando emiten ambas fuentes. No se ha aplicado compensación por lo que la respuesta relativa de fase no concuerda con la de nivel en los puntos de cancelación.

El siguiente paso consiste en introducir el retardo relativo obtenido entre ambas señales, a la fuente más adelantada. Para este caso se añadirán 3 ms, con lo que ambas señales deberían llegar al mismo tiempo. Al llegar ambas señales al mismo tiempo se ha de compensar el retardo de propagación con 6 ms. De esta forma, se comparan ambas señales con la señal de excitación 6 ms después de ser emitida. A continuación se muestra la función de transferencia que relaciona ambas señales, una vez ha sido aplicado el retardo:

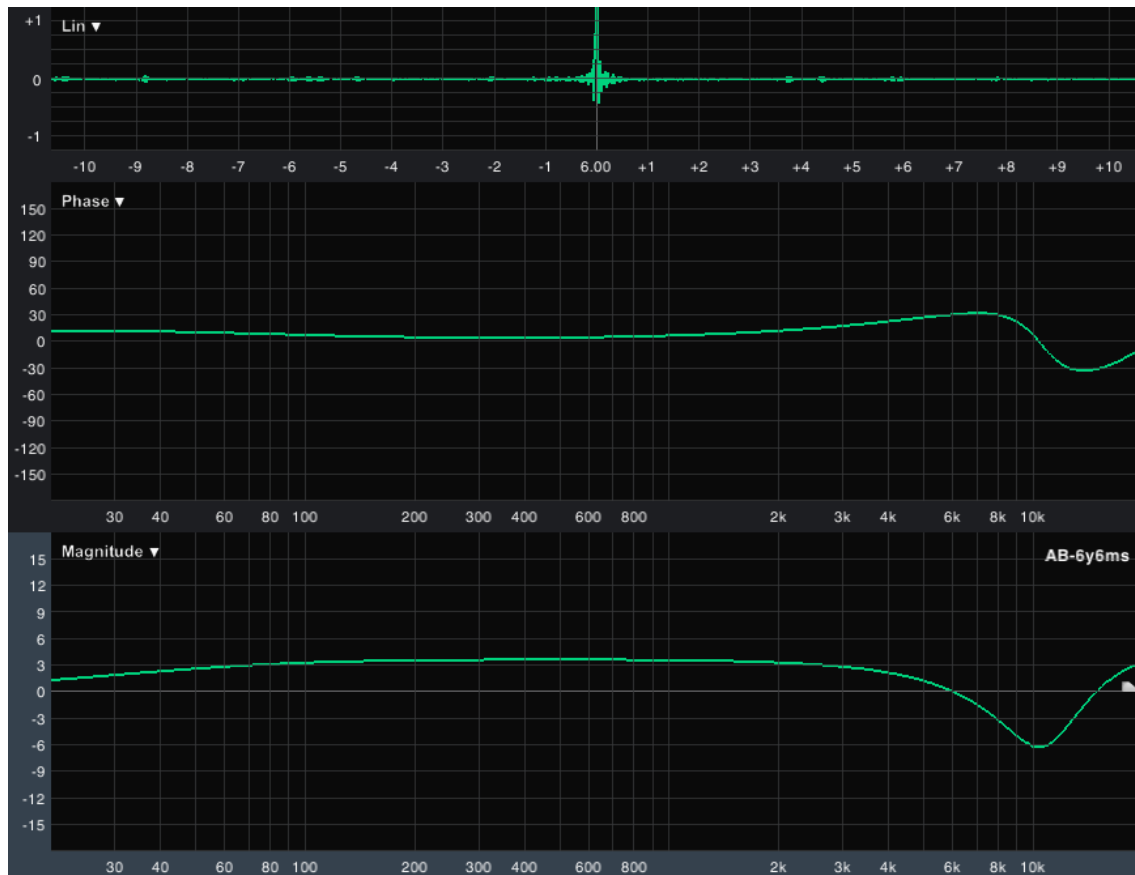


Figura 4.2.11: Función de transferencia y respuesta al impulso cuando emiten ambas fuentes y el retardo ha sido aplicado a la más adelantada. La compensación se aplica respecto a ambas fuentes cuyos tiempos de llegada son equivalentes.

Como puede observarse, se produce suma para todo el rango de frecuencias salvo a 10 kHz. Esto se debe a la falta de resolución en el menú de *Delay* de la consola de mezclas, ya que los intervalos son de 0.1 ms (4 muestras a 48 kHz). Este desajuste ha provocado un retardo entre las señales simuladas de 0.04 ms, es decir, de 40 μ s, lo cual refleja cuan necesario es disponer de un dispositivo de alta precisión. Sin embargo, para poder superar una resolución de 0.1 ms, serán necesarias frecuencias de muestreo muy altas (mayores que 48 kHz).

La suma de señales proporcionará +3 dB en el resto del rango, ya que, pese a emitir con misma fortaleza, la distancia que han de recorrer ambas señales sigue siendo distinta.

Para este primer caso, ha de recalcarse la importancia de la compensación de retardo de propagación. Según el escogido se estará visualizando una respuesta relativa de fase distinta. La respuesta al impulso permitirá deducir qué se está comparando.

El método en sí resulta sencillo e intuitivo. Funciona bien en el dominio eléctrico con señales equilibradas en su contenido espectral. La precisión del procesador determinaría la exactitud del alineamiento.

En el segundo caso, se van a simular dos fuentes radiando en rangos espectrales distintos. Existirá una zona de solapado y será por lo tanto el rango en el que se deba conseguir suma, tal y como se consiguió en el apartado de *Método de alineamiento de fase*, pero esta vez haciendo uso de la respuesta temporal. Las fuentes a simular corresponden con las mismas que se utilizaron en el apartado mencionado, siendo estas un altavoz y un *driver*. El canal de medición simulará el punto de medida, siendo este el eje intermedio de ambos transductores. El escenario a simular se muestra a continuación:

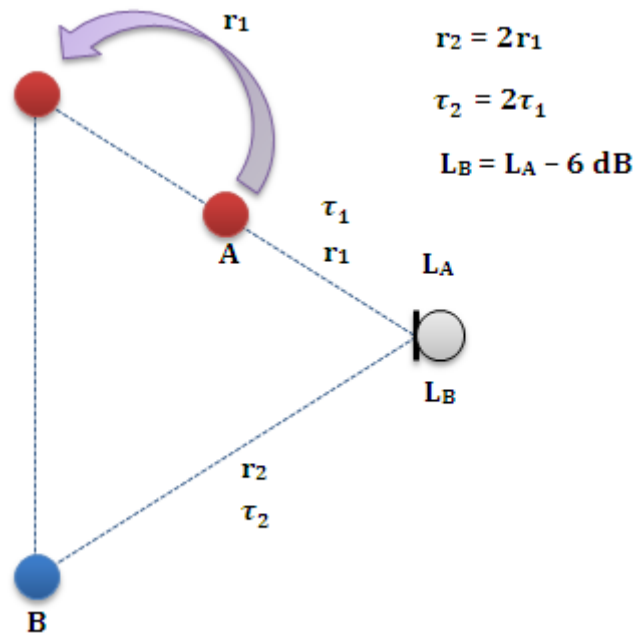


Figura 4.2.12: Escenario recreado en la simulación para la aplicación del método. En este caso las fuentes trabajan en rangos de frecuencia distintos y comparten una zona del espectro.

Nada ha cambiado salvo el rango de operación de ambas fuentes. En este caso, la fuente B va a contener el rango de baja frecuencia, y la fuente A, el rango de alta frecuencia. Para ello, se han filtrado las señales a la frecuencia de cruce 1 kHz, con el filtrado disponible en la consola, por lo que la fase en estas señales ya no será lineal. Las pautas seguidas para aplicar el método son exactamente las mismas que en el caso anterior. Los resultados obtenidos para las señales individuales han sido los siguientes:

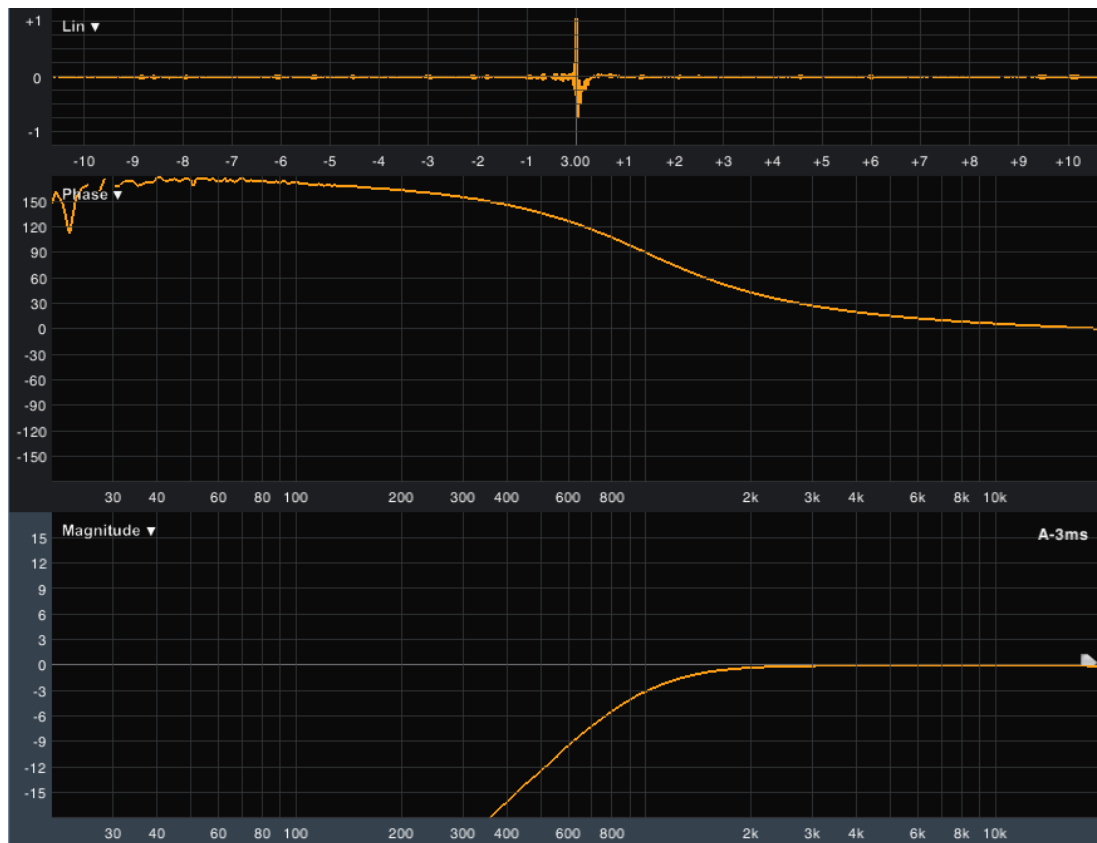


Figura 4.2.13: Función de transferencia y respuesta al impulso cuando emite A, una vez compensado el retardo de propagación.

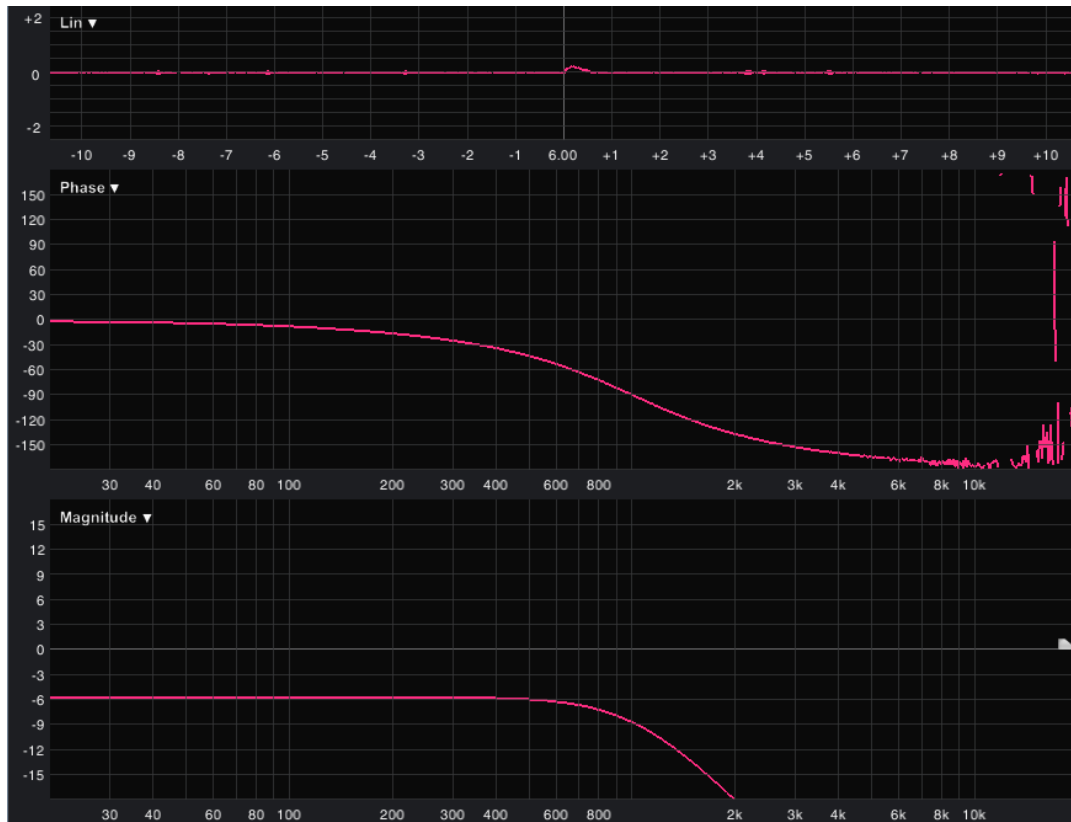


Figura 4.2.14: Función de transferencia y respuesta al impulso cuando emite B una vez compensado el retardo de propagación.

En ambas figuras, se muestran las respuestas individuales que relacionan señal emitida y señal recibida. En cada caso se ha compensado su retardo de propagación correspondiente. Las figuras muestran la topología de los filtros utilizados. Se deduce que la mesa utiliza filtros Butterworth de segundo orden. El uso de este tipo de filtros implica cambio de polaridad, por lo que se aplicará a la fuente A.

Cabe destacar cómo difieren los impulsos en amplitud y extensión. El impulso cuyo contenido es de alta frecuencia se caracteriza por ser más vertical y tener mayor amplitud. El que contiene baja frecuencia es más achatado y extenso.

A continuación se mide la función de transferencia cuando ambas fuentes radian de manera simultánea. La respuesta se puede observar en la figura 4.2.15. Cuando se mantiene la compensación a 3 ms se observan, en la respuesta relativa de fase, las diferencias entre señal de referencia y la combinación de las dos señales, desde que llegó la señal emitida por A. Obsérvese que la respuesta de fase deja de ser lineal a partir de la zona de solapado espectral. Esto crea irregularidades en la respuesta de nivel relativo. Se puede observar también el cambio de polaridad en la respuesta al impulso correspondiente a la señal emitida por A.

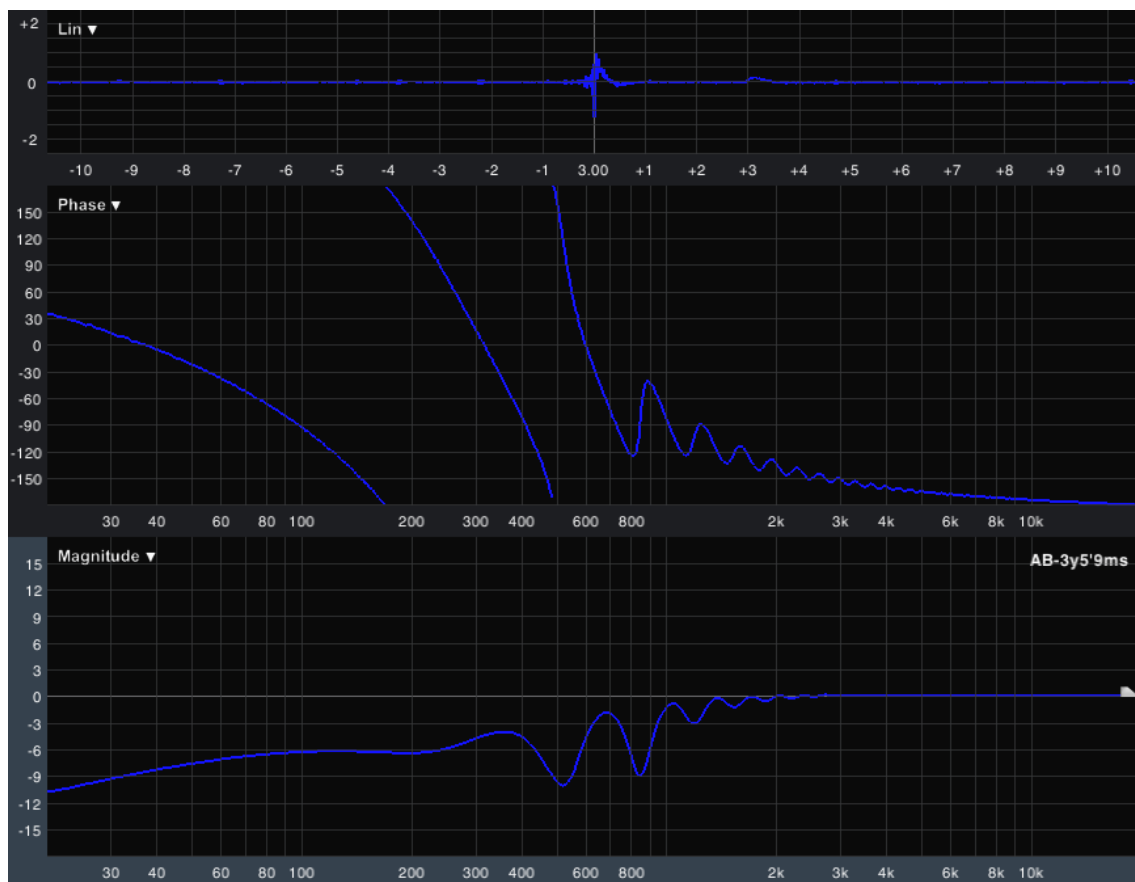


Figura 4.2.15: Función de transferencia y respuesta al impulso cuando emiten ambas fuentes. La compensación se ha realizado respecto a la fuente más cercana, por lo que la función de transferencia en fase muestra un retardo, en este caso variable con la frecuencia.

Siguiendo con el procedimiento, se aplicará un retardo de 3 ms a la señal emitida por A, y se aplicará una compensación de 6 ms. De este modo, se comparan ambas señales sincronizadas con la de referencia. El resultado se muestra a continuación:

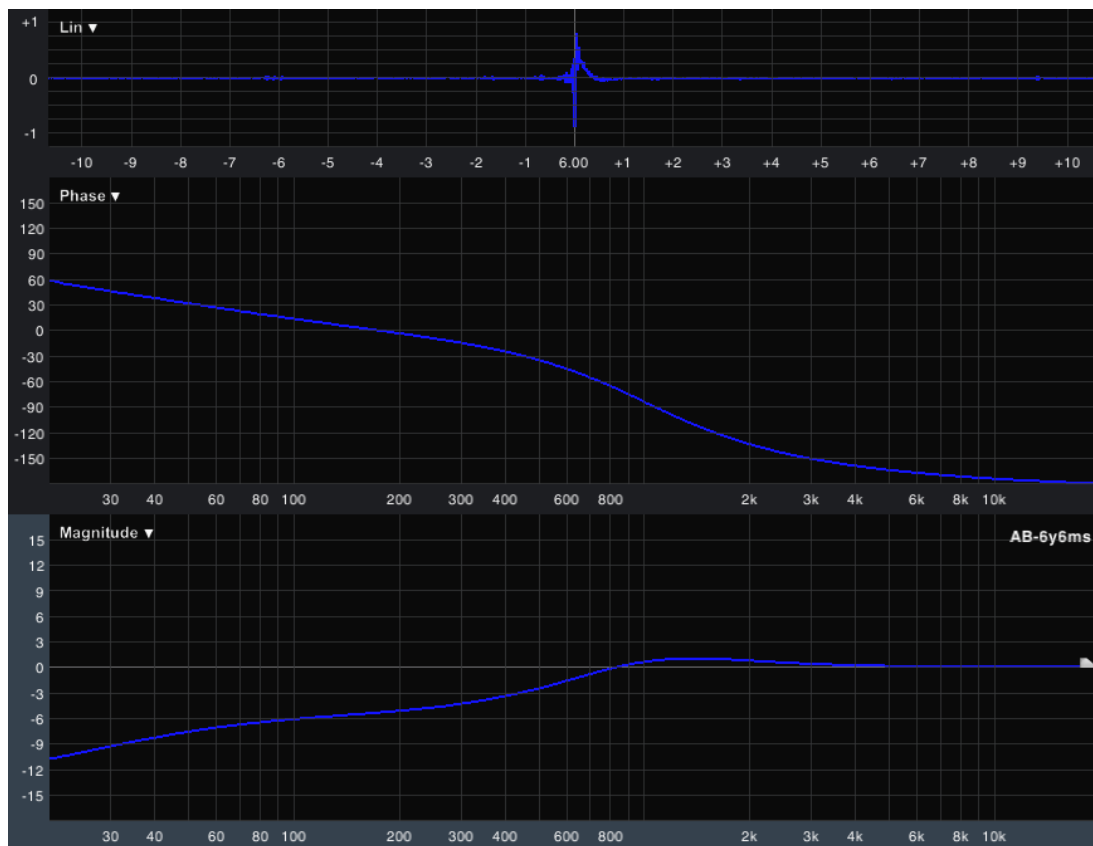


Figura 4.2.16: Función de transferencia y respuesta al impulso cuando emiten ambas fuentes y el retardo ha sido aplicado a la más adelantada. La compensación se aplica respecto a ambas fuentes cuyos tiempos de llegada son equivalentes.

Como se puede observar, el resultado final es el esperado. Se produce suma en los alrededores de la frecuencia de cruce debido al uso de filtros Butterworth de segundo orden. Esto se muestra en la figura 4.2.17, en la que se observa un pico de ganancia cerca de la frecuencia de cruce. Al ser la vía de graves 6 dB inferior a la de agudos el pico alcanza 0 dB. La respuesta de fase relativa y las individuales son prácticamente idénticas en todo el rango, por ser segundo orden.

En esta ocasión se ha logrado alinear temporalmente las señales de distintos rangos en la zona de solapamiento espectral, por lo que el método es equivalente al método de alineamiento de fase. Sin embargo, en el dominio acústico van a intervenir otros factores propios del medio o inherentes a las fuentes, que van a colorear la respuesta. Esto va a implicar, en muchos casos, impulsos poco definidos, cuyo aspecto vendrá determinado por su contenido espectral y la cantidad de retardo variable con la frecuencia. En efecto, el ejemplo anterior se ha realizado utilizando filtros planos en su banda de paso. ¿Será eficiente el método de alineamiento temporal cuando exista coloración en la respuesta?

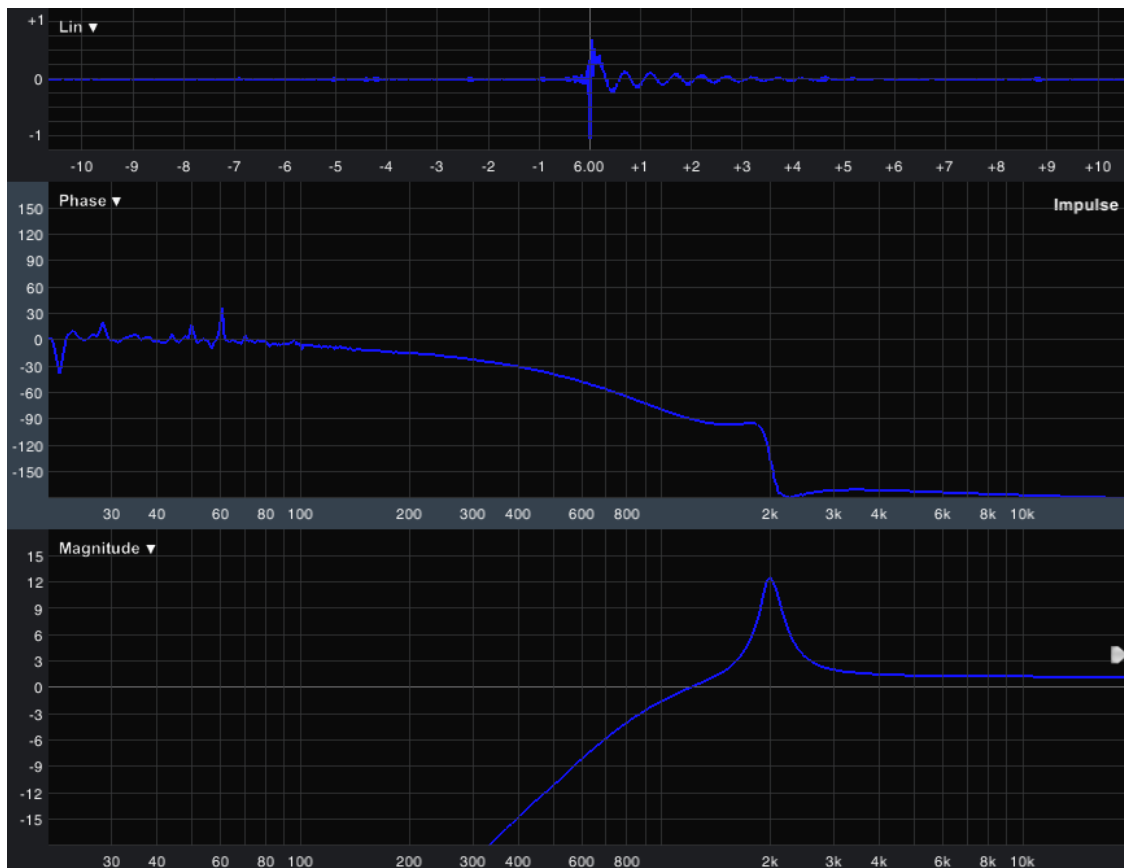


4.2.17: Funciones de transferencia y respuesta al impulso individuales y conjuntas. El retardo ha sido aplicado a la más adelantada. Los tiempos de llegada son equivalentes lo que equivale a una respuesta en fase en la zona de solapamiento.

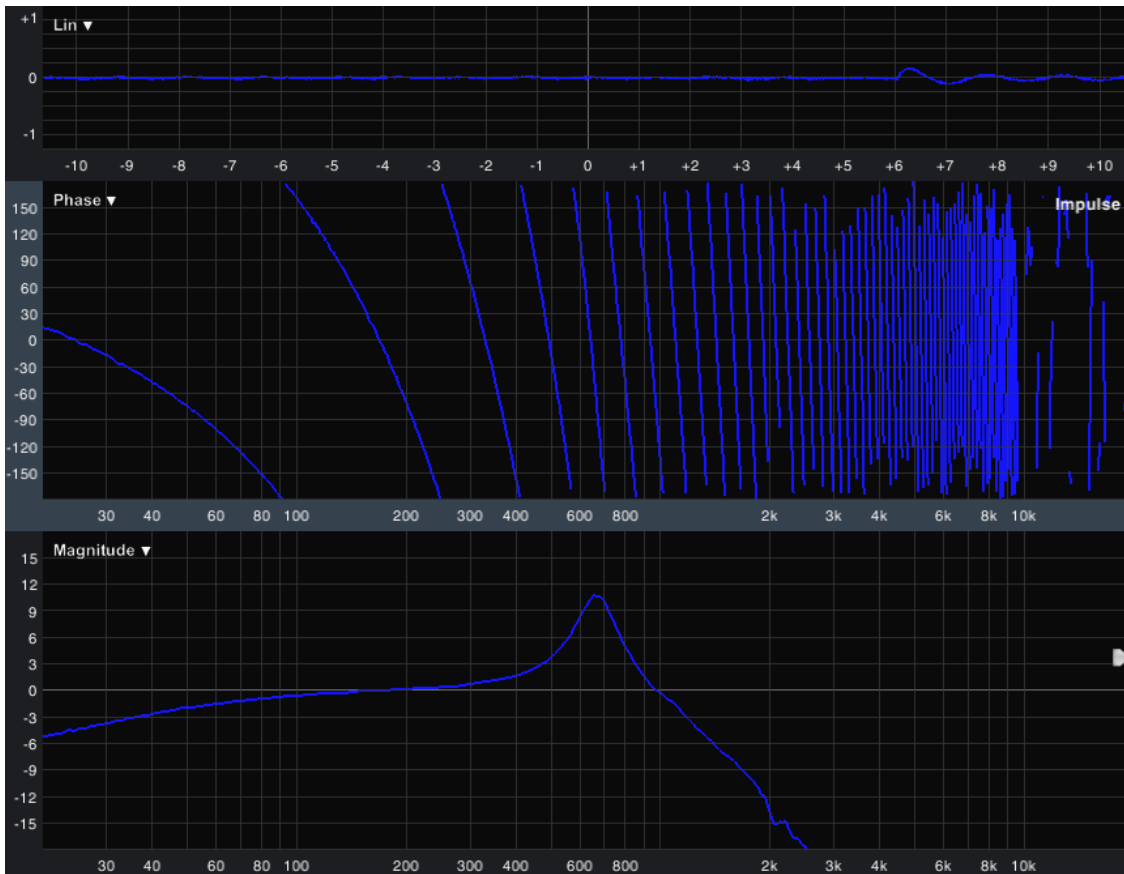
Para esclarecer esta cuestión se ha aplicado ecualización en las dos vías. Ambas vías tienen el mismo retardo de 6 ms, y se han ecualizado con un pico de +12 dB y un factor Q de 10, a las frecuencias 667 Hz (vía de graves), y 2 kHz (vía de agudos).

En la figura 4.2.18 se observa como la respuesta al impulso, en la vía de agudos, se ha degradado, ensanchándose y produciéndose amortiguamiento, pero manteniendo a la vez el pico inicial de energía. Esta degradación se relaciona con la ecualización ya que añade un retardo mayor a las frecuencias en las que se aplica, como puede observarse en las respuestas de módulo y fase. La cantidad de retardo añadido depende de la Q utilizada. Cuanto más estrecho sea este factor, más retardo se añade. Por esta razón son famosos los filtros tipo *notch*. En cualquier caso, la herramienta *Delay Finder* proporciona exactamente el valor de retardo aplicado a la vía de agudos.

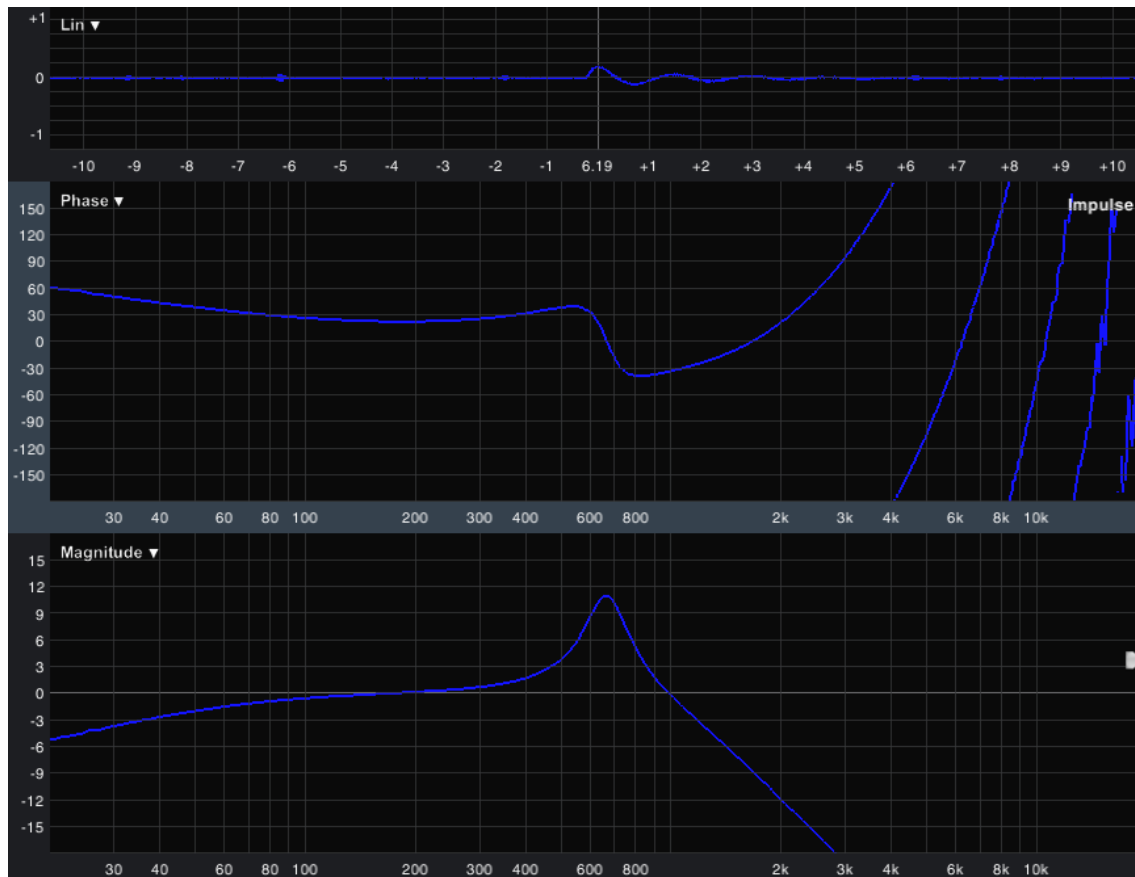
En la figura 4.2.19, no se ha aplicado compensación a la vía de graves. Se puede destacar claramente que el impulso comienza en +6 ms, que corresponde exactamente con el retardo aplicado a su correspondiente canal de medición.



4.2.18: Función de transferencia y respuesta al impulso de la señal emitida por A una vez retardada y compensada.



4.2.19: Función de transferencia y respuesta al impulso de la señal emitida por B sin aplicar compensación.



4.2.20: Función de transferencia y respuesta al impulso de la señal emitida por B tras aplicar compensación.

En la figura 4.2.20, se ha aplicado la compensación de retardo calculado por la herramienta *Delay Finder*. En este caso, difiere en 0.19 ms del retardo aplicado a la vía de graves. Si a continuación se elimina la ecualización y el filtrado, Smaart proporciona exactamente los 6 ms de retardo aplicados. Esto se debe a que esta herramienta proporciona el valor de retardo cuando el impulso ha alcanzado su máximo, lo cual no resulta problemático si la señal de medición tiene un elevado contenido espectral de alta frecuencia. Por el contrario, si el contenido tiene una proporción mayor de baja frecuencia, el impulso se achata y se estira, por lo que existe un “tiempo de subida” hasta que el éste alcanza su máximo. El valor proporcionado por Smaart corresponde con el pico máximo del impulso, por lo que en la vía de graves existirá un *offset* entre la llegada inicial y el pico máximo del impulso.

Imagínese el escenario mostrado en la figura 4.2.12, pero esta vez, la fuente A (la más adelantada), opera en el rango de frecuencias bajas. Cuando se utiliza la herramienta *Delay Finder*, la compensación se haría automáticamente respecto al pico de la respuesta al impulso de contenido de baja frecuencia. El retardo entre fuentes calculado sería relativo al pico máximo, con lo que al aplicarse a la fuente A, se obtendrían respuestas conjuntas erróneas e inesperadas. En el ejemplo anterior fueron 0.19 ms lo que supondría un *comb filter* con un primer nodo cerca de 2.6 kHz.

Esta ambigüedad respecto al alineamiento entre picos de energía o alineamiento entre llegadas de energía se trata en el siguiente apartado. En cualquier caso, el método de alineamiento temporal

resulta menos intuitivo cuando se manejan señales de contenidos espectrales distintos o de baja frecuencia, y menos aun cuando las respuestas de fase son no lineales. Este tipo de señales serán las que van a encontrarse en el medio acústico, por lo que resulta más sencillo el método de alineamiento de fase. Para señales iguales y con un elevado contenido de alta frecuencia resulta en un método sencillo y eficiente.

5. MÉTODOS DE OPTIMIZACIÓN EN UN EVENTO REAL

En un refuerzo sonoro, el propósito claro de calibrar y optimizar la combinación de múltiples sistemas, recae en obtener una respuesta en frecuencia lo más plana posible en el mayor área de audiencia posible y conseguir un nivel de recubrimiento lo más homogéneo posible. Estas tareas dependen de numerosos factores y circunstancias que limitan en fuerte medida el poder alcanzar dicho propósito.

Para llevar a cabo la optimización del conjunto de sistemas de sonido que interviene en un evento en directo, se ha de seguir una estrategia concreta utilizando métodos de alineamiento, y ajuste de niveles, de ecualización, de compresión y de limitación. Ninguno de los procedimientos, sobretodo el alinear diferentes sistemas o ajustar niveles y ecualización, resultan evidentes dado que dependen del número y tipos de sistemas montados, así como de en qué puntos se realicen los diferentes ajustes.

Existen numerosos métodos propuestos para llevar a cabo la calibración del conjunto, por lo que se van a exponer 4 métodos distintos. Más adelante, en el apartado *Estrategias y decisiones adoptadas para la optimización de los sistemas de sonido en un evento real* de la tercera sección, se especificará la estrategia final elegida que mejor se adapte a las circunstancias del evento.

El primer método corresponde con el expuesto en el *Technical Report* presentado por Joan La Roda, miembro del departamento de ingeniería de DAS Audio España [38]. El montaje para la aplicación del método puede asemejarse al mostrado en la siguiente figura:



Figura 5.1: Ejemplo de montaje para la aplicación del método de Joan La Roda.*

En el artículo propone que, en un directo, para realizar el ajuste de fases entre vías de los sistemas ha de hacerse utilizando un único *cluster* compuesto por un sistema *line array* y un conjunto de unidades de subgraves apiladas en el suelo (*Ground Stacked*):



Figura 5.2: Configuración del cluster para la aplicación del método.*

Para ello se situará el micro, aproximadamente, a medio camino de la distancia máxima a cubrir, en el punto en el que la coherencia sea lo más alta posible. De este modo, se asegurará que al acercarse o alejarse de este punto óptimo, no suponga una diferencia de fases demasiado grande, a excepción de posicionarse muy cerca de la formación.

Habrà que prestar especial atención al hecho de buscar el punto de mayor coherencia alrededor de las frecuencias de cruce de los sistemas, ya que es muy habitual la pérdida a causa de las reflexiones que se producen en el suelo cuando se coloca el micro en un soporte.

En algunas ocasiones será necesario retrasar los subgraves añadiendo retardo, y en otras será necesario adelantarlos añadiendo retardo negativo, lo cual resulta imposible. Para solventarlo, se añadirà, inicialmente, un tiempo de retardo igual para cada vía de manera que sea posible sumar o sustraer retardo. Una vez ajustado el equipo, será necesario normalizar los valores a cero, añadiendo retardo al sistema *line array*, o al conjunto de subgraves.

Supóngase que el tratamiento de la señal (filtrado y ecualización), del sistema *line array* y el conjunto de subgraves, puede realizarse tanto en sus respectivas placas DSP internas como en un procesadores externos. De lo que se trata es de alinear, a través de un procesador externo, o una

unidad de retardo, el sistema de subgraves con el sistema *line array*, cuyas dos o tres vías ya se encuentran alineadas a través de su tratamiento específico. Se mandará señal desde el procesador a los sistemas y a partir de las funciones de transferencia halladas en Smaart Live 7, se aplicarán los retardos a la vía de subgraves, o bien a la del sistema *line array*. Para llevar a cabo el método se ha utilizado el procedimiento de alineamiento de fase.

Los pasos a seguir son:

- Introducir 20 ms de retardo a cada vía. Dicho valor se ha escogido arbitrariamente, por lo que podemos escoger un valor diferente.
- Se activará la vía del sistema *line array*. Se sincronizarán las señales de referencia y medición. Para ello se obtendrá el retardo por propagación acústica y por latencia del procesador a través de la herramienta *Delay Finder* de Smaart Live 7. Dicho retardo se aplicará a la señal de referencia de modo que la función de transferencia calculada por el software sea la correcta.
- Sin modificar el retardo aplicado, se medirá a continuación la función de transferencia cuando ambos sistemas radian simultáneamente, abriendo la vía de graves. En el peor de los casos, se obtendrán cancelaciones tipo *Notch* en la zona de solapado espectral, debido a la diferencia en los tiempos de llegada entre ambos sistemas al punto de medida. Se capturará la medida.
- Se muteará la vía de graves y se realizará la función de transferencia del sistema *line array*. Se capturará la medida.
- Se mutearán las vías del sistema *line array*, y se dejará abierta la vía de graves para realizar su correspondiente función de transferencia, sin utilizar la herramienta *Delay Finder* puesto que se ha de comparar los tiempos de llegada entre sistemas, siendo el del sistema *line array* el tomado como referencia. Se capturará la medida.
- Se llamará a trazo a la función de transferencia del *line array* capturada. Comparando las curvas de fase entre sistemas, se determinará si es necesario retardar o adelantar los subgraves, de manera que ambas curvas de fase queden solapadas alrededor de la frecuencia de cruce. Esto se puede deducir observando la pendiente de fase. La que posea mayor pendiente será la que se deba adelantar quitando retardo.
- Una vez adelantado o retrasado el sistema de subgraves, se volverá a medir la función de transferencia del sistema, comparándola con la que fue capturada de inicio. Si las fases han quedado ajustadas, se producirá suma en el rango de frecuencia correspondiente al solapado espectral entre sistemas, lo que quedará reflejado en la

respuesta en amplitud. Se observará además como la falta de coherencia en ésta zona ha desaparecido.

- Por último, se tomará el valor menor del retardo introducido y se restará a ambos sistemas de modo que las vías que no han de ser retardadas queden con un valor de retardo de 0 ms.

El segundo método es el propuesto por Charles Hughes [39], miembro de la empresa alemana AFMG y miembro de la AES entre otras. Hughes posee 4 patentes relacionadas con audio y sonido, y propone un método para alinear *subwoofer* con un sistema *full-range* tipo *line array*, basado en alineamiento temporal.

Según Hughes, cuando se trata de alinear un sistema *subwoofer* y un *full-range*, utilizando el método de alineamiento temporal, es normalmente más sencillo analizar la respuesta al impulso del *line array* que del sistema *subwoofer*, siendo la primera muy definida, incluso llegando a parecer una Delta de Dirac, y la segunda mucho más ancha. Esto se muestra en la siguiente figura, en la que la primera respuesta al impulso corresponde con un sistema *line array*, y la segunda corresponde con un sistema tipo *subwoofer*:

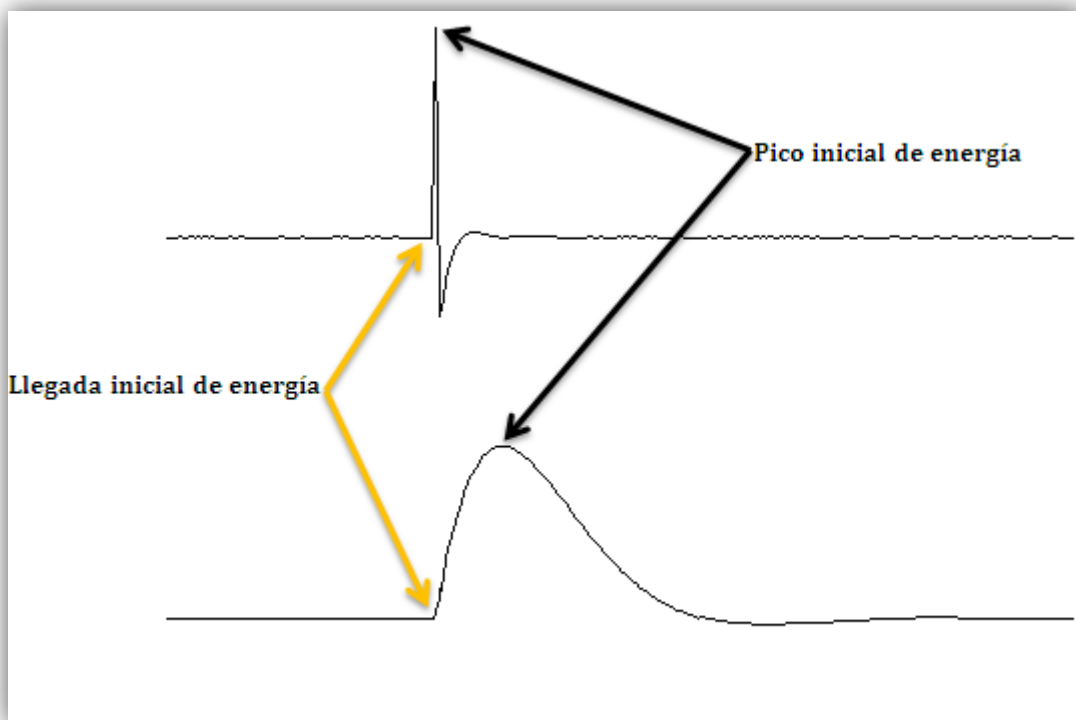


Figura 5.3: Respuesta al impulso de dos sistemas de distinto contenido espectral.

Esto se debe al contenido espectral de ambos sistemas, por lo que Hughes recomienda utilizar un filtrado en graves situando la frecuencia de cruce lo más arriba posible. De este modo, cuanta más

alta sea la frecuencia de cruce de los subs, más se estrechará el impulso obteniendo así mayor resolución temporal a la hora de alinear en tiempo. Según Hughes, para conseguir alinear dos señales se han de alinear los puntos iniciales de llegada de energía, y no los picos como se muestra en la figura 5.3.

El método de Hughes se centra en una configuración *flown full-range (line array volado)*, y *Ground Stacked Subs* (subgraves apilados), en una sola formación:



Figura 5.4: Configuración para la aplicación del método de Charles Hughes.*

La razón es que es la configuración más común y a la vez la peor para el ajuste de diferencias de tiempo, por lo que recomienda disponer ambos sistemas lo más cerca posible para minimizar las diferencias temporales. El objetivo es que la energía de las bandas pasantes adyacentes de ambos sistemas llegue al punto de escucha al mismo tiempo. Para ello se seguirá en primer lugar el criterio de ± 2 dB de variación en el área de audiencia. Para ello la fase relativa entre sistemas no puede ser mayor a 75° . Tomando por ejemplo 100 Hz, la diferencia temporal no ha de ser superior a:

$$\Delta\varphi = 360 \cdot f \cdot \Delta\tau; \quad 75^\circ = 360 \cdot 100 \cdot \Delta\tau; \quad \Delta\tau = 2.08 \text{ [ms]}$$

(5.1)

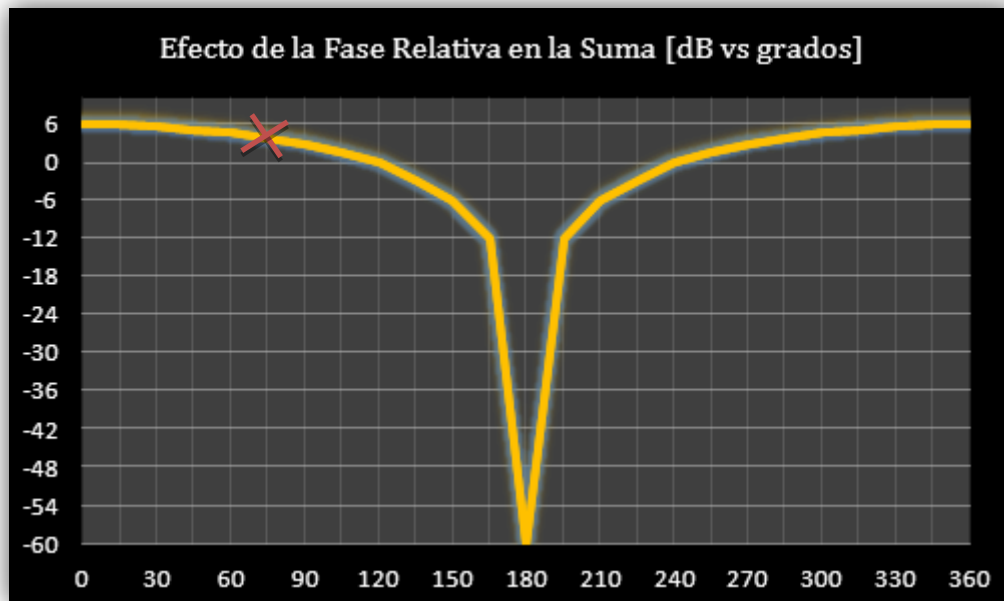


Figura 5.5: Efecto de la fase relativa en la suma de señales.

Mientras se mantenga una diferencia en tiempos de llegada no superior en aproximadamente 2 ms, no se dará más de 2 dB de variación a la frecuencia de cruce de ambos sistemas. Para exponer su método, Hughes simula en EASE 4.3 los dos sistemas radiando en campo libre. Utilizando la herramienta de mapa de diferencias en los tiempos de llegada se planteará la ejecución de su método:

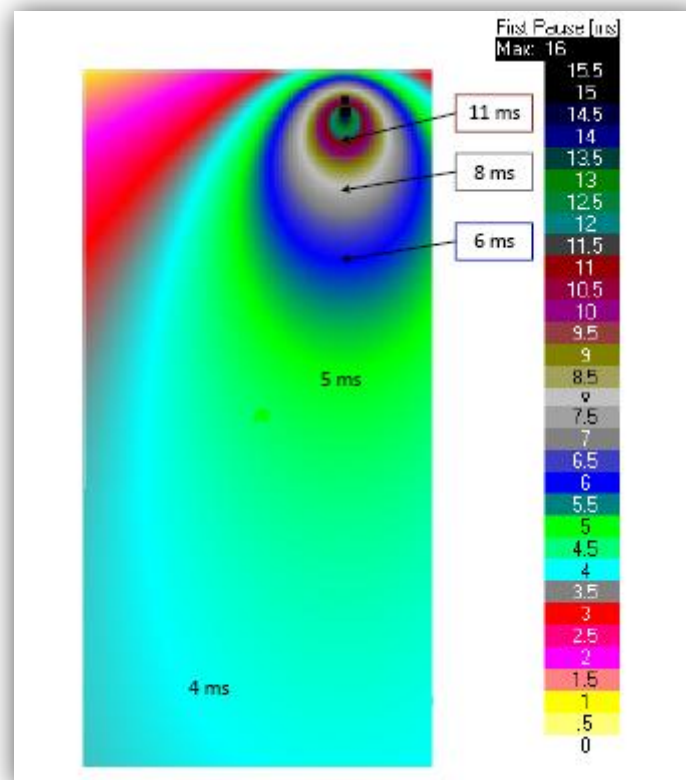


Figura 5.6: Simulación en EASE 4.3 de los tiempos de llegada de dos sistemas radiando en campo libre.

Como se puede apreciar, para el 90% de la zona de audiencia el rango de diferencias entre tiempos de llegada es de 4 ms a 10 ms entre subs y *line array*. El procedimiento propuesto para configurar el *delay* es el siguiente:

- Situar-se atrás y e ir hacia delante, buscando el área en el que las diferencias de tiempo son las más pequeñas. Generalmente será al final del área de audiencia.
- Aplíquese este retardo sumándole el margen de 2 ms a la vía de graves. En este caso se añadirá un retardo de unos 6 ms (4 ms + 2 ms).
- Recalcúlese el mapa de diferencias de los tiempos de llegada.

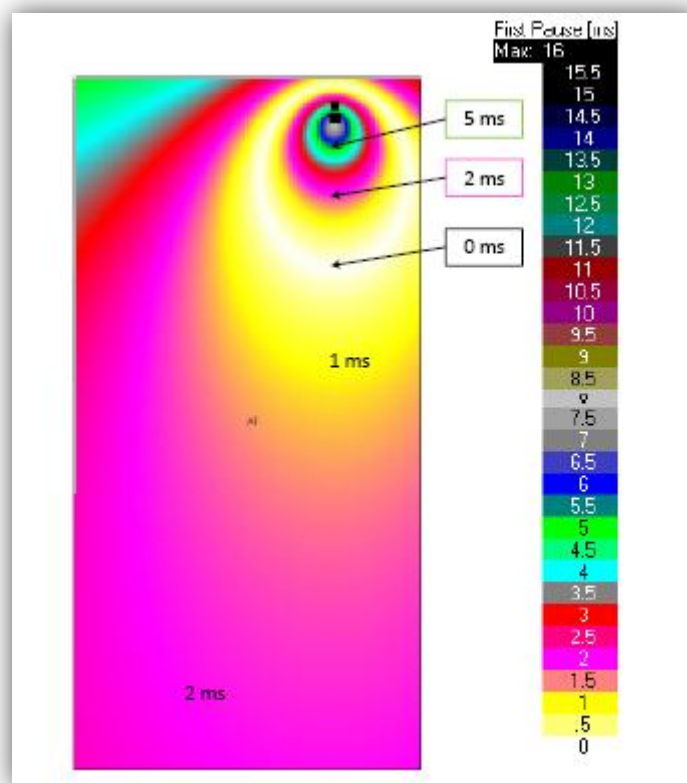


Figura 5.7: Simulación en EASE 4.3 de los tiempos de llegada una vez aplicado el retardo.

- En las áreas con diferencias en los tiempos de llegada de más de 2 ms (75°), se tendrá una variación superior a 2 dB.
- En las áreas con diferencias en los tiempos de llegada de más de 2.5 ms (90°), se tendrá una variación superior a 3 dB.
- El área en blanco es la zona de perfecto alineamiento. Si nos movemos hacia delante, estaremos en zona de desalineamiento. Ocurrirá lo mismo si nos movemos hacia atrás.

- Se cumple el objetivo de obtener una diferencia máxima de 2 ms en los tiempos de llegada de ambos sistemas, en la mayor área posible.

A continuación, Hughes muestra los mapas del recubrimiento de nivel de presión sonora a la frecuencia de cruce entre sistemas. En primer lugar muestra los mapas cuando ambos sistemas no han sido filtrados. En segundo lugar, muestra los mapas cuando se ha procedido a realizar un filtrado Linkwitz-Riley de 4° orden. Por último, muestra los mapas cuando se ha procedido a añadir un *delay* de 6 ms a la vía de graves tras su filtrado:

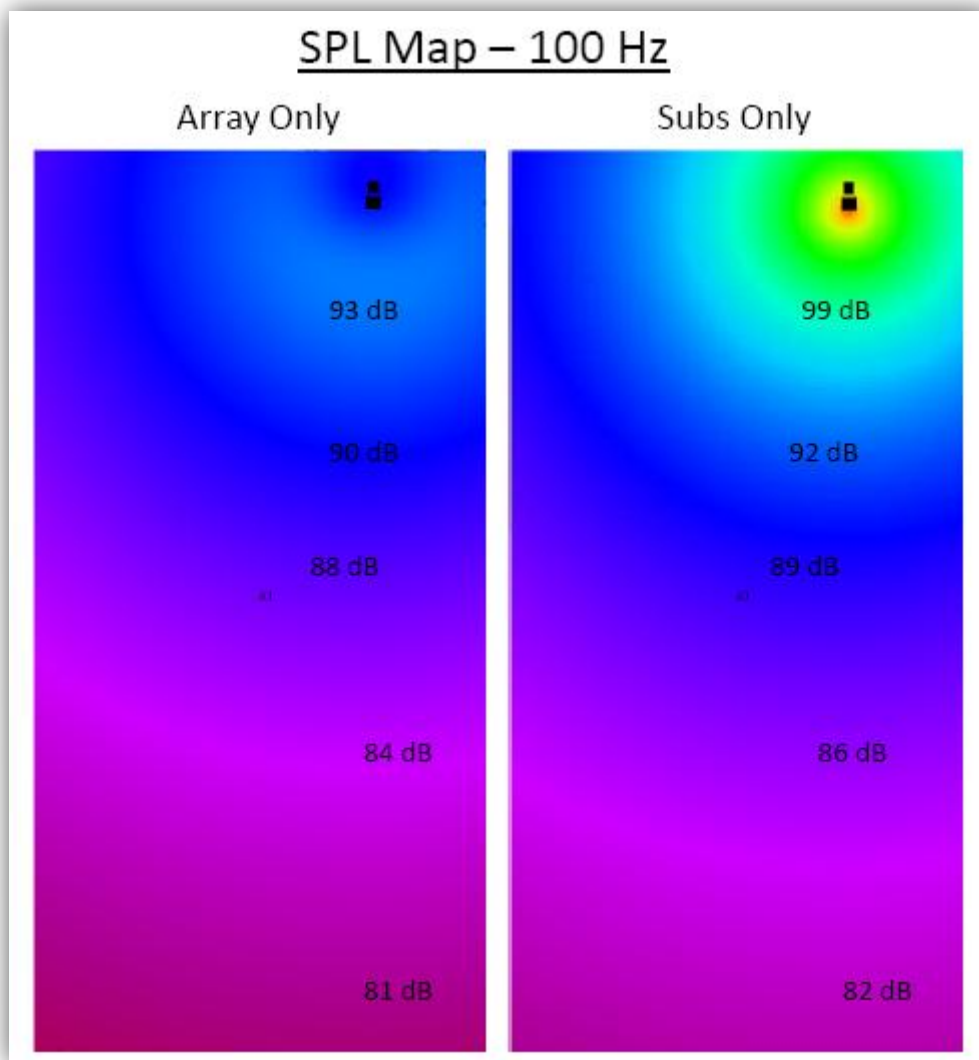


Figura 5.8: Mapas del recubrimiento de nivel de presión sonora individual a la frecuencia de cruce entre sistemas.

Queda patente que la divergencia para la misma frecuencia es distinta en cada sistema. Mientras la divergencia del sistema de subgraves tiende a ser más esférica, la divergencia del *line array* tiende a ser más cilíndrica, como dice la teoría.

A continuación muestra los mapas de presión sonora del conjunto cuando se aplica el filtrado mencionado, y lo compara con el recubrimiento del *line array* sin filtrado alguno. Ningún retardo ha sido aplicado por lo que se intuye la existencia de múltiples zonas de cancelación.

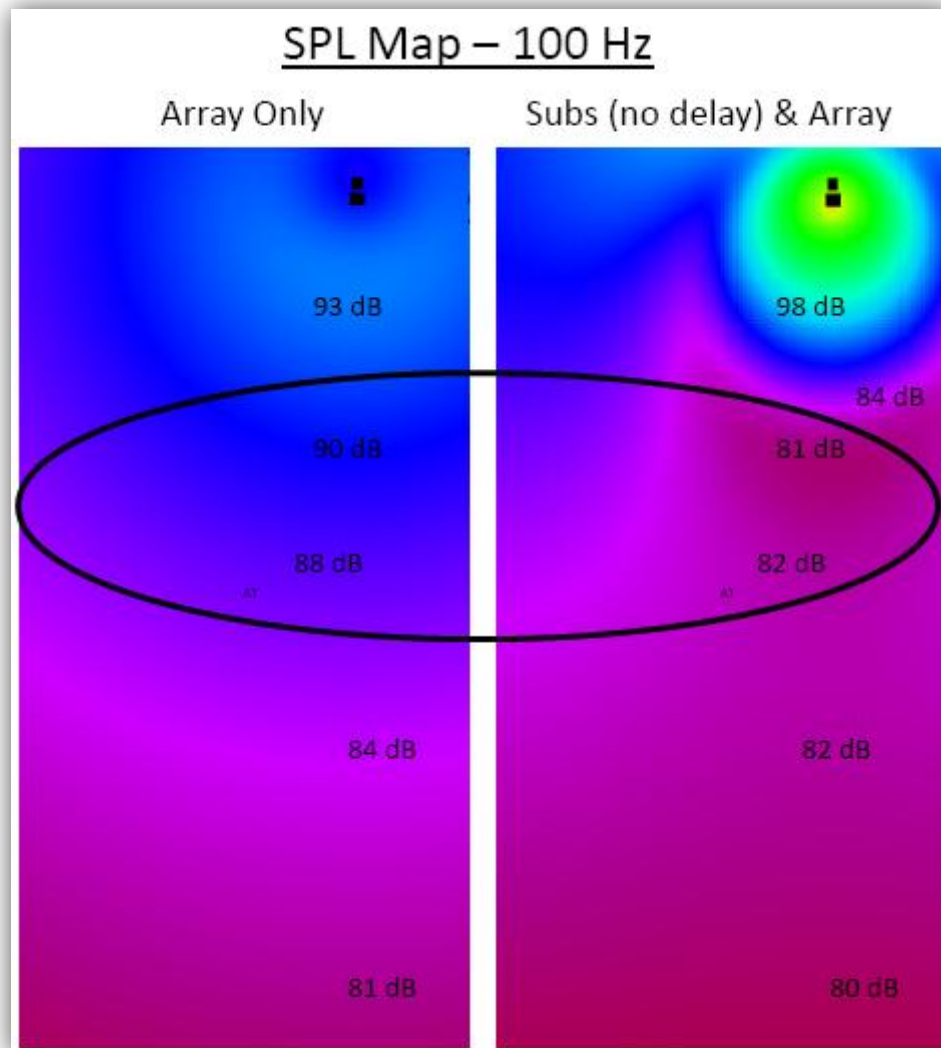


Figura 5.9: Mapas de presión sonora del conjunto cuando se aplica filtrado L-R de cuarto orden.

En efecto, cuando se comparan los mapas se observa un área considerable en el que se producen cancelaciones con diferencias de nivel de 6 a 9 dB, a causa del no alineamiento. Se pierde por lo tanto, de una manera total, la uniformidad en el recubrimiento.

Por último, muestra los mapas cuando se ha procedido a añadir un retardo de 6 ms a la vía de graves tras su filtrado:

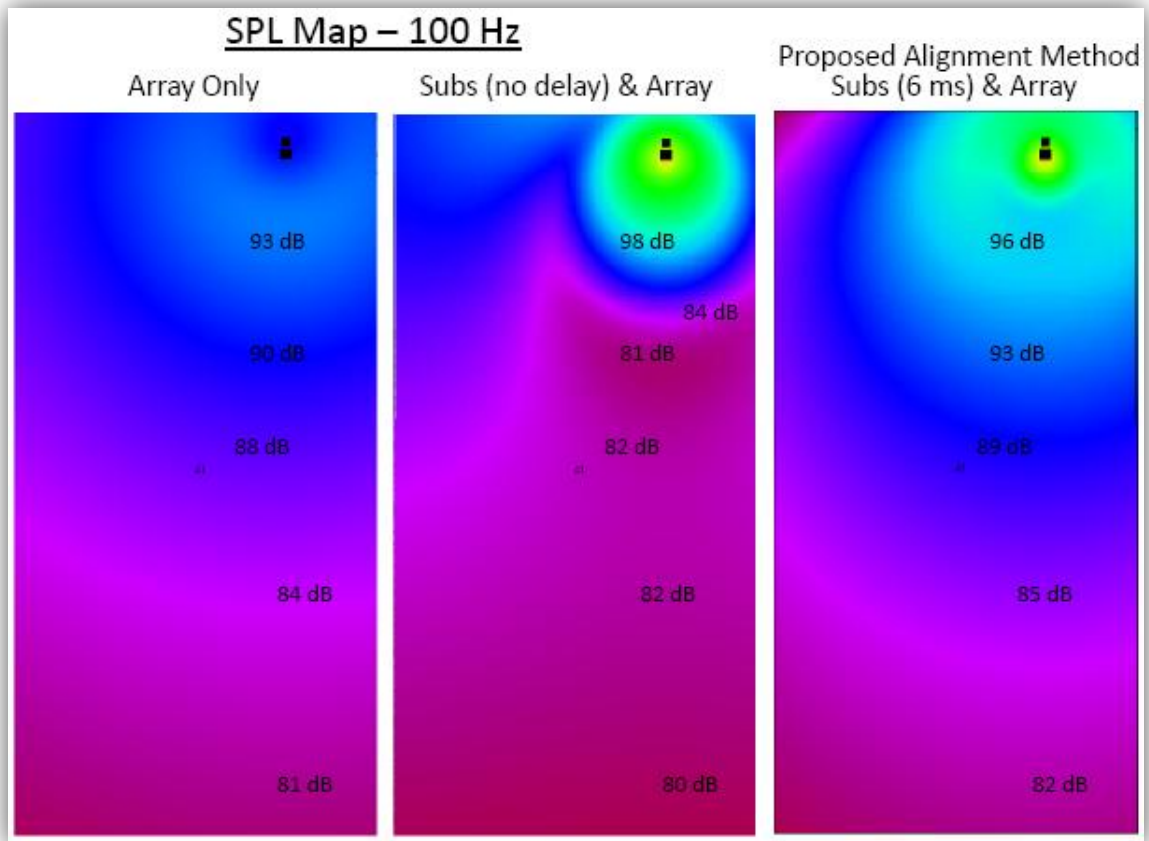


Figura 5.10: Mapas de presión sonora del conjunto cuando se aplica filtrado L-R de cuarto orden y retardo de 6 ms.

Aplicando el criterio establecido anteriormente, se obtiene un recubrimiento muy uniforme desde el principio hasta el final del área de audiencia, con una divergencia que tiende a ser más cilíndrica. Se tiene por tanto una zona más extensa en la que el nivel de presión sonora a la frecuencia de cruce decae más lentamente a medida que se recorre hacia el fondo el área de audiencia.

Hughes muestra a continuación la función de transferencia para los puntos especificados en los mapas, suponiendo que los niveles entre los dos sistemas se han ajustado. La idealidad de las respuestas se debe a que es una simulación y no medidas reales, dado que el método se expone de modo teórico.

El resultado es una respuesta muy uniforme con respecto a la frecuencia con no más de 2 dB de variación. Se observa un incremento del nivel de presión sonora en la zona situada por debajo de 125 Hz en las dos primeras posiciones, debido a la proximidad del sistema *subwoofer* con respecto al *line array*.

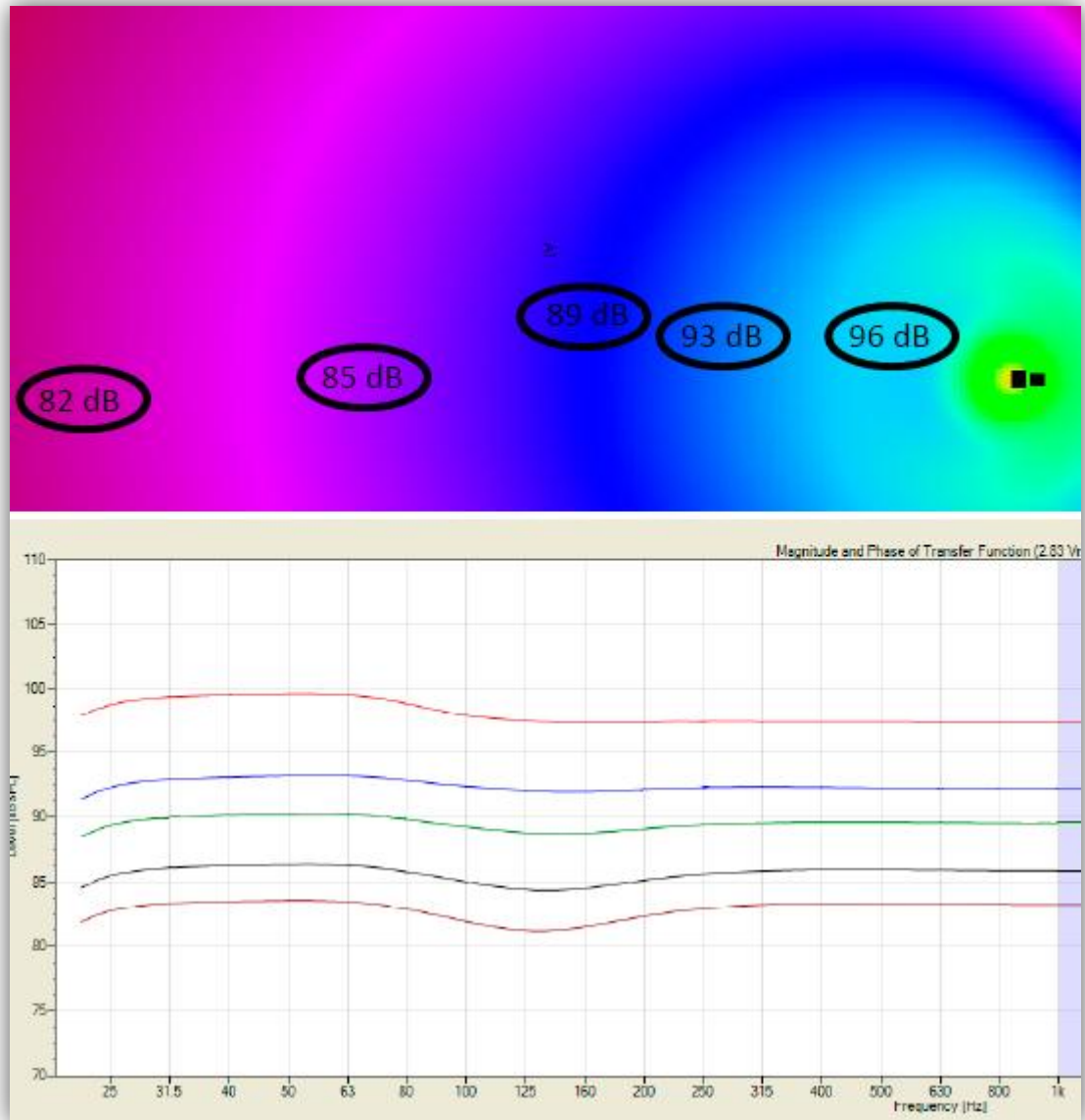


Figura 5.11: Mapa de presión sonora a la frecuencia de cruce y respuesta en frecuencia tras la aplicación del criterio de variación de ± 2 dB.

Tras haber realizado un primer acercamiento a su método, el autor propone un procedimiento para sacarle el mayor partido posible, realizando un ajuste aún más preciso.

En este caso el criterio de uniformidad será de ± 1 dB de variación en el área de audiencia, por lo que la fase relativa entre sistemas no puede ser mayor a 55° . Tomando 100 Hz, la diferencia temporal no ha de ser superior a:

$$\Delta\varphi = 360 \cdot f \cdot \Delta\tau; \quad 55^\circ = 360 \cdot 100 \cdot \Delta\tau; \quad \Delta\tau = 1.53 \text{ [ms]}$$

(5.2)

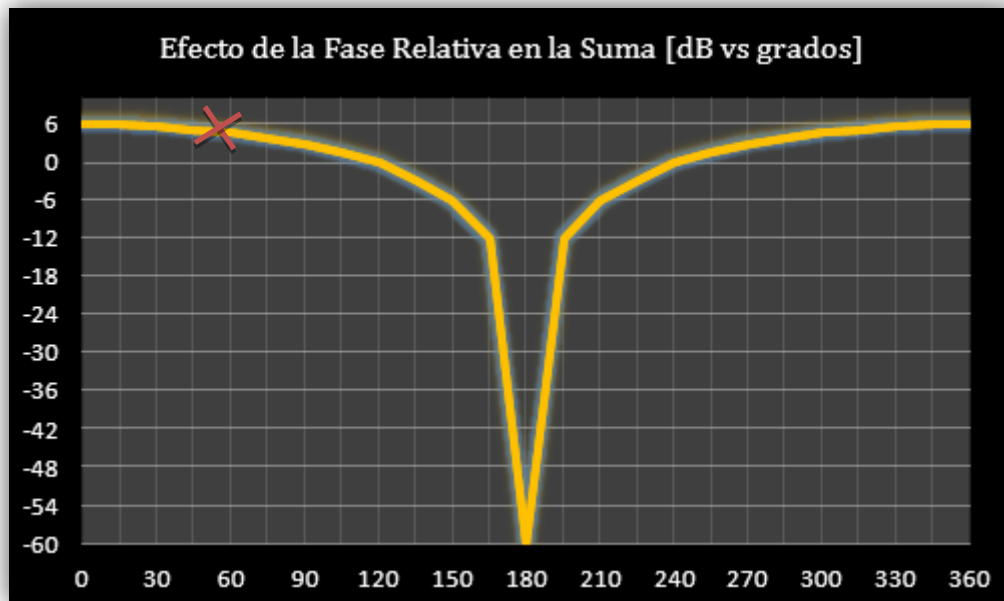


Figura 5.12: Efecto de la fase relativa en la suma de señales.

Mientras se mantenga una diferencia en tiempos de llegada no superior en aproximadamente 1.5 ms, no se dará más de 1 dB de variación a la frecuencia de cruce de ambos sistemas. Simulando la formación se tiene el mismo mapa que antes:

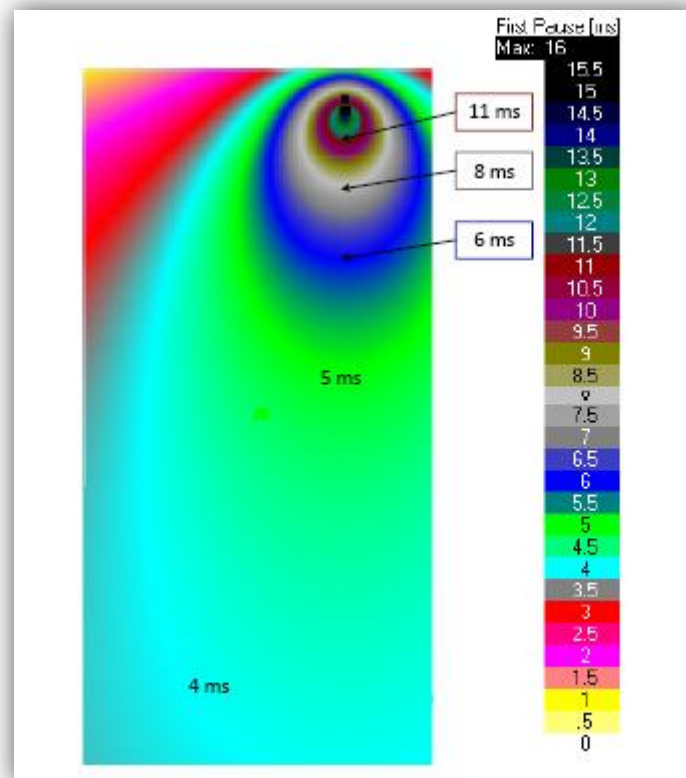


Figura 5.13: Simulación en EASE 4.3 de los tiempos de llegada de dos sistemas radiando en campo libre.

En este caso se va a elegir un área exacta para efectuar el alineamiento. El procedimiento es el siguiente:

- Escójjase el área que se quiere alinear. En esta ocasión, la zona verde correspondiente a una diferencia de tiempos de llegada de 5 ms.
- Aplíquese este retardo a la vía de graves. En este caso se añadirá un retardo de unos 5 ms.
- Recalcúlese el mapa de diferencias de los tiempos de llegada.

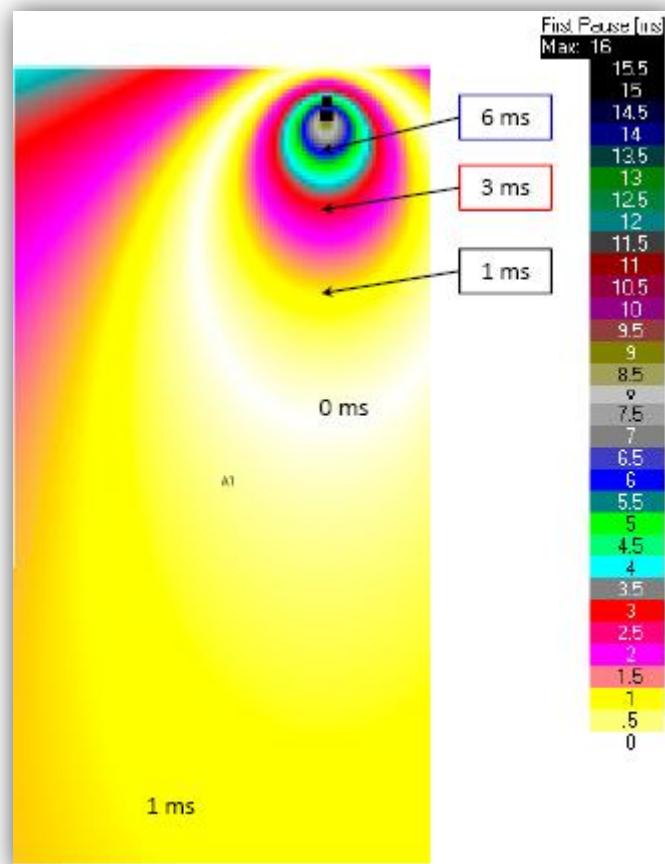


Figura 5.14: Simulación en EASE 4.3 de los tiempos de llegada de dos sistemas una vez aplicado el retardo.

- En las áreas con diferencias en los tiempos de llegada de más de 1.5 ms (55°), se tendrá una variación superior a 1 dB.
- En las áreas con diferencias en los tiempos de llegada de más de 2 ms (75°), se tendrá una variación superior a 2 dB.
- En las áreas con diferencias en los tiempos de llegada de más de 2.5 ms (90°), se tendrá una variación superior a 3 dB.

- El área en blanco es la zona de perfecto alineamiento y en esta ocasión ha sido elegida. Hacia delante se estará en zona de desalineamiento. Ocurrirá lo mismo si nos movemos hacia detrás.
- Se cumple el objetivo de obtener una diferencia máxima de 1 ms en los tiempos de llegada de ambos sistemas, en la mayor área posible.

A continuación, Hughes muestra los mapas del recubrimiento de nivel de presión sonora a la frecuencia de cruce entre sistemas, comparando el criterio de ± 2 dB y ± 1 dB de variación:

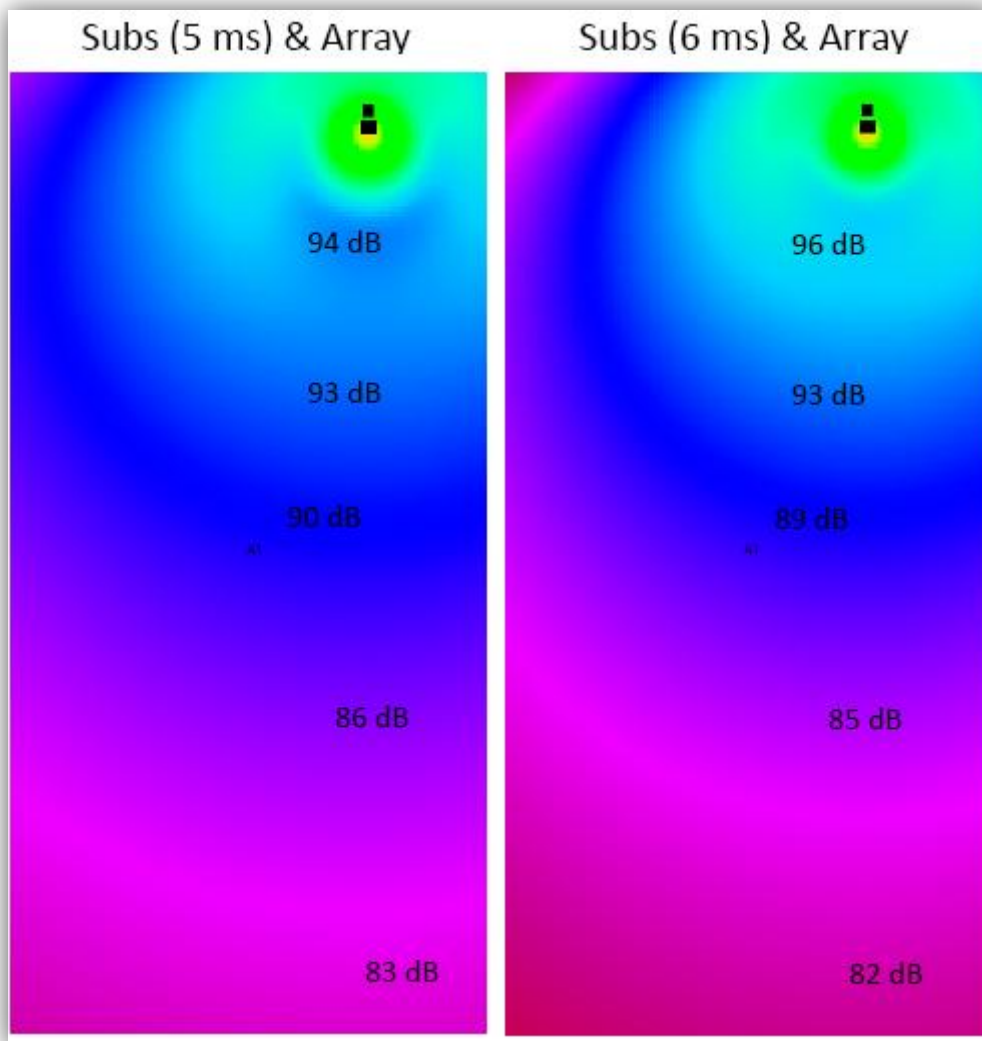


Figura 5.14: Mapas del recubrimiento de nivel de presión sonora a la frecuencia de cruce. Comparación de criterios.

La suma en toda el área de audiencia sigue siendo bastante buena. El recubrimiento es aún mejor cuando se retardan los subs con 5 ms, mejorando la parte trasera y la parte central a expensas de la parte delantera donde se aprecia una pérdida de nivel. Se sacrifica la máxima área de suma en la parte delantera al elegir la zona en la cual se quiere alineamiento.

Si se observa ahora la función de transferencia para cada punto, se tiene lo siguiente:

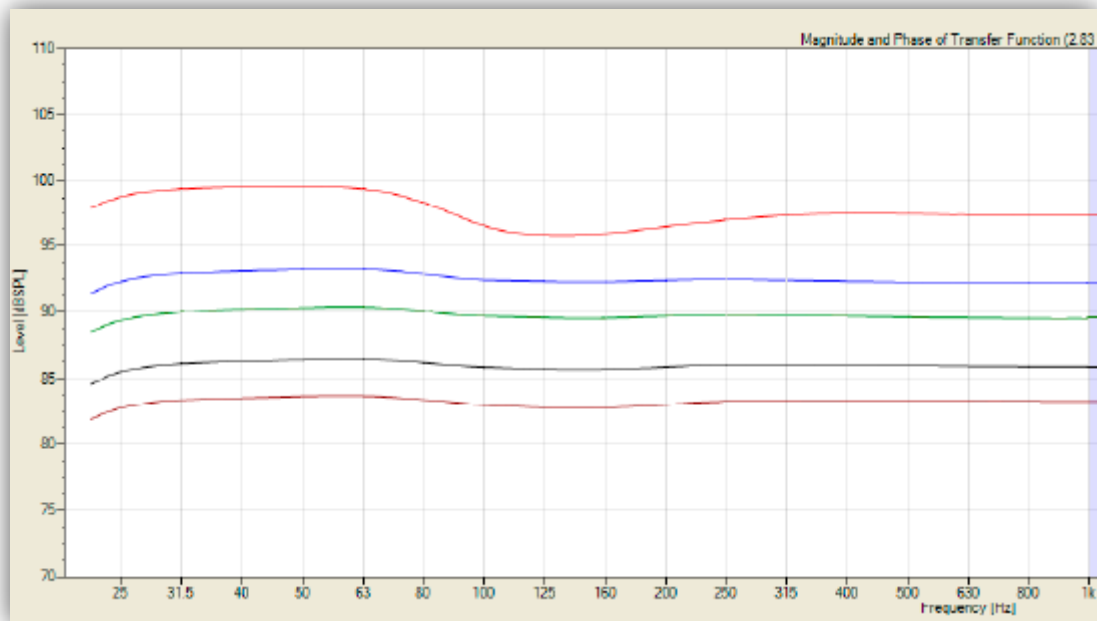


Figura 5.15: Mapa de presión sonora a la frecuencia de cruce y respuesta en frecuencia tras la aplicación del criterio de variación de ± 1 dB.

El resultado es una respuesta muy uniforme con respecto a la frecuencia con no más de 2 dB de variación excepto para la primera posición, en la que se observa un incremento del nivel de presión sonora, en la zona espectral situada por debajo de 125 Hz, debido a una falta de alineamiento en más de 2 ms.

Para finalizar añade una puntualización. Propone utilizar el método de alineamiento de fase en un punto en concreto en el que se quiera alineamiento perfecto. Alineando las fases de ambos sistemas habrá concluido la calibración de la formación.

En resumen, los pasos para conseguir la respuesta más consistente a lo largo de un área de audiencia son:

- Determinar las diferencias entre los tiempos de llegada de la agrupación de subgraves y el *line array*, en la zona de audiencia.
- Escoger la zona en la que subgraves y *line array* necesiten estar en perfecto alineamiento.
- Utilizando el método de alineamiento temporal, alinear las llegadas de energía inicial de ambos sistemas.

- Escoger un punto en el que sea necesario el alineamiento perfecto de la respuesta combinada.
- Utilizando el método de alineamiento de fase, solapar las respuestas de fase del *line array* y *subwoofer* en la región de solapado espectral.

Hughes concluye que es más fácil buscar el alineamiento en el dominio temporal que en frecuencial ya que, cuando se configuran analizadores FFT en el dominio de la frecuencia, se ha de tener en cuenta las reflexiones que en la mayoría de casos van a corromper las medidas. El uso de ventanas temporales largas para mantener la resolución en baja frecuencia no funciona con las reflexiones más cortas. Sin embargo, en el dominio temporal, las reflexiones se producen mucho más tarde que la llegada de energía inicial (señal directa), por lo que resulta más fácil detectarlas. La diferencia de tiempo entre las llegadas iniciales de energía entre la señal directa medida y la de referencia determinará el retardo a aplicar, y por ende las frecuencias en las que habrá cancelación.

Tanto el procedimiento de Joan La Roda como el de Charlie Hughes tienen mucho sentido y da la sensación de poder funcionar de modo sencillo, en el caso de que se disponga de un solo *cluster*, o si ambos *clusters*, L y R, se encuentran muy separados. Sin embargo, parecen no tener en cuenta la interacción del *cluster* homólogo situado en la otra punta del escenario con respecto al que ha servido para hacer las medidas. ¿Qué sucede entonces en las zonas en las que existe solapado espectral entre el sistema L y el sistema R?

El tercer método es el propuesto por Mauricio Ramírez (Magú) [40], ingeniero de sistemas, técnico de sonido y docente en los seminarios de Meyer Sound México. En este caso se basa en una configuración de dos *clusters* montados a la izquierda y derecha del escenario, igual que en la que se basa Joan La Roda para exponer su método. Su propuesta es la siguiente:

El punto en el que se deben alinear los sistemas que intervienen en un directo puede ser cualquiera en el que vaya a haber público. Sin embargo, la posición para ajustar nivel y fase será determinante por cuestiones de trayecto entre *line array* y subs, y es posible que:

- Al estar cerca del escenario los subs tengan que realizar un trayecto más corto que el *line array*.
- Al alejarse la diferencia de trayectos disminuye.
- Si el lugar tiene desnivel es posible que en las posiciones más altas el trayecto realizado por los subs sea mayor que el que realiza el *line array*.

Por lo general se usa la posición de la mesa de mezclas del control de FOH (siempre que esté situada en el área de audiencia) para asegurar que el ingeniero de mezcla no se encuentre en una área en el que puedan producirse cancelaciones en la zona de solapado espectral.

Los ajustes de nivel y fase se realizarán en un único punto ya que si se usan varios, lo más seguro es que la relación entre nivel y fase sea diferente, y por lo tanto, el ajuste en cada punto será diferente. Sin embargo, se medirá en varios puntos para comparar los efectos de nivel y fase al ajustar los sistemas en la mesa de PA:

- Se elegirán 3 puntos en la zona de audiencia. A medio camino entre escenario y control de FOH, en la mesa de mezclas, y por detrás del control de FOH.
- Se utilizará el método de alineamiento de fase para realizar el ajuste en la mesa de mezclas.
- Se medirá en los otros dos puntos.

Según Magú, realizar el ajuste en la mesa de mezclas provoca que en el área situada tras el control de FOH, en el propio control, y metros por delante del mismo haya suma en la zona de solapado espectral, dado que los trayectos son similares. En las primeras filas será muy difícil que exista suma debido a que la señal radiada por los subs recorre un trayecto menor.

Pese a que el método propuesto por Magú se basa en un análisis no muy riguroso, la óptica con la que enfoca el debate del ajuste de sistemas es interesante y muy a tener en cuenta para eventos en los que no se disponga de tiempo suficiente como para realizar las medidas requeridas. Los otros dos métodos propuestos hasta ahora parecen ser más consistentes. Sin embargo, se fundamentan en las circunstancias que conciernen a una sola formación. Otro enfoque diferente es el que plantea Bob McCarthy.

Bob McCarthy ha estado involucrado en el diseño y análisis de sistemas de sonido desde hace más de 30 años. Como pionero en el desarrollo del sistema de SIM de Meyer Sound, ha ayudado a impulsar la ciencia del ajuste de sistemas de sonido en laboratorio al mundo práctico de teatros, recintos y estadios. Bob es reconocido mundialmente como un destacado especialista en el diseño y optimización de sistemas de sonido y ha compartido su larga experiencia a través de seminarios y varios libros relacionados con el tema.

McCarthy define la noción de promediado espacial como el hallazgo de una respuesta representativa sobre un área, promediando las respuestas individuales de varias posiciones en una sola respuesta. En las directrices que propone para proceder a la optimización de los sistemas que intervienen en un evento en directo, pone de manifiesto que el promediado espacial resulta ser vulnerable e inconsistente para realizar dicha tarea. Por ello propone un enfoque diferente basado

enteramente en las respuestas individuales con un contexto claramente predefinido. En vez de buscar una respuesta media común, se van a buscar las diferencias entre las posiciones clave que caracterizan el comportamiento esperado del sistema.

McCarthy expone que la respuesta en frecuencia para cada punto de la sala es única (excepto por su opuesto simétrico), por lo que una ecualización perfecta en un punto puede equivaler a una ecualización totalmente imperfecta en otro [41]. ¿Existe alguna posición que pueda definirse estadísticamente como la más representativa? El autor responde que no. No hay una única posición mejor, pero sí hay posiciones mejores. Hay una posición mejor para la ecualización, y hay una posición mejor para el ajuste de *delay*. El problema es que no son la misma.

Una ecualización perfecta en un punto no tiene por qué deteriorarse en un pequeño desplazamiento en el espacio. El efecto de la ecualización sobre el espacio puede perderse gradualmente o puede volverse muy inapropiado en pocos pasos. La mejor posición para la ecualización aplicada será la que mantenga sus características en la mayor área posible, y la que propicie que sus efectos se vayan perdiendo de la manera más gradual posible.

La posición más representativa, que cumpla las premisas especificadas, es la que se sitúa en el eje del sistema dado que es la zona en la que la señal dispone del mayor aislamiento posible respecto a la influencia del recinto y de señales emitidas por otros sistemas. Por ello, es donde se encuentra el mayor porcentaje de respuestas con un rizado mínimo. También es el punto en el que la variación espectral es mínima, lo que implicará desplazamiento al rosa (más cantidad de graves y medios que de agudos) a medida que nos movamos fuera del eje. Por lo tanto, si la ecualización se realiza en el eje:

- Se mantendrá en un área más grande debido al aislamiento.
- Existirá menor riesgo de desplazamiento al rosa.

El ajuste de nivel también se realizará en esta posición ya que representa la línea de mínima varianza de nivel.

La determinación de cuál es la posición en el eje del sistema viene delimitada por las posiciones fuera del eje. ¿Cómo saber si la posición del eje es la correcta si sólo se tienen los datos de una posición? Relacionando los datos en el eje y fuera de él. De esta manera, se ha de ver la respuesta fuera del eje en el contexto relativo a la respuesta en el eje conocida.

Otro punto clave es el *crossover* espacial colindante con cualquier sistema. En efecto, se trata del punto de encuentro entre las señales emitidas por los sistemas, y en el que cada una de ellas tendrá el mismo nivel. Se comparará el nivel en las posiciones en el eje con el nivel en las posiciones de *crossover* espacial y se ajustarán los ángulos del sistema para conseguir una línea de mínimo cambio de nivel desde el primer punto en el eje, pasando por el *crossover*, hasta la segunda posición de eje.

Según McCarthy, los ajustes de retardo de alineamiento son tan propensos al error como los ajustes de ecualización. Que dos señales lleguen al mismo punto simultáneamente, limita ciertamente el área en el que el retardo de alineamiento no evite que se produzca rizado. Dos altavoces cualesquiera sólo pueden estar alineados temporalmente en zonas muy limitadas, en las que la variación entre los tiempos de llegada de cada elemento sea mínima. La zona de *crossover* espacial es aquella en la que la ecualización tiene menor influencia además de contar con el mayor porcentaje de respuestas en frecuencia caracterizadas por distintas amplitudes de rizado. Esto implica que, debido a la interacción entre sistemas, en pequeños movimientos se pueda tener hasta 20 dB de atenuación en un rango de la respuesta en frecuencia. Por ello, es la posición más sensata para realizar el ajuste de retardo.

Si el retardo entre dos sistemas queda ajustado en ésta zona, en el peor de los casos, el rizado se producirá en alta frecuencia. A medida que nos desplazamos desde el *crossover* espacial hacia el eje de uno de los sistemas, aparecerá rizado y se irá desplazando hacia baja frecuencia. Alinear temporalmente la zona de *crossover* provoca que, en áreas próximas al eje intermedio de los sistemas, se mantenga el rizado en un rango de frecuencias mínimo, antes de entrar en zona de aislamiento. Por ello, los sistemas se alinearán temporalmente en la zona de *crossover* espacial. Este ajuste va a requerir aún más aplicar ecualización en el eje.

Se van a clasificar tres posiciones de micro para el proceso de calibración del equipo. Cada una de ellas tiene un papel específico y proporciona los datos necesarios en el proceso calibración.

- **On-Axis:** Se refiere a una posición de micro en el eje. Proporciona los datos necesarios para la ecualización, ajuste de nivel y modificación de la posición de los altavoces. Esta posición se encuentra en la zona de mayor aislamiento de los altavoces frente a elementos colindantes. Existirá una posición On-Axis para cada elemento del sistema. Cada posición de micrófono ha de tener un grado de aislamiento entre el altavoz en cuestión y demás elementos del arreglo para poder ser considerada una posición On-Axis.
- **Off-Axis:** Se refiere a la posición de micro fuera de eje, y delimitada por las coberturas horizontales y verticales de los altavoces. Puede situarse, o no, en el borde del patrón de cobertura del altavoz bajo test. Los resultados se compararán con los obtenidos en la posición On-Axis, con el objetivo de que la respuesta en módulo fuera del eje no sea más de 6 dB inferior a la obtenida en éste.
- **X-Over:** Se refiere a la posición de micro en las áreas de *crossover* espacial entre dos o más elementos, siendo esta área el punto de igual nivel entre sistemas, cuya posición exacta ha de ser hallada, y no declarada arbitrariamente. En caso de tener una configuración simétrica con elementos al mismo nivel, el área se situará en el eje central geométrico. En la posición X-Over se alineará temporalmente el *crossover*

espacial entre sistemas de mismas características, a través de sus respectivas respuestas al impulso.

Según Bob McCarthy, los arreglos acoplados asimétricos (*Line arrays* con angulaciones diferentes para cada unidad), requieren un acercamiento diferente en los posicionamientos de los micros. Las medidas On-Axis no pueden ser promediadas espacialmente para una sola sección. Es decir, las unidades que entreguen niveles sustancialmente dispares han de ser tratadas y calibradas por separado. De ésta manera, se ajustará el nivel On-Axis para cada elemento creando así el contorno deseado de igual nivel. A continuación, se requiere una ecualización por separado para cada elemento.

Otro factor importante es la altura a la que se posicionará el micro en la medida. Es lógico pensar que a la altura de la cabeza u oídos de una persona de pie (en un concierto), podría ser la correcta. Sin embargo, la existencia de factores locales, como las reflexiones que pueden producirse en el suelo cuando el área de audiencia está vacía, hace pensar que las mediciones van a quedar contaminadas, dado que no se darán cuando la audiencia ocupe el recinto. ¿Cuáles son las posibles alternativas a este problema?

El autor propone en su trabajo el método de posicionar el micrófono en el suelo. De este modo se estará registrando el sonido directo del altavoz y la reflexión en zona de acoplamiento, en la que el desfase relativo entre ambas es inferior a 120° , lo cual supone suma de niveles. Por lo tanto, el nivel relativo obtenido entre la medida a la altura de la cabeza, y el obtenido cuando se mide en el suelo, puede ser en torno a 6 dB superior.

Otro método propuesto, es el de eliminar las reflexiones del suelo por medio del cálculo, y se realiza haciendo la ventana temporal más pequeña que el tiempo de llegada de la reflexión. Una reflexión típica para un micro situado a la altura de los oídos, se sitúa de 2 a 8 ms. Sin embargo, eliminarlas implica obtener respuestas fiables como máximo a partir de 500 Hz.

Las pautas que McCarthy propone para tomar una decisión a la hora de decir qué estrategia hay que seguir, son las siguientes:

- Evaluar el trayecto de la señal desde el altavoz al micro.
- Si el camino tiene cambios menores entre las condiciones actuales y las condiciones del *show*, no es necesario tomar acciones especiales.
- Si el camino tiene una condición local especial, como un pasillo directo hasta el micro, moverlo una distancia mínima requerida para reducir el efecto local.

- Si el suelo va a cambiar drásticamente, abandonar la posición a la altura de la cabeza y usar el método de posicionar el micro en el suelo.

El orden de operaciones se divide en dos procesos, siendo estos, el de calibración individual de cada subsistema y el de calibración cuando se combinan [42]. Para el proceso de calibración individual se han de completar las siguientes operaciones:

- Ajuste de las posiciones de los sistemas y subsistemas entre sí.
- Ajuste inicial de niveles en las posiciones On-Axis. Si fuera requerido, alineamiento de fase, en el rango de solapado espectral, entre las vías de un mismo subsistema en su correspondiente posición On-Axis.
- Ajuste inicial de ecualización en las posiciones On-Axis.

Para el proceso de calibración combinada se han de completar las siguientes operaciones:

- Alineamiento temporal entre sistemas en la posición de X-Over.
- Reajuste de niveles (si fuera requerido), para minimizar la varianza entre las posiciones de X-Over y On-Axis.
- Ajuste de ecualización combinada (si fuera requerido), para minimizar la varianza entre las posiciones de X-Over y On-Axis.

Es necesario puntualizar la estrategia de subdivisión de los diferentes sistemas. En concreto, se presentan dos ejemplos de subdivisión para distintos acoplamientos de un mismo sistema:

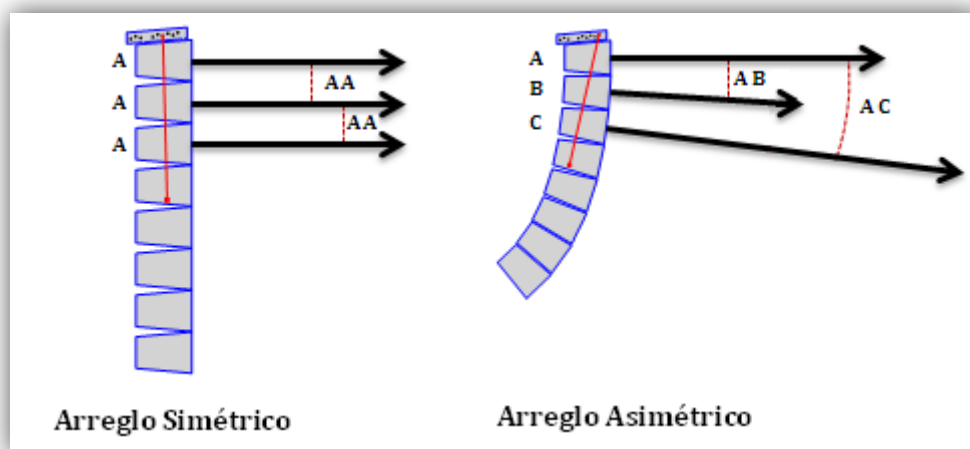


Figura 5.16: Ejemplo de subdivisión de sistemas para arreglos tipo line array acoplados simétrica y asimétricamente.

A continuación se concretan las pautas para completar cada punto [43]:

Ajuste de Nivel:

Se ajustarán los niveles relativos de los elementos individualmente de modo que se genere el mismo nivel en sus espacios de escucha exclusivos. La posición On-Axis proporciona este punto de referencia para cada elemento. Por lo tanto, se ajustarán los niveles para que las posiciones On-Axis sean iguales. De este modo, una línea de mínima variación de nivel conectará todas las posiciones On-Axis. Esto se denomina procedimiento de ajuste de nivel para el alineamiento espacial. Se denominará A al sistema que cubre más gente, el de tiro más largo. El sistema B será el que tenga el segundo tiro más largo:

- Encender el elemento dominante A.
- Se referencia como estándar el nivel en la posición On-Axis A.
- Encender el elemento secundario B.
- Ajustar el nivel del elemento secundario en la posición On-Axis B de modo que sea el mismo que el estándar.
- Continuar con todos los subsistemas relacionados para igualar sus niveles On-Axis con el de referencia.

El nivel relativo de los sistemas de alta y baja frecuencia se ajustará de tal manera que coincida a la frecuencia de cruce. Es lo que se denomina procedimiento de ajuste de nivel para el alineamiento espectral. Una vez estén los niveles ajustados se podrá añadir el retardo requerido para alinear la zona de solapado espectral. Ambos sistemas han de tener los mismos niveles que el punto de referencia.

- Encender el sistema alta frecuencia. Calcular y aplicar la compensación del retardo de propagación. Almacenar la respuesta en frecuencia. Posicionar el cursor en la frecuencia de cruce deseada.
- Encender el sistema baja frecuencia. Sin modificar la compensación, ajustar el control de nivel del sistema de baja frecuencia de modo que las respuestas en amplitud se igualen y se encuentre la frecuencia de cruce deseada. Almacenar la respuesta en frecuencia.
- Observar las respuestas en fase. Si no son iguales alrededor de la frecuencia de cruce, se necesitará alineamiento de fase.

- Combinar ambos elementos. El resultado esperado es suma en la zona de solapado espectral.

Ajuste de la posición del altavoz:

El ajuste de la posición del altavoz busca minimizar las variaciones de nivel, de rizado y espectrales entre altavoces y sala. El proceso avanza por capas, empezando por un solo elemento, y finalmente abarcando arreglos enteros y sala. Las acciones en cada capa vienen determinadas por la comparación de las posiciones de micro On-Axis, Off-Axis y X-Over. El ajuste de la posición del altavoz finalizará cuando se establezca la mínima varianza entre ellos. Las capas de posición son:

- Un único elemento en la sala.
- Elemento a elemento dentro de un arreglo.
- Arreglo con sala.
- Arreglo con arreglo.
- Múltiples arreglos con sala.

Procedimiento de ajuste de la posición A (un único elemento en la sala):

Se denominará ajuste de la posición A, al procedimiento en el cual se ajusta la posición de un único elemento en la sala para alcanzar la mínima variación espectral y de nivel.

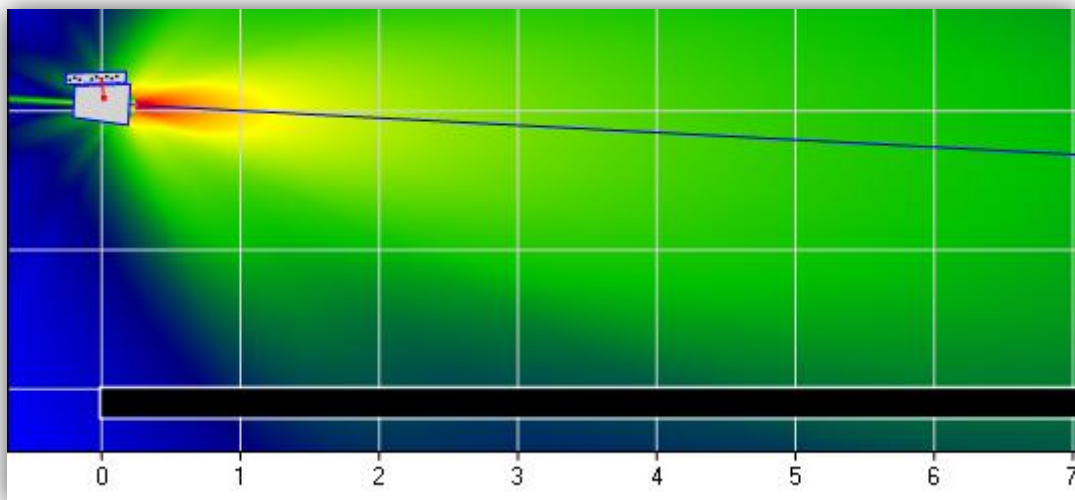


Figura 5.17a: Procedimiento de ajuste de la posición de un único elemento en la sala.

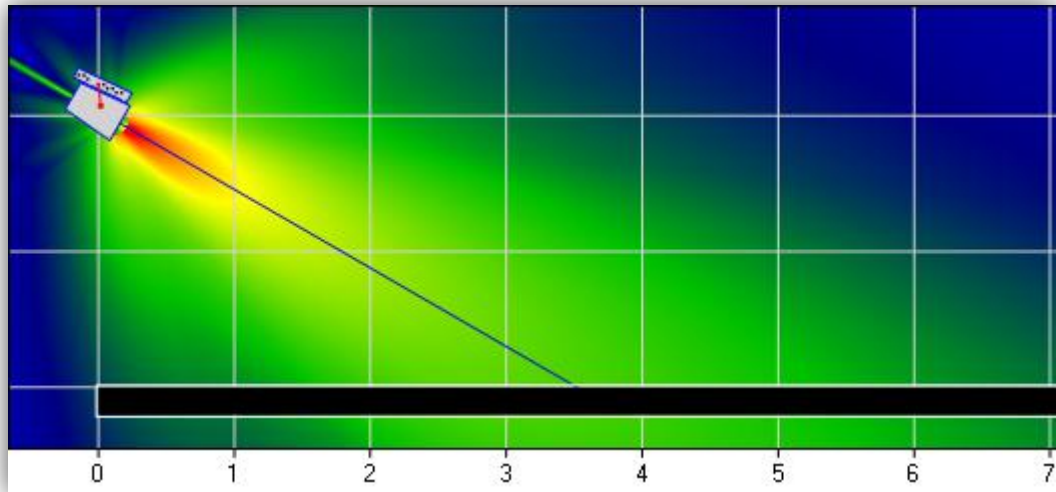


Figura 5.17b: Procedimiento de ajuste de la posición de un único elemento en la sala.

- Se referenciará como estándar el nivel y espectro en la posición On-Axis del elemento.
- Comparar las respuestas en frecuencia y en nivel estándar con las de la posición Off-Axis.
- Ajustar la posición del altavoz hasta minimizar la variación espectral y de nivel.
- La mejor posición del altavoz para la mínima varianza de nivel puede causar un aumento del rizado. Es posible que la posición final tenga que asumir variaciones espectrales y de nivel de manera que se pueda reducir el rizado.

Procedimiento de ajuste de la posición AA:

Se denominará ajuste de la posición AA, al procedimiento en el cual se ajusta la posición dos elementos simétricos, dentro de un arreglo, para alcanzar la mínima variación espectral y de nivel. En este procedimiento va a intervenir el factor de rango de frecuencias aislado que corresponde con el rango espectral cuyos niveles decaen, a medida que aumenta la separación de la posición On-Axis, hasta alcanzar en las posiciones X-Over una caída de 6 dB. Esto se cumple para el rango superior de frecuencias medias y en alta frecuencia debido al estrechamiento del haz. Por el contrario, este aislamiento no sucede el rango inferior de frecuencias medias ni a baja frecuencia. Este factor se manifiesta en el acoplamiento de fuentes tipo *full-range* ("todo rango").

Cuando el acoplamiento de las fuentes es simétrico, el rango de frecuencias aisladas será equivalente entre fuentes. No ocurrirá lo mismo cuando las fuentes se acoplen asimétricamente.

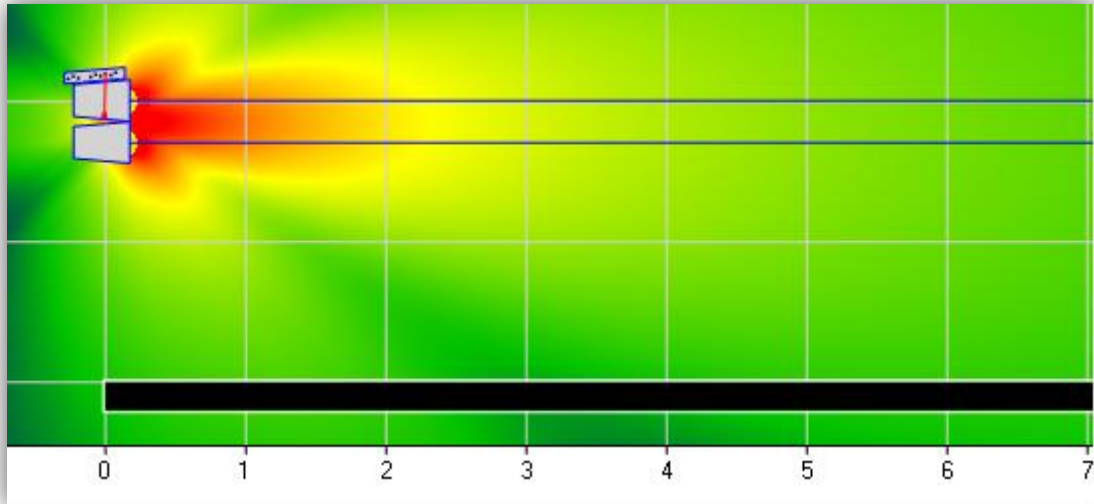


Figura 5.18a: Procedimiento de ajuste de la posición de dos elementos simétricos en la sala.

- Se referenciará como estándar espectral y de nivel en la posición On-Axis de uno de los dos elementos.
- Comparar con el estándar las respuestas en frecuencia y de nivel Off-Axis. Las respuestas individuales han de ser 6 dB menores en el rango de frecuencia aislado entre elementos. La respuesta combinada en X-Over, cuando ambos elementos radian de manera simultánea, ha de ser igual que el estándar On-Axis para el rango de frecuencias aislado.
- La respuesta combinada en la posición On-Axis mostrará un aumento de nivel en el rango de frecuencias no aislado. La respuesta combinada On-Axis puede utilizarse como nuevo estándar espectral y de nivel y compararlos con la respuesta combinada en la posición X-Over.
- Se puede aplicar ecualización para reducir la inclinación espectral causada normalmente por el solapado en el rango de baja frecuencia.

Procedimiento de ajuste de la posición AB:

Se denominará ajuste de la posición AB, al procedimiento en el cual se ajusta la posición dos elementos asimétricos dentro de un arreglo para alcanzar la mínima variación espectral y de nivel.

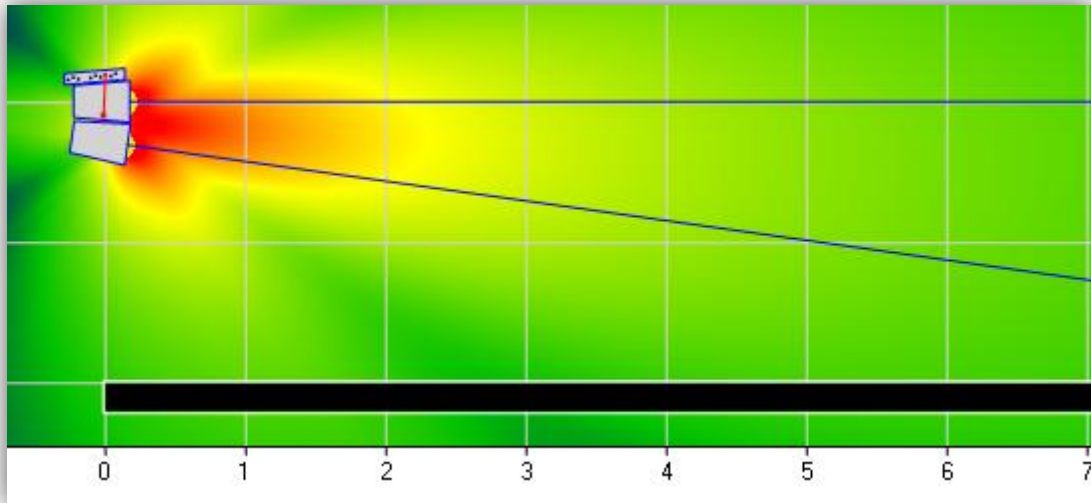


Figura 5.18b: Procedimiento de ajuste de la posición de dos elementos asimétricos en la sala.

- Se referenciará como estándar espectral y de nivel en la posición On-Axis del elemento dominante (A).
- Ajustar nivel y ecualización para el sistema secundario (B) en su posición On-Axis de manera que queden igualados al estándar.
- Encontrar la posición X-Over. Las respuestas individuales estarán igualadas en el rango de frecuencias aislado de los elementos, pero sus niveles relativos al estándar On-Axis no estarán necesariamente a 6 dB por debajo, ya que depende del solapado. El rango de frecuencias no aislado, generalmente baja frecuencia, será más fuerte en el elemento dominante. Las proporciones de rangos aislados y compartidos en las respuestas dependen de la cantidad de asimetría entre subsistemas.
- Combinar los sistemas y guardar la medida X-Over.
- Adquirir nuevas respuestas en las dos posiciones On-Axis a partir de la combinación de los subsistemas. La combinación afectará a todas las posiciones, sobre todo en baja frecuencia. La respuesta combinada en las posiciones On-Axis se utilizará como nuevo estándar espectral y de nivel.
- Comparar la respuesta en frecuencia y en nivel en la posición X-Over cuando se combinan ambos sistemas, con el nuevo estándar On-Axis A y On-Axis B. La respuesta combinada en X-Over debe ser igual que las respuestas combinadas en las dos posiciones On-Axis.

- Se puede aplicar ecualización con moderación para reducir la inclinación espectral causada por el solapado en baja frecuencia. Al ser la relación de nivel asimétrica también lo será la inclinación espectral. La ecualización resultará más efectiva en el sistema dominante A. Sin embargo, es el que menos la necesita debido a su dominio en nivel. No resultará efectivo ecualizar el sistema B si la diferencia de nivel es importante, por lo que hacer el conjunto menos asimétrico podría ser una solución.

Los niveles restantes del ajuste de posición del altavoz son simplemente versiones a escala de los tres procedimientos descritos.

Ejemplo:

McCarthy propone considerar un *cluster* central en forma de *line array* y un sistema de *frontfill*. El *line array* es una fuente puntual acoplada asimétrica de tres secciones en el plano vertical. El ejemplo expone los procedimientos necesarios para el ajuste del posicionamiento entre los elementos individuales de un sistema, y entre sistemas completos.

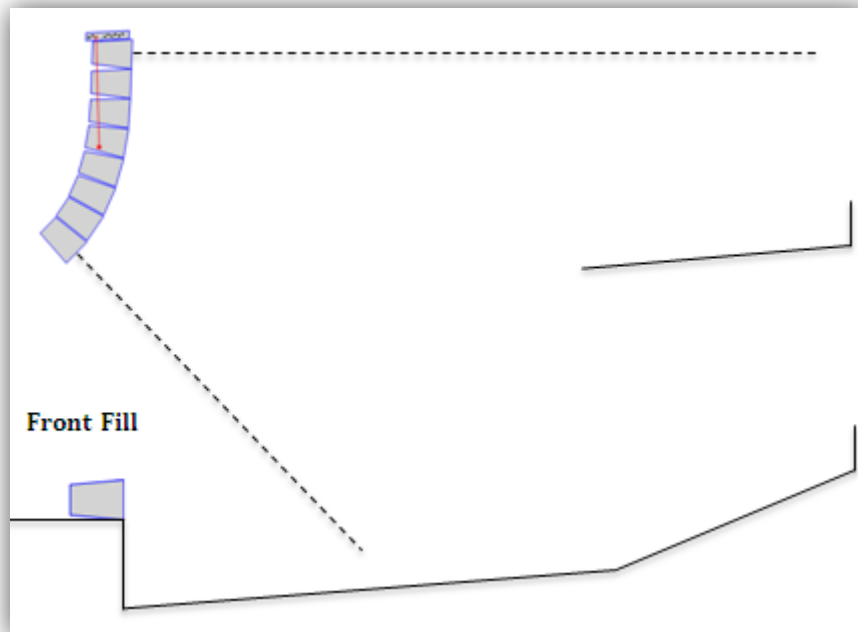


Figura 5.19: Montaje del ejemplo propuesto para el ajuste del posicionamiento de distintos sistemas.

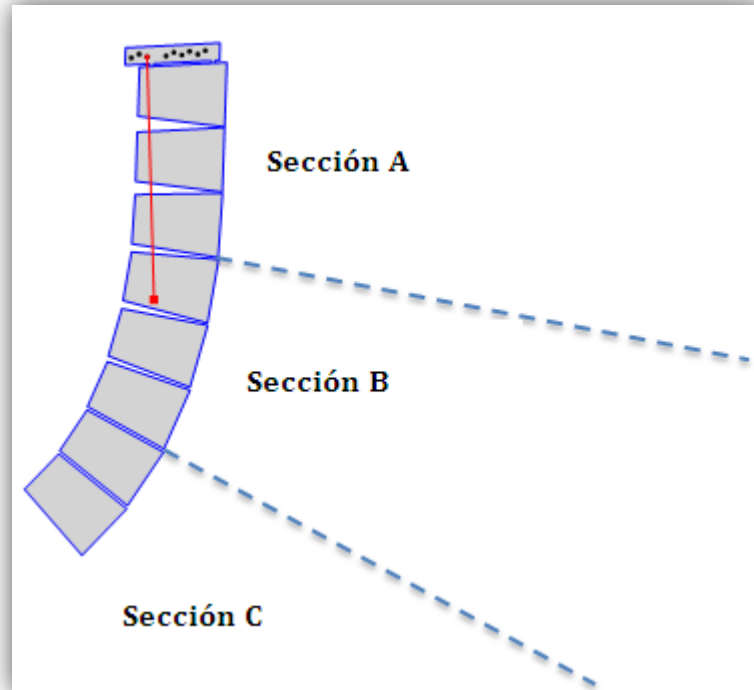


Figura 5.20: Subdivisión del cluster principal.

El primer paso consiste en ajustar la posición de la sección de tiro más largo en el plano vertical (Sección A).

- Utilizar el procedimiento A para ajustar la sección superior a la sala.
- Utilizar el procedimiento AB para ajustar la sección del medio con la superior.
- Utilizar de nuevo el procedimiento AB para ajustar la sección inferior (C) con la combinación de secciones superior y media.

Los frontfill son una fuente lineal no acoplada de ocho elementos.

- Utilizar el procedimiento AA para ajustar el espaciado entre elementos.
- Utilizar el procedimiento A para comprobar la cobertura de los elementos más externos de la sala.

¿Cómo combinar arreglo principal y *frontfills*? Los elementos del arreglo principal, ahora combinados, se convierten en un solo elemento. Lo mismo para el caso de los *frontfills*. Para esta aplicación asimétrica de dos elementos se emplearía el procedimiento AB.

Ecualización:

Esta es la parte que mayor controversia crea, dado que afecta a la respuesta tonal del sistema. Grandes lemas como “La mejor EQ es la no EQ”, o “El que menos ecualiza, ecualiza mejor”, salen a relucir cuando se aborda el tema.

Algo que hay que tener en mente es que la ecualización afecta a todas las áreas de cobertura, por lo que los cambios realizados se han de verificar en los 3 tipos de posiciones. En muchos casos la ecualización se utiliza erróneamente, adaptándola a la posición de mezcla, aplicando una solución global a un problema local.

Cada decisión tomada deberá ser comprobada en cada punto, puesto que la ecualización es común a todos los elementos de una sección. En cualquier caso, se ha de tener un control sobre la inclinación espectral (mayor nivel en baja frecuencia que en alta frecuencia), causada por los efectos de la suma, las pérdidas por directividad, y las pérdidas de alta frecuencia particulares del medio. A medida que la inclinación espectral aumenta, la perspectiva sonora del oyente se hace más distante y difusa.

Hay dos formas básicas de ecualización: sistema sencillo y sistema combinado, por lo que tendremos ecualización A, B, o AB. En un sistema sencillo la ecualización se realiza en cada subsistema antes de que tenga lugar la combinación. La ecualización se centra por lo tanto en la suma de altavoces simétricos dentro del subsistema y la suma altavoz-sala en el área local. La inclinación espectral debido a la pérdida de alta frecuencia por transmisión también se puede compensar.

Procedimiento de ecualización A:

- Realizar la medición de función de transferencia altavoz-sala en la posición On-Axis para usarla como estándar.
- Medir la función de transferencia del ecualizador y ajustarlo para crear la respuesta inversa.
- Medir la función de transferencia resultante y verificar la respuesta.

Procedimiento de ecualización AA:

El procedimiento de ecualización AA es el empleado para la combinación simétrica de altavoces.

- Comparar los resultados combinados en ambas posiciones On-Axis con los resultados individuales almacenados previamente. En la mayoría de los casos, la inclinación espectral aumentará en el rango de baja frecuencia a causa de la falta de aislamiento.
- Ajustar ambos ecualizadores de modo que se realicen los cambios requeridos para restaurar la inclinación espectral al nivel anterior.

Procedimiento de ecualización AB:

El procedimiento de ecualización AB es el empleado para la combinación asimétrica de altavoces.

- Comparar los resultados combinados en ambas posiciones On-Axis con los resultados individuales almacenados previamente. En la mayoría de los casos, la inclinación espectral aumentará asimétricamente en el rango de baja frecuencia a causa del aislamiento asimétrico. El sistema dominante A tendrá cambios mínimos, mientras que el sistema de menor nivel verá desplazamiento al rosa de manera sustancial. La tentación es la de eliminar energía en baja frecuencia del sistema de menor nivel, pero resulta ineficaz debido al desajuste de nivel. Otra opción es tratar de eliminar energía de baja frecuencia en el ecualizador del sistema dominante. Esto puede resultar peligroso. Si se consigue aplanar la respuesta del sistema secundario, se correrá el riesgo de tener “transmisión telefónica” en los dominantes.
- Ajustar el ecualizador de los sistemas dominantes sólo hasta donde pueda ser modificado sin comprometer la respuesta en su área On-Axis A.

La ecualización del sistema combinado es más compleja que la individual. En concreto es difícil de conseguir la suma altavoz-altavoz entre dos subsistemas.

Cada ecualizador afecta solamente a uno de los dos subsistemas que contribuyen a la respuesta combinada. En baja frecuencia, las posiciones On-Axis de dos subsistemas pueden llegar a solaparse. Esta invasión en la cobertura del otro subsistema implica que la ecualización se realice a causa de la interacción, y no de manera independientemente sobre cada elemento. Para áreas de respuesta compartida, la ecualización tendrá que llevarse a cabo en cada uno de los dispositivos para crear el resultado acústico esperado.

En las versiones simétricas los ajustes serán normalmente los mismos para ambos ecualizadores, dado que el solape resulta simétrico. En las asimétricas no ocurre lo mismo.

En las aplicaciones asimétricas los sistemas no contribuyen a la combinación de la misma manera. La contribución en baja frecuencia del sistema dominante será probablemente muy influyente en las posiciones On-Axis. La respuesta combinada en On-Axis A se verá menos afectada por el solapado que la posición On-Axis B. La dimensión de las diferencias depende de la cantidad de asimetría en nivel y aislamiento entre sistemas.

La asimetría de nivel hace que el sistema secundario quede indefenso ante la contribución del sistema dominante. Se puede retocar la ecualización cuanto se quiera en el sistema dominado y virtualmente no habrá efecto en la reducción de la contaminación agregada por el sistema dominante. De hecho, se estará empeorando la situación por estar eliminando la aportación del sistema dominado en la ecuación. Según el autor, el mejor enfoque para esta situación es explorar y ver los efectos.

En un sistema de sonido que sólo disponga de un ecualizador (o un par estéreo) se debe suprimir toda la variación espectral y de rizado a través de la posición de los altavoces y de los niveles relativos. Los sistemas con un solo ecualizador y un solo ajuste de nivel han de hacerlo estrictamente con la posición de los altavoces. Si no se puede conseguir, no quedará más remedio que asumir la no consecución del objetivo de mínima variación espectral, de nivel y de rizado.

Ajuste del retardo:

La operación de ajuste del retardo es simple. Consiste en medir el desajuste de tiempo entre el altavoz principal y el retrasado físicamente, e introducir ese valor en la línea de retardo correspondiente. Lo complicado aquí es la estrategia a seguir.

Procedimiento de ajuste del retardo AB:

El sistema secundario B se retrasará para sincronizarse con el sistema dominante A, siendo ambos sistemas de las mismas características. Para ello, se va a utilizar el método de alineamiento temporal (respuesta al impulso):

- Encontrar el retardo de propagación desde el altavoz A a la posición X-Over AB.
- Encontrar el retardo de propagación desde el altavoz B a la posición X-Over AB.
- La diferencia entre estas dos lecturas debe ser añadida o sustraída a la línea de retardo para sincronizar las respuestas.
- Añadir los dos sistemas juntos. Las respuestas al impulso han de combinarse en uno solo.

En este caso, se trata de dos elementos iguales, ambos fijos y desplazados. El autor no recomienda este método de ajuste de *delay* en sistemas cuyo rango espectral sea distinto (al contrario de lo que propone Charles Hughes).

El método recomendado para esta tarea es el de alineamiento de la respuesta en fase en el rango de solapado espectral. Para plantear este procedimiento, se retrasará el sistema de baja frecuencia para ser sincronizado con el sistema de alta frecuencia, una vez realizado el ajuste de niveles en el rango de solapado espectral.

- Encender sólo el sistema de alta frecuencia. Encontrar el retardo de propagación desde este sistema a la posición On-Axis.
- Encender sólo el sistema de baja frecuencia. Sin modificar el retardo de propagación en el analizador, ajustar la línea de retardo del sistema de baja frecuencia de manera que las respuestas en fase se superpongan.
- Añadir el sistema de alta frecuencia y observar la adición.

Existen muchos casos en los que hay intereses conflictivos a la hora de realizar el ajuste de los retardos. Se puede retrasar un altavoz para sincronizarlo con una u otra fuente, pero no con ambas. En el ejemplo utilizado para explicar el ajuste de la posición del altavoz, en el que la configuración consistía en un sistema central tipo *line array* y un *frontfill* de varias unidades, el tiempo de retardo óptimo para los *frontfills* exteriores es superior al de los interiores. Si fuesen iguales, se tendría diferentes relaciones con el *line array*. Siendo diferentes tendrán distinta relación entre unos y otros. Por lo tanto, en muchos casos no hay una solución única y mucho menos ideal en lo referido al ajuste de los retardos.

Dado que siempre existirán zonas que se escapen a nuestro control, habrá que plantearse cuáles son las alternativas que permitan limitar esta zona, y qué variables entran en juego para llevar esto a cabo. Para ello, se ha de recordar que la imagen sonora depende de las relaciones de nivel y de retardo.

Los arreglos simétricos tipo *line array* con angulación nula para todas las unidades, o bien una fila de subgraves, requieren un número mínimo de canales de procesamiento y de posiciones de micro. Por el contrario, los arreglos asimétricos tipo *line array*, con distinta angulación entre cajas, o *clusters* tradicionales, van a requerir el máximo número de posiciones de micro para poder caracterizar todas las formas de asimetría, así como el máximo número de canales de procesamiento para poder manejarla por separado.

SECCIÓN III: DESARROLLO DEL PROYECTO

1. MEDIDAS REALIZADAS EN PULSE LABSHOP

En este apartado se va a definir el equipamiento utilizado, el montaje y la configuración especificada en Pulse para poder llevar a cabo las diferentes medidas. Cada medida realizada se ha exportado en formato ASCII a partir de la herramienta *Bridge to Matlab*, que permite almacenar los resultados en un archivo en formato *.txt*. Para medidas de función de transferencia se ha utilizado un analizador FFT, mientras que para las medidas de autoespectro se ha utilizado un analizador CPB. Para medidas en las que es necesario el uso del micrófono, es obligatorio, antes de nada, proceder a la calibración del mismo. En alguna de ellas será necesario introducir la latencia producida por el procesador digital *fds-366t*. Para determinarla, se ha utilizado el *software* Smaart Live 7. En este caso, el valor de retardo entre salida y entrada al dispositivo digital ha sido de 0.92 ms.

Para poder caracterizar y optimizar el sistema a partir de la interfaz que se desarrollará en Matlab, será necesario realizar medidas de función de transferencia de los diferentes componentes que lo integran. Por otro lado, para poder realizar simulaciones en EASE SpeakerLab será necesario realizar medidas de directividad de los transductores. Para el primer grupo de medidas se han utilizado analizadores tanto FFT como CPB. Para las del segundo grupo se han utilizado únicamente analizadores de tipo CPB con un ancho de banda relativo de 1/3 de octava.

1.1 MEDIDAS DE FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA

Las diferentes funciones de transferencia a medir, y los parámetros que intervienen en éstas, se muestran a continuación:

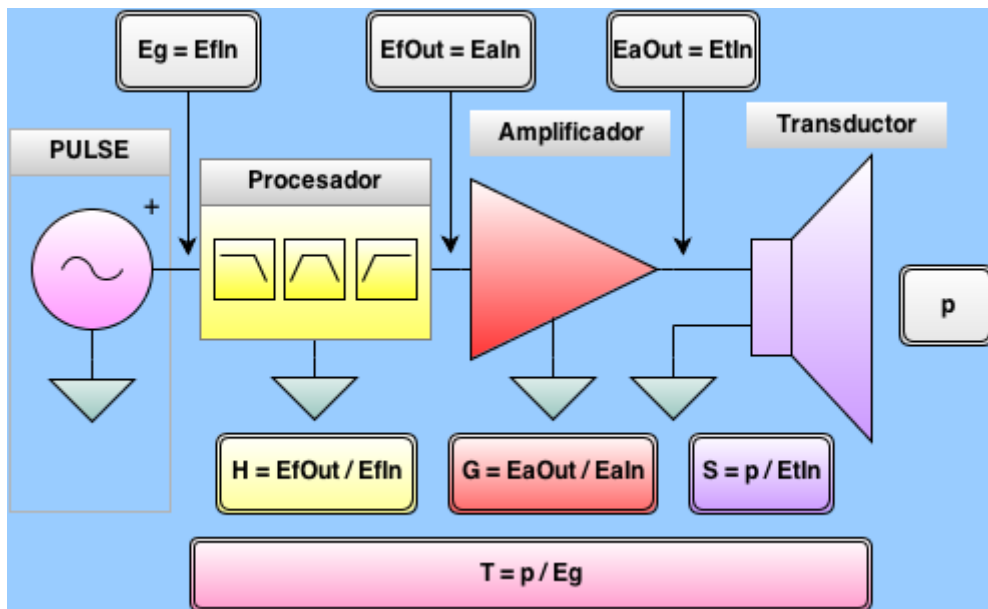


Figura 1.1: Funciones de transferencia a medir y sus correspondientes parámetros.

En la figura anterior se distinguen las cuatro funciones de transferencia medidas en Pulse, definidas a continuación:

- **H:** Función de transferencia eléctrica de los filtros. Es el cociente de la tensión a la salida del procesador digital, **EfOut**, entre la tensión de entrada al procesador, **Efin**. Ésta última corresponde con la tensión de excitación, **Eg**, producida por el generador de Pulse.
- **G:** Función de transferencia eléctrica del amplificador. Es el cociente de la tensión a la salida del amplificador, **EaOut**, entre la tensión de entrada al amplificador, **EaIn**.
- **S:** Función de transferencia electroacústica del transductor. Es el cociente de la presión radiada por el transductor, **p**, entre la tensión de entrada al transductor, **EtIn**.
- **T:** Función de transferencia electroacústica por vía. Es el cociente de la presión **p**, radiada por un transductor, entre la tensión de entrada al procesador digital, **Eg**.

La señal de excitación, para funciones de transferencia, ha sido la siguiente:

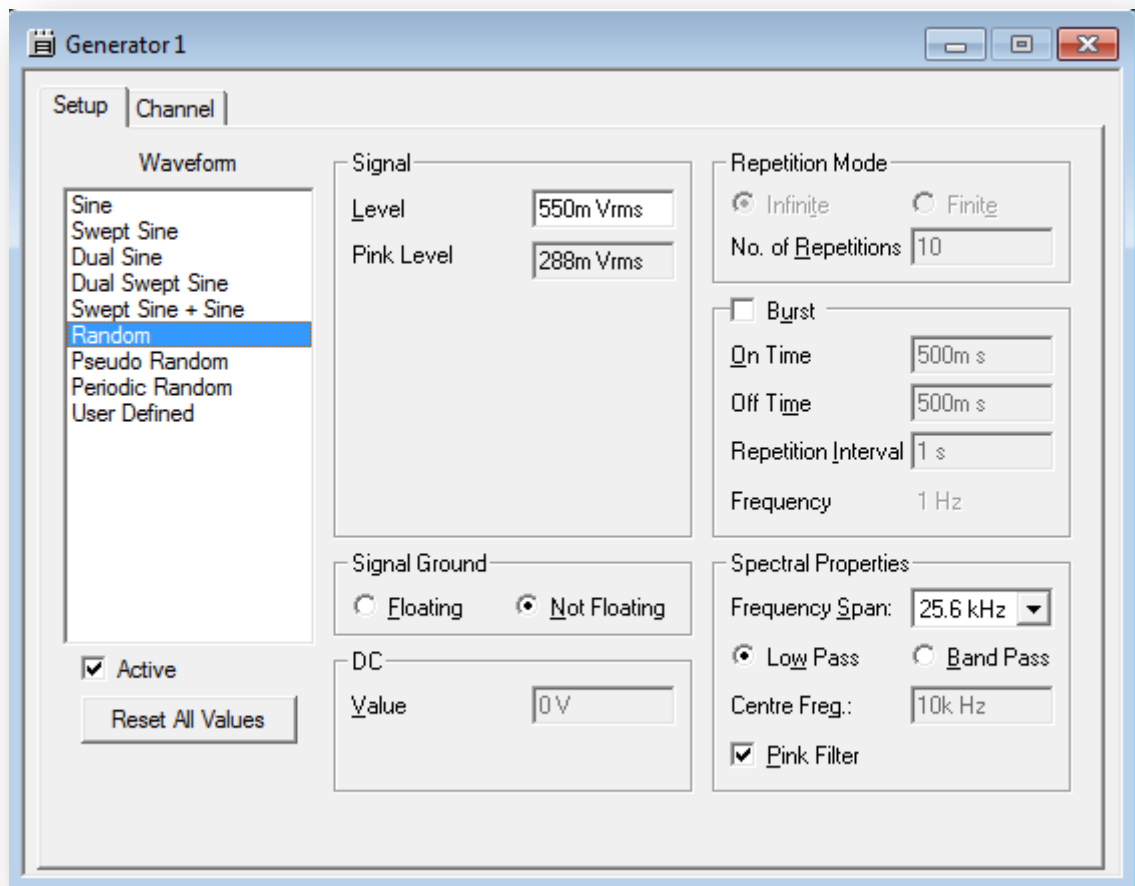


Figura 1.2: Señal de excitación para las medidas de función de transferencia.

En efecto, se trata de un ruido rosa con un *Pink Level* de 288 mV, y con un *Span* de 25.6 kHz. Cuando sea necesario compensar la latencia del dispositivo de procesado digital, se introducirá el valor proporcionado por Smaart Live 7 en la correspondiente señal de referencia. Para las funciones de

transferencia del amplificador y de los transductores, **G** y **S** respectivamente, no se debe aplicar ninguna corrección por latencia al no ser dispositivos digitales. En efecto, si se comparan tensión de salida y de entrada en cada uno de estos elementos, no se produce retardo alguno ya que no existe conversión A/D D/A. Para aplicar el retardo producido por la latencia del dispositivo se ha de editar las propiedades del canal de referencia haciendo click en botón derecho en el módulo *Measurement Organiser*. La configuración es la siguiente:

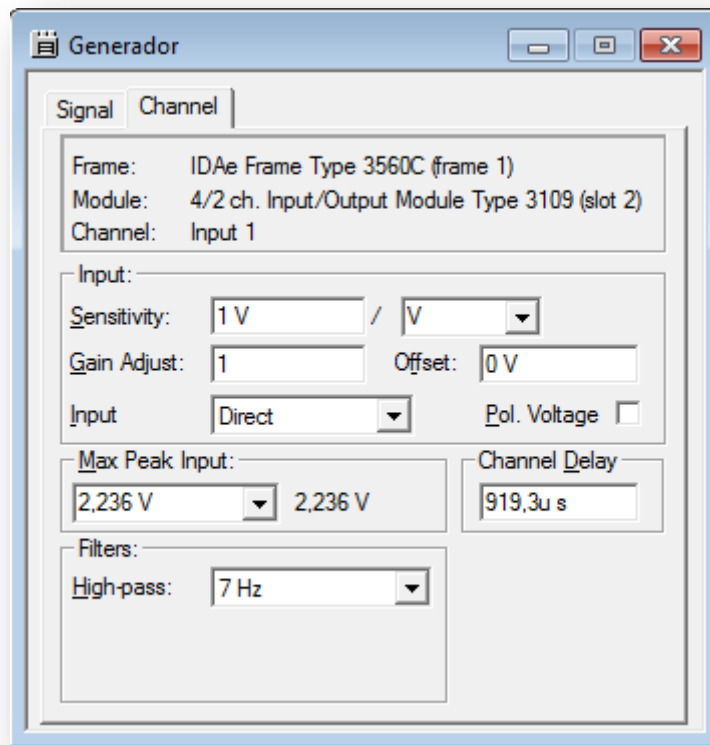


Figura 1.3: Configuración del generador contemplando los efectos producidos por la latencia del procesador.

Paralelamente a las medidas de las funciones de transferencia de los diferentes elementos del sistema, realizadas a partir de análisis FFT, se han realizado medidas de autoespectro de todos los parámetros mostrados en la figura 1.1, a partir del analizador CPB de Pulse. Se ha escogido una resolución de 1/3 de octava en el ancho de banda comprendido de 20 Hz a 20 kHz, siendo el promediado de tipo exponencial.

Para medir, por ejemplo, el autoespectro de la señal de excitación, se ha incluido en el grupo de medidas CPB la señal de referencia, denominada Generador, ubicado en el módulo *Measurement Organiser*. Posteriormente se va a generar la medida de su autoespectro correspondiente en el módulo *Function Organiser*. Las características principales del analizador son las mostradas a continuación:

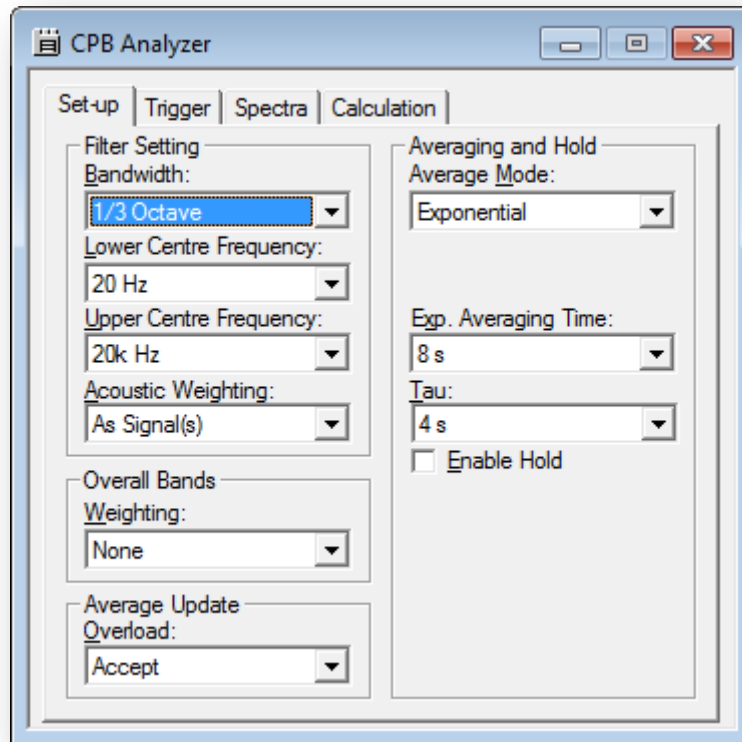


Figura 1.4: Configuración del analizador CPB de Pulse para medidas de autoespectro.

El autoespectro de la señal Generador obtenido a partir del analizador CPB es el siguiente:

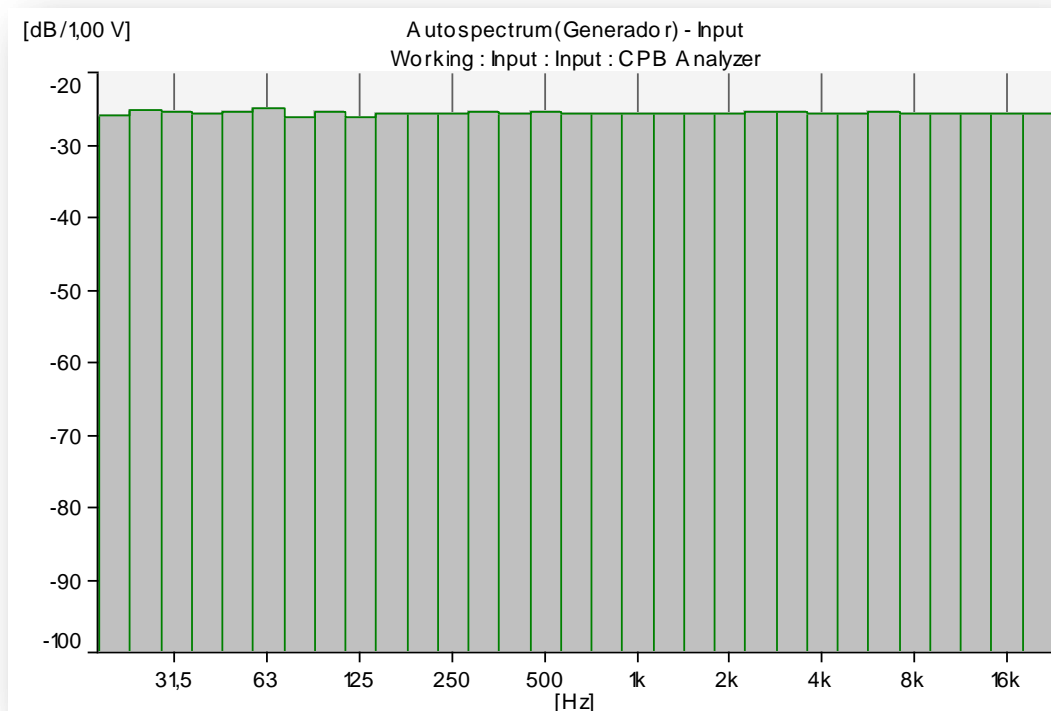


Figura 1.5: Autoespectro de la señal de generador.

Sabiendo que el ruido rosa aplicado tiene un *Pink Level* de 288 mV, para el ancho de banda de análisis se tendrá que:

$$E_g = 20 \cdot \log(288 \cdot 10^{-3}) - 20 \cdot \log\sqrt{31} = 25.7 \text{ [dBV/Banda]}$$

(3.1.1)

Por otro lado, se ha realizado la calibración del micrófono en cada medida en la que dicha herramienta ha intervenido, para que a posteriori Pulse realice el correspondiente ajuste de ganancia. El método empleado ha sido el automático, con lo que se ha requerido el uso de un calibrador externo, en este caso, el 4231 de Brüel & Kjaer. Dicho elemento emite un tono de 1 kHz con un nivel de presión sonora de 94 dB. El autoespectro del micrófono determina si es necesario corregir la sensibilidad del micro.

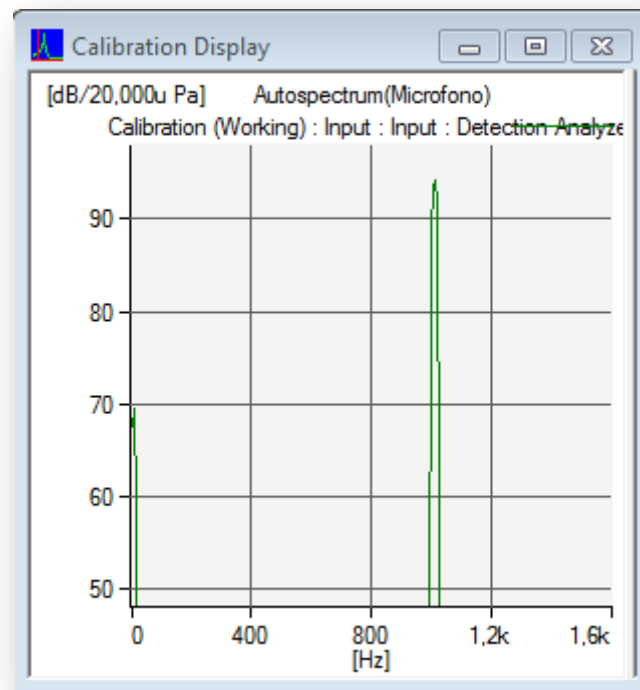


Figura 1.6: Autoespectro del micrófono cuando se excita con un tono de 1 kHz a 94 dB SPL usando el calibrador 4231.

La diferencia entre el valor del autoespectro del micrófono obtenido en la calibración en Pulse y los 94 dB, referidos a 20 µPa, proporcionados por el calibrador externo, corresponde con la ganancia en dB que Pulse aplicará a la sensibilidad del receptor electrostático. La sensibilidad del micrófono de medida quedará entonces reajustada, por lo que las medidas a realizar van a concordar en mayor medida con la realidad. La calibración no se hará efectiva hasta que en la ventana de propiedades del micrófono se desactive la opción *Use Transducer Data*, dado que en caso contrario, Pulse utilizaría para los valores de sensibilidad del micrófono almacenado en su base de datos.

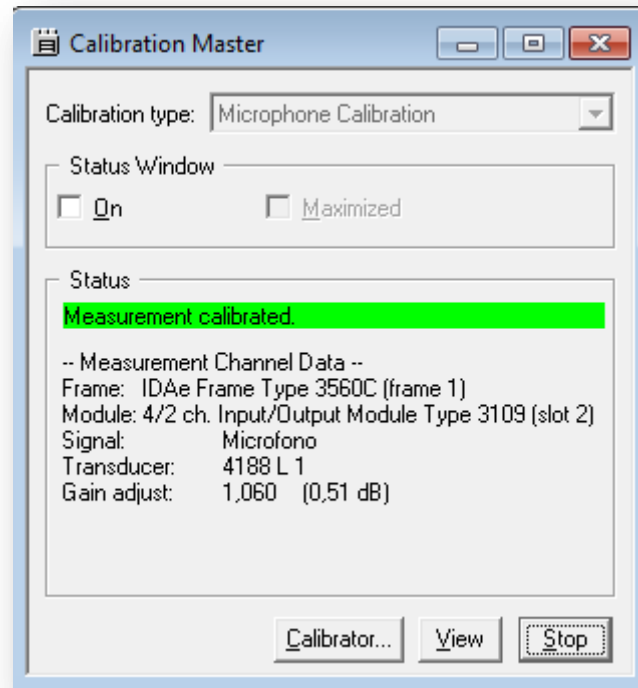


Figura 1.7: Menú de calibración.

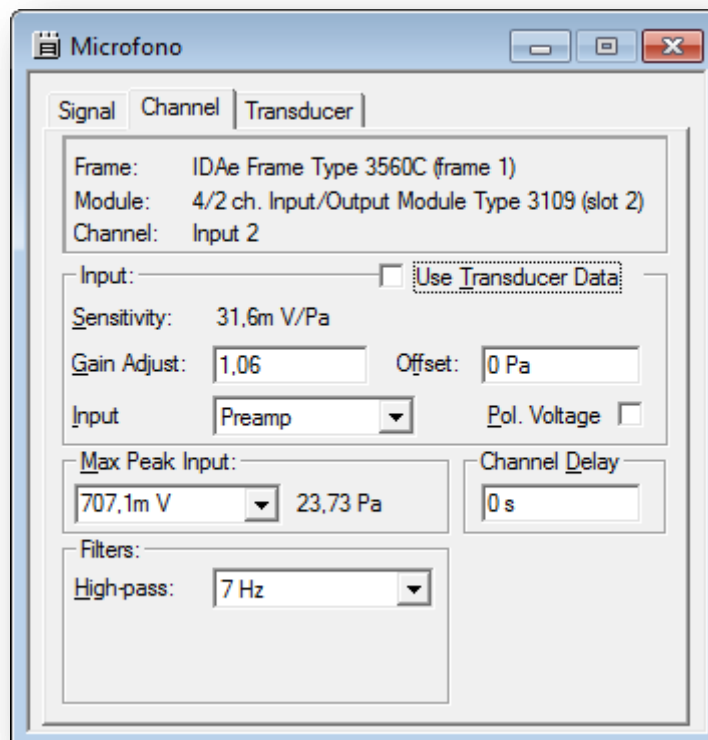


Figura 1.8: Parámetros del micrófono.

Pulsando F7 dentro del componente *Measurement Organiser*, se guardan las medidas efectuadas. Para exportarlas a un archivo ASCII con extensión .txt, se ha de utilizar la opción *Bridge to Matlab*:

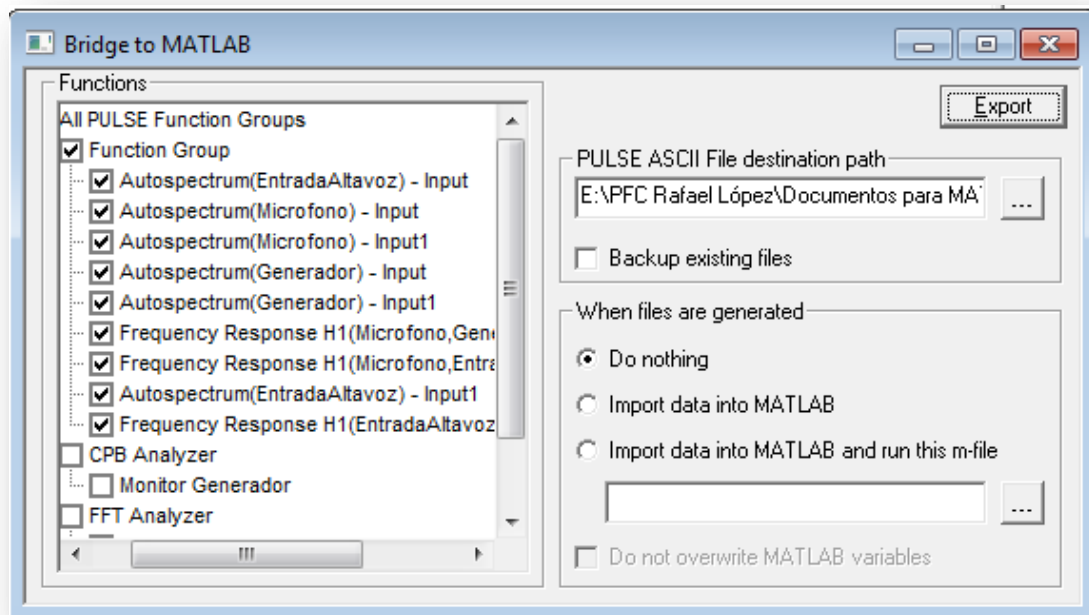


Figura 1.9: Menú Bridge to Matlab.

Las magnitudes obtenidas en el análisis CPB se guardan con unidades de potencia. Así, cuando por ejemplo se almacenen los valores obtenidos en la medida del autoespectro del micrófono, las unidades resultantes serán Pa^2 . Lo mismo sucede cuando se guarden los valores del autoespectro del generador, cuyas unidades serán en este caso V^2 .

1.1.1 Función de transferencia eléctrica H de los filtros

En el sistema en cuestión, el proceso de filtrado lo realiza el procesador digital *fds-366t Omnidrive* de la casa *Bss*. Como se expuso en el apartado *Filtros y Divisor espectral* de la segunda sección, el procesador cuenta con 3 entradas, A, B, y C. En las 2 primeras el procesador admite tanto una señal analógica balanceada, como señal digital en formato AES EBU con conexión tipo XLR. La tercera entrada, C, da la posibilidad de conectar un micrófono de medida para funciones de auto-alineamiento. En la práctica, las señales conectadas a las entradas A y B son las que provienen de la consola de mezclas del control de FOH, siendo éstas L y R.

El procesador cuenta con 6 salidas configurables según el sistema que dispongamos. El sistema en cuestión, es tri-amplificado, con lo que trabajaremos en modo *Stereo 3-Way*. Existen 2 configuraciones en estéreo y son:

- LMHLMH: El filtrado efectuado a la entrada A se encamina a las salidas 1, 2, y 3, y el realizado a la entrada B se rutea a las salidas 4, 5, y 6.
- LLMMHH: El filtrado efectuado a la entrada A se encamina a las salidas impares, y el realizado a la entrada B se rutea a las salidas pares.

En este caso se ha elegido el modo LMHLMH, por lo que la señal de excitación proporcionada por Pulse se encaminará a la entrada A y tras su procesado, se tendrá en las salidas 1, 2, y 3, la señal filtrada y procesada en graves, medios, y agudos, respectivamente.

Los parámetros del procesado en cada vía permanecerán neutros, es decir, la polaridad de cada filtro será normal, no se introducirá retardo ni ganancia, ni ningún tipo de ecualización o procesado de dinámica. Únicamente será necesario seleccionar un filtro y su correspondiente frecuencia de cruce. Las frecuencias de cruce elegidas son 100 Hz para las vías de graves y medios, y 1000 Hz para las vías de medios y agudos, según los criterios sugeridos en el apartado *Frecuencias de cruce* en la sección II.

Las medidas se han realizado para todas las posibles combinaciones de filtros con éstas frecuencias de cruce. El procesador dispone de 12 topologías de filtros distintas, con lo que se han realizado 12 medidas de función de transferencia para las vías de graves y agudos, y 144 para la vía de medios, lo que hace un total de 168 funciones de transferencia disponibles.

Por otro lado, se ha dispuesto la señal de generador en el canal de salida *Output 1*, y en las entradas *Input 0* e *Input 1*, las señales de medida y referencia respectivamente, siendo éstas la salida filtrada y la entrada al procesador. La salida filtrada se ha conectado a la *Input 0* ya que ésta soporta tensiones mayores a 7 V. Será imposible obtener tales valores de tensión dado que la tensión de excitación no alcanza los 300 mV, y la de salida al haber sido filtrada será incluso menor. Por

convención, se ha conectado siempre la señal de medida en el canal de entrada *Input 0*, y la de referencia al canal *Input 1*, como medida de seguridad frente a la saturación.

Las entradas y salidas de Pulse utilizan conectores BNC, mientras que las del procesador utilizan XLR, luego será necesario utilizar un cable BNC-XLR macho para la conexión entre *Output 1* del *Front-End* de Pulse y la *Input A* del procesador, así como un cable XLR hembra a BNC para la conexión entre la salida del procesador y la *Input 0* del *Front-End* de Pulse. La entrada *Input 1* de Pulse, corresponde con una ramificación de la señal de salida *Output 1*, con lo que su conexión se realiza a través de un cable BNC y una “T”.

En este tipo de medidas es necesario tener en cuenta la latencia del dispositivo, e introducirla en el canal de entrada *Input 1* de Pulse. El montaje de la medida se muestra a continuación:

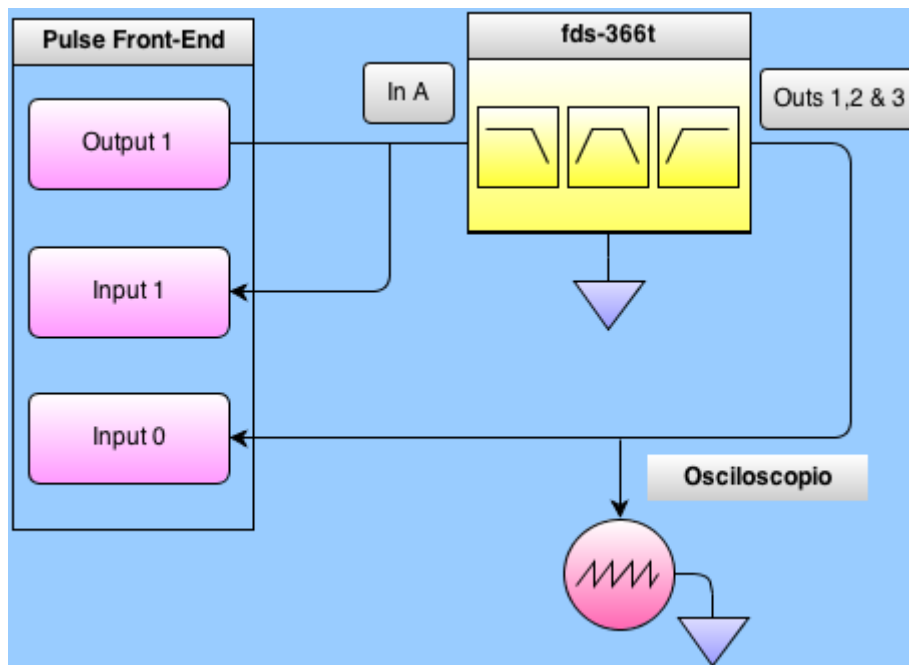


Figura 1.1.1.1: Montaje para las medidas de función de transferencia de los filtros incorporados en el procesador.

La configuración en Pulse es la siguiente:

- Se habilitarán las entradas *Input 0* e *Input 1*. Se denominarán Salida Filtro y Entrada Filtro respectivamente en el *Configuration Organiser*.
- Se aplicará el retardo producido por la latencia del dispositivo digital de procesado a la *Input 1* de modo que se calcule correctamente la función de transferencia.
- Se configurará un generador *Random* de 550 mV y 25.6 kHz de *Span*. Se activará la pestaña *Pink Level* de manera que se obtengan 288 mV. Se le asignará el canal de salida *Output 1*.

- Se configurará un analizador FFT con 6400 *Lines*, y un *Span* de 20 kHz, de manera que obtengamos una resolución, df , de 3.125 Hz. El promediado será en modo exponencial con 100 ventanas.
- Se configurará en el *Function Organiser* una medida de función de transferencia *H1 Frequency Response*, cuya señal de medida corresponde con la *Input 0*, y cuya señal de referencia corresponde con la *Input 1*.
- En el osciloscopio *HP 54600-A* del laboratorio se visualizará la señal de salida del procesador de modo que sea posible realizar el seguimiento de los niveles de tensión.
- Se guardarán las medidas en EXCEL y en Pulse, y se exportarán a ASCII a partir de la opción *Bridge to Matlab*.

Para este caso no se ha realizado ninguna medida de autoespectro. La función de transferencia obtenida es la denominada *H* en la figura 1.1. En el analizador FFT configurado se establecen los parámetros *Lines*, *Span*, y df , que posteriormente serán necesarios recuperar para el diseño de la interfaz en Matlab. Se muestran a continuación:

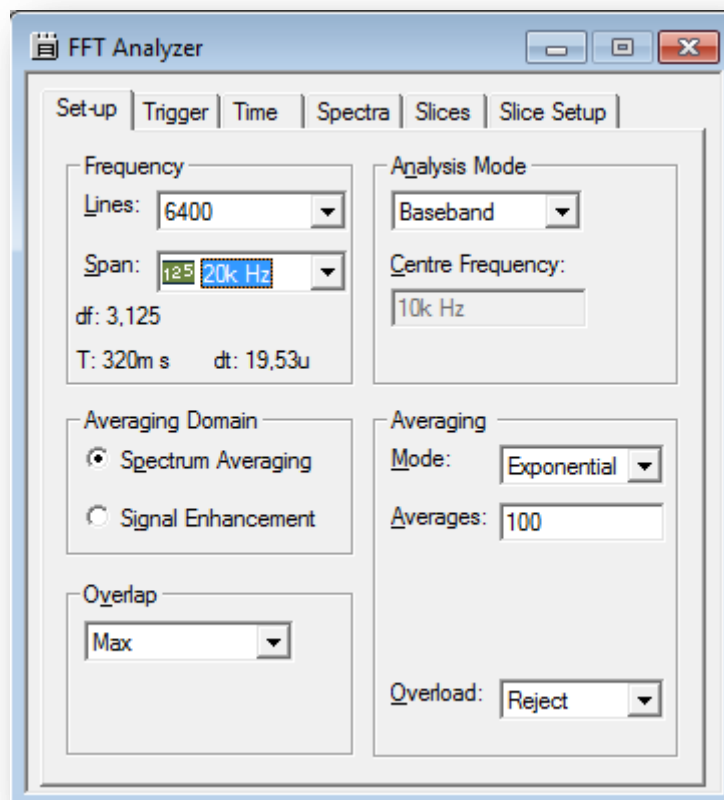


Figura 1.1.1.2: Configuración del analizador FFT para las medidas de función de transferencia de los filtros.

1.1.2 Autoespectros y función de transferencia eléctrica G de los amplificadores

Los amplificadores utilizados en el sistema han sido el *UL-5000* de la casa *Black-Sound*, y el *TSA-2200* de la casa *t.amp*. Ambos cuentan con 2 canales, que pueden trabajar en modo estéreo, paralelo, o puente. Se ha elegido el modo paralelo de manera que una señal de entrada alimente los 2 canales.

Cada etapa entrega una potencia diferente para una misma carga, con lo que ha sido necesario igualar en ambas la tensión de salida a partir de los potenciómetros de ganancia de cada canal. La medida se ha realizado con las unidades *Top-210* y *Spider Evolution* dispuestas en la cámara anecoica, de manera que las etapas estén cargadas a su salida. La etapa de potencia *UL-5000* alimentará la unidad *Top-210* y la *TSA-2200* alimentará la unidad *Spider Evolution*.

Para medir la señal de entrada se conectará el link del canal de la etapa, con conexión XLR, a la *Input 1* de Pulse en BNC. Para medir la señal de salida se tomará de la conexión Speakon Link dispuesta en la parte trasera de la unidad. La conexión entre la etapa *UL-5000* y la unidad *Top-210* se realiza mediante un conector Speakon de 4 polos.

Los bornes dispuestos en la parte trasera de la etapa de potencia conectan activo y retorno del canal A con los polos 1+ y 1-, y activo y retorno del canal B con los polos 2+ y 2-, a una conexión Speakon hembra en el panel trasero del rack de etapas. Mediante un Speakon de 4 polos se conectará la unidad con la etapa, de tal manera que el canal A alimentará el transductor de medios y el canal B el de agudos, cargando así las salidas de la etapa.

La unidad cuenta con una entrada Speakon y un puente (Speakon Link), en el cual se tendrá la misma tensión de salida del amplificador y entrada al transductor. Desde este punto se encaminará la señal a Pulse mediante un conector tipo “Y” Speakon-doble BNC. El diagrama de conexionado para medir la tensión de salida del canal B de la etapa es el siguiente:

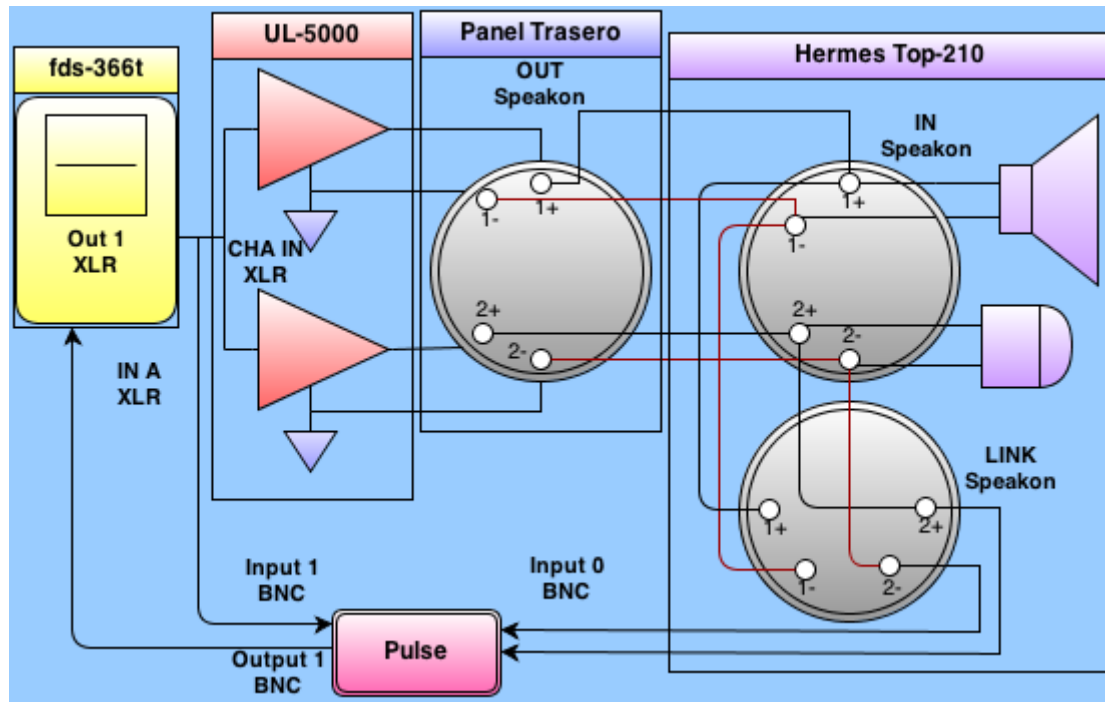


Figura 1.1.2.1: Diagrama de conexión para la realización de las medidas de los amplificadores.

El cable Speakon-doble BNC confeccionado contará con un conector para medir la tensión de salida del canal A, en el que los polos 1+ y 1- se han unido con el activo y retorno del primer BNC, y otro para medir la tensión de salida del canal B. En este caso, se han conectado los polos 2+ y 2- con el activo y el retorno del segundo BNC. A continuación se muestra el cable en cuestión:

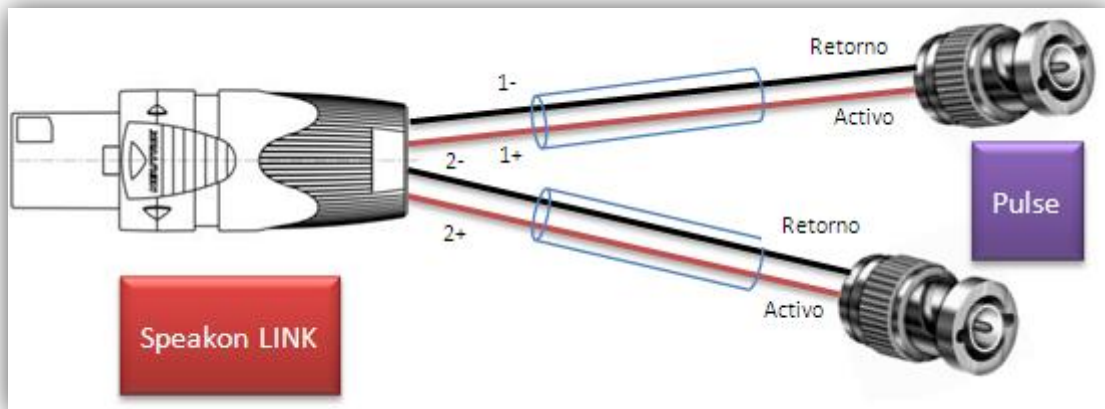


Figura 1.1.2.2: Cable Speakon-doble BNC confeccionado para la realización de las medidas.

Se utilizarán la función de *Autospectrum* para medir tanto la señal eléctrica de entrada como la de salida al amplificador, a partir de un analizador CPB configurado a 1/3 de octava, y la función de *H1 Frequency Response* para medir su función de transferencia a partir de un analizador FFT.

Antes de medir la función de transferencia se ha realizado el ajuste de tensión a la salida de cada una de las etapas examinando los autospectros de entrada y de salida. Arbitrariamente se ha

tomado 1 V como la tensión de salida que se quiere fijar, por lo que, en primer lugar, se ha de visualizar en el osciloscopio el valor V_{rms} . A continuación, se ha de girar el potenciómetro en el sentido de las agujas del reloj hasta alcanzar dicho valor.

En este proceso se consigue rondar 1 V, sin embargo, el promediado empleado por el osciloscopio no es lo suficientemente largo como para proporcionar valores de tensión estables, por lo que al ser requerida más precisión, se procederá a graficar los autoespectros de entrada y de salida al amplificador visualizando, a partir de la herramienta *Cursor*, los valores globales *Sum* de cada medida. En nuestro caso, sabiendo que a la entrada se tiene 288 mV, o unos -10.8 dBV, el valor global a la salida del amplificador ha de ser 1 V, o 0 dBV. De ésta manera, se consigue mayor precisión a la hora de ajustar los potenciómetros.

Sin embargo, al ser distintos los potenciómetros de las dos etapas de potencia, y al proporcionar distintas ganancias en cada recorrido, resulta complicado ajustar por igual las salidas de los amplificadores, por lo que el ajuste final se realiza en el procesador en el cual se puede ajustar la ganancia en dB con una precisión en décimas. Para ello, se cargará una configuración en la que la señal de entrada no sea filtrada. Por ello, se ha representado, en la siguiente figura, el procesador con el símbolo de filtro paso todo. A continuación, se tantearán paulatinamente los valores de ganancia necesarios para obtener 1 V a la salida de cada etapa. Las ganancias obtenidas han sido -0.1 dB para la etapa *UL-5000* y +0.2 dB para la etapa *TSA-2200*. Pese a que el valor de salida en cada etapa no se ha podido ajustar exactamente a 1 V, el error es de centésimas de dBV.

Un hecho curioso es que los canales de la etapa *UL-5000* se encuentran desajustados entre sí con una diferencia de 6 dB, con lo que para obtener la misma tensión a la salida de cada canal, el CHB ha de contar con un paso más en el recorrido que realiza su correspondiente potenciómetro.

En estas medidas no se ha de tener en cuenta la latencia que se produce en el procesador digital, dado que a la hora de realizar la función *H1 Frequency Response*, la señal de referencia o de entrada al amplificador se tomará del puente o link existente en cada canal de la etapa. Esta señal, en conexión XLR, es un duplicado de la señal conectada a la entrada de la etapa de potencia en CHA In, que corresponde con la proporcionada por el procesador.

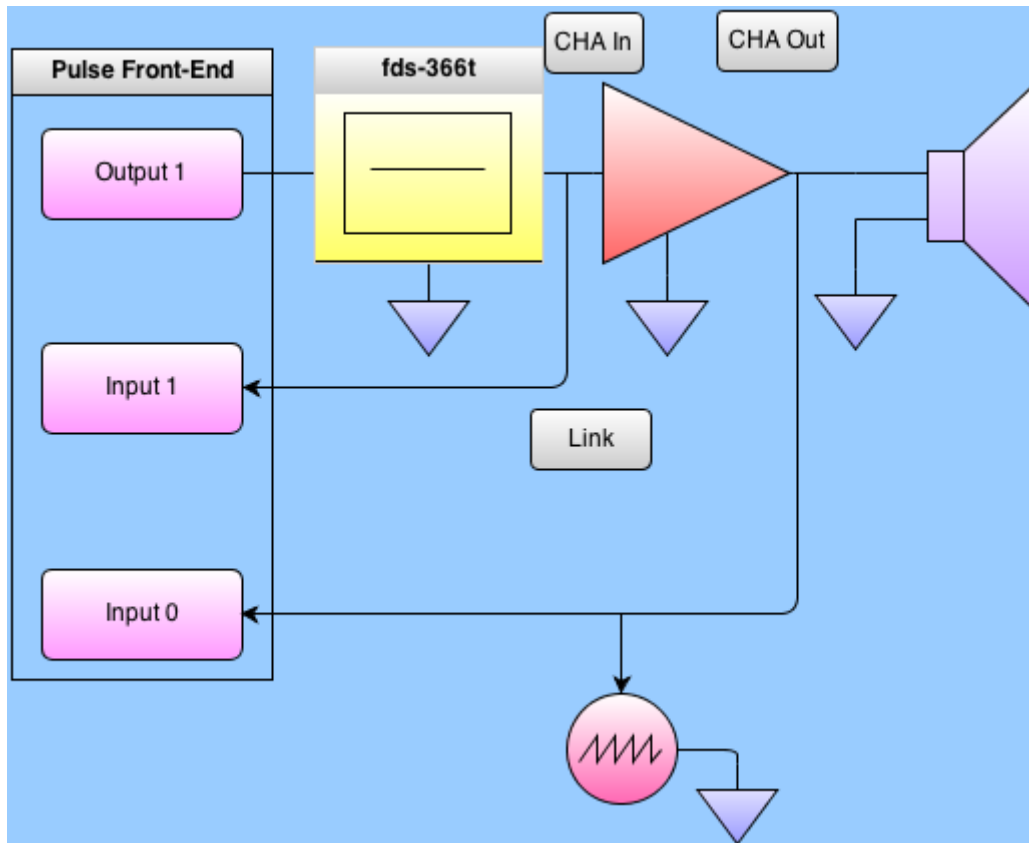


Figura 1.1.2.3: Esquema del montaje para realizar las medidas en los amplificadores.

La configuración en Pulse es la siguiente:

- Se habilitarán las entradas *Input 0* e *Input 1*. Se denominarán Salida Ampli y Entrada Ampli respectivamente en el *Configuration Organiser*.
- Se configurará un generador *Random* de 550 mV y 25.6 kHz de *Span*. Se activará la pestaña *Pink Level* de manera que se obtengan 288 mV. Se le asignará el canal de salida *Output 1*.
- Se configurará un analizador FFT con 1600 *Lines*, y un *Span* de 20 kHz, de manera que nos quede una resolución, df , de 12.5 Hz. El promediado será en modo exponencial con 100 ventanas.
- Se configurará un analizador CPB con una resolución de 1/3 de octava y en un ancho de banda de 20 Hz a 20 kHz. El promediado será en modo exponencial.
- Se configurará en el *Function Organiser* una medida de función de transferencia *H1 Frequency Response*, cuya señal de medida corresponde con la *Input 0*, y cuya señal de referencia corresponde con la *Input 1*. Se configurarán también dos funciones *Autospectrum* cuyas señales sean Salida Ampli y Entrada Ampli.
- En el osciloscopio del laboratorio HP 54600-A se visualizará la señal de salida del amplificador para controlar los niveles de tensión.

- Se guardarán las medidas en EXCEL y en Pulse, y se exportarán a ASCII a partir de la opción *Bridge to Matlab*.

La función de transferencia obtenida es la denominada en la figura 1.1 como G. En el analizador FFT configurado se encuentran los parámetros *Lines*, *Span*, y *df*, que posteriormente serán utilizados en la interfaz diseñada en Matlab. Se muestran a continuación:

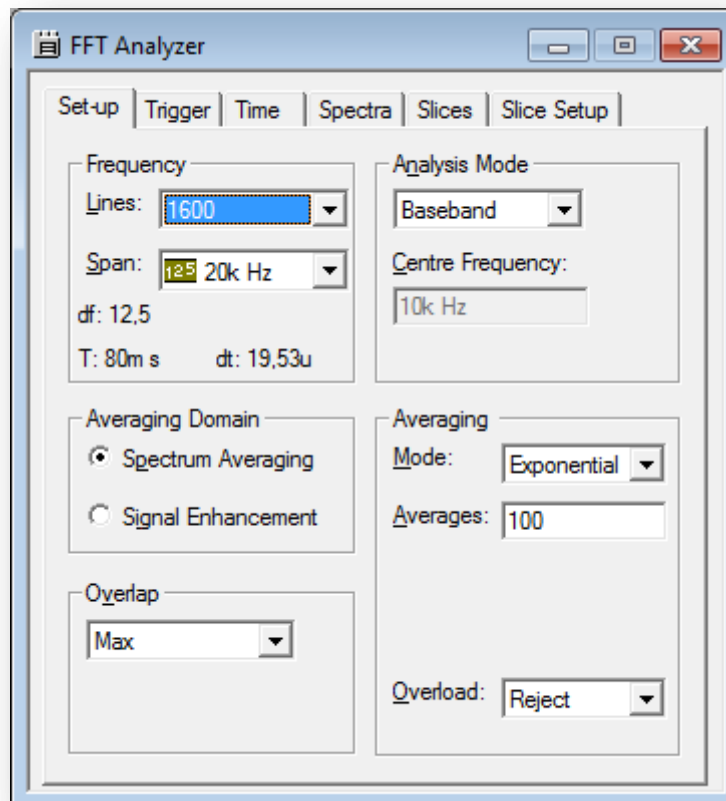


Figura 1.1.2.4: Configuración del analizador FFT para las medidas de función de transferencia de los filtros.

1.1.3 Autoespectros y función de transferencia electroacústica S de los transductores

Las medidas de función de transferencia y de autoespectros se han efectuado para cada transductor. Los transductores de medios y agudos pertenecen a la unidad *Top-210*, y el transductor de graves (sistema Bass Reflex incluido), pertenecen a la unidad *Spider Evolution*. Para realizar las medidas se ha dispuesto el equipo alineado en la misma vertical, apilando la unidad *Top-210* en la *Spider Evolution*.

El micrófono de medida se ha dispuesto en el eje central del sistema a 1 m y 1.5 m de los transductores, como se muestra a continuación:



Figura 1.1.3.1: Foto del montaje para las medidas de los transductores. Micrófono situado a 1 m.



Figura 1.1.3.2: Foto del montaje para las medidas de los transductores. Micrófono situado a 1.5 m.

Las medidas se van a realizar en dos posiciones, a 1 m y a 1.5 m, siguiendo el eje intermedio de los tres transductores. De este modo, cada transductor se va a encontrar a la misma distancia del punto de medida. Para una misma posición se harán las medidas electroacústicas de los tres transductores por separado.

La idea es que, a partir de la interfaz que se diseñará en Matlab, se pueda simular una escucha real de la respuesta conjunta desde los mismos puntos en los que se ha situado el micrófono, a partir de las medidas individuales de cada transductor.

Esta caracterización del sistema evidenciará si los centros acústicos de los transductores están alineados. De no ser así, una de las funciones de la interfaz será la de calcular automáticamente los valores que permitan que las interferencias de las señales radiadas por el sistema sean constructivas a las frecuencias de cruce y alrededores.

Esta función es equivalente a corregir el desalineamiento entre los centros acústicos de los transductores, evitando que se produzca retardo acústico entre señales coherentes para una posición equidistante respecto a cada transductor.

Para estas medidas se ha utilizado únicamente la etapa de potencia *UL-5000*, ya que se han realizado para cada transductor por separado, asegurando así que la tensión entregada a la entrada del transductor es siempre la misma. La conexión de las etapas es en paralelo. De esta manera, se conectará en la input del canal A de la etapa, la señal de excitación configurada en Pulse, encaminada a la *Output 1* del *Front-End*. Colocando los potenciómetros de manera que la tensión entregada en cada una de las salidas del amplificador sea la misma, se tendrá la señal de excitación amplificada en torno a 11 dB. El conector dispuesto en cada salida del amplificador es un Speakon de 4 polos en el que la señal se dispone en los polos 1+ y 1-, y se dejan desconectados los polos 2+ y 2-, lo que genera un problema si se ha de excitar el transductor de agudos de la unidad *Top-210*, que requiere el uso de los polos 2+ y 2-:



Figura 1.1.3.3: Conector trasero Speakon de la unidad *Top-210*.

Por ello, se volverá a utilizar la conexión Speakon Out del panel trasero del rack de etapas en la que los polos 1+ y 1- se han conectado a los bornes del canal A del amplificador, y los polos 2+ y 2- se han conectado con los bornes del canal B del amplificador. Por lo tanto, cuando se trabaje en modo paralelo, se tendrá la excitación amplificada en los polos 1+ y 1-, y en los polos 2+ y 2- en el panel trasero del rack de etapas. Cuando se realicen las medidas de función de transferencia de los transductores pertenecientes a la unidad *Top-210*, se darán dos situaciones:

- Para el transductor de medios será la de llevar los polos 1+ y 1- a la unidad, y los polos 2+ y 2- a la *Input 0* de Pulse.
- Para el transductor de agudos será la de llevar los polos 2+ y 2- a la unidad, y los polos 1+ y 1- a la *Input 0* de Pulse.

Para poderlo llevar a cabo se han confeccionado los siguientes cables en formato “Y”:

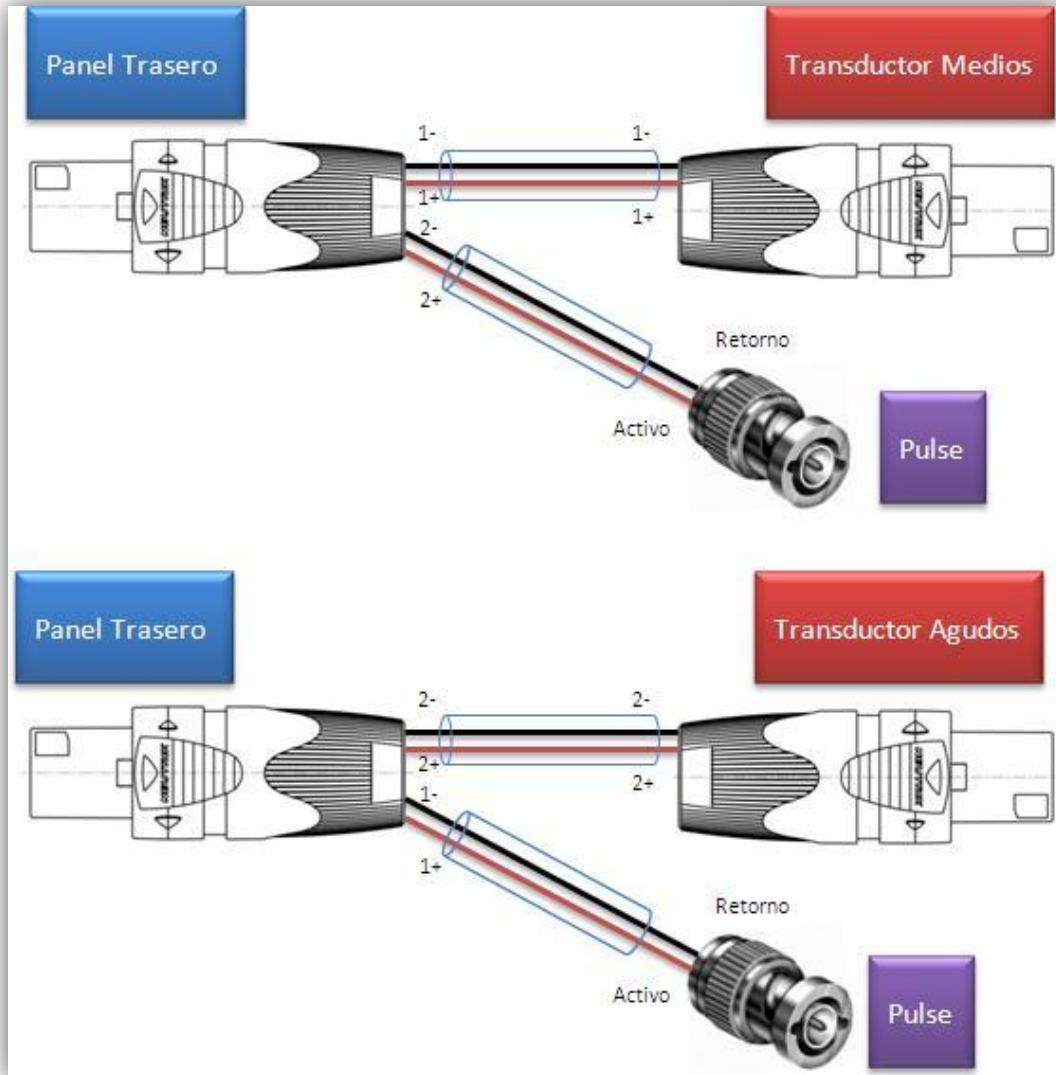


Figura 1.1.3.4: Cables confeccionados para la realización de las medidas en los transductores.

Para las medidas en el transductor de graves se utilizará el mismo cable que para el de medios, dado que la unidad *Spider Evolution* requiere que la señal se disponga en los polos 1+ y 1-.

Para estas medidas no ha sido necesario utilizar el procesador, dado que se busca la respuesta del transductor en el margen de audio ante una excitación plana, con lo que el generador de Pulse se ha conectado directamente a la etapa de potencia. No es necesario por lo tanto introducir a la señal de referencia el retardo producido por la latencia del procesador

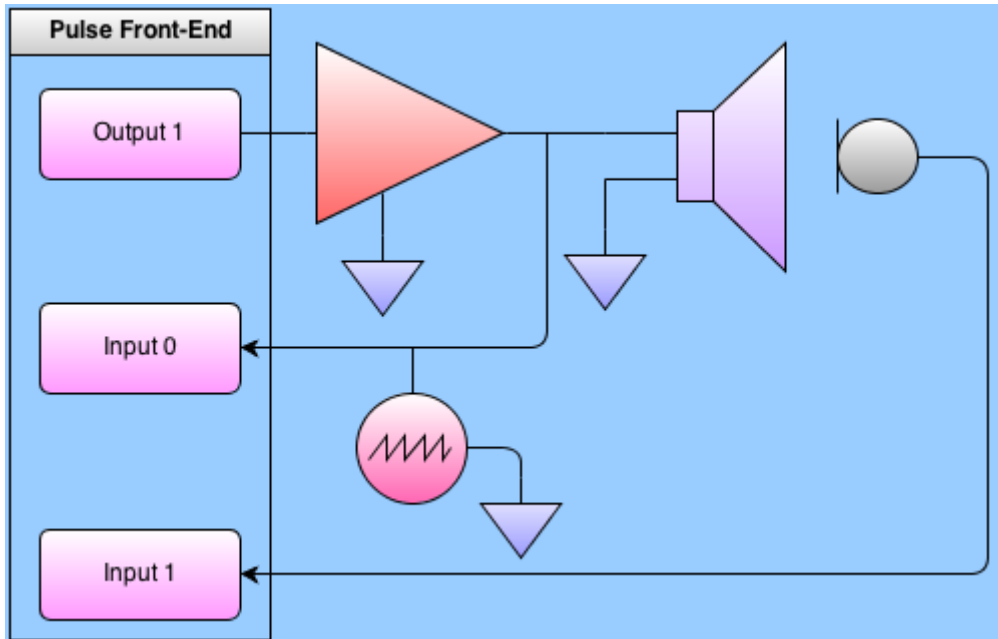


Figura 1.1.3.5: Esquema del montaje para la realización de las medidas de los transductores.

La señal de referencia, se extrae de la salida no cargada del canal de amplificador. Dado que la impedancia de entrada a Pulse será elevada, la corriente de entrada a la *Input 0* será pequeña con lo que el analizador no resultará dañado. Además, esta señal se aproximará a 1 V, con lo que al ser la entrada *Input 0* la que mayor tensión soporta, no existirá peligro de sobretensión.

La configuración en Pulse es la siguiente:

- Se habilitarán las entradas *Input 0* e *Input 1*. En este caso, se denominarán Entrada Altavoz y Micrófono respectivamente en el *Configuration Organiser*.
- Se configurará un generador *Random* de 550 mV y 25.6 kHz de *Span*. Se activará la pestaña *Pink Level* de manera que se obtengan 288 m Vrms. Se le asignará el canal de salida *Output 1*.
- Se configurará un analizador FFT con 6400 *Lines*, y un *Span* de 25.6 kHz, de manera que nos quede una resolución, *df*, de 4 Hz. El promediado será en modo exponencial con 100 ventanas.
- Se configurará un analizador CPB con una resolución de 1/3 de octava y en un ancho de banda de 20 Hz a 20 kHz. El promediado será en modo exponencial.
- Se configurará en el *Function Organiser* una medida de función de transferencia *H1 Frequency Response*, cuya señal de medida corresponde con la *Input 1*, y cuya señal de referencia corresponde con la *Input 0*. Se configurarán también dos funciones *Autospectrum* de las señales Micrófono y Entrada Altavoz.
- Se procederá a realizar la calibración automática del micro, y se desactivará, en las propiedades de la señal, la opción *Use Transducer Data*.

- En el osciloscopio del laboratorio *HP 54600-A* se visualizará la señal de salida del amplificador, y se comprobará que su valor oscile en torno a 1 V.
- Se guardarán las medidas en EXCEL y en Pulse, y se exportarán a ASCII a partir de la opción *Bridge to Matlab*.

Los autoespectros medirán por un lado la tensión de entrada al altavoz en V, y la presión sonora en pascals. La función *Bridge to Matlab*, guarda los valores en formato ASCII. Sin embargo, lo hace en unidades de potencia para los autoespectros, de modo que para la tensión de entrada al altavoz se guardarán en V^2 , y para el micrófono se guardarán en pascals al cuadrado. La función de transferencia obtenida es la denominada *S* en la figura 1.1. En este caso se tendrán, S_L , S_M y S_H , correspondientes a las funciones de transferencia de graves, medios y agudos. Para funciones de transferencia, la opción *Bridge to Matlab* guarda los valores en unidades naturales. En el analizador FFT configurado se especifican los parámetros *Lines*, *Span*, y *df*, utilizados en la interfaz diseñada en Matlab:

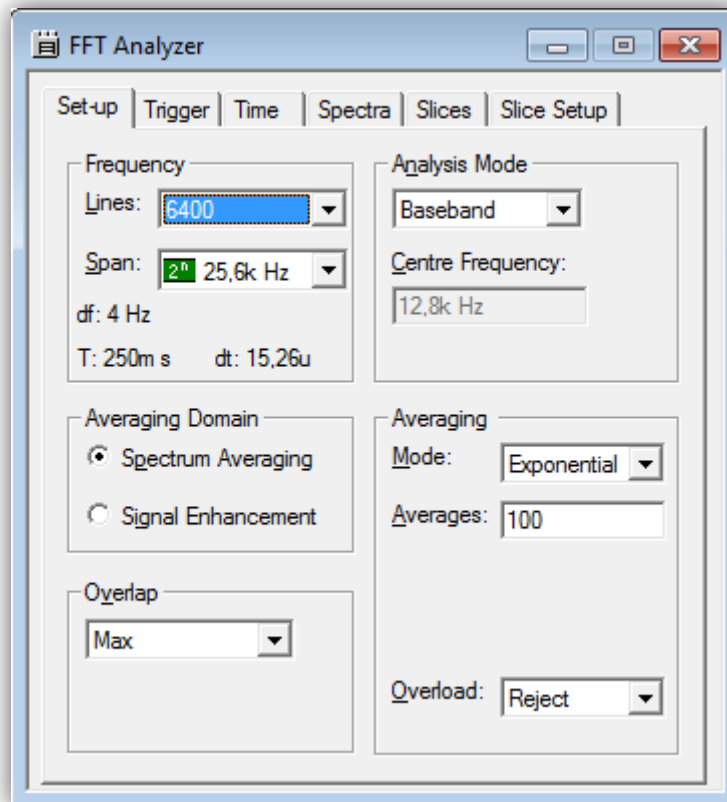


Figura 1.1.3.6: Configuración del analizador FFT para las medidas de función de transferencia de los transductores.

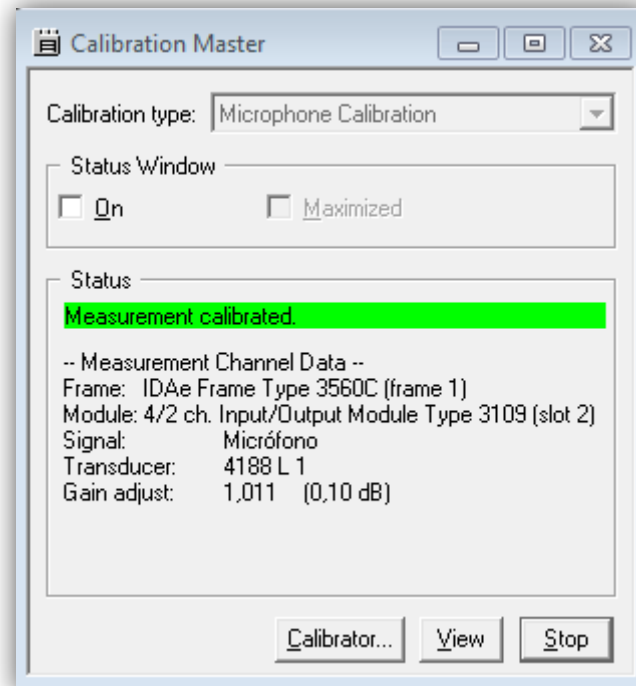


Figura 1.1.3.7: Menú de calibración del micro para estas medidas.

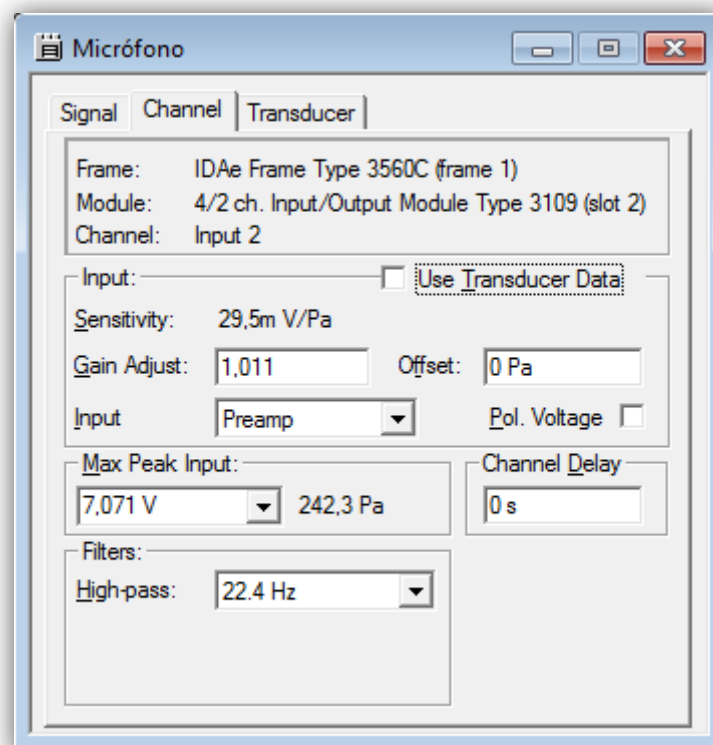


Figura 1.1.3.8: Parámetros del micrófono para la realización de estas medidas.

Para obtener mayor resolución de cara a representar las gráficas de las funciones de transferencia, se han hecho medidas adicionales. Para el transductor de medios se han medido, aparte

de las especificadas en la página anterior y para las mismas posiciones de micrófono, funciones de transferencia con 6400 líneas y con un *Span* de 12.8 kHz, con lo que la resolución en frecuencia queda en 2 Hz.

Por el mismo motivo, y de cara a analizar el comportamiento del sistema Bass Reflex de la unidad *Spider Evolution*, se han realizado también más medidas de función de transferencia. Para analizar su influencia en la respuesta conjunta de la unidad, se ha utilizado una gran cantidad de material absorbente, rellenando las aperturas, de manera que el sistema Bass Reflex quede completamente neutralizado. En este caso las medidas se han organizado de la siguiente manera:

Medidas en campo cercano:

En campo cercano se ha medido en primer lugar la respuesta del altavoz Beyma de 18" a 2 cm de la tapadera central, cuando las aperturas del sistema Bass Reflex se encuentran rellenas de material absorbente.

Posteriormente se ha retirado dicho material y se ha dispuesto el micrófono de medida en el punto central de una de las aperturas del Bass Reflex. Ambas medidas se han realizado para 2 configuraciones en Pulse, siendo éstas:

- 6400 líneas y 800 Hz de *Span*, con lo que se obtiene una resolución de 0.125 Hz.
- 6400 líneas y 25.6 kHz de *Span*, con lo que se obtiene una resolución de 4 Hz.



Figura 1.1.3.9a: Foto del montaje para la medida en campo cercano del altavoz de graves.



Figura 1.1.3.9b: Foto del montaje para la medida en campo cercano del altavoz de graves.



Figura 1.1.3.10a: Foto del montaje para la medida en campo cercano del sistema Bass Reflex.



Figura 1.1.3.10b: Foto del montaje para la medida en campo cercano del sistema Bass Reflex.

Medidas en campo lejano:

En campo lejano se ha medido, en primer lugar, la respuesta del altavoz 18P1000NdE Beyma de 18" a 1 m y a 1.5 m de la tapadera central, en el punto intermedio entre altavoz y sistema Bass Reflex, cuando las aperturas de este se encuentran rellenas de material absorbente.

Posteriormente se ha retirado dicho material y se medido la respuesta del sistema de graves al completo para estas dos posiciones de micrófono.

Estos 4 tipos de medidas se han realizado para 2 configuraciones distintas en Pulse:

- 6400 líneas y 800 Hz de *Span*, con lo que se obtiene una resolución de 0.125 Hz.
- 6400 líneas y 25.6 kHz de *Span*, con lo que se obtiene una resolución de 4 Hz.

En campo lejano se han realizado 8 medidas distintas, mientras que han sido 4 para campo cercano.

Remarcar que las medidas realizadas en campo lejano para la segunda configuración, cuya resolución es de 4 Hz, no son las mismas que las realizadas cuando el equipo se apiló en la misma vertical, pese a haber empleado la misma configuración en Pulse, debido a que en el primer caso el micro se dispuso en el eje central del sistema a la misma distancia de los transductores y Bass Reflex, y en este caso la disposición del micro se encuentra a medio camino entre el centro geométrico del altavoz y el del sistema Bass Reflex.



Figura 1.1.3.11: Foto del montaje para la medida en campo lejano del altavoz de graves. Micrófono situado a 1 m.



Figura 1.1.3.12: Foto del montaje para la medida en campo lejano del altavoz de graves. Micrófono situado a 1.5 m.



Figura 1.1.3.13: Foto del montaje para la medida en campo lejano de la unidad Spider Evolution. Micrófono situado a 1.5 m.



Figura 1.1.3.14: Volumen total del material absorbente empleado en las medidas.

1.1.4 Autoespectros y función de transferencia electroacústica T del sistema

La función de transferencia T compara la presión sonora recogida por el micrófono de medida con la tensión proporcionada por el generador de Pulse, cuando los transductores que componen el sistema radian simultáneamente. La disposición del equipo es de nuevo la utilizada para medir las funciones de transferencia individuales de los transductores, es decir, apilar la unidad *Top-210* encima de la *Spider Evolution*. Esta medida se ha realizado de cara a testear diversas configuraciones de filtrado, tantear una posible normalización entre vías por la diferencia de sensibilidades, experimentar con los parámetros de polaridad y retardo de cara a obtener repuesta plana en las zonas de solapado espectral, y evaluar las distintas prestaciones que ofrece el procesador *fds-366t Omnidrive* de la casa *Bss*.

Ahora la diferencia la marca el conexionado y el modo de trabajo de la etapa de potencia. En este caso, la etapa *UL-5000* trabajará en modo *Stereo*, por lo que utilizará las entradas XLR de cada canal, siendo estos independientes. Los potenciómetros de ganancia se dispondrán de manera que para la misma señal en ambas entradas se entregue la misma tensión en cada una de las salidas de ambos canales. El canal A alimentará el transductor de medios, mientras que el canal B alimentará al de agudos. En el canal A se conectará la salida *Out 2* del procesador que corresponde con la señal de excitación filtrada en medios. En el canal B se conectará la salida *Out 3* del procesador que corresponde con la señal de excitación filtrada en agudos.

De este modo en la hembra Speakon situada en el panel trasero del rack de etapas se tiene, la tensión entregada por el canal A en los polos 1+ y 1-, y la tensión entregada por el canal B en los polos 2+ y 2-, con lo que un Speakon de 4 polos corriente servirá para realizar la conexión entre la etapa *UL-5000*, y la unidad *Top-210*.

La unidad *Spider Evolution* será alimentada por la etapa de potencia *TSA-2200*, cuyo modo de trabajo será también en estéreo. De este modo, se conectará en el canal A la salida *Out 1* del procesador, que corresponde con la señal de excitación filtrada en graves. Esta etapa en concreto no está conectada con panel trasero, con lo que se conectará directamente un Speakon de cuatro polos a la salida del canal A. Las salidas con conexión Speakon de ambas etapas, y de ambos canales, utilizan conectores de 4 polos, pese a estar desconectados los polos 2+ y 2-. Como la unidad *Spider Evolution* toma la señal de los polos 1+ y 1-, se ha utilizado directamente un Speakon estándar de 4 polos.

Las posiciones de los mandos de ganancia en las dos etapas han de ser las que permitan entregar la misma ganancia para una misma excitación. Al entrar en juego el procesador, sí será necesario tener en cuenta el retardo producido por la latencia, e introducirlo en la señal de referencia, que en este caso será la denominada Generador y se configurará en la *Input 1*. La señal de medida en la función de transferencia será la denominada Micrófono, y se asignará a la *Input 2*. Las ganancias obtenidas de manera que cada canal entregase a su salida 1 V, se mantendrán en primera instancia. Para el ajuste de sensibilidades podrá ser modificada.



Figura 1.1.4.1: Foto del montaje para las medidas del sistema. Micrófono situado a 1 m.



Figura 1.1.4.2: Foto de la disposición de las dos unidades para las medidas del sistema, que consiste en un apilamiento en la misma vertical.

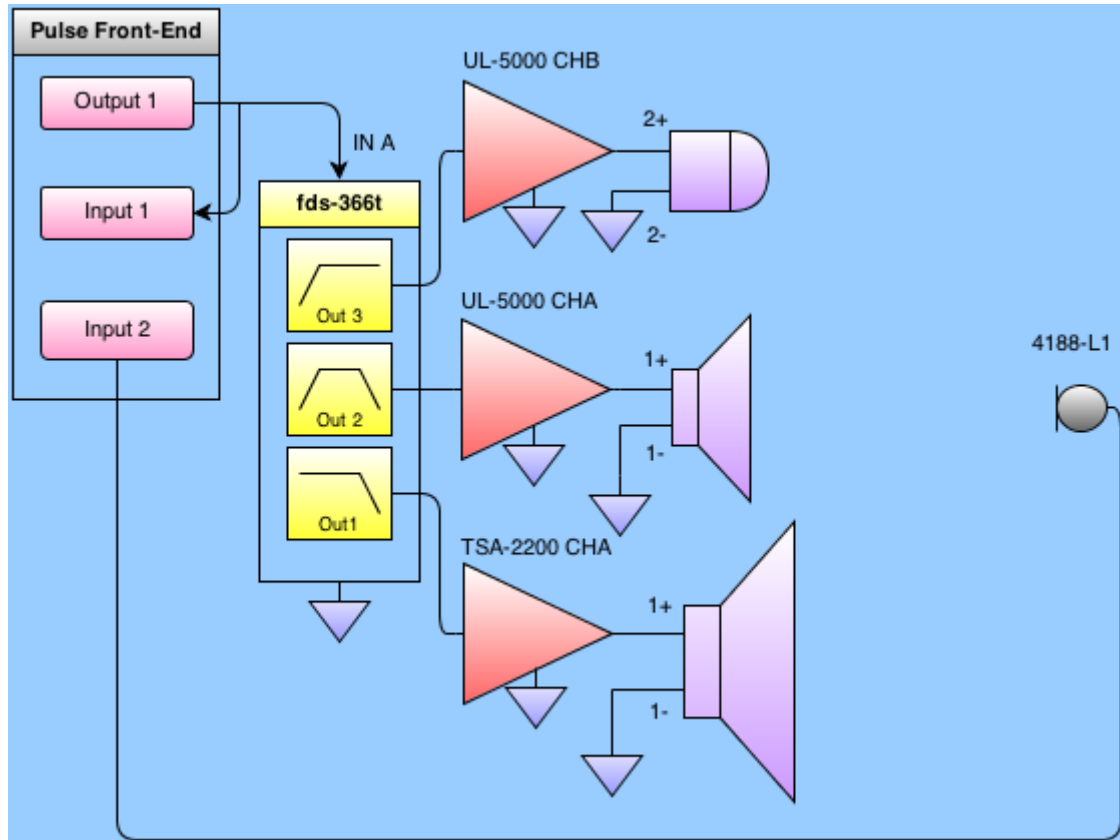


Figura 1.1.4.3: Esquema del montaje para las medidas sobre el sistema.

La configuración en Pulse es la siguiente:

- Se habilitarán las entradas *Input 1* e *Input 2*. En este caso, se denominarán *Generador* y *Micrófono* respectivamente en el *Configuration Organiser*.
- Se configurará un generador *Random* de 550 mV y 25.6 kHz de *Span*. Se activará la pestaña *Pink Level* de manera que se obtengan 288 mV. Se le asignará el canal de salida *Output 1*.
- Se configurará un analizador FFT con 6400 *Lines*, y un *Span* de 25.6 kHz, de manera que obtengamos una resolución, *df*, de 4 Hz. El promediado será en modo exponencial con 100 ventanas.
- Se configurará un analizador CPB con una resolución de 1/3 de octava y en un ancho de banda de 20 Hz a 20 kHz. El promediado será en modo exponencial.
- Se configurará en el *Function Organiser* una medida de función de transferencia *H1 Frequency Response*, cuya señal de medición corresponde con la *Input 2*, y cuya señal de referencia corresponde con la *Input 1*. Se configurarán también dos funciones *Autospectrum* cuyas señales sean *Micrófono* y *Generador*.
- Se procederá a realizar la calibración automática del micro, y se desactivará, en las propiedades de la señal, la opción *Use Transducer Data*.

- Se aplicará el retardo producido por latencia en la *Input 1*.
- Se guardarán las medidas en EXCEL y en Pulse, y se exportarán a ASCII a partir de la opción *Bridge to Matlab*.

Esta medida se hará para múltiples combinaciones de filtros, tanteando con valores de retardo en las distintas vías, etc. Puesto que los valores de tensión serán bajos, se han elegido las entradas *Input 1* e *Input 2*, cuyos valores máximos de entrada son de 2.236 V y 7.071 V, por lo que parece un rango adecuado para los niveles que se van a medir.

Además, se han introducido filtros paso alto en la señal Generador hasta 7 Hz para evitar los efectos de continua, y en la señal Micrófono hasta 22.4 Hz para evitar recoger vibraciones innecesarias producidas por elementos externos al laboratorio, como un portazo o un golpe en el techo o paredes adyacentes.

A continuación se muestra la configuración descrita:

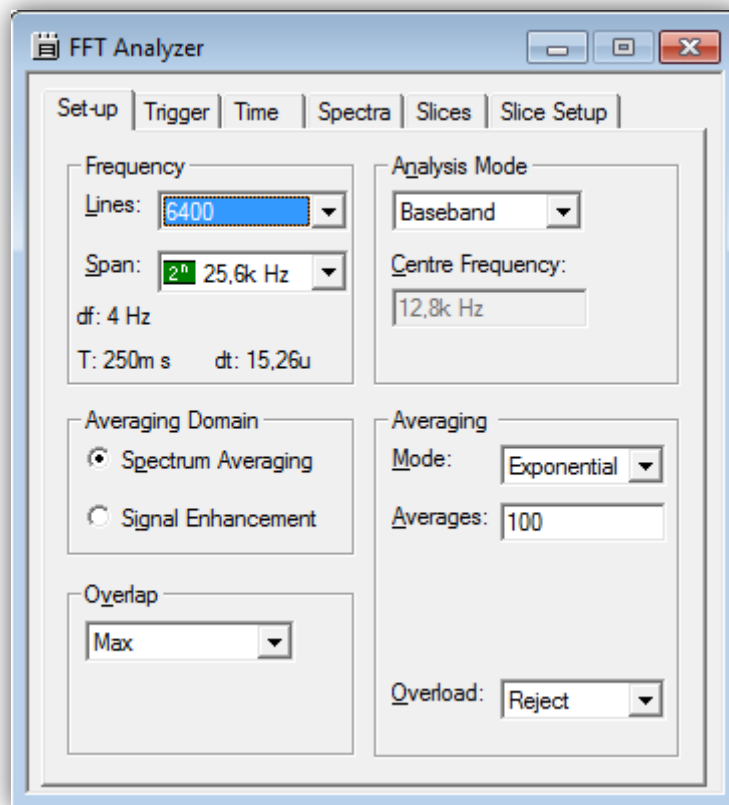


Figura 1.1.4.4: Configuración del analizador FFT para realizar las medidas de función de transferencia del sistema.

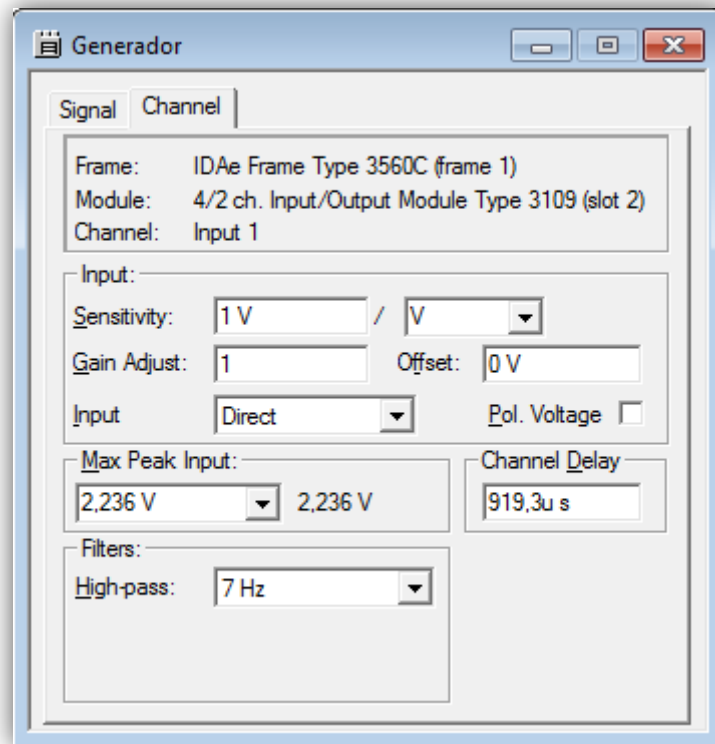


Figura 1.1.4.5: Configuración del generador para realizar las medidas de función de transferencia del sistema.

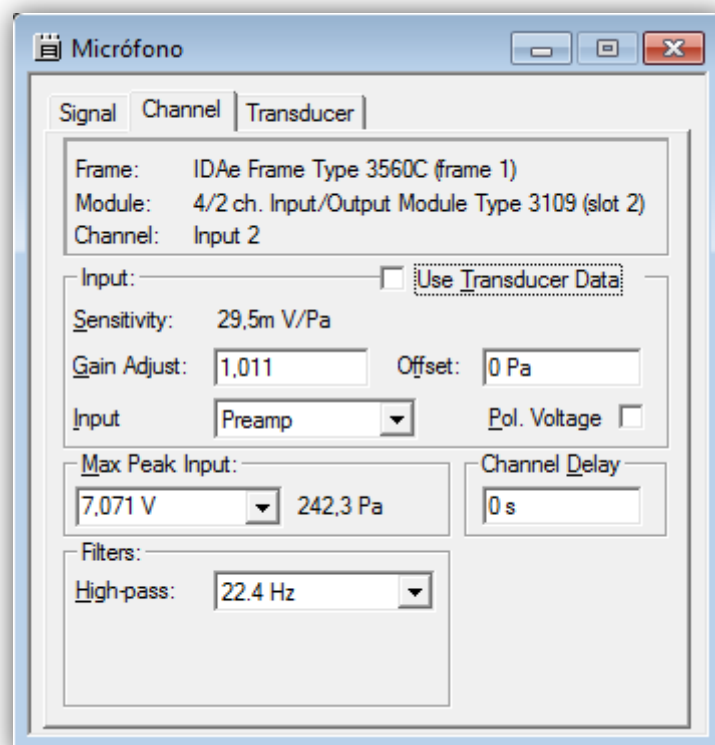


Figura 1.1.4.6: Parámetros del micrófono para realizar las medidas de función de transferencia del sistema.

1.1.5 Directividad del sistema

La directividad de un transductor refleja el nivel relativo entre la radiación obtenida en el eje y la radiación obtenida en los distintos ángulos de giro siguiendo los planos horizontales y verticales respecto al eje del altavoz, para cada frecuencia. Por ello, únicamente será necesario medir el autoespectro del micrófono de medida para todos los ángulos de giro. El autoespectro se ha medido con una resolución en frecuencia de 1/3 de octava, de 20 Hz a 20 kHz, a partir de ruido rosa. Posteriormente, en Matlab, se normalizarán los valores con respecto a los obtenidos en el eje del transductor.

Se han realizado dos medidas de directividad, siendo éstas la directividad horizontal y la directividad vertical, utilizando la mesa giratoria LT360 y su aplicación asociada. En ambas medidas, la resolución angular escogida ha sido de 2.5°, con lo que al realizar un giro completo se tendrán 144 valores de presión sonora, para cada banda de frecuencia.



Figura 1.1.5.1: Mesa giratoria LT360 utilizada para realizar las medidas de directividad.

Cada tipo de medida se ha realizado posicionando el micro a 1 m y a 1.5 m de distancia en el eje axial del transductor. Más tarde, en Matlab, se realizará una valoración de las características anecoicas de la cámara para todo el rango de frecuencias. Resulta predecible que a baja frecuencia la cámara dejará de ser anecoica debido a que las longitudes de onda son comparables al tamaño de las paredes. Según informaciones de José Luis Sánchez Bote, la cámara deja de serlo en torno a 160 Hz.

Por ello, y dado que en EASE 4.3 sólo se podrán introducir los valores comprendidos entre el 1/3 de octava de frecuencia central 100 Hz entre el de 10 kHz (ambos incluidos), la directividad se ha medido únicamente para la unidad *Top-210*. El programa asociado a la mesa permite trabajar en modo remoto, donde se han ajustado parámetros de resolución angular, velocidad, aceleración, y esfuerzo de

torsión. Además, dicho programa permite sincronizar con Pulse a través de una señal de tipo *trigger* cargada en un generador, de manera que cada giro se realice en función de sus características. Esta señal se encaminará hacia una de las salidas BNC del Pulse *Front-End*, y se conectará a la *Digital Input* de la mesa giratoria.

La señal de tipo *trigger* es un archivo .wav, y se ha elaborado en Matlab, siendo ésta una señal cuadrada de duración 5 s, para los que la primera mitad de la señal será cero y uno para el resto. El código implementado en Matlab para generar el archivo es el siguiente:

```
function Trigger
fs=65536;
T=5;
N=round(fs*T);
x=ones(1,N);x(1:N/2)=0;
wavwrite(x,fs,'trigger')
```

Figura 1.1.5.2: Código implementado en Matlab para generar la señal de pulsos.

Así, la mesa realizará el giro cuando la señal salte de 0 a 1 (siendo estos valores configurables), y quedará inmóvil una vez superado el flanco de subida. Dado que tenemos 144 posiciones distintas, y para cada ángulo se emplean 5 s, cada medida tendrá una duración de 12 minutos. La disposición para ambas medidas ha quedado de la siguiente manera:



Figura 1.1.5.2a: Foto del montaje para realizar las medidas de directividad horizontal. Micro situado a 1 m.



Figura 1.1.5.2b: Foto del montaje para realizar las medidas de directividad horizontal. Micro situado a 1 m.



Figura 1.1.5.3: Foto del montaje para realizar las medidas de directividad horizontal. Micro situado a 1.5 m.



Figura 1.1.5.4: Foto del montaje para realizar las medidas de directividad vertical. Micro situado a 1 m.

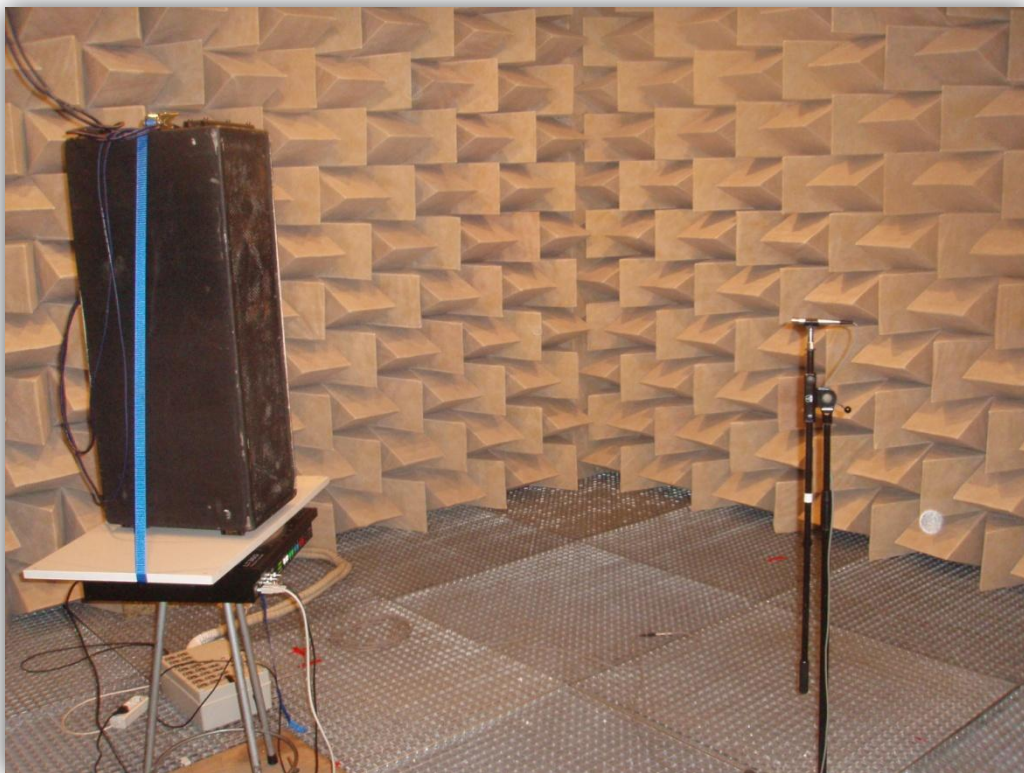


Figura 1.1.5.5: Foto del montaje para realizar las medidas de directividad vertical. Micro situado a 1.5 m.

En el *software* de la mesa, el parámetro de aceleración en el giro viene definido por 5 funciones, siendo éstas, la función impulso, plana, rampa, seno cuadrado y seno cubo. Cada función de aceleración tiene asociada una función de velocidad, cuyos perfiles se muestran a continuación:

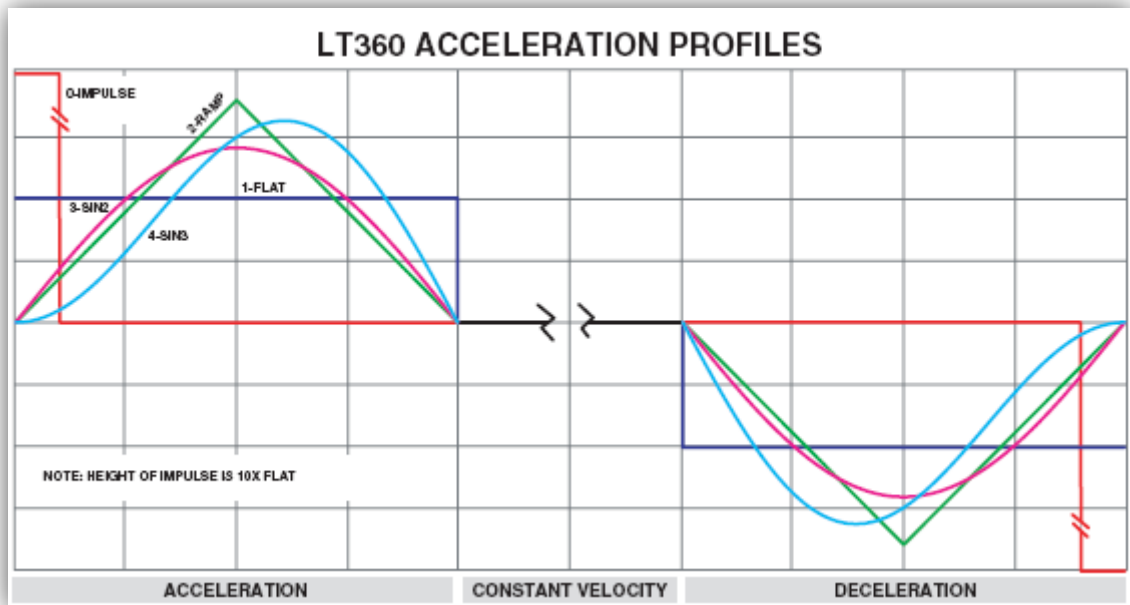


Figura 1.1.5.6: Representación gráfica de las funciones de aceleración de la mesa giratoria.*

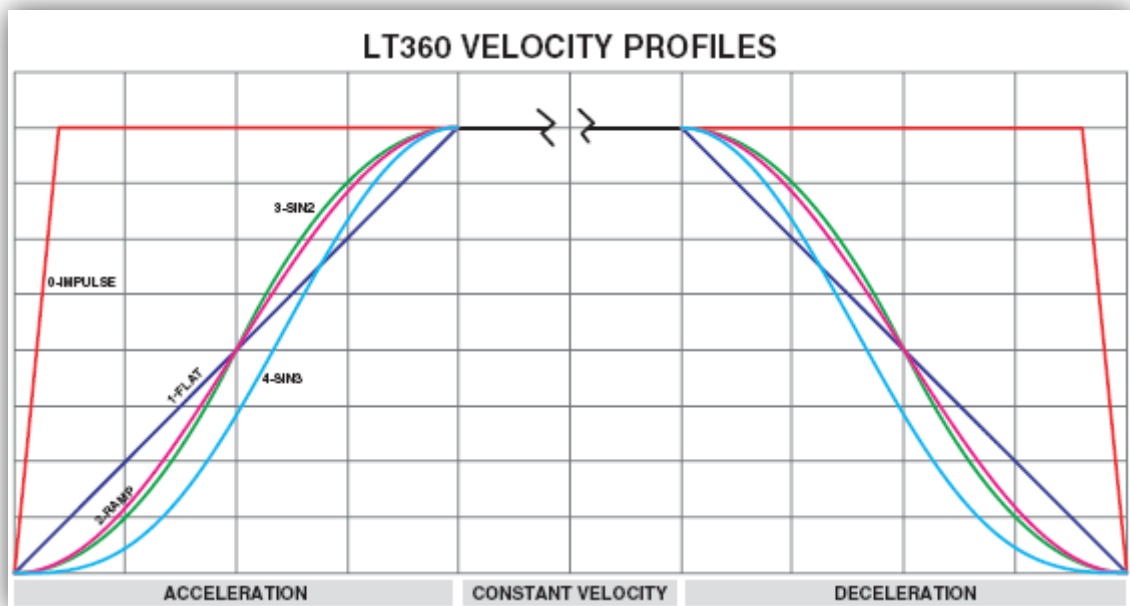


Figura 1.1.5.7: Representación gráfica de las funciones de velocidad de la mesa giratoria.*

La idea es elegir los valores de los parámetros que dispone la aplicación de manera que, en primer lugar, no quede descolocada la unidad a medida que rota a causa de las oscilaciones producidas en cada transición, y en segundo lugar, obtener el menor ruido acústico posible cuando las medidas se estén efectuando. Por ello, es muy importante determinar el parámetro de esfuerzo de torsión, ya que

con valores elevados puede llevarnos a cualquiera de las situaciones que se quieren evitar. Otras opciones aparecen en la aplicación como son la dirección de giro o la habilitación de la entrada digital proveniente de Pulse, que deberán ser especificadas. A continuación se muestran:

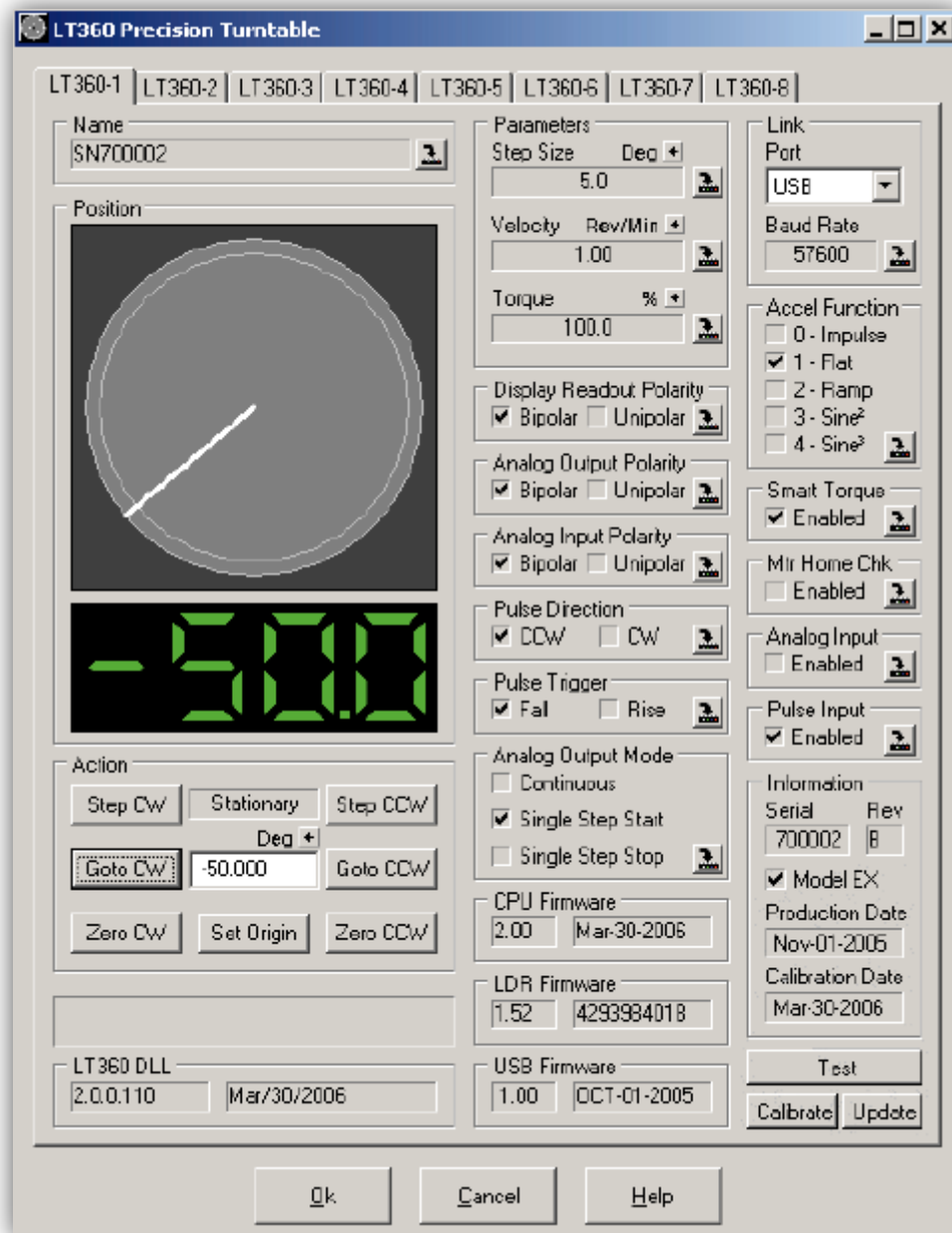


Figura 1.1.5.8: Menú principal del software asociado a la mesa giratoria.

Tras haber tanteado diversas configuraciones, los valores elegidos han sido:

- **Step Size:** 2.5°
- **Velocity:** 1 Rev/Min
- **Torque:** 50 %
- **Accel Function:** Flat

Existe la necesidad de tomar las medidas cuando la mesa no está en movimiento debido a que introduce ruido. Aun siendo el nivel de presión sonora en el eje muy elevado comparado con el ruido de la mesa, no lo será cuando el recinto haya girado 180° y esté enfocando a la pared en vez de al micro. Por ello, debe ser eliminado en la medida.

Lo primero será cargar la señal de disparo diseñada en Matlab en un generador. En este caso, se le ha denominado Pulsos. Esta señal se encargará de hacer girar la mesa cada 5 segundos. A continuación, se configurarán los parámetros *gate-on* y *gate-off* de Pulse. A partir de estos parámetros, es posible configurar una ventana que marcará el intervalo de medición. Esta ventana se ajustará de manera que las mediciones se tomen entre disparos una vez haya girado la mesa. Los parámetros *gate-on* y *gate-off* representan el inicio y el fin de la ventana. El valor aplicado para *gate-on* ha sido de 0.5 s, evitando así el ruido producido por la rotación. El de *gate-off* se ha ajustado a 4.7 s. La ventana de medición queda de la siguiente manera:

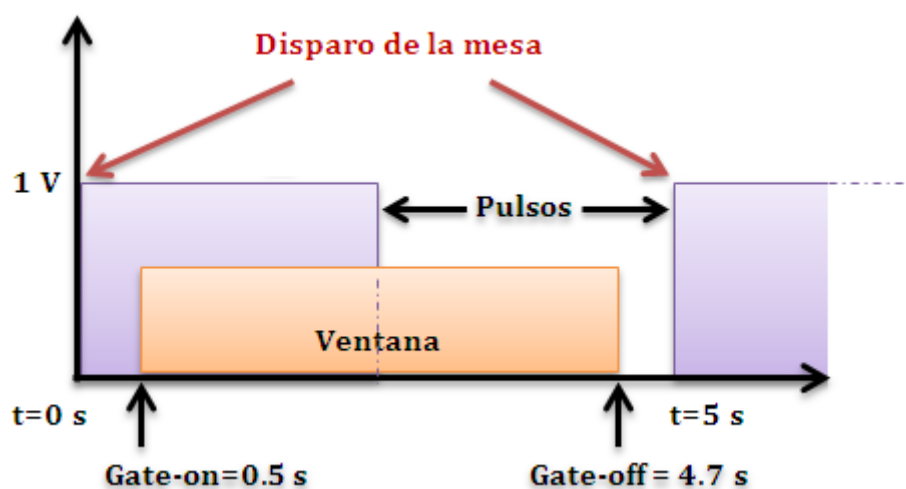


Figura 1.1.5.9: Esquema de la toma de datos en la ventana de medición.

Para guardar y visualizar las medidas en Pulse será necesario configurar, en el menú *Measurement Organiser*, un *Multi-Buffer* en el analizador CPB. Este adquiere un autoespectro cada ventana, lo almacena, y lo representa gráficamente en Pulse. El generador Pulsos se sincronizará con el *Multi-Buffer*, de manera que cuando la mesa no esté girando se almacene en Pulse el autoespectro de los correspondientes tercios de octava.

Los autoespectros del generador de ruido rosa de Pulse y de la señal de entrada al transductor también han sido medidos de cara a poder visualizar y controlar los niveles. En este caso, no se debe tener en cuenta la latencia producida por el procesador digital, dado que aunque se haya utilizado para que el ajuste de ganancia entre amplificadores sea lo más parejo posible, las señales de excitación y de salida del amplificador se han tomado post-procesado. A continuación se muestra el menú *Measurement Organiser*, y el diagrama de bloques de la medida:

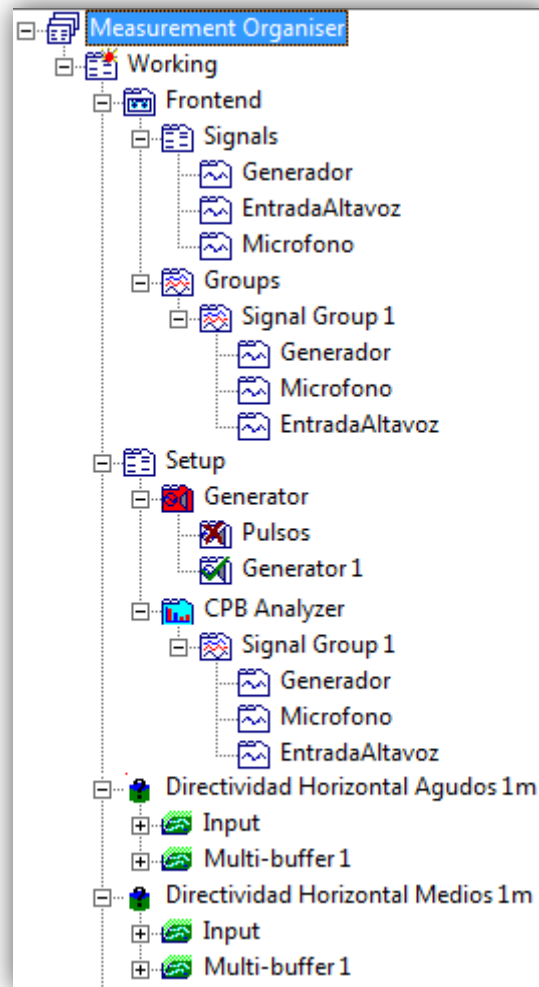


Figura 1.1.5.10: Configuración del menú Measurement Organiser para las medidas de directividad.

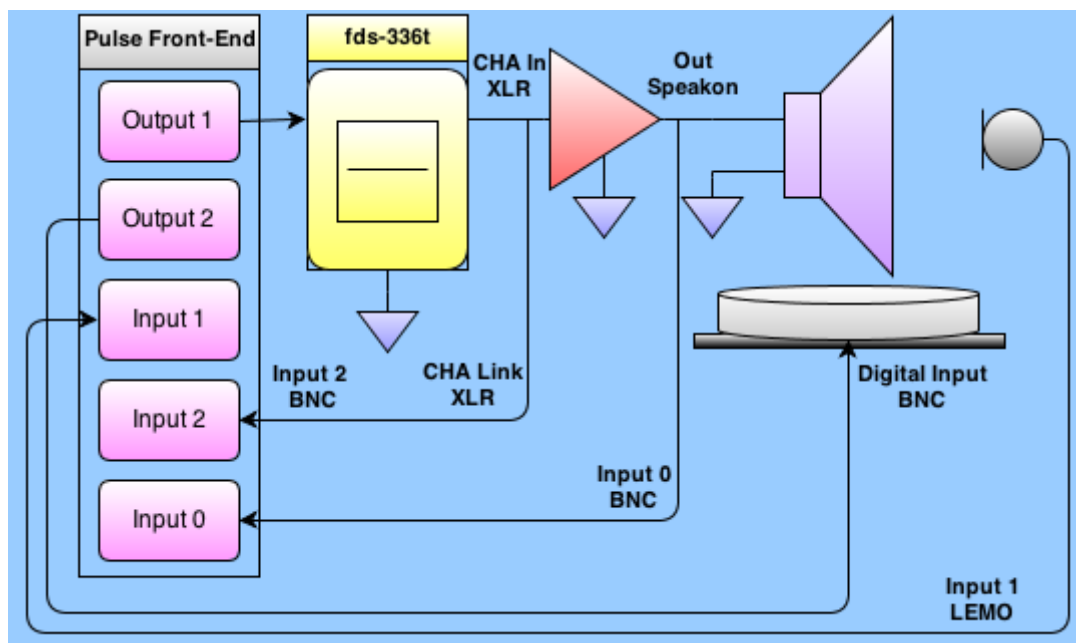


Figura 1.1.5.11: Esquema del montaje para la realización de las medidas de directividad.

La configuración en Pulse es la siguiente:

- Se habilitarán las entradas *Input 0*, *Input 1* e *Input 2*. En este caso, se denominarán Entrada Altavoz, Micrófono y Generador respectivamente en el *Configuration Organiser*.
- Se configurará un generador *Random* de 550 mV y 25.6 kHz de *Span*. Se activará la pestaña *Pink Level* de manera que se obtengan 288 mV. Se le asignará el canal de salida *Output 1*.
- Se configurará un generador denominado *Pulsos*, en el setup de la señal, cargando en *User Defined* el archivo .wav generado en Matlab denominado *trigger*. Se le asignará la salida *Output 2*.
- Se configurará un analizador CPB con una resolución de 1/3 de octava y en un ancho de banda de 20 Hz a 20 kHz. El promediado será en modo exponencial con un *Averaging Time* de 1/4s.
- Se configurará un *Multi-buffer* en el analizador CPB.
- Se configurarán en el *Function Organiser* 3 medidas *Autospectrum* cuyas señales sean Micrófono, Generador y Entrada Altavoz.
- Se procederá a realizar la calibración automática del micro, y se desactivará, en las propiedades de la señal, la opción *Use Transducer Data*.
- Se guardarán las medidas en EXCEL y en Pulse, y se exportarán a ASCII a partir de la opción *Bridge to Matlab*.

Además de realizar estas medidas de manera individual para el transductor de medios y para el transductor de agudos, se ha realizado aplicando distintas configuraciones de filtrado. De este modo se pueden observar las características de los filtros en cuanto a respuesta polar cuando ambos transductores radian de manera conjunta. Para ello, se han equilibrado las sensibilidades de los transductores y se ha aplicado el retardo necesario en la vía de agudos para obtener respuesta plana en el rango de solapado espectral.

Por falta de tiempo, las configuraciones de filtrado para las cuales se han realizado las medidas son:

- Segundo orden: BUT 12, BES 12, y LR 12.
- Tercer orden: BUT 18.
- Cuarto orden: BUT 24 y LR 24.

En cada caso, las polaridades aplicadas han sido las estándar.

2. SISTEMA DE CARACTERIZACIÓN Y OPTIMIZACIÓN DE UN EQUIPO DE SONIDO PROFESIONAL EN MATLAB

2.1 VISIÓN GENERAL DEL SISTEMA

En esta sección se tratará, en primer lugar, de justificar la funcionalidad del sistema diseñado en Matlab de cara a la caracterización y optimización del equipo de sonido en cuestión. En segundo lugar, se tratará de esclarecer el *modus operandi* del sistema así como de definir el orden lógico de las operaciones realizadas. Por último, se hará una clasificación de la base de datos de las medidas disponibles.

Funcionalidad

Como se indicó en la introducción, tras realizar las medidas convenientes en Pulse, se va a diseñar una interfaz, a partir del entorno gráfico de Matlab, que utilice los resultados de las medidas. La intención es la de caracterizar y optimizar, cuando radian de manera simultánea, los dos tipos de unidades que componen el sistema de sonido perteneciente al grupo de directo *Esmeralda On Tour*, en una disposición tipo Front-Fill. Esto consiste en apilar las unidades *Top-210* y *Spider Evolution* en la misma vertical, como se mostró en la figura 1.1.4.2.

La caracterización consiste en calcular tanto la respuesta conjunta del sistema filtros-amplificadores-transductores en un punto equidistante al centro efectivo de cada transductor, como las respuestas individuales de cada elemento. Será posible modificar los distintos parámetros que intervienen en el procesado de la señal, en la práctica los disponibles en el procesador digital, de manera que se evidencien los fenómenos y factores acústicos que intervienen en la respuesta conjunta o individual.

Con el parámetro de ganancia se podrá realizar el ajuste de sensibilidades, mientras que con el cambio de polaridad en uno o varios filtros se podrá observar los efectos que se producen en la respuesta en frecuencia en el eje de ambas unidades. Con el parámetro de *delay* se puede tratar de conseguir interferencia constructiva en el plano horizontal al que pertenece el punto de medida, y en el cual todas las posiciones equidistan del centro efectivo de cada transductor. Esto no deja de ser una aproximación ya que para que el plano horizontal quedase completamente alineado en fase, ambas señales tendrían que llegar a los distintos puntos con el mismo nivel a la frecuencia de corte y sus colindantes, lo cual resulta muy alejado de la realidad. El ancho de haz, para el rango de frecuencias de solapado, puede diferir notablemente entre dispositivos. Sin embargo, parece didáctico realizar una primera aproximación asumiendo que las señales de ambos transductores llegarán con el mismo nivel y recorrerán la misma distancia.

La optimización consiste en hallar, de manera automática, los valores de retardo necesarios para realizar el alineamiento del sistema en el plano horizontal mencionado. Para ello se utilizará el

método de alineamiento de fase en la zona de solapamiento espectral entre transductores, más concretamente a las frecuencias de cruce. Es decir, se calculará la fase relativa entre vías a las frecuencias de cruce, y se procederá a hacerla nula por medio del parámetro de *delay*. De este modo, se corrige el desalineamiento entre los centros acústicos de los transductores, y se evita que se produzca retardo acústico entre señales coherentes para una posición equidistante respecto a cada transductor. El resultado ideal sería obtener una respuesta en fase lineal en este rango de frecuencias, sin cambios bruscos de pendiente, evitando interferencias destructivas en la respuesta en módulo, cuyos efectos pueden acarrear cancelaciones muy abruptas en zona de solapamiento espectral.

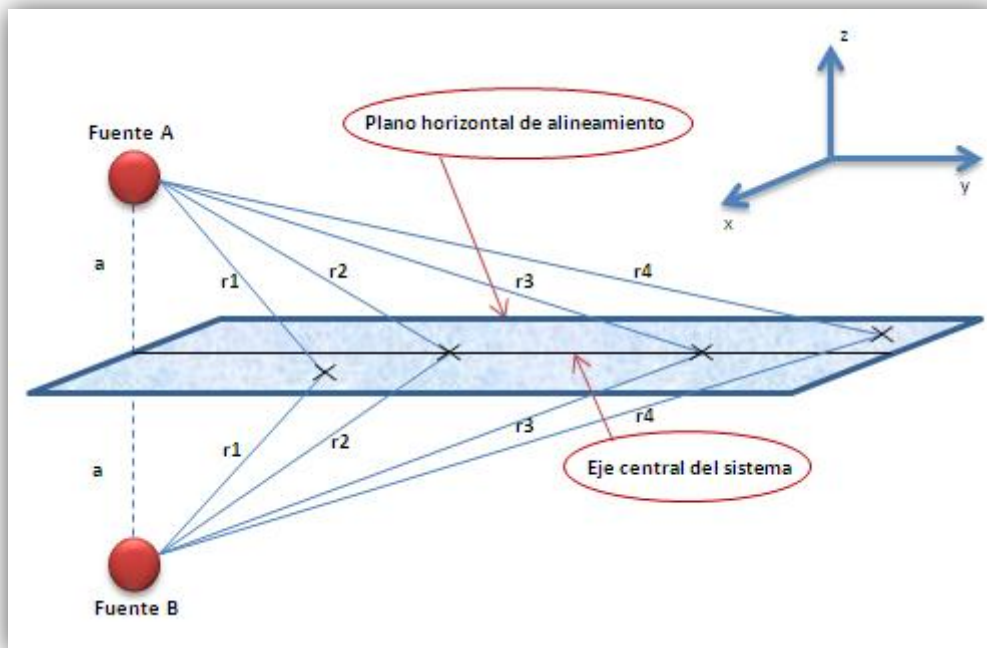


Figura 2.1.1: Esquema ilustrativo del plano horizontal de alineamiento.

Evidentemente, tanto la caracterización como la optimización se han realizado para una configuración tipo Front-Fill que poco tiene que ver con la que se dispondrá en un evento en directo, siendo esta última en forma de arreglo lineal para las unidades *Top-210* y apilando en línea las unidades *Spider Evolution*. Sin embargo, se analizarán los resultados obtenidos en las simulaciones, se expondrán las leyes de la acústica que entran en juego para ésta situación, y se extrapolarán las conclusiones a un contexto real. Se estudiará además la desviación entre los resultados aportados por las simulaciones en la interfaz y las medidas in situ, destacando las diferencias y similitudes entre ambos escenarios, y especificando qué leyes y con qué alcance intervienen en cada uno de ellos. De este modo se deducirá si resultaría interesante el diseño de una interfaz similar por parte de las casas de altavoces. Las medidas utilizadas en la interfaz se guardarán en un subdirectorío del *Workspace* denominado Base de datos.

Descripción

Una vez justificada la funcionalidad del sistema diseñado se describirá su funcionamiento. A continuación se muestra un sencillo diagrama modular en el que aparece el orden de operaciones bajo el cual se procesan los datos, cuando se procede a llamar a la función Caracterización u Optimización en la interfaz:

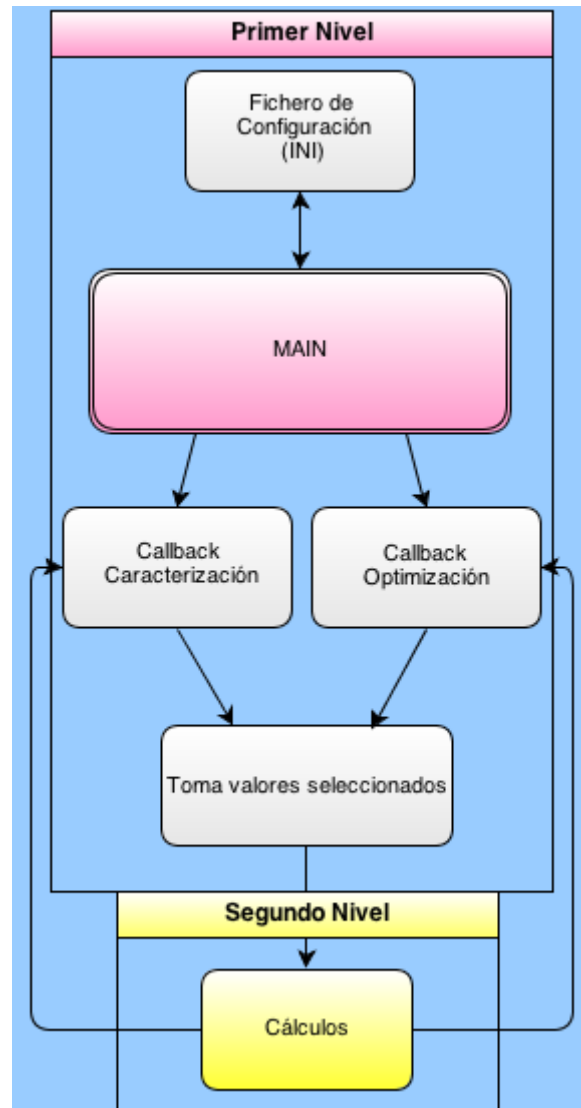


Figura 2.1.2: Diagrama modular de las operaciones realizadas en las llamadas a las funciones de caracterización y optimización.

Como muestra el diagrama, existen dos niveles bajo los cuales opera el sistema. Para distinguirlos diremos que el primero trabaja con los objetos del entorno, es decir, con los valores seleccionados por el usuario y con los resultados obtenidos en la caracterización u optimización. Por otro lado, en el segundo nivel se trabaja con valores intermedios y se realizan los cálculos pertinentes. El orden de operaciones es el siguiente:

Primeramente la interfaz carga el fichero de configuración (INI). Este fichero contiene una configuración por defecto y es la que aparecerá en la interfaz al iniciarla. De este modo se hace más cómodo para el usuario el no tener que introducir todos los datos al cargar la interfaz.

Una vez cargada la configuración inicial la interfaz espera un evento o acción. En el diagrama anterior se han mostrado los eventos Caracterización y Optimización. Cuando la interfaz detecta un evento (un click en una de estas dos acciones), se produce el Callback a la función correspondiente.

Una vez efectuado el Callback se procede a extraer las variables seleccionadas en la interfaz. Éstas se agrupan en una estructura de datos y se envían al segundo nivel donde se ejecutan los cálculos pertinentes

Una vez realizados, se procede a devolverlos al primer nivel donde serán representados gráficamente. En ése momento la interfaz estará otra vez a la espera de un nuevo evento. Este puede volver a ser Caracterizar u Optimizar, o los que a continuación se muestran:

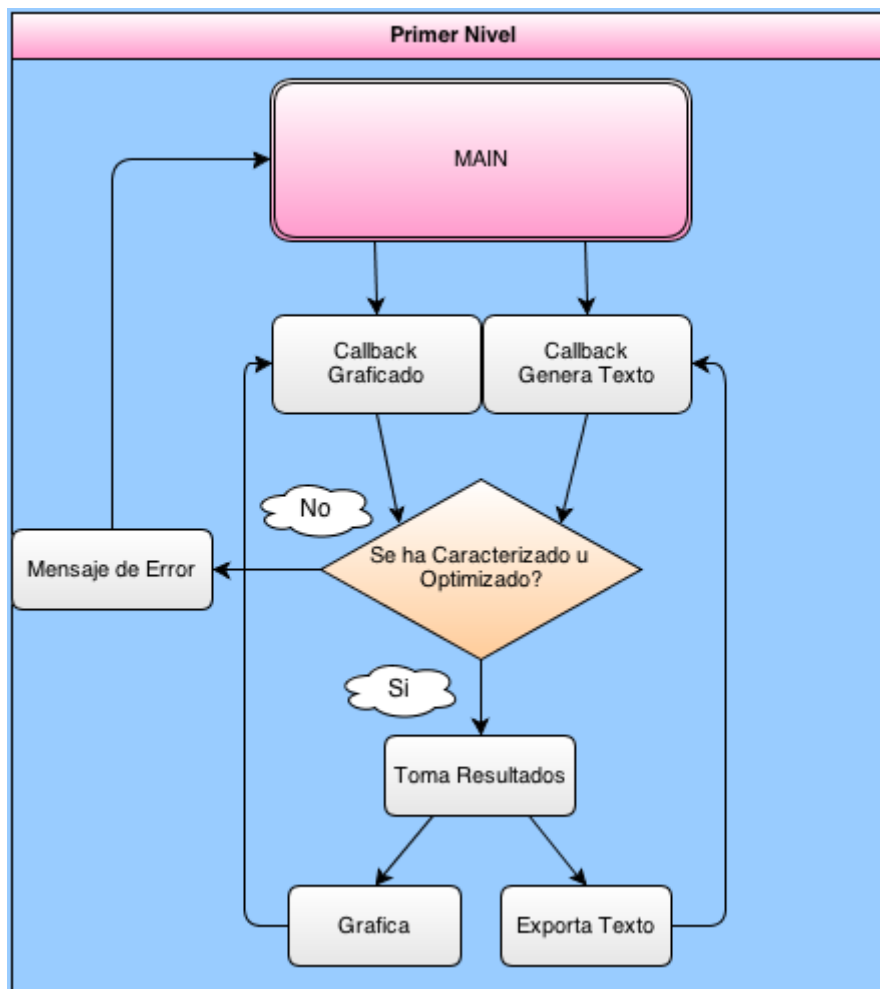


Figura 2.1.3: Diagrama modular en el que se representan los eventos alternativos del primer nivel.

Estos nuevos eventos pueden ser de tipo representación gráfica o tipo Exportar Texto. Dichos eventos trabajan con los resultados obtenidos de la Caracterización u Optimización, por lo que pertenecen al primer nivel y no podrán ejecutarse si previamente no se ha caracterizado u optimizado el

sistema. Al efectuarse el Callback, se verifica si alguno de estos dos eventos se ha efectuado previamente. En caso afirmativo se procederá a obtener las gráficas los resultados obtenidos previamente. En caso negativo, se mostrará un mensaje de error.

Base de datos del sistema

Para realizar tanto la caracterización como la optimización del equipo, la interfaz necesita las funciones de transferencia de los elementos que componen el sistema, por lo que la base de datos contiene la respuesta individual de cada filtro, amplificador, y transductor. La base de datos utilizada en el sistema es la que a continuación se muestra:

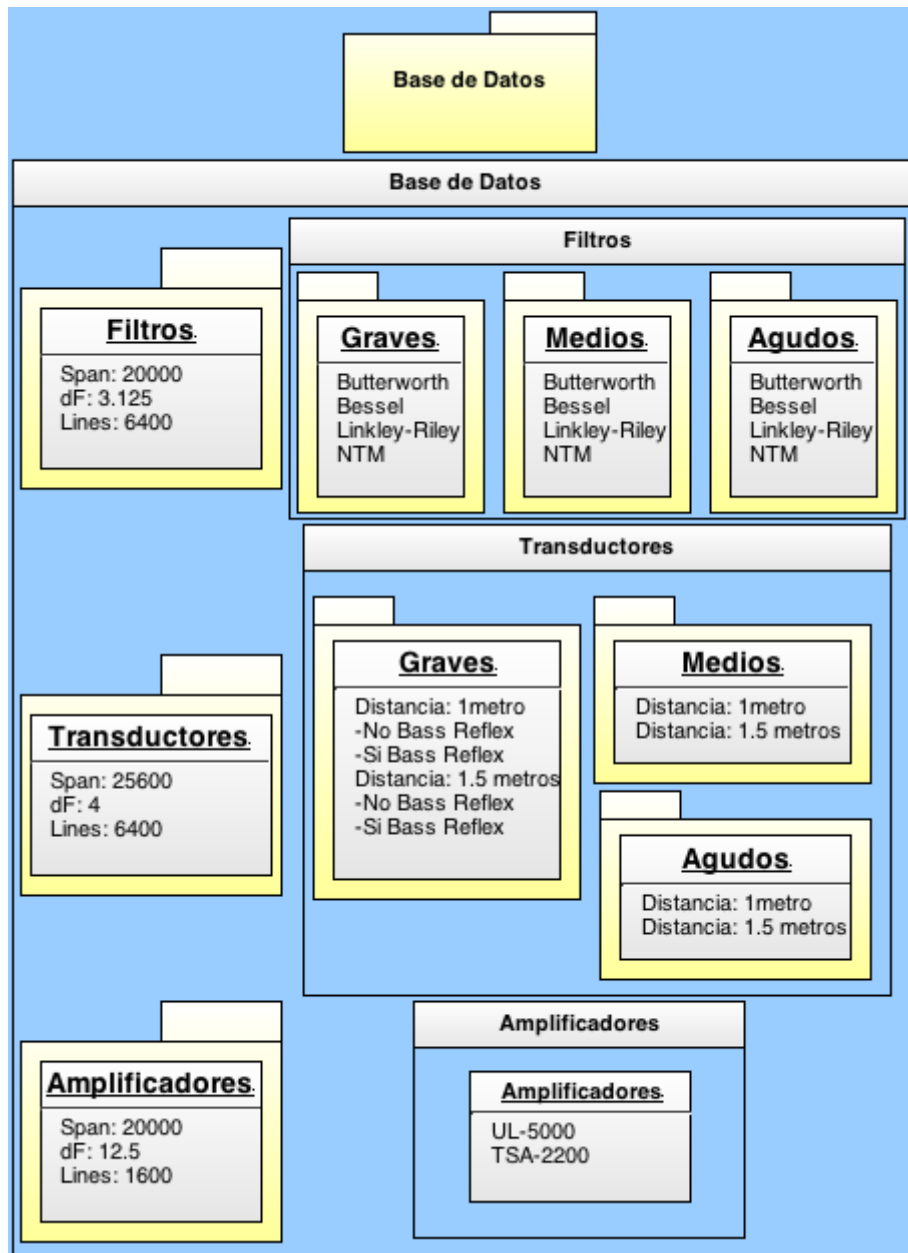


Figura 2.1.4: Base de datos incorporada en la interfaz.

Estas funciones de transferencia corresponden a las FFT medidas en Pulse y vienen expresadas en valores complejos en forma binómica ($a + jb$). Además de estos valores, se incluyen otros datos como la hora de la medida, las unidades, etc. Estos últimos no son significativos en el procesado, luego se han de extraer únicamente los valores complejos de cada función de transferencia. Como se explicó en el apartado *Medidas en Pulse Labshop*, las medidas almacenadas se exportaron como archivos de texto. Para importar el archivo a Matlab se ha utilizado la función `GetPulseAsciiFile` disponible en el apéndice B del documento “*Brüel & Kjaer Pulse Labshop Primer*”.

Las FFTs de los filtros se realizaron sobre un ancho de banda de 20 kHz (*Span*), empezando desde 0 Hz, a 6400 muestras (*Lines*), con lo que se obtiene una resolución de 3.125 Hz. Las frecuencias de corte elegidas fueron 100 Hz y 1000 Hz. La topología de los filtros es la mostrada en el apartado *Filtrado y divisores espectrales* de la sección Base teórica.

Las FFTs de los amplificadores se realizaron sobre un ancho de banda de 20 kHz, empezando desde 0 Hz, a 1600 muestras, con lo que se obtiene una resolución de 12.5 Hz. Dichas medidas se realizaron sobre 2 tipos de amplificadores que aportaban misma ganancia, siendo estos el *UltraLight Series UL-5000* de Black-Sound y el *TSA-2200* de the t.Amp. Para la caracterización y optimización del sistema, únicamente se podrá elegir una gama de amplificadores.

Las FFTs de los transductores se realizaron sobre un ancho de banda de 25600 Hz, empezando desde 0 Hz, a 6400 muestras, con lo que se obtiene una resolución de 4 Hz. Las posiciones del micro para realizar las medidas se realizaron en el eje central del sistema a 1 m y a 1.5 m de distancia respecto a los tres transductores. En el caso del altavoz de subgraves, se realizaron dos tipos de medidas, la primera permitiendo la radiación del sistema Bass Reflex y altavoz, y la segunda vetando la del sistema Bass Reflex.

Todas estas medidas se encuentran almacenadas en sus correspondientes subdirectorios dentro del *Workspace*.

2.2 BASES DE DISEÑO

En este apartado se definirán y clasificarán las variables que intervienen en el procesado de datos cuando se produce los eventos Caracterización u Optimización. Además, con la ayuda de diagramas de flujo, se profundizará en el orden lógico de operaciones cuando se producen los eventos de Caracterización, Optimización, Graficado y Exportar Texto.

Variables:

Como se vio, el orden lógico de operaciones cuando se originan los eventos Caracterización u Optimización, es tomar los valores de la interfaz en el primer nivel, realizar los cálculos pertinentes en el segundo nivel, y retornar los resultados al primer nivel. Por ello, se definirán 3 tipos de variables correspondientes a cada una de estas acciones. Se tienen pues las variables de entrada que van a contener los valores de la configuración seleccionada en la interfaz, las variables globales que agruparán los datos numéricos necesarios para realizar los cálculos, y las variables de salida que almacenarán los resultados obtenidos. Cada una de ellas se agrupará en una estructura de datos, de tal modo que se tengan la estructura de entrada, la global y la de salida. Las estructuras de entrada y salida se utilizarán en el primer nivel mientras que la estructura global se utilizará en las funciones pertenecientes al segundo nivel.

Las llamadas a Graficado y Exportar Texto no harán su cometido si no se ha producido anteriormente un Callback a Caracterización u Optimización, puesto que trabajan únicamente con los resultados. Por ello están situadas en el primer nivel y trabajarán únicamente con la estructura de salida. A continuación se definen los tres tipos de variables mencionadas:

- Variables de Entrada:

Las variables de entrada corresponden con los parámetros introducidos o seleccionados en la interfaz. Dichas variables son de tipo char clase string y se agrupan en la estructura de entrada como se muestra a continuación:

```
SEntrada = struct('IDFG', FG, 'IDFM', FM, 'IDFA', FA,...
    'IDAmp', Amp, 'IDTG', TG, 'IDTM', TM, 'IDTA', TA,...
    'Gg', Gg, 'Gm', Gm, 'Ga', Ga, 'Polg', Polg,...
    'Polm', Polm, 'Pola', Pola, 'Dg', Dg, 'Dm', Dm,...
    'Da', Da, 'c', c, 'DistMic', DistMic);
```

Figura 2.2.1: Estructura de datos de las variables de entrada.

Por un lado se tienen los *paths* y nombres de los archivos guardados en la base de datos correspondientes a las funciones de transferencia de los filtros, amplificadores y transductores que componen el sistema. Los campos correspondientes a los *paths* han sido declarados con el sufijo ID, y la primera letra del elemento y de la vía correspondiente. Así, el campo que contiene el *path* completo de

la función de transferencia del filtro de graves se declarará como IDFG. El amplificador al ser el mismo en cada vía se ha declarado como Amp.

Por otro lado, se tienen los valores de ganancia, retardo y polaridad en cada vía, así como los valores de velocidad del sonido en cámara anecoica y distancia micro-transductores. Los valores de retardo serán variables de entrada solamente si se ha producido la llamada a Caracterización, dado que en Optimización serán calculados.

A continuación se muestra, a modo orientativo, la estructura de entrada generada cuando se produce el evento Optimización:

SEntrada						
IDFG						
'C:\PFC Rafael López\Matlab\Hermes_System\Filtros\Graves\HL BES12.txt'						
IDFM						
'C:\PFC Rafael López\Matlab\Hermes_System\Filtros\Medios\HM BES12-BES12.txt'						
IDFA						
'C:\PFC Rafael López\Matlab\Hermes_System\Filtros\Agudos\HH BES12.txt'						
IDTG						
'C:\PFC Rafael López\Matlab\Hermes_System\Transductores\Graves\Bass Reflex-1m.txt'						
IDTM						
'C:\PFC Rafael López\Matlab\Hermes_System\Transductores\Medios\AltavozMedios-1m.txt'						
IDTA						
'C:\PFC Rafael López\Matlab\Hermes_System\Transductores\Agudos\MotorAgudos-1m.txt'						
IDamp						
'C:\PFC Rafael López\Matlab\Hermes_System\Amplificadores\UL-5000.txt'						
Polg	Polm	Pola	Gg	Gm	Ga	
'4'	'1'	'4'	'0'	'0'	'-3.0'	
c			DistMic			
'345'			'1'			

Figura 2.2.2: Esquema de la estructura de entrada cuando se llama a la función Optimización.

Como se puede observar la estructura de entrada contiene únicamente arrays de caracteres, y almacena la configuración seleccionada por el usuario en la interfaz.

En rosa aparecen los *paths* y nombres de los archivos seleccionados disponibles en la base de datos. En este ejemplo, se han elegido las funciones de transferencia de filtros de cruce cuyas topologías obedecen a configuraciones tipo Bessel de segundo orden. La gama de amplificadores utilizada será la *UL-5000* (UltraLight Series). Las funciones de transferencia de los transductores serán las que se midieron a 1 m incluyendo en la vía de graves el efecto del sistema *Bass Reflex*.

En amarillo aparecen los strings correspondientes a los valores de las variables restantes cuando se produce el evento Optimización. Como se ha dicho, el *delay* de cada vía será calculado mediante este evento con lo cual no aparece en la estructura. Si se produjese el evento Caracterización

se tendrían 3 variables más de entrada: *delay* en la vía de graves, en la vía de medios y en la vía de agudos. Las demás variables permanecerían igual.

- Variables Globales:

Las variables globales corresponden a los valores numéricos con los cuales va a trabajar Matlab para realizar los cálculos necesarios de caracterización y optimización. Estas variables son todas de tipo *double* y se agrupan en la estructura global de la siguiente manera:

```
SGlobal = struct('FG', SComp.FG, 'FM', SComp.FM,...
    'FA', SComp.FA, 'Amp', SComp.Amp, 'TG',...
    SComp.TG, 'TM', SComp.TM, 'TA', SComp.TA,...
    'Gg', Gg, 'Gm', Gm, 'Ga', Ga, 'Polg', Polg,...
    'Polm', Polm, 'Pola', Pola, 'Dg', Dg, 'Dm', Dm,...
    'Da', Da, 'c', c, 'DistMic', DistMic,...
    'EjeF', SComp.EjeF, 'EjeA', SComp.EjeA,...
    'EjeT', SComp.EjeT);
```

Figura 2.2.3: Estructura de datos de las variables globales.

Por un lado tenemos los campos donde se almacenan los valores de las funciones de transferencia de filtros, amplificador y transductores, todos ellos de clase *array* de números complejos. De este modo, el campo FG corresponde con un vector de números complejos asociado a la función de transferencia del filtro de graves seleccionado en la base de datos.

Por otro lado se tienen los campos Eje. Se trata de vectores cuyas dimensiones corresponden a las de las funciones de transferencia de cada uno de los elementos. Estos vectores se generan automáticamente al extraer los archivos seleccionados de la base de datos, y contienen las frecuencias correspondientes a las muestras almacenadas en las funciones de transferencia. De este modo, EjeT es un array numérico de las mismas dimensiones que TG, TM y TA, y contiene las frecuencias correspondientes a cada valor complejo de los transductores.

En último lugar se tienen los valores de las variables que intervienen en los cálculos y son ganancia, retardo y polaridad en cada vía, así como los valores de velocidad del sonido en cámara anecoica y distancia micro-transductores, introducidos en la interfaz. Éstos valores son escalares tipo *double*.

Como se ha explicado en el punto anterior, el valor del retardo por vía, o *delay*, será variable global solamente si estamos dentro del evento Caracterización, dado que en Optimización será calculado.

El valor de las variables polaridad será 1 si la polaridad de la vía en cuestión es normal y -1 si la polaridad es invertida. Esta maniobra no sería estrictamente necesaria dado que Matlab puede almacenar en una misma estructura distintos tipos de datos. Sin embargo, ha parecido más cómodo convertir la variable a *double* para poder utilizarla en los algoritmos que más adelante se detallan.

A continuación se muestra, a modo orientativo, la estructura global generada cuando se produce el evento Optimización:

SGlobal			
EjeF	FG	FM	FA
0	$0.033 + 0.324 \text{ I}$	$0.263 + 0.024 \text{ I}$	$-0.278 + 0.554 \text{ I}$
3.125	$-0.243 + 0.014 \text{ I}$	$-0.278 + 0.554 \text{ I}$	$-0.477 - 0.926 \text{ I}$
6.250	$-0.678 - 0.733 \text{ I}$	$-0.009 - 0.413 \text{ I}$	$0.811 - 0.175 \text{ I}$
20 000	$0.811 - 0.175 \text{ I}$	$0.519 - 0.125 \text{ I}$	$0.033 + 0.324 \text{ I}$
EjeT	TG	TM	TA
0	$0.263 + 0.024 \text{ I}$	$-0.278 + 0.554 \text{ I}$	$0.033 + 0.324 \text{ I}$
4	$-0.278 + 0.554 \text{ I}$	$-0.477 - 0.926 \text{ I}$	$-0.243 + 0.014 \text{ I}$
8	$-0.009 - 0.413 \text{ I}$	$0.811 - 0.175 \text{ I}$	$-0.678 - 0.733 \text{ I}$
25 600	$0.519 - 0.125 \text{ I}$	$0.033 + 0.324 \text{ I}$	$0.811 - 0.175 \text{ I}$
EjeA	Amp	Gg	Polg
0	$0.263 + 0.024 \text{ I}$	0	1
12.5	$-0.477 - 0.926 \text{ I}$	Gm	Polm
25	$-0.678 - 0.733 \text{ I}$	0	-1
		Ga	Pola
		-3.0	1
		c	DistMic
20 000	$-0.127 - 0.216 \text{ I}$	345	1.5

Figura 2.2.4: Esquema de la estructura global cuando se produce la llamada a la función Optimización.

En rosa se muestran los valores complejos de las funciones de transferencia de los filtros, amplificador y transductores. Como puede observarse, los valores complejos se representan en forma binomial ($a + jb$).

En amarillo aparecen los ejes de frecuencia cuyos valores en Hz tienen una correspondencia directa con los valores complejos de cada tipo de función de transferencia.

Por último, en violeta se muestran el resto de variables cuando se produce el evento Optimización.

- Variables de Salida:

Las variables de salida serán, en su mayoría, arrays numéricos tipo double y representarán las funciones de transferencia en módulo y fase de los filtros, amplificadores, transductores y del sistema, además de los ejes en frecuencia correspondientes a la naturaleza de cada elemento del sistema. En el caso de que nos encontremos dentro del evento Optimización tendremos un grupo de variables adicional tratándose de los retardos entre vías necesarios para obtener una respuesta en frecuencia lo más plana posible.

Para construir la estructura de salida cuando se produce el evento Optimización, hacemos uso de otras 4 estructuras obtenidas en el segundo nivel en los cálculos intermedios. Éstas son la estructura módulos, la estructura fase, la estructura ejes y la estructura *delay* y se muestran a continuación:

```
SModulos = struct('Hfg', Hfg, 'Hfm', Hfm, ...
    'Hfa', Hfa, 'H&Amp', H&Amp, 'Htg', ...
    Htg, 'Htm', Htm, 'Hta', Hta, 'Hsys', Hsys);

SFase = struct('Thetafg', Thetafg, 'Thetafm', ...
    Thetafm, 'Thetafa', Thetafa, 'Theta&Amp', ...
    Theta&Amp, 'Thetatg', Thetatg, 'Thetatm', ...
    Thetatm, 'Thetata', Thetata, 'Thetasys', Thetasys);

SEjes = struct('EjeF', EjeF, 'EjeA', EjeA, 'EjeT', ...
    EjeT, 'EjeSys', EjeSys);

SDelay = struct('Graves', ComplexViaG, ...
    'Medios', ComplexViaM, ...
    'Agudos', ComplexViaA, ...
    'FG', FG, ...
    'FM', FM, ...
    'FA', FA, ...
    'fc1', fc1, ...
    'fc2', fc2, ...
    'Eje', EjeSys, ...
    'Dg', Dg, ...
    'Da', Da);
```

Figura 2.2.5: Estructuras de datos del segundo nivel.

La estructura de salida contiene a su vez las estructuras módulo, fase y ejes al completo y únicamente los valores de retardo calculados en milisegundos, almacenados en arrays de caracteres a partir de la función num2str(X), como se muestra a continuación:

```
SSalida = struct('Modulos', SModulos, 'Fase', SFase,...
    'Ejes', SEjes, 'Dg', num2str(SDelay.FG), 'Dm',...
    num2str(SDelay.FM), 'Da', num2str(SDelay.FA));
```

Figura 2.2.6: Estructura de salida.

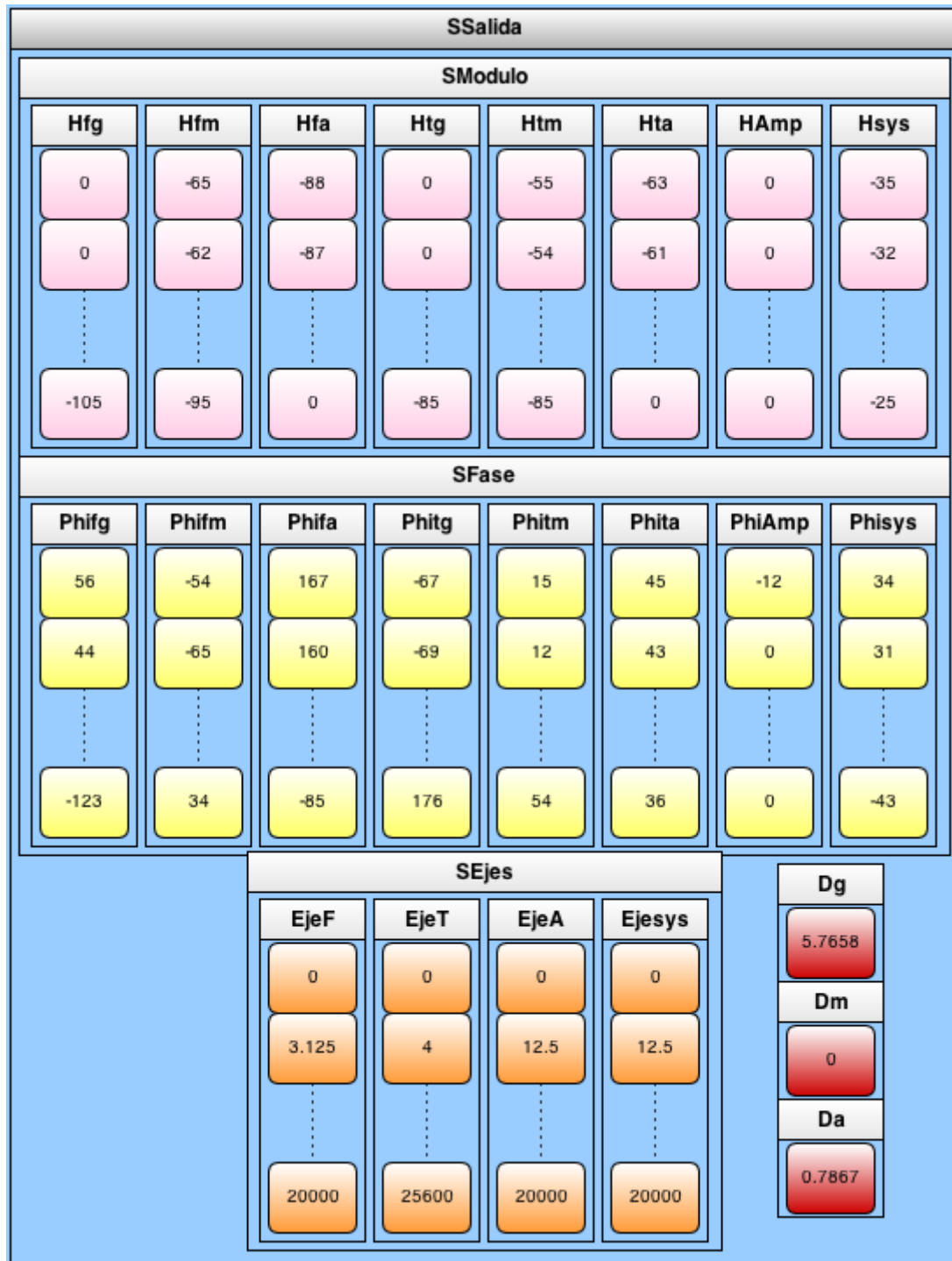


Figura 2.2.7: Esquema de la estructura de salida cuando se produce la llamada a la función Optimización.

En definitiva, la estructura de salida contiene los resultados de los eventos Caracterización u Optimización, y será posteriormente utilizada por los eventos de Graficado y Exportar Texto.

Resumiendo y reiterando, dentro del evento Optimización se dispone de las mismas variables con una salvedad, y es que en este caso el retardo no se toma como variable de entrada ni global ya que se calcula y se aplica a partir de las demás variables globales para posteriormente retornarla a la interfaz como variable de salida, de tal modo que su valor sea el que optimice el equipo. Nos encontramos pues ante el parámetro clave en la función Optimización.

Por el contrario, dentro del evento Caracterización el retardo es parámetro de entrada y global ya que se calculará la respuesta del equipo con el retardo introducido por el usuario, de cara a poder analizar los efectos producidos en la respuesta global del sistema cuando se altera alguno de sus parámetros. A diferencia de la función Optimización, esta variable no será de salida ya que dicho parámetro no habrá sido modificado en el proceso.

Desglose de eventos:

Los diagramas de flujo se definen como la representación gráfica de un algoritmo o proceso, y es la herramienta que se va a utilizar de cara a entender el funcionamiento de la interfaz cuando se produce algún evento.

Como se ha visto se tiene en primera instancia dos tipos de eventos. Los que utilizan los datos introducidos por el usuario en la interfaz, calculan los parámetros pertinentes, y devuelven los resultados a la interfaz. Estos son los eventos Caracterización y Optimización. Por otro lado se tiene los eventos que únicamente utilizan los resultados aportados por los dos anteriores para realizar funciones de Graficado y Exportar Texto. Los eventos que realizan funciones de graficado son cinco en total y se enumeran a continuación:

- Filtros: Respuesta Combinada.
- Filtros: Módulo vs Fase.
- Amplificador: Módulo vs Fase.
- Transductores: Módulo vs Fase.
- Respuesta del sistema: Módulo vs Fase.

Los eventos de Graficado, así como los de Exportar Texto, dependen exclusivamente de los eventos Caracterización y Optimización puesto que sin resultados no van a funcionar, mostrándose un mensaje de error.

Cuando se produce el evento Caracterización u Optimización, se recogen los datos de entrada en la estructura de entrada para ser encaminada al segundo nivel, donde se van a realizar los cálculos pertinentes. Dichos cálculos van a diferir si se produce un evento u otro. Cuando se produzca el evento Caracterización, la llamada hará uso de los algoritmos del *script* CHARACTERIZE. Este fichero *.m*, disponible en el *Workspace* de la interfaz, es el que se encarga de encadenar las operaciones lógicas

para hallar la respuesta del sistema. En el caso de que se produzca el evento Optimización, su correspondiente Callback hará uso del *script* OPTIMIZE. Dichos *scripts* son los que, a modo didáctico, hemos situado en el segundo nivel. En este apartado se va a profundizar en el encadenamiento de acciones y algoritmos que se producen en el segundo nivel, para los distintos eventos posibles:

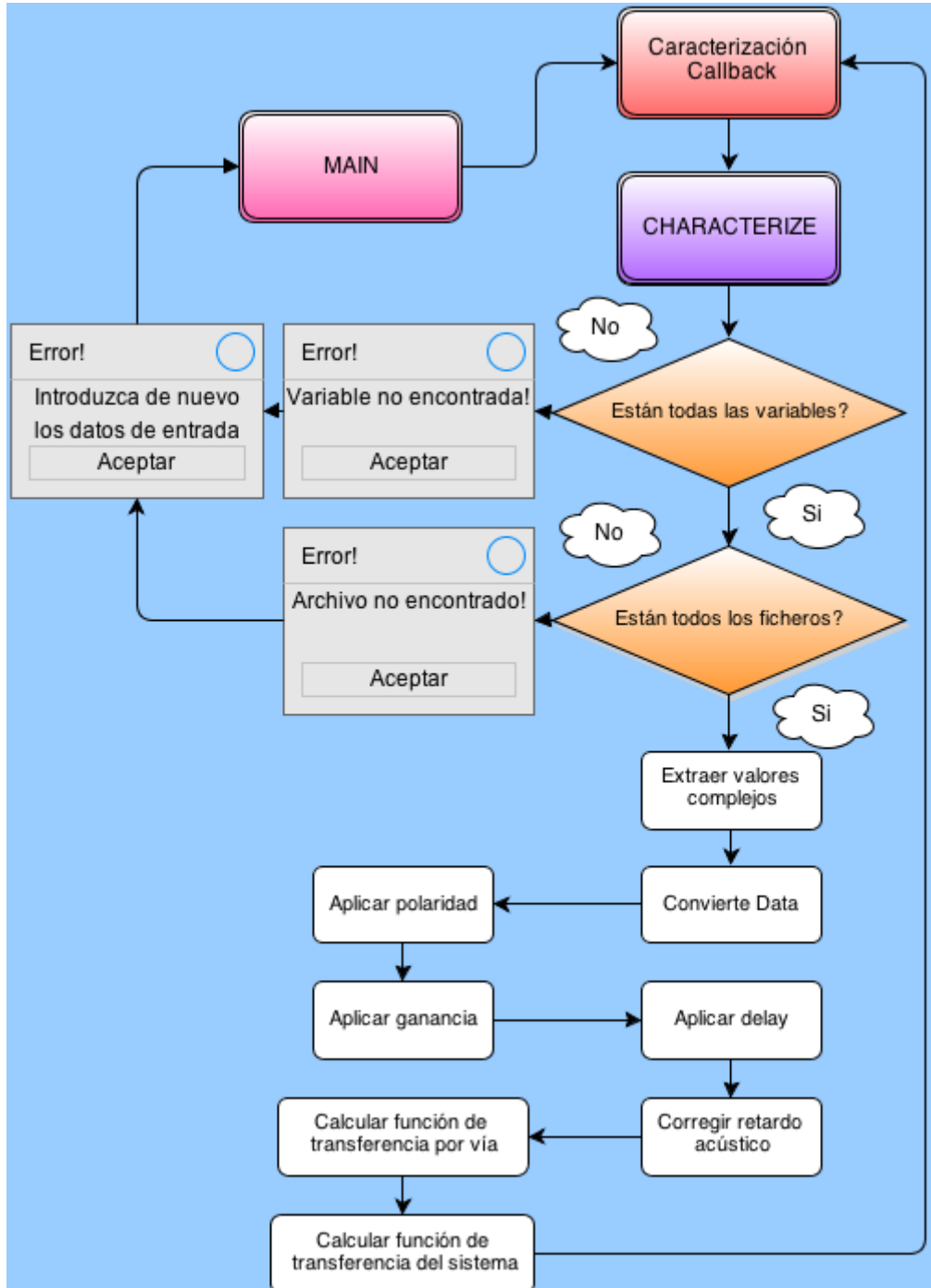


Figura 2.2.8: Diagrama modular que representa el encadenamiento de operaciones cuando se produce el evento Caracterización.

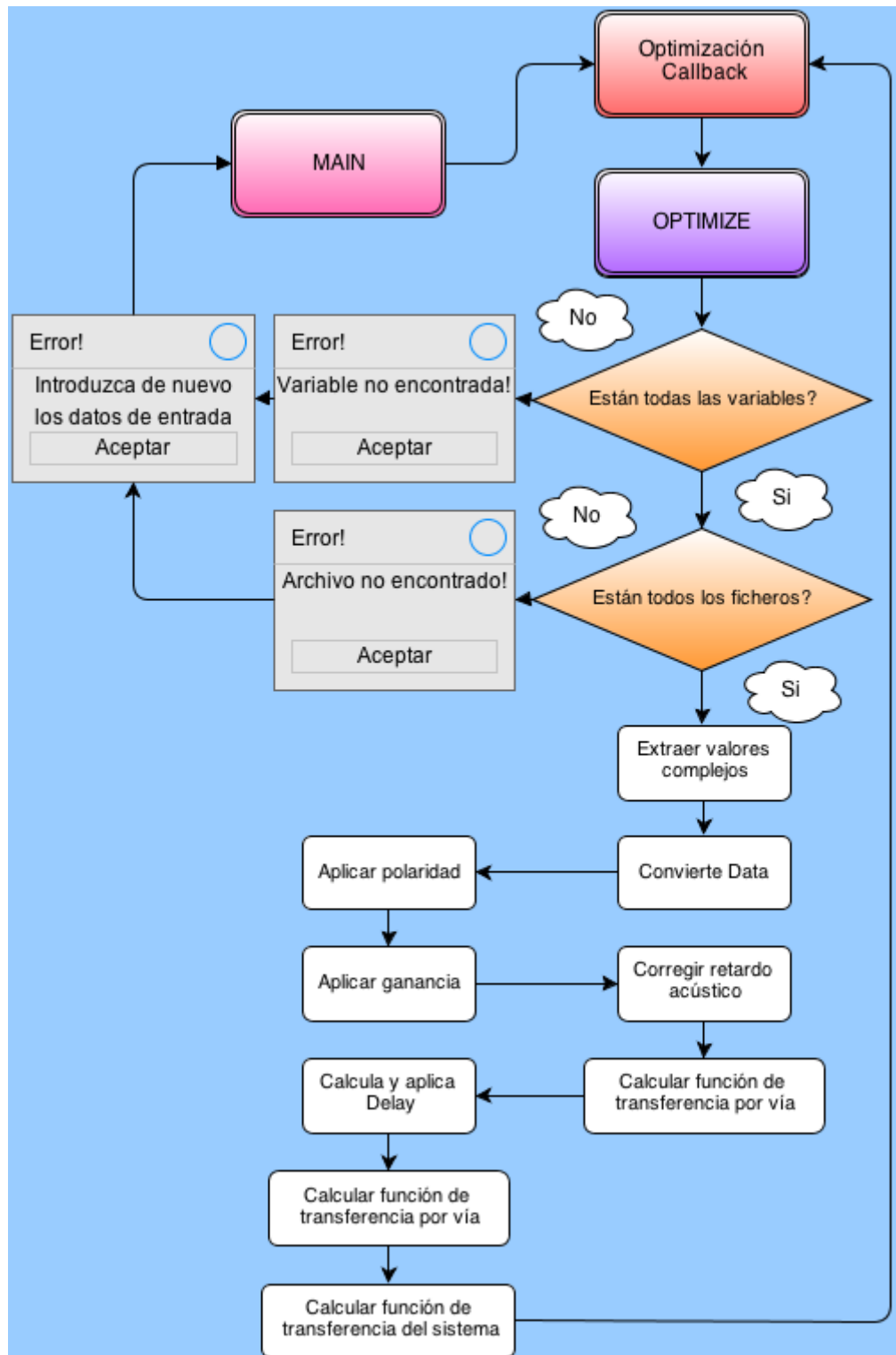


Figura 2.2.9: Diagrama modular que representa el encadenamiento de operaciones cuando se produce el evento Optimización.

Si comparamos ambos diagramas podemos observar que el encadenamiento de operaciones es el mismo, con la excepción que CHARACTERIZE aplica el retardo introducido por el usuario y OPTIMIZE lo calcula y aplica a partir de la diferencia de fase relativa en las funciones de transferencia de cada vía.

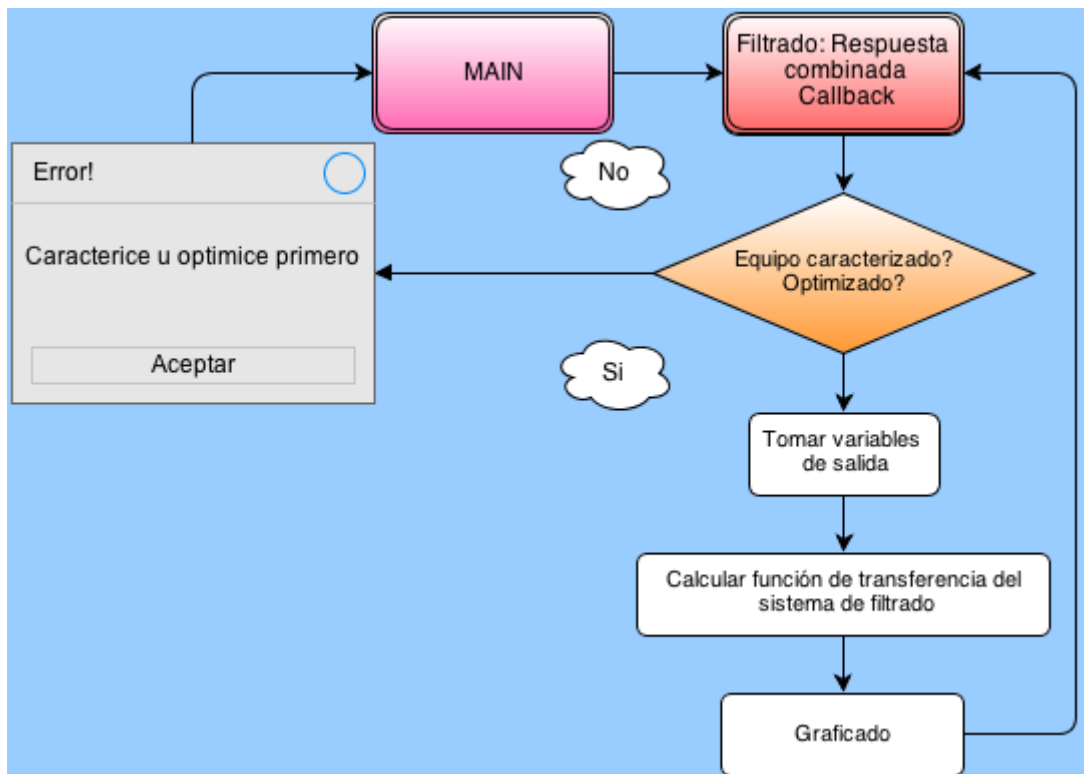


Figura 2.2.10: Diagrama modular que representa el encadenamiento de operaciones cuando se produce el evento Filtrado: respuesta combinada.

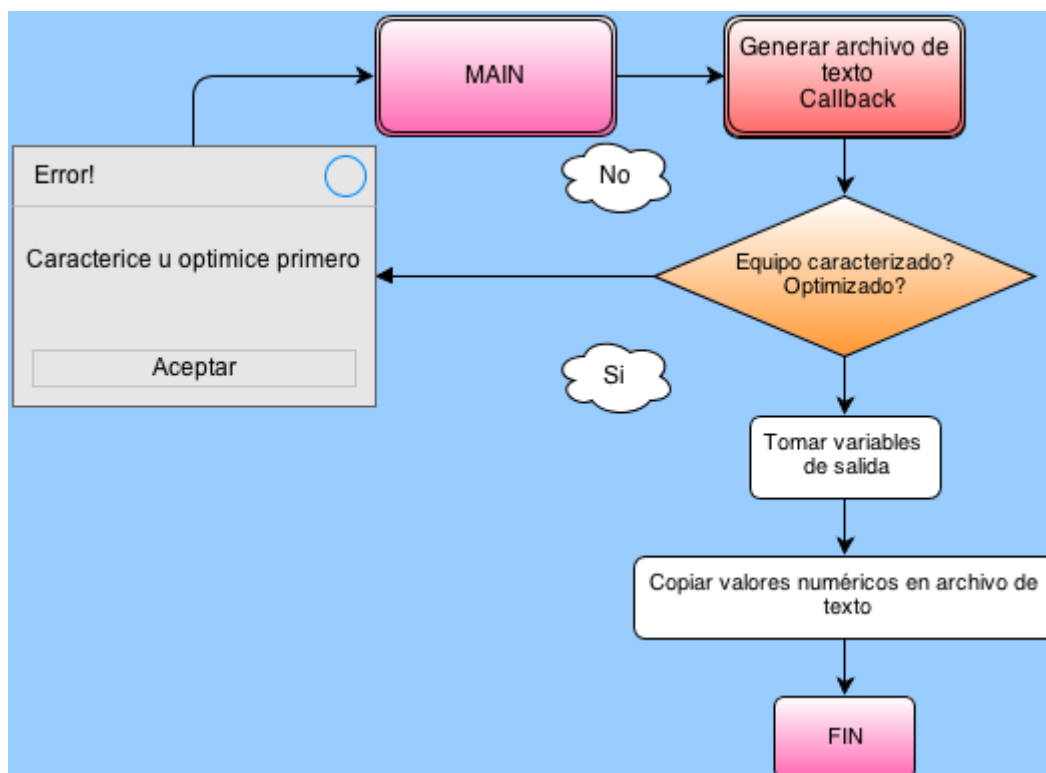


Figura 2.2.11: Diagrama modular que representa el encadenamiento de operaciones cuando se produce el evento Generar archivo de texto.

No se ha mostrado el resto de eventos dado que el encadenamiento de operaciones es el mismo. Lo único que cambia son las variables de salida con las que trabaja.

Desglose de los algoritmos:

En este apartado se pretende definir los algoritmos que intervienen en el proceso de caracterización y optimización del sistema, además de especificar cuál es el objetivo de cada función y cuáles son sus argumentos de entrada y salida.

Extrae Complejos:

Variables de entrada:

- **ID** (string): contiene el *path* y el nombre completo del archivo seleccionado en la interfaz.

Variables de salida:

- **Complex** (Array numérico): contiene los valores complejos, en forma binomial, de la función de transferencia de un filtro, un amplificador o un transductor.
- **Eje** (Array numérico): contiene los valores equivalentes a cada muestra de Complex en frecuencia.

Cometido:

Extraer los valores complejos de las funciones de transferencia almacenadas en la base de datos. Además, generará un eje en frecuencia de mismas dimensiones cuyos valores correspondan con cada muestra de Complex. Hará uso de la función `GetPulseAsciiFile`.

Polaridad:

Variables de entrada:

- **ComplexF** (Array numérico): contiene los valores complejos de la función de transferencia de un filtro.
- **Pol** (Escalar): contiene la polaridad que se quiere aplicar al filtro.

Variables de salida:

- **ComplexF** (Array numérico): contiene los valores complejos de la función de transferencia de un filtro tras aplicar la polaridad deseada.

Cometido:

Cambiar la polaridad de un filtro. La variable *Pol* puede contener un 1, lo que indicará que la polaridad del filtro es normal, o un -1, que indicará que la polaridad del filtro es invertida. A efectos prácticos esto afecta a la función de transferencia de los filtros dado que es en el procesador donde se introduce tal parámetro.

Ganancia:

Variables de entrada:

- **ComplexF** (Array numérico): contiene los valores complejos de la función de transferencia de un filtro.
- **G** (Escalar): contiene la ganancia que se quiere aplicar al filtro.

Variables de salida:

- **ComplexF** (Array numérico): contiene los valores complejos de la función de transferencia de un filtro tras aplicar la ganancia deseada.

Cometido:

Aplicar la ganancia deseada a cada vía. A efectos prácticos esto afecta a la función de transferencia de los filtros dado que es en el procesador donde se introduce tal parámetro.

Corrige retardo acústico:

Variables de entrada:

- **ComplexT** (Array numérico): contiene los valores complejos de la función de transferencia de un transductor.
- **EjeT** (Escalar): contiene los valores en frecuencia correspondientes a cada muestra de ComplexT.
- **c** (Escalar): contiene la velocidad del sonido.
- **DistMic** (Escalar): contiene la distancia de micro a transductor correspondiente a las funciones de transferencia de los transductores.

Variables de salida:

- **ComplexT** (Array numérico): contiene los valores complejos de la función de transferencia de un transductor tras corregir el retardo acústico.

Cometido:

Corregir el retardo acústico inherente a la función de transferencia de un transductor, debido a la distancia a la que se realizó la medida.

Calcula modulo y fase:

Variables de entrada:

- **Complex** (Array numérico): contiene los valores complejos de la función de transferencia de un filtro, un amplificador o un transductor.

Variables de salida:

- **HdB** (Array numérico): contiene los valores en dB de la función de transferencia de un filtro, un amplificador o un transductor.

- **Theta** (Array numérico): contiene los valores en grados de la función de transferencia en fase de un filtro, un amplificador o un transductor.

Cometido:

Obtener los valores de módulo y fase de una función de transferencia en concreto.

Calcula Complex Via:

Variables de entrada:

- **ComplexA** (Array numérico): contiene los valores complejos de la función de transferencia de un filtro, un amplificador o un transductor.
- **ComplexB** (Array numérico): similar a la variable anterior.
- **EjeA** (Array numérico): contiene los valores en frecuencia correspondientes a cada muestra de ComplexA.
- **EjeB** (Array numérico): contiene los valores en frecuencia correspondientes a cada muestra de ComplexB.

Variables de salida:

- **ComplexC** (Array numérico): contiene los valores complejos de la función de transferencia resultante del producto entre ComplexA y ComplexB.
- **EjeC** (Array numérico): contiene los valores en frecuencia correspondientes a cada muestra de ComplexC.

Cometido:

Obtiene la función de transferencia resultante del producto entre ComplexA y ComplexB. ComplexA y ComplexB pueden ser funciones de transferencia de cualquier naturaleza. Como se dijo, las dimensiones de las funciones de transferencia de filtros, amplificadores y transductores pueden variar de unas a otras, en función del número de muestras con las que se eligió hacer las FFT. El algoritmo recorre ambos ejes y multiplica las muestras de ComplexA y ComplexB de modo que los valores en frecuencia coincidan o se encuentren muy próximos. ComplexC será la función de transferencia resultante y EjeC su correspondiente eje en frecuencia, cuyos valores coincidirán con los del eje de entrada de menor dimensión. Así, se puede tener por ejemplo la función de transferencia del filtro de medios en ComplexA y la del transductor de medios en ComplexB. Si el número de muestras de ComplexA es menor que el de ComplexB, EjeC será EjeA.

Ésta función se utilizará dos veces. La primera hará el producto función de transferencia del filtro por función de transferencia del transductor de la vía en cuestión. A continuación, se volverá a llamar a la función. Ésta vez ComplexA será el resultado anterior y ComplexB la función de transferencia del amplificador.

Aplica Delay:**Variables de entrada:**

- **ComplexF** (Array numérico): Contiene los valores complejos de la función de transferencia de un filtro.
- **Delay** (Escalar): Contiene el valor de *delay* a aplicar la una vía.
- **fc** (Array numérico): Contiene el valor de las dos frecuencias de cruce de los filtros.

Variables de salida:

- **ComplexF** (Array numérico): Contiene los valores complejos resultantes de la función de transferencia del filtro al aplicar el retardo.

Cometido:

Aplicar el retardo especificado por el usuario a una vía en concreto. A efectos prácticos esto afecta a la función de transferencia de los filtros dado que es en el procesador donde se introduce tal parámetro. Dicha función sólo es utilizada cuando se produce el evento Caracterización.

Calcula y Aplica Delay:**Variables de entrada:**

- **SDelay** (Estructura de datos): Contiene los campos necesarios para ejecutar el algoritmo.

Variables de salida:

- **SDelay** (Estructura de datos): Contiene los campos necesarios, modificados tras aplicar el *delay*, para ejecutar el algoritmo.

Cometido:

Calcular y aplicar el retardo existente entre vías adyacentes de manera que se obtenga una respuesta lo más plana posible en la zona de solapado espectral de la función de transferencia en módulo del sistema. A efectos prácticos el retardo se aplicará en el procesador, por lo que en la interfaz será aplicado a la función de transferencia de los filtros. Dicha función sólo es utilizada cuando se produce el evento Optimización.

Calcula Respuesta del Sistema:**Variables de entrada:**

- **SVia** (Estructura de datos): Contiene los campos necesarios para ejecutar el algoritmo.

Variables de salida:

- **ComplexSys** (Array numérico): Contiene los valores complejos de la función de transferencia del sistema.

Cometido: Calcular la función de transferencia del sistema resultante cuando se producen los eventos Caracterización u Optimización.

Seguidamente se muestra un diagrama modular que resume la relación entre algoritmos y eventos:

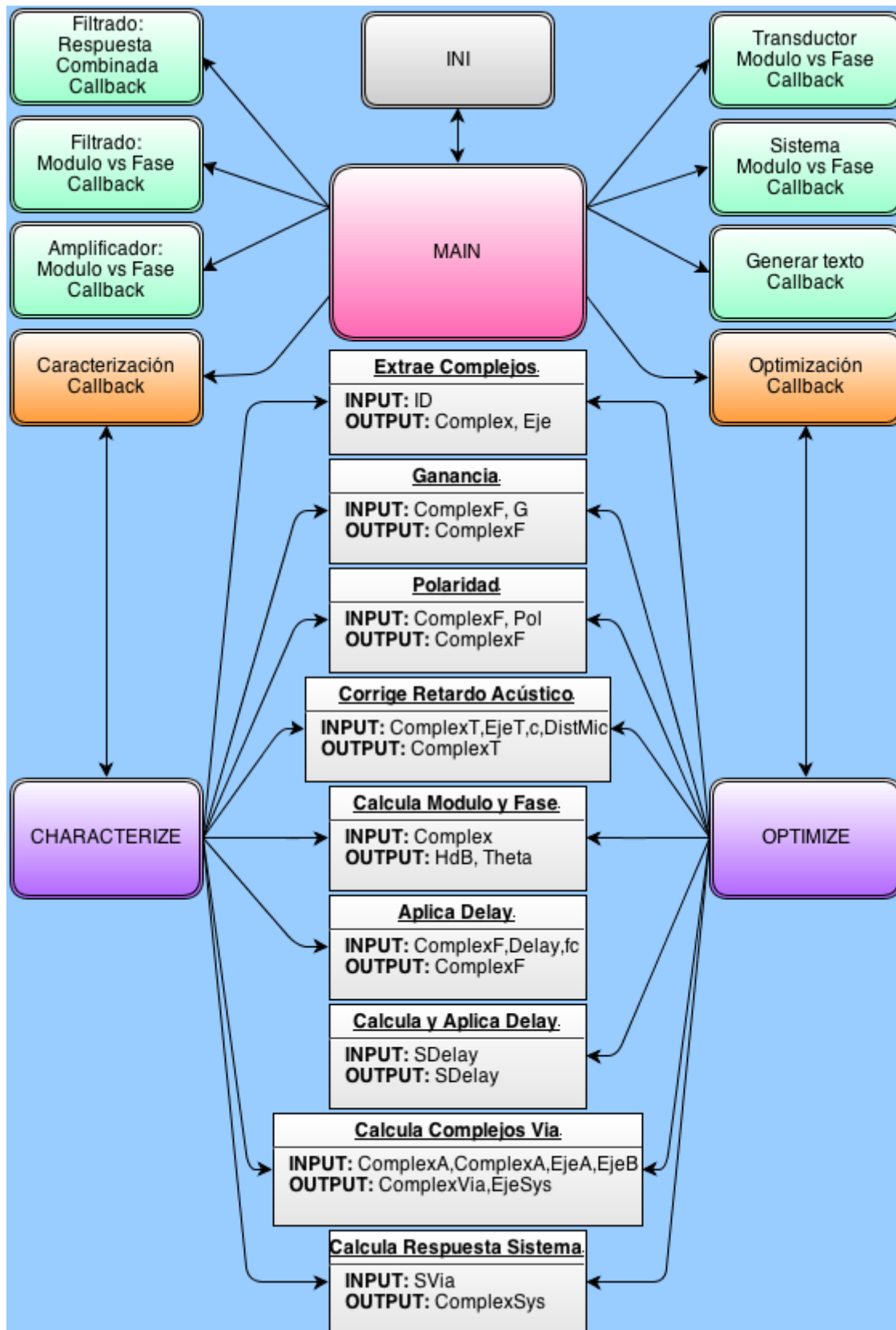


Figura 2.2.12: Diagrama modular del sistema diseñado.

El diagrama mostrado es un resumen del funcionamiento interno de la interfaz creada. Para cerrar el punto *Bases de Diseño*, se va a resumir brevemente.

En primer lugar, cuando la interfaz es creada, el menú principal (MAIN) llama al fichero de configuración (INI) que le devuelve los valores fijados para ser cargados en la interfaz como configuración por defecto. Por ello, en el diagrama se muestra que existe una interrelación entre ellos.

Una vez cargados los valores por defecto, la interfaz espera a detectar un evento conocido, es decir, que el usuario haga click en alguno de los botones que contengan la llamada a una función. Como se dijo, los eventos de Graficado y Generar Texto no estarán operativos hasta que no se hayan producido alguno de los eventos Caracterización u Optimización. Por ello se han representado en naranja estos dos últimos y en turquesa los que dependen de ellos.

El orden lógico seguiría con la detección, por parte de la interfaz, de un evento, sea Caracterización u Optimización. Detectar uno de estos dos eventos tiene como reacción la llamada a su función correspondiente o Callback.

Cuando se trata de un evento Caracterización, se produce la llamada a la función Caracterización_Callback. Esta se encarga de extraer de los objetos de la interfaz los valores necesarios para que CHARACTERIZE haga los cálculos pertinentes. Como se dijo, Caracterización_Callback se encuentra en el primer nivel por lo que trabajará con las estructuras de entrada y salida, disponiendo o extrayendo los contenidos de ambas en los correspondientes objetos de la interfaz.

CHARACTERIZE trabaja en lo definido como segundo nivel, es decir con la estructura global. En ningún caso trabajará con objetos. En concreto, CHARACTERIZE es un *script* que utiliza los algoritmos definidos en este apartado. Se define por lo tanto como una segunda interfaz, o una interfaz de segundo nivel.

Tras realizar su cometido, CHARACTERIZE retorna, en la estructura de salida, los parámetros específicos de la caracterización del sistema de sonido. Será dentro de la función Caracterización_Callback donde se asignen los resultados obtenidos a los objetos correspondientes. Es decir, los resultados se asignarán a objetos en el primer nivel.

A continuación, ya no existiría un orden exclusivo para proceder, y cualquier evento podría producirse. Si se produjese el evento Filtrado: Modulo vs Fase, la reacción sería la llamada a la función FilModPha_Callback que opera en el primer nivel. Dicha función extraería los valores necesarios de la estructura de salida y los representaría gráficamente sin bajar al segundo nivel. Si se produjese el evento Generar Texto, la función GenTextFile_Callback generaría un archivo de texto en el que se exportaría las informaciones necesarias para poder ser cargados en una sesión de SpeakerLab. En el Anexo A se puede consultar el código en Matlab de los algoritmos descritos, así como las funciones Callback y los estamentos más importantes.

2.3 INTERFAZ GRÁFICA

El entorno gráfico de Matlab (*guide*) es la herramienta que se ha utilizado para diseñar la interfaz del sistema de sonido en cuestión que representa la comunicación entre el usuario y el algoritmo que lo caracteriza u optimiza. Por ello, el archivo *Hermes_System.fig* da nombre a la interfaz.

Sin embargo, la interfaz podría ser utilizada para cualquier otro equipo dado que los algoritmos de cálculo se han diseñado de manera que esto sea posible con una única salvedad, y es que en la base de datos del filtrado se dispone de las funciones de transferencia de todas las topologías y ordenes que se permiten seleccionar en el procesador pero únicamente a dos frecuencias de cruce fijas, 100 Hz y 1000 Hz. Luego, utilizando otro equipo con el mismo procesador, habría que tener en cuenta que las frecuencias de cruce en el filtrado serían siempre las mencionadas, como para el *Hermes_System*.

GUI: Menú

El sistema que se presenta consta de un único menú en cuál tenemos acceso a la selección de las variables que intervienen en los procesos de caracterización y optimización, además de varios objetos tipo *Axes* que graficarán directamente los resultados de estos procesos. Los eventos explicados anteriormente se encuentran también en el menú. El Entorno gráfico diseñado se muestra a continuación:

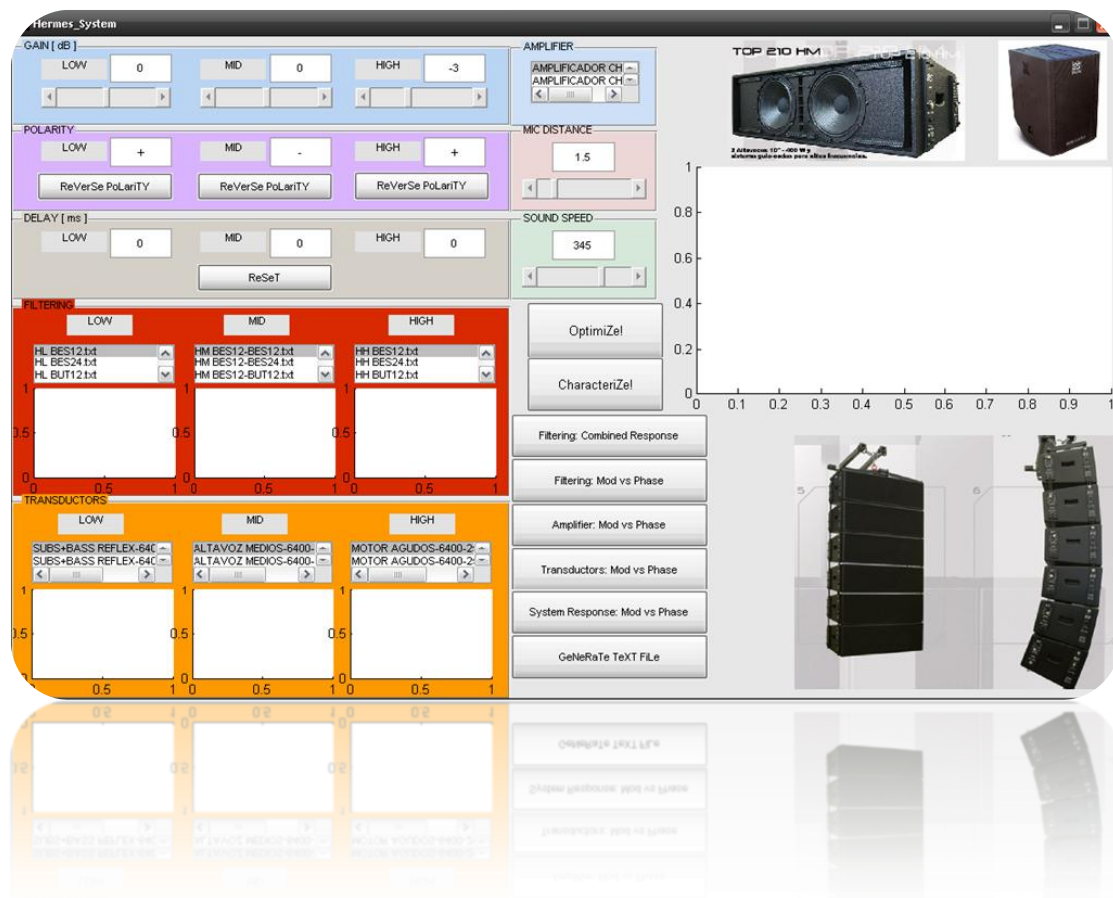


Figura 2.3.1: Menú principal de la interfaz diseñada.

GUI: Secciones

En este apartado se definirán las secciones, y los objetos y variables pertenecientes a cada una de ellas. Para ello se detallan a continuación:

- Panel Ganancia:

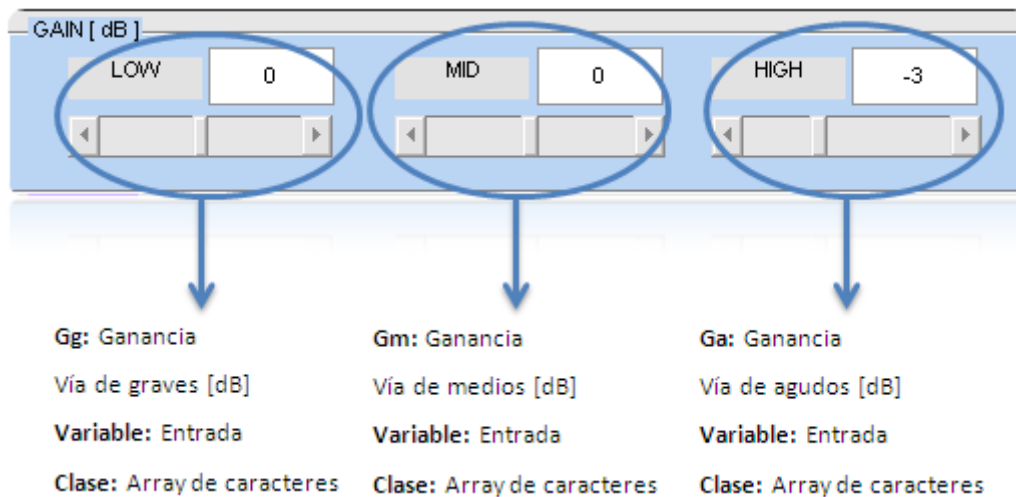


Figura 2.3.2: Panel Ganancia.

El panel de Ganancia contiene 3 objetos tipo *Edit Text* y son las ganancias que se aplican a cada vía del sistema en dB. El contenido es un array de caracteres y se cargará en la estructura de entrada. El contenido del objeto resulta ser una variable de entrada luego su valor no será modificado en ninguno de los procesos que realiza la interfaz. Cada objeto lleva asociado un *Slider* que permite variar los valores en pasos de 0.1 dB.

- Panel Polaridad:

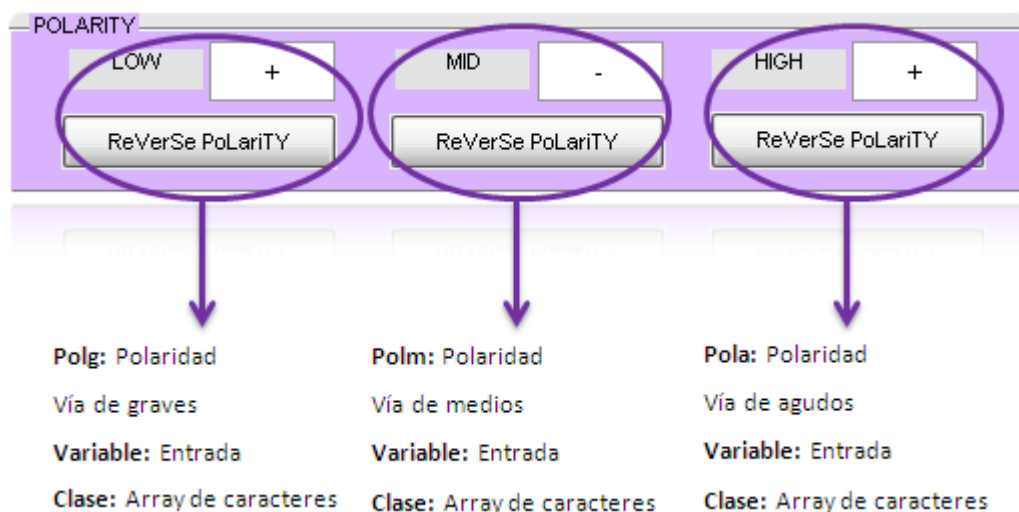


Figura 2.3.3: Panel Polaridad.

El panel de Polaridad contiene 3 objetos tipo *Edit Text* y son las polaridades de los filtros que se aplicarán a cada vía. El contenido es un único elemento tipo char y se cargará en la estructura de entrada. El contenido del objeto resulta ser una variable de entrada y su valor no será modificado en ninguno de los procesos que realiza la interfaz. Cada objeto lleva asociado el *Push Button* Reverse Polarity que permite cambiar la polaridad de normal a invertida y viceversa.

- Panel Delay:

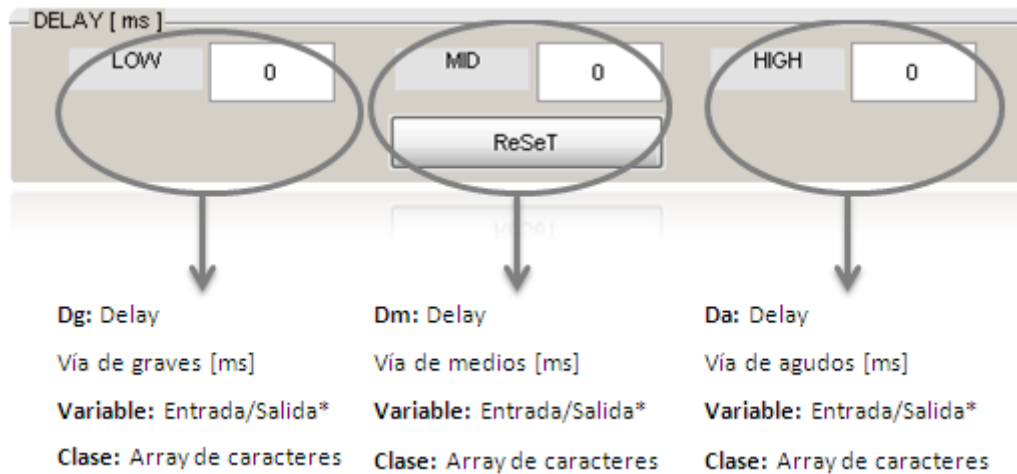


Figura 2.3.4: Panel Delay.

El panel de *Delay* contiene 3 objetos tipo *Edit Text* y son los retardos que se aplican a cada vía del sistema en milisegundos. El contenido es un array de caracteres y se cargará en la estructura de entrada cuando se produzca el evento Caracterización. Por el contrario, será variable de salida cuando se produzca el evento Optimización. Su clase seguirá siendo array de caracteres. Los 3 objetos llevan asociado el *Push Button* Reset que permite resetear los 3 valores a 0 ms.

- Panel Filtrado:

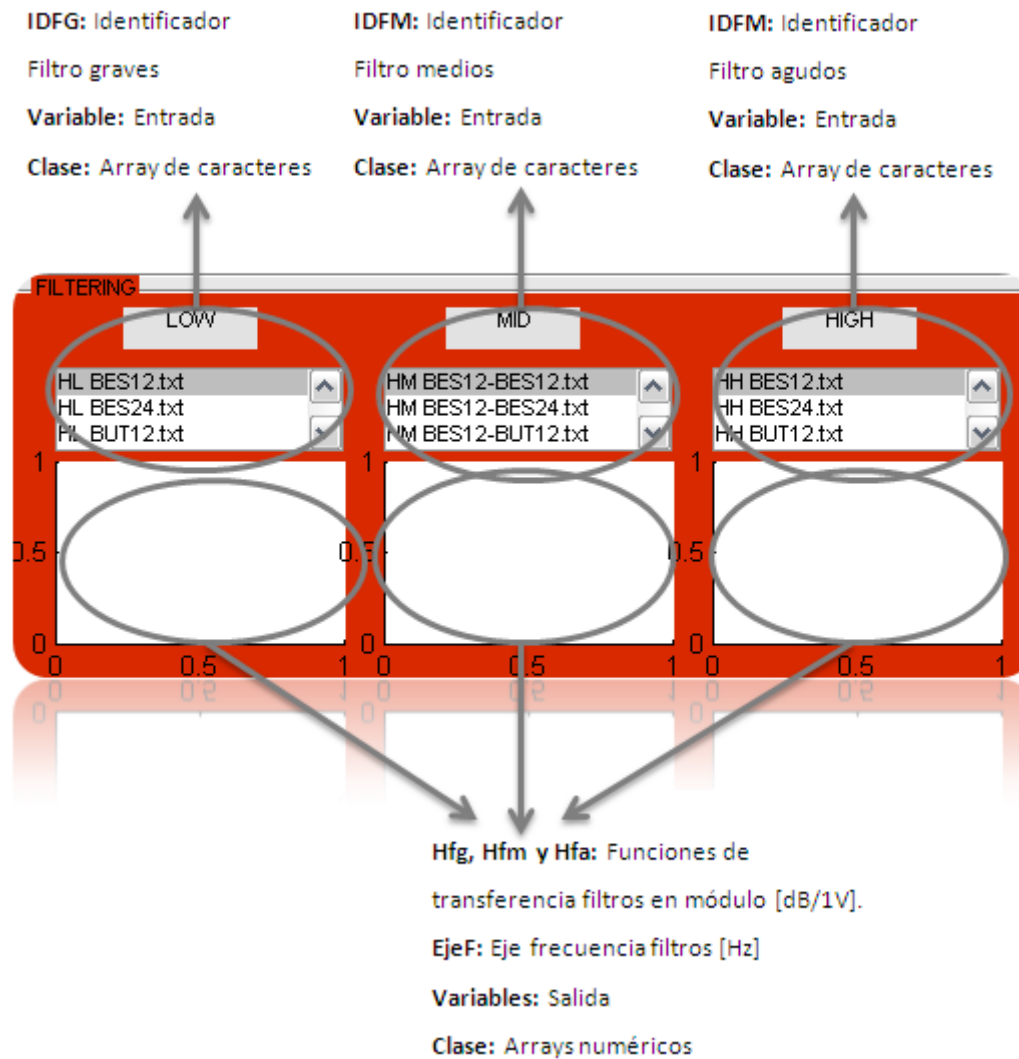


Figura 2.3.5: Panel Filtrado.

El panel de Filtrado contiene 3 objetos tipo *List Box* y 3 objetos tipo *Axes*. Las *List Box* contienen los nombres de los archivos existentes dentro del sub-directorio Filtros ubicado en el *Workspace* y corresponden con las medidas FFT realizadas en Pulse relacionadas con el filtrado. El elemento seleccionado en una lista se almacenará en una variable tipo ID seguido de la naturaleza de la medida. El contenido será el nombre del archivo seleccionado y posteriormente, utilizando la función `strcat(a, b)`, se añadirá el resto de la ruta convirtiéndola en variable de entrada. De este modo se podrá más adelante, tras incluir la variable en la estructura de entrada, extraer el archivo especificado.

Las funciones de transferencia de los filtros pueden haber sido medidas con varias resoluciones, sin embargo, no pueden ser distintas entre sí cuando se seleccionan los archivos en la interfaz. En nuestro caso se va a disponer de una resolución común de 3.125 Hz, con un Span de 20000 Hz a 6400 muestras.

Por otro lado se tienen tres objetos tipo *Axes*, uno por vía, cuya función será la de graficar la respuesta en módulo del filtro seleccionado cuando se haya producido el evento Caracterización u

Optimización. Consecuentemente, las variables graficadas serán de salida. La idea es poder identificar de manera rápida la topología del filtro escogido.

- Panel Transductores:

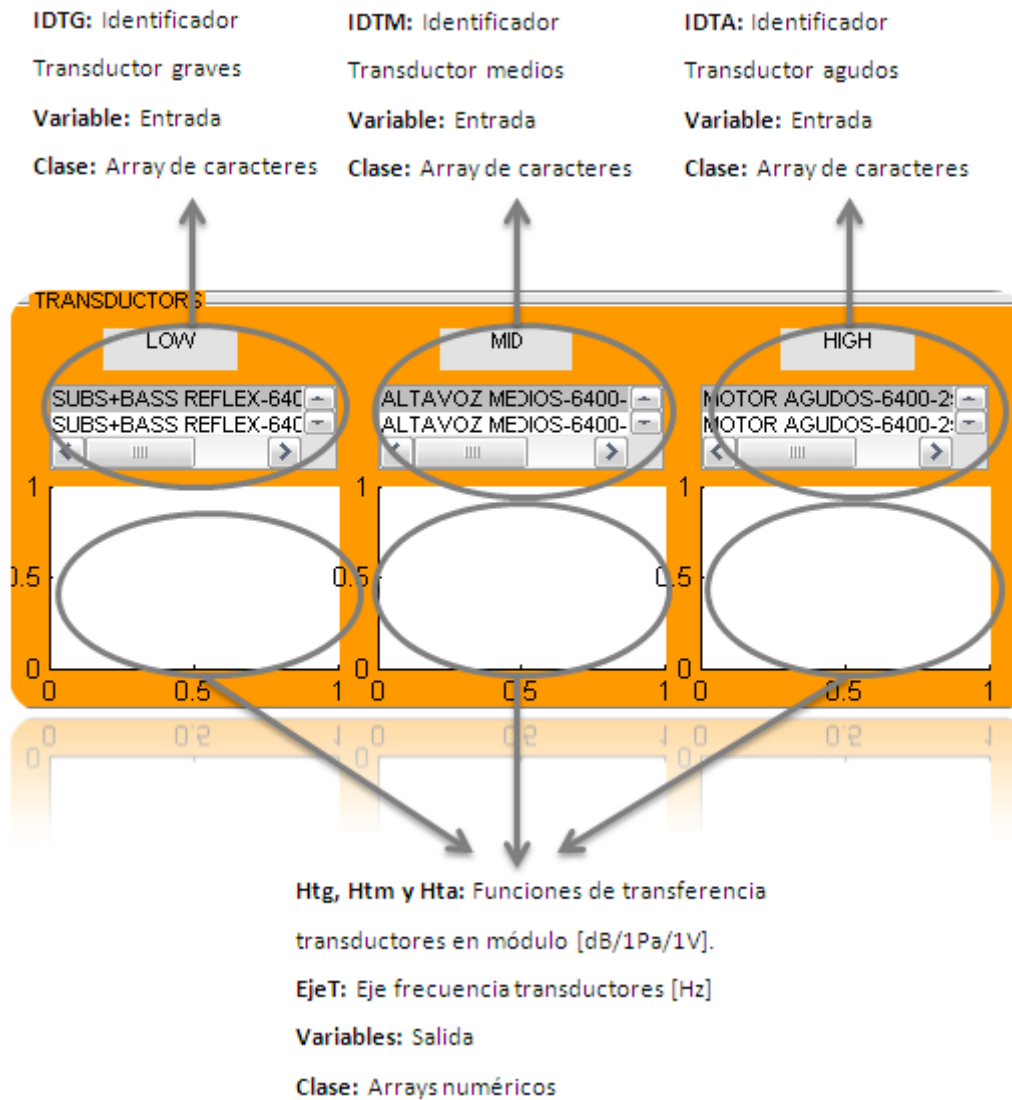


Figura 2.3.6: Panel Transductores.

El panel de Transductores es exactamente igual que el de Filtrado. Únicamente varían los archivos incluidos en las *List Box* que en este caso corresponden con las medidas electroacústicas realizadas sobre los transductores que componen el sistema, y cuyos valores son también los obtenidos al realizar las medidas FFT.

Las funciones de transferencia de los transductores se midieron a distintas distancias y con distintas resoluciones. Es muy importante seleccionar los archivos en los cuales estos dos parámetros coinciden de un transductor a otro, dado que si la distancia a la que se posicionó el micro no es la misma, los resultados que entregará la interfaz serán erróneos. En nuestro caso, las respuestas de los transductores se midieron a 1 m y a 1.5 m. En el caso particular de los subgraves se realizaron las

medidas, a esas distancias, incluyendo la radiación del sistema Bass Reflex y sin incluirla. De este modo se puede observar por separado los efectos producidos cuando la caja es cerrada o cuando incluye el sistema Bass Reflex.

Para cada transductor se va a disponer de una resolución común de 4 Hz, con un Span de 25600 Hz y a 6400 muestras.

- Panel Amplificador:

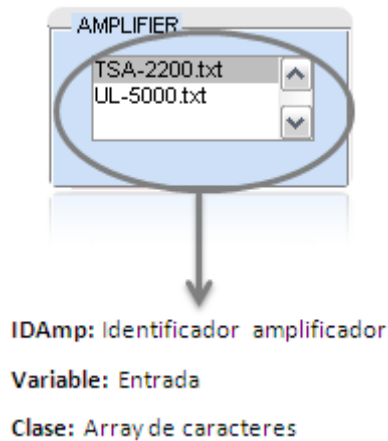


Figura 2.3.7: Panel amplificador.

El panel del Amplificador contiene un único objeto tipo *List Box* y contiene los nombres de los archivos correspondientes a las respuestas de los dos amplificadores medidos en Pulse. Únicamente se puede seleccionar un amplificador ya que se asume que los amplificadores del sistema asociados a cada transductor serán de la misma gama. De este modo, al disponer de la misma amplificación para los transductores quedarán patentes las diferencias de sensibilidad entre ellos.

- Panel Distancia del Micro:

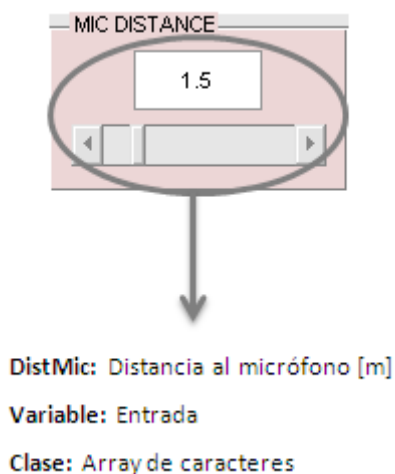


Figura 2.3.8: Panel Distancia del micro.

El panel Distancia del Micro cuenta con un único objeto de tipo *Edit Text* y otro asociado tipo *Slider* que permite moverse en pasos de 0.01 metros. Este parámetro interviene en el proceso de corrección del retardo acústico debido a la distancia donde se colocó el micro en las medidas. Es único dado que se ha asumido que la distancia a la que se colocó el micro con respecto al centro acústico de cada transductor fue la misma. Sin embargo, este parámetro, junto con la velocidad del sonido, puede ser el que mayor carga de error conlleve respecto a la respuesta en fase de cada transductor. Cuando el equipo está dispuesto sobre la misma vertical, la distancia del centro acústico de cada transductor al micro no tiene porqué ser la misma, pese a haber situado el micro en un punto intermedio a cada uno de ellos en el plano axial del sistema. Lo más correcto sería disponer equipo y micro, y realizar medidas de respuesta al impulso, para obtener la distancia exacta que habría entre centro acústico de cada transductor y micro. Para ello, también sería necesario conocer exactamente la velocidad del sonido en la cámara anecoica.

Dado que en muchas ocasiones esto no se tiene en cuenta, se ha decidido incluir únicamente una distancia única entre micro y los tres transductores, ya que aunque el error aportado es mayor que los demás parámetros, no contamina los resultados obtenidos en la caracterización u optimización del equipo ya que sólo afecta a la respuesta en fase de cada transductor. Dicha respuesta puede diferir de la que es en realidad, sin embargo, la diferencia de fase entre vías, cerca de las frecuencias de cruce, sigue siendo la misma, que es lo que realmente nos importa en los cálculos que se realizan cuando se produce el evento Caracterización u Optimización.

- Panel Velocidad del sonido:

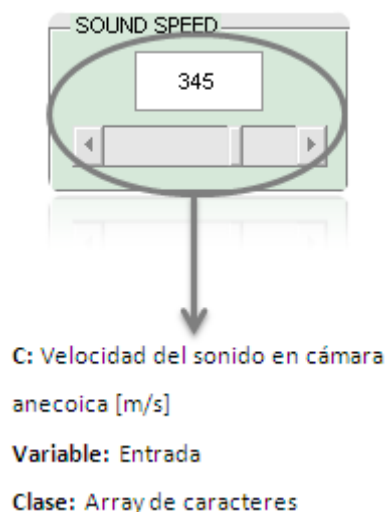


Figura 2.3.9: panel Velocidad del sonido.

El panel Velocidad del Sonido es exactamente igual que el de Distancia del Micro. El *Slider* asociado permite moverse en pasos de 0.05 m/s. Dicha variable interviene en el mismo proceso de corrección del retardo acústico, y puede conllevar al mismo error en la respuesta en fase de los

transductores. Sin embargo, e igual que la distancia del micro, contamina únicamente la respuesta en fase de los transductores y no a los demás resultados obtenidos en los cálculos correspondientes en las llamadas a Caracterización y Optimización.

- Push Button CharacteriZe:

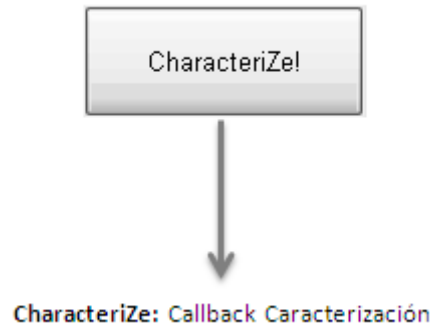


Figura 2.3.10: Botón CharacteriZe.

Cuando se produce el evento Caracterización, o un click en el botón *CharacteriZe*, se produce la llamada a la función *CharacteriZe_Callback*. Se recogerán los datos de la interfaz y se cargarán en la estructura de entrada. Tras realizar los cálculos pertinentes en el segundo nivel, haciendo uso del *script* CHARACTERIZE, los datos serán retornados en la estructura de salida. La función *CharacteriZe_Callback* graficará en los objetos tipo *Axes* de los paneles de filtros y transductores, así como en el *Axes System* definido más abajo, las funciones de transferencia en módulo obtenidas. De este modo se tendrá acceso a una rápida visualización de los elementos seleccionados y de la respuesta obtenida.

- Push Button OptimiZe:

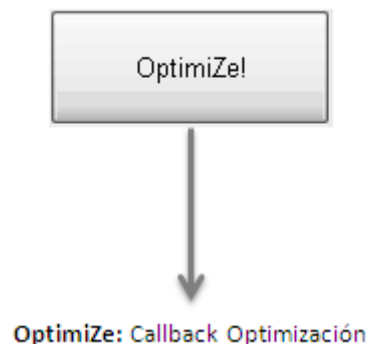


Figura 2.3.11: Botón OptimiZe.

Cuando se produce el evento Optimización, o un click en el botón *OptimiZe*, se produce la llamada a la función *OptimiZe_Callback*. Se recogerán los datos de la interfaz y se cargarán en la estructura de entrada. Tras realizar los cálculos pertinentes en el segundo nivel, haciendo uso del *script* OPTIMIZE, los datos serán retornados en la estructura de salida. La función *OptimiZe_Callback*

representará gráficamente, en los objetos tipo *Axes* de los paneles de filtros y transductores, así como en el *Axes System* definido más abajo, las funciones de transferencia en módulo obtenidas. Además de la representación gráfica, se mostrará el retardo necesario en cada vía para que se produzca la optimización del sistema. Para ello, se extraerán los valores de la estructura de salida y se introducirán en los *Edit Text* del panel de *Delay*.

- Push Button Filtering: Combined Response:

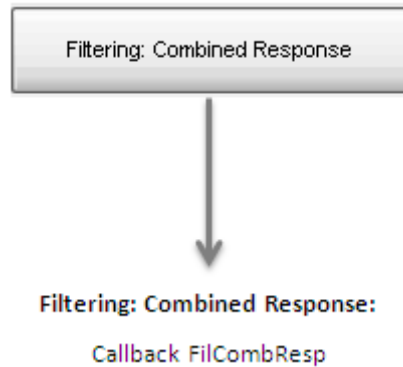


Figura 2.3.12: Botón Filtering Combined Response.

Cuando se produce el evento Respuesta Combinada (Filtrado), o un click en el botón *Combined Response (Filtering)*, se produce la llamada a la función *FilCombResp_Callback*. La función trabaja directamente con los resultados obtenidos en la caracterización u optimización, es decir, con la estructura de salida. La función representa gráficamente, en 4 subplots, la respuesta en módulo de los filtros elegidos para cada vía, y la combinación de los tres. La respuesta combinada se verá afectada por el retardo, ganancia y polaridad aplicados a cada vía, lo que en la mayoría de configuraciones tendrá como resultado alguna cancelación en las proximidades de las frecuencias de cruce. Esto se debe a que la respuesta combinada en filtrado no tiene en cuenta el efecto de los amplificadores y transductores, y en la práctica nunca se dará la combinación electrónica de los filtros. Lo interesante es visualizar cuáles son las frecuencias de cruce resultantes cuando las ganancias de cada vía difieren.

- Push Button Filtering: Mod vs Phase:

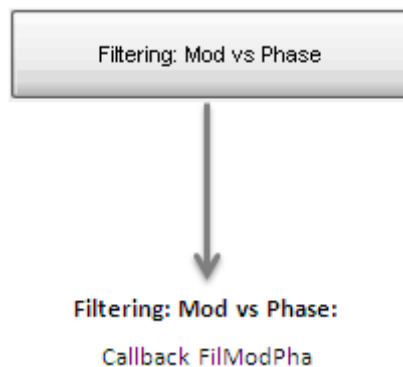


Figura 2.3.13: Botón Filtering Mod vs Phase.

Cuando se produce el evento Filtrado: Módulo vs Fase, o un click en el botón *Filtering: Mod vs Phase*, se produce la llamada a la función `FilModPha_Callback`. La función trabaja directamente con los resultados obtenidos en la caracterización u optimización, es decir, con la estructura de salida. La función grafica en 6 subplots la respuesta en módulo y fase de los filtros elegidos para cada vía. Cada respuesta se verá afectada por el retardo, ganancia y polaridad aplicados a cada vía.

- Push Button Amplifier: Mod vs Phase:

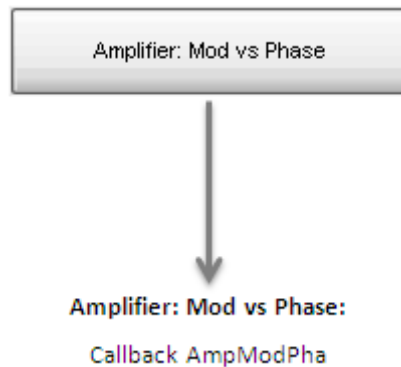


Figura 2.3.14: Botón Amplifier Mod vs Phase.

Cuando se produce el evento Módulo vs Fase (Amplificador), o un click en el botón *Mod vs Phase (Amplifier)*, se produce la llamada a la función `AmpModPha_Callback`. La función trabaja directamente con los resultados obtenidos en la caracterización u optimización y grafica en 2 subplots la respuesta en módulo y fase del amplificador elegido.

- Push Button Transductor: Mod vs Phase:

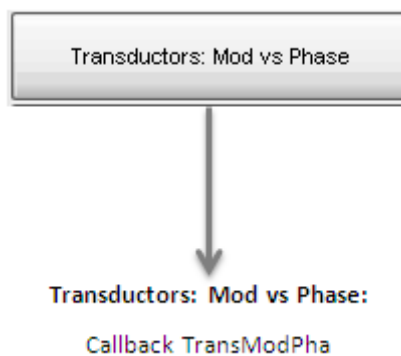


Figura 2.3.15: Botón Transducers Mod vs Phase.

Cuando se produce el evento Transductor: Módulo vs Fase, o un click en el botón *Transducers: Mod vs Phase*, se produce la llamada a la función `TransModPha_Callback`. La función trabaja directamente con los resultados obtenidos en la caracterización u optimización y grafica en 6 subplots la

respuesta en módulo y fase de los transductores. Las respuestas en fase se verán afectadas por la corrección del retardo acústico.

- Push Button System: Mod vs Phase:

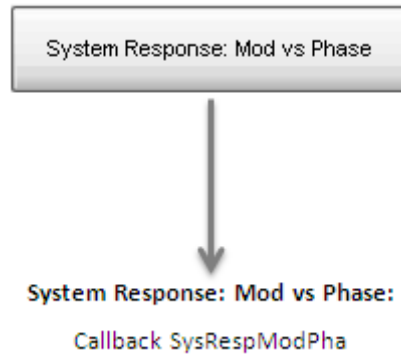


Figura 2.3.16: Botón System Response Mod vs Phase.

Cuando se produce el evento Módulo vs Fase (Respuesta del Sistema), o un click en el botón *Mod vs Phase (System Response)*, se produce la llamada a la función `SysRespModPha_Callback`. La función representa en un mismo subplot la respuesta en módulo del sistema, así como las respuestas en módulo de cada vía. Por otro lado, grafica en otros 4 subplots las respuestas en fase de cada vía y del sistema. Como los 4 últimos botones, éste opera directamente con la estructura de salida. La idea es poder visualizar las respuestas en módulo y fase de cada vía con respecto a las del sistema.

- Push Button Generate Text File:

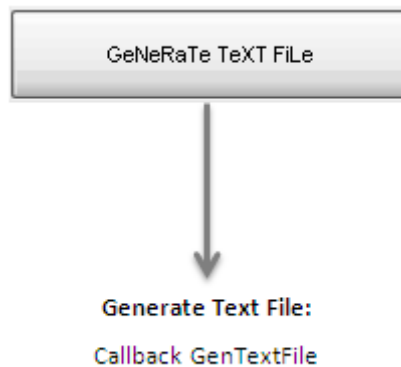


Figura 2.3.17: Botón Generate Text File.

Cuando se produce el evento Exportar Texto, o un click en el botón *Generate Text File*, se produce la llamada a la función `GenTextFile_Callback`. La función genera 2 archivos de texto con las funciones de transferencia en módulo y fase de los filtros de medios y agudos, así como los parámetros de ganancia, polaridad y retardo aplicados. Las funciones de transferencia se exportan en tercios de octava. Estos archivos de texto, como veremos más adelante, se utilizan en EASE SpeakerLab para poder

realizar simulaciones, con el número de unidades Hermes *Top-210* deseado, aplicando las configuraciones óptimas o personalizadas obtenidas en la interfaz de Matlab.

Una de las posibilidades que ofrece SpeakerLab es permitir calcular la respuesta de un sistema de sonido tipo *line array* para distintas configuraciones. La respuesta del equipo dependerá de factores mecánicos como son el número de cajas o la angulación de cada caja, de factores electroacústicos como el tipo de transductor usado o de factores eléctricos como el filtrado aplicado. Los archivos de texto generados se ocupan de ésta última parte. El usuario únicamente tendrá que cambiar la extensión del archivo generado a *.etx* (*EASERA text file*), y cargarlo en el proyecto de SpeakerLab para calcular la respuesta con el número de cajas que necesite.

- Axes System:

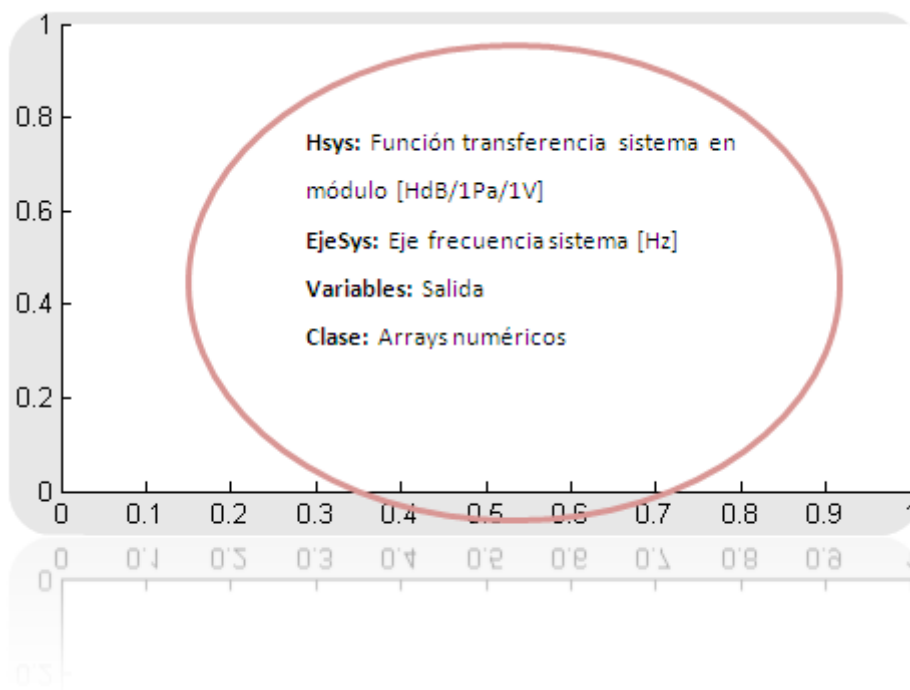


Figura 2.3.18: Axes System.

El objeto *Axes System* se sitúa en el primer cuadrante de la interfaz. En él se representa la función de transferencia en módulo del sistema para una rápida visualización. Así, cada vez que se caracterice u optimice el equipo aparecerá la respuesta conjunta del sistema, lo que permite observar rápidamente el efecto de cada modificación que se haga en la configuración escogida.

3. EXPORTANDO/IMPORTANDO DATOS A EASE 4.3

Además de la interfaz diseñada, se necesita la directividad del equipo en 3 dimensiones para poder realizar las simulaciones en SpeakerLab. Para ello, se utilizará previamente el *software* EASE 4.3, donde se generará un archivo *.spk* que será importado posteriormente en el proyecto de SpeakerLab para el modelado de los transductores.

Dado que la directividad también se midió en Pulse, se han diseñado varios algoritmos que adapten los resultados de las medidas al formato requerido en EASE. Esto es lo que a continuación se describe.

Para modelar transductores en EASE SpeakerLab existen 2 caminos. El primero es crear una nueva fuente. Existen 3 resoluciones al crearla, y son:

- Resolución a 1 octava.
- Resolución a 1/3 de octava.
- Resolución a 1/24 de octava.

Las resoluciones de 1 octava y 1/3 de octava solo permiten introducir los datos de directividad a mano, tarea que resulta fastidiosa cuanto menos. La resolución de 1/24 de octava permite importar medidas obtenidas en EASERA en formato *.etd* (EASERA Time Data) o *.efd* (EASERA Frequency Data), además de otras.

El segundo método es importar una librería. EASE SpeakerLab permite trabajar con varios formatos, entre ellos el formato *.spk* (EASE Speaker Base) de EASE 4.3. Debido a que las medidas de directividad realizadas en Pulse se hicieron a partir de analizadores CPB en *multibuffer* y a 1/3 de octava, se ha creído conveniente el modelar los transductores en el formato *.spk*. Además, se dispondría de estos archivos en EASE 4.3 para poder realizar simulaciones futuras en algún recinto.

Para generar el archivo en formato *.spk*, se han de disponer de 3 parámetros y son:

- Sensibilidad en función de la frecuencia de cada transductor.
- Potencia máxima soportada por los transductores de cada vía.
- Diagrama polar de directividad en los planos horizontal y vertical.

Los datos de sensibilidad se calcularán a partir de las medidas CPB realizadas en Pulse de los autoespectros de cada transductor, del autoespectro del generador y de las medidas FFT de la función de transferencia del amplificador, cuya resolución es en este caso de 1600 líneas espectrales. Como es requerido en el formato *.spk*, será necesario calcular la sensibilidad de cada transductor a una resolución de 1/3 de octava, luego será necesario adaptar la función de transferencia del amplificador a tercios de octava.

La potencia máxima soportada por cada vía se extraerá de las especificaciones de cada transductor.

Los valores de directividad horizontal y vertical se extraerán de las medidas CPB *multibuffer* realizadas en Pulse. Para ambas directividades se realizaron medidas cada 2.5°. Para transferirlas al formato *.spk*, será necesario dejar una resolución de 5°.

Tanto los valores de directividad, como de sensibilidad y potencia para cada transductor, ocupan el rango de tercios de octava que va desde 100 Hz a 10 kHz, luego el transductor de graves y el sistema Bass Reflex quedarán excluidos en los programas de predicción.

Una vez importados los archivos *.spk* a SpeakerLab, se creará la carcasa de la unidad Hermes *Top-210* en el proyecto tipo *Line array* con extensión *.gss*. Esto se debe a que transductores de medios y agudos se disponen en la misma caja.

A continuación se muestran, en primer lugar, los pasos seguidos para calcular la sensibilidad en Matlab y en segundo lugar los pasos seguidos para obtener la estructura de datos que contiene los valores de directividad que posteriormente se utilizarán en EASE 4.3.

3.1 CALCULANDO SENSIBILIDAD

Para el cálculo de la sensibilidad en función de la frecuencia para cada transductor se ha utilizado la siguiente fórmula:

$$S_{dB} = SPL(r, P_e) - 10 \cdot \log P_e + 20 \cdot \log r \quad (3.1)$$

El nivel de presión sonora se va a obtener a partir del autoespectro del micrófono. Al haberse utilizado el analizador CPB la resolución son tercios de octava.

La potencia eléctrica se calculará en función del autoespectro CPB del generador de Pulse y de la función de transferencia FFT del amplificador. El autoespectro CPB del generador aporta la tensión de entrada al amplificador. La función de transferencia FFT aporta la relación entre tensión de salida y tensión de entrada del amplificador, es decir la ganancia que aporta. Es necesario encontrar la tensión de entrada en bornes del altavoz, lo que supone la suma de la tensión de entrada al amplificador, y la ganancia aportada por este. El resultado se dividirá por la impedancia nominal como se muestra a continuación:

$$P_e(f) = \frac{E^2(f)}{Z_{nom}} [W] \quad (3.2)$$

$$E(f) = 20 \cdot \log E_g(f) + G_{dB}(f) [dB] \quad (3.3)$$

$$G_{dB}(f) = 20 \cdot \log \frac{E_{Out}(f)}{E_{In}(f)} = 20 \cdot \log(f) \text{ [dB]} \quad (3.4)$$

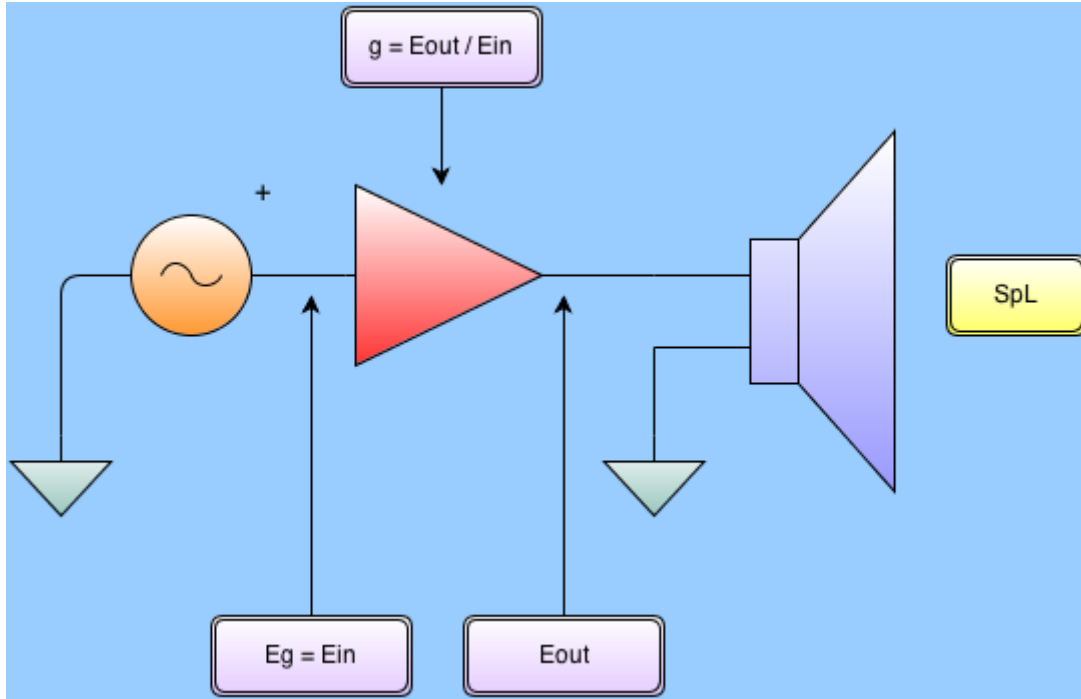


Figura 3.1: Diagrama en el que se muestran los parámetros necesarios para el cálculo de sensibilidad.

En el diagrama mostrado, los términos Eout y Ein, representan respectivamente las tensiones de salida y entrada al amplificador en función de la frecuencia.

Para poder realizar la operación de la expresión 3.4, es necesario pasar la resolución de la función de transferencia del amplificador a tercios de octava. Así, cada banda de 1/3 de octava se calculará según la siguiente expresión:

$$G_{dB}(f) = 20 \cdot \log \left(\sum_{k=fi}^{fs} 10^{\frac{g_k}{20}} \right) - 20 \cdot \log N \text{ [dB]} \quad (3.5)$$

$$fi = \text{Frecuencia Inferior} = \frac{1}{\sqrt[6]{2}} \cdot \text{Frecuencia Central [Hz]} \quad (3.6)$$

$$fs = \text{Frecuencia Superior} = \sqrt[6]{2} \cdot \text{Frecuencia Central [Hz]} \quad (3.7)$$

La distancia r a la que se efectuaron las medidas fue 1 m y 1.5 m de cada transductor por separado, luego se hallarán los valores de sensibilidad para ambas distancias, para todos los

transductores, y la media entre ambas será el resultado definitivo de la sensibilidad en función de la frecuencia.

El último término de la expresión 3.1 representa la divergencia, que puede ser esférica o cilíndrica. Cuando se calcule la sensibilidad con las medidas realizadas a $r = 1$ m, este término es nulo, con lo que cuando se calcule a $r = 1.5$ m se utilizará el factor 20 y el factor 10, divergencia cilíndrica y esférica respectivamente, y los valores más próximos con respecto a los hallados en las medidas a 1 m, serán los utilizados para hacer la media.

A continuación se muestra el código implementado para obtener la sensibilidad del transductor de agudos utilizando las medidas de realizadas a 1 m del transductor:

```
function [SdB, EdB] = ScriptSensibilidad

    AUTO_MIC_AGUDOS = GetPulseAsciiFile2('AUTO MIC AGUDOS-1M.txt');
    AUTO_GEN_AGUDOS = GetPulseAsciiFile2('AUTO GEN AGUDOS-1M.txt');
    TRANSFER_AMPLI = GetPulseAsciiFile2('TRANSFER AMPLI.txt');
    Pa = AUTO_MIC_AGUDOS.Function1.DatasetSection.Data( : , 3);
    Eg = AUTO_GEN_AGUDOS.Function1.DatasetSection.Data( : , 3);
    Re = TRANSFER_AMPLI.Function1.DatasetSection.Data( : , 3);
    Im = TRANSFER_AMPLI.Function1.DatasetSection.Data( : , 4);
    g = Re + Im;
    Znom = 16;
    r = 1;
    Pa = sqrt(Pa);
    Eg = sqrt(Eg);
    G = 20*log10(abs(g));
    dF = TRANSFER_AMPLI.Function1.DatasetSection.Data(2, 2);
    Span = TRANSFER_AMPLI.Function1.DatasetSection.Data(length(G), 2);
    [GT] = Tercios(G, dF, Span);
    [ SdB, EdB ] = Sensibilidad( Pa, Eg, GT, r, Znom );
    fc1 = 100;
    fc2 = 1000;
    T = 'Agudos';
    [ SdBtot ] = SRangoUtil( SdB, fc1, fc2, T );
    PlotbarS(SdB);
    PlotbarE(EdB);
    Plotbar(SdB, EdB);
    display(SdBtot);
```

Figura 3.2: Implementación del script Sensibilidad.

- Pa representa la presión sonora en pascles. En la medida CPB del autoespectro del micrófono se guardaron los valores con unidades de potencia, luego los valores vienen expresados en pascles al cuadrado. Al ser extraída a partir de la función GetPulseAsciiFile, se ha de pasar a pascles utilizando el operador sqrt (raíz cuadrada) de Matlab.

- E_g representa la tensión entregada por el generador de Pulse a la entrada del amplificador. Como sucede con la presión sonora, viene expresada en unidades de potencia, por lo que es necesario aplicar también la raíz cuadrada
- Z_{nom} representa la impedancia nominal del transductor, y r la distancia a la cual se realizaron las medidas.
- Re e Im representan la parte real e imaginaria de la función de transferencia del amplificador, y g , la expresión binomial de los valores complejos de ganancia. G representa la ganancia aportada por el amplificador en dB con una resolución de 1600 líneas espectrales, y GT representa lo mismo pero con una resolución de tercios de octava.
- $Span$ y dF representan, respectivamente, el ancho de banda sobre el que se realizaron las medidas FFT de función de transferencia, y la resolución aplicada en cada una de ellas.
- SdB y EdB representan, respectivamente, la sensibilidad del transductor y la tensión de entrada aplicada para calcularla.
- La función Tercios transforma los valores de ganancia en dB a tercios de octava para cualquier función de transferencia con una resolución superior.
- La función Sensibilidad calcula, a parte de la sensibilidad de cualquiera de los transductores, la tensión en sus bornes.
- Las funciones PlotbarS, y PlotbarE, representan gráficamente la sensibilidad y la tensión de entrada a cada transductor respectivamente, en los tercios de octava del rango 20 Hz a 20 kHz.
- La función Plotbar representa gráficamente sensibilidad y tensión de entrada al transductor en el rango requerido por EASE 4.3, de 100 Hz a 10 kHz.
- Las variables $fc1$ y $fc2$ corresponden a las frecuencias de cruce inferior y superior, y serán utilizadas por la función SRangoUtil, que calcula la sensibilidad total del transductor, SdB_{tot} , en el rango útil de operación. T corresponde a un indicador del tipo de transductor utilizado en el cálculo de la función.

A continuación se muestra el código implementado para las funciones definidas anteriormente:


```

function [GT] = Tercios(G, dF, Span)

GT = zeros(31,1);
ejef = ( 0 : dF : Span )';
ejeTer = [20 25 31.5 40 50 63 80 100 125 160,...
          200 250 315 400 500 630 800 1000 1250,...
          1600 2000 2500 3150 4000 5000 6300,...
          8000 10000 12500 16000 20000]';

a = 2^(1/6);
Suma = 0;
k = 1;
N = 0;

for i=1:length(ejeTer)
    fcentral = ejeTer(i);
    fsup = int32(a * fcentral);

    while ejef(k) <= fsup && ejef(k) < Span
        Suma = Suma + 10^(G(k)/20);
        k = k + 1;
        N = N + 1;
    end
    if N == 0 && Suma == 0
        N = 1;
        Suma = 10^(G(k)/20);
        k = k + 1;
    end
    GT(i) = 20*log10(Suma / N);
    N = 0;
    Suma = 0;
end

```

Figura 3.3: Implementación del algoritmo Tercios.

- La variable fcentral corresponde con la frecuencia central de cada 1/3 de octava, y fsup a la frecuencia superior de cada uno de ellos. Para la frecuencia superior se utiliza la función int32 de Matlab para quedarnos únicamente con la parte entera.
- La variable Suma representa la suma en unidades naturales de cada uno de los valores de ganancia correspondientes a cada banda de 1/3 de octava.
- La variable N representa el número de bandas, o número de muestras de la función de transferencia del amplificador, pertenecientes a cada 1/3 de octava. La condición if se utiliza para evitar dividir por 0 y evitar una indeterminación si se da el caso en que N y Suma sean nulas.
- La variable GT representa la ganancia en dB para cada 1/3 de octava.

```

function [ SdB, EdB ] = Sensibilidad( Pa, Eg, GT, r, Znom )

    Spl = 20*log10(Pa/(2*10^(-5)));
    EgdB = 20*log10(Eg);

    EdB = EgdB + GT;
    E = 10.^(EdB/20);
    Pe = E.^2/Znom;
    SdB =zeros(length(Spl),1);

    for i = 1:length(Spl)
        SdB(i) = Spl(i)-10*log10(Pe(i))+20*log10(r);
    end
end

```

Figura 3.4: Implementación del algoritmo Sensibilidad.

- La variable Spl es el nivel de presión sonora medido a una distancia r, en dB referidos a 20 μ Pa.
- La variable EdB representa el nivel de tensión aplicado a la entrada del transductor y equivale a la suma de las variables EgdB y GT, que corresponden respectivamente a la tensión de entrada al amplificador y la ganancia proporcionada por él mismo. Todas ellas en dB referidos a 1 V.
- E y Pe equivalen respectivamente a la tensión de entrada al transductor y a la potencia eléctrica suministrada a un transductor de impedancia nominal Znom, en unidades naturales, es decir, en V y W.
- SdB corresponde con la sensibilidad del transductor calculada, en función de la frecuencia, y en 1/3 de octava. Sus unidades serán dB referidos a 20 μ Pa.

```

function [ SdBtot ] = SRangoUtil( SdB, fc1, fc2, T )

ejeTer = [20 25 31.5 40 50 63 80 100 125 160,...
          200 250 315 400 500 630 800 1000 1250,...
          1600 2000 2500 3150 4000 5000 6300,...
          8000 10000 12500 16000 20000]';
Suma = 0;
N = 0;
for i = 1:length(ejeTer)
    if ejeTer(i) == fc1
        indfc1 = i;
    end
    if ejeTer(i) == fc2
        indfc2 = i;
    end
end
if strcmp(T, 'Agudos') == 1
    for i = indfc2:length(ejeTer)
        Suma = Suma + 10^(SdB(i)/10);
        N = N + 1;
    end
elseif strcmp(T, 'Medios') == 1
    for i = indfc1:indfc2
        Suma = Suma + 10^(SdB(i)/10);
        N = N + 1;
    end
elseif strcmp(T, 'Graves') == 1
    for i = 1:indfc1
        Suma = Suma + 10^(SdB(i)/10);
        N = N + 1;
    end
end
SdBtot = 10*log10(Suma/N);
end

```

Figura 3.5: Implementación del algoritmo Sensibilidad en rango útil.

- Indfc1 e indfc2, corresponden con los índices equivalentes de las frecuencias de cruce superiores e inferiores del rango útil de los transductores.
- La variable N corresponde con el número de bandas de 1/3 de octava pertenecientes al rango útil del transductor.

```

function Plotbar(SdB, EdB)
figure('PaperType','a4letter','PaperSize',[20.98 29.68]);
subplot(2, 2, 1);
bar(SdB,'FaceColor',[0.04314 0.5176 0.7804],'BarWidth',1);
set(gca,'YTick',[20 30 40 50 60,...
    70 80 90 100 110,...
    120 130 140],...
    'YGrid','on',...
    'YMinorGrid','on',...
    'XGrid','on',...
    'XTickLabel',{'20','25','31.5','40',...
    '50','63','80','100','125','160',...
    '200','250','315','400','500','630',...
    '800','1k','1k25','1k6','2k','2k5','3k15',...
    '4k','5k','6k3','8k','10k','12k5','16k','20k'},...
    'XTick',[1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11 12 13 14 15,...
    16 17 18 19 20 21 22 23 24 25 26 27 28 29 30 31],...
    'OuterPosition',[0.079 0.498 0.49 0.47]);
xlim(gca,[7.5 28.5]);
ylim(gca,[50 120]);
box(gca,'on');
hold(gca,'all');

xlabel({'Frecuencia Hz'},...
    'FontSize',9,...
    'EdgeColor',[0 0 0],...
    'BackgroundColor',[1 1 1]);

title('Sensibilidad [ dBSpL ]',...
    'FontSize',9,...
    'EdgeColor',[0 0 0],...
    'BackgroundColor',[1 1 1]);

```

```

subplot(2, 2, 3);
bar(-EdB, 'FaceColor', [0.482 0.38 0.514], 'BarWidth', 1);
set(gca, 'YTick', [0 5 10 15 20 25 30], ...
    'YTickLabel', {'-30', '-25', '-20', '-15', ...
        '-10', '-5', '0'}, ...
    'YGrid', 'on', ...
    'YMinorGrid', 'on', ...
    'XGrid', 'on', ...
    'XTickLabel', {'20', '25', '31.5', '40', ...
        '50', '63', '80', '100', '125', '160', ...
        '200', '250', '315', '400', '500', '630', ...
        '800', '1k', '1k25', '1k6', '2k', '2k5', '3k15', ...
        '4k', '5k', '6k3', '8k', '10k', '12k5', '16k', '20k'}, ...
    'XTick', [1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11 12 13 14 15, ...
        16 17 18 19 20 21 22 23 24 25 26 27 28 29 30 31], ...
    'OuterPosition', [0.079 0.015 0.49 0.47]);
xlim(gca, [7.5 28.5]);
ylim(gca, [0 30]);
box(gca, 'on');
hold(gca, 'all');

xlabel({'Frecuencia Hz'}, ...
    'FontSize', 9, ...
    'EdgeColor', [0 0 0], ...
    'BackgroundColor', [1 1 1]);

title('Tensión de Entrada [ dB/1V ]', ...
    'FontSize', 9, ...
    'EdgeColor', [0 0 0], ...
    'BackgroundColor', [1 1 1]);

```

Figura 3.6: Implementación del algoritmo que representa gráficamente los valores de sensibilidad en 1/3 de octava.

- La función Plotbar realiza en dos subplots, la representación gráfica en tercios de octava de la tensión de entrada al transductor en dB referidos a 1 V, y la sensibilidad equivalente expresada en dB referidos a 20 μ Pa.

3.2 CALCULANDO DIRECTIVIDAD

Para importar las directividades de un transductor a EASE 4.3, es necesario adaptar los valores extraídos de Pulse a través de Matlab. Una de las formas de modelar un transductor en formato .spk, es la de utilizar un archivo *Template* de Microsoft Excel, proporcionado en la web de EASE 4.3, con nombre EASE40_SpeakerModel_Data*. Este archivo se muestra a continuación:

Attenuation Balloon Data *					* minus dB scale		The 0,0-degree dB SPL (normally main axis) 0 Degrees is on axis with the front of the speaker 0 degrees is the left 1/4 horizontal polar axis At 90 degrees the half of the polar wave						
	0°	5°	10°	15°	20°	25°	30°	35°	40°	45°	50°	55°	
0°	0,00	0,12	0,25	0,62	1,00	1,50	2,00	2,75	3,50	4,50	5,50	6,50	
5°	0,00	0,12	0,25	0,62	1,00	1,62	2,25	3,00	3,75	4,75	5,75	6,81	
10°	0,00	0,12	0,25	0,62	1,00	1,75	2,50	3,25	4,00	5,00	6,00	7,12	
15°	0,00	0,19	0,38	0,81	1,25	2,06	2,88	3,81	4,75	5,88	7,00	8,19	
20°	0,00	0,25	0,50	1,00	1,50	2,38	3,25	4,38	5,50	6,75	8,00	9,25	
25°	0,00	0,25	0,50	1,19	1,88	2,94	4,00	5,31	6,62	7,94	9,25	10,56	
30°	0,00	0,25	0,50	1,38	2,25	3,50	4,75	6,25	7,75	9,12	10,50	11,88	
35°	0,00	0,31	0,62	1,62	2,62	4,12	5,62	7,25	8,88	10,25	11,62	12,88	
40°	0,00	0,38	0,75	1,88	3,00	4,75	6,50	8,25	10,00	11,38	12,75	13,88	
45°	0,00	0,44	0,88	2,12	3,38	5,31	7,25	9,00	10,75	11,88	13,00	13,88	
50°	0,00	0,50	1,00	2,38	3,75	5,88	8,00	9,75	11,50	12,38	13,25	13,88	
55°	0,00	0,56	1,12	2,69	4,25	6,44	8,62	10,06	11,50	12,06	12,62	13,25	
60°	0,00	0,62	1,25	3,00	4,75	7,00	9,25	10,38	11,50	11,75	12,00	12,62	
65°	0,00	0,69	1,38	3,19	5,00	7,31	9,62	10,44	11,25	11,44	11,62	12,25	
70°	0,00	0,75	1,50	3,38	5,25	7,62	10,00	10,50	11,00	11,12	11,25	11,88	
75°	0,00	0,75	1,50	3,50	5,50	7,88	10,25	10,50	10,75	10,81	10,88	11,56	
80°	0,00	0,75	1,50	3,62	5,75	8,12	10,50	10,50	10,50	10,50	10,50	11,25	
85°	0,00	0,75	1,50	3,69	5,88	8,12	10,38	10,38	10,38	10,44	10,50	11,19	
90°	0,00	0,75	1,50	3,75	6,00	8,12	10,25	10,25	10,25	10,38	10,50	11,12	
95°	0,00	0,75	1,50	3,69	5,88	8,12	10,38	10,38	10,38	10,44	10,50	11,19	
100°	0,00	0,75	1,50	3,62	5,75	8,12	10,50	10,50	10,50	10,50	10,50	11,25	
105°	0,00	0,75	1,50	3,50	5,50	7,88	10,25	10,50	10,75	10,81	10,88	11,56	
110°	0,00	0,75	1,50	3,38	5,25	7,62	10,00	10,50	11,00	11,12	11,25	11,88	
115°	0,00	0,69	1,38	3,19	5,00	7,31	9,62	10,44	11,25	11,44	11,62	12,25	
120°	0,00	0,62	1,25	3,00	4,75	7,00	9,25	10,38	11,50	11,75	12,00	12,62	
125°	0,00	0,56	1,12	2,69	4,25	6,44	8,62	10,06	11,50	12,06	12,62	13,25	
130°	0,00	0,50	1,00	2,38	3,75	5,88	8,00	9,75	11,50	12,38	13,25	13,88	
135°	0,00	0,44	0,88	2,12	3,38	5,31	7,25	9,00	10,75	11,88	13,00	13,88	
140°	0,00	0,38	0,75	1,88	3,00	4,75	6,50	8,25	10,00	11,38	12,75	13,88	
145°	0,00	0,31	0,62	1,62	2,62	4,12	5,62	7,25	8,88	10,25	11,62	12,88	
150°	0,00	0,25	0,50	1,38	2,25	3,50	4,75	6,25	7,75	9,12	10,50	11,88	
155°	0,00	0,25	0,50	1,19	1,88	2,94	4,00	5,31	6,62	7,94	9,25	10,56	
160°	0,00	0,25	0,50	1,00	1,50	2,38	3,25	4,38	5,50	6,75	8,00	9,25	
165°	0,00	0,19	0,38	0,81	1,25	2,06	2,88	3,81	4,75	5,88	7,00	8,19	
170°	0,00	0,12	0,25	0,62	1,00	1,75	2,50	3,25	4,00	5,00	6,00	7,12	
175°	0,00	0,12	0,25	0,62	1,00	1,62	2,25	3,00	3,75	4,75	5,75	6,81	
200 Hz 250 Hz 315 Hz 400 Hz 500 Hz 630 Hz 800 Hz 1000 Hz													

Figura 3.2.1: Hoja de cálculos Excel correspondiente al archivo EASE40_SpeakerModel_Data*.

Las filas representan los ángulos de giro o azimut φ del plano de medida con respecto al eje del altavoz. Las columnas representan los ángulos de elevación θ respecto del eje del altavoz. El rango de coordenadas esféricas perteneciente a los ángulos azimut es de 0 a 355°, mientras que para los ángulos de elevación, el rango irá de 0 a 180°. La resolución tanto para ángulos azimut y de elevación será de 5°.

A la hora de introducir los datos de directividad en el *Template* de Excel únicamente será necesario intercalar los planos horizontal izquierdo y derecho, y vertical superior e inferior, que

corresponden respectivamente a $\varphi = 0^\circ$, $\varphi = 180^\circ$, $\varphi = 90^\circ$ y $\varphi = 270^\circ$, para cada 1/3 de octava desde la banda de 100 Hz hasta la banda de 10 kHz, excluyendo así el rango de operación del subgrave, por lo que los valores de directividad usados para modelar los transductores serán los correspondientes a los de medios y a los de agudos. En un caso general, habría que introducir el resto de planos. Sin embargo, existe la posibilidad de que sean generados automáticamente por el *Template* de Excel a base de interpolaciones. Las directividades medidas se muestran a continuación:

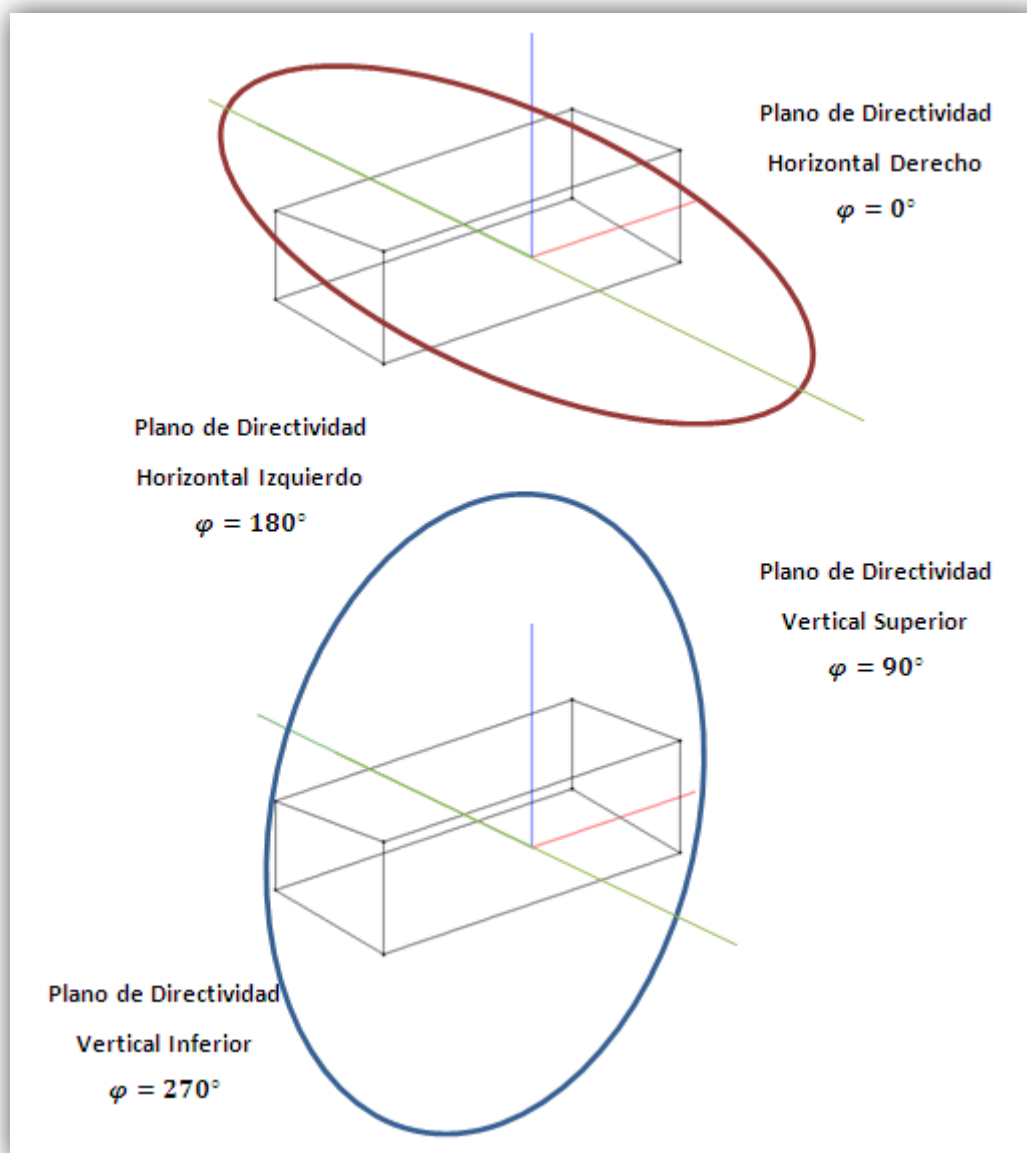


Figura 3.2.2: Esquema de las medidas de directividad horizontal y vertical.

En rojo se muestran los planos de directividad horizontal y en azul los planos de directividad vertical medidos en Pulse. Las directividades se midieron en Pulse, a partir de un analizador CPB en modo *multibuffer* en los tercios de octava incluidos en el rango 20 Hz a 20 kHz. Dichas medidas se realizaron para dos posiciones de micrófono, 1 m y 1.5 m. La resolución escogida fue 2.5° para ambas

directividades. Los valores se almacenaron en unidades de potencia, luego tienen como unidades Pa^2 . Además, los datos se almacenaron en una matriz de 31 x 144, dado que se tienen 31 bandas de 1/3 de octava y 144 intervalos de 2.5° .

Para adaptar la información de directividad almacenada por Pulse al formato *.spk*, se seguirán los siguientes pasos:

- Importar cada medida de directividad a una matriz 31 x 144.
- Calcular los valores presión sonora y normalizarlos con respecto a los valores obtenidos en el eje del altavoz.
- Realizar un suavizado sobre los valores obtenidos a partir de una media de 5.
- Se graficarán los mapas sonoros a partir de la función Mapa.m.
- Eliminar las columnas pares para adaptar la resolución de las medidas, 2.5° , a la resolución exigida en el formato *.spk*, 5° , obteniendo una matriz de directividad de 31x73.
- Se generará la matriz MEase que contendrá, por un lado, el plano horizontal derecho que corresponde a los 37 primeros valores la matriz de directividad horizontal. Por otro lado, el plano horizontal izquierdo corresponde con los 36 siguientes. Lo mismo ocurre con las directividades verticales. Por cada 1/3 de octava se generará una matriz MEase que contendrá los valores de directividad adaptados al formato *.spk*.
- Se cargarán todas las matrices en una estructura cuyo contenido será la directividad del transductor, en formato *.spk* y para una posición de micrófono.
- Se hará una media entre los resultados obtenidos en ambas posiciones de micrófono.
- Los resultados obtenidos para cada transductor se volverán a cargar en su respectiva estructura directividad.

Una vez hecho esto, se podrán copiar los resultados en el *Template*. Para ello se ejecutará el *script* en el *Comand Window*, donde se obtendrán como variables de salida las estructuras de directividad de cada uno de los transductores. En la sección *Workspace*, se dispondrá de estas variables con lo que únicamente será necesario copiar las matrices de directividad de los 21 tercios. No será posible introducir los datos de fase dado que las medidas CPB guardaron los valores de directividad en módulo y en unidades de potencia, es decir, en Pa^2 .

A continuación se muestra el código implementado:


```

function [ SDM1, SDM2, SDA1, SDA2 ] = ScriptDirectividad

SDH = GetPulseAsciiFile('MULTIBUFFER DH MOTOR AGUDOS-1M.txt');
SDV = GetPulseAsciiFile('MULTIBUFFER DV MOTOR AGUDOS-1M.txt');
[ MDHf ] = ExtraeValoresDir( SDH );
[ MDVf ] = ExtraeValoresDir( SDV );
[SDA1] = AdaptaFormato ( MDHf, MDVf );

SDH = GetPulseAsciiFile('MULTIBUFFER DH MOTOR AGUDOS-150CM.txt');
SDV = GetPulseAsciiFile('MULTIBUFFER DV MOTOR AGUDOS-150CM.txt');
[ MDHf ] = ExtraeValoresDir( SDH );
[ MDVf ] = ExtraeValoresDir( SDV );
[SDA2] = AdaptaFormato ( MDHf, MDVf );

SDH = GetPulseAsciiFile('MULTIBUFFER DH ALTAVOZ MEDIOS-1M.txt');
SDV = GetPulseAsciiFile('MULTIBUFFER DH ALTAVOZ MEDIOS-1M.txt');
[ MDHf ] = ExtraeValoresDir( SDH );
[ MDVf ] = ExtraeValoresDir( SDV );
[SDM1] = AdaptaFormato ( MDHf, MDVf );

SDH = GetPulseAsciiFile('MULTIBUFFER DH ALTAVOZ MEDIOS-150CM.txt');
SDV = GetPulseAsciiFile('MULTIBUFFER DH ALTAVOZ MEDIOS-150CM.txt');
[ MDHf ] = ExtraeValoresDir( SDH );
[ MDVf ] = ExtraeValoresDir( SDV );
[SDM2] = AdaptaFormato ( MDHf, MDVf );

```

Figura 3.2.3: Implementación del Script Directividad.

- Las variables SDH y SDV corresponden a las estructuras de datos extraídas a partir de la función GetPulseAsciiFile, y contienen todos los datos de las medidas de directividad realizadas por en Pulse.
- Las variables MDHf y MDVf, corresponden con las matrices que contienen los valores normalizados de directividad horizontal y vertical respectivamente, con respecto a la frecuencia.
- Las variables SDA1 y SDA2, corresponden con las estructuras de datos que contienen todas las matrices de directividad, del transductor de agudos, obtenidas de las medidas realizadas en Pulse a 1 m y a 1.5 m, adaptadas al formato .spk.
- Las variables SDM1 y SDM2, corresponden con las estructuras de datos que contienen todas las matrices de directividad, del transductor de medios, obtenidas de las medidas realizadas en Pulse a 1 m y a 1.5 m, adaptadas al formato .spk.

```

function [ MDf ] = ExtraeValoresDir( SD )

Pa = sqrt(SD.Function1.DatasetSection.Data( : , 3:end ));
pRef = (20*10^(-6));
SpL = 20*log10(Pa/pRef);
SpLNorm = zeros(length(SpL(:,1)), length(SpL));

for i=1:1:length(SpL(:,1))
    for j=1:1:length(SpL)
        SpLNorm(i,j) = SpL(i,j)-SpL(i,1);
    end
end

[ SpLNorm ] = MediaDe5( SpLNorm );

N=length(SpLNorm);
ejef=[20 25 32 40 50 63 80 100 125 160 200 250 315 400 500,...
      630 800 1000 1250 1600 2000 2500 3150 4000 5000 6300,...
      8000 10000 12500 16000 20000];
ejetheta=(0:1:(N-1))*(2.5*pi/180);
r=1;
Znom=16;
MaxSPL=0;
MinSPL=-50;
Mapa(SpLNorm.',ejetheta.',ejef,r,Znom,MaxSPL,MinSPL);
MDf = zeros(length(SpLNorm(:,1)), (length(SpLNorm)/2)+1);
k = 0;
for i=1:1:length(SpLNorm(:,1))
    for j=1:1:(length(SpLNorm))
        if mod(j,2)~=0
            MDf(i,j-k) = -1 * SpLNorm(i,j);
            k = k + 1;
        end
    end
    k = 0;
end

for i=1:1:length(MDf(:,1))
    MDf(i,1) = 0;
    MDf(i,length(MDf)) = 0;
end

for i=1:1:length(MDf(:,1))
    for j=1:1:(length(MDf))
        if MDf(i,j)<0
            MDf(i,j) = 0;
        end
    end
end
end
end

```

Figura 3.2.4: Implementación del algoritmo Extrae valores de directividad.

- La función `ExtraeValoresDir` tiene como objetivo normalizar los valores de directividad, para cada 1/3 de octava, con respecto de los valores de nivel de presión sonora obtenidos en el eje del transductor.
- Los valores de directividad se suavizan levemente a partir de la función `MediaDe5`, que consiste en hacer una media entre el valor actual de directividad y los 2 valores adyacentes al valor en cuestión, tanto por arriba como por debajo de este. Como la resolución de ambas directividades es de 2.5°, se obtendrá un valor de directividad equivalente a la media entre los 5° anteriores y posteriores al grado de elevación en cuestión. Así, para calcular el valor de directividad horizontal izquierdo a 5° de elevación, se hará una media entre los valores correspondientes a 0, 2.5, 5, 7.5 y 10 grados de elevación.
- El algoritmo hará uso de la función `Mapa.m`, cortesía de Don José Luis Sánchez Bote, para graficar en dos dimensiones los valores de directividad horizontal y vertical en función de la frecuencia.
- Los valores de directividad almacenados se relativizarán a 0 y serán positivos cuando representen atenuación, y negativos en caso de ganancia, como exige EASE 4.3. Todo valor negativo se igualará a 0, de cara a normalizar los valores y obtener un graficado más vistoso.

```

function [ SpLNorm ] = MediaDe5( SpLNorm )
for i=1:1:length(SpLNorm(:,1))
    for j=1:1:(length(SpLNorm))
        if (j<length(SpLNorm)-1) && (j>2)
            SpLNorm(i,j)=(SpLNorm(i,j-2)...
                +SpLNorm(i,j-1)+SpLNorm(i,j)...
                +SpLNorm(i,j+1)+SpLNorm(i,j+2))/5;
        elseif j == 1
            SpLNorm(i,j)=(SpLNorm(i,length(SpLNorm)-1)...
                +SpLNorm(i,length(SpLNorm))+SpLNorm(i,j)...
                +SpLNorm(i,j+1)+SpLNorm(i,j+2))/5;
        elseif j == 2
            SpLNorm(i,j)=(SpLNorm(i,length(SpLNorm))...
                +SpLNorm(i,1)+SpLNorm(i,j)+SpLNorm(i,j+1)...
                +SpLNorm(i,j+2))/5;
        elseif j == (length(SpLNorm)-1)
            SpLNorm(i,j) = (SpLNorm(i,j-2)...
                +SpLNorm(i,j-1)+SpLNorm(i,j)...
                +SpLNorm(i,j+1)+SpLNorm(i,1))/5;
        elseif j == length(SpLNorm)
            SpLNorm(i,j) = (SpLNorm(i,j-2)...
                +SpLNorm(i,j-1)+SpLNorm(i,j)...
                +SpLNorm(i,1)+SpLNorm(i,2))/5;
        end
    end
end
end

```

Figura 3.2.5: Implementación del algoritmo Media de 5.

- SpLNorm es la matriz que contiene la directividad horizontal o vertical, cuyos valores fueron normalizados con respecto a los valores del nivel de presión sonora obtenidos en el eje del transductor.

```

function [SD] = AdaptaFormato ( MDHf, MDVf )

EjeTercios=[100 125 160 200 250 315,...
            400 500 630 800 1000 1250,...
            1600 2000 2500 3150 4000 5000 6300,...
            8000 10000];

Phy0 = MDHf( 8:28 , 1:37);
Phy90 = MDVf( 8:28 , 1:37);
Phy180 = fliplr(MDHf( 8:28 , 37:73));
Phy270 = fliplr(MDVf( 8:28 , 37:73));

MEase = zeros(72,37);
SD=struct();
for i=1:1:length(EjeTercios)

    MEase(1, : ) = Phy0(i, : );
    MEase(19, : ) = Phy90(i, : );
    MEase(37, : ) = Phy180(i, : );
    MEase(55, : ) = Phy270(i, : );
    field = strcat('Tercio',num2str(EjeTercios(i)), ' ', 'Hz');
    SD.(field) = MEase;

end

end

```

Figura 3.2.6: Implementación del algoritmo Adapta Formato.

- El objetivo del algoritmo AdaptaFormato, es el de proporcionar una estructura de datos que contenga los valores de directividad de un transductor, en cada 1/3 de octava, adaptados al formato .spk, especificado por el *Template* de Excel.
- SD es una estructura de datos que contiene la directividad de un transductor. Cada campo de la estructura equivale a una matriz de directividad para un 1/3 de octava en concreto, en el rango exigido por el formato .spk, es decir desde el 1/3 de octava cuya frecuencia central es 100 Hz hasta el 1/3 de 10 kHz, ambos incluidos.
- MEase corresponde con la matriz de directividad de un transductor para un 1/3 de octava en concreto. Esta matriz es la que deberemos copiar en el *Template* de Excel para su 1/3 de octava correspondiente. Las filas corresponden con los ángulos azimut y las columnas con los ángulos de elevación.
- Phy0, Phy90, Phy180 y Phy270, corresponden respectivamente con los planos de directividad horizontal izquierda y derecha, y los planos de directividad vertical superior e inferior, para todos los tercios de octava en cuestión.

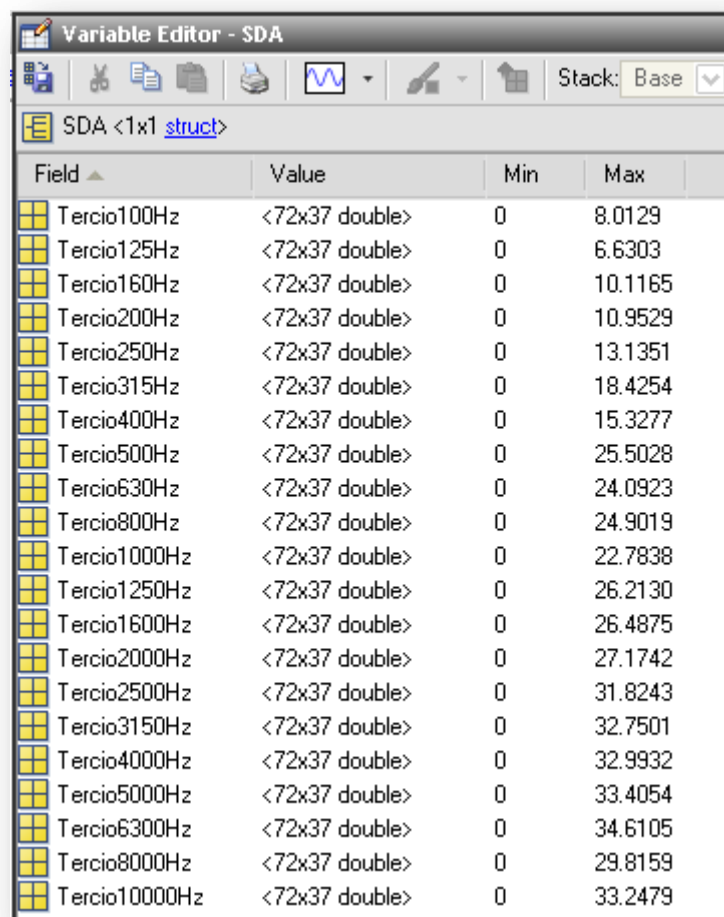
- La matriz MEase se declarará como una matriz de ceros de dimensiones 72 x 37, equivalentes a los ángulos de azimut y elevación respectivamente. A continuación se procederá a rellenar las filas 1, 19, 37 y 55 correspondientes a los planos horizontal izquierda, vertical superior, horizontal derecha y vertical inferior respectivamente, dejando las demás filas a cero. Esto se hará intercalando las filas equivalentes para cada 1/3 de octava de Phy0, Phy90, Phy180 y Phy270, que corresponden respectivamente a los planos mencionados anteriormente.

3.3 IMPORTANDO DATOS A EASE 4.3

En este apartado, se describirán brevemente cuáles son los pasos a seguir para generar un archivo *.spk* en EASE 4.3, a partir de los resultados obtenidos en Matlab.

En primer lugar, se copiarán en el Excel *Template* EASE40_SpeakerModel_Data, los valores de directividad obtenidos en Matlab a partir del archivo M-File (*.m*) ScriptDirectividad. El *Template* en cuestión dispone de 21 hojas de cálculo para los 21 tercios de octava necesarios para generar el archivo *.spk*, en las que se pueden encontrar las tablas de *Attenuation Balloon*, que equivalen a las tablas de directividad proporcionadas por la función ScriptDirectividad.

Esto se hará manualmente, ejecutando la función mencionada, y copiando los valores de directividad en las hojas de cálculo. Para ello, hay que dirigirse a la sección *Workspace* de Matlab en donde se hará doble click en la estructura de salida proporcionada. De este modo, se abrirá el editor de variables obteniendo lo siguiente:



Field	Value	Min	Max
Tercio100Hz	<72x37 double>	0	8.0129
Tercio125Hz	<72x37 double>	0	6.6303
Tercio160Hz	<72x37 double>	0	10.1165
Tercio200Hz	<72x37 double>	0	10.9529
Tercio250Hz	<72x37 double>	0	13.1351
Tercio315Hz	<72x37 double>	0	18.4254
Tercio400Hz	<72x37 double>	0	15.3277
Tercio500Hz	<72x37 double>	0	25.5028
Tercio630Hz	<72x37 double>	0	24.0923
Tercio800Hz	<72x37 double>	0	24.9019
Tercio1000Hz	<72x37 double>	0	22.7838
Tercio1250Hz	<72x37 double>	0	26.2130
Tercio1600Hz	<72x37 double>	0	26.4875
Tercio2000Hz	<72x37 double>	0	27.1742
Tercio2500Hz	<72x37 double>	0	31.8243
Tercio3150Hz	<72x37 double>	0	32.7501
Tercio4000Hz	<72x37 double>	0	32.9932
Tercio5000Hz	<72x37 double>	0	33.4054
Tercio6300Hz	<72x37 double>	0	34.6105
Tercio8000Hz	<72x37 double>	0	29.8159
Tercio10000Hz	<72x37 double>	0	33.2479

Figura 3.3.1: Variables obtenidas en el Variable Editor de Matlab tras ejecutar el algoritmo Script Sensibilidad.

Una vez se acceda a los campos correspondientes a cada 1/3 de octava, se copiará manualmente la matriz de directividad y se pegará en el *Template*. Antes de ello, se ha de habilitar las macros del documento.

En segundo lugar, se procederá a ejecutar un click en el botón *Save data as EASE ASCII file*, situado en la hoja de cálculo del *Template* equivalente al 1/3 de frecuencia central 1000 Hz. Dicho archivo se guardará con extensión *.xhn*.

El siguiente paso será abrir la aplicación de EASE 4.3 y dirigirse al editor de altavoces aplicando el comando File → Main Databases → Speakers Models → SpeakerBase (SPK, DLL Files). Una vez dentro, se importará el archivo *.xhn* generado aplicando el comando File → Import ASCII.

Una vez ejecutado, aparecerá la ventana *Save Speakers Models*, donde se especificará el nombre del archivo y el directorio de trabajo de EASE. Cliqueando *Save All*, quedará generado el archivo *.spk*.

En tercer lugar, se procederá a editar los parámetros calculados. Lo primero será deshabilitar la opción *Symmetric* en Edit → Speaker Model, ya que no se quieren igualar los planos horizontales, dado que se utilizaron los datos de directividad correspondientes a los planos de directividad horizontal izquierda y derecha. Además, se añadirá el nombre del transductor en cuestión en *Speaker Model*.

Posteriormente, se aplicará la opción de computar lóbulo elíptico en el comando Edit → Attenuation Data → Compute Elliptic Lobe.

Por último, se introducirán los resultados obtenidos en Matlab referidos a sensibilidad, impedancia nominal, y a la potencia soportada por el transductor. La potencia soportada por cada transductor se extraerá de las especificaciones, siendo ésta 100 W para el *driver* de agudos, y 800 W para los 2 altavoces de medios. Una vez hecho esto, se calcularán la eficiencia, el factor Q, y las coberturas para cada 1/3 de octava.

Una vez se guarden los cambios, ya se dispondrá del archivo *.spk* que será utilizado en EASE SpeakerLab de cara a poder realizar simulaciones oportunas.

4. MODELADO DEL SISTEMA EN EASE SPEAKERLAB

En este apartado se tratará de explicar cómo se ha realizado el modelado en SpeakerLab de la caja *Top-210* del sistema Hermes de la casa Black-Sound. Como se detalló en el apartado *Medios y equipamiento utilizado* de la segunda sección, la caja *Top-210* consta de 2 tipos de transductores, siendo estos el transductor de medios y el transductor de agudos. El primero se define como el conjunto de 2 altavoces 10G40E de 10" de la casa Beyma, y el segundo como el conjunto del *driver* D16R2425 de 2" de la casa JBL y el guía ondas incorporado en la caja. A continuación se muestra la unidad *Top-210*:



Figura 4.1: Unidad Top-210.*

El proceso consta de 3 partes bien diferenciadas, y son:

- Crear una fuente de sonido: se realizará, para cada transductor, en el módulo *Source Editor*. SpeakerLab generará un archivo en formato *.gss* (*EASE Generic Sound Source*).
- Generar una librería de altavoces: se creará un proyecto tipo *line array* en el que se diseñará la carcasa de la caja, se situarán las diferentes fuentes y se editarán los parámetros tanto acústicos como mecánicos del sistema. El proyecto se guardará con el formato *.xgl* (*Generic Loudspeaker Library*).
- Generar librería de filtros: se generará una librería con todos los filtros disponibles en el procesador a partir de las funciones de transferencia utilizadas en la interfaz diseñada en Matlab.

Una vez realizadas estas 3 partes, se podrán realizar las simulaciones pertinentes a partir de las configuraciones obtenidas en Matlab. El número de cajas, la angulación introducida a cada una de ellas, o el filtrado aplicado, serán parámetros configurables en SpeakerLab. Así, será posible obtener la

respuesta del sistema *line array* a la distancia deseada para poder analizar cómo interactúan el número de cajas elegido.

4.1 CREANDO UNA FUENTE DE SONIDO

Para crear una fuente de sonido en SpeakerLab, es necesario dirigirse al módulo *Source Editor* aplicando File → Source Editor. Aparecerá la siguiente ventana:

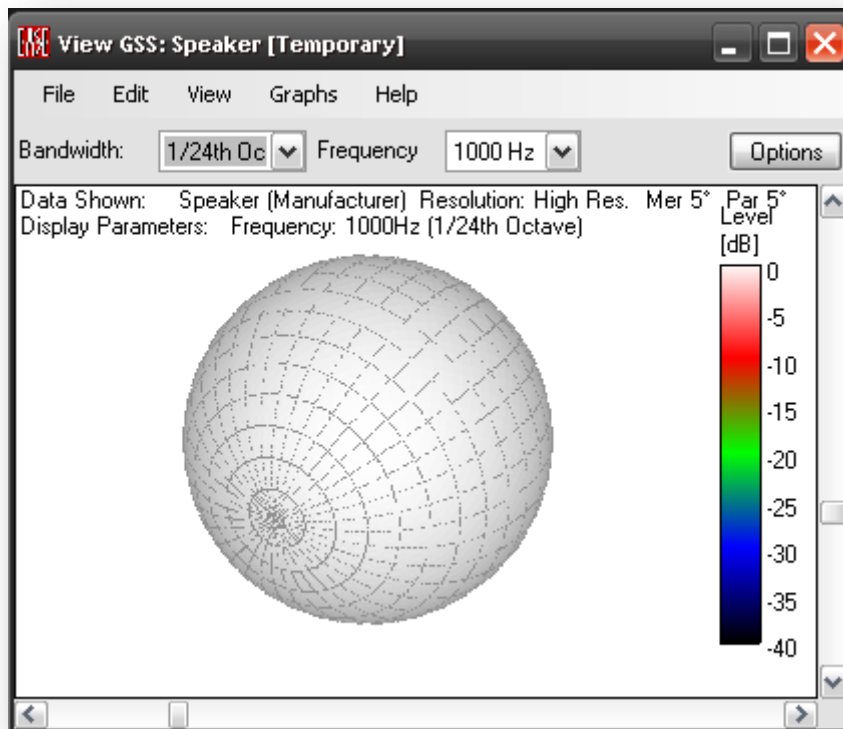


Figura 4.1.1: Source Editor.

Lo primero que se hará será importar el archivo *.spk* generado en EASE 4.3. Para ello se aplicará el comando File → Import, en el que aparecerán los formatos disponibles.

Una vez importado habrá que modificar algunas propiedades. Para ello hay que dirigirse a las propiedades del altavoz aplicando Edit → Properties. En este caso aparecerá una ventana en la que se podrán editar las propiedades generales de la fuente de sonido, la impedancia, la respuesta en frecuencia para una excitación y distancia dadas, el voltaje máximo a la entrada, e informaciones generales de las medidas. En nuestro caso se editará en las propiedades generales el rango en el cual se realizaron las medidas de directividad de los transductores (100 Hz a 10 kHz), el nombre de la fuente y el del fabricante.

Por otro lado, no se editarán los valores de impedancia eléctrica de entrada con respecto a la frecuencia puesto que no se realizaron tales medidas. La impedancia eléctrica en función de la frecuencia no interviene en ningún cálculo, luego se dejará el valor de la impedancia nominal como valor de impedancia eléctrica de entrada para todo el rango de la fuente de sonido.

La pestaña correspondiente a la sensibilidad se muestra a continuación:

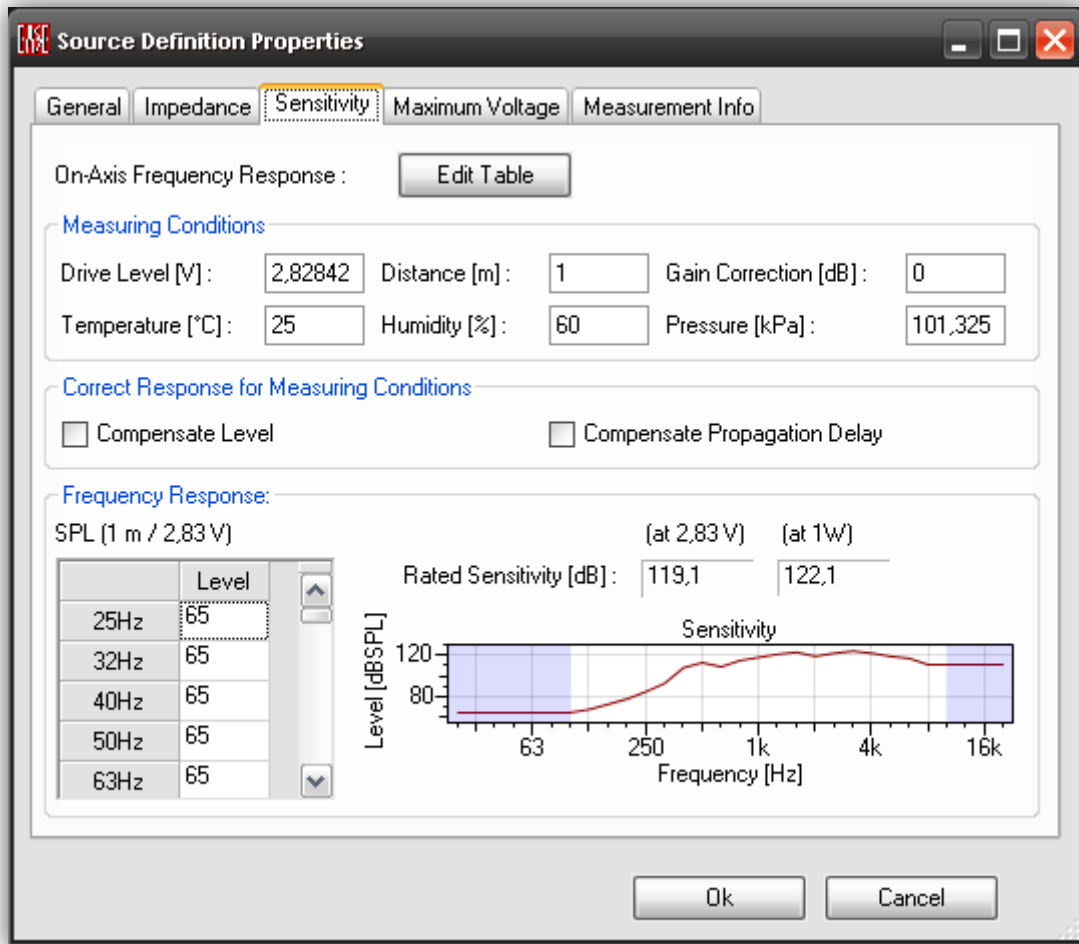


Figura 4.1.2: Opción Sensitivity correspondiente al menú Source Definition Properties.

Como se puede observar, aparecen, en tercios de octava, los valores de respuesta en frecuencia en el eje para una excitación de 2.83 V y a 1 m de distancia. Dichos valores se calculan automáticamente a partir de los valores de sensibilidad que fueron introducidos en el editor de altavoces de EASE 4.3. Los valores fuera del rango especificado en la pestaña general son los mismos que los valores de los tercios fronterizos. Estos valores pueden modificarse pulsando el botón *Edit Table*.

Por defecto aparece el valor de tensión aplicada a la entrada del altavoz, *Drive Level*, para obtener la respuesta en frecuencia de la tabla, y corresponde con 2.83 V. Junto con el parámetro *Gain Correction*, se podrá corregir el nivel de presión sonora radiado en el eje, emulando las condiciones en las que se realizaron las medidas. Para tener en cuenta estas condiciones, se ha de activar la opción de

compensación de nivel, *Compensate Level*, con lo que se dejará desactivada esta opción. Por otro lado, los parámetros de temperatura, distancia de la medida, velocidad del sonido, presión y humedad pueden ser modificados en función de las características atmosféricas cuando se realizaron las medidas. Para que entren en juego se ha de activar la opción de compensación del retardo por propagación, *Compensate Propagation Delay*. Al desconocer algunos de estos parámetros, se dejará desactivada esta opción.

Por último, se tiene la pestaña de máxima tensión de entrada al transductor. En esta pestaña se modificará el máximo voltaje de entrada según las especificaciones del fabricante.

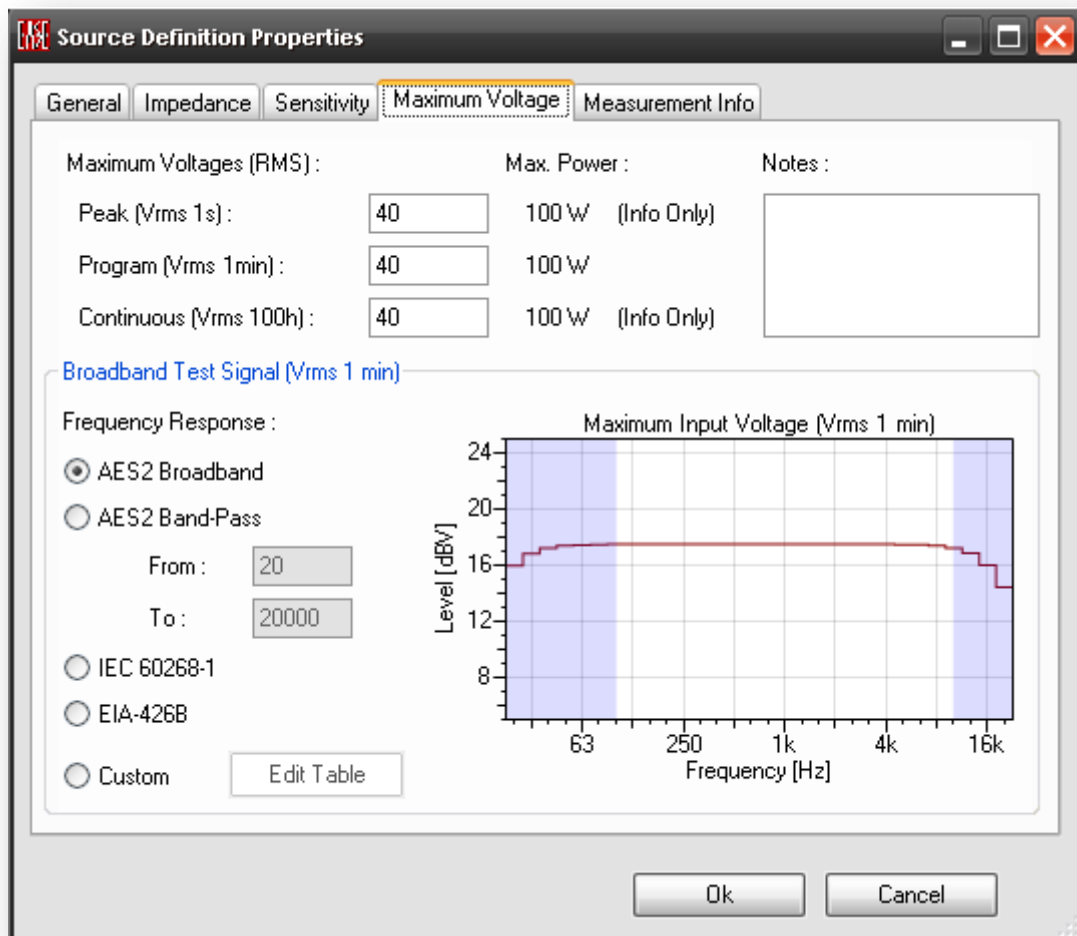


Figura 4.1.3: Opción Maximum Voltage correspondiente al menú Source Definition Properties.

Una vez editadas las propiedades generales de la fuente, se puede comprobar si los datos de directividad importados son los correctos accediendo a las propiedades de directividad. Para ello se ha de aplicar el comando Edit → Balloon, teniendo en cuenta que, en esta ocasión, las filas representan los ángulos de elevación, y las columnas los ángulos azimut. En principio, ningún valor ha de ser modificado.

Una vez editada la fuente es posible visualizar sus características a partir de la opción *Graph*. En dicha opción se dispone, en lo relativo a la directividad de la fuente, de la representación gráfica en 3 dimensiones de la directividad, de los mapas de directividad horizontal y vertical, de la representación de las directividades horizontal y vertical en coordenadas polares, así como de la representación del índice de directividad. Además, también es posible obtener las gráficas de la función de transferencia electroacústica del transductor, la sensibilidad, el voltaje máximo de entrada, la respuesta en frecuencia y el máximo nivel de presión sonora. Cada representación se basa en una excitación diferente:

- Respuesta en frecuencia: se mide en dB de presión sonora y se representa en tercios de octava para la señal de entrada elegida y trabajando a máximo nivel.
- Función de transferencia: se mide en dB y se representa en módulo y fase para una excitación de 2.83 V.
- Sensibilidad: se mide en dB de presión sonora y se representa en módulo para una excitación de 2.83 V a 1 m del origen de coordenadas.
- Máximo nivel de presión sonora: se mide en dB de presión sonora y se representa en tercios de octava para la señal de excitación que corresponde con la máxima tensión de programa promediada durante 1 min, a 1 m de distancia.
- Tensión máxima de entrada: se mide en dBV, se representa en tercios de octava y corresponde con el tipo de señal elegida, en este caso, la señal AES Band-Pass con un ancho de banda de paso de 20 Hz a 50 kHz para evitar la caída a partir de la banda de frecuencia central 6300 Hz. Concretamente corresponde con la tensión de programa promediada con una duración de 1 min.

Una vez modeladas ambas fuentes, se guardarán como archivos *.gss*. A continuación se cerrará el *Source Editor* para crear un nuevo proyecto.

4.2 GENERANDO LIBRERÍA DE ALTAVOCES

Para generar una librería de altavoces con el formato *.xgll* (*Generic Loudspeaker Library*), se deberá crear un nuevo proyecto aplicando el comando File → New Project, que en este caso será de tipo *line array*. Una vez hecho esto, se han de completar 3 fases, siendo la primera especificar los datos generales del altavoz, la segunda especificar los datos acústicos y la tercera los mecánicos. En la primera únicamente se introducirá el nombre interno que se le dará al sistema, el fabricante, etc.

Los datos acústicos se dividen en 3 partes. La primera corresponde con la definición de las fuentes que componen una unidad del *line array*, la segunda corresponde con la parte de filtrado, y la tercera corresponde con el diseño de la carcasa de la caja.

- Definición de fuentes: para definir las fuentes únicamente habrá que seleccionar la ruta correspondiente a las fuentes creadas en el apartado anterior cuyo formato es el *.gss*.
- Filtrado: en esta parte se eliminarán los filtros que aparecen por defecto ya que se añadirán cuando se realicen las simulaciones. Previamente habrá que generarlos como se explica en el siguiente apartado. Para eliminarlos, hay que dirigirse a la parte *Box types*, y definir el filtrado como externo para ambas fuentes. Seguidamente se eliminará en *Filter Groups*, los filtros que aparecen por defecto, como se muestra a continuación:

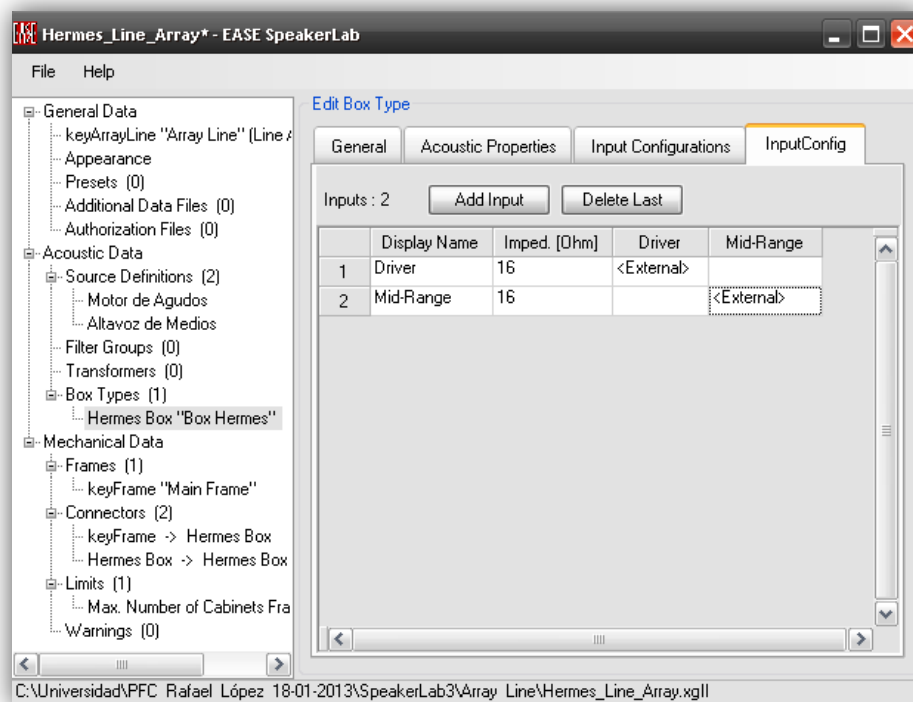


Figura 4.2.1: Menú del proyecto en EASE SpeakerLab. En la pestaña *InputConfig* se han desactivado los filtros.

- Carcasa: para editar la carcasa habrá que generar un archivo en formato *.xed*, en el bloc de notas, a partir del que proporciona el propio *software*. En dicho archivo se introducirán las coordenadas de cada vértice de la caja. Se agruparán en parejas, de tal modo que ambas coordenadas representen el trazo de la coordenada A a la B. El conjunto de trazos ha de seguir un orden que podríamos asimilar con el dibujo de la

carcasa sin levantar el lápiz, es decir, cerrando cada una de las caras, sin repetir ningún trazo.

Utilizando las hojas de características del fabricante se ha generado el siguiente archivo .xed:

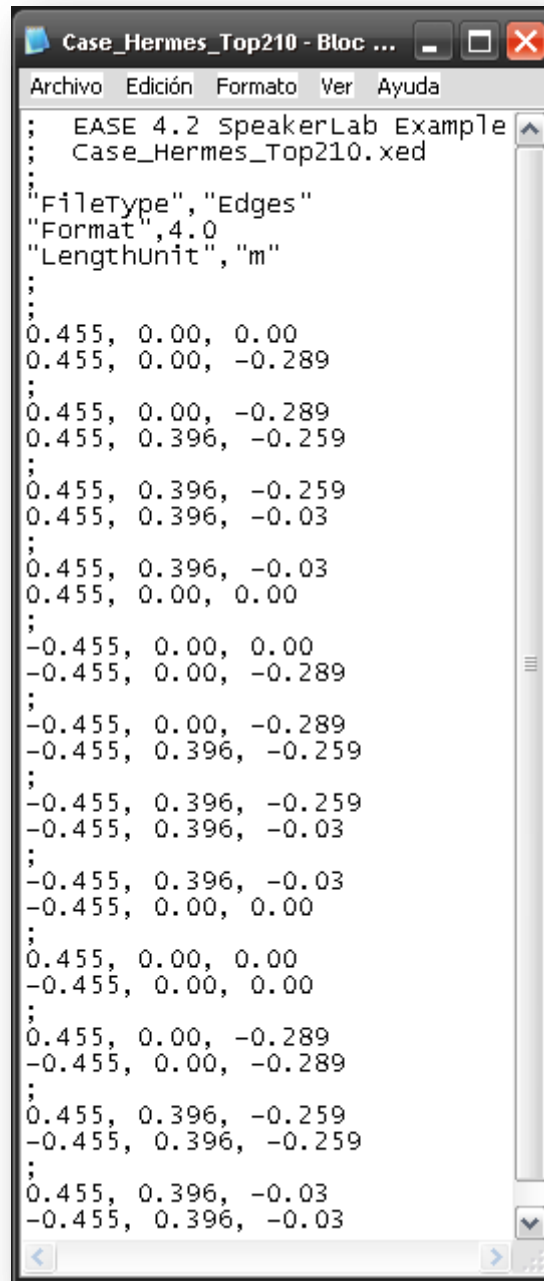


Figura 4.2.2: Archivo .xed correspondiente a la creación de la carcasa.

Una vez generado el archivo, se dará nombre a la carcasa en el apartado *Box Types*. En este caso, el nombre elegido ha sido Hermes Box. Para llamarlo desde el proyecto de SpeakerLab se ha de introducir la ruta en el apartado Box Types → Hermes Box → Edit Case. El centro de masas se ha situado en el origen de coordenadas, el centro acústico y la posición de los transductores se han dispuesto en el

centro efectivo de la caja. El punto de conexión con la siguiente unidad será en el centro de la parte inferior de la caja, como se muestra a continuación:

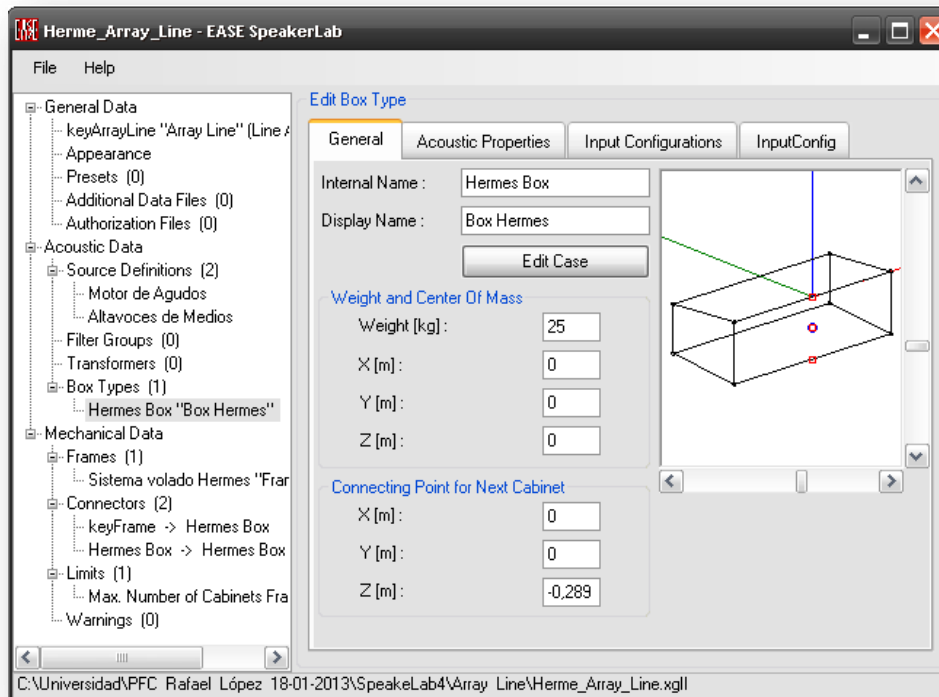


Figura 4.2.3: Parámetros correspondientes al centro de masas de la caja y al punto de conexión.

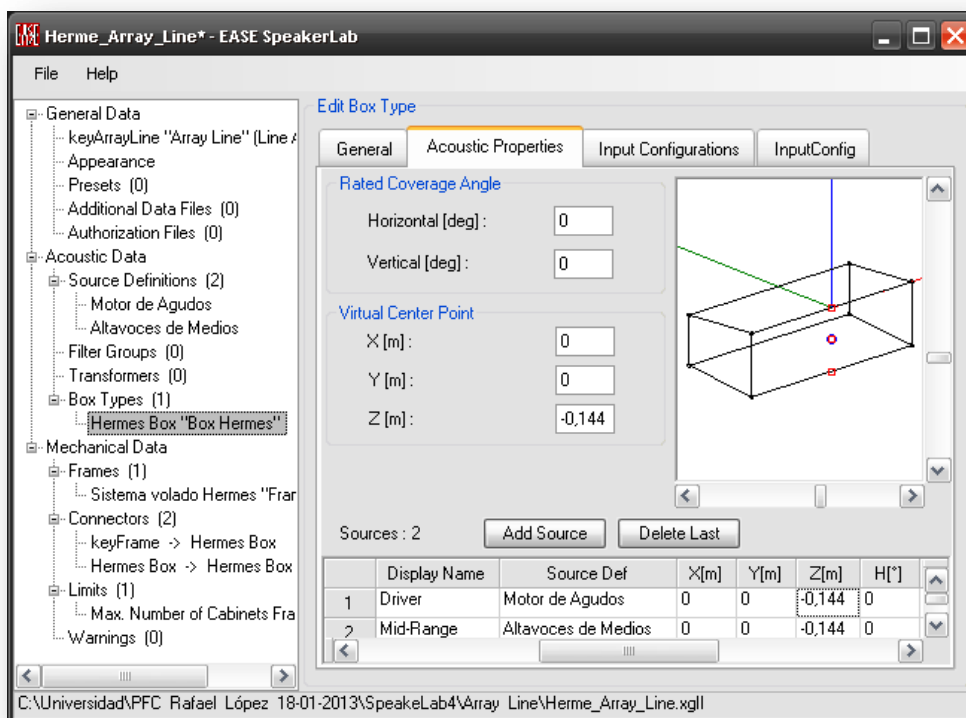


Figura 4.2.4: Parámetros correspondientes a los ángulos de cobertura y al centro acústico de la caja.

Para terminar el proceso de creación de una librería *.xgl*, se han de introducir los datos mecánicos que cuentan con 3 partes. La primera consiste en diseñar el sistema de volado o *Frame*. La segunda consiste en especificar cómo es el anclaje entre cajas, y entre sistema de volado y caja. Por último, se ha de especificar el número máximo de unidades de las cuales puede disponer el sistema.

- *Frame*: para diseñar el sistema de volado se ha de seguir las mismas pautas que para el diseño de la carcasa en el bloc de notas, generando así un archivo *.xed*. Una vez generado se introducirá el *path* correspondiente en el apartado Mechanical Data → Key Frame → Edit Geometry.

Además de esto, habrá que introducir las coordenadas de los *pinpoints* que corresponden con los puntos de conexión entre *frame* y primera unidad. El sistema de volado utilizado por el equipo, es el siguiente:



Figura 4.2.5a: Sistema de volado de las unidades Top-210. *



Figura 4.2.5b: Sistema de volado de las unidades Top-210. *

El *frame* diseñado no se ajusta exactamente al utilizado en la práctica, sin embargo, es totalmente válido al haberse respetado las dimensiones y los puntos de conexión con la unidad. A continuación se muestra el archivo *.xed* generado:

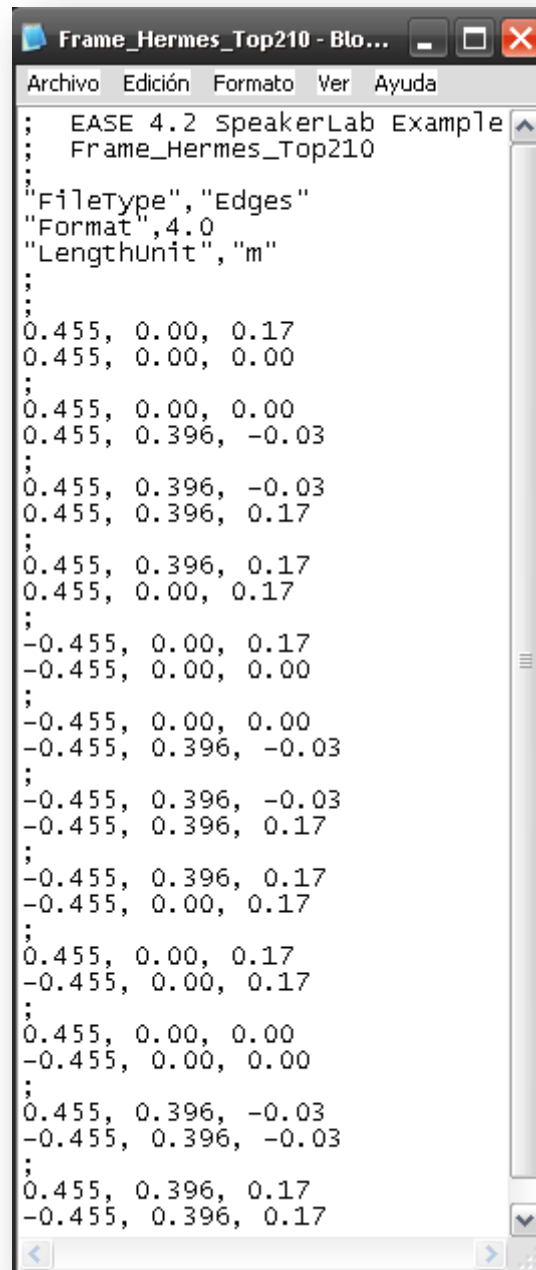


Figura 4.2.6: Archivo *.xed* correspondiente a la creación del *Frame*.

Tanto el centro de masas, como el punto de conexión se han situado en el origen de coordenadas. Los *pinpoints*, o puntos de conexión con la primera unidad *Top-210* se han situado en los vértices inferiores del *frame*. En la práctica están situados unos centímetros más adentro, sin embargo, este hecho no influye determinadamente en los resultados de las simulaciones, por lo que se ha admitido una pequeña desviación. A continuación se muestra lo relativo a la creación del *frame*:

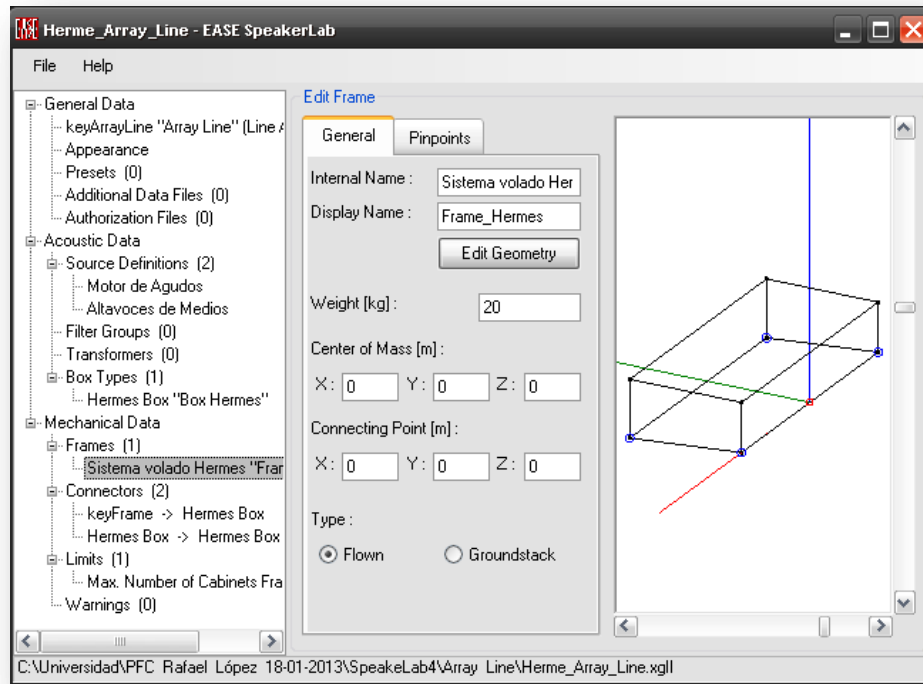


Figura 4.2.7a: Representación gráfica del frame. Centro de masas y punto de conexión.

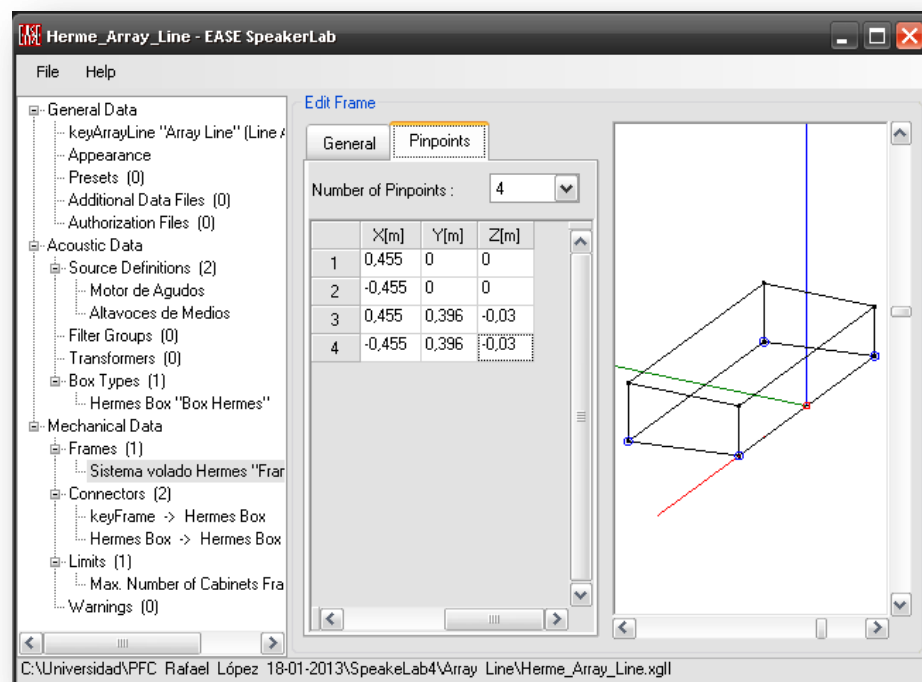


Figura 4.2.7b: Representación gráfica del frame. Pinpoints.

- Anclajes (*Connectors*): en este apartado, se ha de comprobar si el anclaje entre dos unidades y el anclaje entre sistema de volado y una unidad es correcto. Además, se ha

de especificar el número de ángulos disponibles en cada unidad y en el *frame*. Este último dispone únicamente de un punto de angulación a 0°, mientras que la unidad Hermes *Top-210* cuenta con 6 posibles valores, empezando desde 0° de angulación hasta 10° incluido, en pasos de 2°. Para angular las cajas y disponer el *frame* se utilizan pines magnéticos, como a continuación se muestra:



Figura 4.2.8: Anclajes del sistema Top-210.*

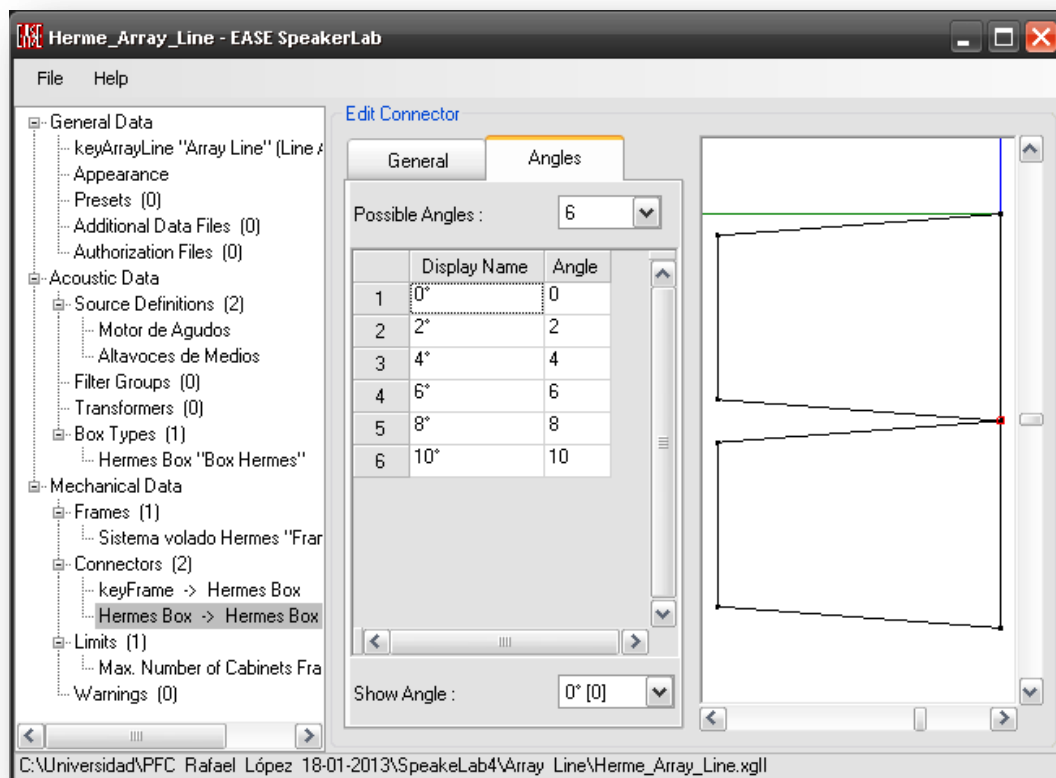


Figura 4.2.9: Angulaciones individuales posibles.

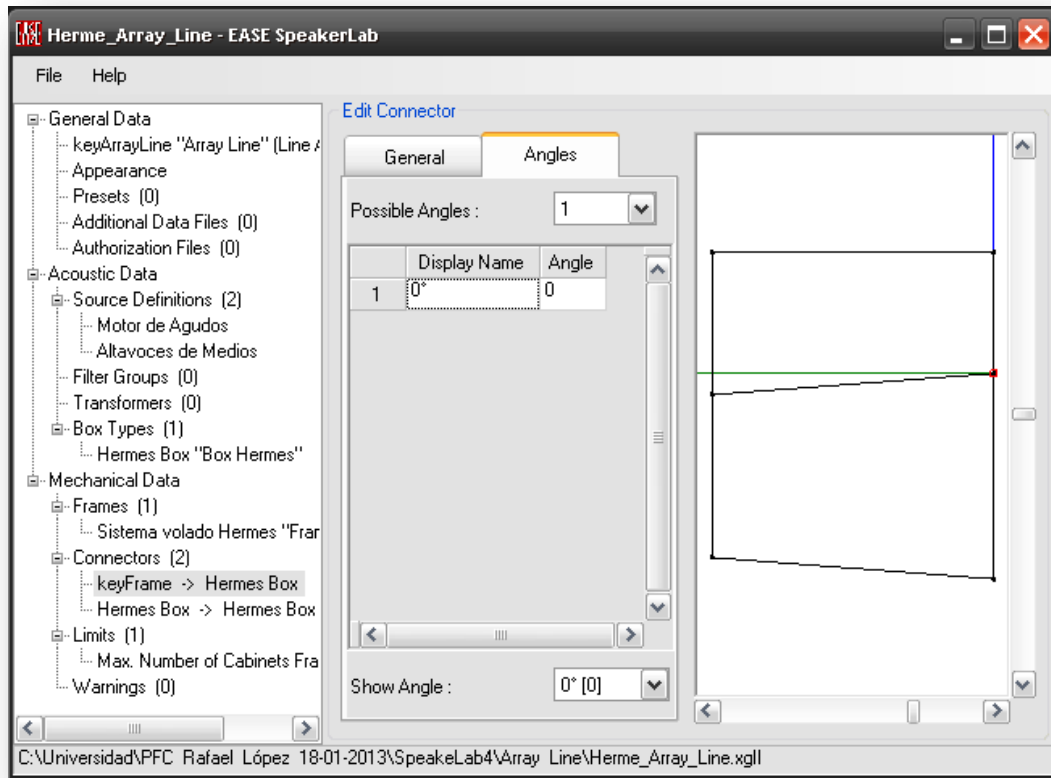


Figura 4.2.10: Angulación del sistema.

- Límite: En esta opción se especificará únicamente el número máximo de unidades Hermes *Top-210* para un sistema monofónico.

Una vez realizados los procesos mencionados, se guardará el proyecto como una librería GLL. Si se ejecuta el comando File → Run GLL, se abrirá el módulo EASE GLL Viewer (*Source Editor*), donde se podrán realizar las simulaciones pertinentes para distintas configuraciones. Sin embargo, antes de poder realizarlas es necesario disponer de las funciones de transferencia de los filtros.

4.3 GENERANDO LIBRERÍA DE FILTROS

Pese a que la interfaz diseñada en Matlab tiene la opción de generar un archivo *.txt* con los valores en módulo y fase de los filtros con una resolución de 1/3 de octava, como se exige en el formato *.xgfb* (uno de los utilizados en SpeakerLab), ha parecido conveniente utilizar las funciones de transferencia medidas en Pulse, de manera que la resolución del filtro utilizado, tanto en módulo como en fase, sea mayor a la especificada en el formato *.xgfb*. Para ello, se ha generado una librería de filtros en el formato *.etx* (EASERA Text Files). Dicho formato admite mayor resolución, lo cual favorece a la hora de realizar las simulaciones. La función de transferencia se ha de copiar manualmente a partir de

los archivos generados en Pulse. Únicamente será necesario utilizar el espectro impar de la función de transferencia y especificar los parámetros *Lines* y *TimeSamples*. Los pasos a seguir son los siguientes:

- Cargar un filtro IIR en el View GLL.
- Guardar Función de Transferencia como EASERA.ext.
- Especificar el correcto *SampleRate*, *TimeSamples* y *Lines*, así como la data del filtro.
- Guardar como archivo .etx.
- Cargar el filtro como FIR / Measured Transfer Function.

A continuación se muestra un ejemplo del formato .etx:

```
* SDA etx
* Version 1. 0. 3 3/14/2013 1:01:56 PM
* Dll-Version 1. 1. 3.8

* Files 1
* FileHeader 1
* Channels 1
* SampleRate [Hz] 40000
* DataType Frequency (Real + Imag)
* DataSubType Transfer Function
* Unit Value
* Complex yes
* X-Values yes
* FileDate 3/14/2013 1:01:56 PM
* Timesamples 12800
* Data 6401 Lines
Hz Value Value
0 0,000111028000000000 0
3,12500000000000 8,49650000000000e-05 -3,82846000000000e-05
6,25000000000000 8,01502000000000e-06 -7,95204000000000e-05
9,37500000000000 -5,27295000000000e-05 -6,89632000000000e-05
12,50000000000000 -0,000108514000000000 -5,08178000000000e-05
15,62500000000000 -0,000180915000000000 -2,68898000000000e-05
18,75000000000000 -0,000243002000000000 1,79422000000000e-06
21,87500000000000 -0,000338453000000000 2,56343000000000e-05
25 -0,000421674000000000 6,39073000000000e-05
28,12500000000000 -0,000543468000000000 0,000122767000000000
31,25000000000000 -0,000641396000000000 0,000189423000000000
34,37500000000000 -0,000758542000000000 0,000275712000000000
37,50000000000000 -0,000875994000000000 0,000380627000000000
40,62500000000000 -0,001001560000000000 0,000496932000000000
43,75000000000000 -0,001185990000000000 0,000626451000000000
46,87500000000000 -0,001287320000000000 0,000792678000000000
```

Figura 4.3.1: Formato .etx.

La librería generada cuenta con 12 tipos de filtros, con distintos órdenes, para cada vía, siendo éstos:

- Butterworth: Orden 1, 2, 3, 4, 8.
- Bessel: Orden 2, 4.
- Linkley-Riley: Orden 2, 4, 8.
- NTM: Orden 4, 8.

Una vez cargados los filtros en una unidad, lo único que habrá que hacer es especificar el número de unidades (*Cabinets*), y View GLL integrará en cada unidad los filtros seleccionados. A continuación se muestra un ejemplo con filtros Linkwitz-Riley de segundo orden:

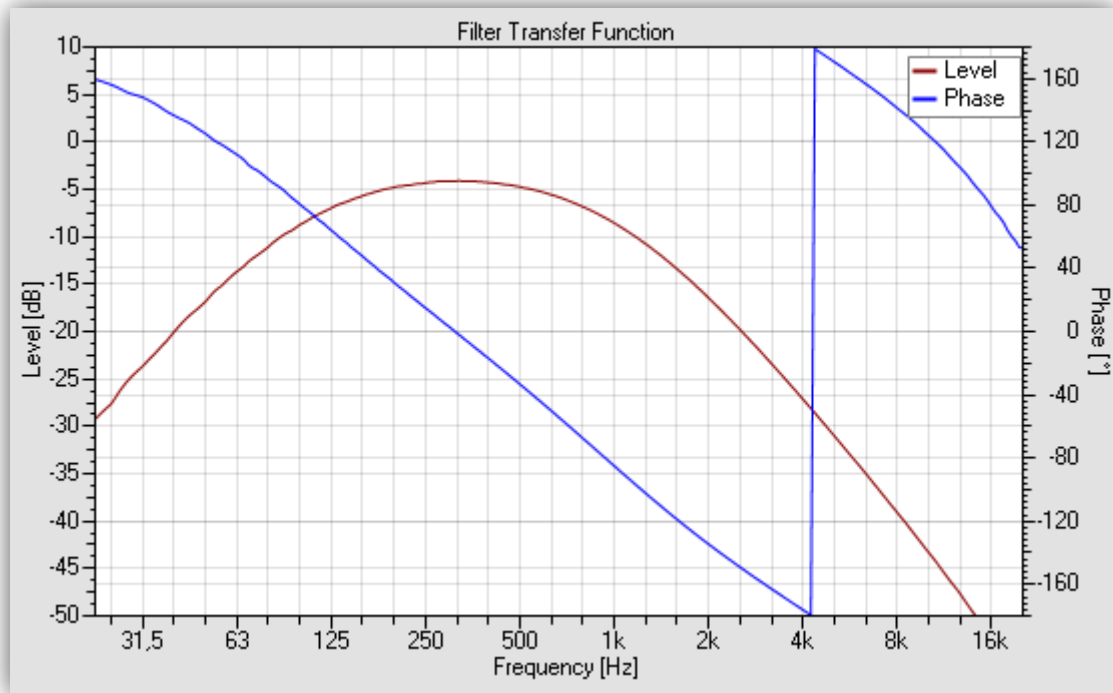


Figura 4.3.2a: Filtrado paso banda tipo LR12 cargado en la unidad Top-210.

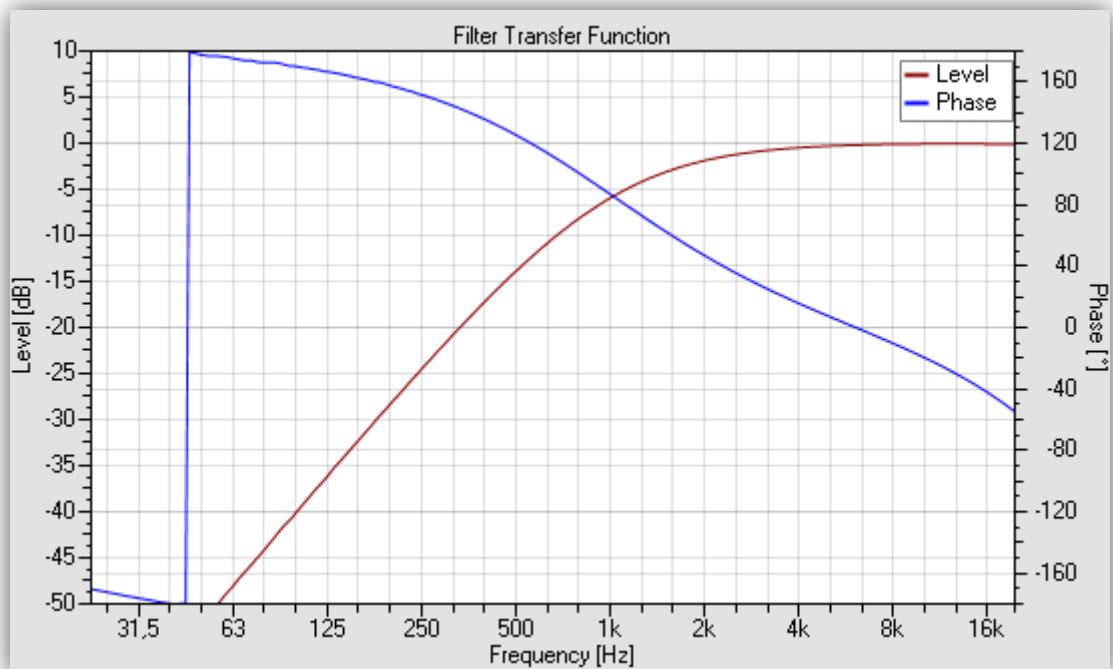


Figura 4.3.2b: Filtrado paso alto tipo LR12 cargado en la unidad Top-210.

Una vez terminado el proceso, se podrán realizar simulaciones a partir de EASE SpeakerLab, en el módulo View GLL, donde se especificarán los filtros empleados, las angulaciones entre el número de cajas seleccionado, y los valores de polaridad, ganancia, y retardo para cada vía, haciendo uso de los resultados obtenidos en la interfaz gráfica diseñada en Matlab. Aplicando el comando Calculate → Balloon, se podrá calcular la respuesta conjunta de todo el equipo en cuanto a directividad, sensibilidad, máximo nivel de presión sonora, y demás parámetros mencionados en el apartado *Creando una fuente de sonido* de esta misma sección.

Una desventaja que presenta EASE SpeakerLab, es que las simulaciones se pueden realizar a cualquier distancia pero en el eje (0, y, 0), por lo que no tiene mucho sentido realizarlas cerca del sistema si este presenta un número considerable de unidades. Por este motivo se harán a una distancia más bien larga de modo que, en la respuesta conjunta del equipo, la contribución de cada unidad sea la misma. Por ejemplo, para una configuración de 8 unidades, las simulaciones se realizarán a unos 10 - 15 m.

Por otro lado, se ha realizado en SpeakerLab otro proyecto con la caja *Top-210*, pero en esta ocasión se trata de un proyecto de una caja de 2 vías. En este caso, la geometría de la carcasa se puede disponer de tal forma que el origen de coordenadas coincida con el centro acústico de la caja. Así, cuando se introduzcan los valores de excitación tal y como se utilizaron en las medidas, y por ejemplo se simule la respuesta de la caja a 1 m, se podrán contrastar los resultados obtenidos con los valores proporcionados por la interfaz de Matlab.

5. ESTRATEGIA Y DECISIONES ADOPTADAS PARA LA OPTIMIZACIÓN DE LOS SISTEMAS DE SONIDO EN UN EVENTO REAL

En el apartado *Métodos de alineamiento en un evento real*, incluido en la segunda sección, ya se constató que los sistemas asimétricos tipo *line array* o cluster tradicional, necesitan de un mayor número de canales para su tratamiento que los sistemas simétricos. Este es el escenario real a la hora de optimizar el sistema completo del grupo *Esmeralda On Tour*, cuya configuración habitual es la mostrada a continuación:

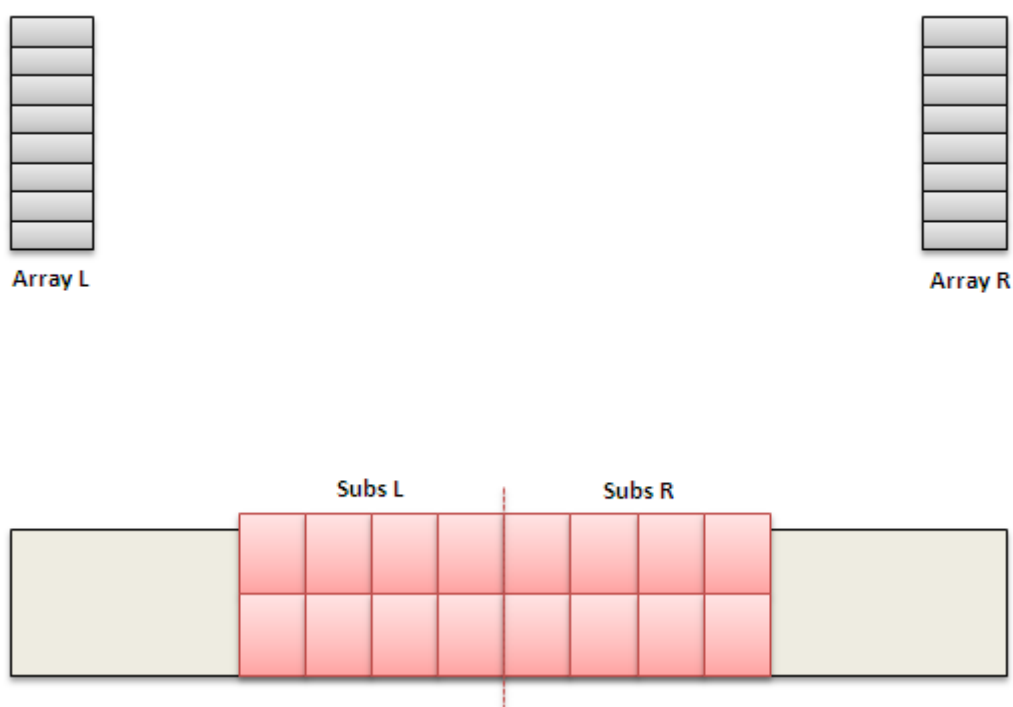


Figura 5.1: Configuración habitual del montaje del sistema de sonido del grupo *Esmeralda On Tour*.

La disposición de los subgraves se denomina arreglo frontal, y es más beneficiosa que la que consiste en disponerlos en los extremos del escenario (arreglo lateral), debajo del *line array*, ya que se evita la formación de los famosos pasillos. Sin embargo, resulta evidente la falta de nivel de subgraves en el eje de cada *line array*, por lo que en esta zona la imagen sonora es gobernada por el *line array*.

Como puede observarse, el sistema completo se basa en dos señales fuente, L y R, que provienen de la mesa de PA, alimentando ocho unidades *Top-210* y ocho *Spider Evolution* cada una de ellas. El *line array* está formado por unidades *Top-210* de dos vías, por lo que, junto con las unidades de subgraves, se necesitan como mínimo tres canales de procesamiento para las señales L o R. Al disponerse de dos procesadores *Omnidrive fds-366t*, es habitual utilizar la configuración LMHLMH en cada uno de ellos, empleando solamente tres canales de procesamiento por dispositivo y dejando otros tres libres por si pudiera darse alguna avería en cualquiera de ellos. Se tienen por tanto 3 vías a cada lado, graves, medios y agudos, por lo que las etapas de potencia van a trabajar en modo paralelo, ya que una única

señal alimenta sus dos canales en un rango de frecuencias específico. La configuración habitual del conexionado es la siguiente:

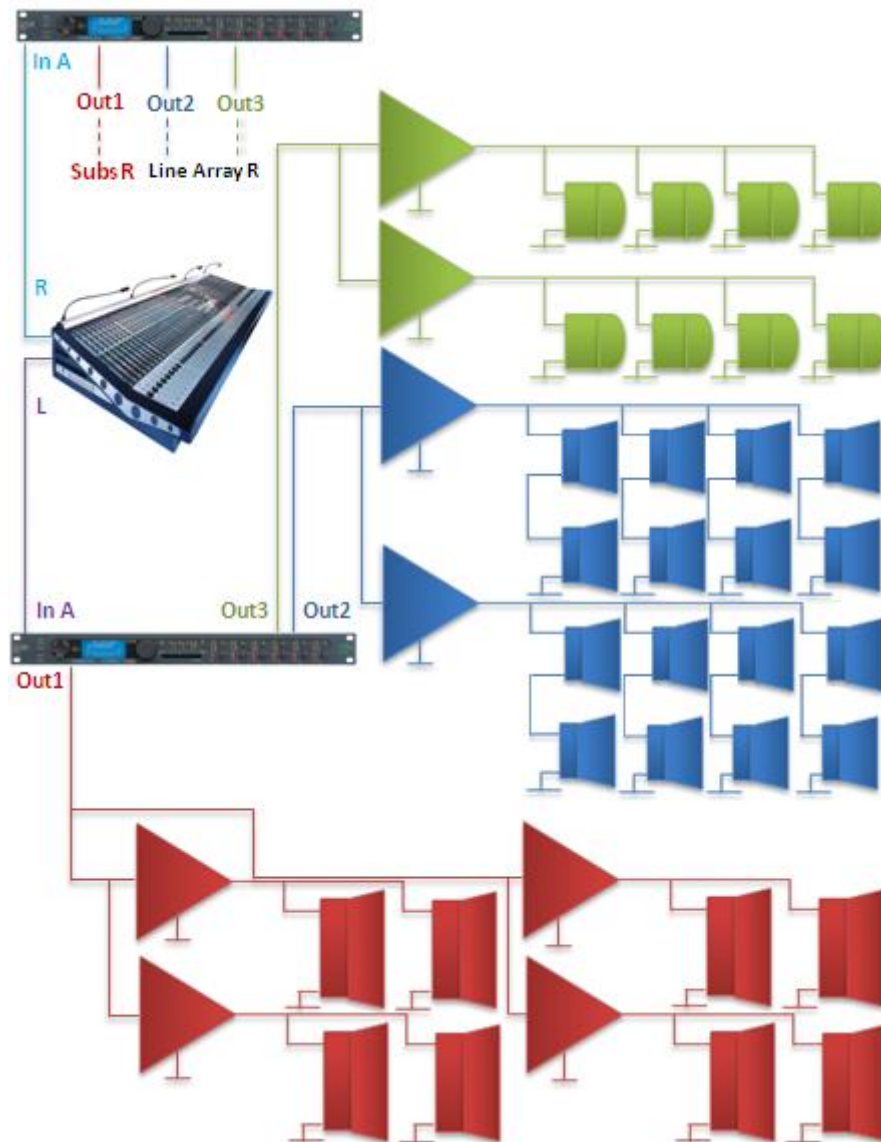


Figura.5.2: Configuración habitual del conexionado del sistema.

La señal que proviene de la mesa de PA se conecta a cada rack de etapas situado a cada lado del escenario. Cada uno de ellos va a disponer de un procesador y cuatro etapas de potencia. Tras ser procesada la señal en graves, medios, y agudos, se conectan las salidas del procesador a sus respectivas etapas de potencia, alimentando el arreglo completo y los subs.

Se utilizará la *UL-3000* para agudos, la *UL-9000* para medios, y dos *UL-7000* para graves (figura 5.3). Cada canal de la etapa de agudos alimentará cuatro motores, mientras que cada canal de la etapa de medios va a alimentar cuatro parejas de altavoces. Así, las cuatro cajas de arriba van a ser alimentadas con un canal de la etapa de medios y otro de agudos. Lo mismo sucede para las cuatro cajas

de abajo. Los canales de las etapas de graves van a alimentar, cada uno de ellos, dos unidades *Spider Evolution*.

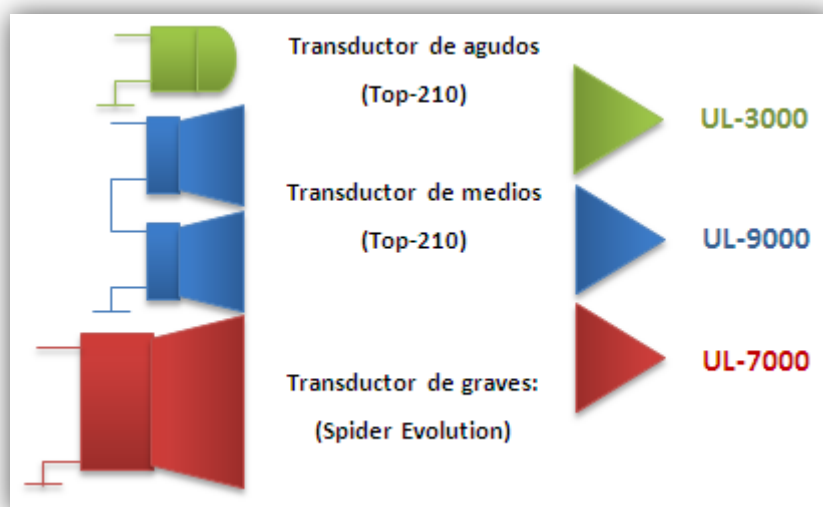


Figura 5.3: Modelos de las etapas de potencia utilizados para alimentar los distintos transductores.

Según Bob McCarthy, para poder llevar a cabo la calibración y optimización de arreglos acoplados asimétricos se necesita un número máximo de canales de procesado. En este caso, el sistema es multiamplificado, por lo que el número de canales viene determinado por la configuración de las etapas de potencia. Es decir, para la vía de agudos de uno de los arreglos, solamente se dispone de una etapa de potencia y por lo tanto de dos canales con dos señales distintas si se utiliza el modo de trabajo estéreo, o una única señal si se utiliza el modo de trabajo paralelo. Lo mismo ocurre para la vía de medios. Por lo tanto, como máximo se dispondría de dos canales de procesado para cada vía de medios y agudos. Para la vía de graves se dispondría como máximo de cuatro canales de procesado, ya que la amplificación se realiza a través de dos etapas de potencia. Esto limita ciertamente el rango de actuación. ¿Cuáles son las posibles alternativas?

El hecho de desaprovechar tres vías en cada procesador hace pensar en una nueva configuración en la que se disponga de un mayor número de canales de procesado. Las diferentes configuraciones en cada procesador *Omnidrive fds-366t* son las siguientes:

- LMHLMH: Configuración estéreo triamplificada.
- LLMMHH: Configuración estéreo triamplificada.
- LHLHLH: Configuración triple biamplificada.

En este caso, se va a descartar la última ya que se suele utilizar para monitores de escenario. El conexionado de las configuraciones estéreo es el siguiente:

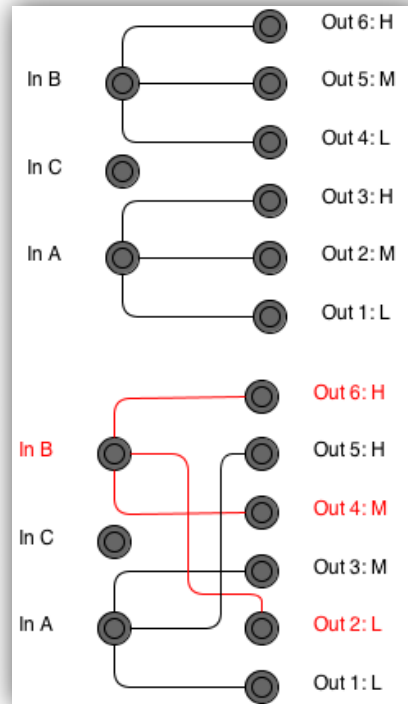


Figura 5.4: Conexión de las configuraciones estéreo del procesador.

La configuración de la amplificación limita a ocho canales de procesamiento por lado. En cada procesador se dispone de seis como máximo, por lo que se ha decidido utilizar todos los canales disponibles en modo LLMMHH. Esta opción es la más adecuada para obtener el máximo número de canales. Se tienen, por lo tanto, dos canales para el procesamiento en graves, dos para el de medios y dos para el de agudos.

Como se puede observar en la figura anterior, para procesar seis salidas se necesitan dos señales de entrada. En este caso se dispondrá la misma señal en In A que en In B. La conexión se realizará a través de un link de señal situado en el panel trasero del rack de etapas. De este modo se utilizan todos los canales de procesamiento disponibles en el procesador, casi alcanzando el máximo número de canales disponibles impuesto por la configuración de los amplificadores.

El modo de trabajo de las etapas de potencia necesita ser modificado en las vías de medios y agudos. Ahora van a trabajar en modo estéreo. La potencia aportada será la misma que en el modo paralelo. Sin embargo, cada canal será alimentado por una señal distinta.

Los canales M (Out 3 y 4) y H (Out 5 y 6) alimentarán el *line array*, mientras que los canales L (Out 1 y 2) alimentarán los subs. Por ello, se ha dividido el sistema *line array* en dos secciones o subsistemas, y se han denominado Top y Bottom. El arreglo de subgraves se ha dividido en dos subsistemas, Subs L y Subs LC para el lado izquierdo, y Subs R y Subs RC para el lado derecho, ya que el

modo de trabajo de las etapas de graves sigue siendo en paralelo, al disponer únicamente de dos canales de procesamiento y dos etapas. Así, la configuración queda del siguiente modo:

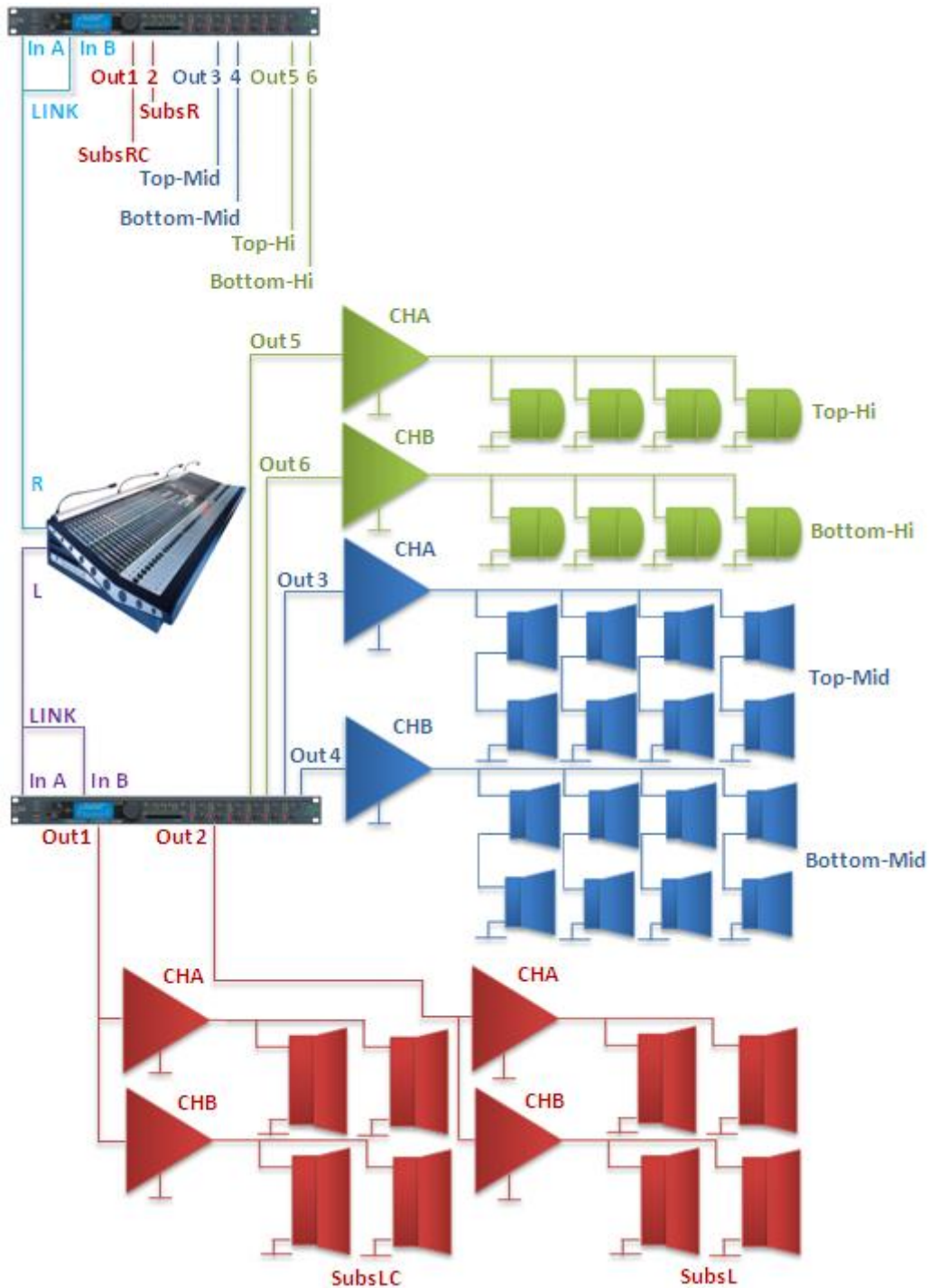


Figura 5.5: Configuración del conexionado para la obtención del mayor número de canales de procesamiento.

- Canal de procesamiento L1 (Out 1) se conecta a la primera etapa de potencia *UL-7000* que trabaja en paralelo. Cada canal de la etapa alimenta 2 unidades *Spider Evolution* correspondientes al subsistema denominado Subs LC.

- Canal de procesado L2 (Out 2) se conecta a la segunda etapa de potencia *UL-7000* que trabaja en paralelo. Cada canal de la etapa alimenta 2 unidades *Spider Evolution* correspondientes al subsistema denominado Subs L.
- Canal de procesado M1 (Out 3) se conecta al canal A de la etapa de potencia *UL-9000* que trabaja en estéreo. Este canal alimenta a las 4 unidades *Top-210* de arriba en el rango de medios. A este subsistema se le denomina Top-Mid.
- Canal de procesado M2 (Out 4) se conecta al canal B de la etapa de potencia *UL-9000*. Este canal alimenta a las 4 unidades *Top-210* de abajo en el rango de medios. A este subsistema se le denomina Bottom-Mid.
- Canal de procesado H1 (Out 5) se conecta al canal A de la etapa de potencia *UL-3000* que trabaja en estéreo. Este canal alimenta a las 4 unidades *Top-210* de arriba en el rango de agudos. A este subsistema se le denomina Top-Hi.
- Canal de procesado H2 (Out 6) se conecta al canal B de la etapa de potencia *UL-3000*. Este canal alimenta a las 4 unidades *Top-210* de abajo en el rango de agudos. A este subsistema se le denomina Bottom-Hi.

Además de modificar la matriz de procesado, se ha modificado la disposición de los subsistemas de modo que sea posible obtener un recubrimiento más homogéneo en graves:

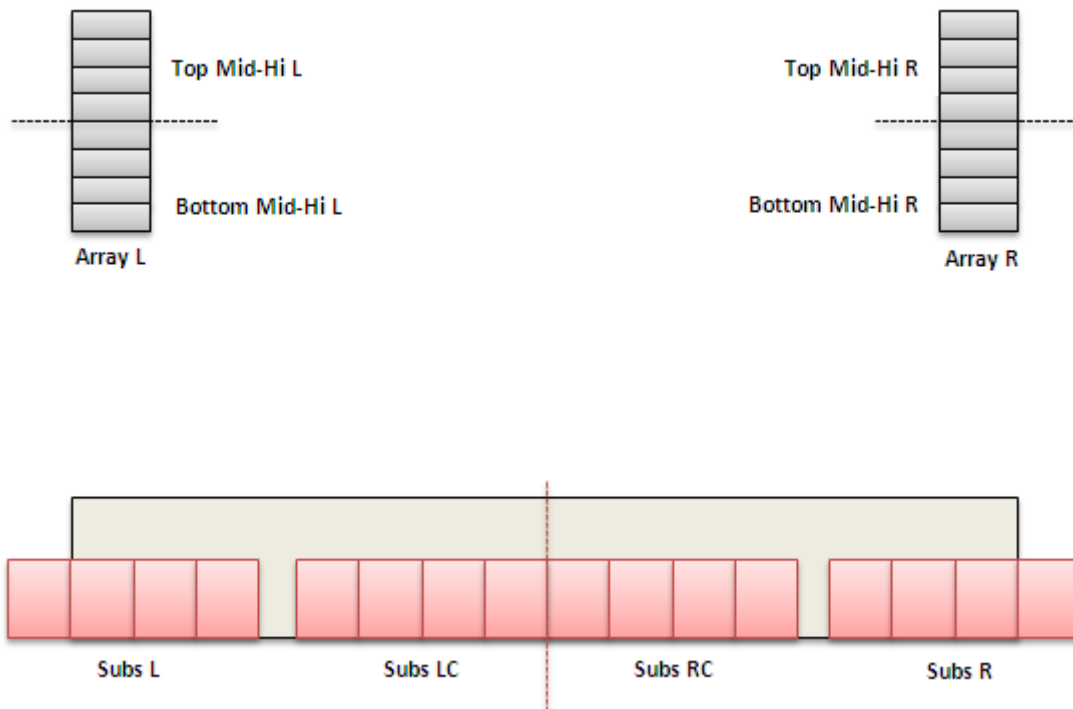


Figura 5.6: Configuración ideal del montaje de los subsistemas para la obtención de un mayor recubrimiento en graves.

La idea es evitar una acumulación excesiva de energía en el área del centro geométrico de la disposición, repartiéndola a lo largo del escenario. La intención de disponerlos en línea, separados en tres bloques, es de cubrir en los extremos las áreas situadas a lo largo del eje del *line array*.

En el apartado *Geometría de la suma*, incluido en la segunda sección, ya se constató que el factor determinante en el recubrimiento, para una frecuencia en concreto, es la proporción del desplazamiento entre altavoces respecto a la longitud de onda. A medida que el desplazamiento de las fuentes se incrementa, va apareciendo mayor lobulado a ambos lados del eje central geométrico. Si se quiere evitar el lobulado, la distancia de separación entre centros acústicos, para dos subsistemas colindantes, no ha de superar el 60 % de la longitud de onda de la frecuencia de cruce. Esto se puede apreciar en la siguiente figura en la que se muestra un ejemplo en Mapp Pro para el cual se han utilizado cuatro unidades de subgraves Meyer de tipo 700-HP radiando en el ancho de banda relativo de 1/24 de octava de frecuencia central 99.2 Hz:

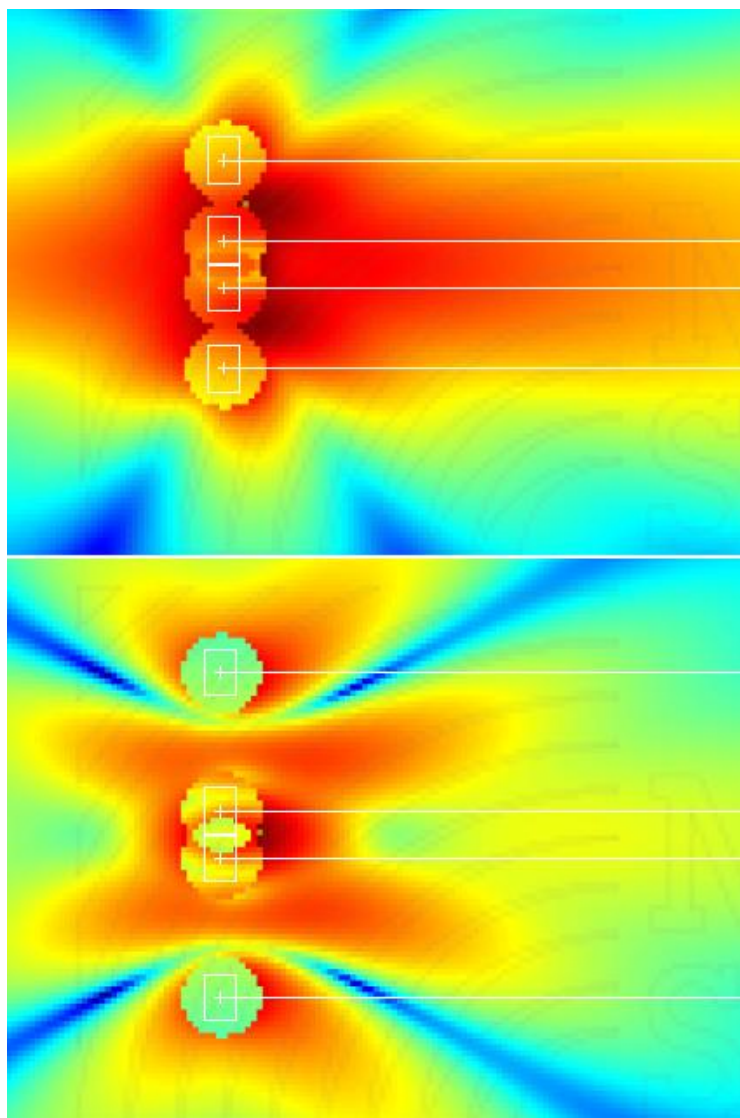


Figura 5.7: Simulaciones en Mapp Pro, a partir de unidades 700-H. Arriba, las unidades distan de un 60% de la longitud de onda de la frecuencia 99.2 Hz. Abajo, la separación es de una longitud de onda.

En la figura de arriba la proporción entre longitud de onda y separación de unidades es del 60%, mientras que en la de abajo la separación entre unidades equivale a una longitud de onda. Se puede apreciar como en la figura de arriba comienzan a formarse lóbulos a los lados. En la figura de abajo queda patente la formación de pasillos. Bajo estas condiciones, se ha decidido enfocar el montaje de los subsistemas de subgraves de forma que la separación entre estos no supere el 60% de la longitud de onda de la frecuencia de cruce. Con los canales de procesamiento dedicados a los subsistemas de graves se tratará de mejorar el recubrimiento a partir de los parámetros de nivel y retardo.

En este caso, la frecuencia de cruce entre graves y medios es 100 Hz, lo que implica que si se estima una temperatura ambiente de 15°C, se tiene que:

$$c = 331,5 + 0,6 \cdot T = 331,5 + 0,6 \cdot 15 = 340.5 \text{ [m/s]}$$

$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{340.5}{100} = 3.405 \text{ [m]}$$

$$b = 0.6 \lambda = 2.04 \text{ [m]}$$

Siendo b la máxima separación entre subsistemas que corresponde con el 60 % de la longitud de onda de la frecuencia 100 Hz.

El *show* dio comienzo a las 12:00 de la noche, por lo que el valor de velocidad de propagación fue escogido a modo orientativo debido a que en el transcurso del montaje se desconocía la temperatura que iba a hacer al anochecer. Al final resultó ser más baja la estimación que la temperatura ambiente bajo la cual se desarrolló el evento, que fueron 18° C. En cualquier caso, es el parámetro que menos influye ya que un incremento de 10°C implica un desplazamiento de 4 cm.

Por exigencias del *show*, en el que los cantantes y músicos hacen uso de los subgraves dispuestos delante del escenario, subiéndose en ellos para acercarse y entrar en contacto con el público, nos hemos visto obligados a disponer los subs en tres bloques, juntando en el centro los subsistemas Subs LC y Subs RC, como muestra la figura anterior. Esta ha parecido ser la alternativa más eficiente para solventar tal exigencia, respetando siempre que la máxima distancia entre subsistemas de graves no sea superior a los 2.04 m.

En las figuras siguientes se muestra la modificación de la disposición de los subsistemas de subgraves en el evento en cuestión, correspondiente a un concierto de la banda *Esmeralda On Tour*, celebrado en el auditorio municipal de Porzuna, provincia de Ciudad Real, en mayo de 2013:



Figura 5.8: Foto del montaje del grupo Esmeralda On Tour, para el concierto celebrado en Porzuna.



Figura 5.9: Foto del montaje una vez modificada la configuración de los subsistemas de subgraves.

Por otro lado, el ingeniero o técnico de mezcla ha de tener en cuenta que, para esta configuración, es necesario mantener la coherencia lo máximo posible entre subsistemas de graves y entre *arrays*, en el rango de baja frecuencia. Una idea que funciona es la de mantener el control panorámico de los canales de la mesa de PA centrado, para los canales cuyo rango en frecuencia esté contenido en la vía de graves. De este modo, la señal radiada será la misma para el rango de graves en todos los subsistemas de baja frecuencia. El cruce entre las vías de medios y graves se produce a 100 Hz con lo que los canales a los que no se suelen aplicar filtros paso alto por encima del cruce, se han de mantener centrados en la imagen sonora. Esto reduce la sensación de estéreo, pero al radiar los sistemas de graves la misma señal al mismo nivel, beneficiará la obtención de alineamiento acústico en las posiciones pertinentes.

La configuración definitiva ha quedado de la siguiente manera:

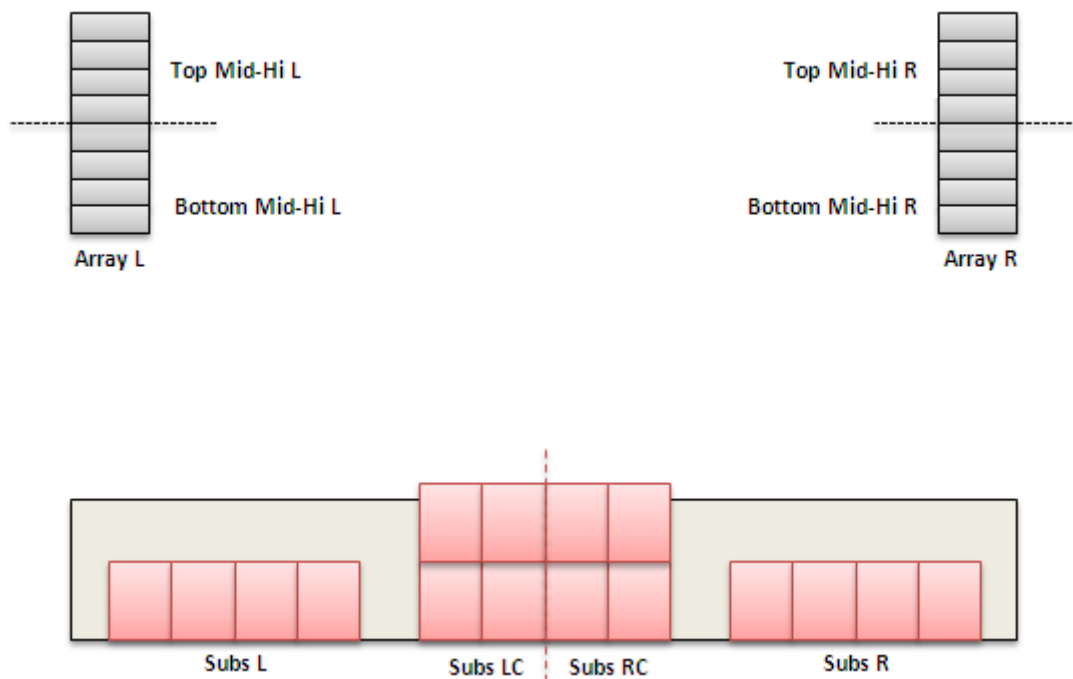


Figura 5.10: Configuración definitiva de los subsistemas.

Ha parecido interesante conectar las salidas pares a los subsistemas Bottom Hi-Mid y Subs L, que procesan la entrada In A, ya que se encuentran relativamente cerca entre ellos respecto al eje del *line array*, por lo que los valores de *delay* deberían resultar más parejos. Lo mismo ocurre para los subsistemas Top Hi-Mid y Subs LC conectados a las salidas pares que procesan la entrada In B.

Una vez planteadas las modificaciones en los canales de procesado y en el montaje de los subsistemas, se van a plantear la estrategia y las pautas que se han seguido para continuar con el proceso de calibración y optimización. En principio, la estrategia se basa en los métodos propuestos por Bob McCarthy, expuestos en el apartado *Métodos de optimización en un evento real* de la segunda

sección, aunque se tomarán en cuenta las demás proposiciones. Para el ajuste de los sistemas *line array* se definirán los siguientes puntos:

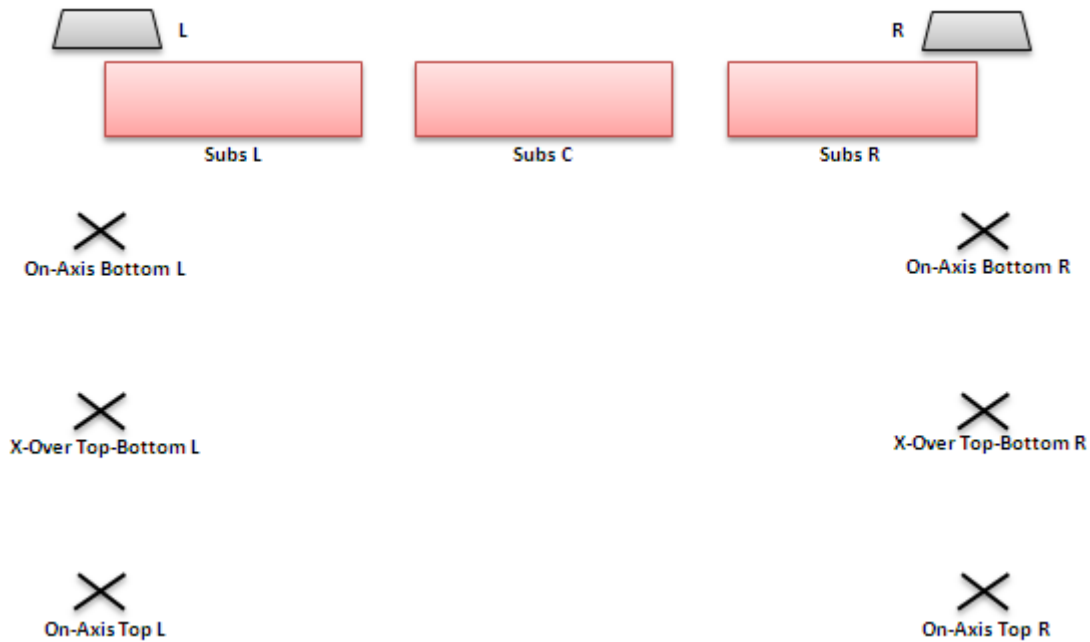


Figura 5.11: Vista en planta del montaje y posiciones de medida para el ajuste de los sistemas *line array*.

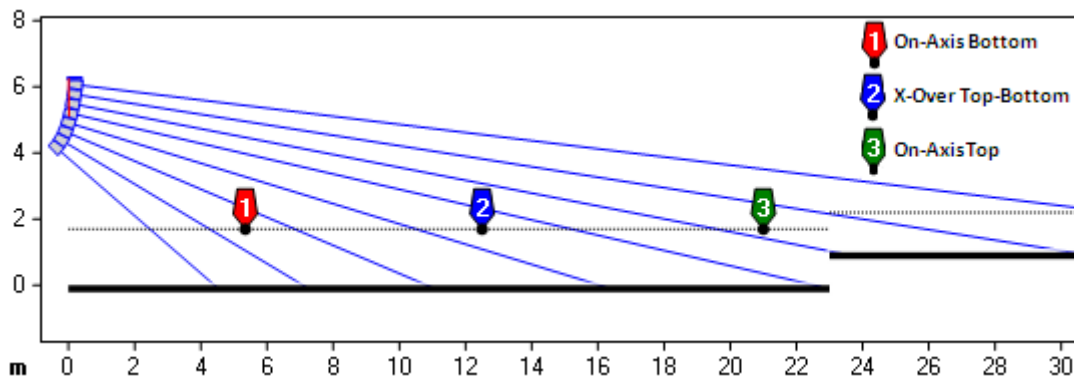


Figura 5.12: Vista de perfil del montaje.

Todas las gráficas de las repuestas medidas in situ serán almacenadas para poder utilizarlas posteriormente. El orden de operaciones de calibración vertical para ajustar los arreglos *line array* por separado es el siguiente:

- Ajuste de las posiciones de los subsistemas Top y Bottom mediante el *software* de predicción EASE Focus I, determinando la angulación relativa entre las cajas en cada uno de ellos, la inclinación global del arreglo y la altura a la cual será volado, los niveles entre subsistemas teniendo en cuenta que se dispone de dos canales de procesamiento por rango espectral, y los puntos correspondientes a las posiciones On-Axis Top, On-Axis Bottom, y X-Over Top-Bottom. Se ha de obtener la mínima varianza espectral y de nivel entre las posiciones On-Axis y X-Over. Para ello se visualizará la respuesta en

frecuencia relativa y se utilizarán los valores del nivel de presión sonora en banda ancha obtenidos, admitiendo ± 6 dB de variación entre las posiciones On Axis Bottom y On-Axis Top. Se determinará también la posición relativa, en el eje x, de la mesa de PA basándose en el mismo criterio de variación espectral y admitiendo una variación de ± 3 dB con respecto a las posiciones On-Axis. Este proceso se ha realizado horas antes del montaje ya que los valores obtenidos son aproximados y han de ser verificados in situ.

- Antes de realizar las medidas, se aplicará la técnica de Joan La Roda, de retrasar todos los subsistemas 20 ms de modo que sea posible adelantar o retrasar cada uno de ellos. Esto se realizará en todas las salidas de cada procesador.
- Ajuste inicial de los niveles de cada subsistema a partir del *software* de medición Smaart Live 7. Para el ajuste de nivel se utilizará el método *Ajuste de Nivel* propuesto por Bob McCarthy y expuesto en el apartado *Métodos de Optimización en un evento real* incluido en la segunda sección. Las medidas se realizarán en las posiciones On-Axis Top y On-Axis Bottom, ajustando el nivel relativo entre medios y agudos, y haciendo que el nivel proporcionado por la sección Bottom sea el mismo que el de la sección Top en sus respectivas posiciones On-Axis. Se Partirá de los valores iniciales obtenidos en la simulación. Los ajustes de nivel se realizarán en las salidas Out 3 y Out 5 para ajustar la relación de niveles de medios y agudos en el subsistema Top, y en las salidas Out 4 y Out 6 para el subsistema Bottom de cada procesador.
- Si fuera requerido, alineamiento de fase entre las vías de un mismo subsistema en las posiciones On-Axis Top y Bottom. Para ello se utilizará el *Método de Alineamiento de fase* expuesto en el apartado *Métodos de alineamiento* incluido en la segunda sección. Los ajustes de alineamiento de fase se realizarán en las salidas Out 3 y Out 5 para ajustar la relación de fases en las frecuencias de cruce de medios y agudos en el subsistema Top, y en las salidas Out 4 y Out 6 para el subsistema Bottom, de cada procesador.
- Si fuera requerido, ajuste inicial de ecualización en las posiciones On-Axis de cada subsistema. Para ello se utilizará el *Procedimiento de ecualización AA* propuesto por Bob McCarthy y expuesto en el apartado *Métodos de Optimización en un evento real* incluido en la segunda sección. Los ajustes de ecualización se realizarán en la entrada In A para ajustar la imagen espectral en el subsistema Top, y en la entrada In B para ajustar la imagen espectral en el subsistema Bottom, de cada procesador. La ecualización no será dinámica sino fija o permanente por lo que la función DEQ de las entradas ha de estar desactivada.

- Alineamiento temporal entre subsistemas en la posición de X-Over Top-Bottom. Para ello se utilizará el *Método de alineamiento de temporal* expuesto en el apartado *Métodos de alineamiento* incluido en la segunda sección. El valor de retardo se introducirá en las parejas de salida Out 3 y Out 5 correspondientes al subsistema Top, o bien en las parejas de salida Out 4 y Out 6 correspondientes al subsistema Bottom, ya que se están alineando los subsistemas del *line array*. Si alguna de las salidas contiene algún retardo a causa del desalineamiento entre vías de agudos y medios en las posiciones On-Axis Top u On-Axis Bottom, únicamente habrá que sumar el obtenido.
- Si fuera requerido, reajuste de niveles para minimizar la varianza entre las posiciones X-Over Top-Bottom, On-Axis Top y On-Axis Bottom. Esto se va a realizar en las salidas 3 a 6, ambas incluidas.
- Si fuera requerido, reajuste de ecualización combinada para minimizar la varianza espectral entre las posiciones X-Over Top-Bottom, On-Axis Top y On-Axis Bottom. Los ajustes de ecualización se realizarán en las entradas In A e In B, empleando el *Procedimiento de ecualización AB*.

Una vez calibrados los sistemas *line array* por separado se procederá a calibrar los cuatro subsistemas de subgraves a partir de los cuatro canales de procesamiento disponibles. Se han definido tres puntos On-Axis y dos puntos X-Over para dichos sistemas. Todos ellos se encuentran más próximos a los subsistemas. La calibración se realizará a la misma altura.

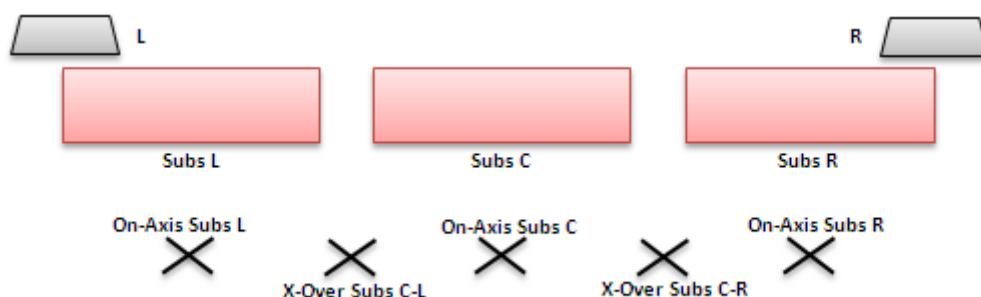


Figura 5.13: Vista en planta del montaje y posiciones de medida para el ajuste de los subsistemas de subgraves.

El orden de operaciones de calibración horizontal para ajustar los arreglos de subgraves es el siguiente:

- Ajuste de nivel en las posiciones On-Axis de cada subsistema. El procedimiento será el mismo que el empleado para los *line array*, de manera que se obtenga el mismo nivel en las posiciones On-Axis correspondientes a los subsistemas Subs L y Subs R cuando

radian de manera individual. Para los subsistemas Subs LC y Subs RC se ajustarán los niveles de manera que en la combinación de ambos se obtenga el mismo nivel que los otros dos por separado. Así, se tienen tres fuentes de subgraves, Subs L, Subs R, y Subs C, radiando al mismo nivel en sus respectivos ejes. Intuitivamente y ya que no se dispone de ningún *software* de predicción para las unidades *Spider Evolution*, se introducirá en primera instancia -6 dB en las salidas Out 1 de cada procesador, y se observará qué ocurre.

- Alineamiento de fase entre subsistemas en sus correspondientes posiciones X-Over. Para ello se utilizará el *Método de Alineamiento de fase*. Se tomarán los subsistemas Subs LC y Subs RC como una única fuente central, en la cual se ajustará el retardo con respecto a los de los extremos. De este modo se asegurará suma constructiva en el *crossover* espacial de los subsistemas de graves. Será el subsistema central el que retrasemos respecto a los otros dos. Al ser la disposición simétrica se ha de aplicar el mismo valor de retardo a las salidas Out 1 de ambos procesadores, aunque esto será verificado.
- Si fuera requerido, ajuste inicial de ecualización en las posiciones On-Axis de cada subsistema. Para ello se utilizará el *Procedimiento de ecualización AA* en el que se comparará la respuesta en frecuencia para las posiciones On-Axis cuando los subsistemas radien de manera individual y cuando se combinen. Para ajustar la imagen espectral, la ecualización se realizará en las entradas In A e In B. La ecualización será de tipo permanente.
- Si fuera requerido, reajuste de niveles para minimizar la varianza entre las posiciones X-Over Subs C-L, X-Over Subs C-R, On-Axis Subs C, On-Axis Subs L y On-Axis Subs R. La disminución de nivel en los subsistemas sin separación angular se traduce en una reducción de la potencia y un ensanchamiento del patrón de directividad, que es precisamente lo que se persigue. Sin embargo, no posibilita el igualar el ancho de haz de baja frecuencia en todo su rango que es lo que tratan de alcanzar configuraciones tipo *End fire*, o métodos de dos elementos en línea o de estacado invertido. Para poder emplear alguno de estos métodos es necesario disponer de un gran número de canales de procesado, por lo que con los canales de procesado disponibles no se ha visto otra forma mejor de optimizar la respuesta conjunta.
- Si fuera requerido, reajuste de ecualización combinada para minimizar la varianza espectral entre las posiciones X-Over Subs C-L, X-Over Subs C-R, On-Axis Subs C, On-Axis Subs L y On-Axis Subs R.

Una vez ajustados los subsistemas de graves, cuando radien todos de manera simultánea, se considerará como una única fuente. Lo mismo ocurre con los sistemas *line array*. El siguiente paso consiste en alinear los sistemas en un área lo más grande posible. En la zona donde el alineamiento sea perfecto y la varianza espectral mínima, se situará la mesa de mezclas. Para ello, se empezará con los dos sistemas *line array*. Se han definido los siguientes puntos:

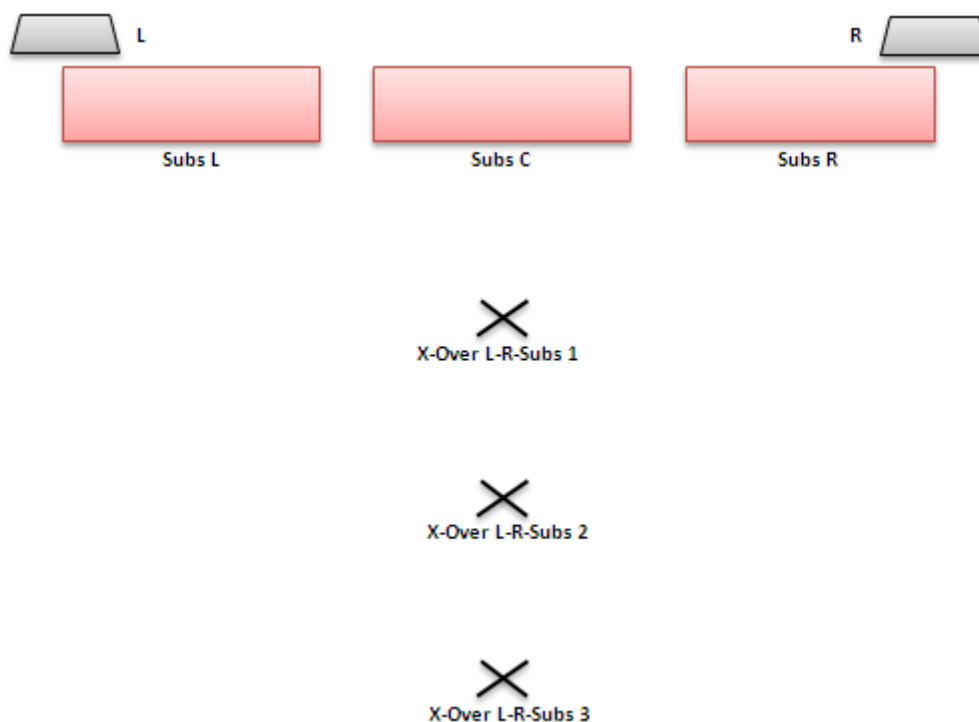


Figura 5.14: Vista en planta del montaje. Posiciones para el ajuste del sistema completo.

- Se medirá la respuesta al impulso de los sistemas por separado a lo largo del área de audiencia en tres posiciones representativas X-Over L-R. A partir de la diferencia de tiempos de llegada, se aplicará el método de alineamiento temporal en la zona en la que se vaya a disponer la mesa de mezclas, tratando siempre de encontrar una solución de compromiso entre las tres posiciones. En principio, al estar los sistemas *line array* dispuestos de forma simétrica, el desajuste temporal ha de ser mínimo, y puede deberse a un desajuste en los subsistemas. Los retardos se aplicarán en ambos procesadores para las salidas Out 3 a Out 6 incluidas, ya que de introducirlos en las entradas afectarían a las vías de graves. Si alguna de ellas ya tuviera retardo, le sumaremos el valor obtenido. De este modo, se mantendrá la relación Top-Bottom.
- A continuación se añadirá el sistema de subgraves. Si fuera requerido, reajuste de niveles entre sistemas *line array* y arreglo completo de subgraves, en las posiciones X-Over L-R-Subs, tratando de encontrar una solución de compromiso que cumpla una mínima varianza de nivel entre las tres posiciones y evite descompensación de nivel en el espectro, es decir entre graves, medios y agudos. Si el nivel que se desea modificar

es el del *line array*, se ajustará en las salidas Out 3 a 6 ambas incluidas, respetando la relación de nivel Top-Bottom. Si por el contrario se aplica al sistema de subgraves, se hará en las salidas Out 1 y 2 de ambos procesadores, respetando también la relación de nivel entre subsistemas.

- Ajuste de *delay* entre los sistemas *line array* y los sistemas de subgraves en las posiciones X-Over L-R-Subs. En una primera instancia, se hará uso del método propuesto por Charles Hughes, expuesto en el apartado *Métodos de Optimización en un evento real* incluido en la segunda sección, en el que se decidirá qué zona se quiere alineamiento perfecto, considerando los criterios de ± 1 dB y ± 2 dB de variación, de modo que a la frecuencia de cruce se obtenga la mínima varianza de nivel en las distintas posiciones. Si este método no diera resultado, se aplicará alineamiento de fase en el área elegida. De nuevo, se intentará encontrar una solución de compromiso que satisfaga el criterio de mínima variación espectral y de nivel en el eje geométrico del sistema completo. El retardo se aplicará a todo el sistema de subgraves, Out 1 y 2 en ambos procesadores, de manera que se mantengan las relaciones temporales entre Subs L, Subs R y Subs C.

Por último se llevará a cabo el proceso de verificación.

- Si fuera requerido, reajuste de nivel y de ecualización combinada para minimizar la varianza de nivel entre las posiciones X-Over L-R-Subs, Off-Axis L-R-Subs, y X-Over Top-Bottom.
- Reajuste del alineamiento si fuera requerido para minimizar la varianza espectral entre las posiciones X-Over L-R-Subs, Off-Axis L-R-Subs, y X-Over Top-Bottom, a la frecuencia de cruce entre sistemas. Este proceso es el más delicado ya que cualquier cambio de alineamiento modificará el *crossover* espacial a una posición desconocida, por lo que será necesario reiterar la verificación en varias ocasiones.

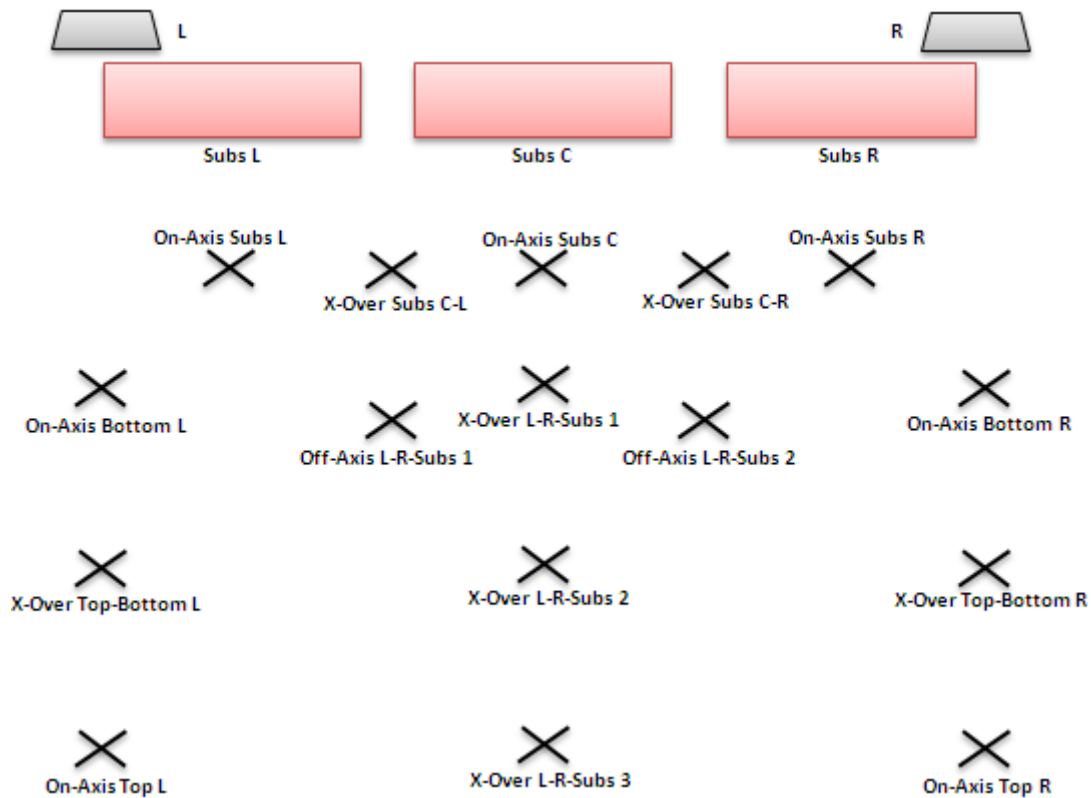


Figura 5.15: Vista en planta del montaje en la que se muestran todas las posiciones de medida.

Un aspecto importante es la altura a la que se posicionará el micrófono. Las pautas que McCarthy propone para tomar una decisión a la hora de escoger la altura a la que se posicionará el micro, son las siguientes:

- Evaluar el trayecto de la señal desde el altavoz al micro.
- Si el camino tiene cambios menores entre las condiciones actuales y las condiciones del *show*, no es necesario tomar acciones especiales.
- Si el camino tiene una condición local especial, como un pasillo directo hasta el micro, mover el micro una distancia mínima requerida para reducir el efecto local.
- Si el suelo va a cambiar drásticamente, abandona la posición a la altura de la cabeza y usa el método de posicionar el micro en el suelo.

Las medidas se han realizado en el montaje del show *Esmeralda On Tour 2013*, celebrado en el auditorio municipal de Porzuna, provincia de Ciudad Real. Dicho recinto es cerrado y el suelo no cuenta con ningún cambio pendiente, siendo este completamente llano, por lo que la condición número 4 no puede darse. Por suerte, la condición número 2 sí se cumple, por lo que, finalmente, el método utilizado será el de posicionar el micro a la altura de los oídos. La altura media escogida ha sido 1.7 m.

Una configuración de medida aplicada *motu proprio*, ha sido la de situar material absorbente debajo del pie de micro. Para ello, se ha utilizado una lámina de 2 x 3 metros de lana de roca. Con esto se tratará de evitar el recoger en las medidas las reflexiones más importantes del sistema bajo test. Hay que recordar que cuando el público entre en el recinto, las reflexiones irán desapareciendo, por lo que conviene que las condiciones de medida sean lo más parecidas a las del *show*.



Figura 5.16: Material absorbente tipo lana de roca empleado en las medidas.

6. MEDIDAS REALIZADAS EN SMAARTLIVE 7

Para realizar medidas in situ, con el sistema completo montado, y una vez elegida la configuración, se ha utilizado el *software* Smaart Live 7 de la casa Rational Acoustics. La configuración introducida en cada procesador se especificará en la sección de resultados dado que los valores de los parámetros se han obtenido a partir de la interfaz diseñada, y serán modificados en función de los resultados de las medidas in situ.

En este apartado se esclarecerá el equipo de medida utilizado y la configuración en el *software* para llevar a cabo los diferentes tipos de medidas. La obtención de la latencia será útil a la hora de corregir la respuesta en fase de las funciones de transferencia utilizadas en la interfaz diseñada.

El tipo de medidas in situ realizadas corresponden con funciones de transferencia, respuestas al impulso, y autoespectros, por lo que es necesario el uso de un micrófono de medida y un portátil con una tarjeta de sonido DSP externa. El micro utilizado ha sido el *ECM-8000* de la casa Behringer, y la tarjeta utilizada ha sido la *828 MKII* de la casa Mark Of The Unicorn (más conocida como *MOTU*). A continuación se muestran:



Figura 6.1: Tarjeta de sonido 828 MKII de MOTU.*



Figura 6.2: Micrófono de medida ECM-8000 de Behringer.*

Según las especificaciones, la respuesta del micrófono es considerablemente plana además de contar con un diagrama polar de directividad prácticamente omnidireccional. Sin embargo, se sabe que esto no es cierto para todas las frecuencias, aunque no se realizará ninguna corrección al respecto.

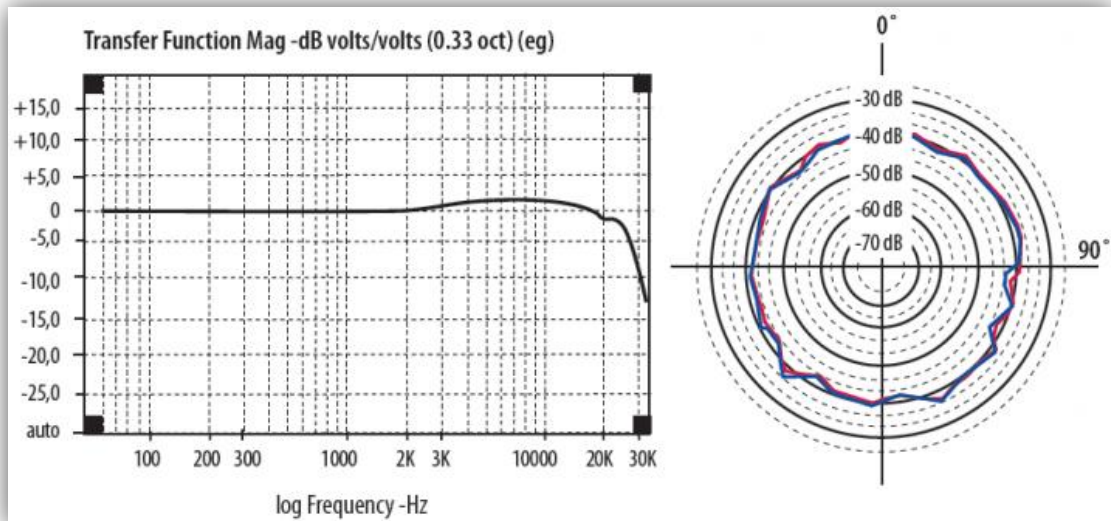


Figura 6.3: Respuesta en el eje y patrón de directividad para las frecuencias 500 Hz y 1 kHz, del micro ECM-8000.*

La tarjeta de sonido cuenta con ocho entradas y ocho salidas balanceadas en conexión Jack denominadas *Analog IN/OUT*, dos previos con conexión *combo* XLR - Jack balanceada denominadas *Mic/Instrument IN*, además de otras dos salidas con conexión Jack balanceada denominadas *Main OUT*. Para este caso se utilizarán los previos de entrada para realizar las funciones de transferencia puesto que poseen un conmutador de alimentación fantasma para el micro de medida, y dos de las ocho salidas analógicas.

6.1 OBTENIENDO LA LATENCIA DEL PROCESADOR OMNIDRIVE FDS-366T

Antes de realizar cualquier medida es necesario conocer la latencia de la tarjeta ya que se trata de un elemento de procesamiento digital. Para ello, es necesario realizar una función de transferencia que compare la salida eléctrica del procesador con la entrada a dicho dispositivo. La función de detección de *delay* en Smaart (herramienta *Delay Finder*), va a proporcionar, a partir de la coherencia entre ambas señales, el retardo producido por la conversión A/D y D/A. Es necesario por tanto realizar la conexión entre la salida del procesador y una entrada a la tarjeta, que va a corresponder con la señal de medida, y conectar la salida de la tarjeta a otra entrada de la misma, realizando una conexión en bucle, que va a corresponder a la señal de referencia. Las salidas de la tarjeta utilizadas han sido las *Analog 1* y *2*, siendo esta última la dispuesta en conexión bucle. En ambas salidas de la tarjeta se ha de tener ruido rosa, por lo que es necesario configurar el generador de Smaart en un ancho de banda de 20 Hz a 20 kHz. La salida *Out 1* se conectará al procesador en el que no existirá ningún tipo de filtrado, cambio de polaridad, o ganancia, de tal manera que se tendrá la misma señal en las salidas *Out 1*, *2* y *3*, con el retardo correspondiente a la latencia del dispositivo. Para este caso se ha elegido la salida *Out 1*, y será

la que se conecte a la entrada *Mic/Instrument 1* de la tarjeta. A continuación se muestra el diagrama de conexionado:

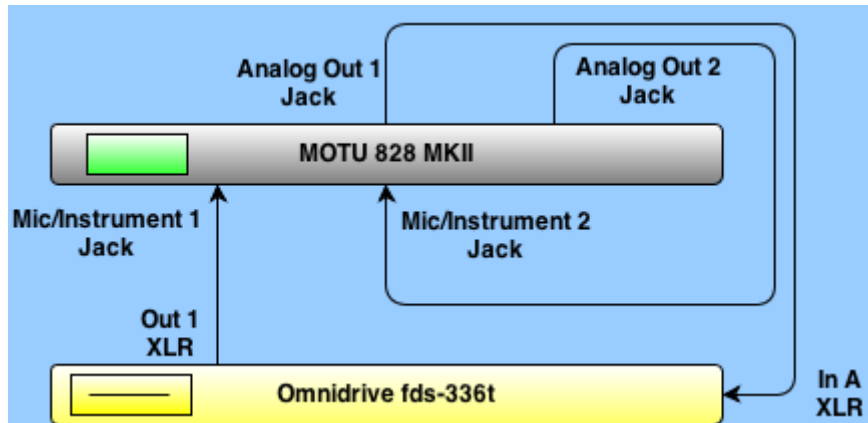


Figura 6.1.1: Diagrama de conexionado para la obtención de la latencia del procesador a través de Smaart Live 7.

Para configurar la medida en Smaart Live 7, lo primero que se hará al abrir el programa es ejecutar el comando Options → Audio Device Options, en donde se elegirán los *drivers* ASIO con los que debe trabajar el *software*, tanto para entradas como para salidas:

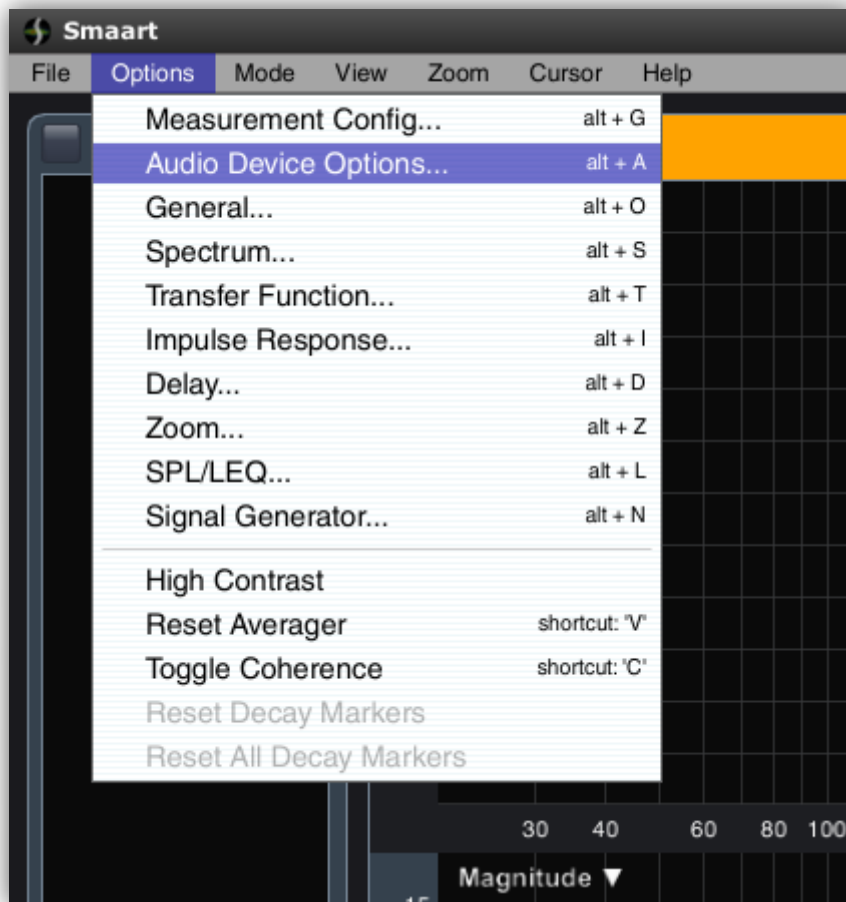


Figura 6.1.2: Menú Options de Smaart Live 7.

Al desplegarse el menú, se elegirán tanto para entradas como para salidas, los *drivers* ASIO de MOTU:

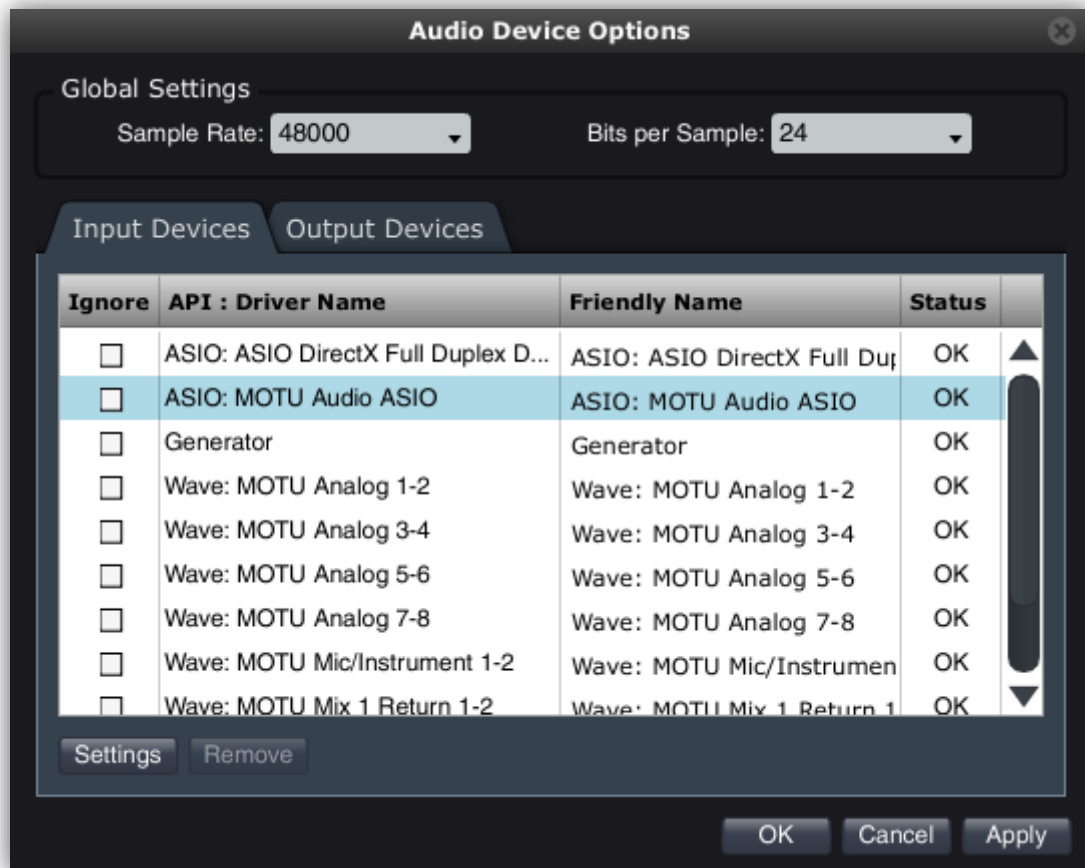


Figura 6.1.3: Menú Audio Device Options.

Una vez hecho esto, se procederá a configurar el generador, aplicando el comando Options → Signal Generator, y se direccionará a las salidas analógicas 1 y 2 (Left y Right en el *software*):

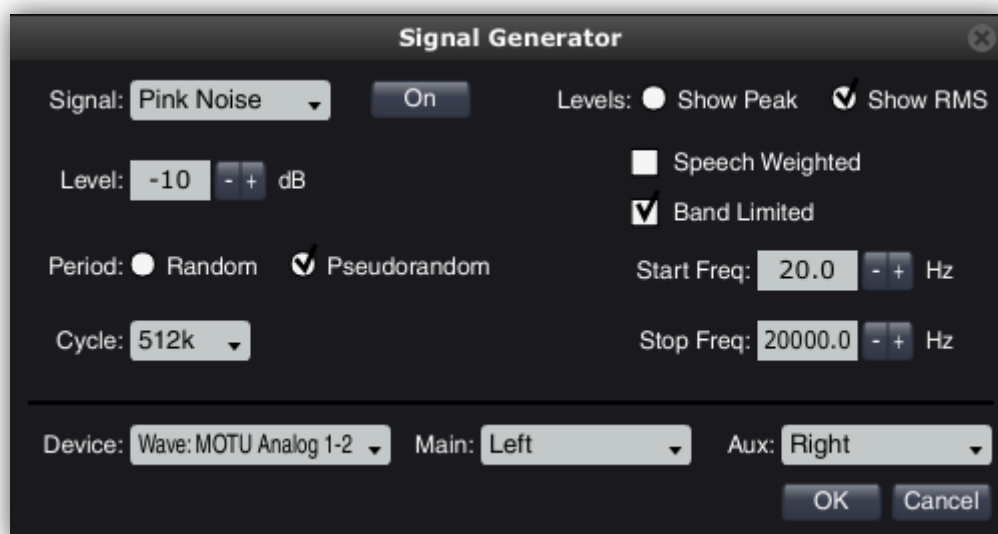


Figura 6.1.4: Menú Signal Generator.

La opción *Pseudorandom* ha de estar activada para poder introducir el ancho de banda del ruido rosa deseado.

Una vez configurado el generador, será necesario configurar la medida de función de transferencia, aplicando el comando Options → Measurement Config. Una vez dentro del menú de configuración de medidas, se creará un nuevo grupo de medidas de función de transferencia haciendo click en *New*, denominado *Medida_Latencia*. A continuación, se creará una nueva medida haciendo click en *New TF Measurement*, denominada *TF_fds336-t*:

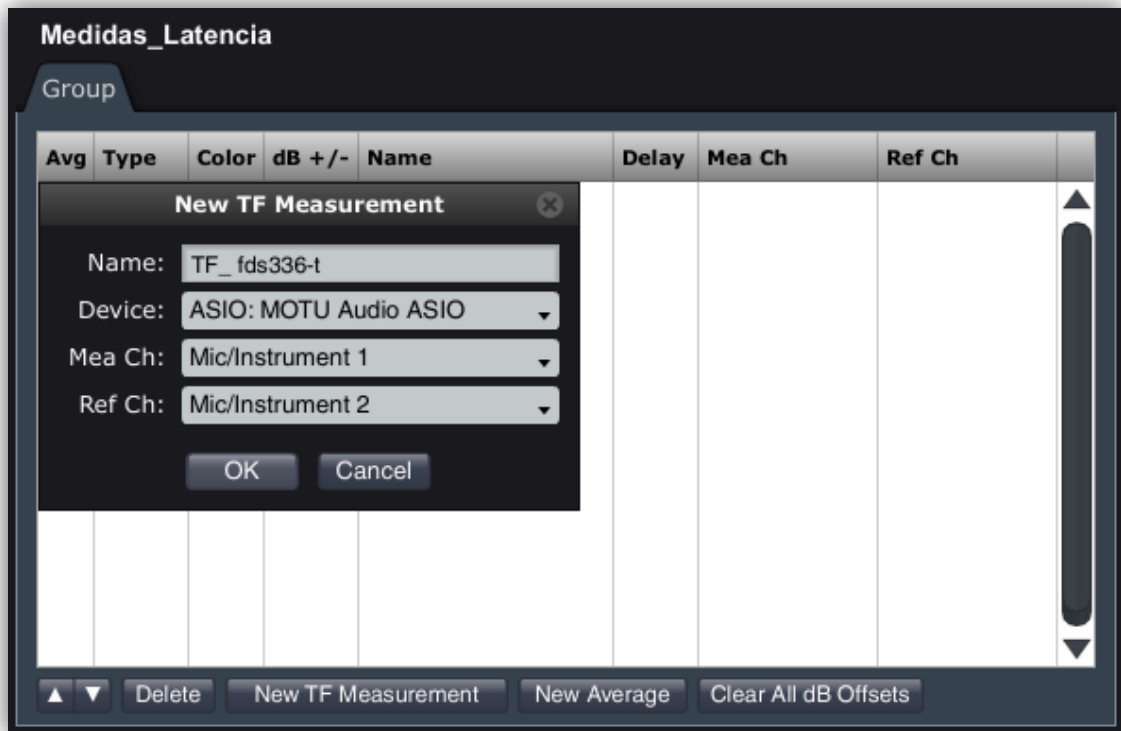


Figura 6.1.5: Menú grupo de medidas de función de transferencia.

A continuación es necesario configurar los parámetros de la medida. En primer lugar, el analizador FFT utilizará un inventariado tipo MTW, cuya longitud va siendo menor a medida que aumenta la frecuencia.

Para una visualización más agradable se ha promediado la medida con una duración de 1 s y se han suavizado las representaciones en módulo y fase. De esta manera, es más sencillo advertir cambios, sobretodo en la representación del módulo respecto a la frecuencia. Para ello, las casillas tipo *Use Global* han de estar deshabilitadas, dado que los ajustes se han adaptado a esta medida en concreto. Además, no se ha de ponderar la medida, luego la opción *Weighting* ha de ser *None*. El suavizado para la representación gráfica del módulo en función de la frecuencia ha sido muy leve, de 1/48 de octava, debido a que se requiere precisión a la hora visualizar la respuesta. Para la representación en fase ha sido de 1/6 de octava. Los ajustes mencionados se muestran a continuación:

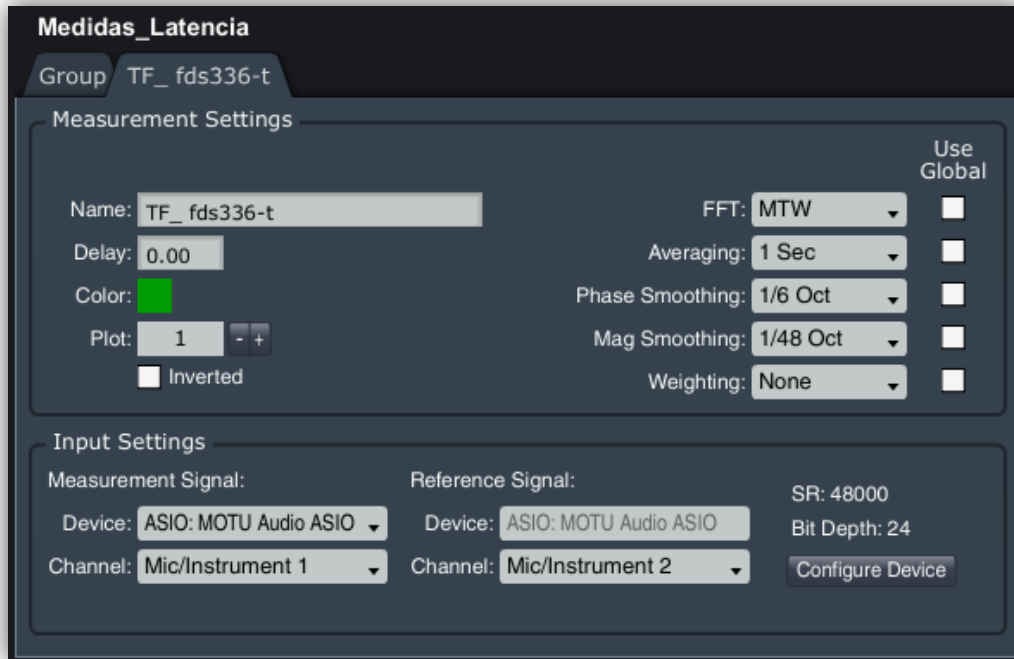


Figura 6.1.6: Configuración de las medidas de función de transferencia.

Una vez hecho esto, podrá dar comienzo a la medida, por lo que se volverá al menú principal donde se activará el generador haciendo click en el botón *Pink Noise*. Es importante visualizar los valores de entrada correspondientes a las señales de medida y referencia, cuyos niveles han de ser parejos para poder situar en 0 dB la función de transferencia en módulo. A partir de los controles de ganancia de la tarjeta, se ajustarán de tal modo que sean homogéneos, una vez se active la medida con el control *play*.



Figura 6.1.7: Parámetros generales del grupo de medidas para la obtención de la latencia.

Para obtener el retardo se pulsará en la opción *Find*, que a partir de las respuestas al impulso de ambas señales, calcula el retardo entre entrada y salida del dispositivo. Para ello, se hará click en *Find Delay*. Smaart lo calcula teniendo en cuenta el retardo que se haya introducido previamente en el panel TF Control (*Delta Delay*), o bien sin tenerlo en cuenta (*Measurement Delay*):

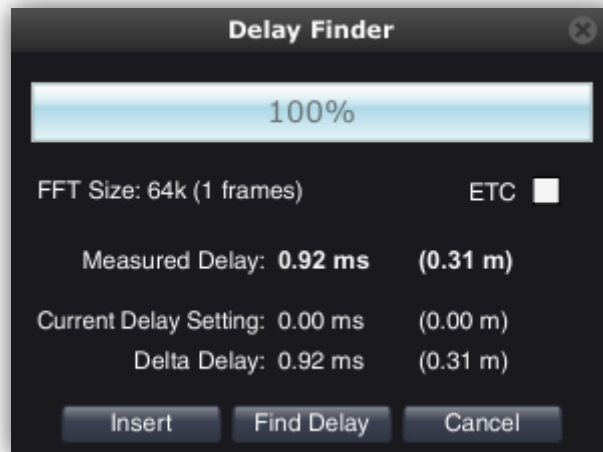


Figura 6.1.8: Herramienta Delay Finder.

El retardo del procesador *fds366-t* es de 0.92 ms. Una vez detectado, se puede proceder a insertarlo y obtener la correcta función de transferencia en módulo y fase.

Para poder visualizar la respuesta al impulso se utiliza la función *Live IR*. Esta función representa la respuesta al impulso del sistema bajo test. La latencia del dispositivo, o diferencia entre de tiempos entre la señal a la entrada y a la salida, se representa por un impulso situado en un eje temporal. Una vez se aplique el retardo, el impulso se situará en el instante de tiempo 0 ms, con lo que la latencia quedará compensada:



Figura 6.1.9: Respuesta al impulso del dispositivo sin compensación del retardo producido por latencia.

La figura anterior muestra el panel *Live IR* en el cual se representa gráficamente la respuesta al impulso del dispositivo. Como puede observarse la diferencia en tiempo existente es de en torno a 1 ms, luego coincide con el retardo detectado. Al aplicarlo se obtiene la siguiente respuesta:

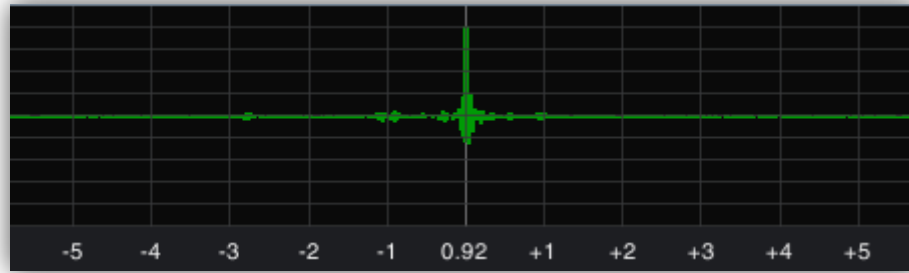


Figura 6.1.10: Respuesta al impulso del dispositivo cuando se compensa el retardo producido por latencia.

Para acceder a la configuración de la función *Live IR*, se ha de introducir el comando Options→Transfer Function, donde se especificará el tamaño de la FFT inversa y su correspondiente promediado como a continuación se muestra:

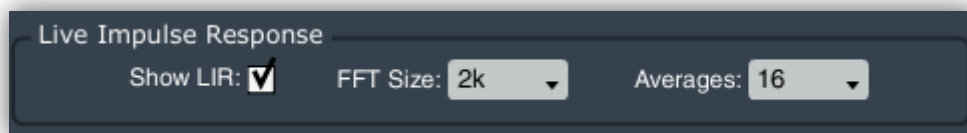


Figura 6.1.11: Menú de configuración de la herramienta Live IR.



Figura 6.1.12: Función de transferencia y respuesta al impulso obtenidas tras la compensación de la latencia.

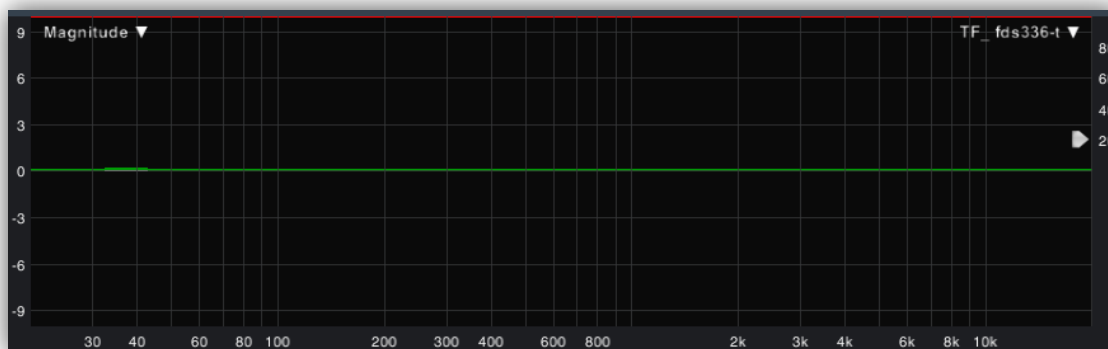


Figura 6.1.13: Función de transferencia en módulo una vez corregida la latencia. Nótese como la tasa de coherencia es del 100% para todo el rango de frecuencia.

En este momento la función de transferencia del dispositivo será la correcta siendo su latencia de 0.92 ms. Este valor es necesario calcularlo antes de realizar las medidas en Pulse puesto que, como se dijo en el apartado *Medidas de función de transferencia* en esta misma sección (Pulse), se va a utilizar para corregir el retardo electrónico producido por la latencia del dispositivo, cuando se calculen funciones de transferencia en las que la señal de referencia se tome pre-procesado. Como se puede observar en las figuras anteriores, al aplicar el *delay*, la correlación entre ambas señales, representada con un trazo de color rojo, es absoluta para todo el rango de frecuencias, y las respuestas, tanto en módulo como en fase, totalmente planas, signo de que el ajuste es correcto.

6.2 CONFIGURACIONES PARA MEDIDAS IN SITU

La configuración de las medidas in situ en Smaart Live 7 es prácticamente la misma que la utilizada para obtener la latencia del dispositivo, cuando se trata de obtener una función de transferencia. En este caso, se excitará el sistema completo a partir del generador de ruido rosa existente en la consola *Soundcraft MH3* situada en el control de FOH. Dicha señal será encaminada tanto al rack de etapas situado en el escenario, a través de la salida L de la mesa, como a la entrada *Mic/Instrument 2* de la tarjeta (señal de referencia), a través de una salida alternativa denominada *ALT/MIX L*. Por otro lado, se tiene la señal de medida, cuya conexión se realizará en la entrada *Mic/Instrument 1* de la tarjeta. Esta señal corresponde con la que recoge el micrófono de medida.

Esta medida de función de transferencia difiere, con respecto a la configuración anterior, en que, en primer lugar, el generador de Smaart no será utilizado, y en segundo lugar, que la señal de medida será esta vez la que proviene del micro *ECM-8000*, que por otra parte tendrá que ser alimentado con Phantom. Además, el suavizado para la representación de la respuesta en módulo con respecto a la frecuencia será mayor, en este caso será de 1/12 de octava ya que, en general, el ancho de banda crítico de la percepción tonal corresponde aproximadamente con 1/6 de octava, por lo que 1/12 de octava ha

parecido suficiente para la toma de decisiones. El diagrama de conexionado para las medidas in situ se muestra a continuación:

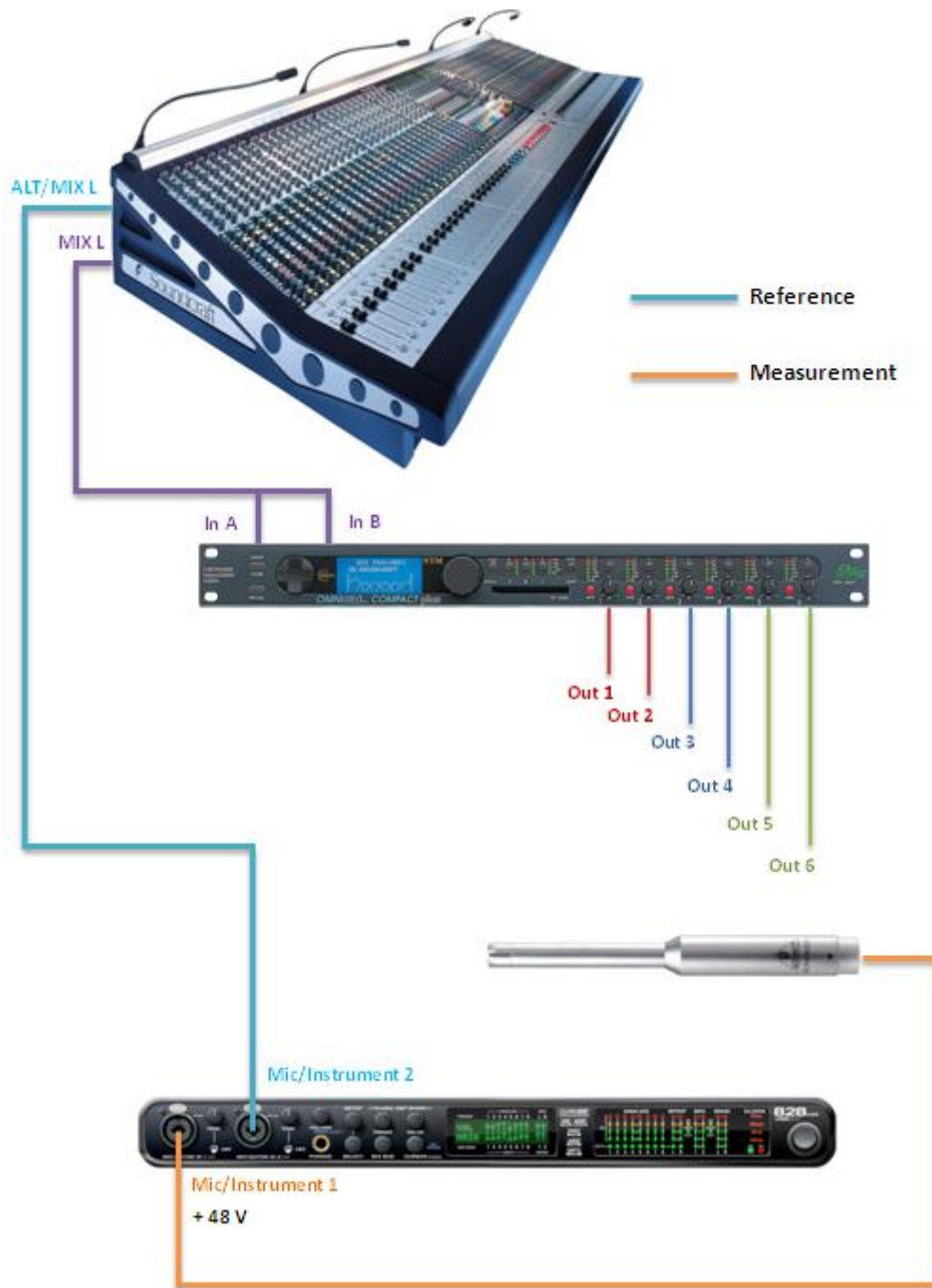


Figura 6.2.1: Esquema del montaje para la realización de las medidas in situ.*

Además de funciones de transferencia se van a medir también los autoespectros de la señal de medida y de la señal de referencia. Para ello será necesario crear otro grupo de medidas tipo *Spectrum*, y lo denominaremos Autoespectros, aplicando el comando Options → Measurement Config. Una vez hecho esto, crearemos una nueva medida de autoespectro haciendo click en *New Spectrum Measurement* denominándola Micrófono:

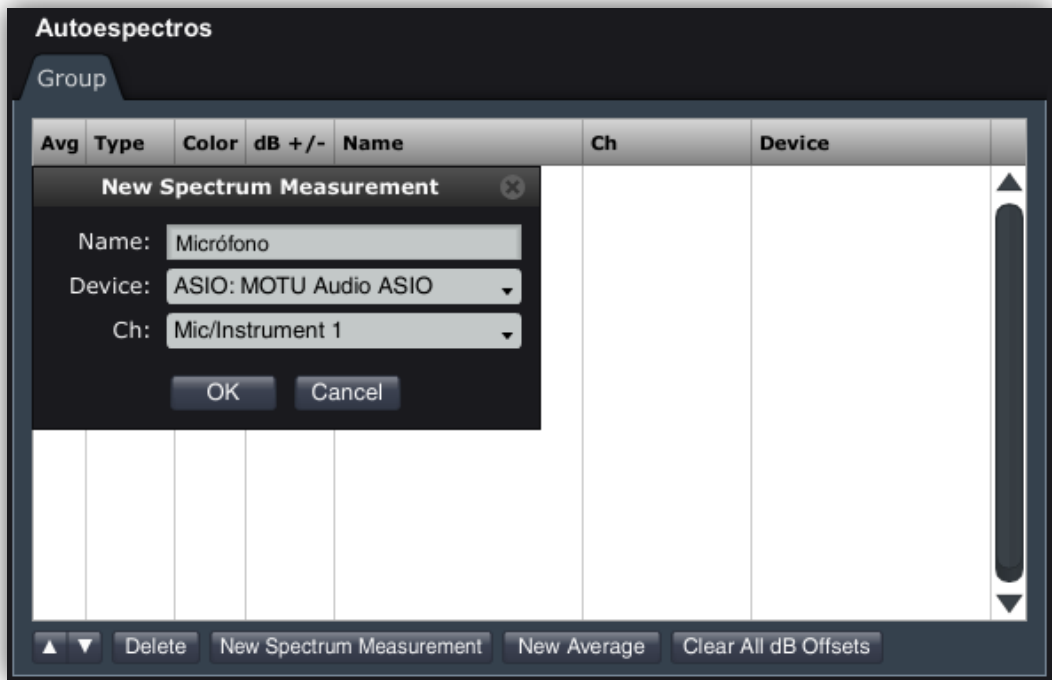


Figura 6.2.2: Grupo de medidas de autoespectros.

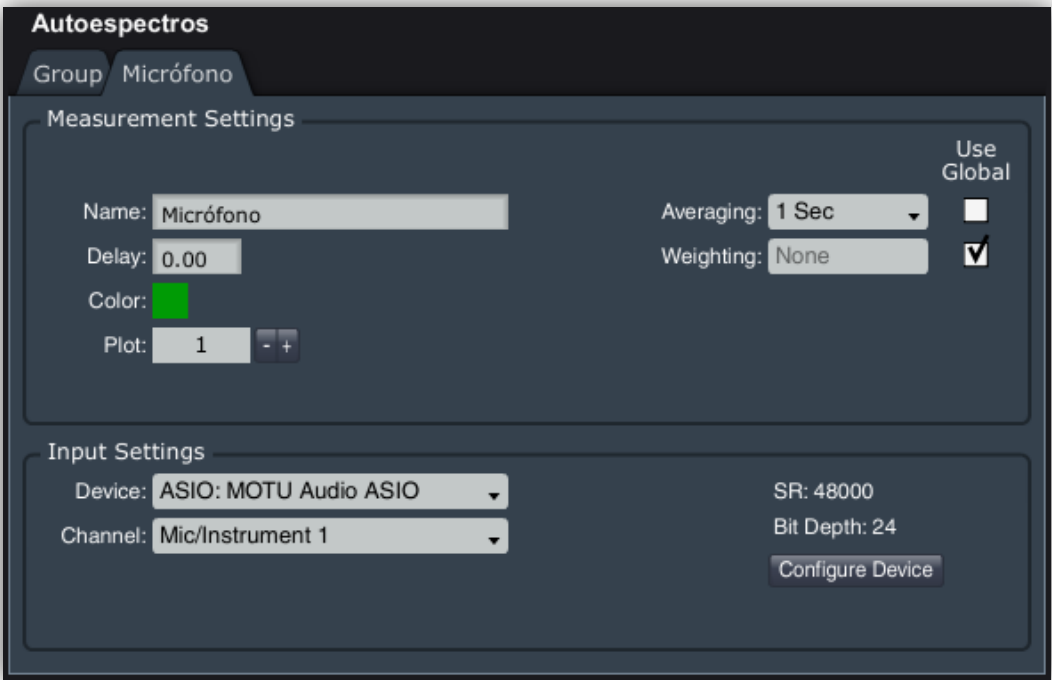


Figura 6.2.3: Parámetros de las medidas de autoespectros.

Se hará lo mismo para configurar el autoespectro correspondiente a la señal de referencia procedente de la mesa de mezclas.

Una vez configurados ambos autoespectros, se fijará el promediado del analizador RTA a 1 s en 1/12 de octava, por los motivos mencionados que justifican dicha resolución:

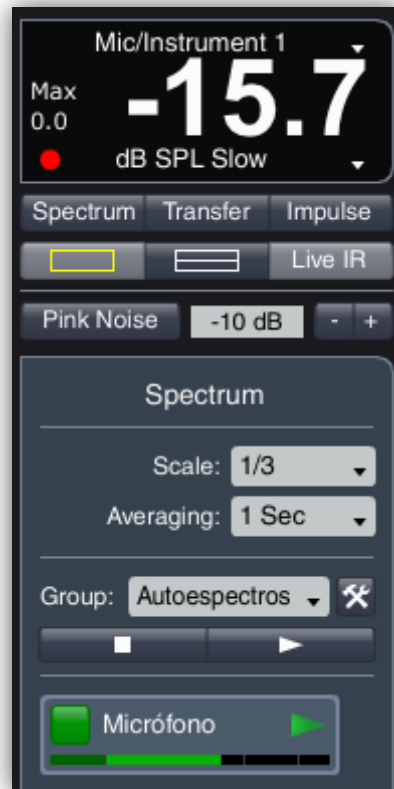


Figura 6.2.4: Parámetros generales del grupo de medidas de autoespectro.

Una vez se haga click en el *play*, dará comienzo la medida.

A medida que se vayan realizando las distintas medidas se utilizará la función capture, situada en el panel a la izquierda de cada analizador para guardar las medidas y poder graficarlas a posteriori. Además, Smaart da la posibilidad de exportar la medida en formato ASCII lo cual resulta interesante de cara a poder analizar los resultados obtenidos en una situación real.

SECCIÓN IV: RESULTADOS

1. REPRESENTACIONES GRÁFICAS DE LAS MEDIDAS

1.1 FUNCIONES DE TRANSFERENCIA DE LOS FILTROS

Las funciones de transferencia de los filtros integrados en el procesador *fds-366t Omnidrive* fueron medidas a partir de la plataforma Pulse Labshop. Los valores de estas medidas se guardaron en formato ASCII y formarán parte de la base de datos disponible de la interfaz diseñada.

Estas funciones de transferencia se presentan a continuación según tipología y orden. En las respuestas individuales de los filtros se ha representado la respuesta en módulo en azul y la respuesta en fase en rojo. También se han representado las respuestas combinadas en módulo y en fase de cara a examinar si los efectos conjuntos corresponden con los expuestos en el apartado *Filtrado y divisores espectrales* de la segunda sección. En este caso, la vía de graves se ha representado en azul, la de medios en rojo, la de agudos en verde, y la conjunta en negro.

En muchos casos, la respuesta en fase se vuelve inestable fuera de la banda de paso por haber disminuido el nivel en más de 65 dB, por lo que algunas representaciones se muestran borrosas.

Funciones de transferencia de los filtros Butterworth de primer orden:

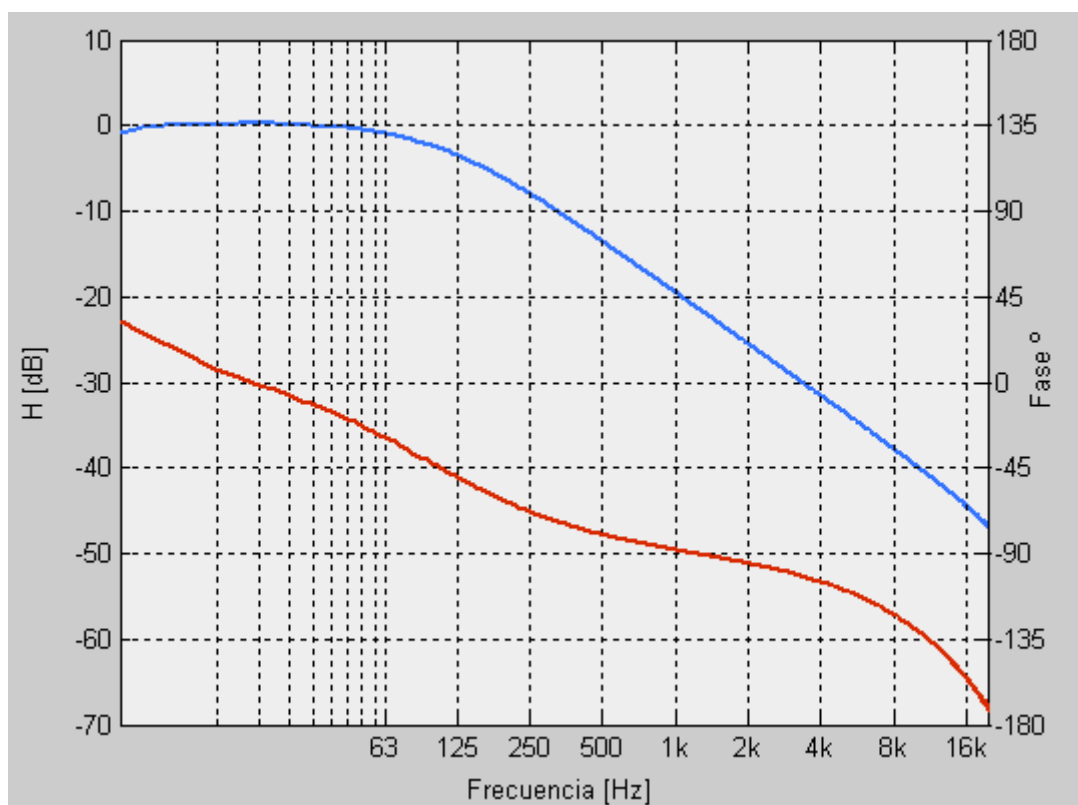


Figura 1.1.1: Función de transferencia del filtro paso bajo Butterworth de primer orden.

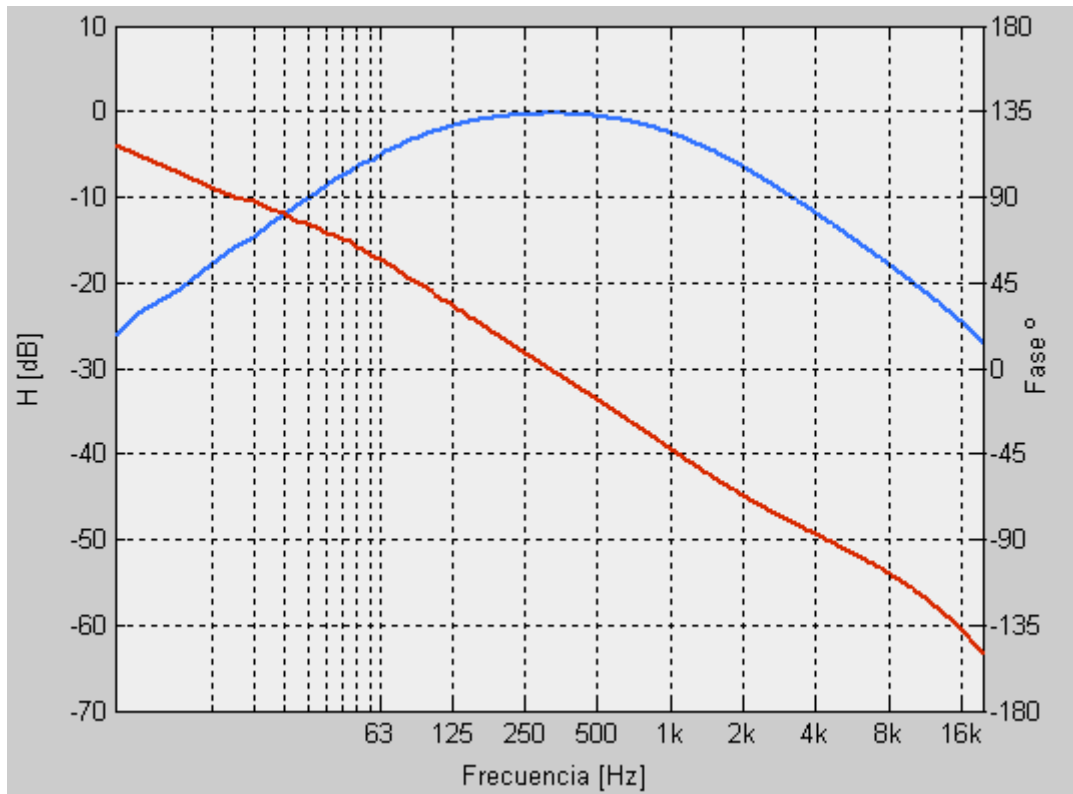


Figura 1.1.2: Función de transferencia del filtro paso banda Butterworth de primer orden.

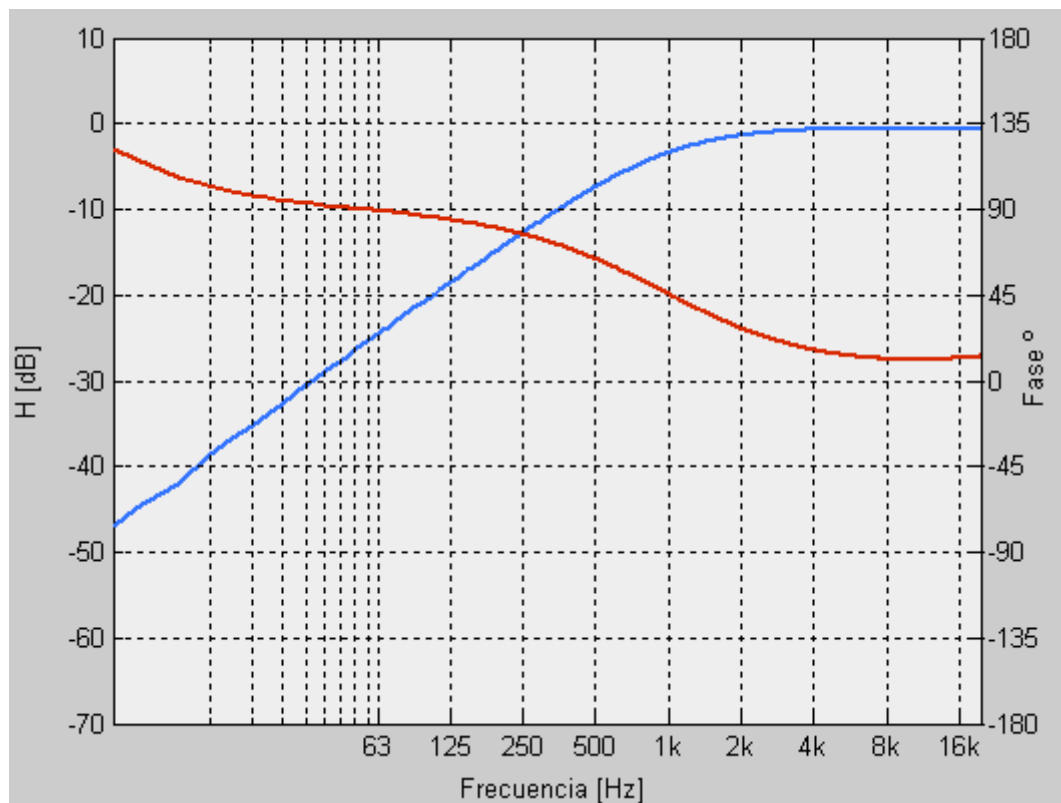


Figura 1.1.3: Función de transferencia del filtro paso alto Butterworth de primer orden.

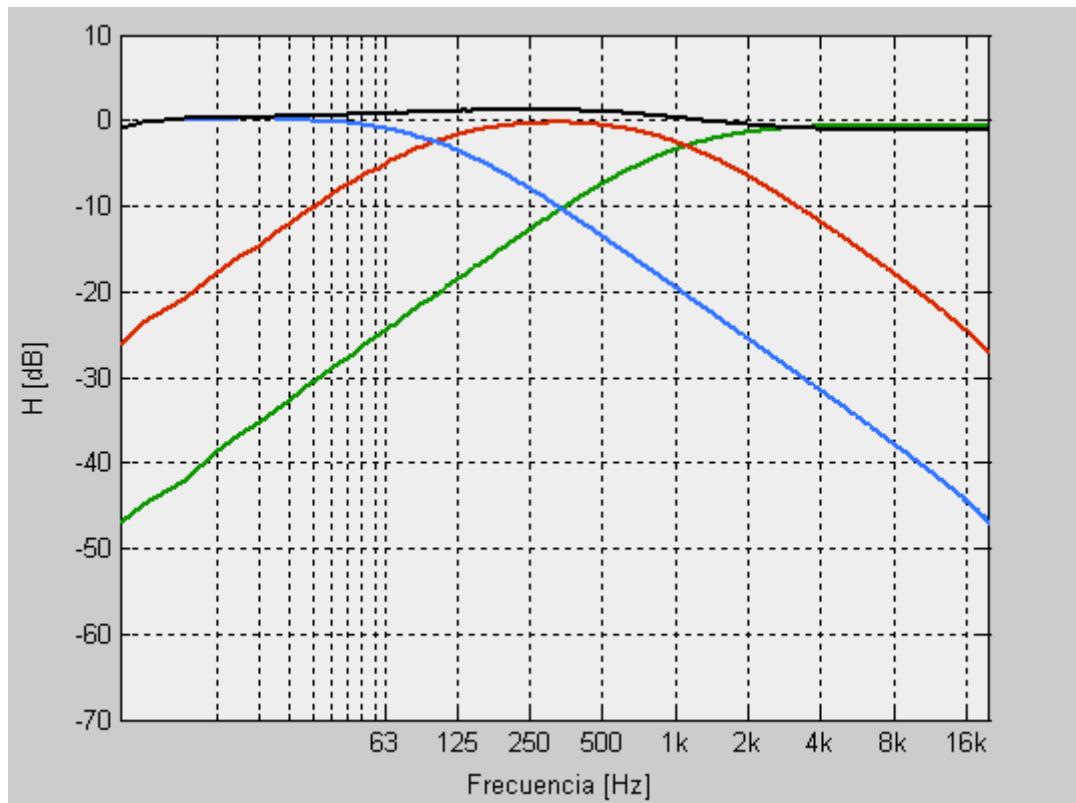


Figura 1.1.4: Funciones de transferencia en módulo para una configuración Butterworth de primer orden.

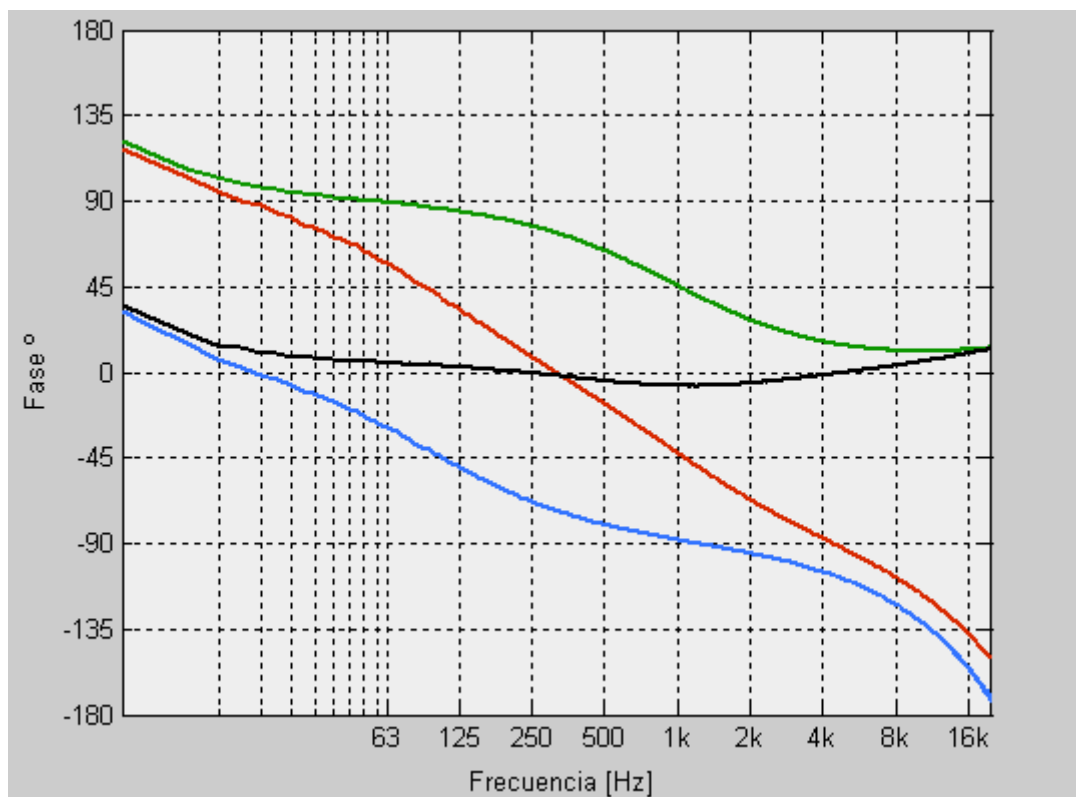


Figura 1.1.5: Funciones de transferencia en fase para una configuración Butterworth de primer orden.

Funciones de transferencia de los filtros Butterworth de segundo orden:

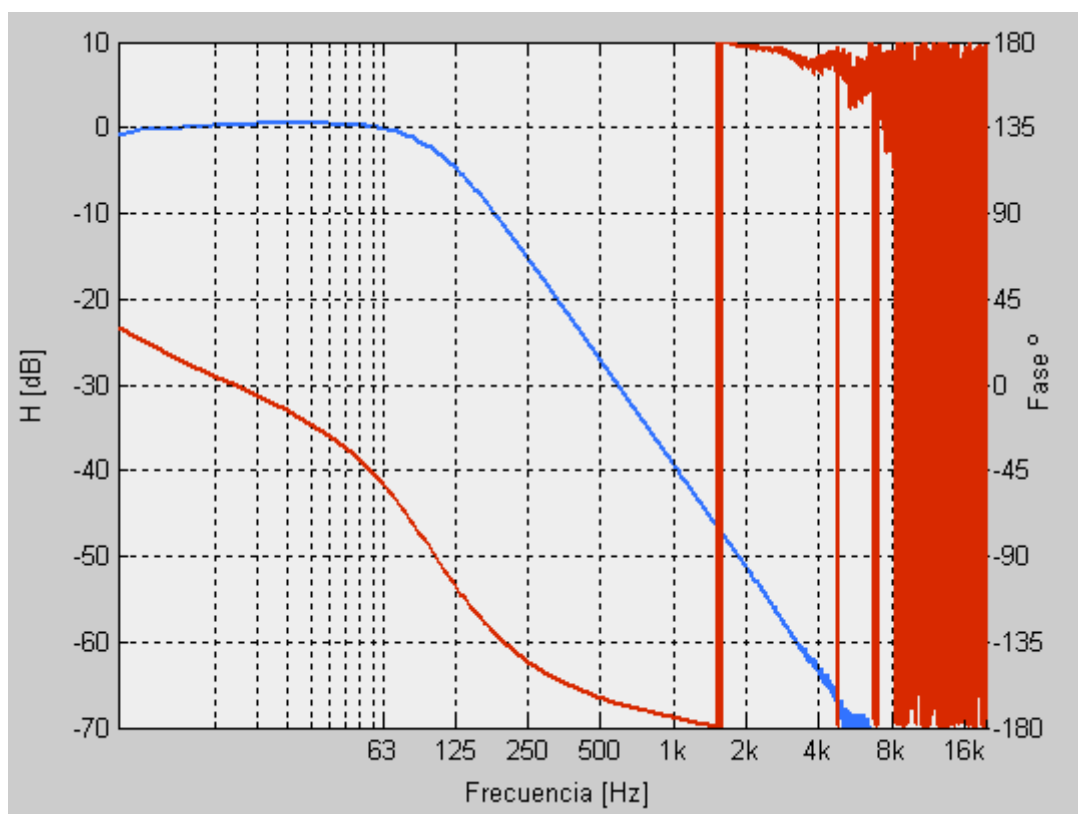


Figura 1.1.6: Función de transferencia del filtro paso bajo Butterworth de segundo orden.

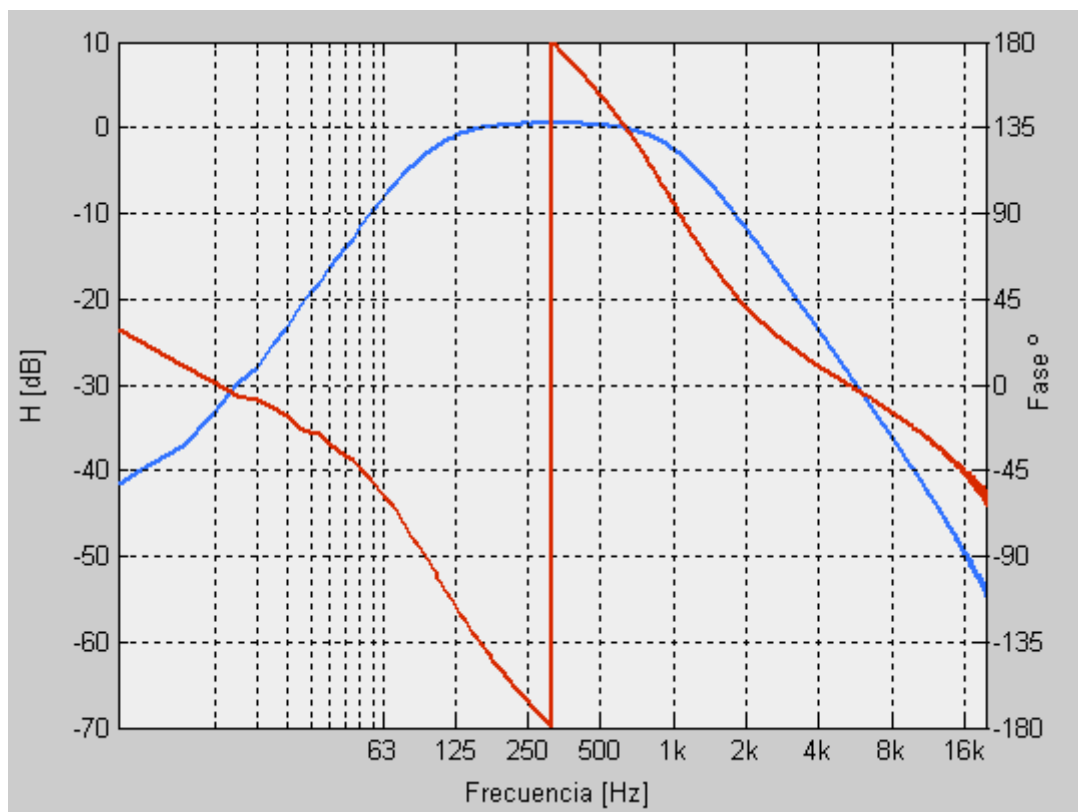


Figura 1.1.7: Función de transferencia del filtro paso banda Butterworth de segundo orden.

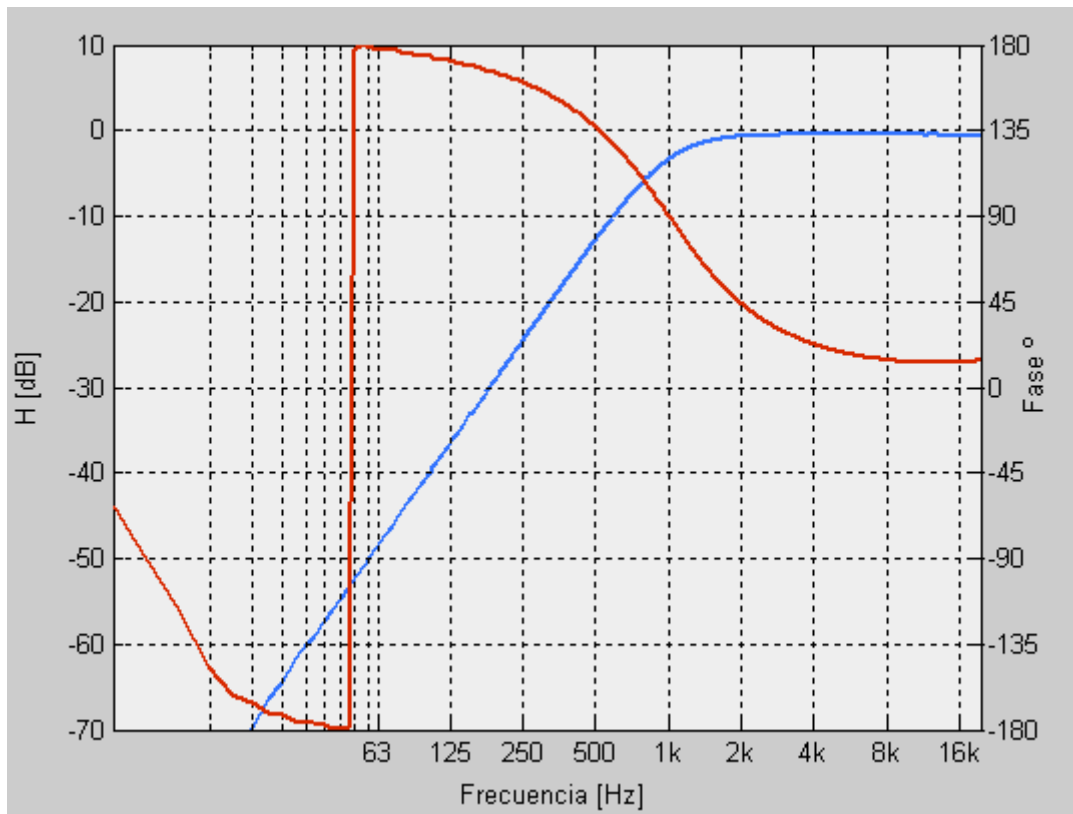


Figura 1.1.8: Función de transferencia del filtro paso alto Butterworth de segundo orden.

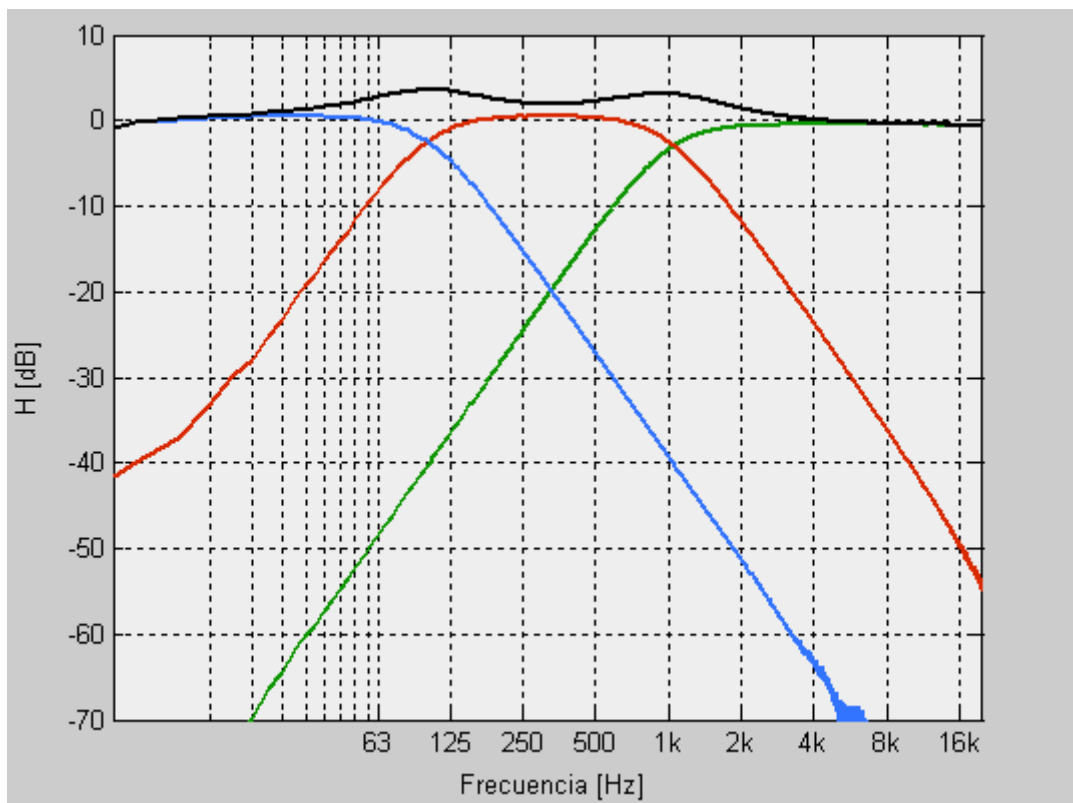


Figura 1.1.9: Funciones de transferencia en módulo para una configuración Butterworth de segundo orden.

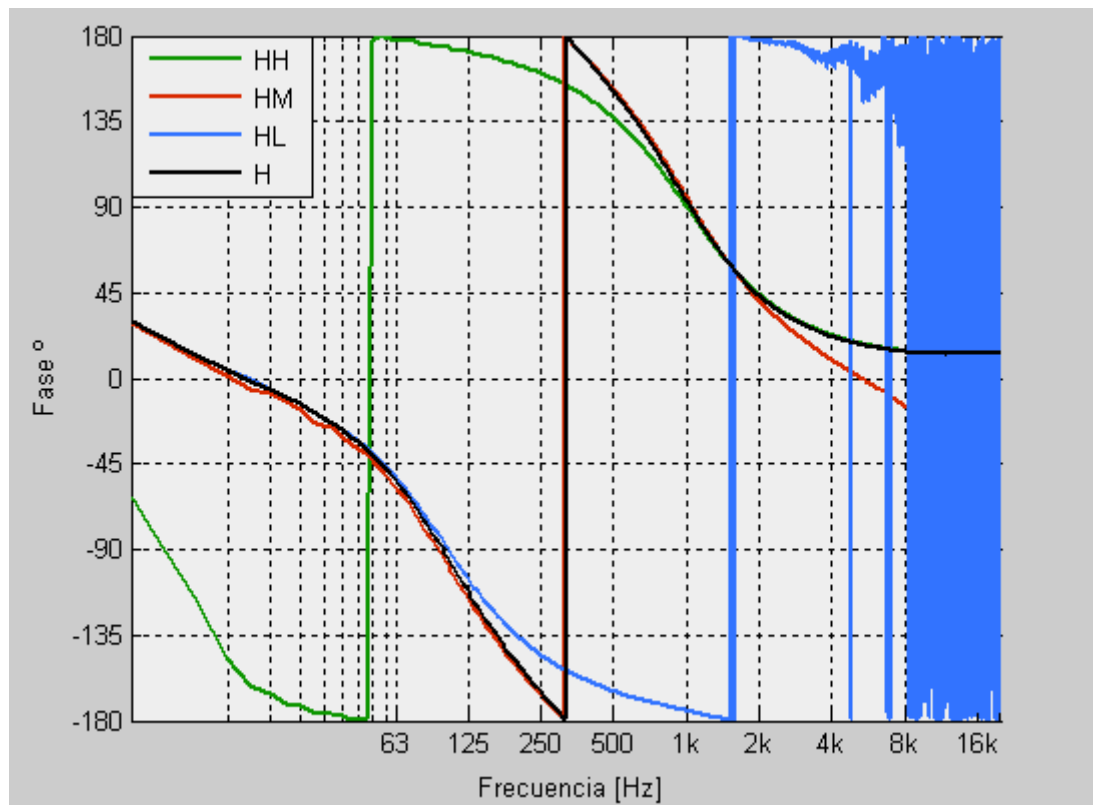


Figura 1.1.20: Funciones de transferencia en fase para una configuración Butterworth de segundo orden.

Funciones de transferencia de los filtros Butterworth de tercer orden:

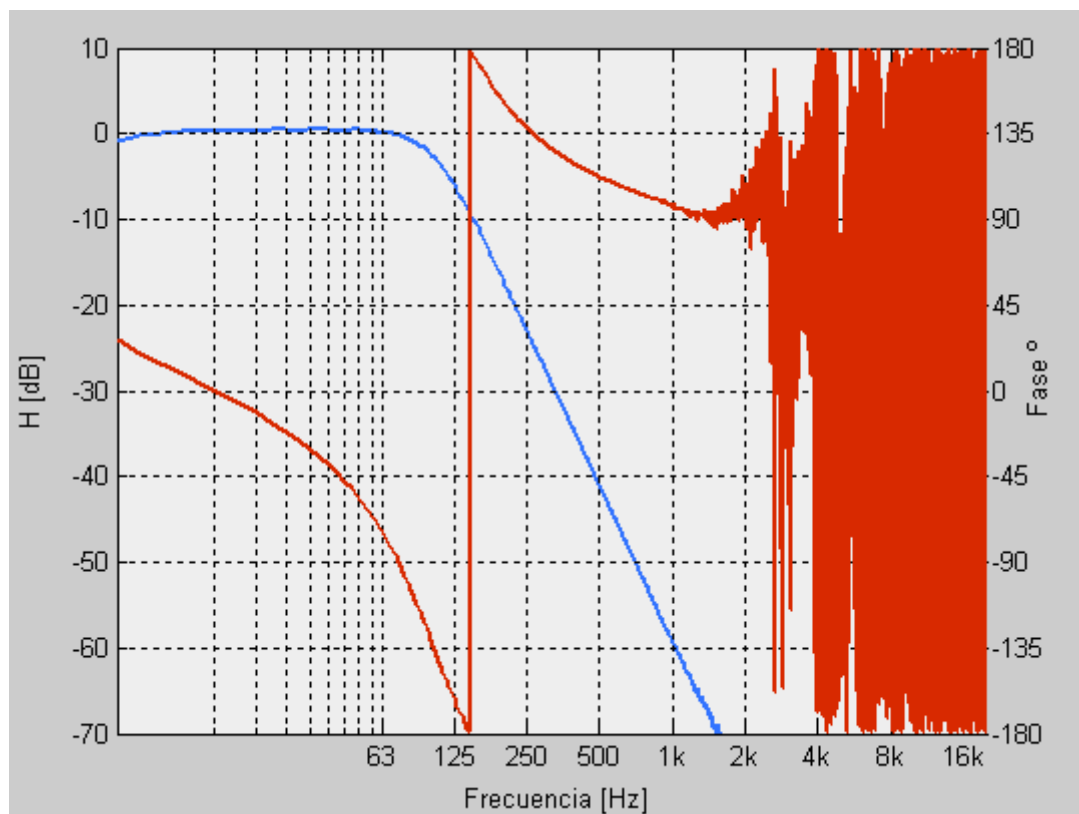


Figura 1.1.21: Función de transferencia del filtro paso bajo Butterworth de tercer orden.

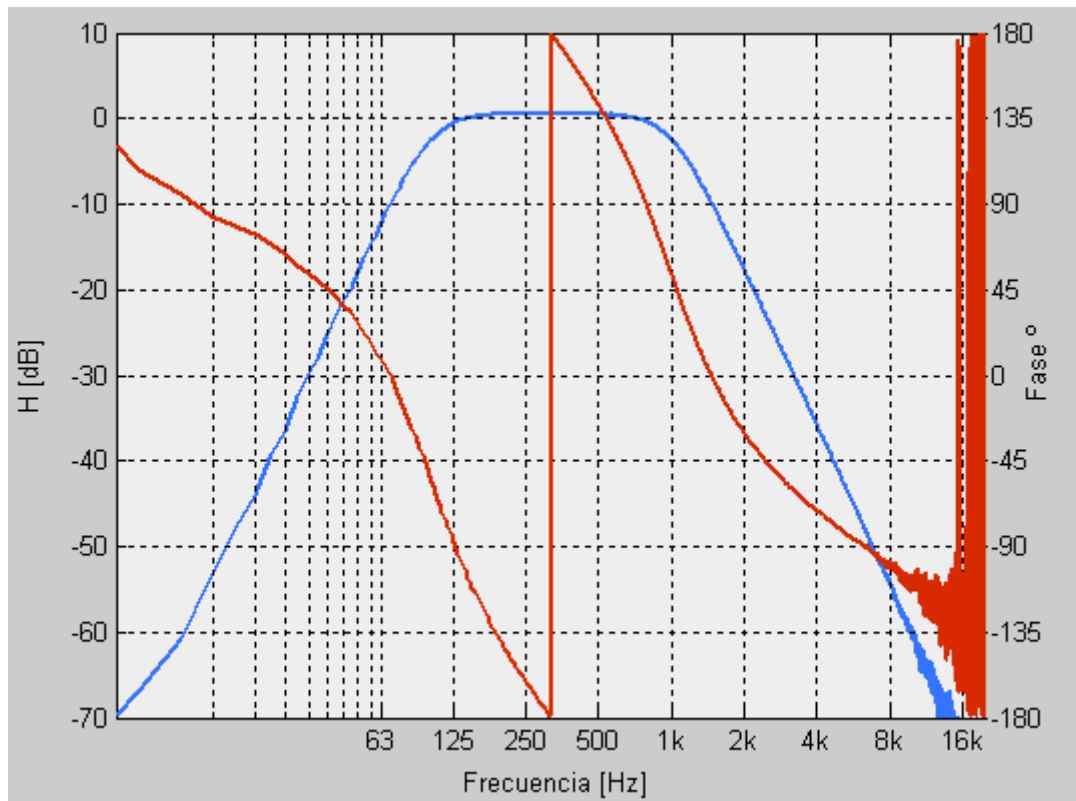


Figura 1.1.22: Función de transferencia del filtro paso banda Butterworth de tercer orden

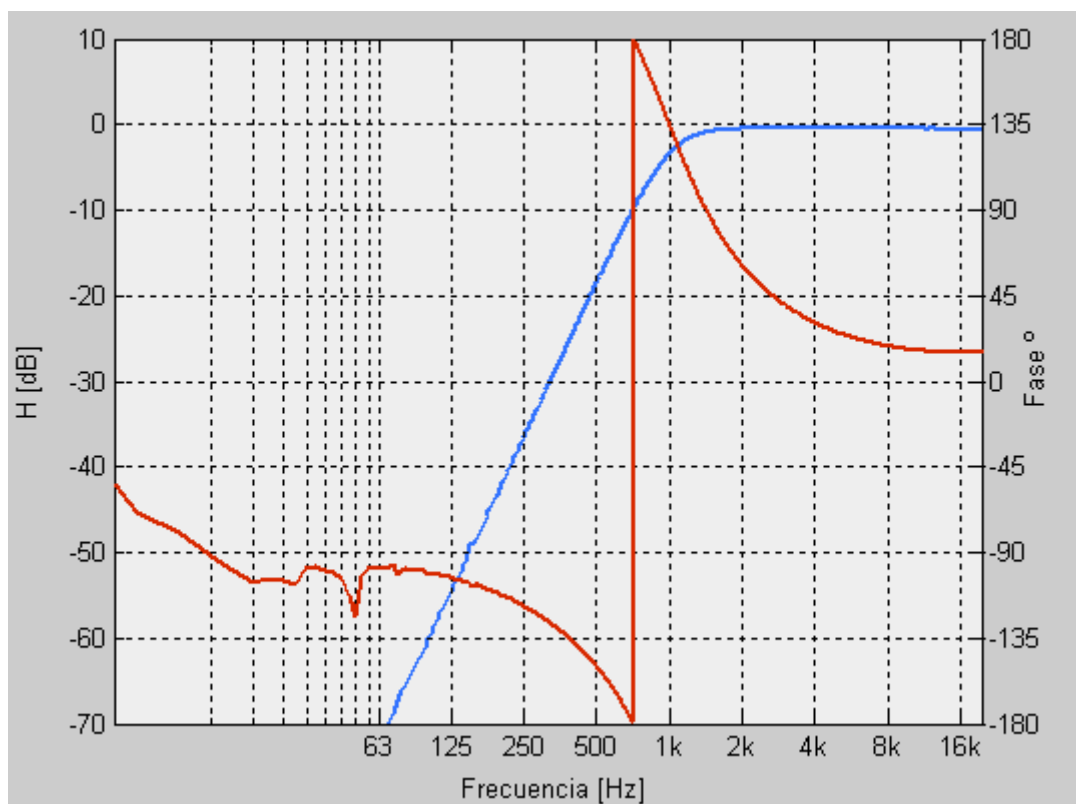


Figura 1.1.23: Función de transferencia del filtro paso alto Butterworth de tercer orden.

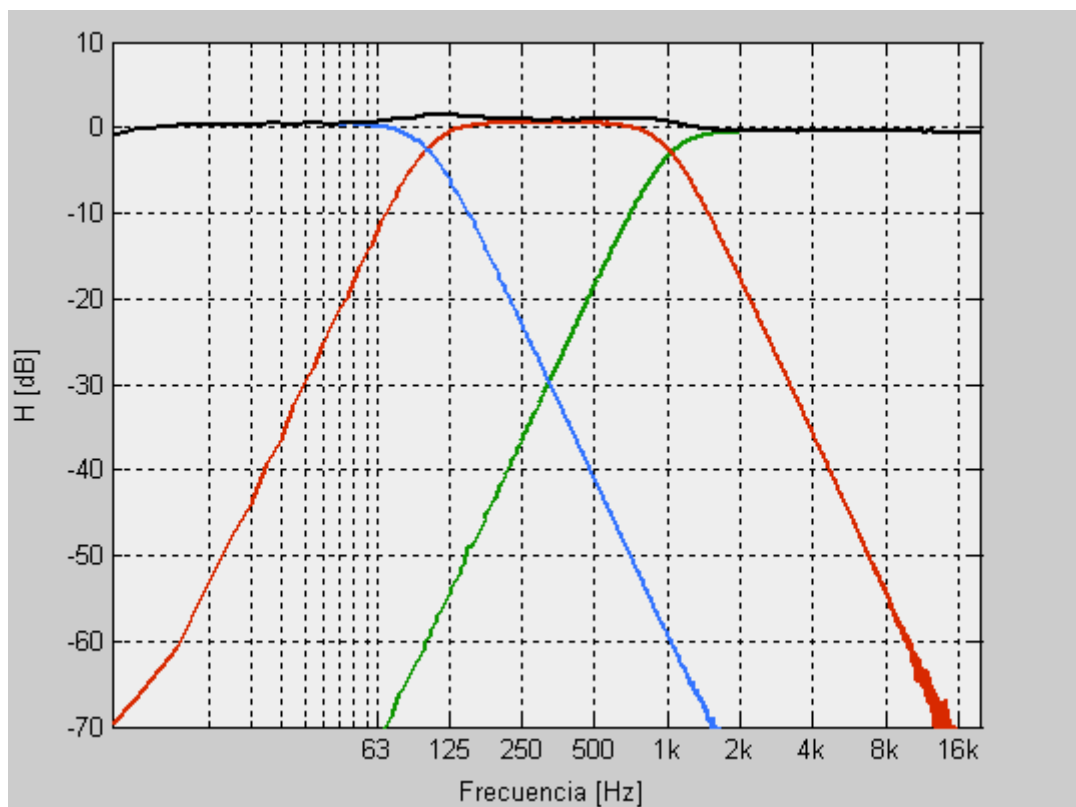


Figura 1.1.24: Funciones de transferencia en módulo para una configuración Butterworth de tercer orden.

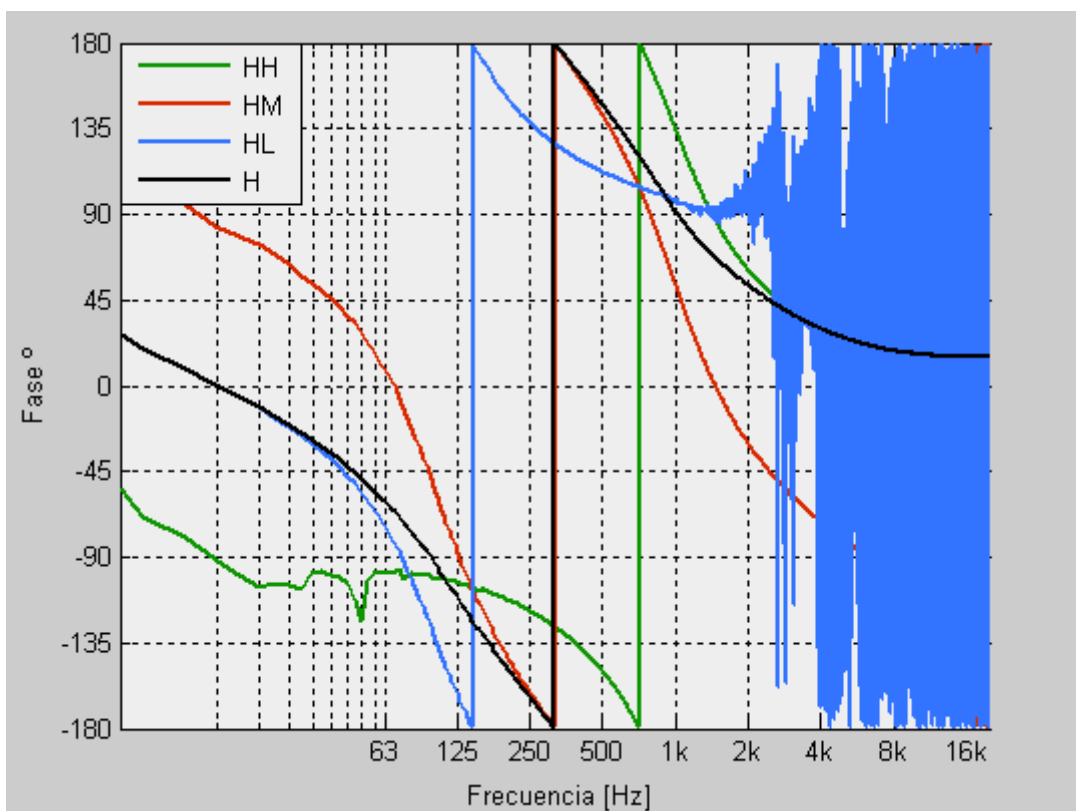


Figura 1.1.25: Funciones de transferencia en fase para una configuración Butterworth de tercer orden.

Funciones de transferencia de los filtros Butterworth de cuarto orden:

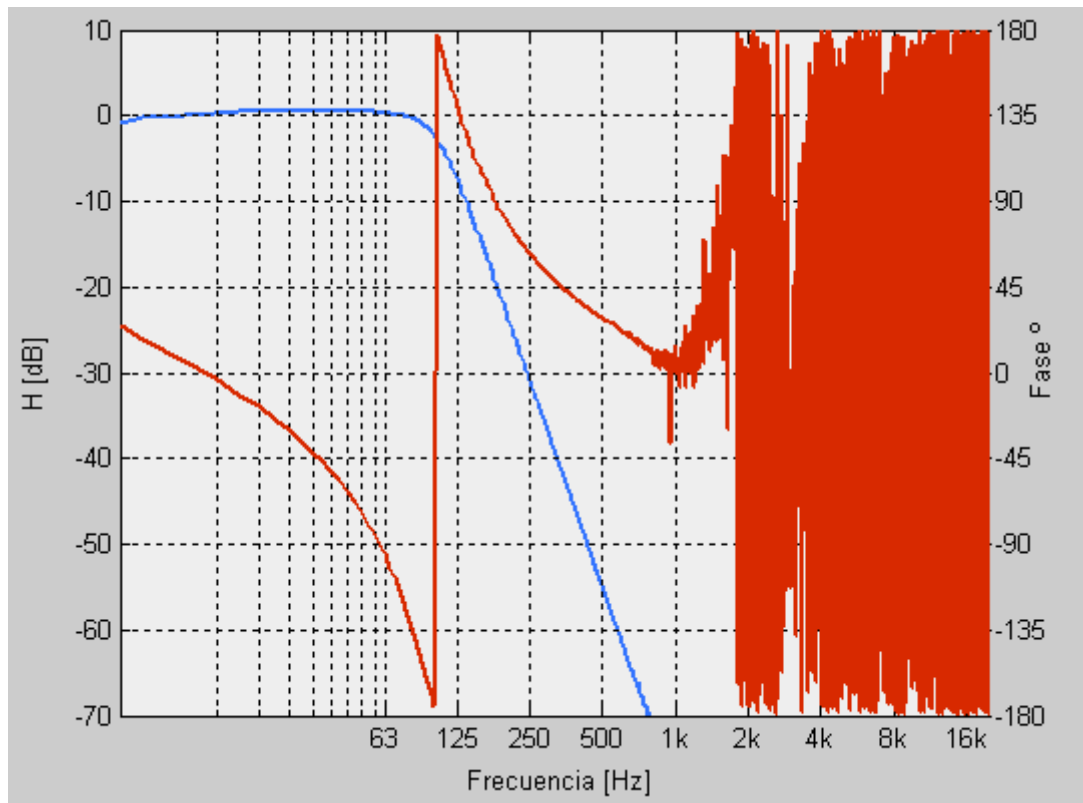


Figura 1.1.26: Función de transferencia del filtro paso bajo Butterworth de cuarto orden.

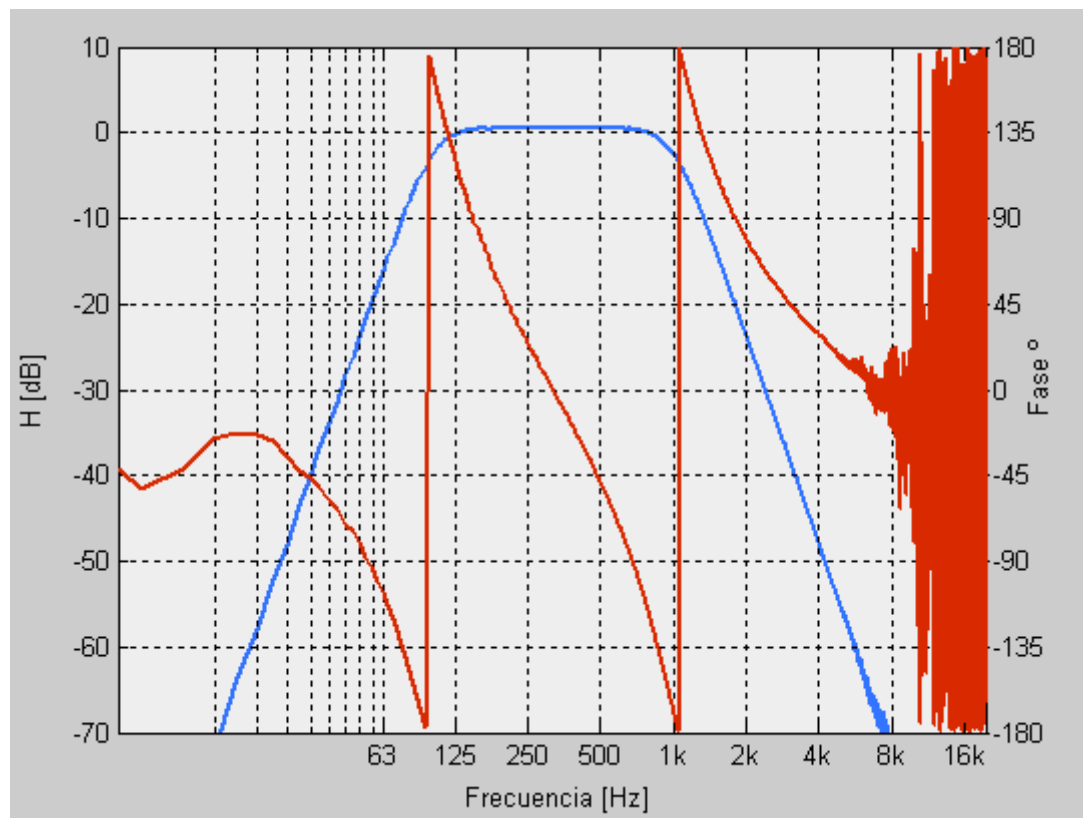


Figura 1.1.27: Función de transferencia del filtro paso banda Butterworth de cuarto orden.

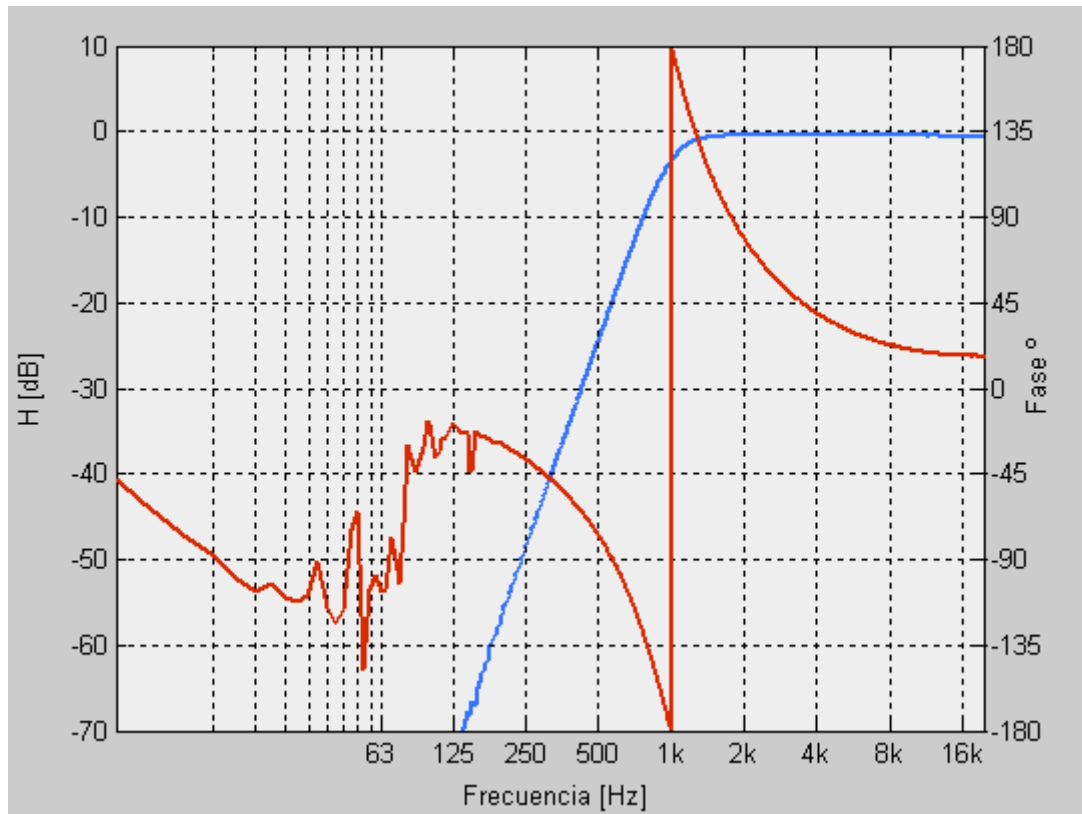


Figura 1.1.28: Función de transferencia del filtro paso alto Butterworth de cuarto orden.

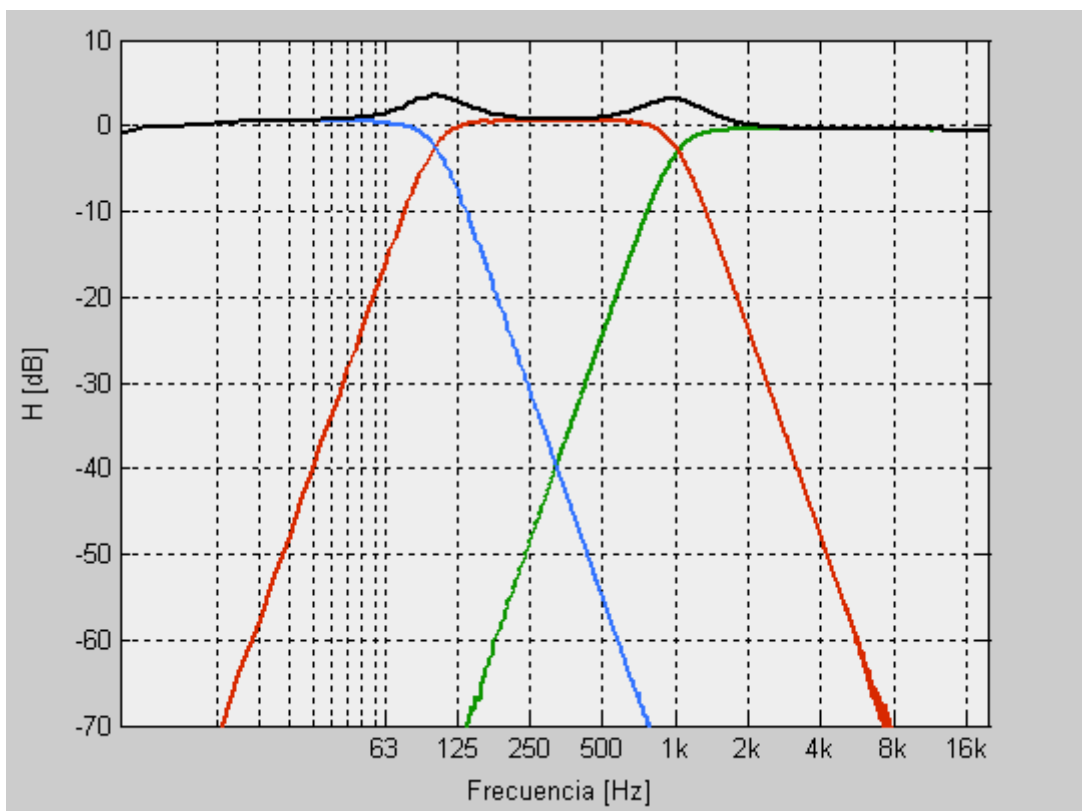


Figura 1.1.29: Funciones de transferencia en módulo para una configuración Butterworth de cuarto orden.

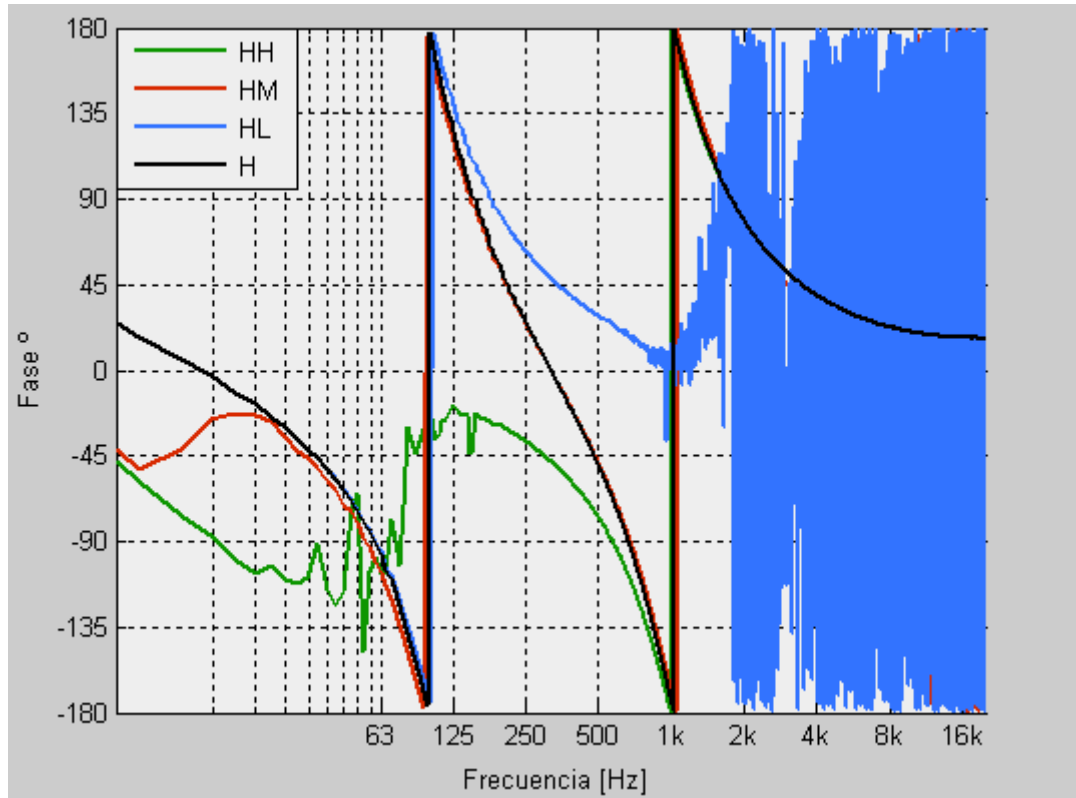


Figura 1.1.30: Funciones de transferencia en fase para una configuración Butterworth de cuarto orden.

Funciones de transferencia de los filtros Butterworth de octavo orden:

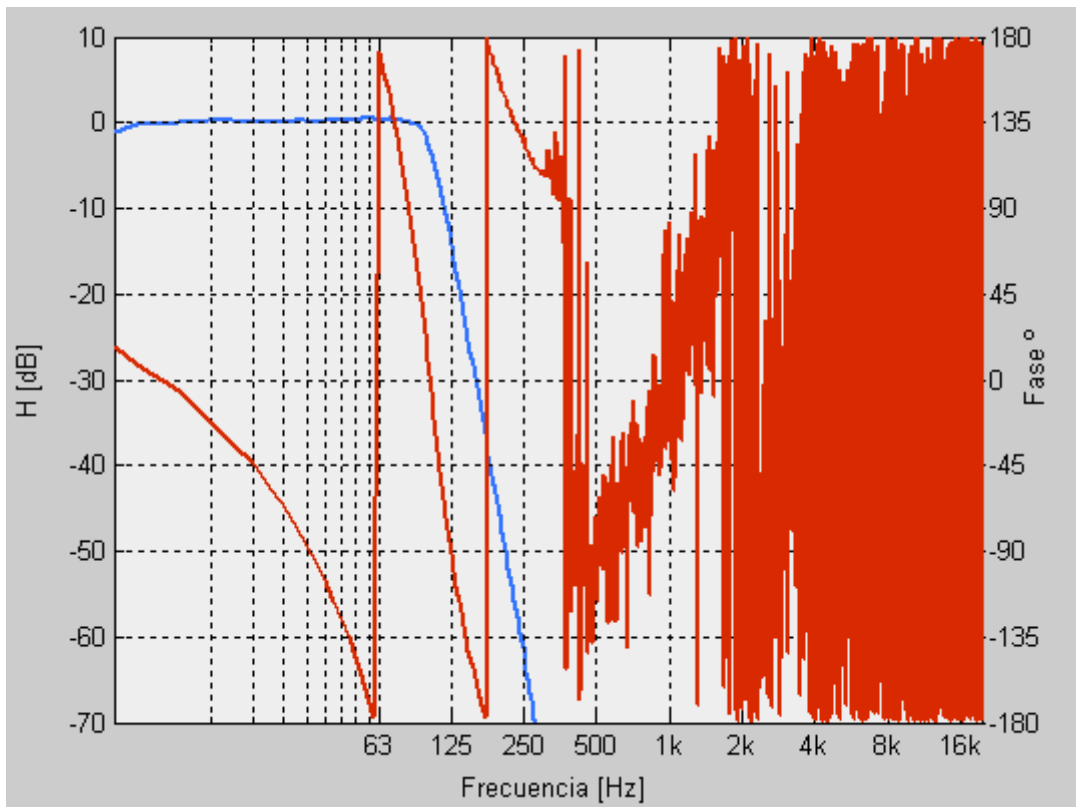


Figura 1.1.31: Función de transferencia del filtro paso bajo Butterworth de octavo orden.

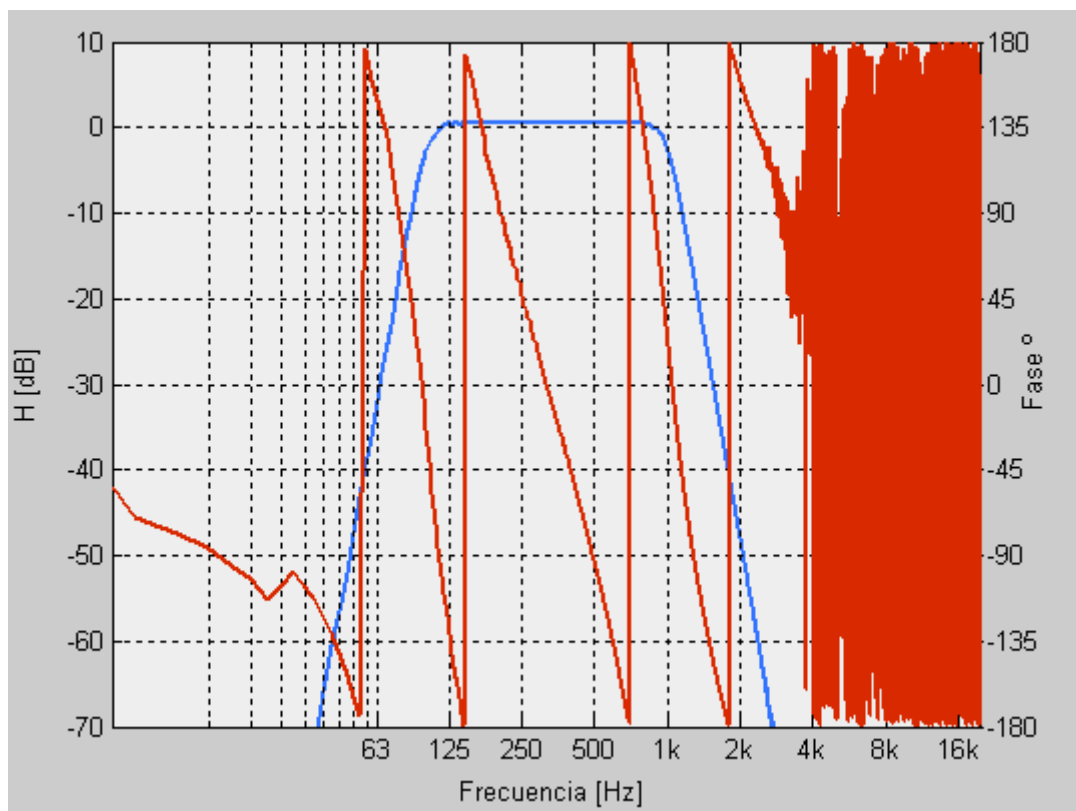


Figura 1.1.32: Función de transferencia del filtro paso banda Butterworth de octavo orden.

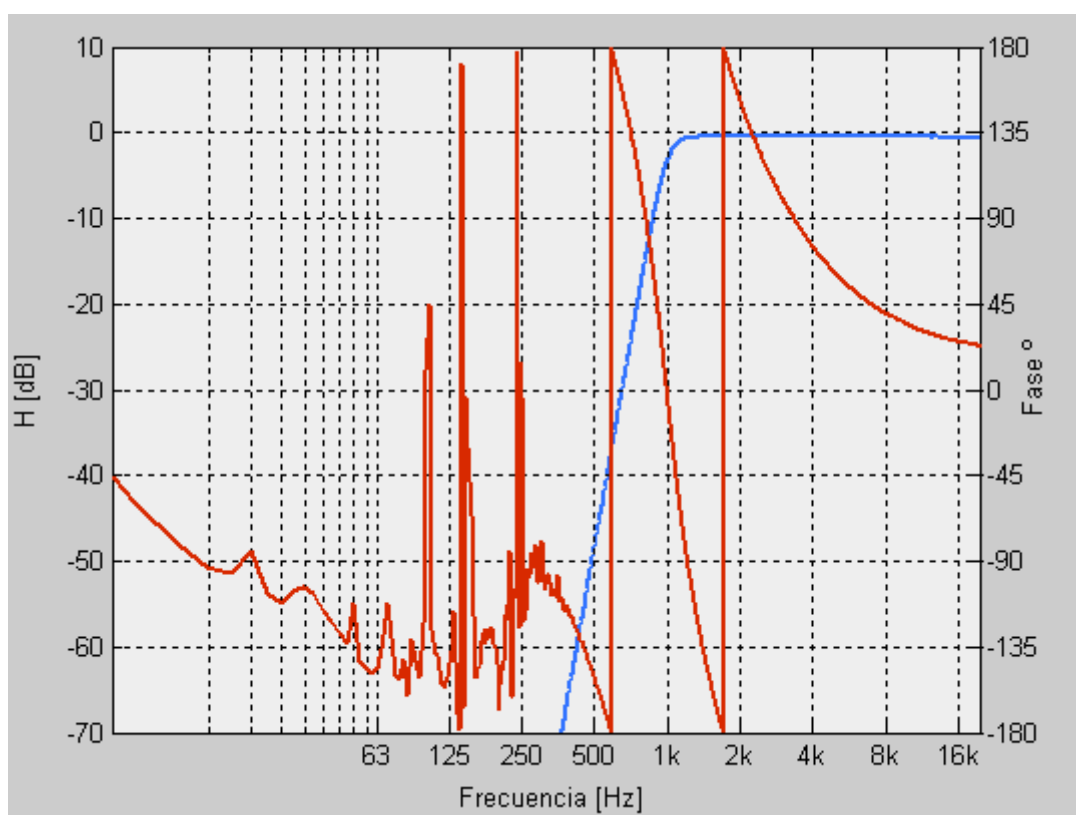


Figura 1.1.33: Función de transferencia del filtro paso alto Butterworth de octavo orden.

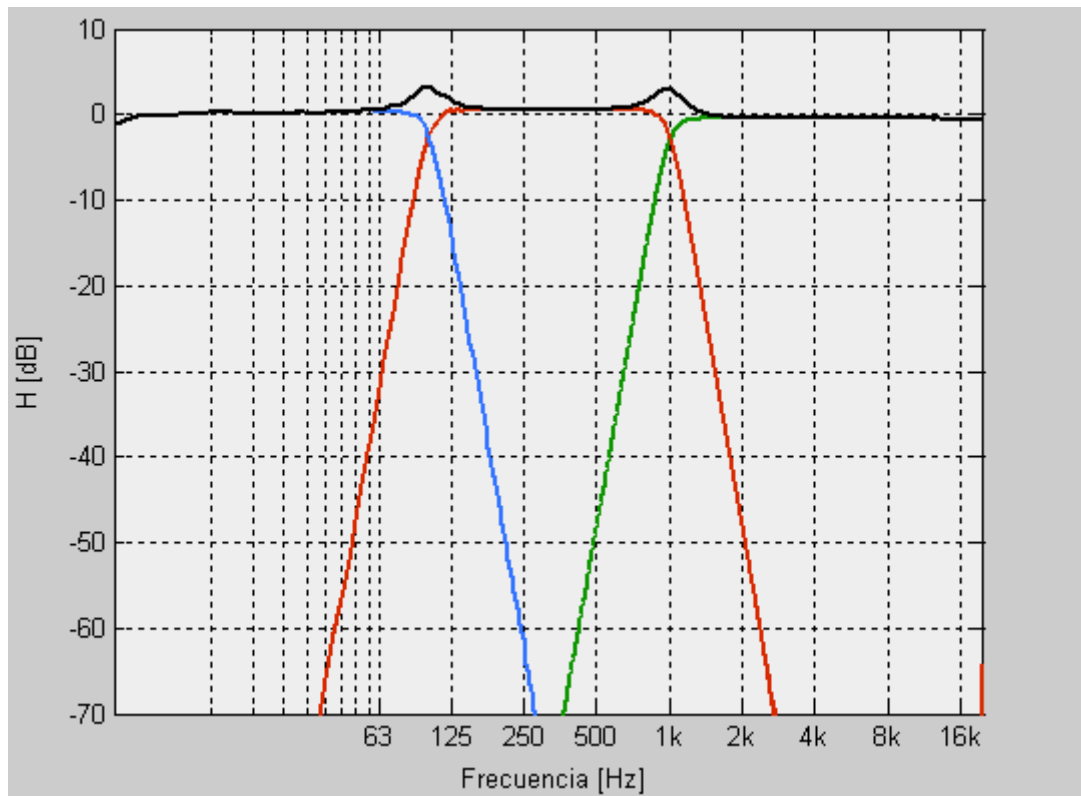


Figura 1.1.34: Funciones de transferencia en módulo para una configuración Butterworth de octavo orden.

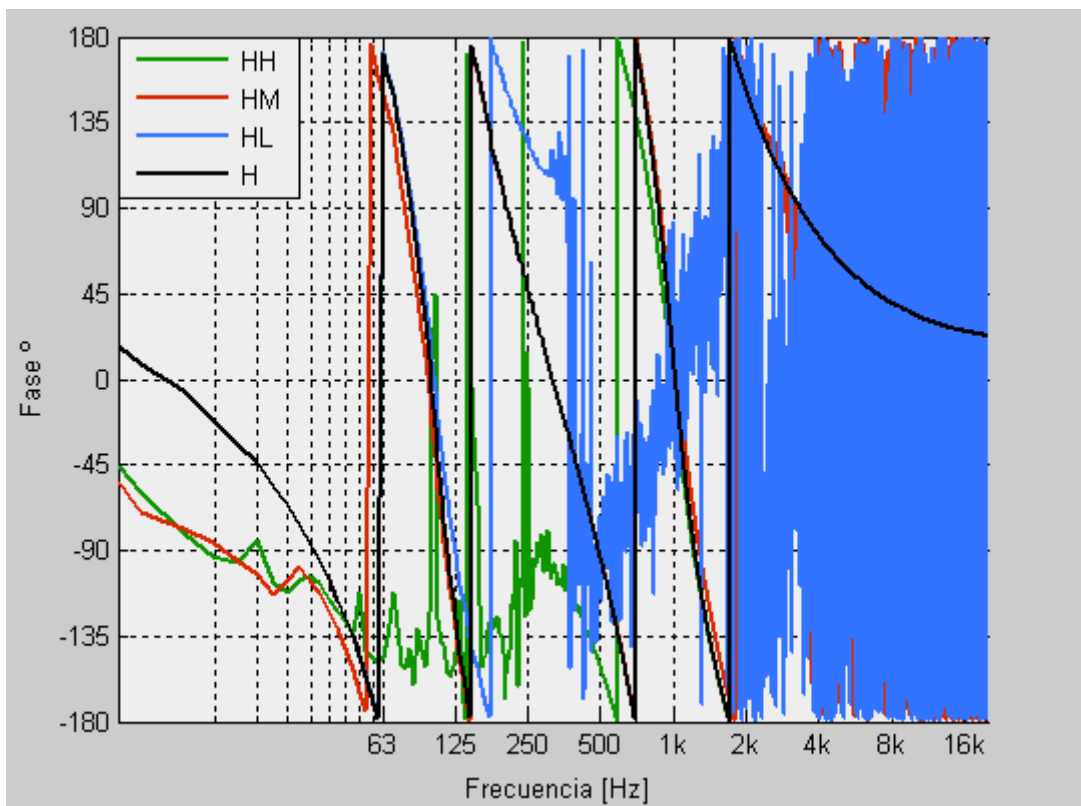


Figura 1.1.35: Funciones de transferencia en fase para una configuración Butterworth de octavo orden.

Funciones de transferencia de los filtros Linkwitz-Riley de segundo orden:

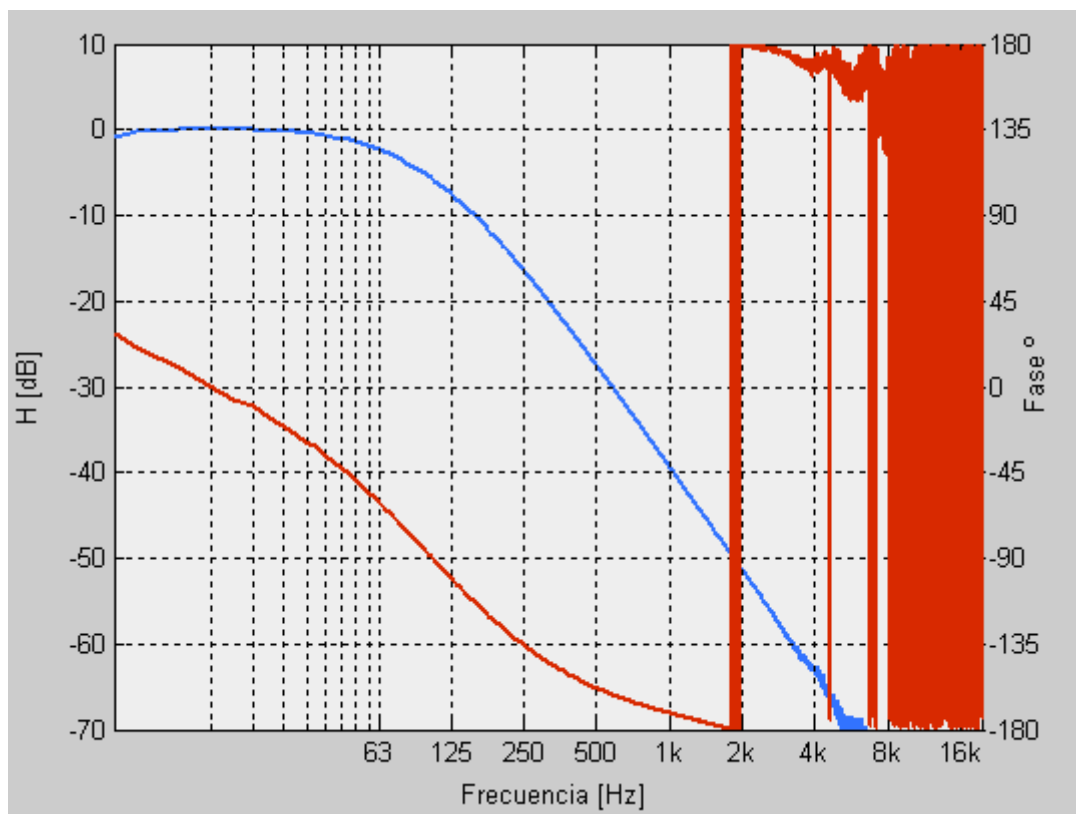


Figura 1.1.36: Función de transferencia del filtro paso bajo Linkwitz-Riley de segundo orden.

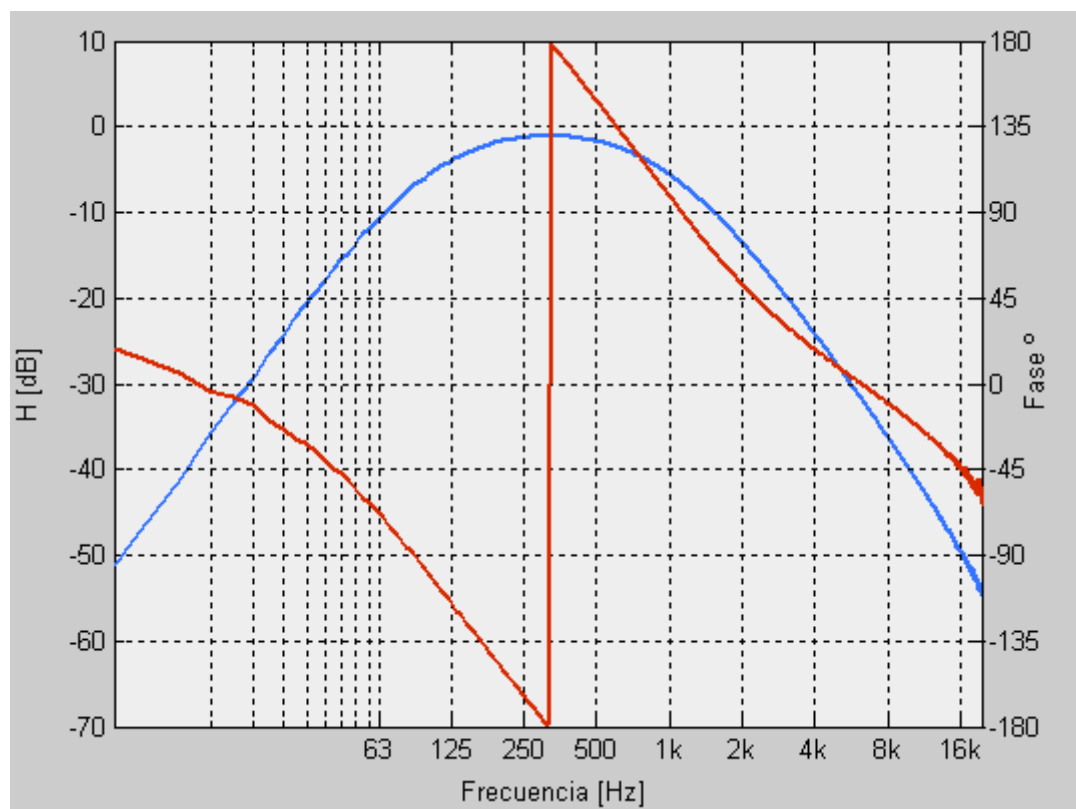


Figura 1.1.37: Función de transferencia del filtro paso banda Linkwitz-Riley de segundo orden.

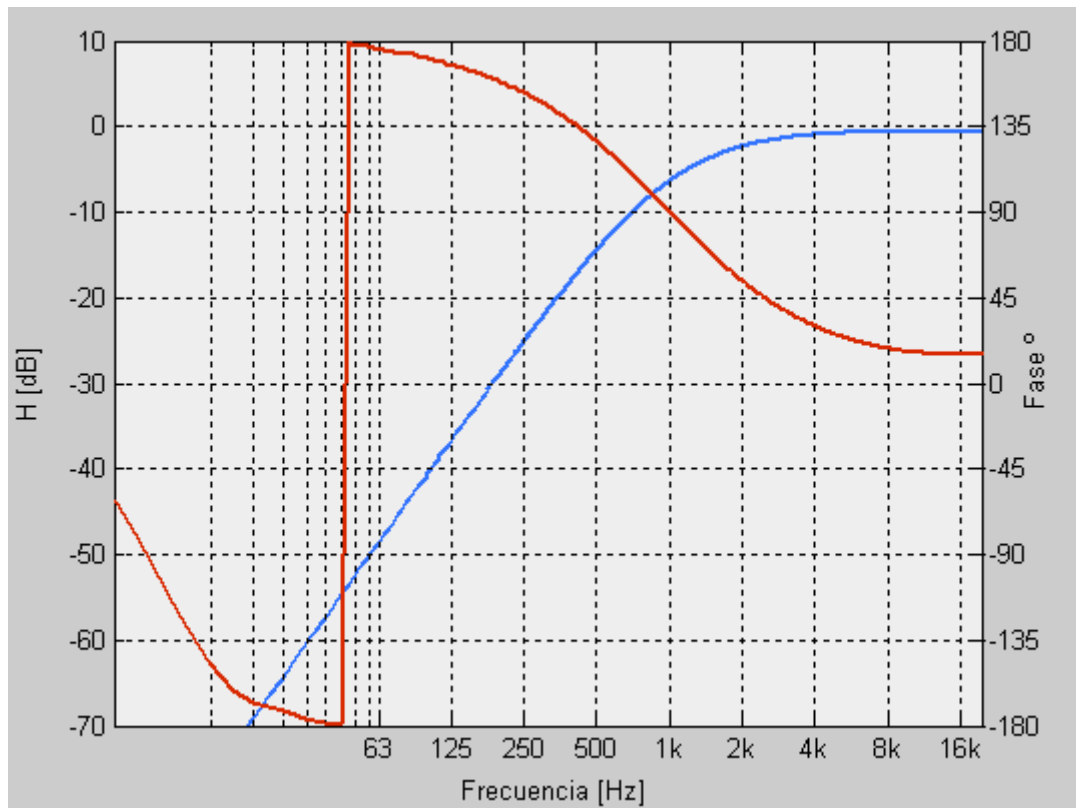


Figura 1.1.38: Función de transferencia del filtro paso alto Linkwitz-Riley de segundo orden.

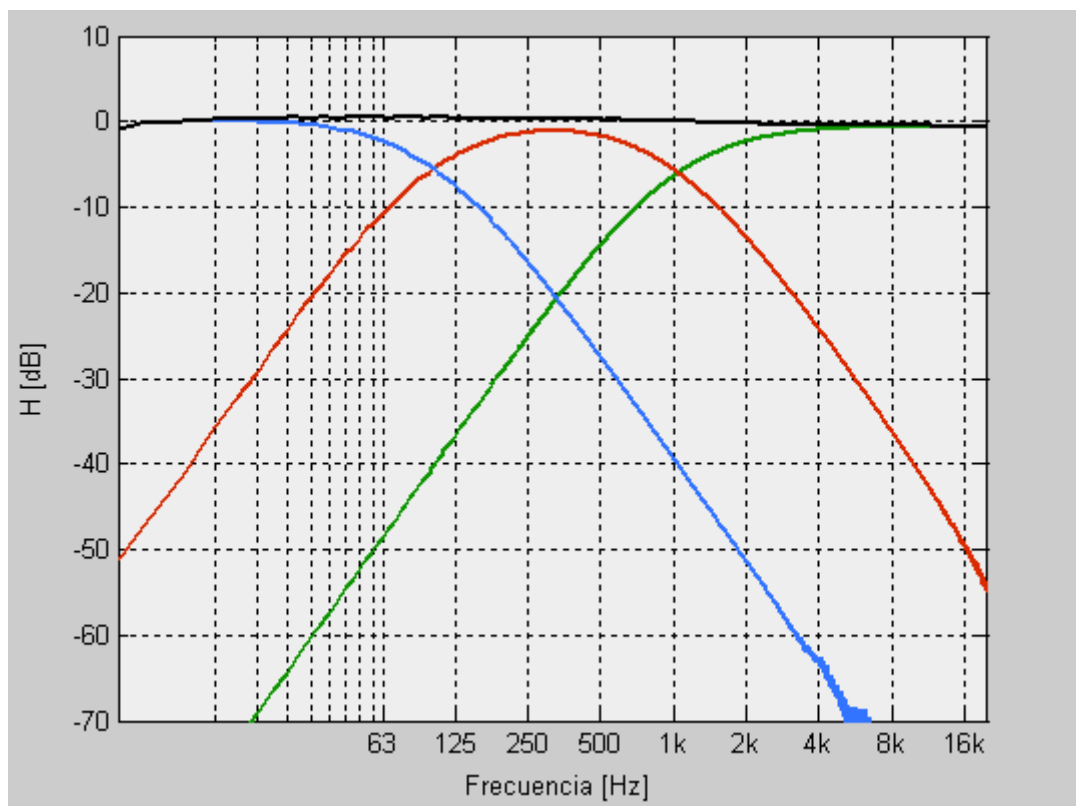


Figura 1.1.39: Funciones de transferencia en módulo para una configuración Linkwitz-Riley de segundo orden.

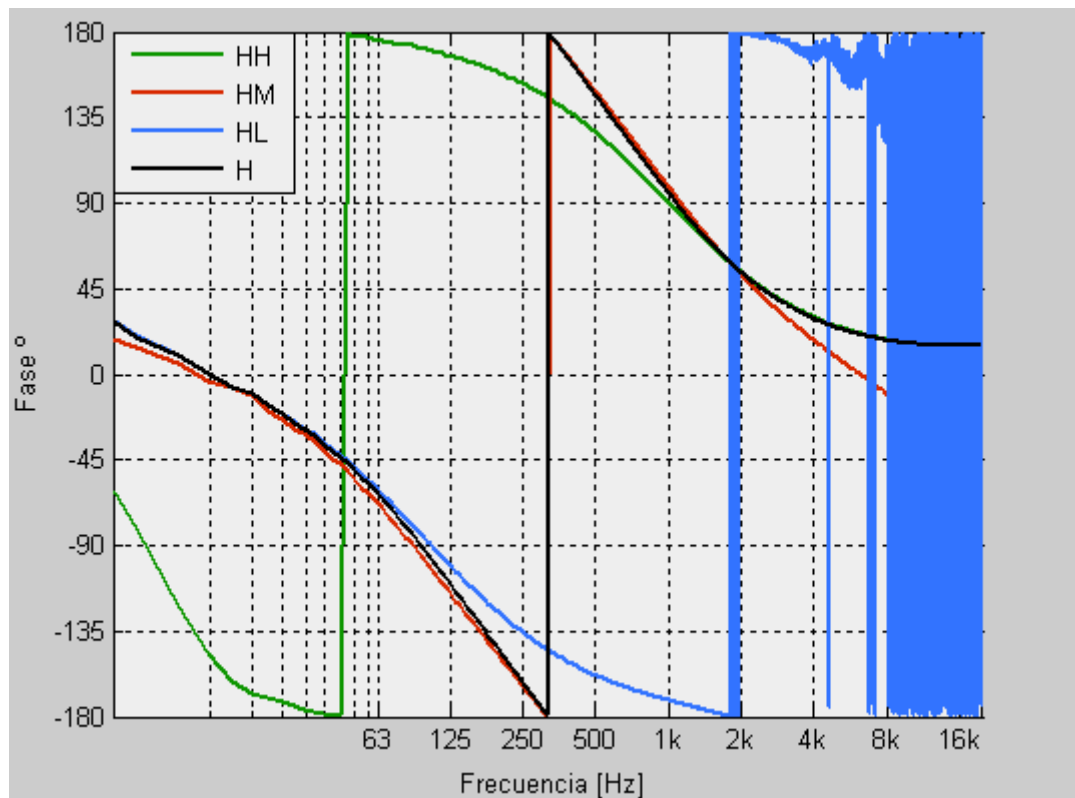


Figura 1.1.40: Funciones de transferencia en fase para una configuración Linkwitz-Riley de segundo orden.

Funciones de transferencia de los filtros Linkwitz-Riley de cuarto orden:

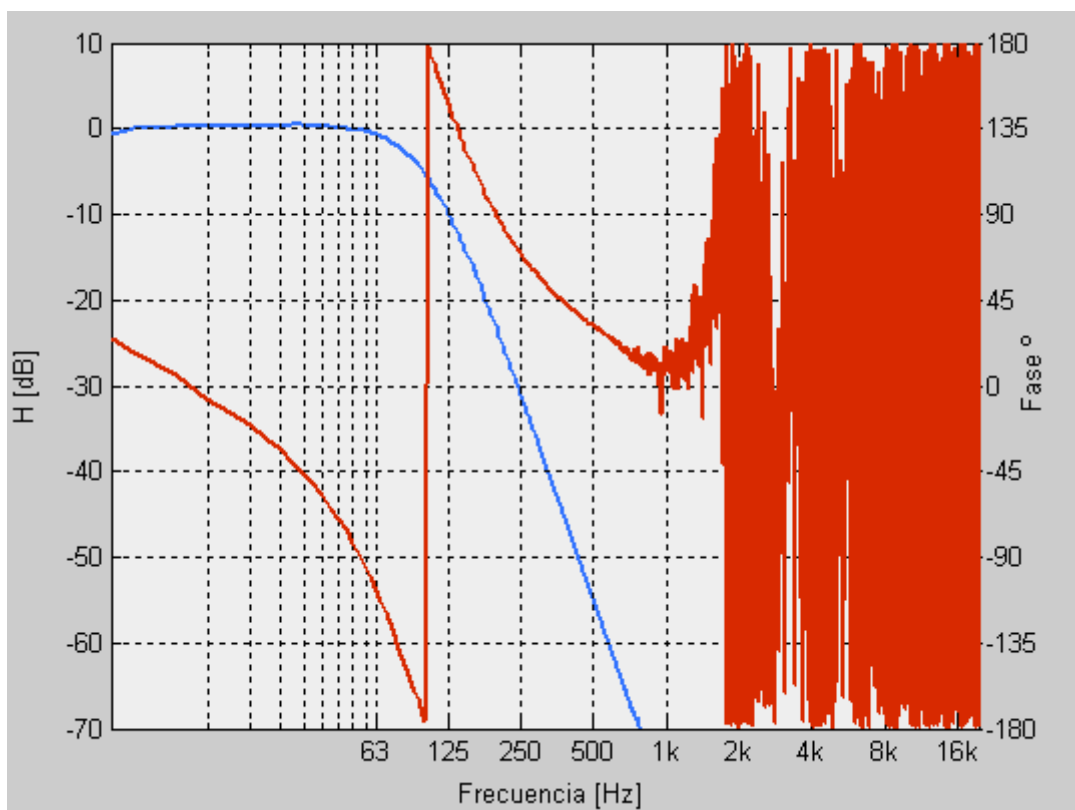


Figura 1.1.41: Función de transferencia del filtro paso bajo Linkwitz-Riley de cuarto orden.

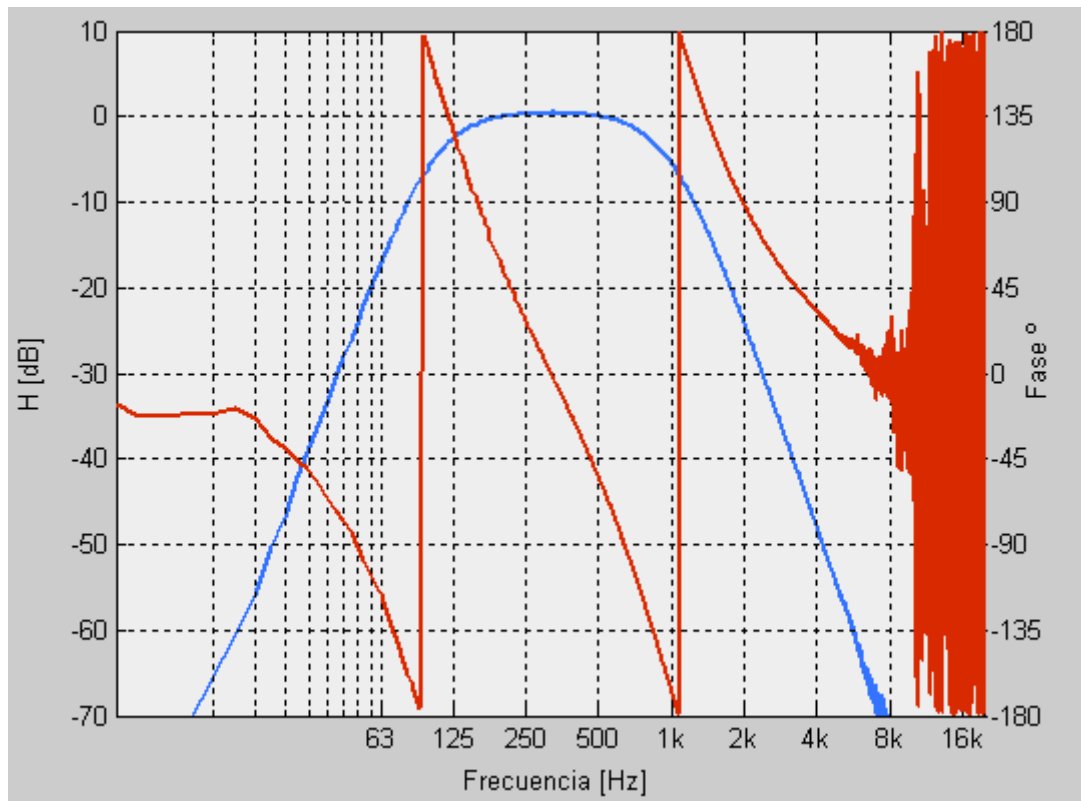


Figura 1.1.42: Función de transferencia del filtro paso banda Linkwitz-Riley de cuarto orden.

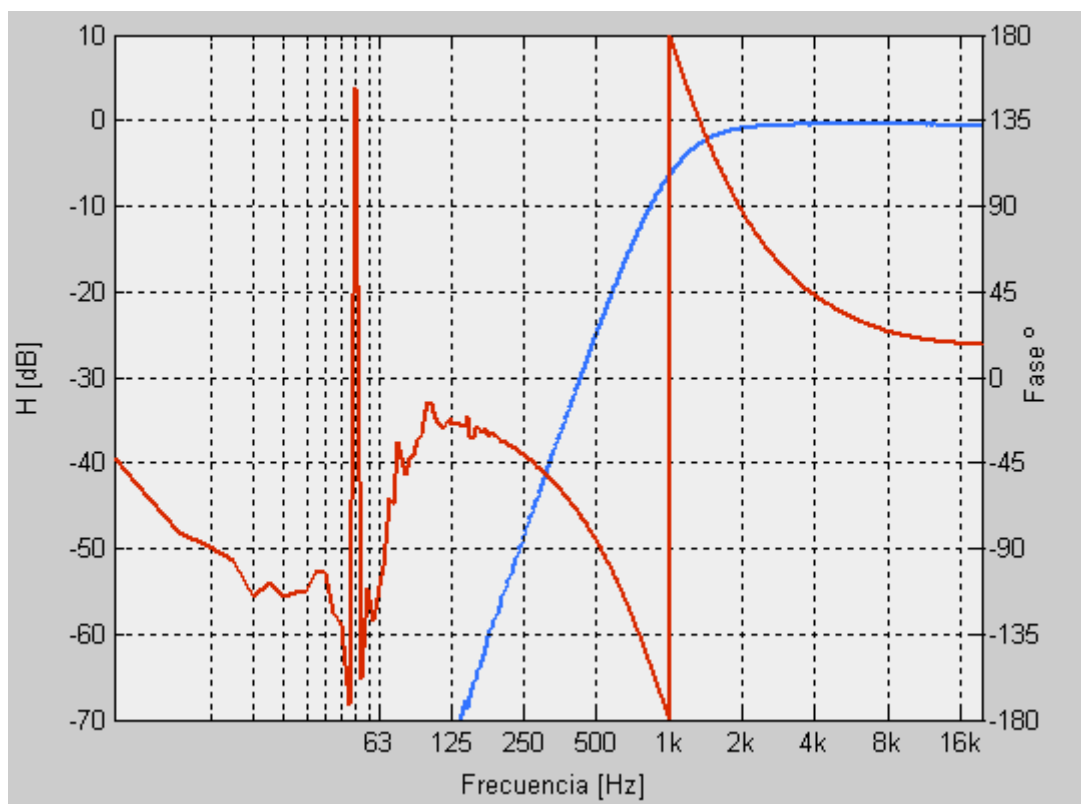


Figura 1.1.43: Función de transferencia del filtro paso alto Linkwitz-Riley de cuarto orden.

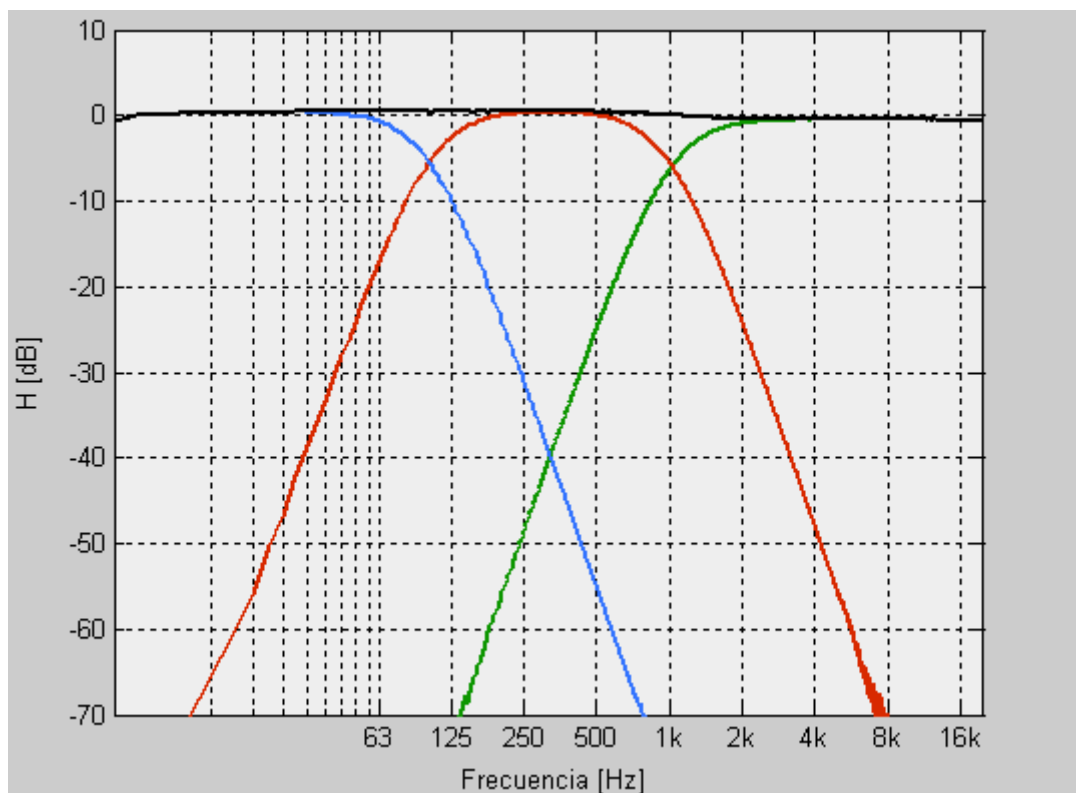


Figura 1.1.44: Funciones de transferencia en módulo para una configuración Linkwitz-Riley de cuarto orden.

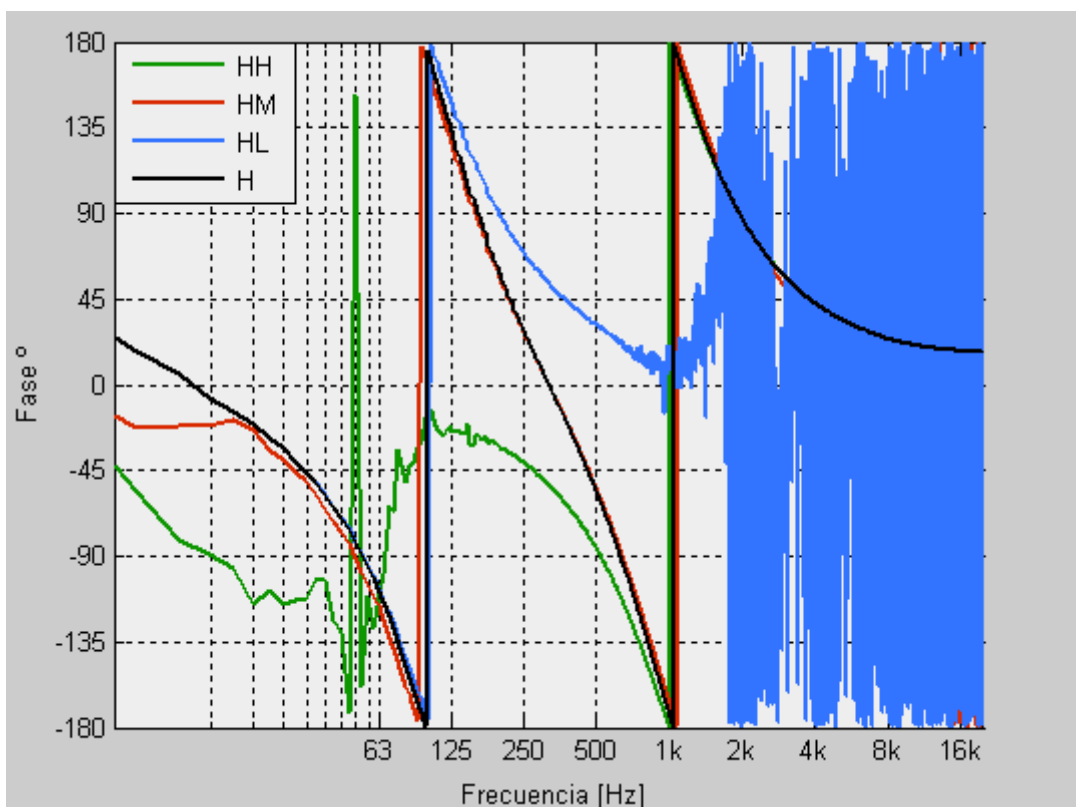


Figura 1.1.45: Funciones de transferencia en fase para una configuración Linkwitz-Riley de cuarto orden.

Funciones de transferencia de los filtros Linkwitz-Riley de octavo orden:

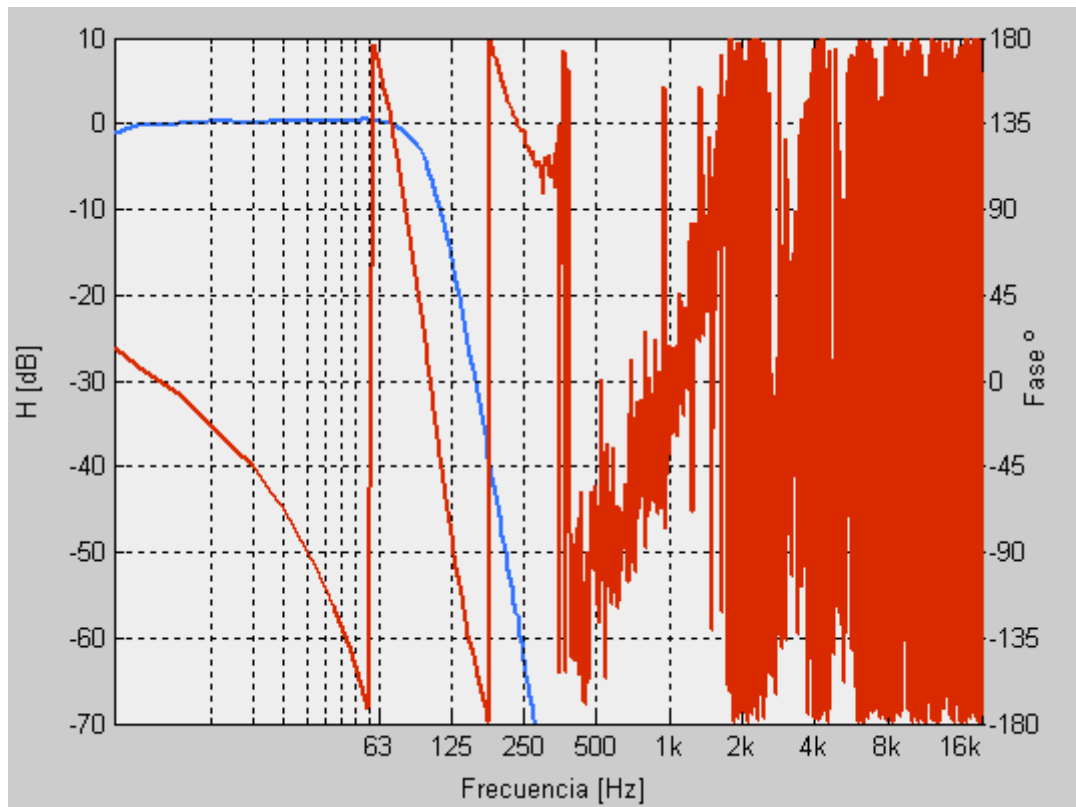


Figura 1.1.46: Función de transferencia del filtro paso bajo Linkwitz-Riley de octavo orden.

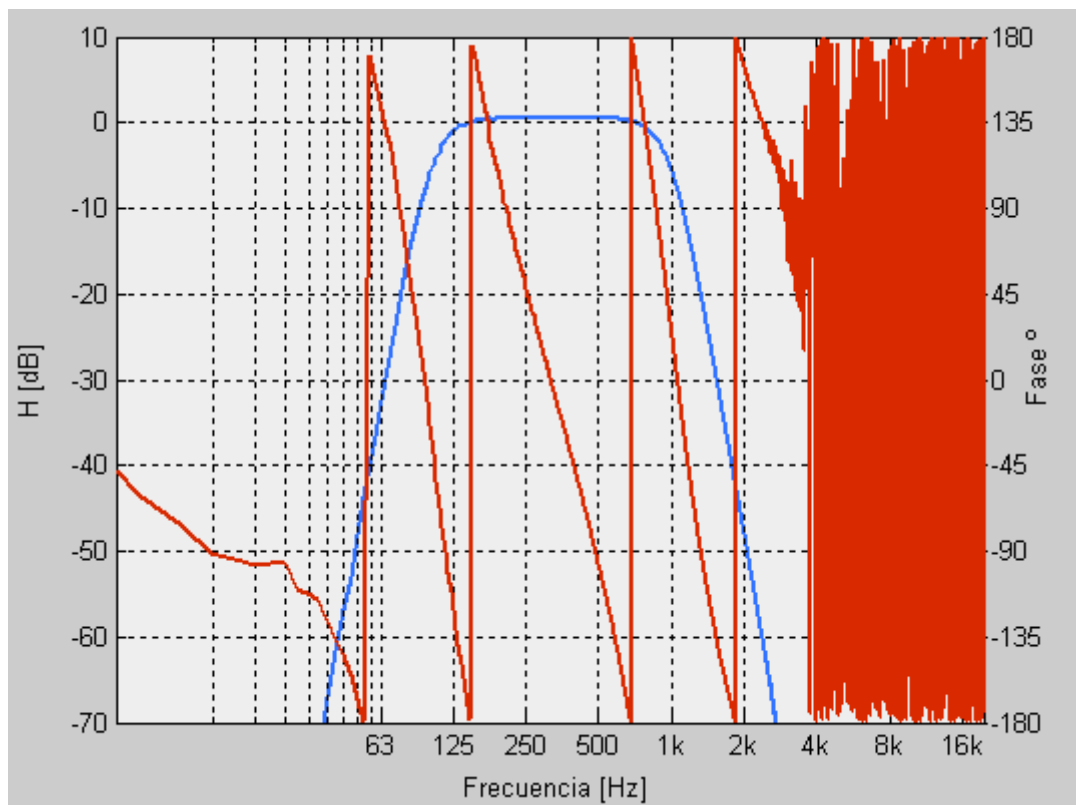


Figura 1.1.47: Función de transferencia del filtro paso banda Linkwitz-Riley de octavo orden.

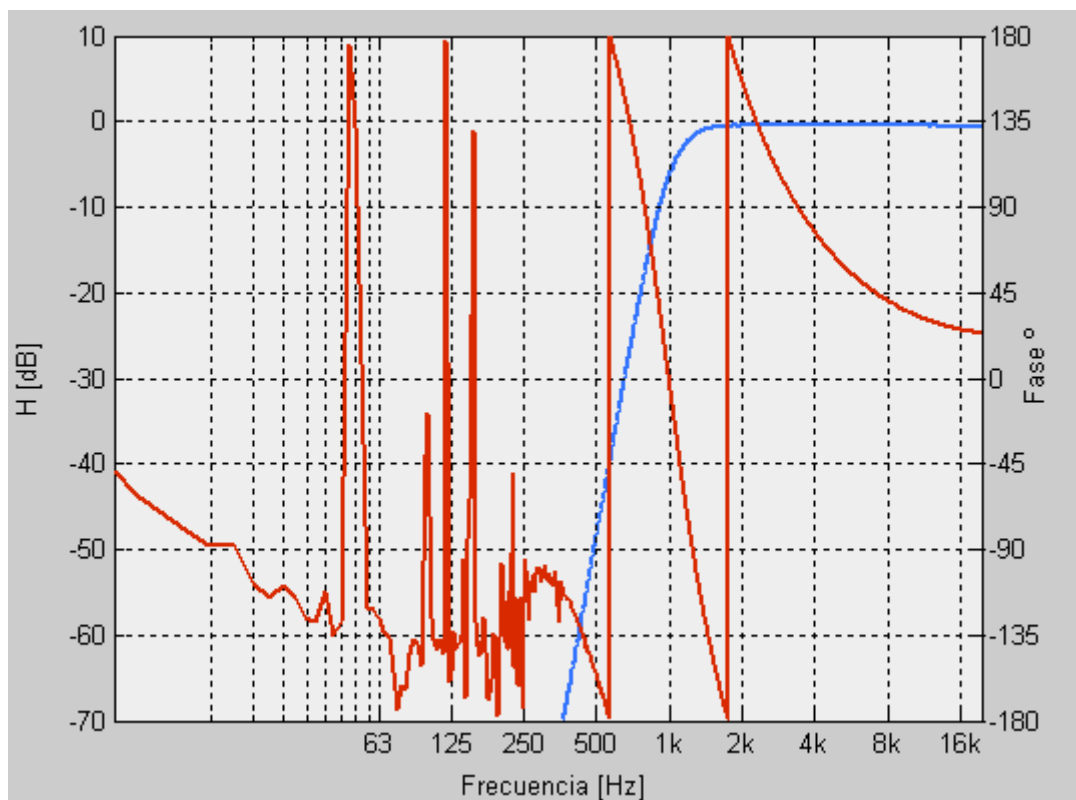


Figura 1.1.48: Función de transferencia del filtro paso alto Linkwitz-Riley de octavo orden.

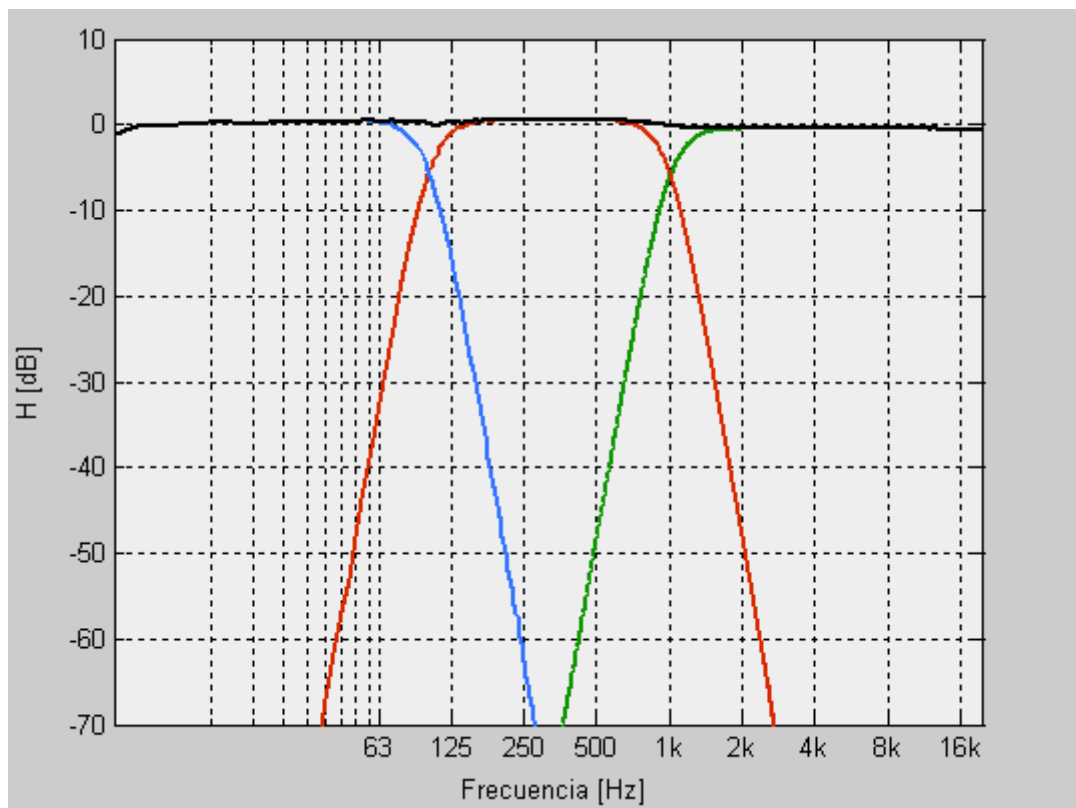


Figura 1.1.49: Funciones de transferencia en módulo para una configuración Linkwitz-Riley de octavo orden.

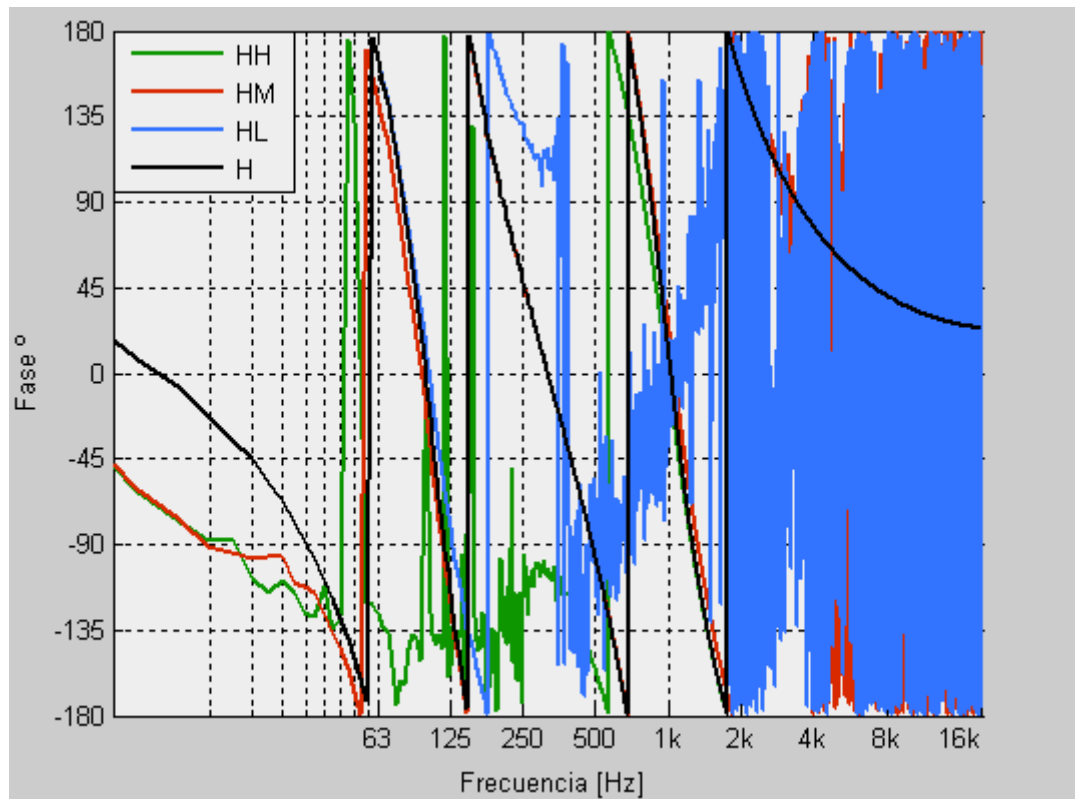


Figura 1.1.50: Funciones de transferencia en fase para una configuración Linkwitz-Riley de octavo orden.

Funciones de transferencia de los filtros Bessel de segundo orden:

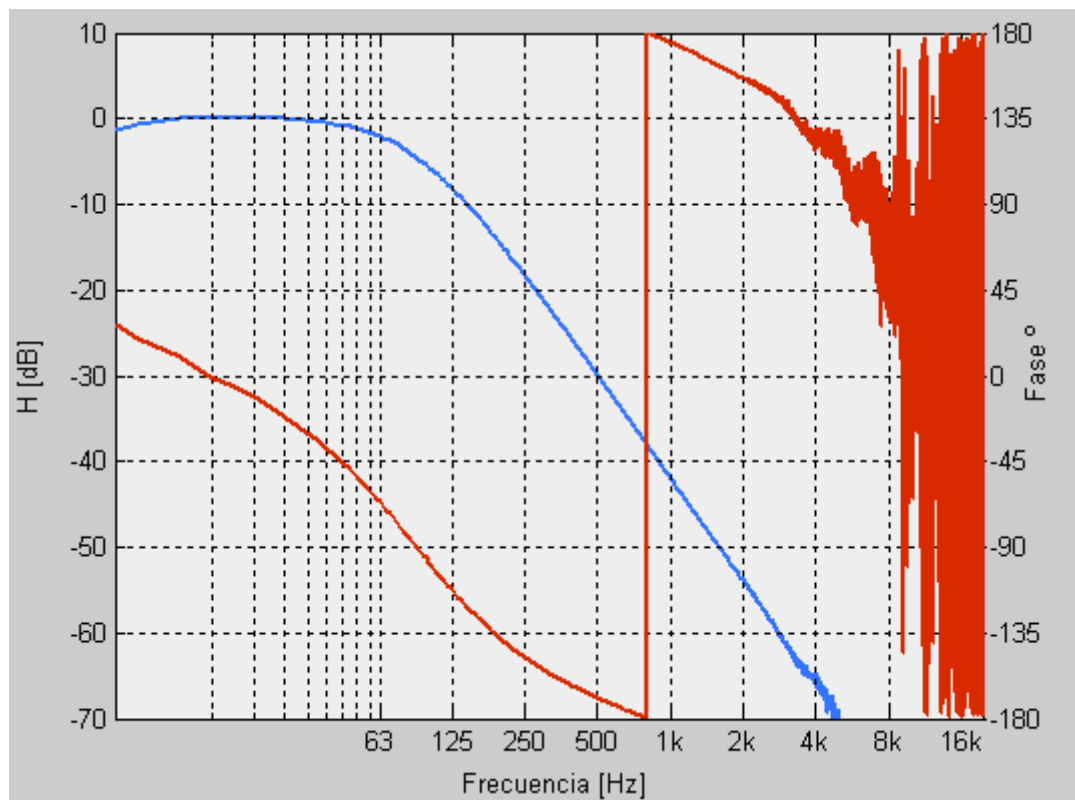


Figura 1.1.51: Función de transferencia del filtro paso bajo Bessel de segundo orden.

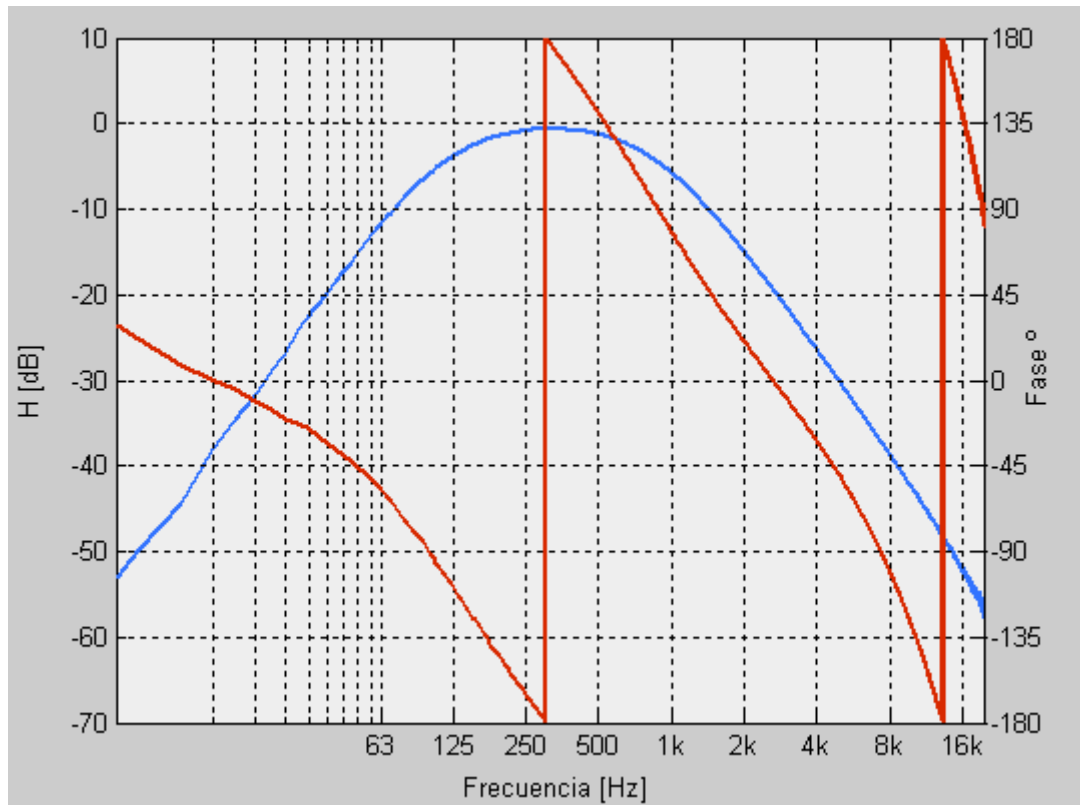


Figura 1.1.52: Función de transferencia del filtro paso banda Bessel de segundo orden.

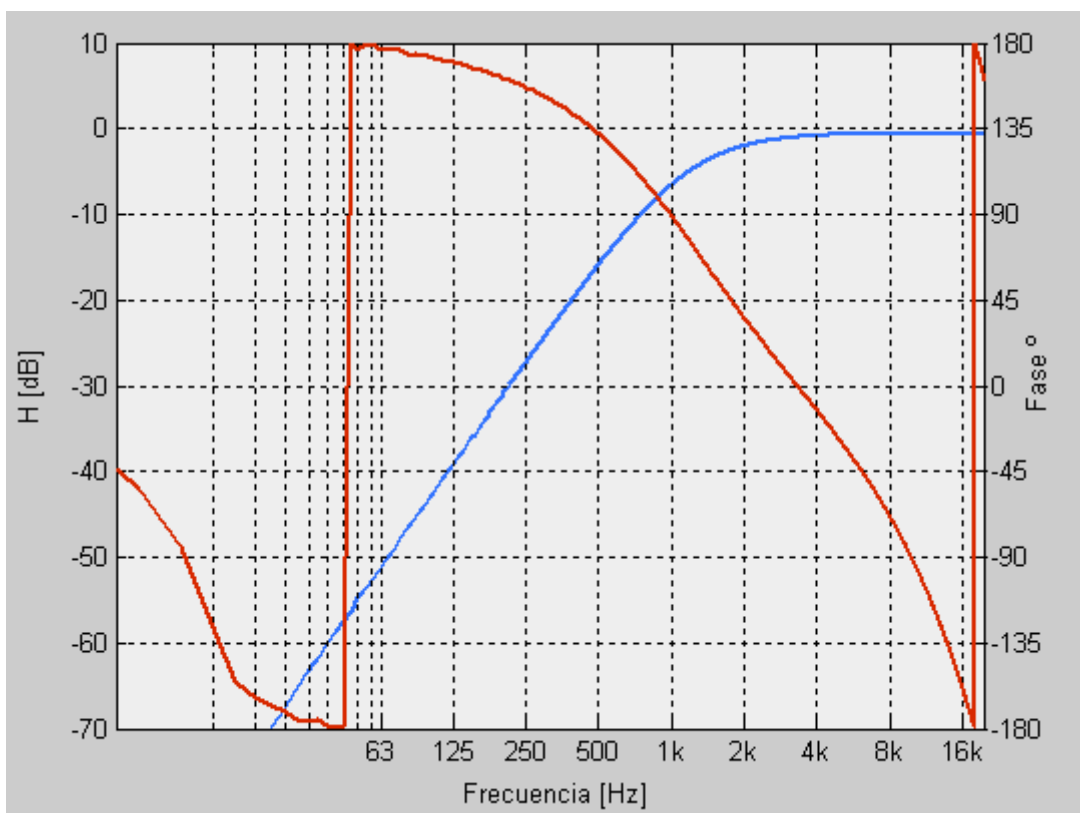


Figura 1.1.53: Función de transferencia del filtro paso alto Bessel de segundo orden.

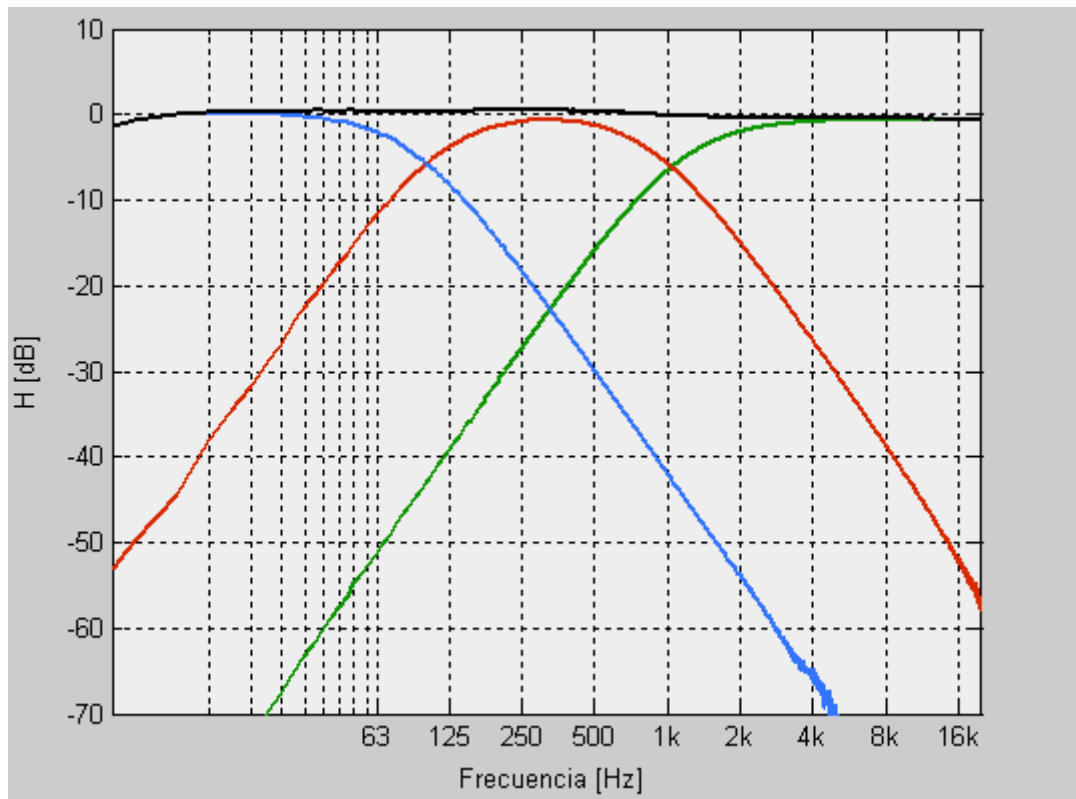


Figura 1.1.54: Funciones de transferencia en módulo para una configuración Bessel de segundo orden.

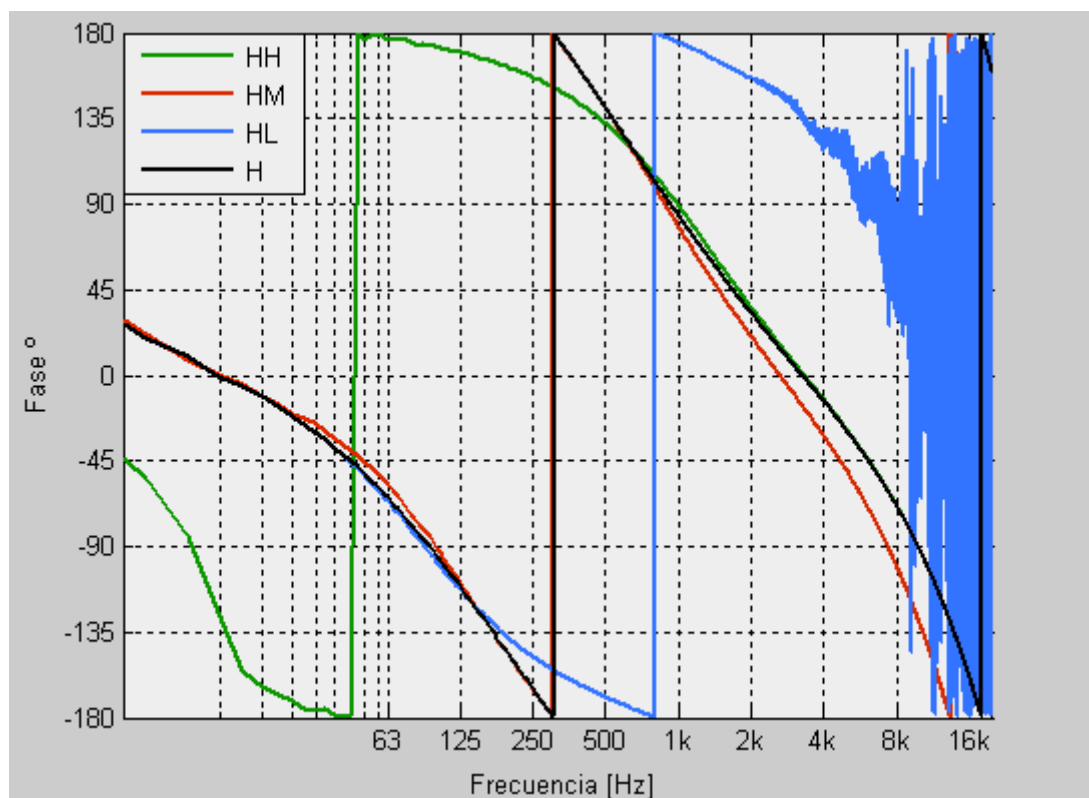


Figura 1.1.55: Funciones de transferencia en fase para una configuración Bessel de segundo orden.

Funciones de transferencia de los filtros Bessel de cuarto orden:

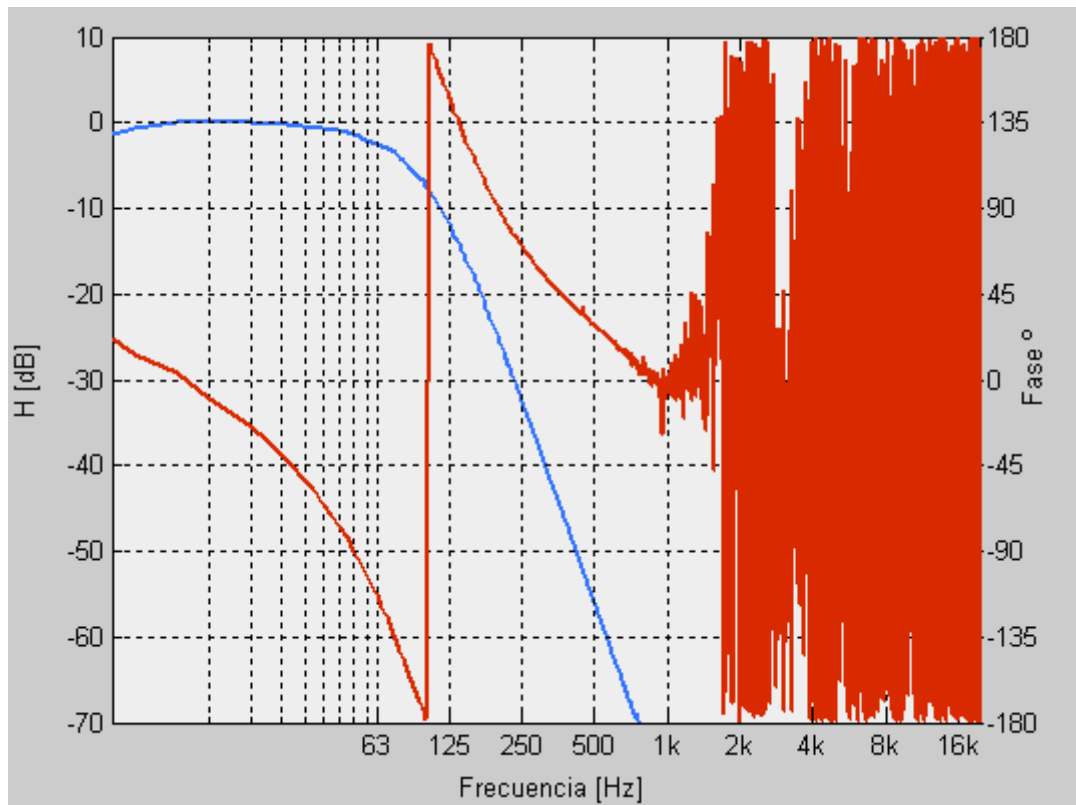


Figura 1.1.56: Función de transferencia del filtro paso bajo Bessel de cuarto orden.

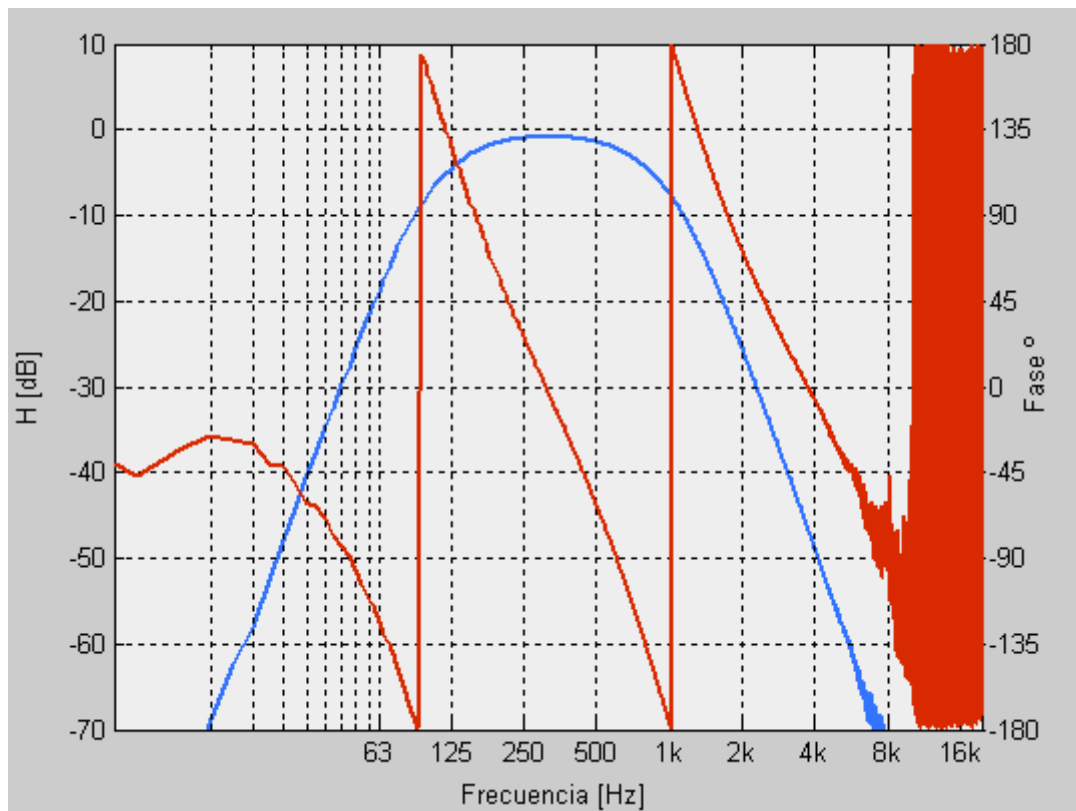


Figura 1.1.57: Función de transferencia del filtro paso banda Bessel de cuarto orden.

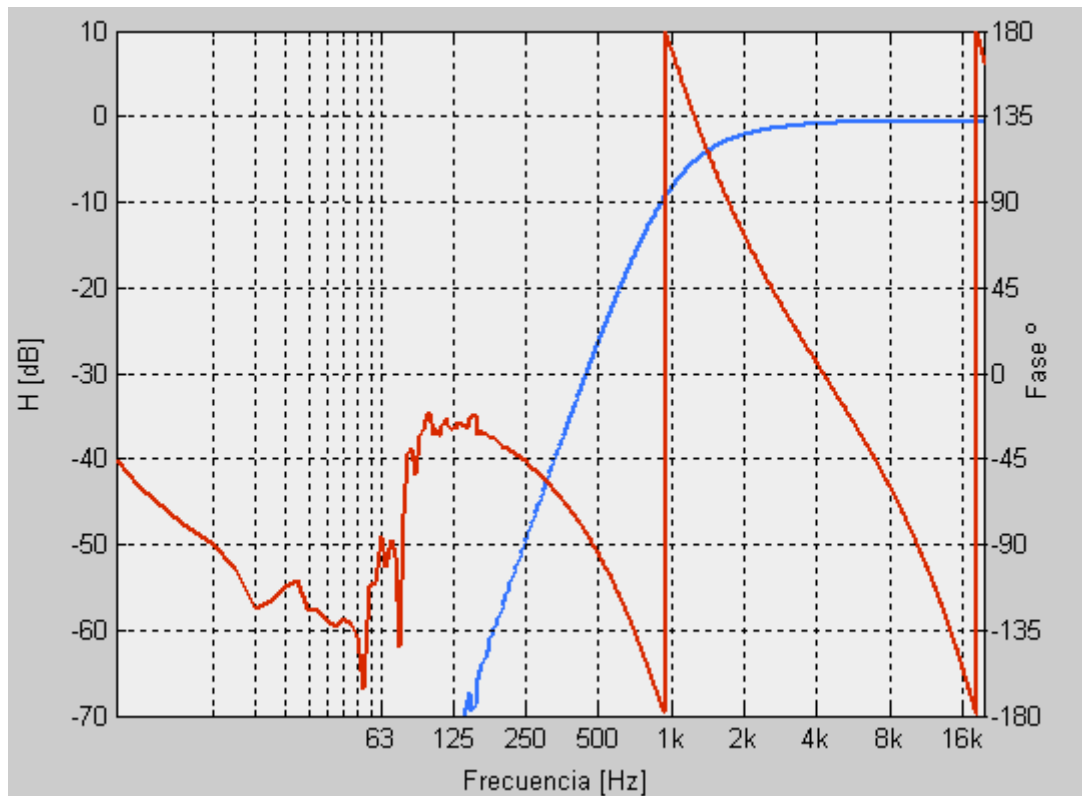


Figura 1.1.58: Función de transferencia del filtro paso alto Bessel de cuarto orden.

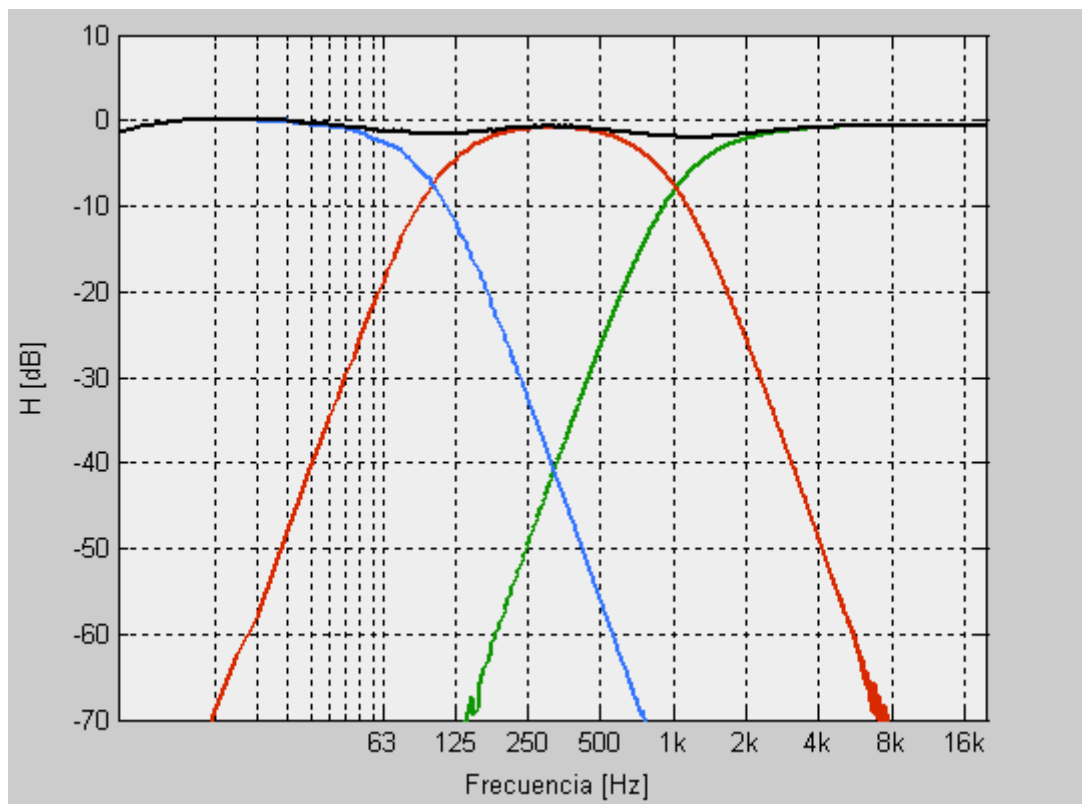


Figura 1.1.59: Funciones de transferencia en módulo para una configuración Bessel de cuarto orden.

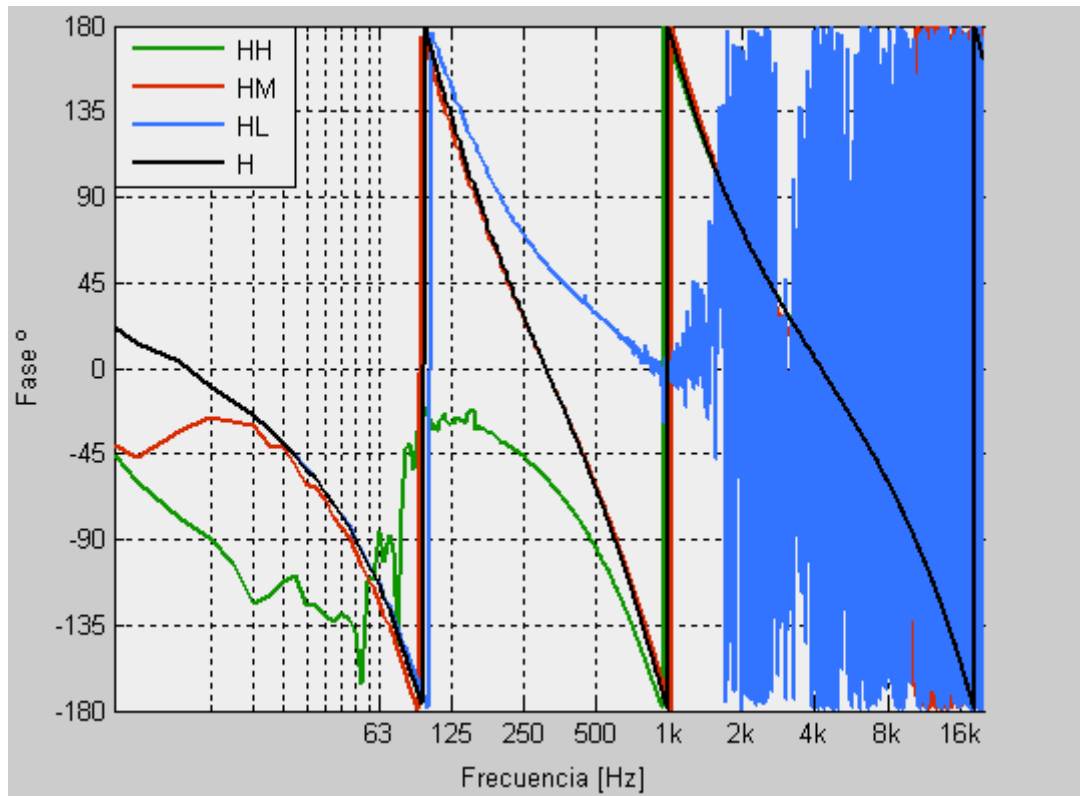


Figura 1.1.60: Funciones de transferencia en fase para una configuración Bessel de cuarto orden.

Funciones de transferencia de los filtros Neville Thiele Method de cuarto orden:

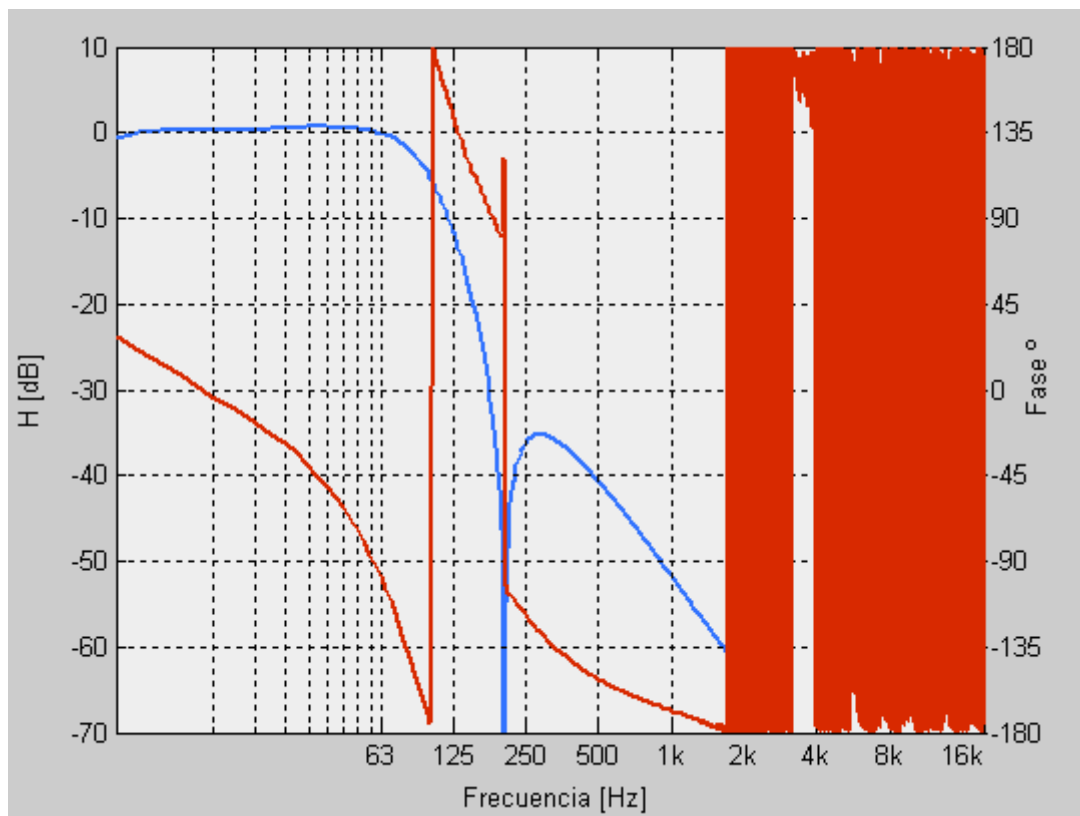


Figura 1.1.61: Función de transferencia del filtro paso bajo Neville Thiele Method de cuarto orden.

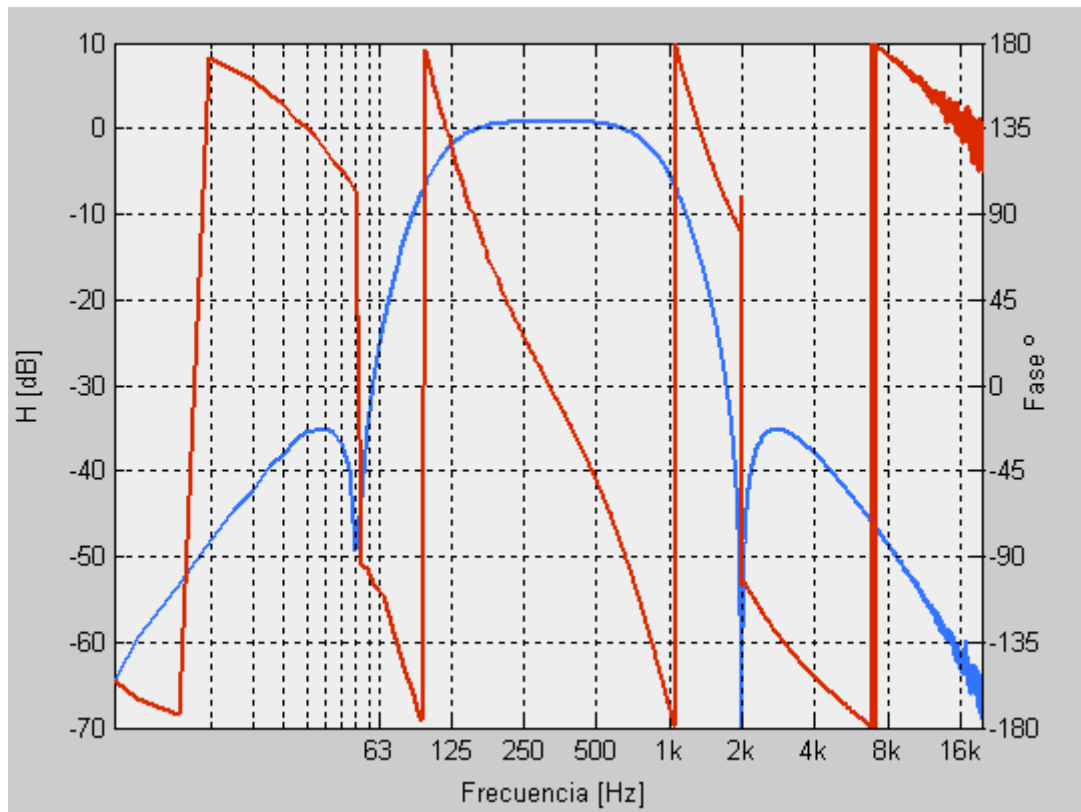


Figura 1.1.62: Función de transferencia del filtro paso banda Neville Thiele Method de cuarto orden.

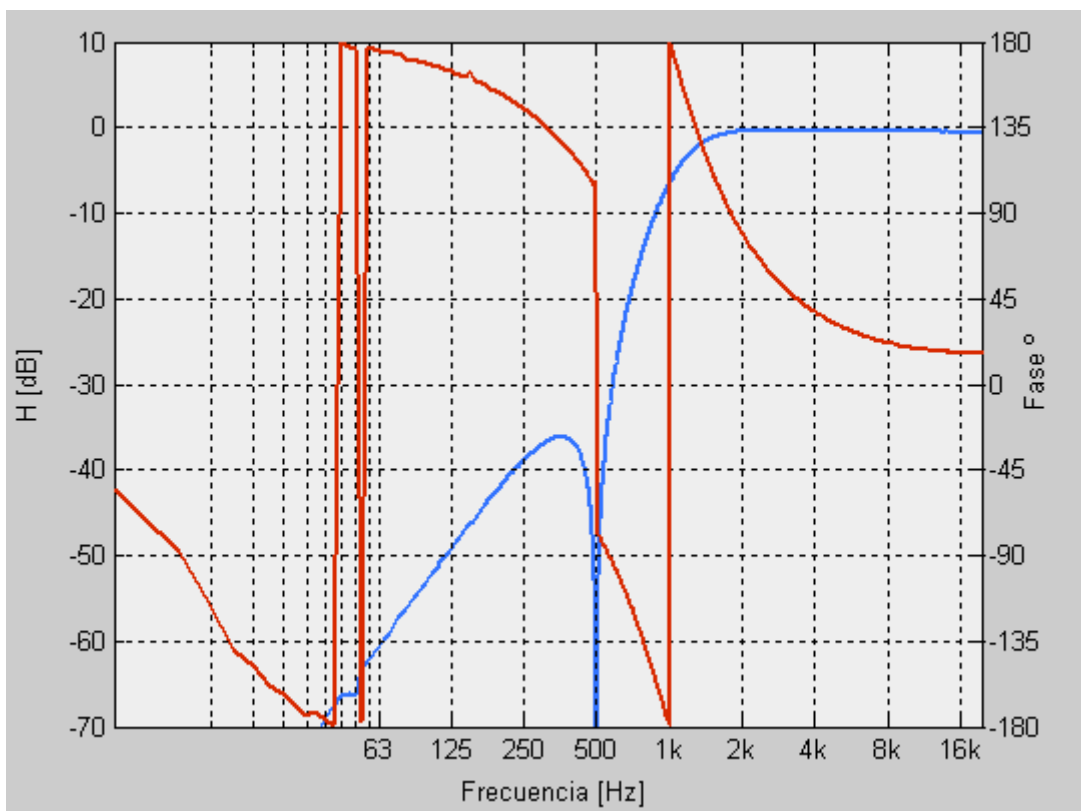


Figura 1.1.63: Función de transferencia del filtro paso alto Neville Thiele Method de cuarto orden.

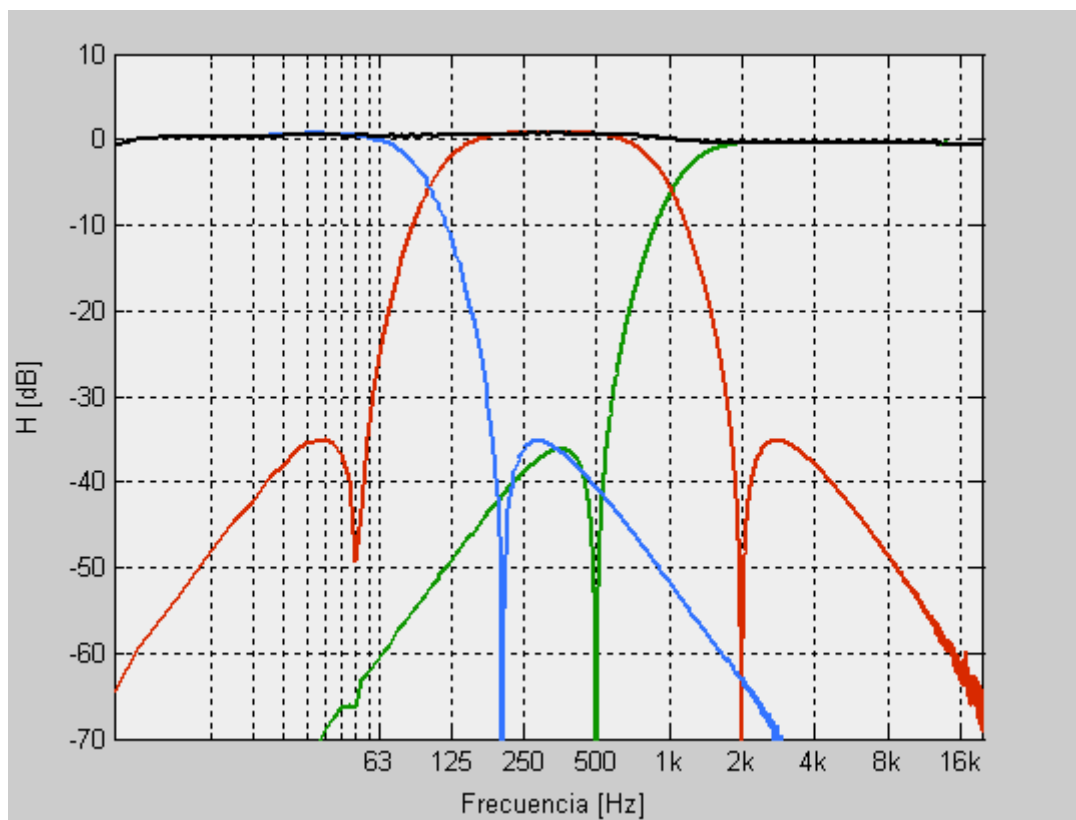


Figura 1.1.64: Funciones de transferencia en módulo para una configuración Neville Thiele Method de cuarto orden.

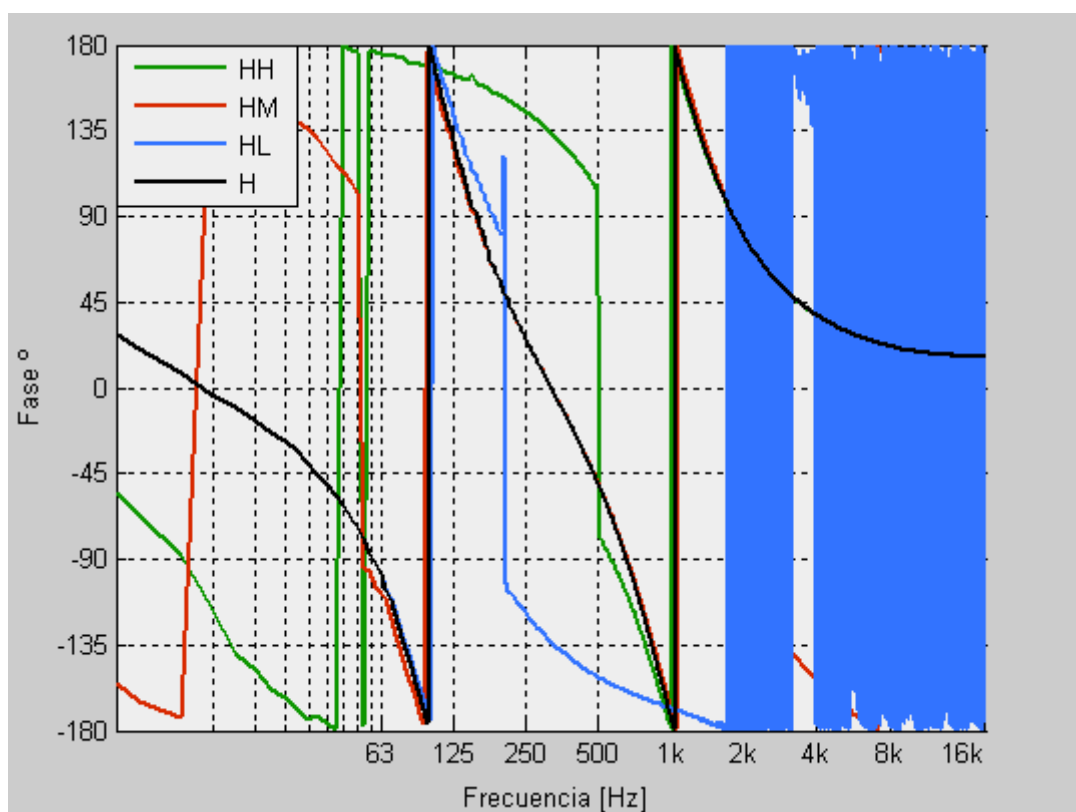


Figura 1.1.65: Funciones de transferencia en fase para una configuración Neville Thiele Method de cuarto orden.

Funciones de transferencia de los filtros Neville Thiele Method de octavo orden:

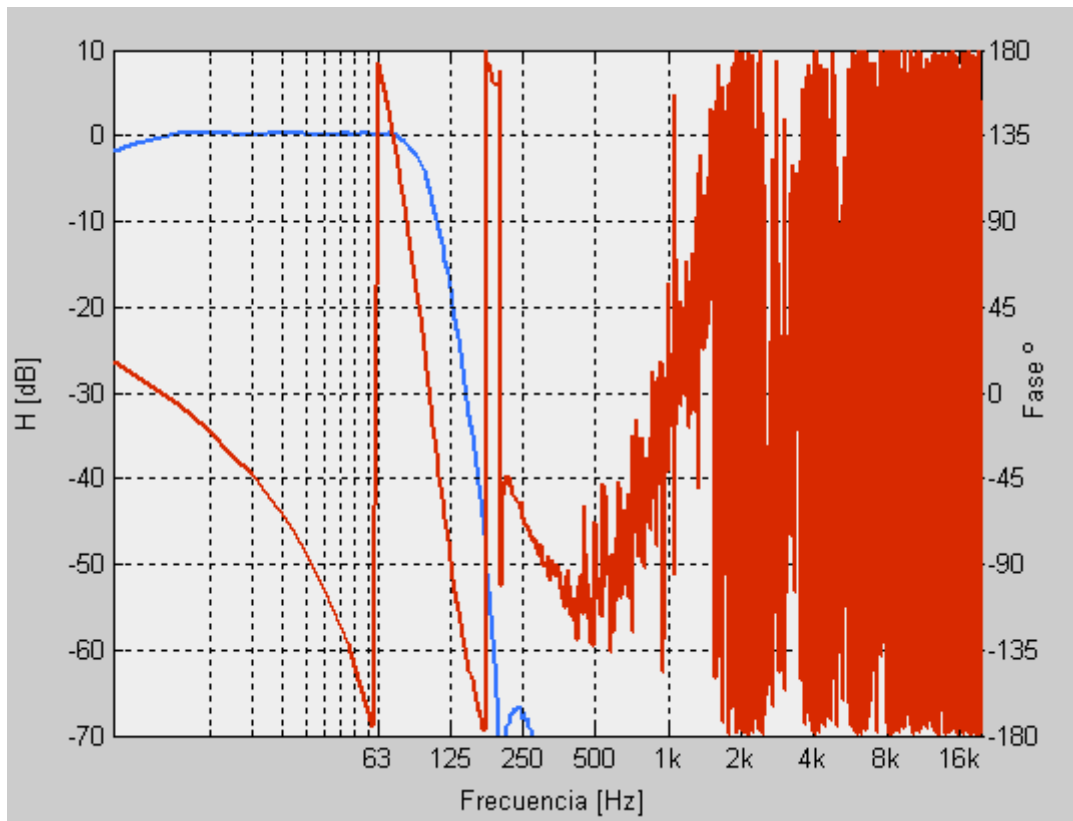


Figura 1.1.66: Función de transferencia del filtro paso bajo Neville Thiele Method de octavo orden.

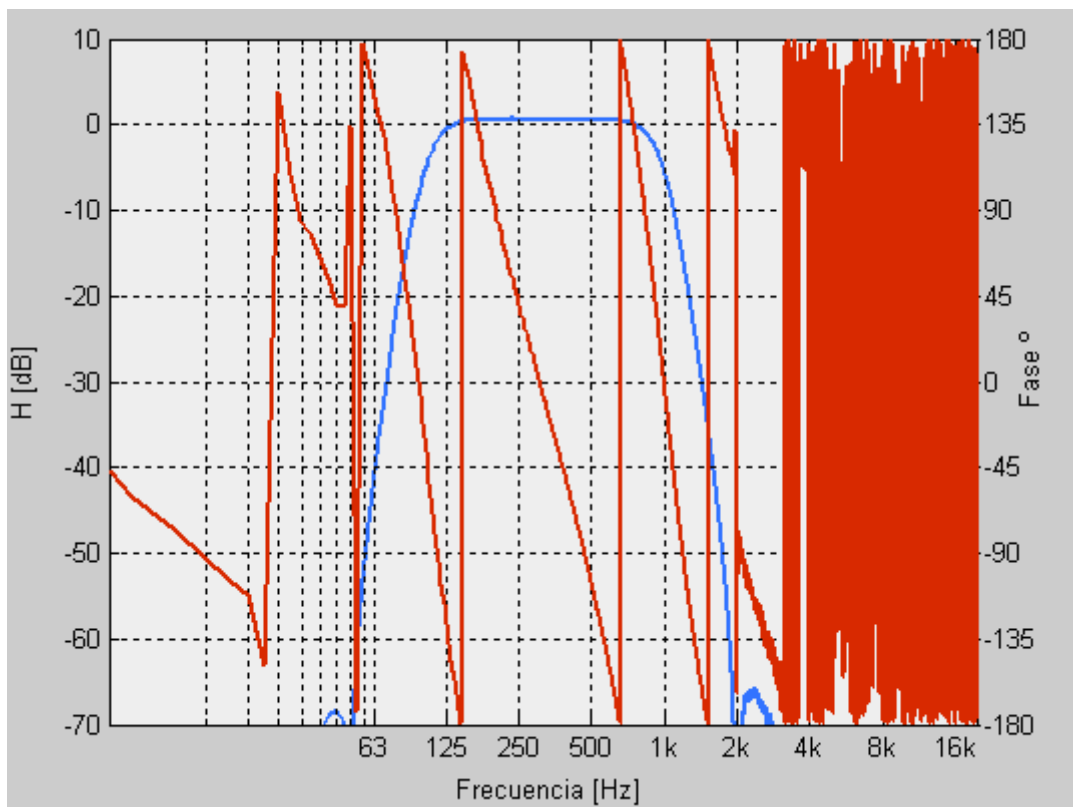


Figura 1.1.67: Función de transferencia del filtro paso banda Neville Thiele Method de octavo orden.

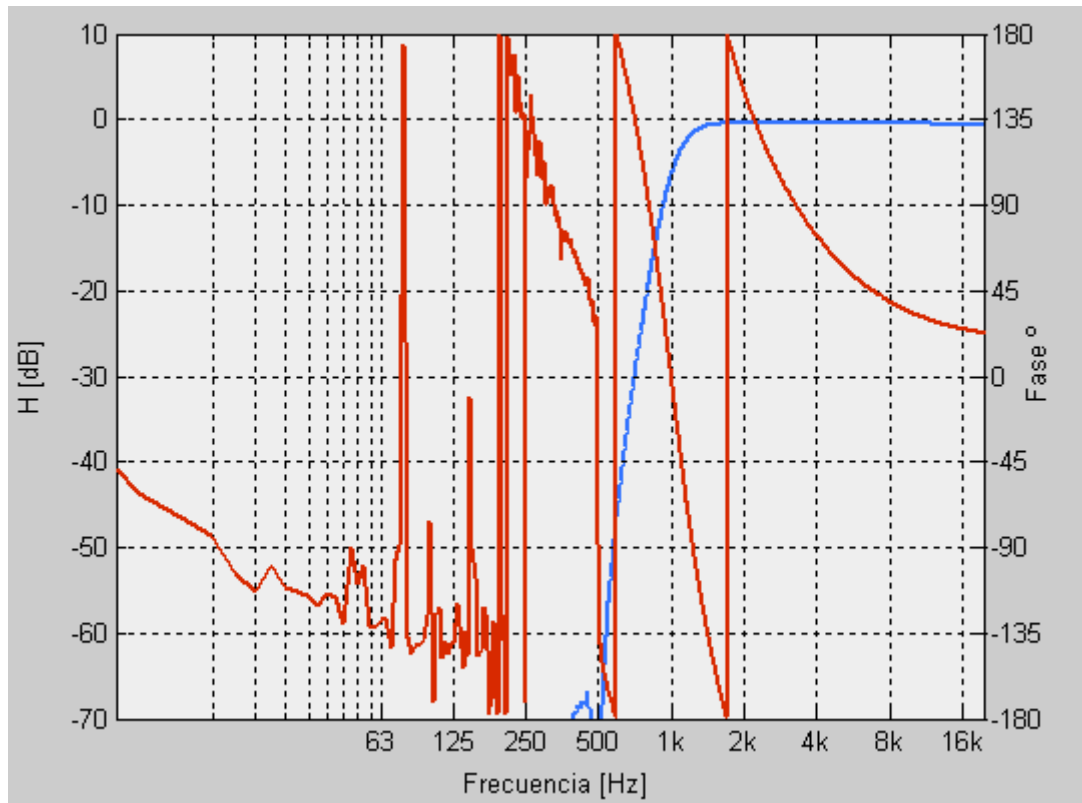


Figura 1.1.68: Función de transferencia del filtro paso alto Neville Thiele Method de octavo orden.

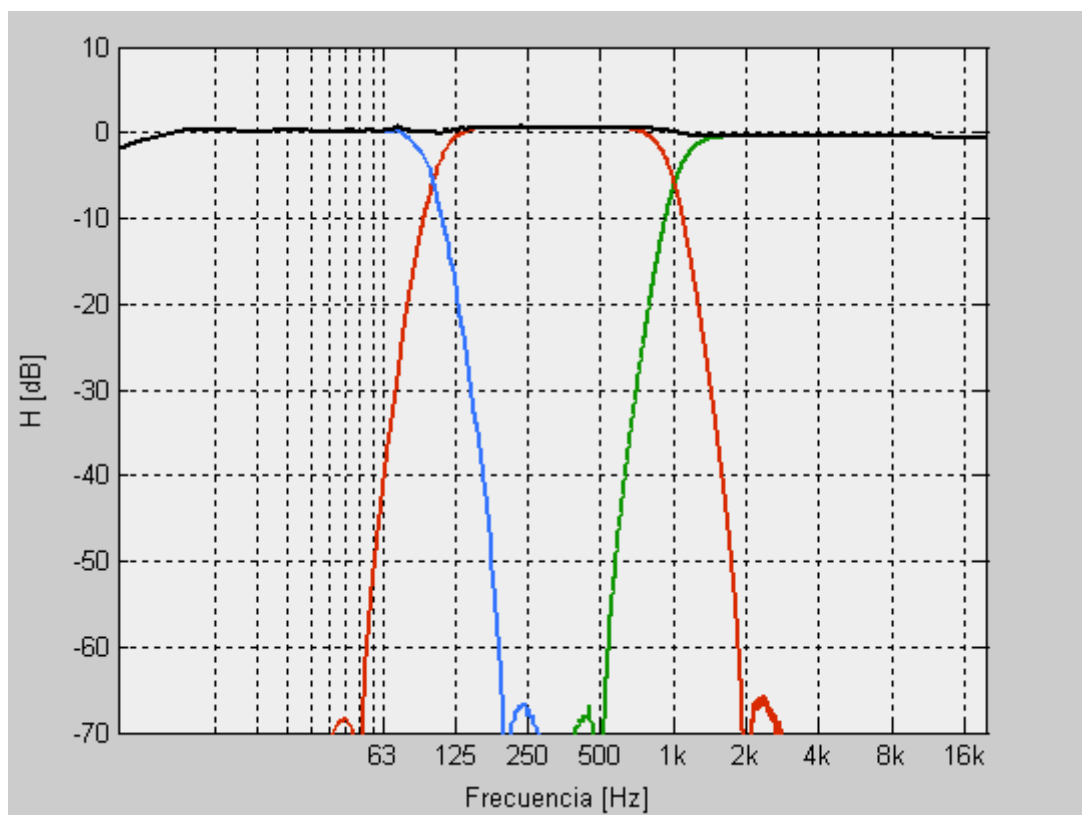


Figura 1.1.69: Funciones de transferencia en módulo para una configuración Neville Thiele Method de octavo orden.

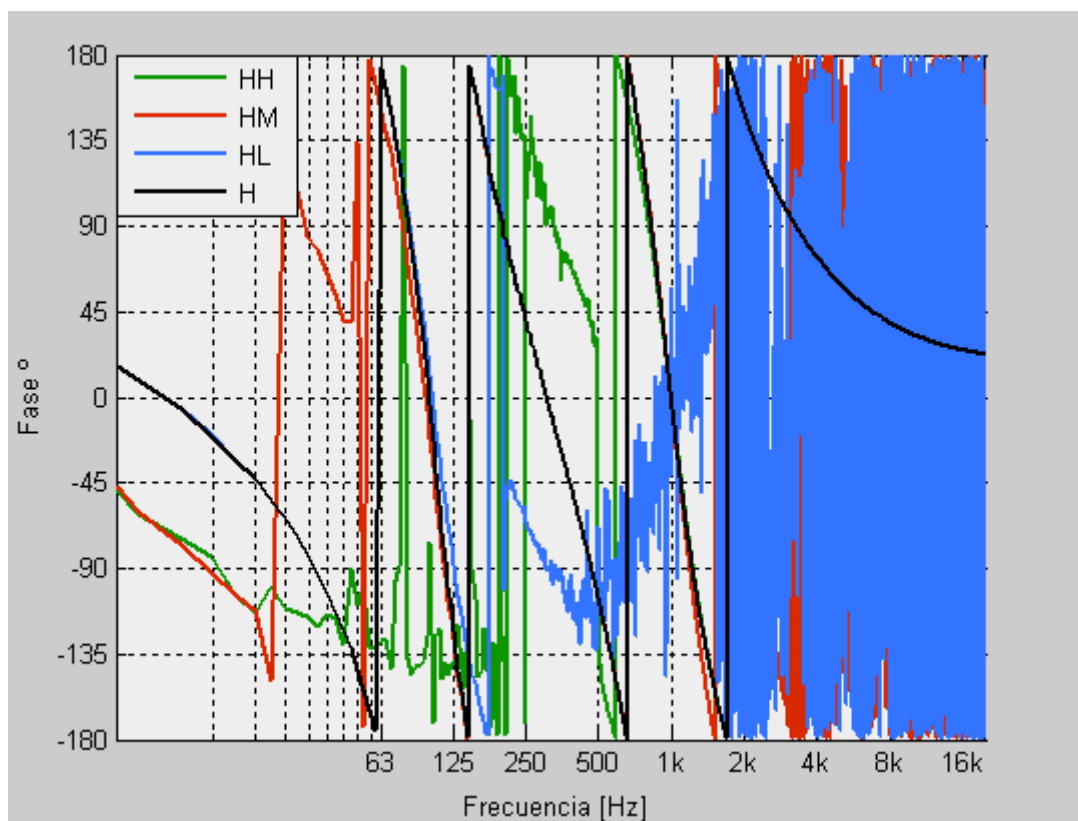


Figura 1.1.70: Funciones de transferencia en fase para una configuración Neville Thiele Method de octavo orden.

1.2 FUNCIONES DE TRANSFERENCIA DE LOS AMPLIFICADORES

Además de los filtros, también se realizaron funciones de transferencia de los amplificadores correspondientes al sistema. Concretamente se muestran las funciones de transferencia del amplificador *UL-5000* de la casa Black-Sound y el *TSA2200* de la casa t.amp.

Al no ser necesaria una elevada resolución visual en las representaciones gráficas de las funciones de transferencia de las etapas de potencia, se han realizado las medidas en un ancho de banda de 20 kHz a 1600 muestras, obteniendo así una resolución de 12.5 Hz.

Cabe destacar que estas etapas de potencia son del tipo fuente conmutada por lo que existe un cambio de polaridad entre la entrada y la salida del dispositivo. Por otro lado, y como era de esperar, la respuesta en módulo es plana para todo el rango de audio.

En azul se ha representado la respuesta en módulo, mientras que en rojo se ha representado la respuesta en fase. Como se puede observar, el amplificador es inversor.

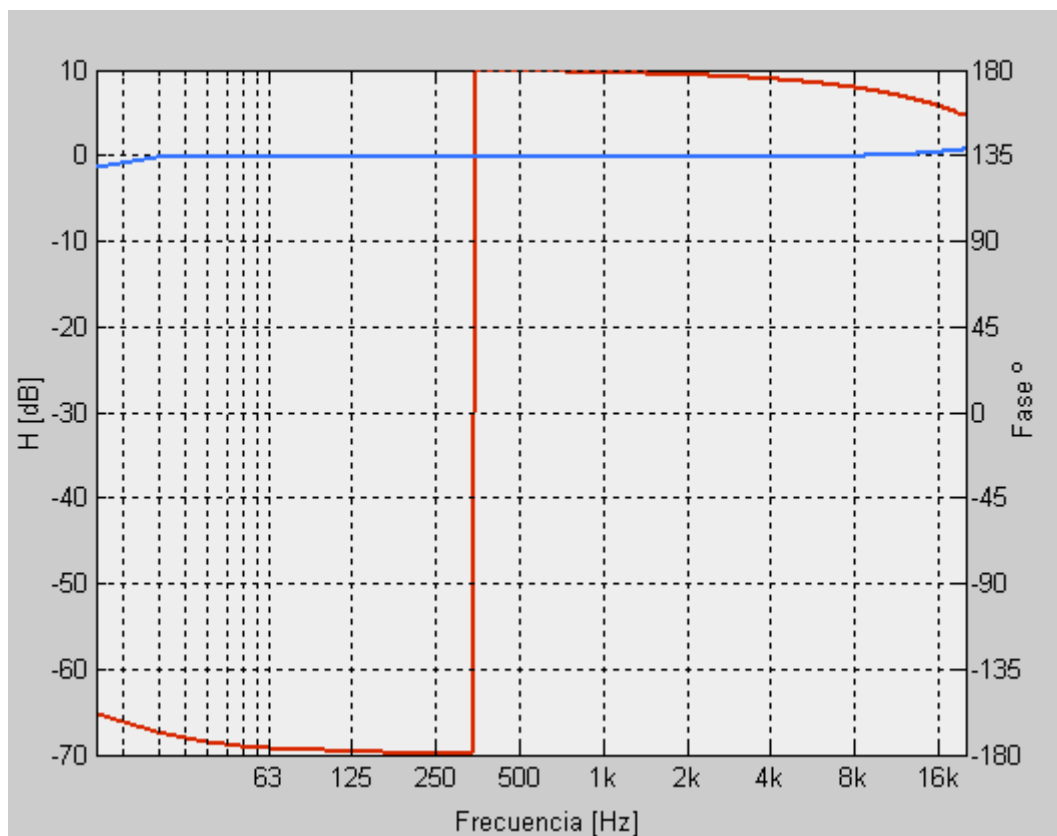


Figura 1.2.1: Función de transferencia de la etapa de potencia UL-5000.

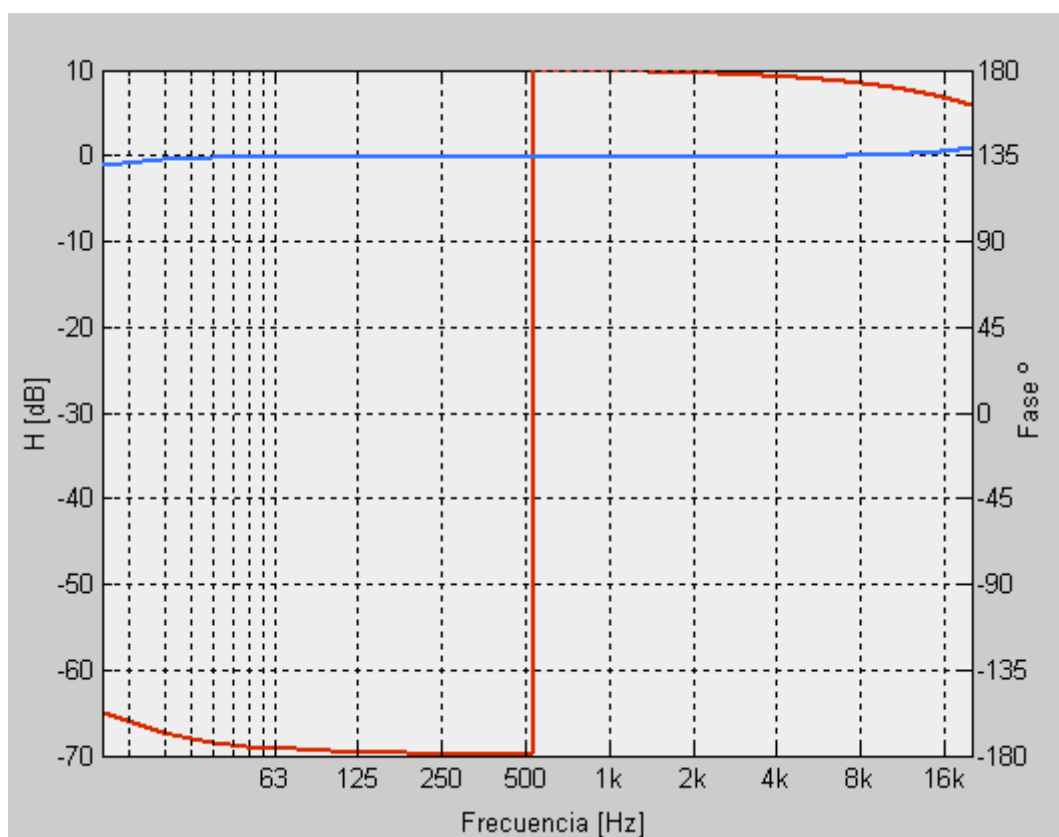


Figura 1.2.2: Función de transferencia de la etapa de potencia TSA-2200.

1.3 FUNCIONES DE TRANSFERENCIA DE LOS TRANSDUCTORES

Las medidas de función de transferencia realizadas sobre los distintos transductores fueron tomadas a dos distancias, 1 m y 1.5 m, posicionando el micrófono en el eje central del sistema formado por las unidades *Top-210* y *Spider Evolution* cuando se apilan en la misma vertical.

Para el caso del transductor de graves se tomaron medidas en otros puntos, además de los mencionados, para analizar la contribución del sistema *Bass Reflex*. Para ello, se dispuso el micrófono en dos posiciones de campo cercano y dos posiciones de campo lejano. En campo cercano, se situó el micro a 1 cm del altavoz (figuras 1.24 y 1.25 tercera sección) y a 1 cm de la apertura del sistema *Bass Reflex* (figuras 1.26 y 1.27 tercera sección). En campo lejano, se situó el micro a 1 m y 1.5 m, pero esta vez en el eje central de la unidad *Spider Evolution* (figuras 1.29 y 1.30 tercera sección). En cada una de las posiciones se midió la respuesta del sistema en dos situaciones: cuando el sistema *Bass Reflex* opera libremente, y cuando la aportación del sistema se neutraliza con material absorbente (figura 1.31 tercera sección).

Todas las medidas se han realizado con el mismo número de muestras, en concreto 6400, y en un mismo ancho de banda de 25.6 kHz, obteniendo una resolución espectral de 4 Hz. Además de estas medidas, para los transductores de medios y graves se han adoptado anchos de banda más estrechos y adaptados a su rango de operación, de cara a obtener una mayor resolución en las representaciones gráficas. Para la vía de medios se ha medido en un ancho de banda de 12.8 kHz a 6400 muestras, obteniendo así una resolución de 2 Hz. Para la vía de graves se ha medido en un ancho de banda de 800 Hz con 6400 muestras obteniendo una resolución de 0.125 Hz.

En cualquier caso, las medidas realizadas a 1 m y a 1.5 m del eje central del sistema, en un ancho de banda de 25.6 kHz a 6400 muestras, corresponden con las funciones de transferencia estándar utilizadas en la interfaz diseñada en Matlab.

En primer lugar, se mostrarán las funciones de transferencia estándar de los transductores utilizados en la interfaz. En segundo lugar, se mostrarán las funciones de transferencia de los transductores de graves y medios en un ancho de banda más reducido, y en las demás posiciones mencionadas anteriormente.

En el caso de las funciones de transferencia estándar, también se mostrarán las respuestas individuales en módulo y en fase, superpuestas, de cara a visualizar los rangos en los que se produce solapado espectral, y sus consecuentes efectos en la fase relativa. En este caso se han utilizado los mismos colores que en el apartado *Funciones de transferencia de los filtros*. Para las respuestas estándar individuales, se ha representado en azul la respuesta en módulo y en rosa la respuesta en fase. A continuación se muestran dichas respuestas para las medidas realizadas a 1 m del eje central del sistema:

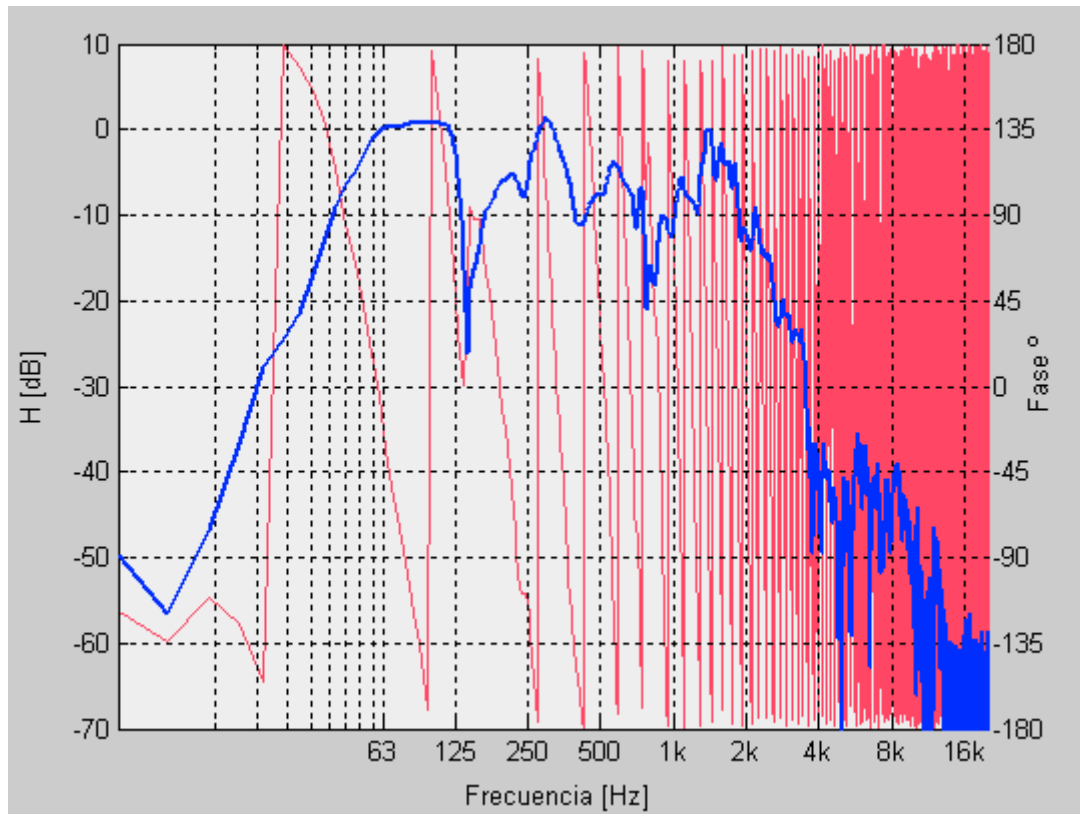


Figura 1.3.1: Función de transferencia estándar del transductor de graves medida a 1 m.

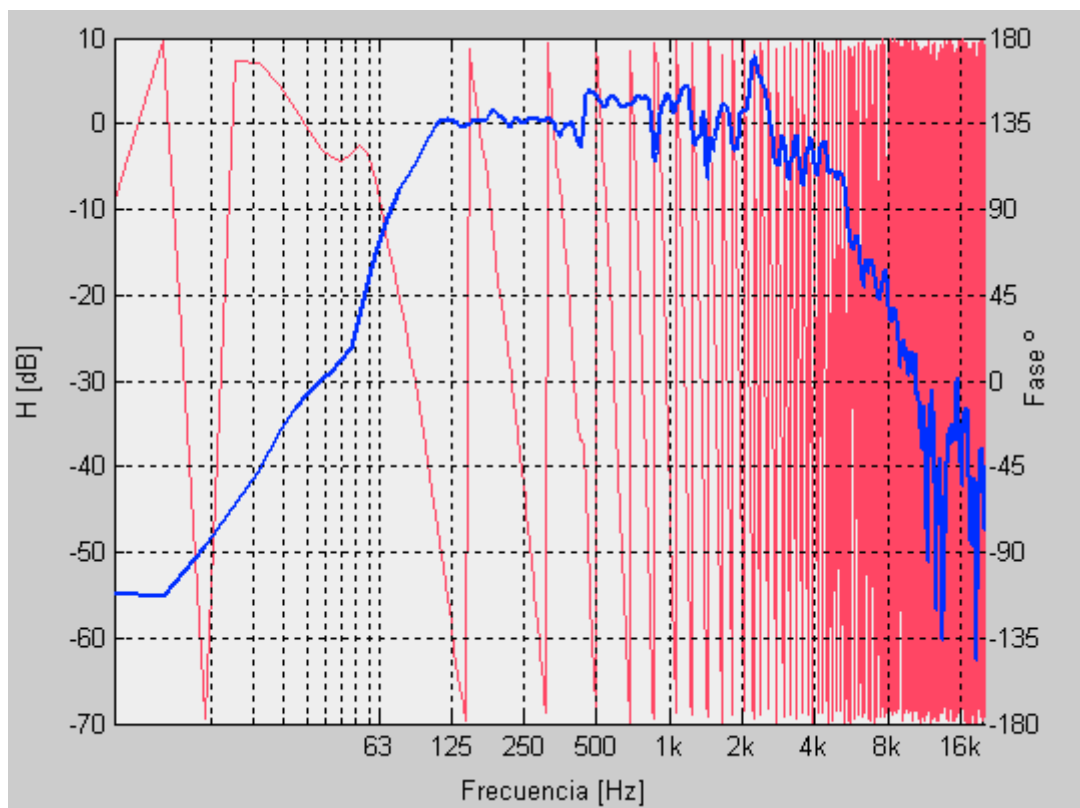


Figura 1.3.2: Función de transferencia estándar del transductor de medios medida a 1 m.

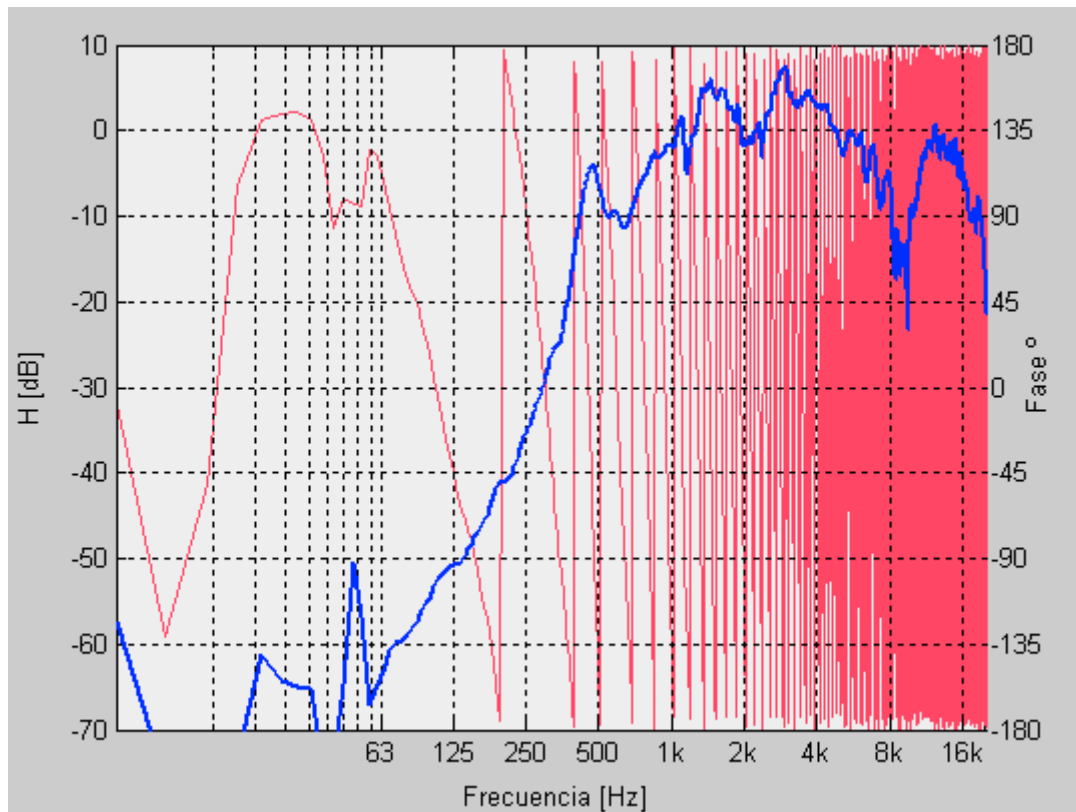


Figura 1.3.3: Función de transferencia estándar del transductor de agudos medida a 1 m.

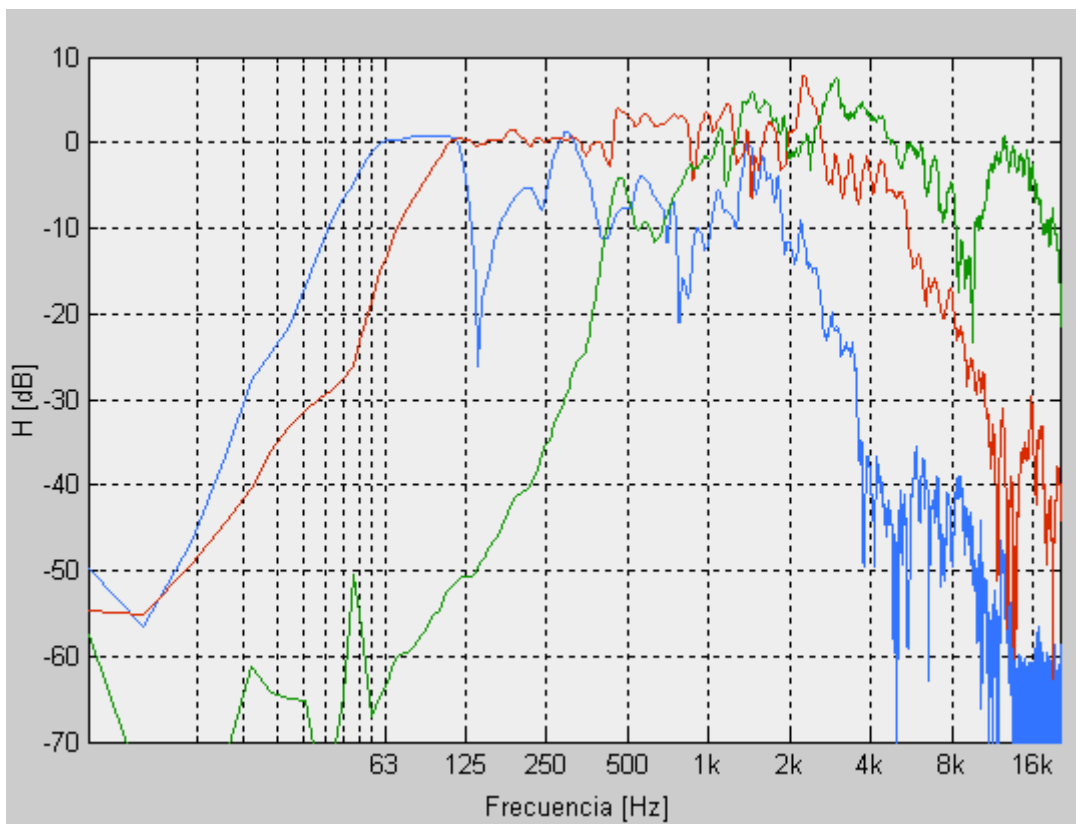


Figura 1.3.4: Funciones de transferencia estándar en módulo de los transductores medidas a 1 m.

Las medidas realizadas a 1.5 m del eje central del sistema se muestran a continuación:

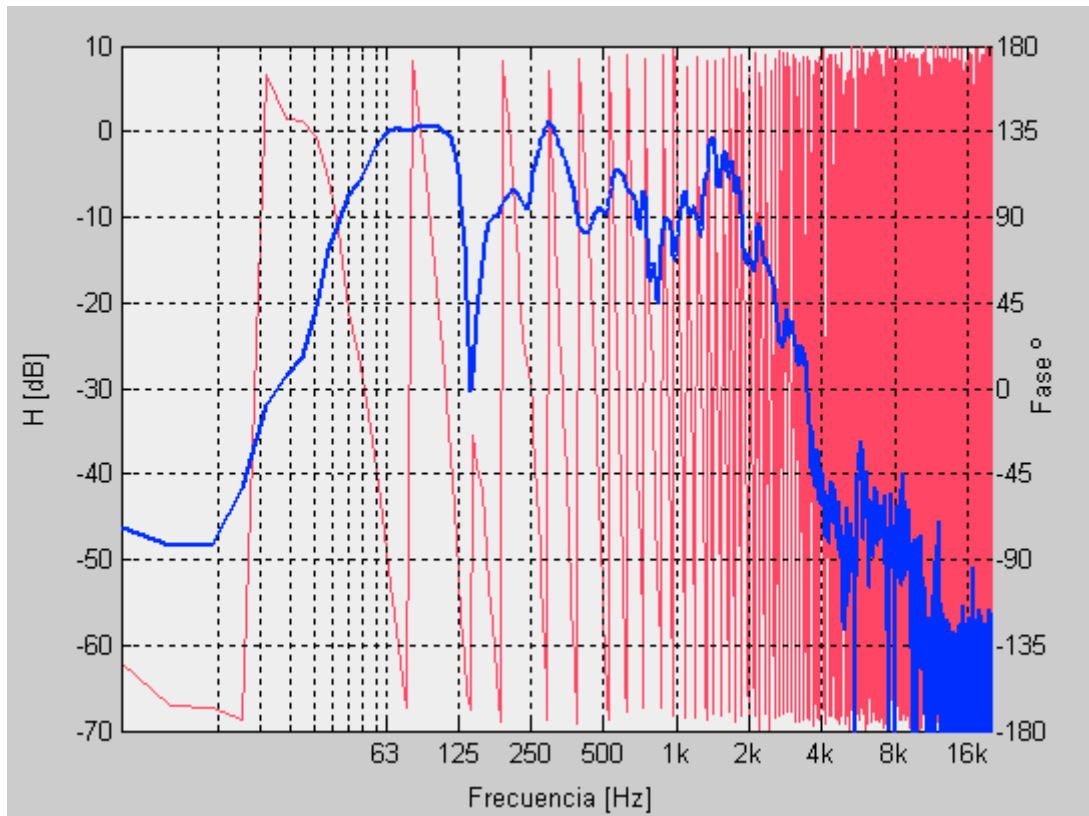


Figura 1.3.5: Función de transferencia estándar del transductor de graves medida a 1.5 m.

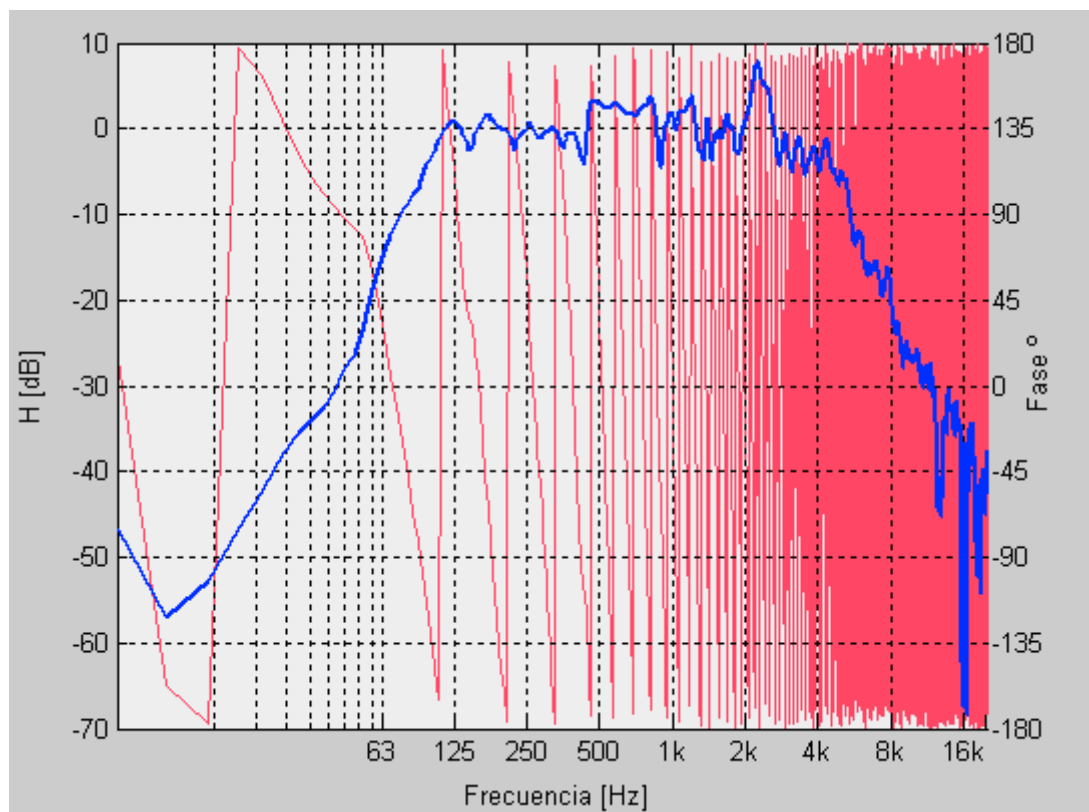


Figura 1.3.6: Función de transferencia estándar del transductor de medios medida a 1.5 m.

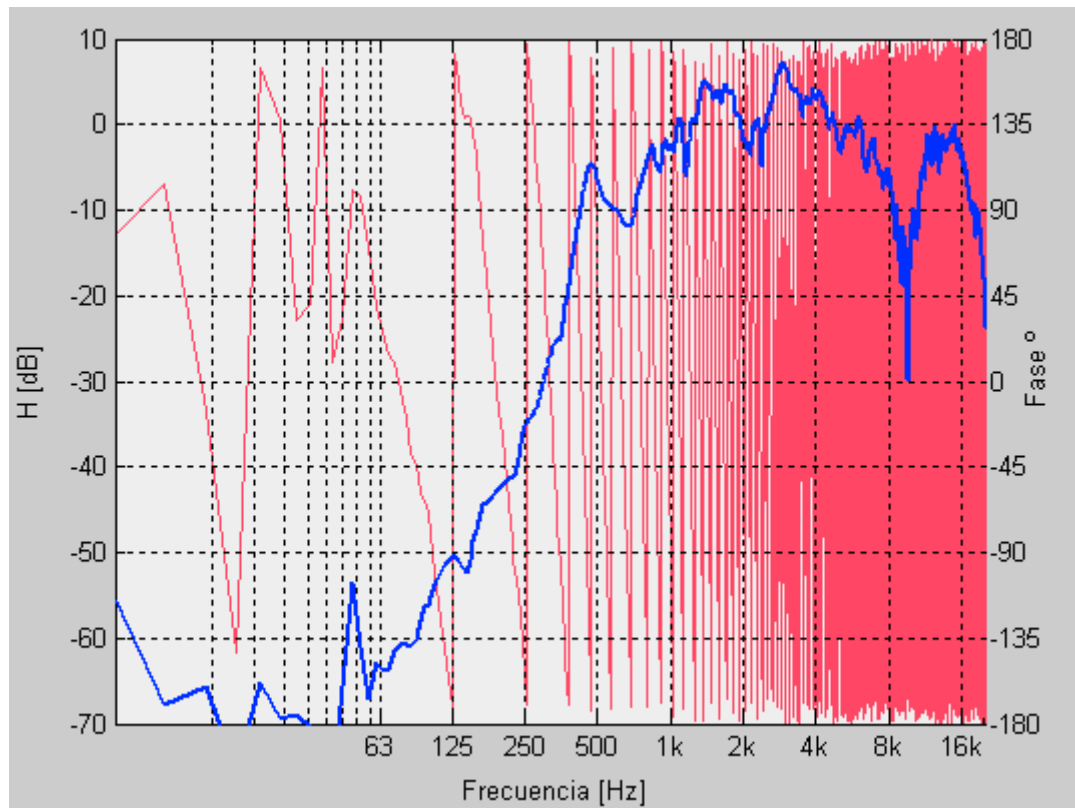


Figura 1.3.7: Función de transferencia estándar del transductor de agudos medida a 1.5 m.

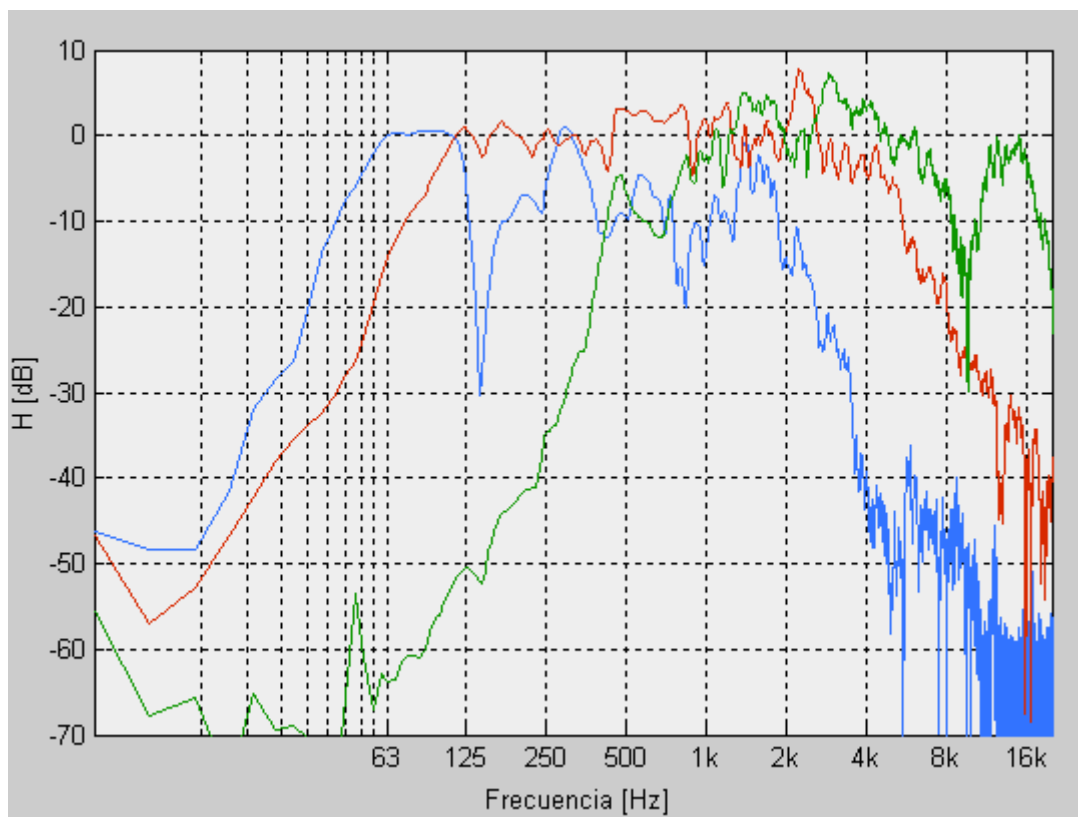


Figura 1.3.8: Funciones de transferencia estándar en módulo de los transductores medidas a 1.5 m.

La respuesta del conjunto sin realizar ningún ajuste de sensibilidades, ni de filtrado se muestra a continuación para ambas posiciones:

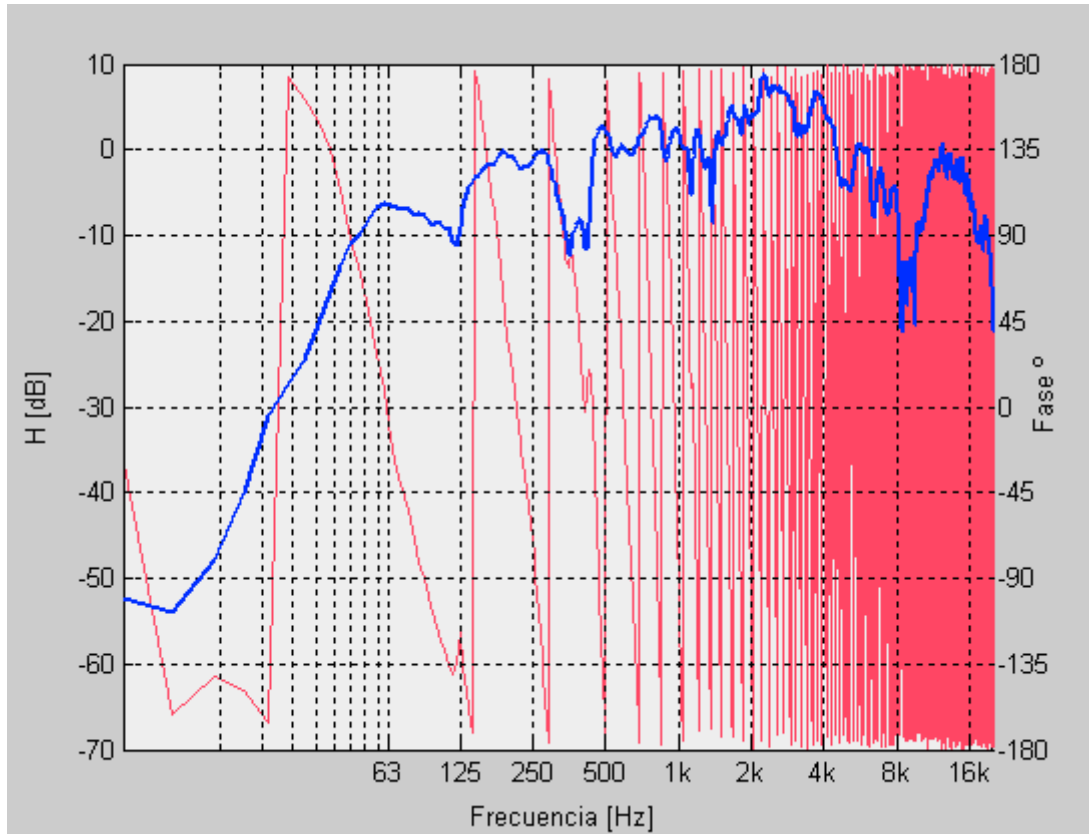


Figura 1.3.9: Función de transferencia conjunta a 1 m sin realizar ningún ajuste de sensibilidades ni de filtrado.

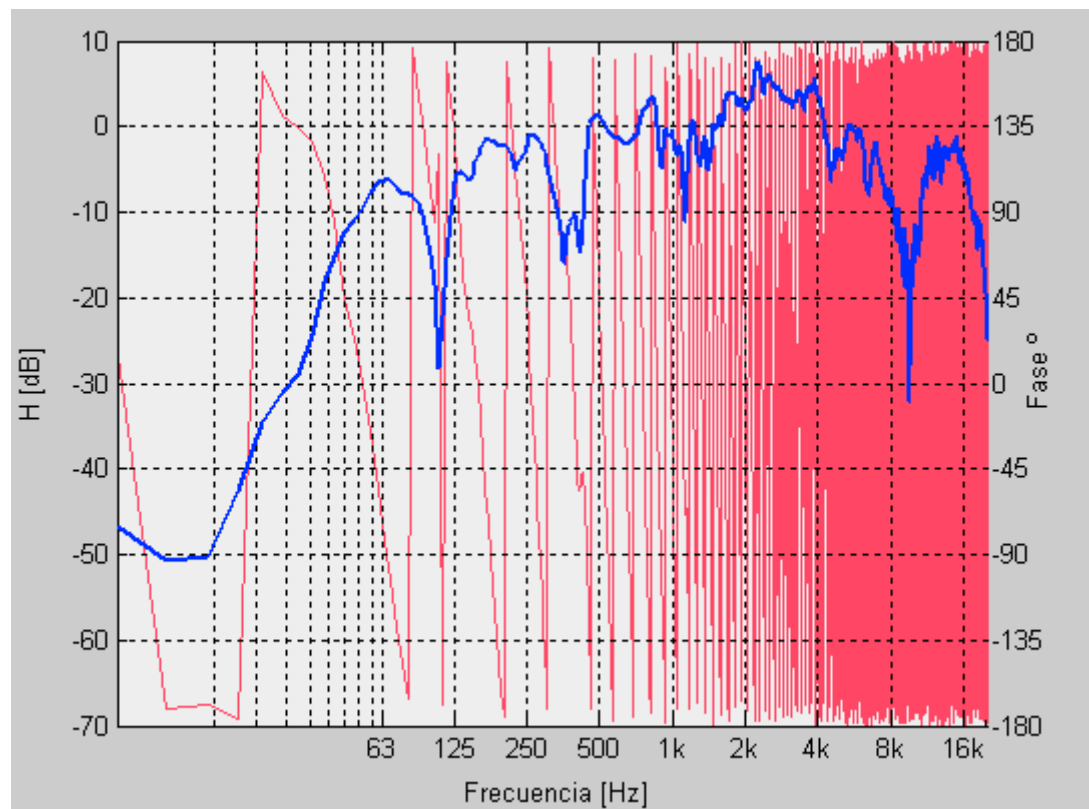


Figura 1.3.10: Función de transferencia conjunta a 1.5 m sin realizar ningún ajuste de sensibilidades ni de filtrado.

Las respuestas del transductor de medios en ambas posiciones, para un ancho de banda de 12.8 kHz, se muestran a continuación:

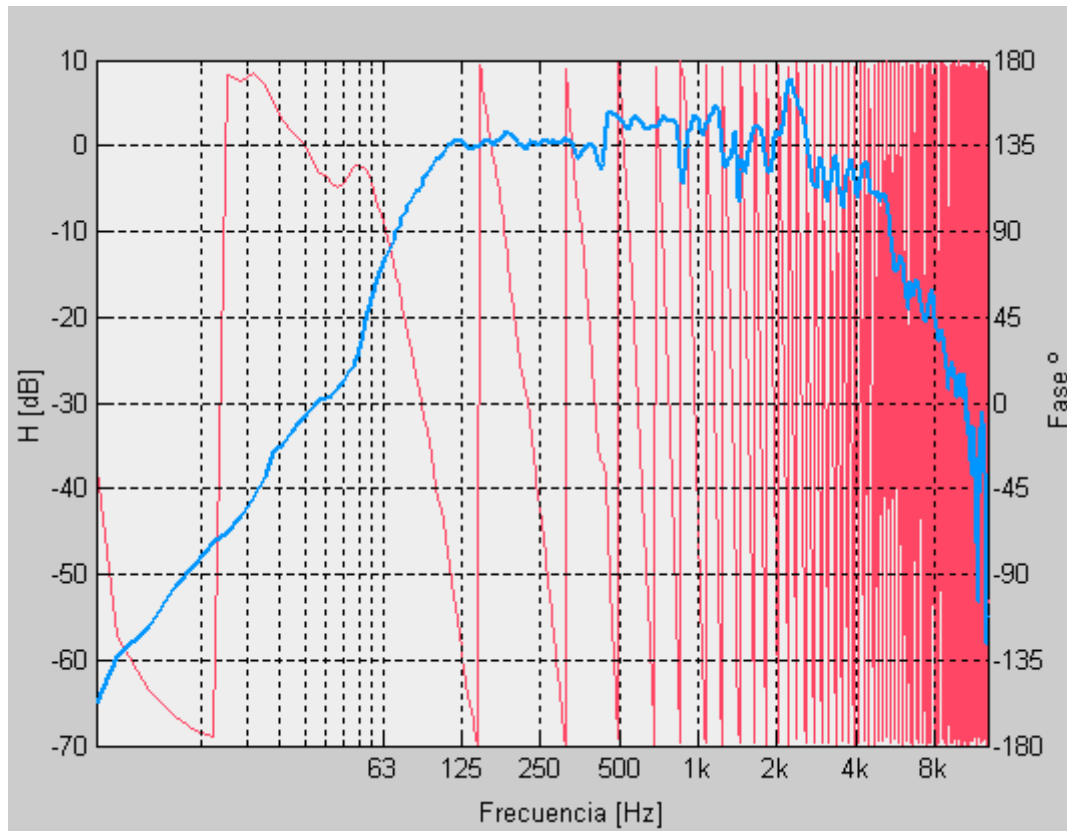


Figura 1.3.11: Función de transferencia del transductor de medios medida a 1 m en un ancho de banda de 12.8 kHz.

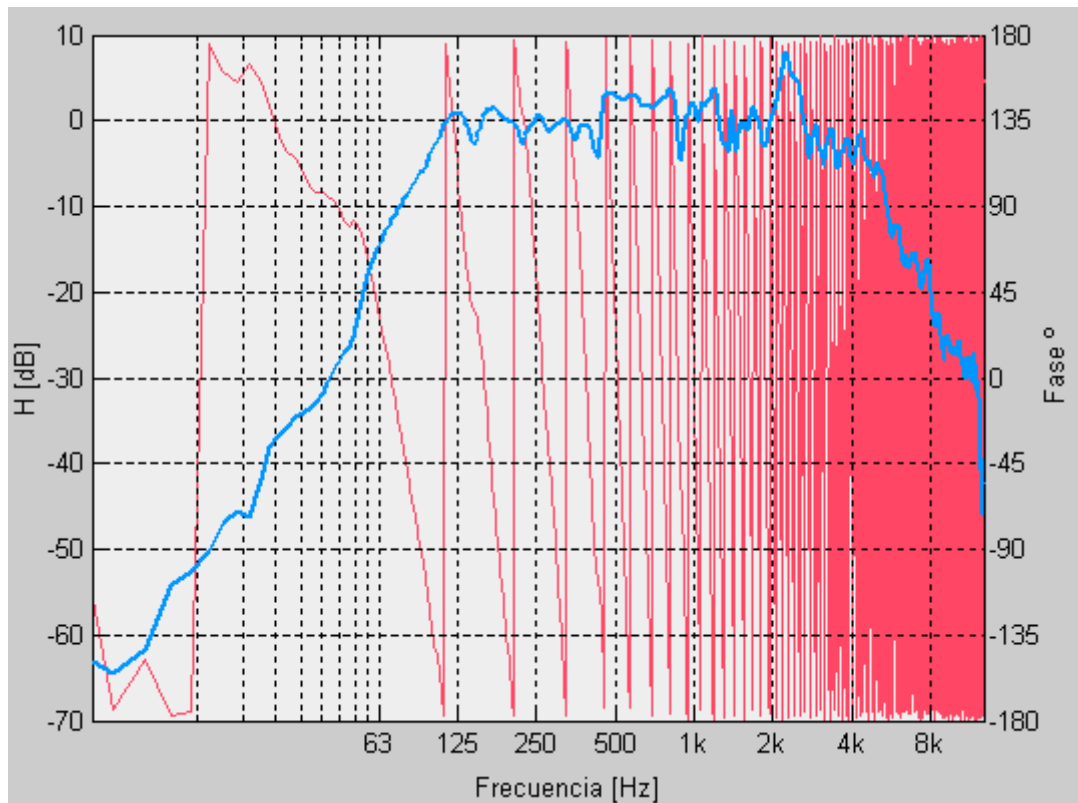


Figura 1.3.12: Función de transferencia del transductor de medios medida a 1.5m en un ancho de banda de 12.8 kHz.

Para el transductor de graves, se muestran las respuestas en campo lejano (1 m y a 1.5 m) del altavoz, del sistema *Bass Reflex*, y de la combinación de ambos, en un ancho de banda de 800 Hz:

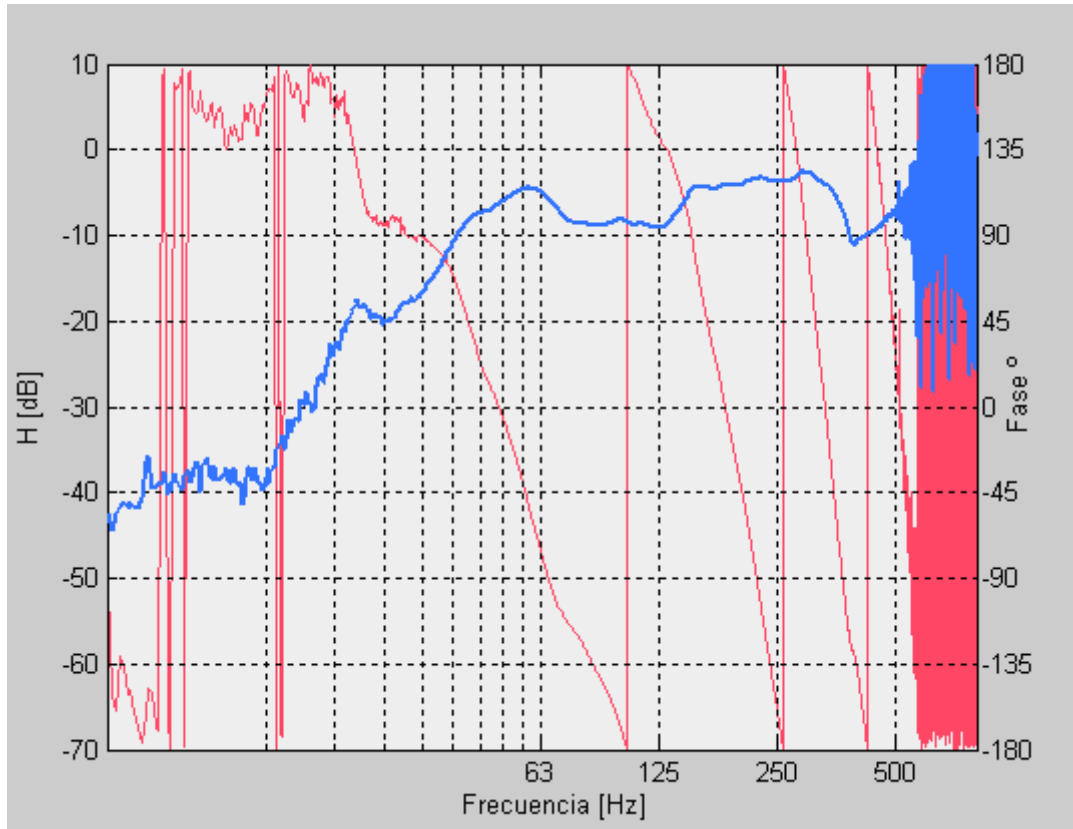


Figura 1.3.13: Función de transferencia del altavoz de graves medida a 1 m en un ancho de banda de 800 Hz.

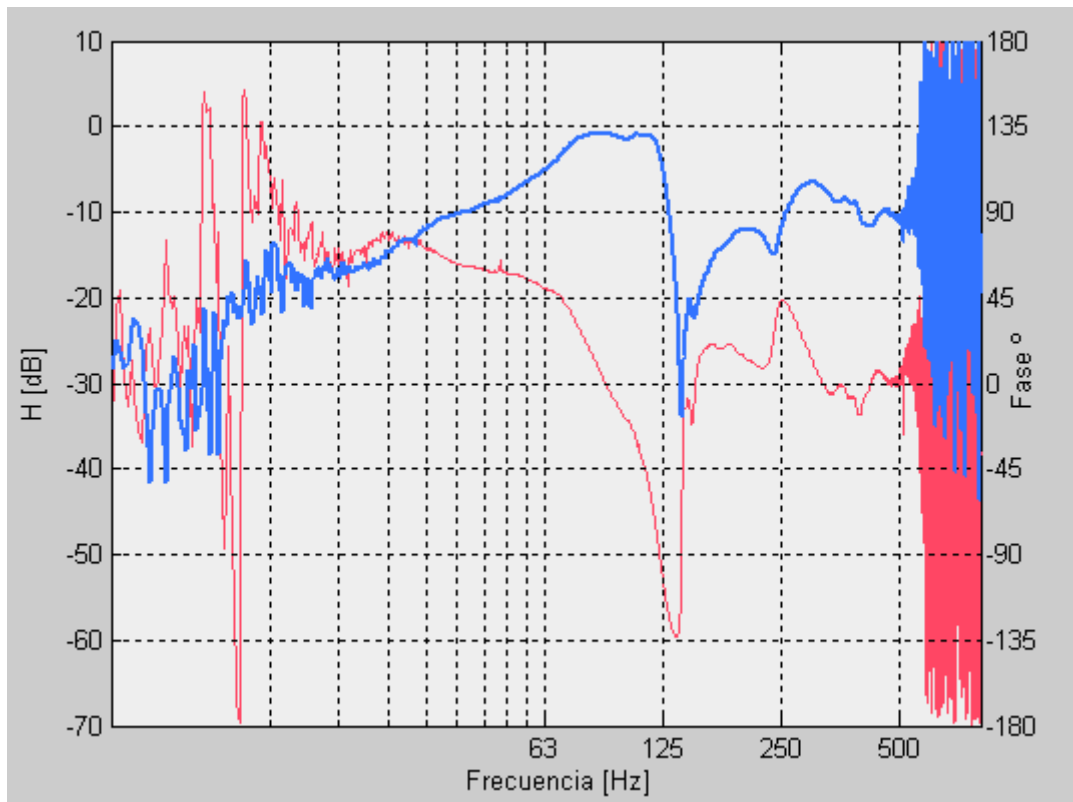


Figura 1.3.14: Función de transferencia del sistema *Bass Reflex* medida a 1 m en un ancho de banda de 800 Hz.

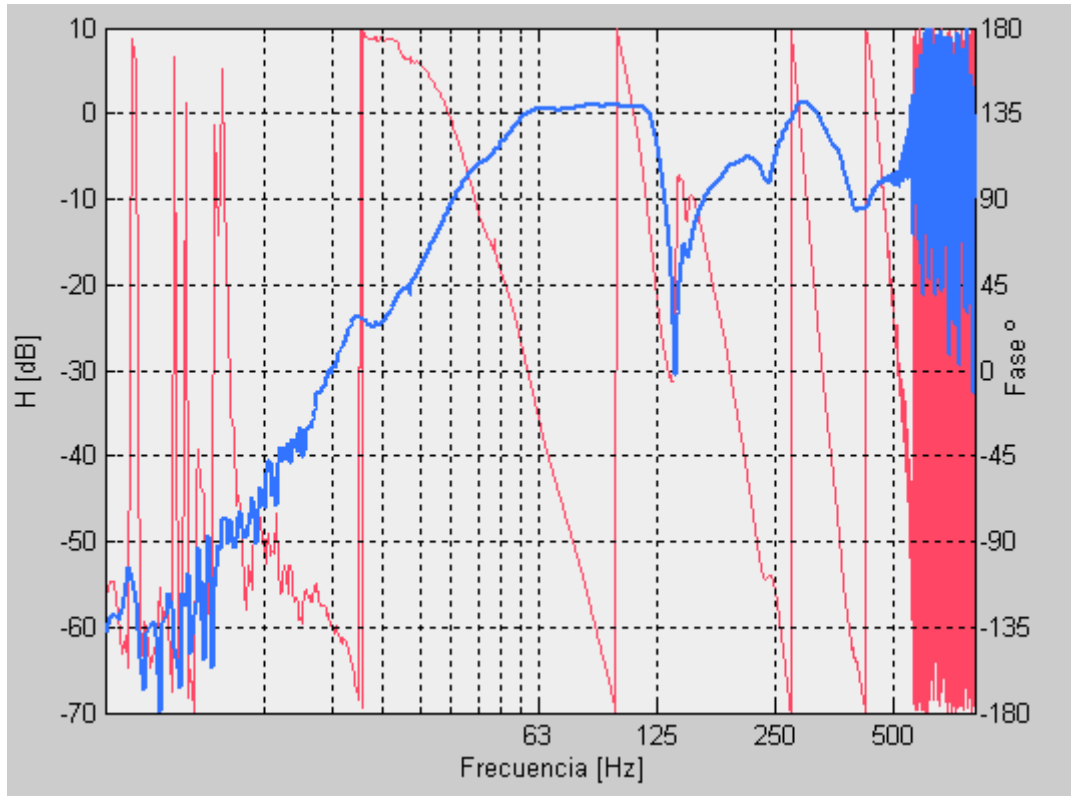


Figura 1.3.15: Función de transferencia de la combinación altavoz y sistema Bass Reflex medida a 1 m en un ancho de banda de 800 Hz.

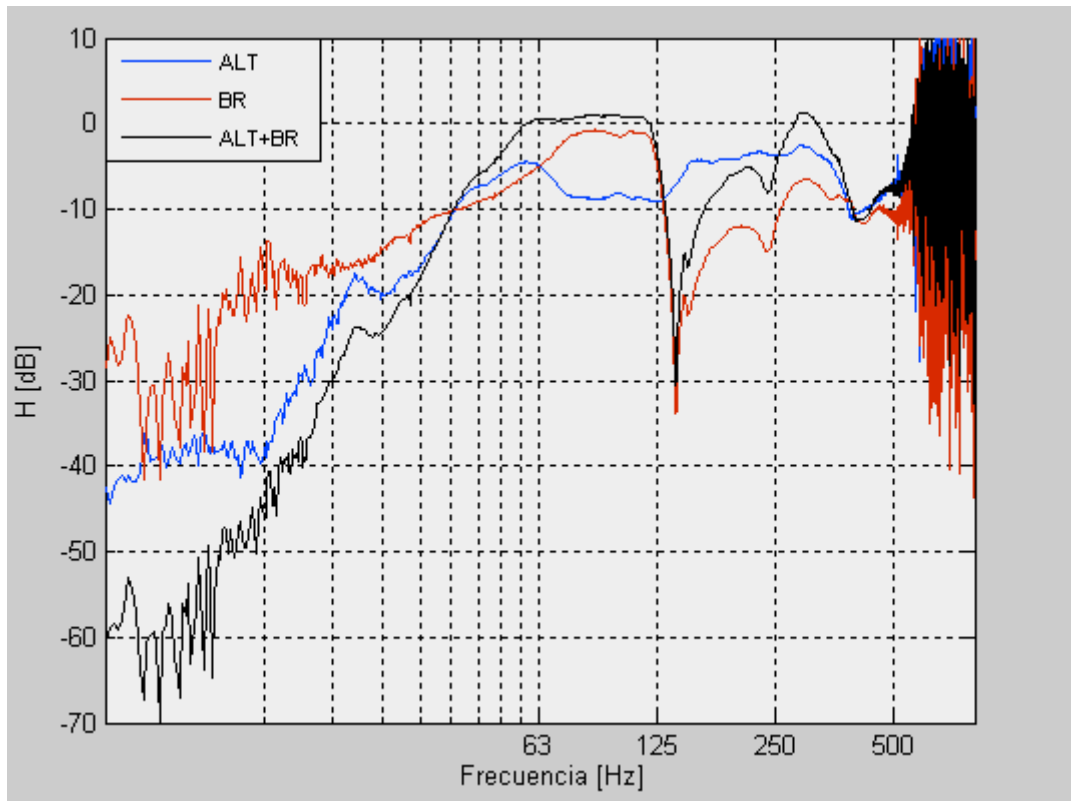


Figura 1.3.16: Funciones de transferencia en módulo del altavoz, del sistema Bass Reflex y de la combinación medidas a 1 m en un ancho de banda de 800 Hz.

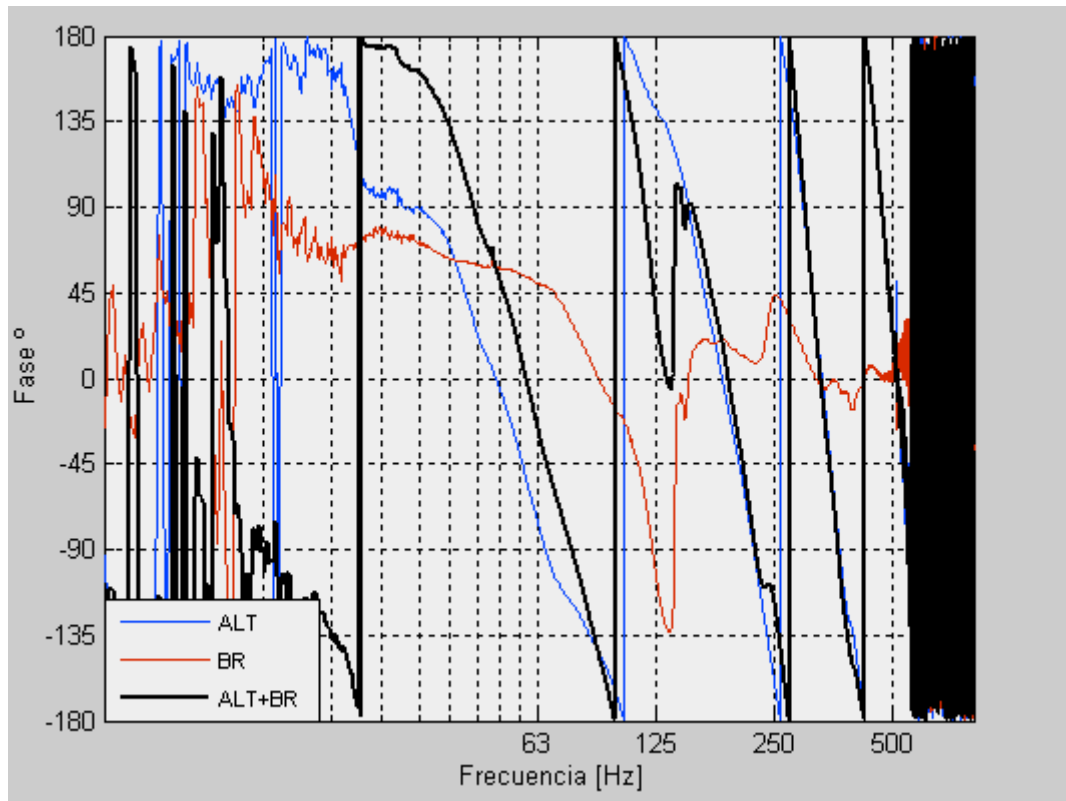


Figura 1.3.17: Funciones de transferencia en fase del altavoz, del sistema Bass Reflex y de la combinación medidas a 1 m en un ancho de banda de 800 Hz.

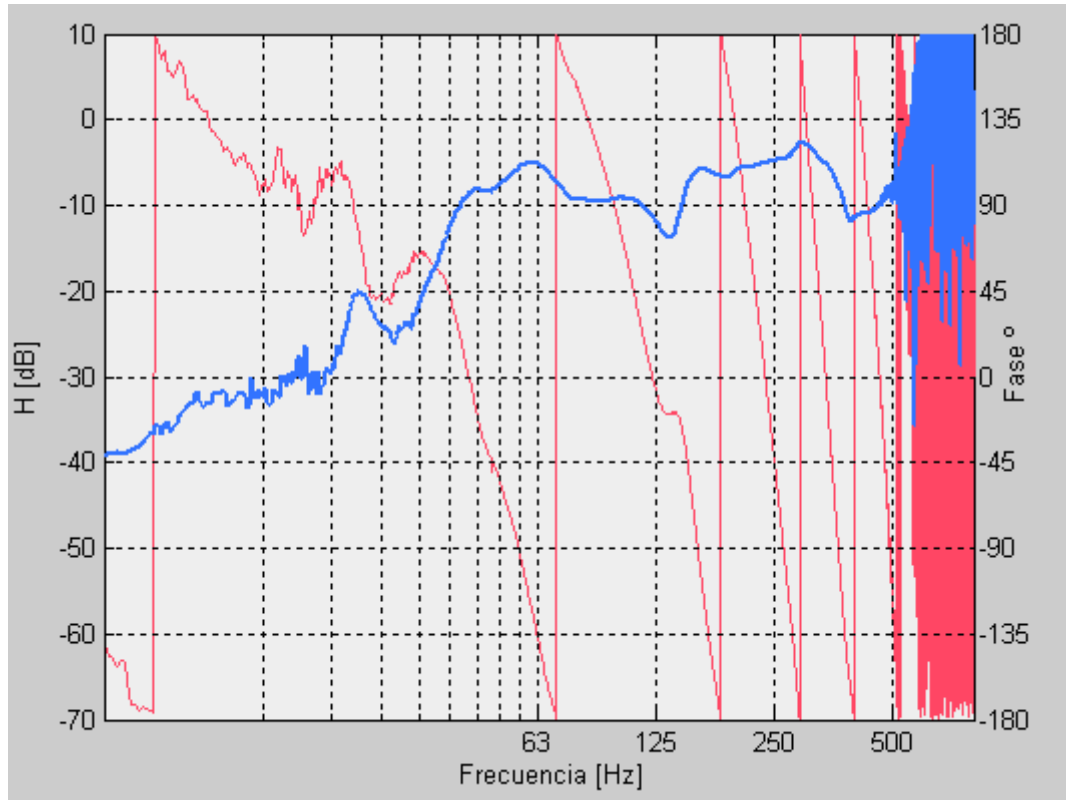


Figura 1.3.18: Función de transferencia del altavoz de graves medida a 1.5 m en un ancho de banda de 800 Hz.

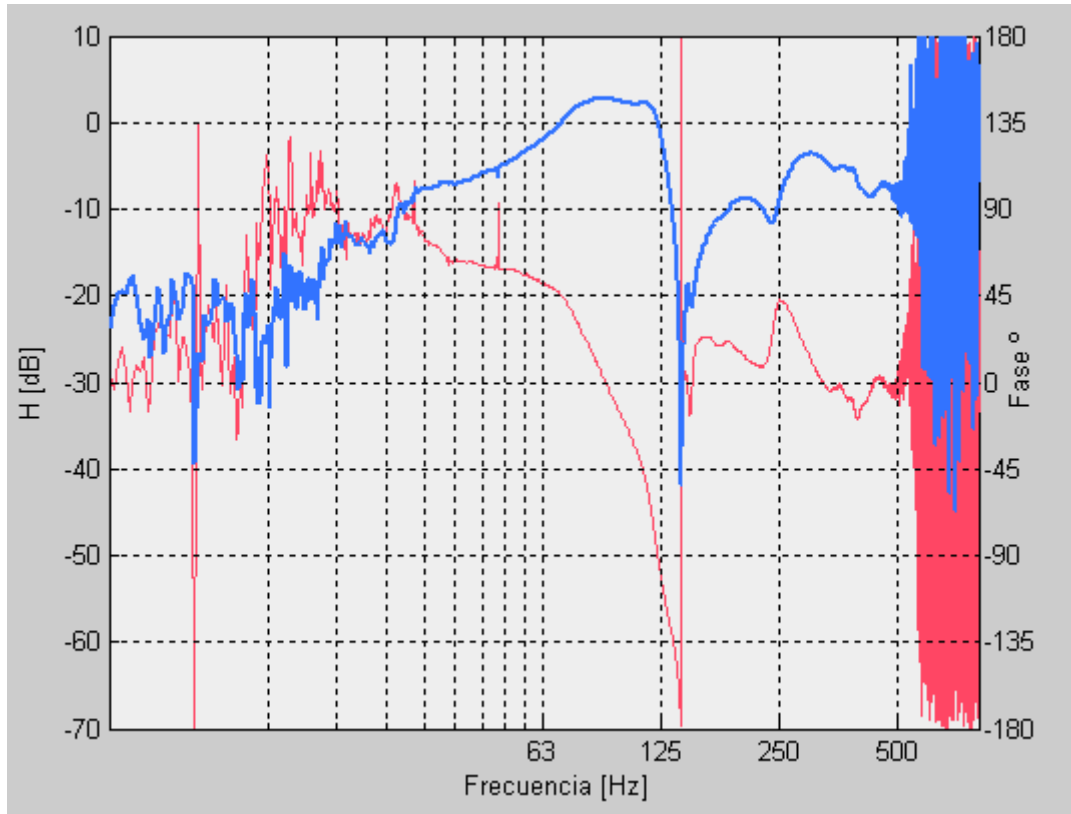


Figura 1.3.19: Función de transferencia del sistema Bass Reflex medida a 1.5 m en un ancho de banda de 800 Hz.

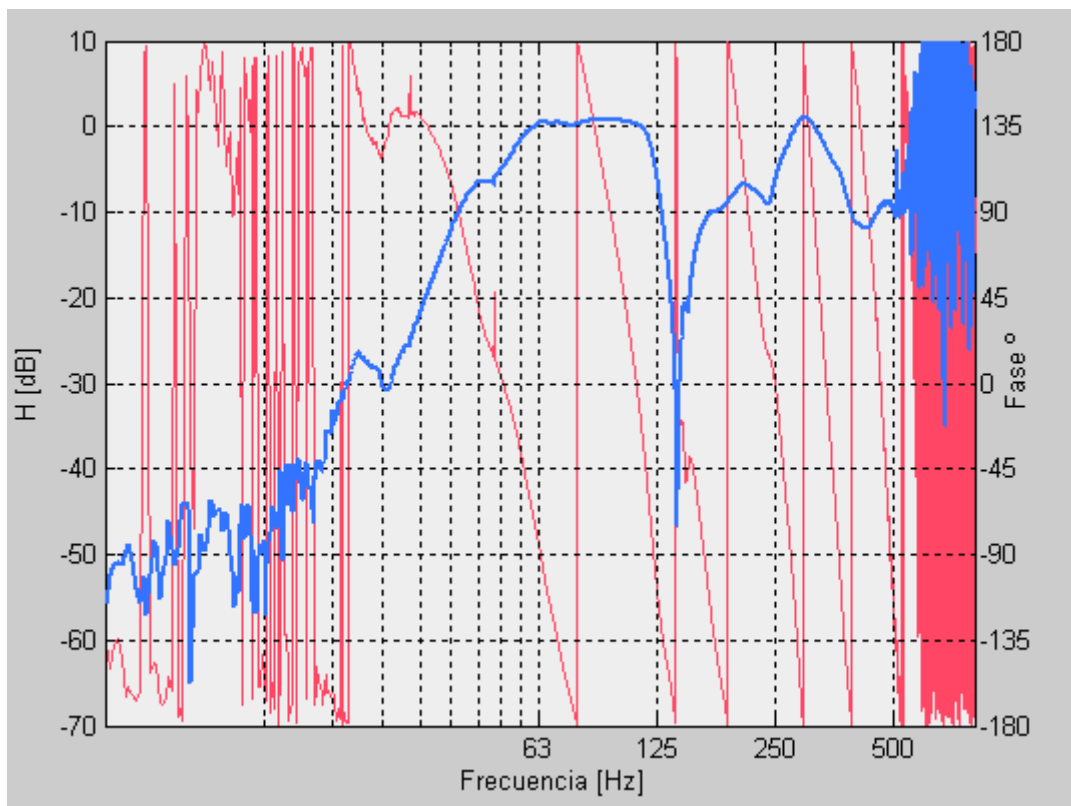


Figura 1.3.20: Función de transferencia de la combinación altavoz y sistema Bass Reflex medida a 1.5 m en un ancho de banda de 800 Hz.

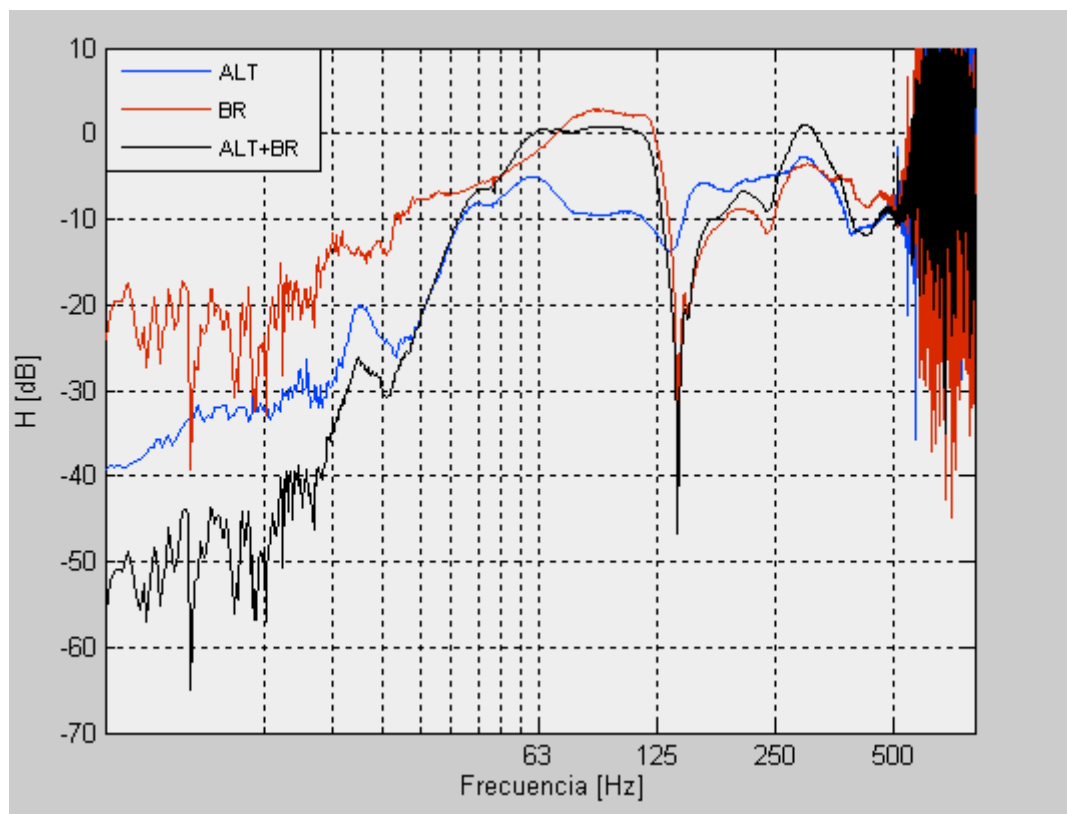


Figura 1.3.21: Funciones de transferencia en módulo del altavoz, del sistema Bass Reflex y de la combinación medidas a 1.5 m en un ancho de banda de 800 Hz.

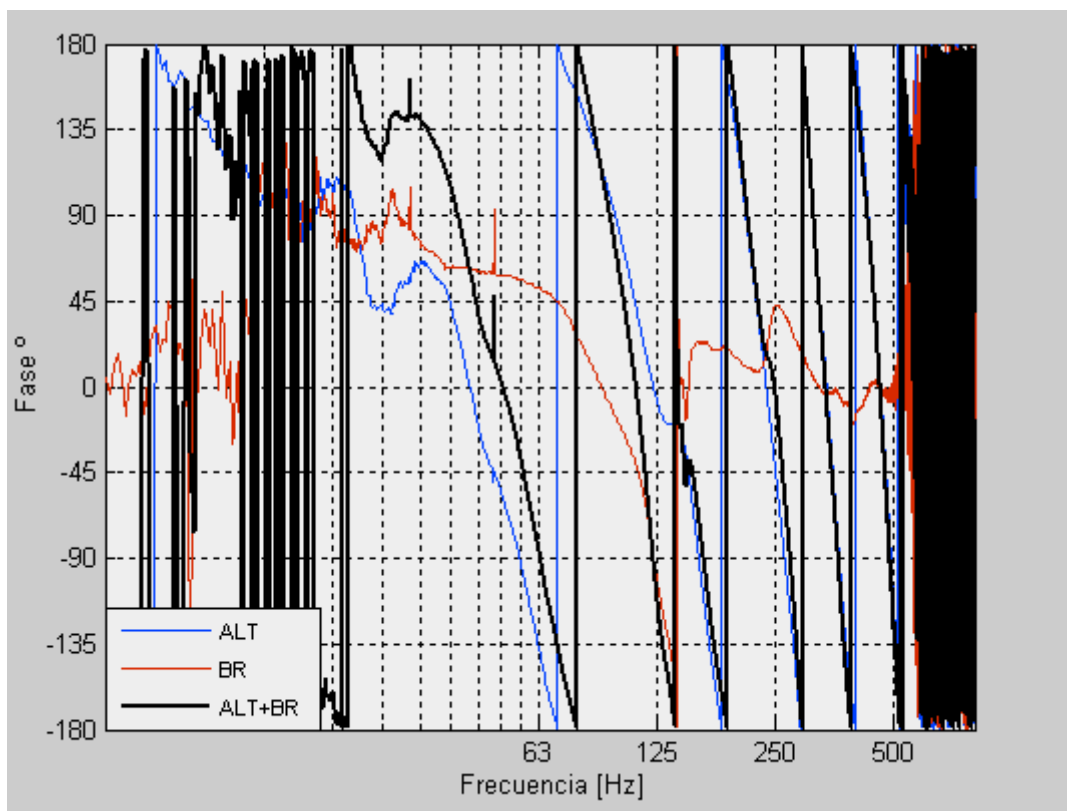


Figura 1.3.22: Funciones de transferencia en fase del altavoz, del sistema Bass Reflex y de la combinación medidas a 1.5 m en un ancho de banda de 800 Hz.

Campo cercano: respuestas obtenidas en campo cercano, cuando se posicionó el micro a 1 cm del altavoz.

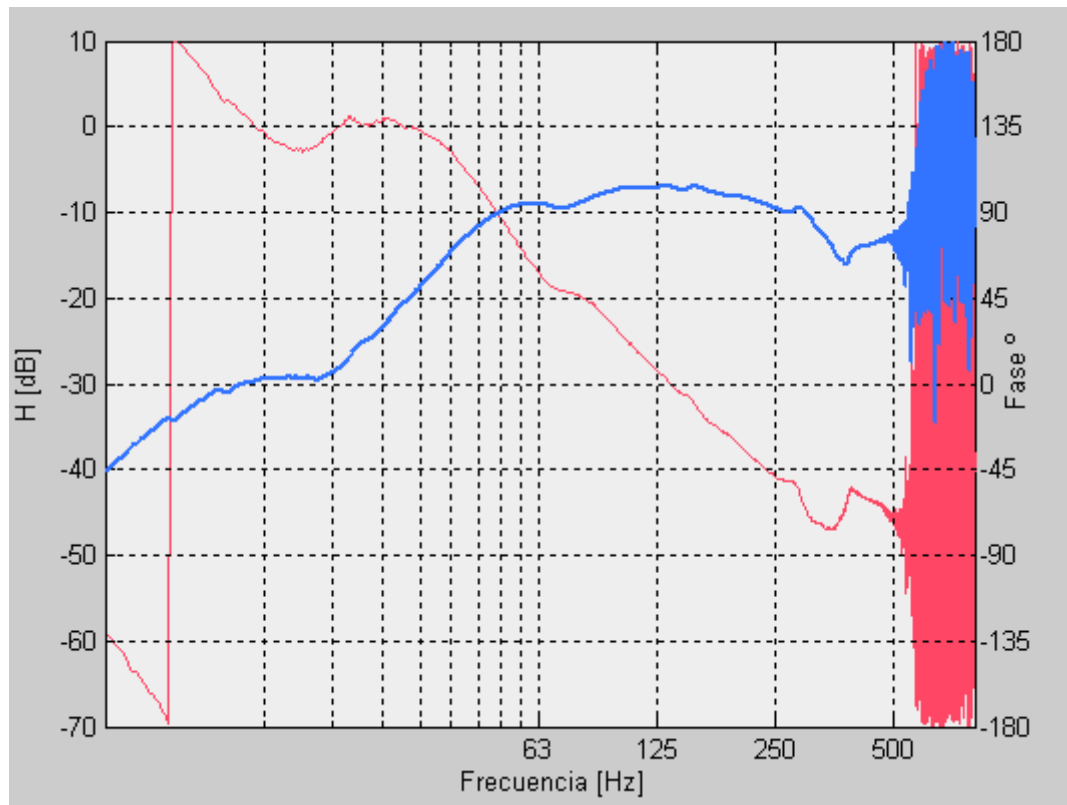


Figura 1.3.23: Función de transferencia del altavoz de graves medida a 1 cm en un ancho de banda de 800 Hz.

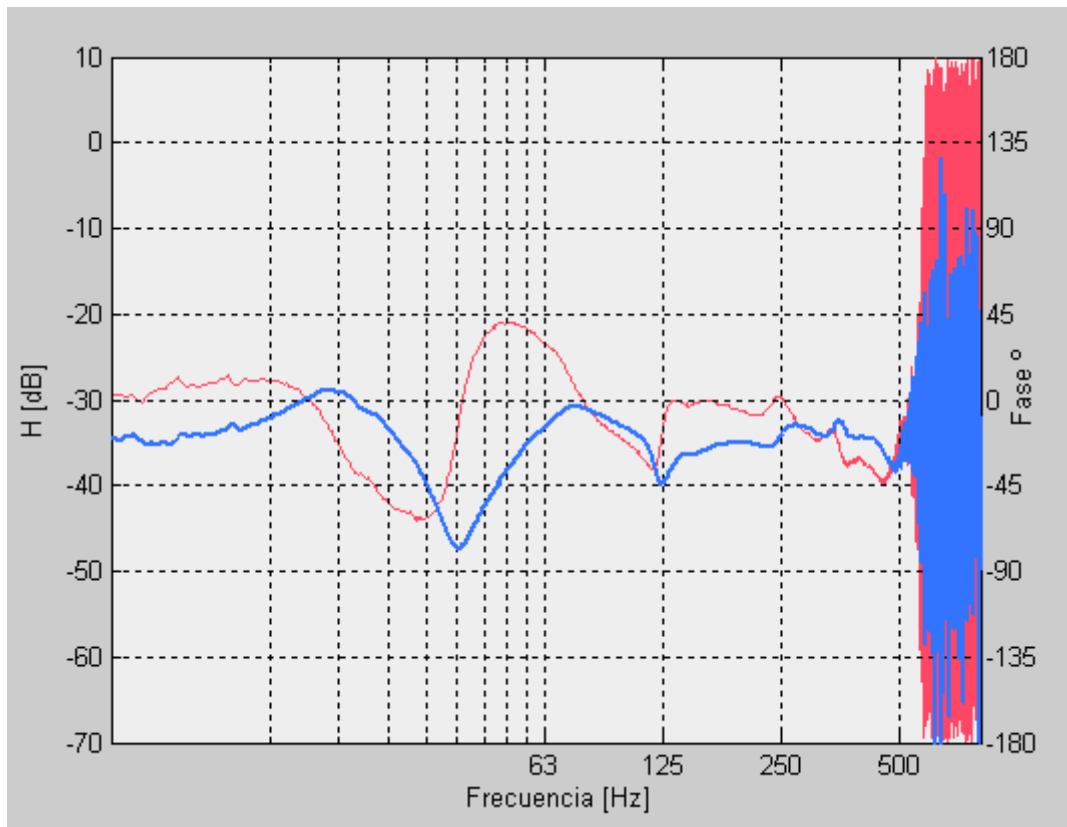


Figura 1.3.24: Función de transferencia del sistema Bass Reflex medida a 1 cm del altavoz.

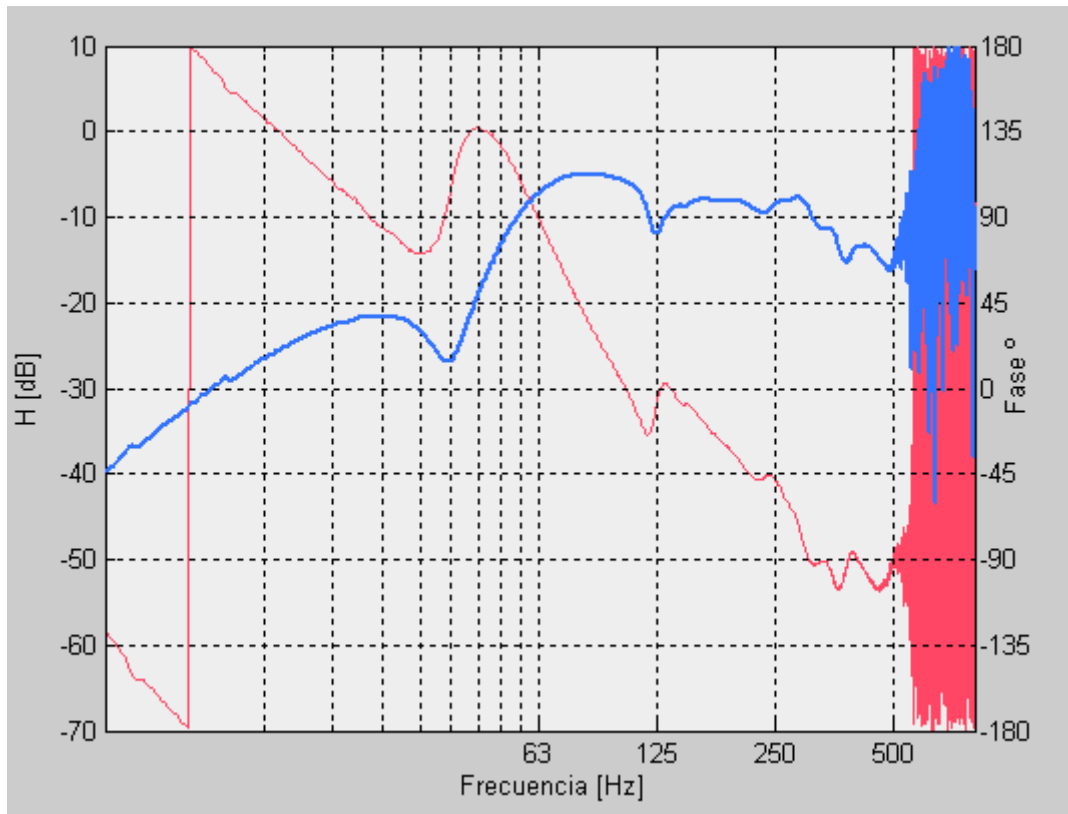


Figura 1.3.25: Función de transferencia de la combinación altavoz y sistema Bass Reflex medida a 1 cm del altavoz en un ancho de banda de 800 Hz.

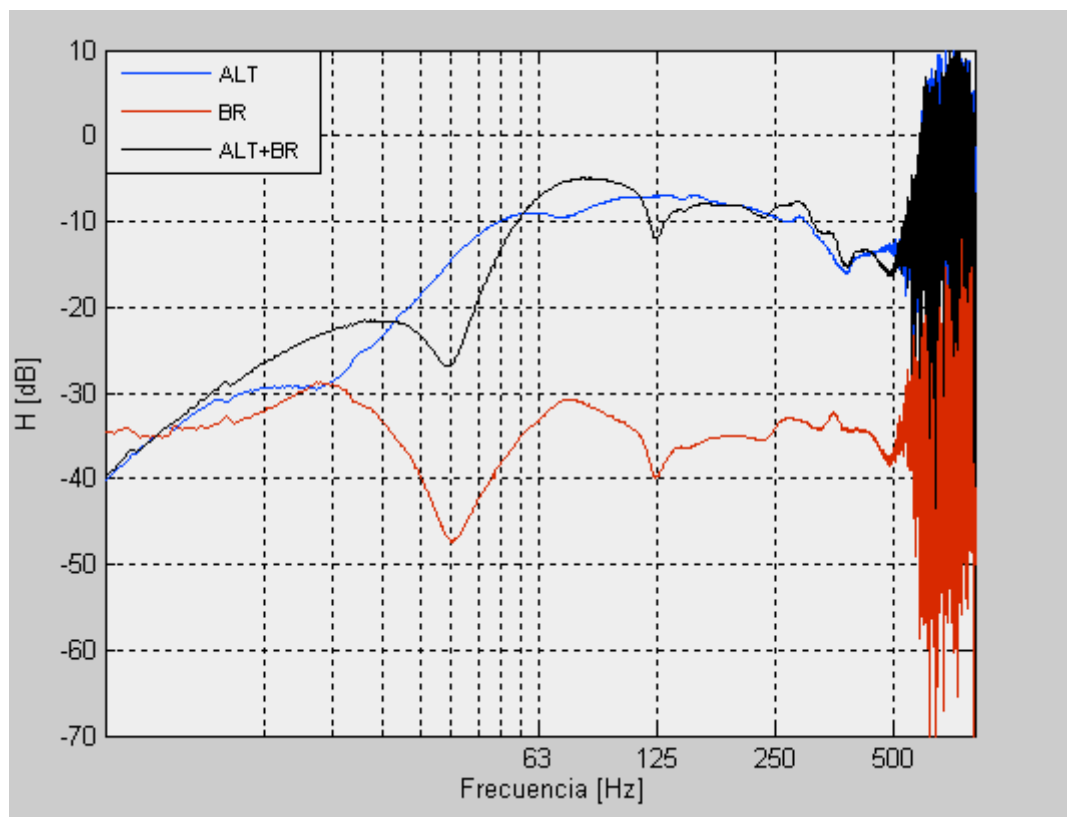


Figura 1.3.26: Funciones de transferencia en módulo del altavoz, del sistema Bass Reflex y de la combinación medidas a 1 cm del altavoz en un ancho de banda de 800 Hz.

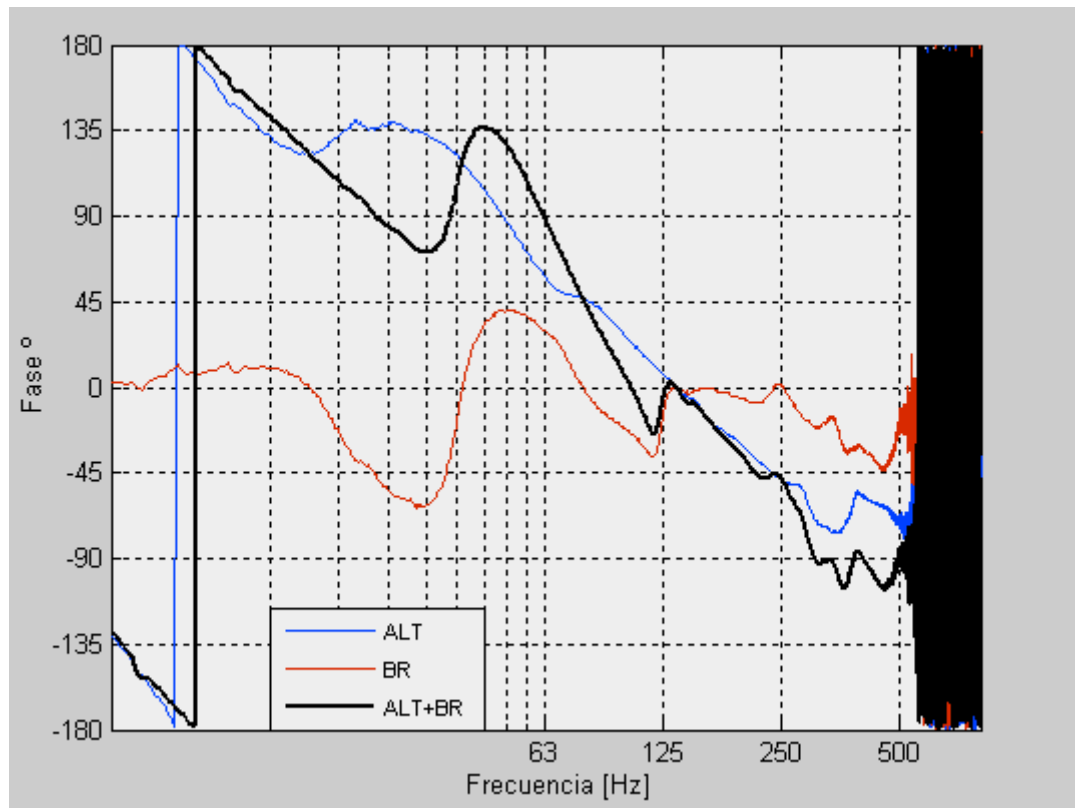


Figura 1.3.27: Funciones de transferencia en fase del altavoz, del sistema Bass Reflex y de la combinación medidas a 1 cm del altavoz en un ancho de banda de 800 Hz.

Respuesta obtenida en campo cercano a 1 cm de la apertura del sistema Bass Reflex:

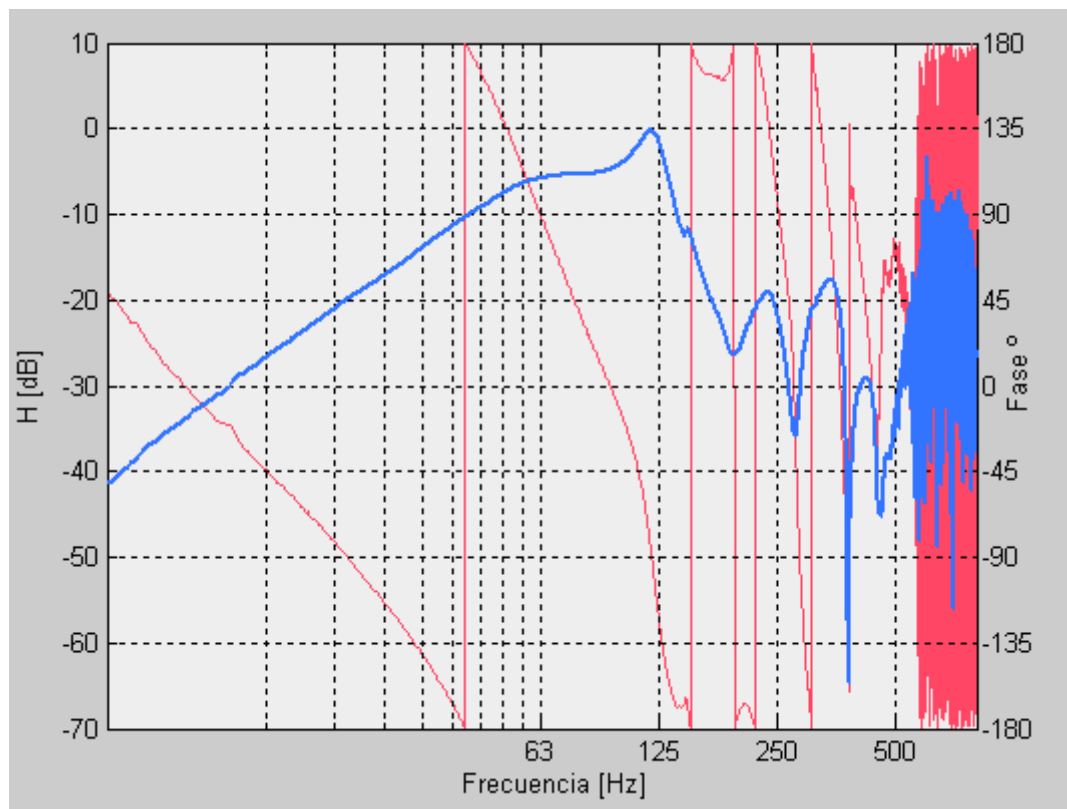


Figura 1.3.28: Función de transferencia obtenida a 1 cm de la apertura del sistema Bass Reflex.

Análisis de resultados:

- Las respuestas de los filtros coinciden aproximadamente con lo expuesto en el apartado *Filtrado y divisores espectrales* de la segunda sección.
- Las funciones de transferencia de los amplificadores indican que ambos dispositivos realizan un cambio de polaridad en la señal que los atraviesa.
- Las figuras 1.3.4 y 1.3.8 muestran el excesivo solapamiento espectral entre los rangos exclusivos de cada transductor.
- Las figuras 1.3.9 y 1.3.10 evidencian la necesidad de realizar ajustes de sensibilidad, y de filtrado. Sin estos ajustes la respuesta conjunta del equipo se caracteriza por estar completamente desnivelada en graves, medios y agudos (inclinación espectral), y por tener cancelaciones muy abruptas en los rangos espectrales de solapado.
- El transductor de agudos es el que aporta la respuesta menos homogénea de los tres transductores (figuras 1.3.3 y 1.3.7).
- Se caracteriza por la caída de nivel entre 8 kHz y 11 kHz, producida probablemente por la diferencia de caminos entre la radiación central y del borde de la cúpula. Esta caída de nivel se hace menor a mayor distancia.
- Entre 1 kHz y 2 kHz la respuesta presenta un incremento de nivel. De 2 kHz a 2.5 kHz se observa una pequeña caída. A partir de 2.5 kHz y hasta 4 kHz se vuelve a producir otro incremento de nivel.
- El transductor de medios proporciona niveles con tasas muy bajas de *ripple* desde 100 Hz hasta aproximadamente 460 Hz (figuras 1.3.11 y 1.3.12).
- A partir de 460 Hz y hasta aproximadamente 2 kHz, el *ripple* aumenta a causa de la aparición de ciertas irregularidades en la respuesta de fase. Aun así, sigue siendo bajo.
- Aproximadamente en 2.5 kHz se produce un pico de cerca de 10 dB superior al nivel medio.
- Elegir 1 kHz como frecuencia de cruce superior parece una decisión acertada de cara a disminuir las irregularidades de la respuesta del transductor.
- En campo cercano, el sistema Bass Reflex se caracteriza por tener un máximo cerca de 100 Hz y una caída de nivel a partir de 125 Hz (figura 1.3.28). Esta caída de nivel se produce por discontinuidades en la respuesta de fase.

- En campo lejano, esta caída de nivel se hace más fuerte manteniéndose las discontinuidades en la respuesta de fase (figuras 1.3.14 y 1.3.19).
- El altavoz de graves proporciona niveles más homogéneos en el rango en el que actúa (figuras 1.3.13 y 1.3.18).
- En campo lejano, cuando se combinan las radiaciones del altavoz y del sistema Bass Reflex, se mantiene esta caída de nivel a 125 Hz (figuras 1.3.15 y 1.3.20).
- A 1 m y a partir de 63 Hz, el sistema Bass Reflex proporciona mayor nivel que el altavoz (figura 1.3.16). A esta frecuencia, altavoz y sistema Bass Reflex proporcionan mismo nivel. A partir de 125 Hz predomina la radiación del altavoz.
- A 1.5 m, la influencia del sistema Bass Reflex es mayor por debajo de 125 Hz (figura 1.3.21). Por encima de esta frecuencia predomina la radiación del altavoz.
- En campo lejano, la respuesta conjunta se parece en mayor medida a la respuesta del sistema Bass Reflex.
- Elegir 100 Hz como frecuencia de cruce parece una decisión acertada, ya que por encima de esta frecuencia las discontinuidades en la respuesta relativa de fase propician una cancelación muy abrupta cerca de 125 Hz de la cual hay que deshacerse.

2. MANUAL DE USUARIO DE LA INTERFAZ DISEÑADA

El manejo de la interfaz es sencillo e intuitivo. Tan sólo es necesario seleccionar los archivos correspondientes a la situación a emular y pulsar los botones correspondientes a la respuesta que quiera calcularse.

Principalmente, existen dos vertientes en el uso de la interfaz. La primera sería caracterizar la respuesta del sistema a partir de unas condiciones de contorno establecidas por el usuario. Dichas condiciones son:

- Funciones de transferencia de los filtros.
- Función de transferencia del amplificador.
- Función de transferencia de los transductores.
- Polaridad de los filtros.
- Ganancia en cada vía.
- Retardo en cada vía.
- Posición del micro a la cual se realizaron las medidas.
- Velocidad de propagación del sonido.

La segunda vertiente consiste en caracterizar la respuesta del sistema a partir de esta misma configuración con una salvedad: el retardo aplicado en cada vía se calcula automáticamente de cara a obtener respuesta plana en el rango de solapado espectral. Por este motivo, a esta vertiente se le denomina optimización.

Este parámetro se calcula de modo que la fase relativa a la frecuencia de cruce de dos vías adyacentes sea nula, por lo que produce suma en el solapamiento.

Por lo tanto, lo único que diferencia estas dos vertientes es este parámetro, ya que en la caracterización se establece por el usuario y la optimización se calcula automáticamente siguiendo el criterio mencionado.

Además de estas dos aplicaciones principales, existen otras opciones que permiten la visualización en detalle de los parámetros escogidos y de las respuestas tanto individuales como conjuntas. Evidentemente, estas opciones no pueden visualizarse si previamente no se ha caracterizado u optimizado el sistema.

Como se comentó en el apartado *Interfaz gráfica* de la tercera sección, el usuario ha de seleccionar las funciones de transferencia y editar los parámetros necesarios para la realización de los cálculos. Las funciones de transferencia disponibles en la base de datos son las mostradas en los apartados anteriores. Los parámetros de ganancia, polaridad y retardo en cada vía, así como la

velocidad del sonido y la distancia a la que se posicionó el micro en las medidas, han de ser establecidos por el usuario antes realizar las simulaciones. A continuación se muestra el manual de usuario de la interfaz.

A la inicializar la interfaz aparecerá un único menú principal:

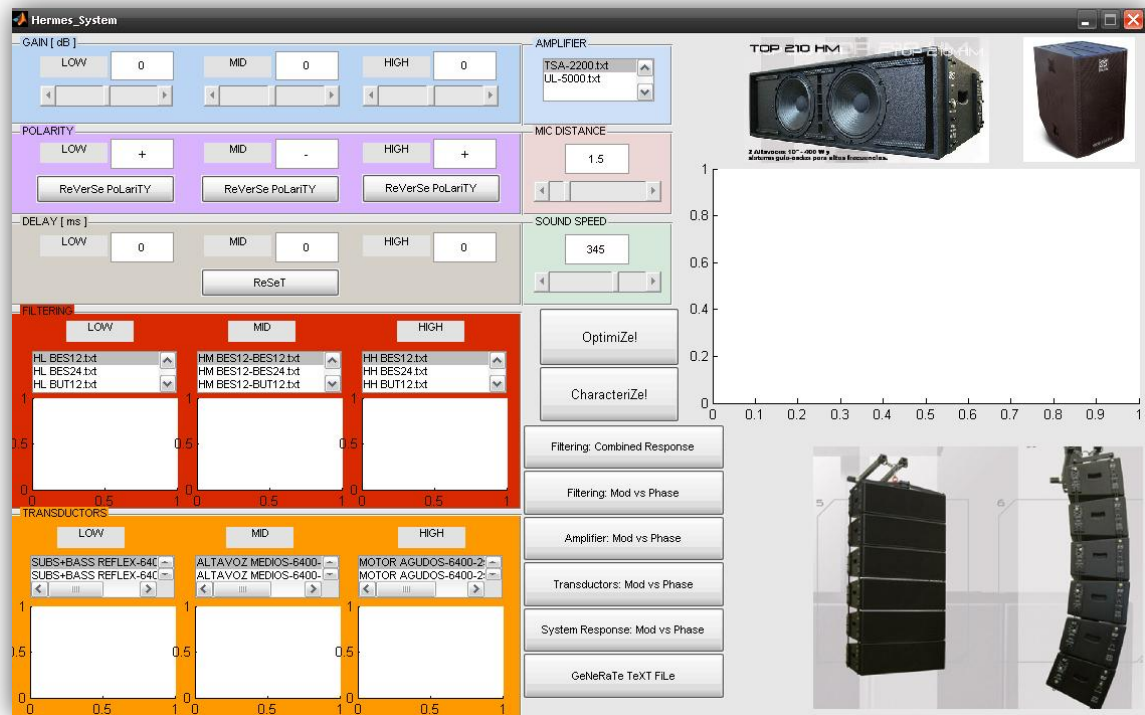


Figura 2.1: Menú principal de la interfaz.

Como se puede apreciar, aparece por defecto una configuración inicial. Para mostrar el funcionamiento de la interfaz, se ha establecido una configuración para simular la respuesta conjunta del sistema a 1 m de distancia del sistema cuando se aplica un filtrado Linkwitz-Riley de segundo orden. Como en principio se desconoce la diferencia relativa de niveles de sensibilidad, los niveles de ganancia de cada vía se mantienen a 0 dB. Estos valores se irán modificando sucesivamente a medida que se caracterice el equipo hasta conseguir que el rango útil de cada transductor se mantenga próximo a 0 dB. El panel de ganancia quedará en una primera instancia como a continuación se muestra:

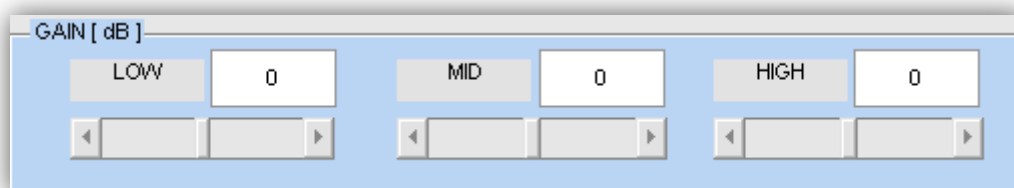


Figura 2.2: Panel de Ganancias.

Dado que se ha decidido utilizar un filtrado Linkwitz-Riley de segundo orden, la polaridad de la vía de medios tendrá que ser invertida. Al iniciarse la interfaz con esta configuración, no será modificada. El panel quedará como a continuación se muestra:

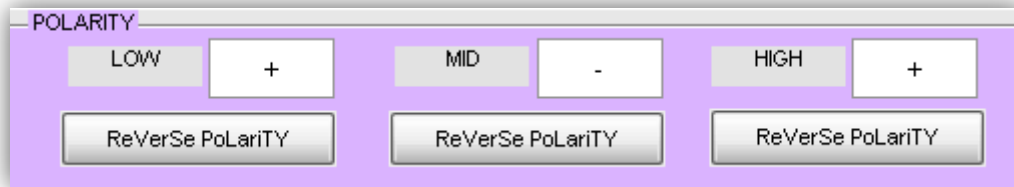


Figura 2.3: Panel de Polaridades.

Al desconocer la cantidad necesaria de retardo necesario para cada vía, en primera instancia se explorará la respuesta conjunta con retardos nulos. El panel quedará como se muestra a continuación:



Figura 2.4: Panel de Retardos.

Dado que se quiere simular la respuesta a 1 m, se ha de establecer este valor en el panel de posición del micro. Por defecto aparece 1.5 m por lo que será modificado. El panel quedará como se muestra a continuación:

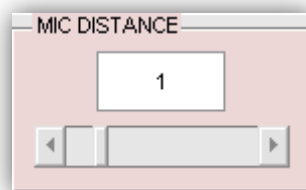


Figura 2.5: Panel Distancia del Micro.

El siguiente dato a editar corresponde con la velocidad de propagación cuando se realizaron las medidas. La velocidad de propagación del sonido está ligada directamente con la temperatura en el momento en el que se realizaron las medidas. Sin embargo, se desconoce exactamente la temperatura de la cámara anecoica cuando éstas fueron realizadas. Puesto que este parámetro interviene en la compensación del retardo acústico, tendrá el mismo efecto en las respuestas individuales, por lo que se mantendrá la diferencia de fase entre vías. Las respuestas individuales o la respuesta conjunta de fase,

no serán las correctas ya que la compensación no se habrá realizado rigurosamente, sin embargo la respuesta conjunta de nivel será totalmente válida ya que las diferencias de fase serán las mismas.

En cualquier caso, cuando se realizaron las medidas, la temperatura resultó el parámetro más variable. Cuando se iniciaron las medidas, la temperatura en la cámara anecoica era aproximadamente de 20° a 25°. Tras el paso del tiempo, y tras realizar varias pruebas, la temperatura se incrementó paulatinamente hasta alcanzar aproximadamente 30°. En la fase final de una sesión de toma de medidas la temperatura pudo sobre pasar los 30° e incluso alcanzar 35°. En cualquier caso, los datos almacenados se hicieron en el tramo final de la sesión, por lo que se ha escogido 349 m/s como velocidad del sonido que corresponde con la velocidad de propagación cuando la temperatura ambiente es de 29° aproximadamente.

Pese a no disponer del dato exacto, visualizando la respuesta en fase de las distintas vías es posible acercar al usuario a un valor de propagación del sonido cercano al real. El panel quedará como a continuación se muestra:

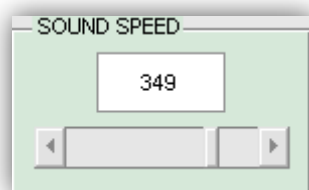


Figura 2.6: Panel de Velocidad del Sonido.

Por último, se seleccionarán las funciones de transferencia de los filtros, de los transductores y de la amplificación. El filtrado será de tipo Linkwitz-Riley de segundo orden, las respuestas de los transductores serán las obtenidas a 1 m, y el modelo de amplificación para cada una de las vías será el *UL-5000* de Black-Sound. A continuación se muestran los distintos paneles:

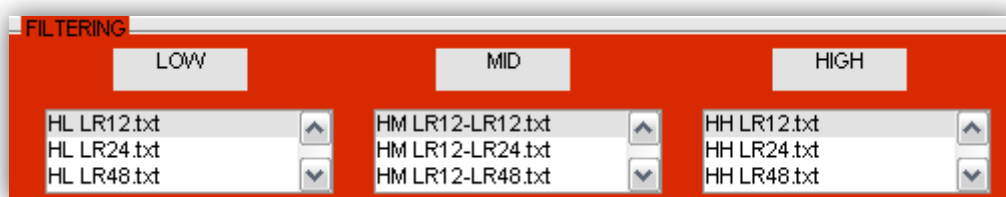


Figura 2.7: Panel de Filtrado.

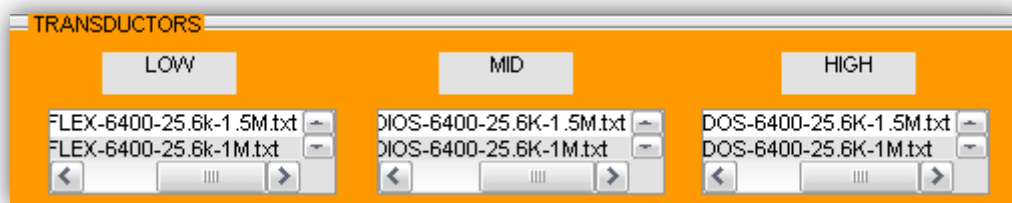


Figura 2.8: Panel de Transductores.

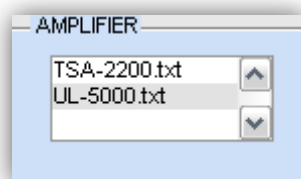


Figura 2.9: Panel de Amplificación.

Una vez llegado a este punto, es posible realizar la caracterización del sistema. Para ello, se pulsará en el botón Characterize, y se obtendrá lo siguiente:

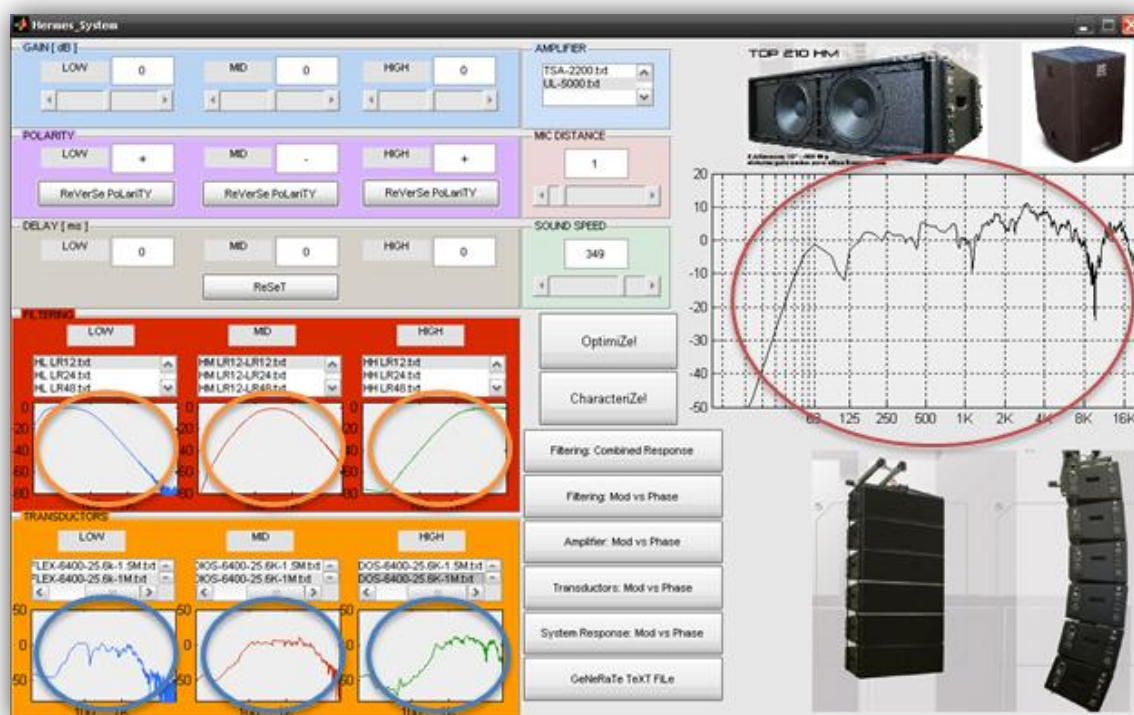


Figura 2.10: Menú principal una vez ejecutada la caracterización del sistema.

Como puede apreciarse, aparecen las respuestas en módulo de los filtros y transductores seleccionados (en naranja y en azul respectivamente), así como de la respuesta conjunta en módulo (en rojo). A primera vista se observan dos hechos en la respuesta conjunta. Primeramente, las sensibilidades de los transductores no están ajustadas, por lo que se produce inclinación espectral. En este caso, la vía

de graves produce menos nivel a 1 m que la de medios. Lo mismo ocurre entre las vías de medios y agudos. En segundo lugar, se produce cancelación en los rangos de solapado, produciéndose una caída de nivel de unos 10 dB. Teniendo en cuenta el desajuste de sensibilidades y las cancelaciones, se obtiene un *ripple* de ± 10 dB:

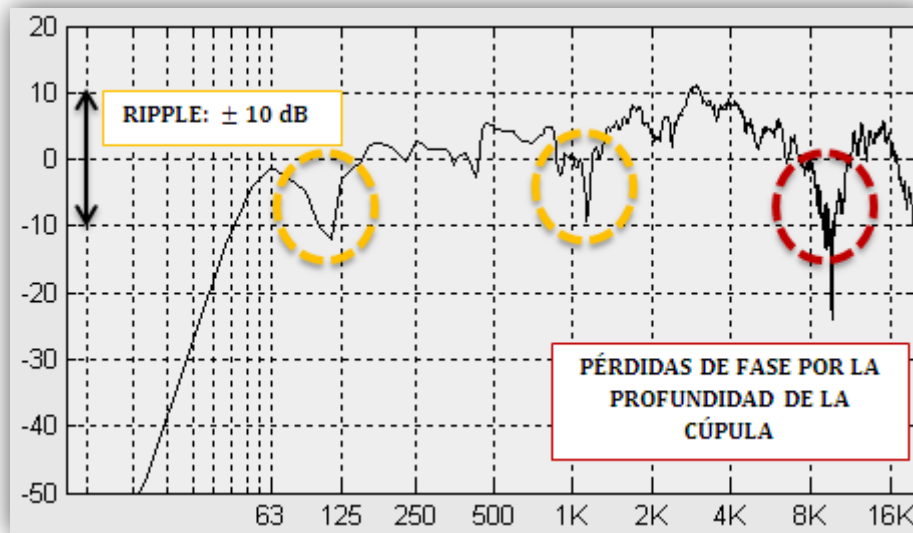


Figura 2.11: Respuesta del sistema una vez ejecutada la caracterización del mismo.

Las pérdidas en alta frecuencia debidas a la profundidad de la cúpula del motor de agudos no se tienen en cuenta para valorar el *ripple* ya que serán corregidas a posteriori con ecualización.

Para obtener los niveles relativos de sensibilidad se puede visualizar la respuesta que incluye los efectos de filtrado, amplificación, y radiación de cada transductor, en una misma representación. Para ello, se hará un click en el botón *System Response*, lo que provocará que emerja la siguiente ventana:

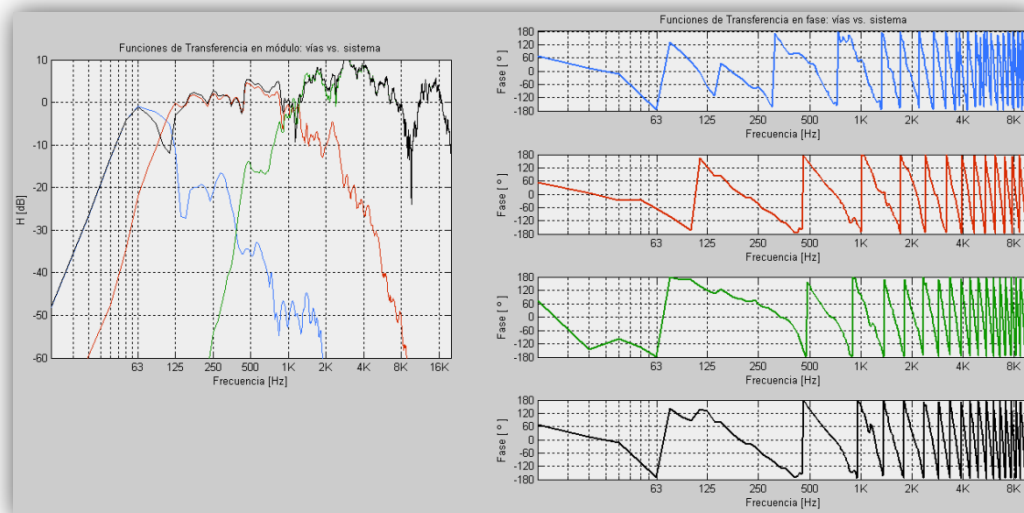


Figura 2.12: Ventana System Response.

Como se puede apreciar, la ventana emergente se divide en dos secciones. A la izquierda se tienen las respuestas individuales en módulo de cada vía, y la respuesta combinada de las tres. A la derecha se tiene las respuestas en fase correspondientes. Si se observa la representación gráfica de la izquierda se puede extraer el desajuste de sensibilidades, como a continuación se muestra:

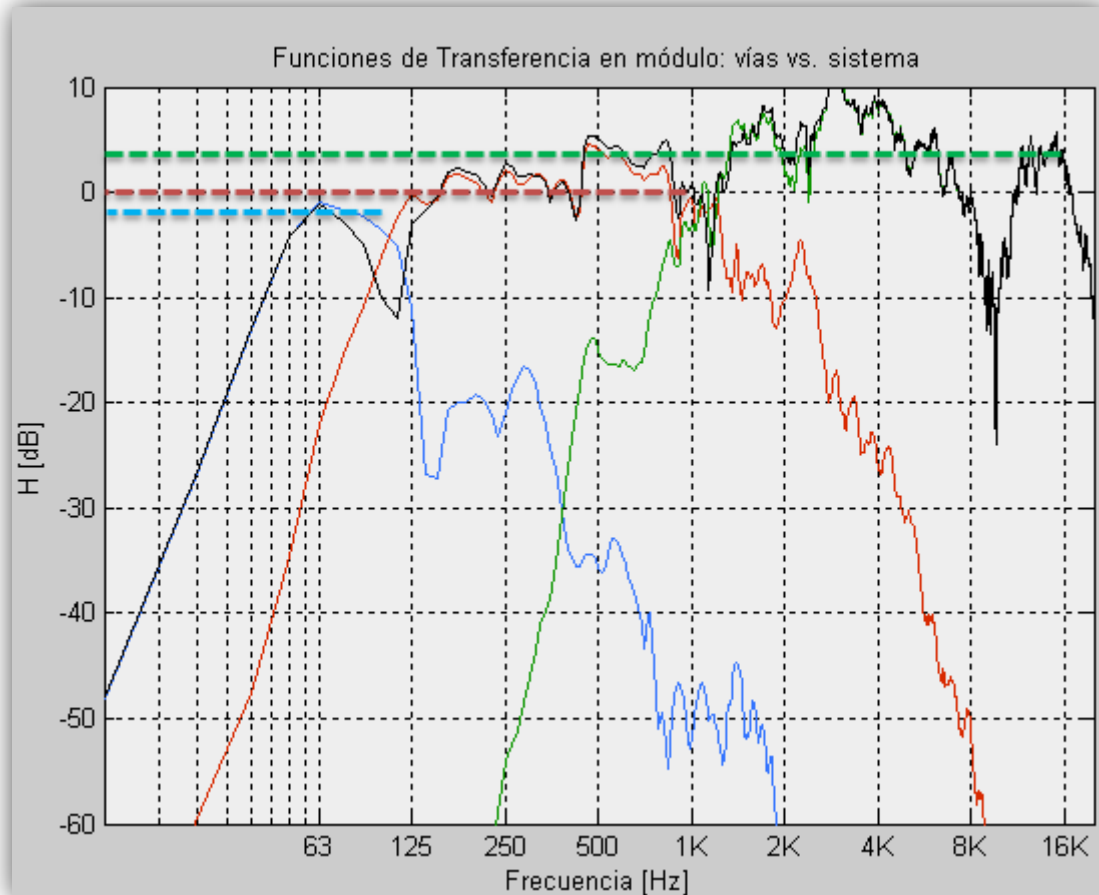


Figura 2.13: Funciones de transferencia individuales y combinada, representadas en módulo. Nótese el desajuste de sensibilidades.

Como puede apreciarse, se han trazado unas líneas horizontales que fijan aproximadamente los niveles promedios de cada vía en su rango útil. La diferencia de nivel entre la vía de graves y la de medios es de en torno a 2 dB. Por otro lado, la diferencia de nivel entre la vía de medios y de agudos es cercana a 3 dB. Fijando la vía de medios como referencia a 0 dB, se puede tantear diferentes valores en la vía de graves y en la de agudos hasta obtener los valores que permiten que la respuesta en el rango útil de cada vía se sitúe al mismo nivel, obteniendo el cruce entre vía en el rango que va de -6 dB a -3 dB.

Una propuesta sería la siguiente:

- Vía de graves: +1.7 dB.
- Vía de medios: 0 dB.
- Vía de agudos: -3 dB.

Aplicando estos valores se obtendría la siguiente respuesta:

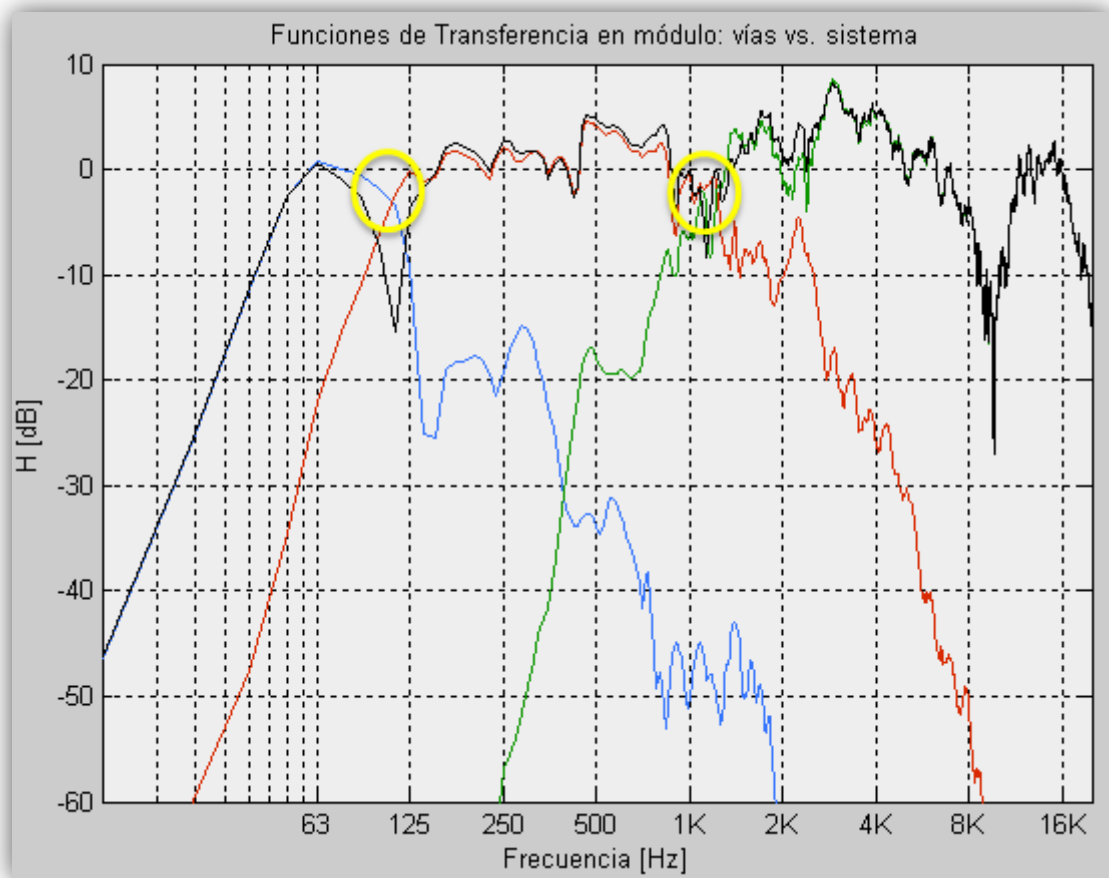


Figura 2.14: Funciones de transferencia individuales y combinada, representadas en módulo. Nótese las cancelaciones en el solapado espectral.

Como puede observarse, la cancelación en el rango de solapado espectral entre las vías de graves y de medios ha aumentado como consecuencia de haber incrementado el nivel de la vía de graves.

Una vez realizado el ajuste de sensibilidades entre las vías, es posible visualizar, en la parte derecha de la ventana, las respuestas de fase de cada vía y la respuesta de la combinación de estas. Así, se pueden extraer los valores de las frecuencias a las que se producen discontinuidades:

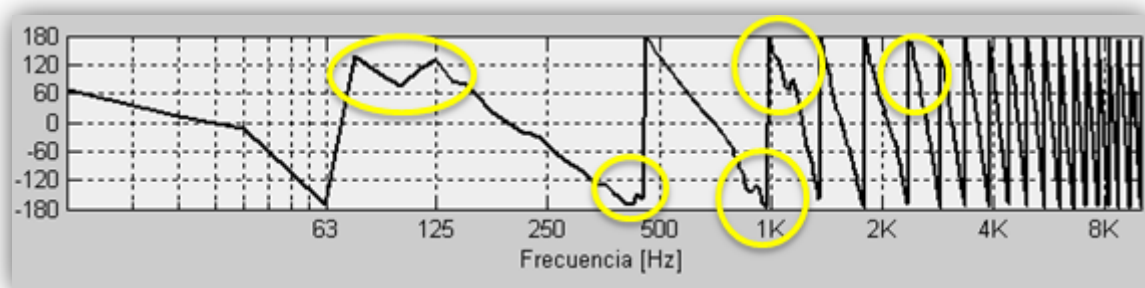


Figura 2.15: Respuesta combinada de fase. Nótese las irregularidades dentro y fuera del solapado espectral.

Las discontinuidades en los alrededores de las zonas de cruce se deben a las diferencias de fase entre las vías. Las discontinuidades fuera de estas zonas son propias de la radiación de los transductores como a continuación se muestra:

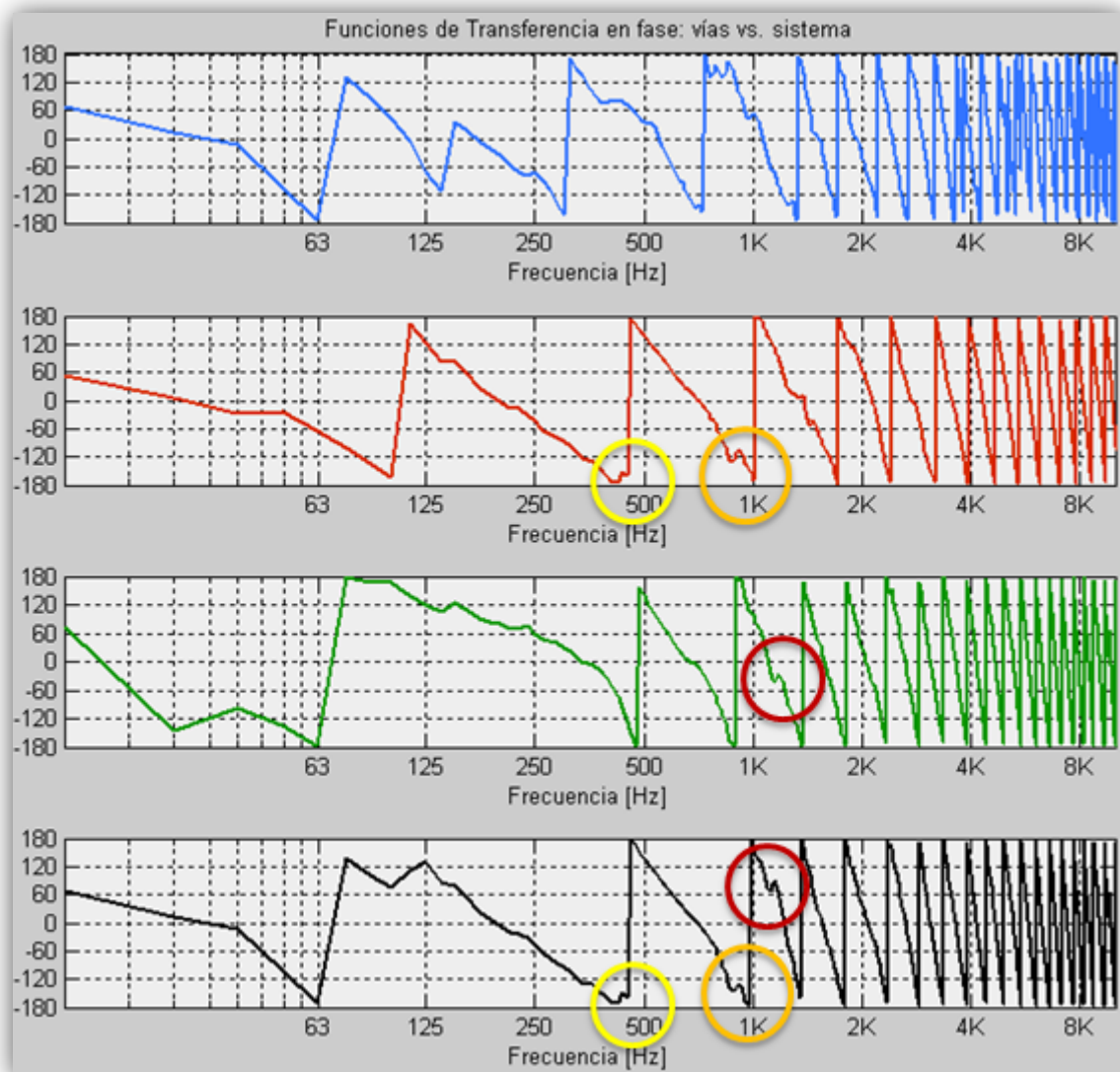


Figura 2.16: Respuestas en fase individuales y conjunta. Nótese las irregularidades en las respuestas.

Las discontinuidades en las zonas de solapado podrán ser corregidas con los valores de retardo relativo entre vías. Por el contrario, las discontinuidades en las zonas en las que sólo contribuye una vía en la radiación no podrán ser corregidas.

La cantidad de disminución de nivel, producto de las cancelaciones, puede obtenerse haciendo click en la representación de la respuesta de nivel conjunta del menú principal. Como en el caso anterior, emergerá una ventana con la respuesta conjunta y un cursor que indicará los valores de nivel respecto a la frecuencia.

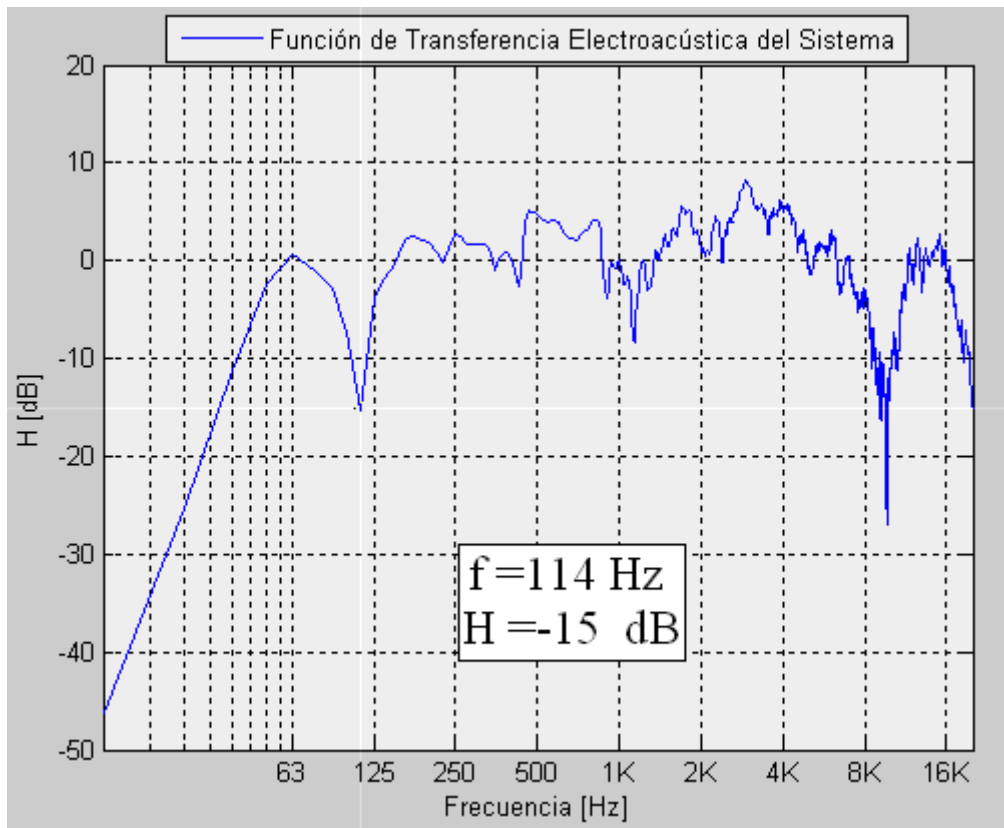


Figura 2.17: Ventana emergente de la respuesta del sistema en módulo. Frecuencia y nivel en la primera cancelación

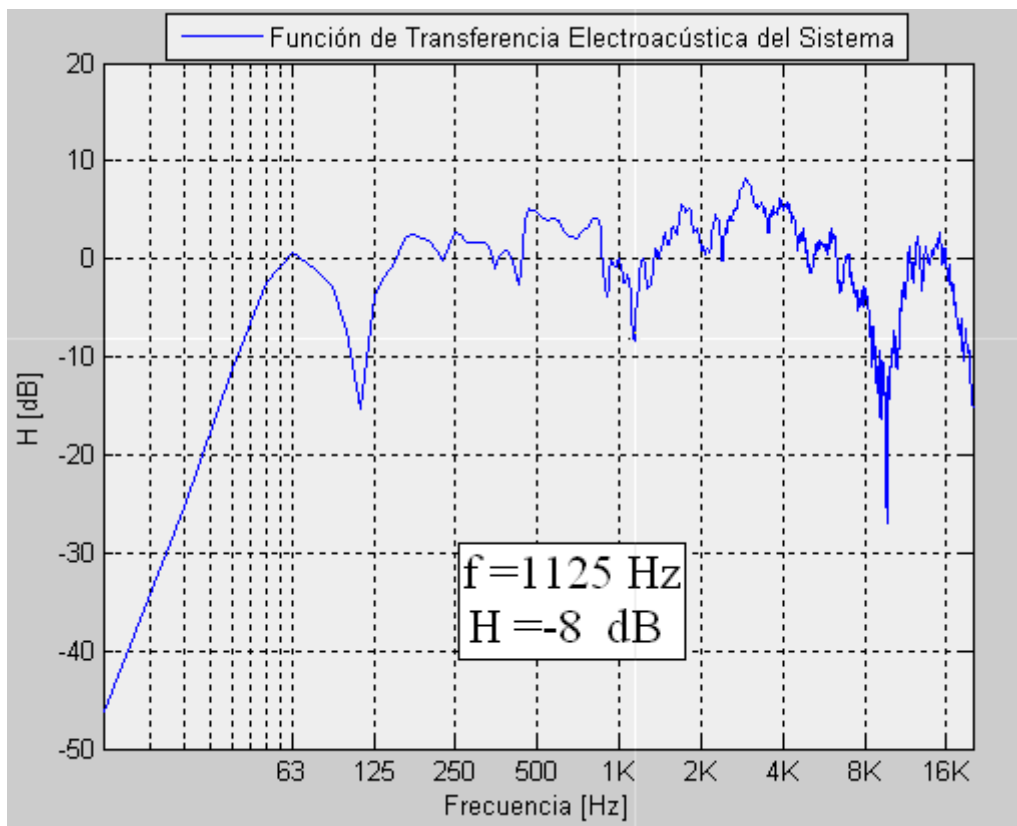


Figura 2.18: Ventana emergente de la respuesta del sistema en módulo. Frecuencia y nivel en la segunda cancelación.

Llegados a este punto, se buscarán los valores de retardo en cada vía necesarios para evitar las cancelaciones mostradas anteriormente. Para ello, sin cambiar ningún parámetro, se hará click en el botón Optimize. Automáticamente aparecerán los valores de retardo que hacen nula la diferencia de fases en las regiones de cruce, como a continuación se muestra:

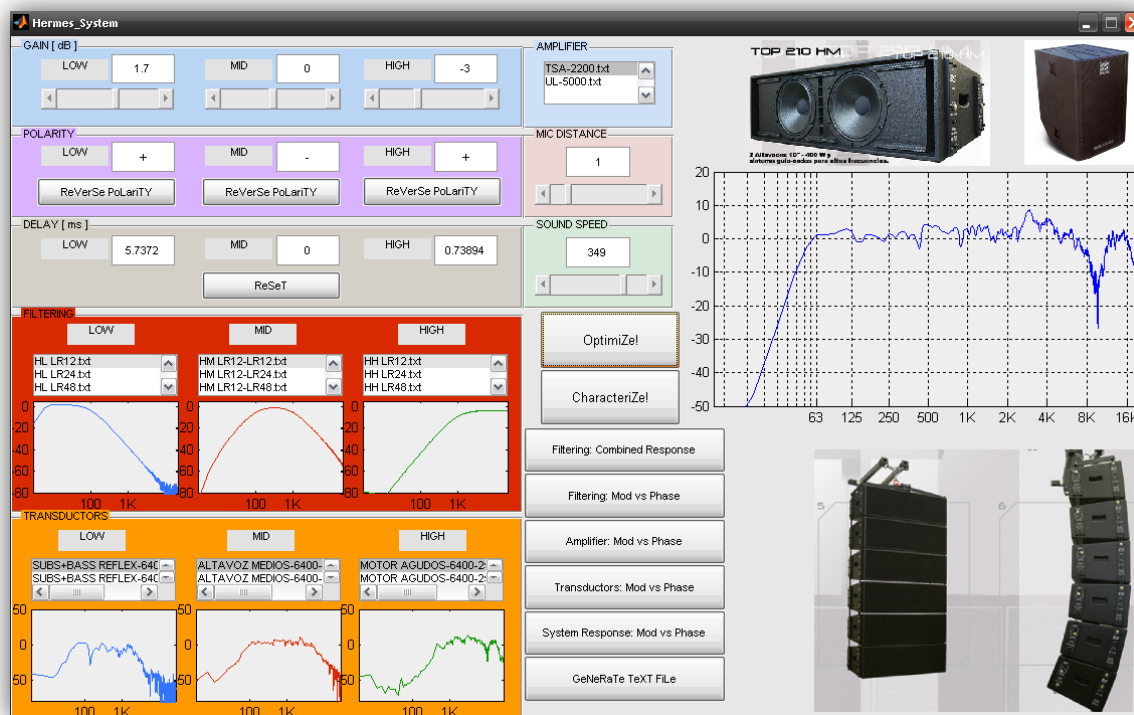


Figura 2.19: Menú principal una vez ejecutada la optimización del sistema.

En este caso, los valores de retardo obtenidos han sido los siguientes:

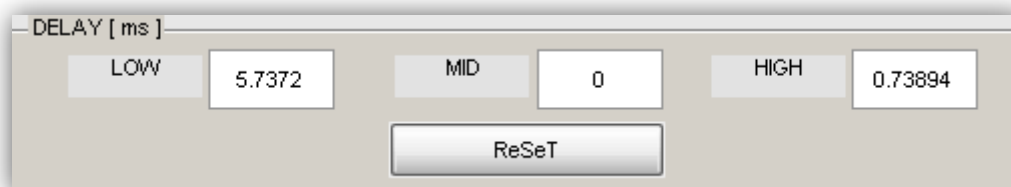


Figura 2.20: Valores de retardo proporcionados automáticamente por la interfaz.

Como puede apreciarse en la figura 2.19, la respuesta conjunta se ha representado en azul, para diferenciarla de la respuesta obtenida en la caracterización.

Si se vuelve a hacer click en el botón *System Response* se puede observar lo siguiente:

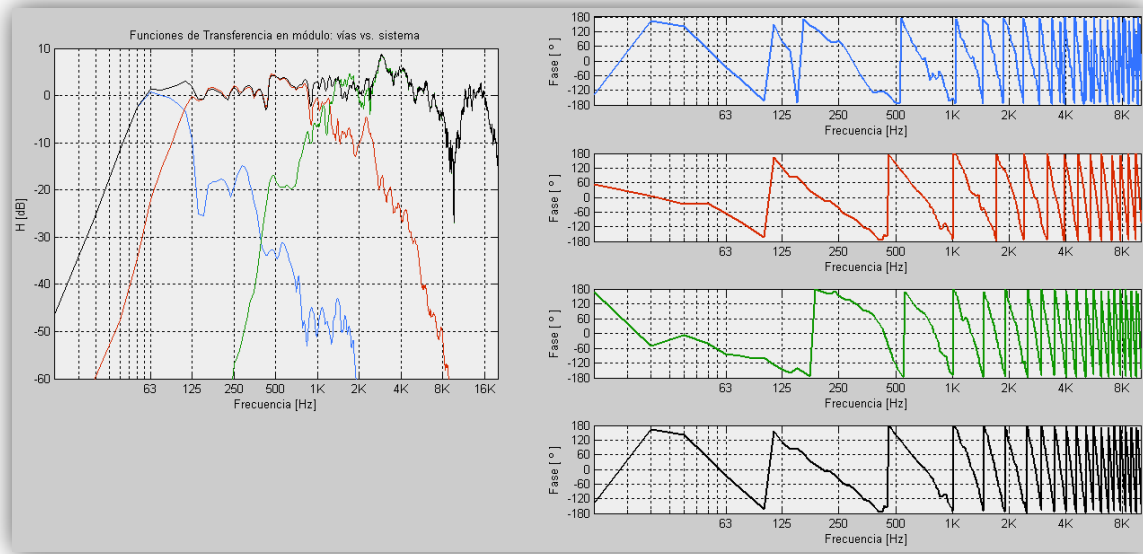


Figura 2.21: Ventana System Response una vez ejecutada la optimización del sistema.

La respuesta en módulo de cada vía y la respuesta conjunta quedan de la siguiente manera:

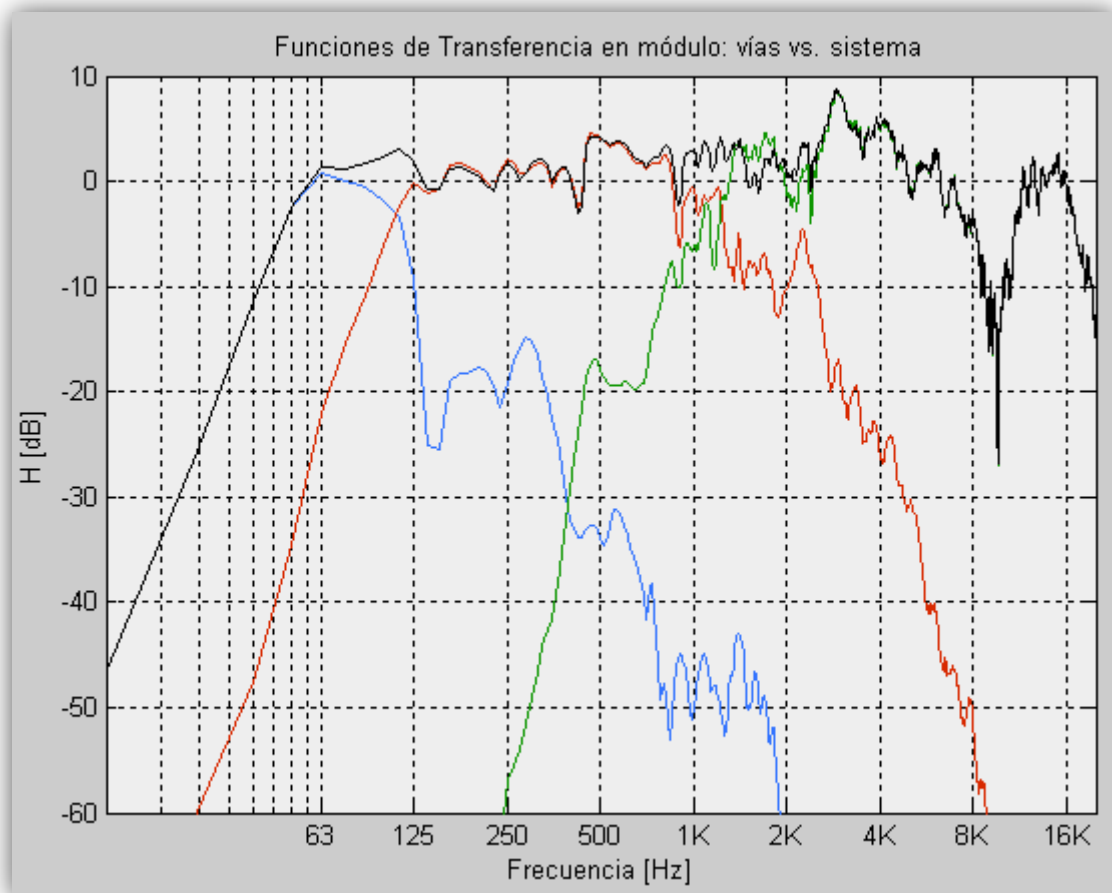


Figura 2.22: Respuestas individuales y conjunta en módulo tras efectuarse la optimización.

A continuación se muestran las respuestas conjuntas de fase obtenidas antes y después de la optimización:

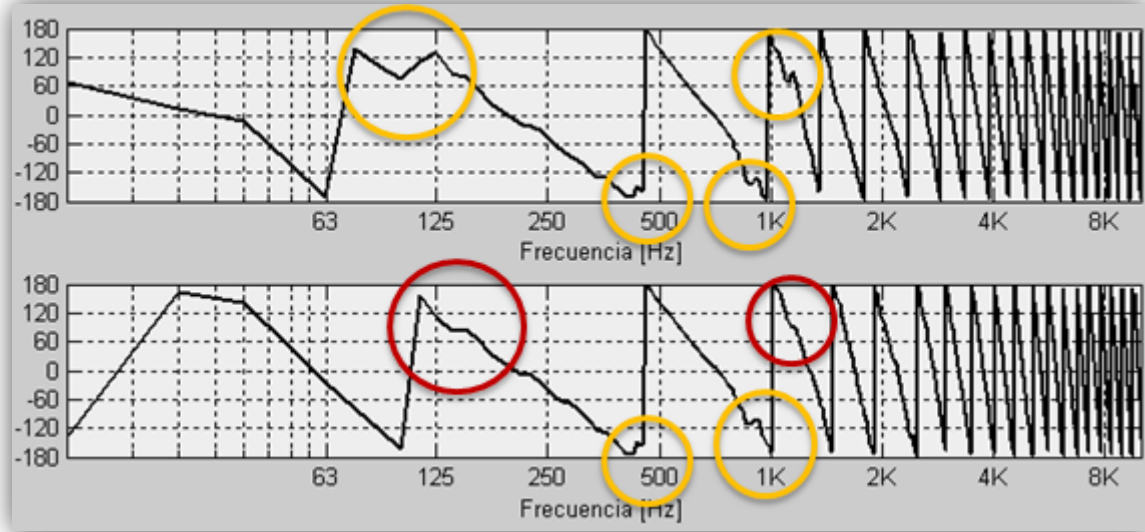


Figura 2.23: Respuestas en fase del sistema antes y después de la optimización.

La representación de arriba corresponde con la respuesta conjunta de fase antes de realizar la optimización, y la de abajo corresponde con la respuesta obtenida tras realizarla. En la representación de arriba, se muestra en amarillo el rango de frecuencias a las cuales se producen discontinuidades. En la representación de abajo se muestran en rojo los rangos de frecuencia para los cuales las discontinuidades se han suavizado debido al alineamiento de las vías. En amarillo se muestran las discontinuidades inherentes al transductor de medios, en cuyo caso no ha sido posible reducirlas.

De nuevo, es posible obtener los valores de *ripple* haciendo click en la respuesta conjunta de nivel situada en el menú principal. El valor de este parámetro excluye los picos comprendidos en el rango que va desde 2.5 kHz a 4.6 kHz ya que serán corregidos con ecualización. Lo mismo ocurrirá para los valores comprendidos en el rango que va desde 7.5 kHz a 11.1 kHz, caracterizado por una cancelación muy abrupta a causa de la profundidad de la cúpula del motor de agudos. Estos valores se muestran en las figuras 2.24 y 2.25.

Excluyendo estas dos zonas, el *ripple* alcanza los ± 3 dB, valor considerado por los fabricantes como óptimo para un sistema de sonido profesional. A continuación se muestran los valores que justifican esta afirmación:

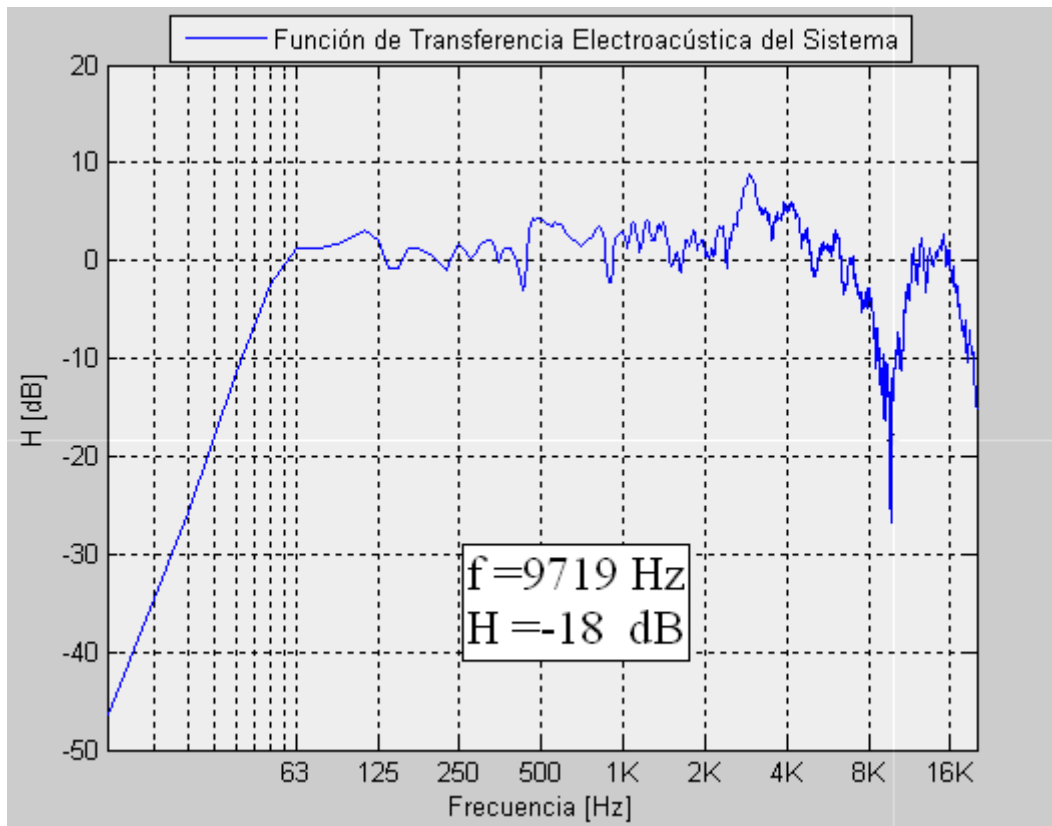


Figura 2.24: Ventana emergente de la respuesta del sistema en módulo. Pérdidas de nivel debido a la profundidad de la cúpula del motor de agudos.

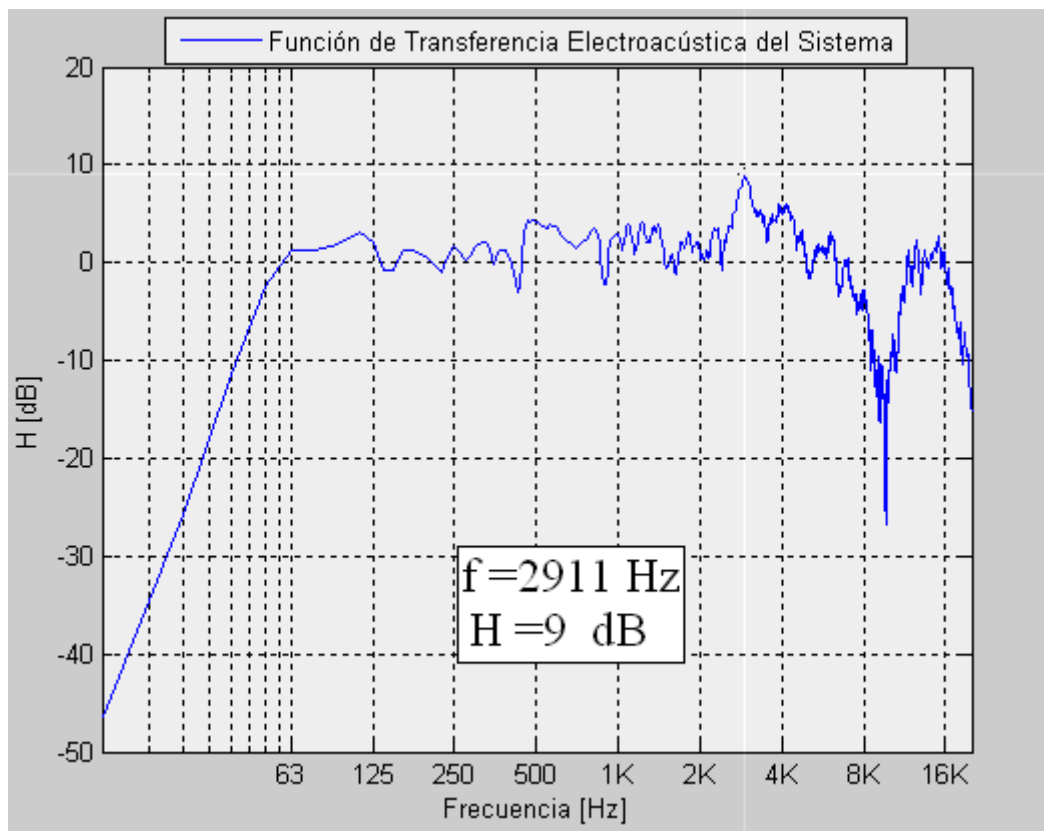


Figura 2.25: Ventana emergente de la respuesta del sistema en módulo. El pico será corregido con ecualización.

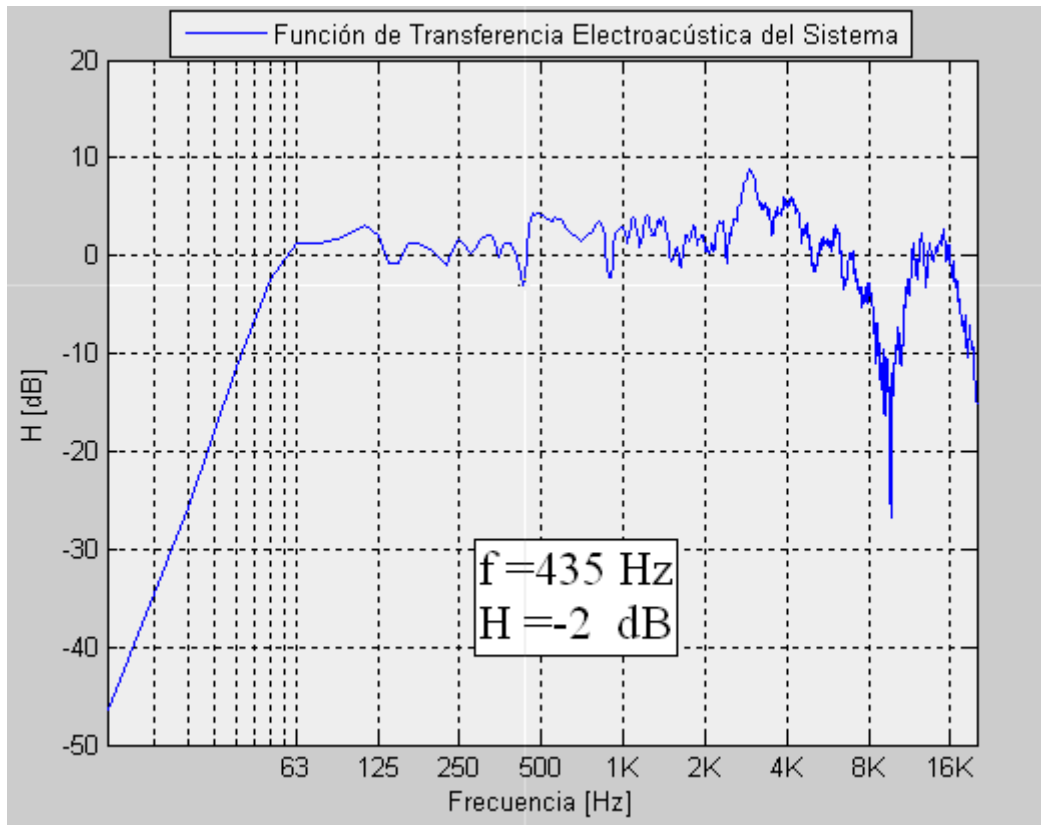


Figura 2.26: Ventana emergente de la respuesta del sistema en módulo. Nivel mínimo considerado en el cálculo del ripple.

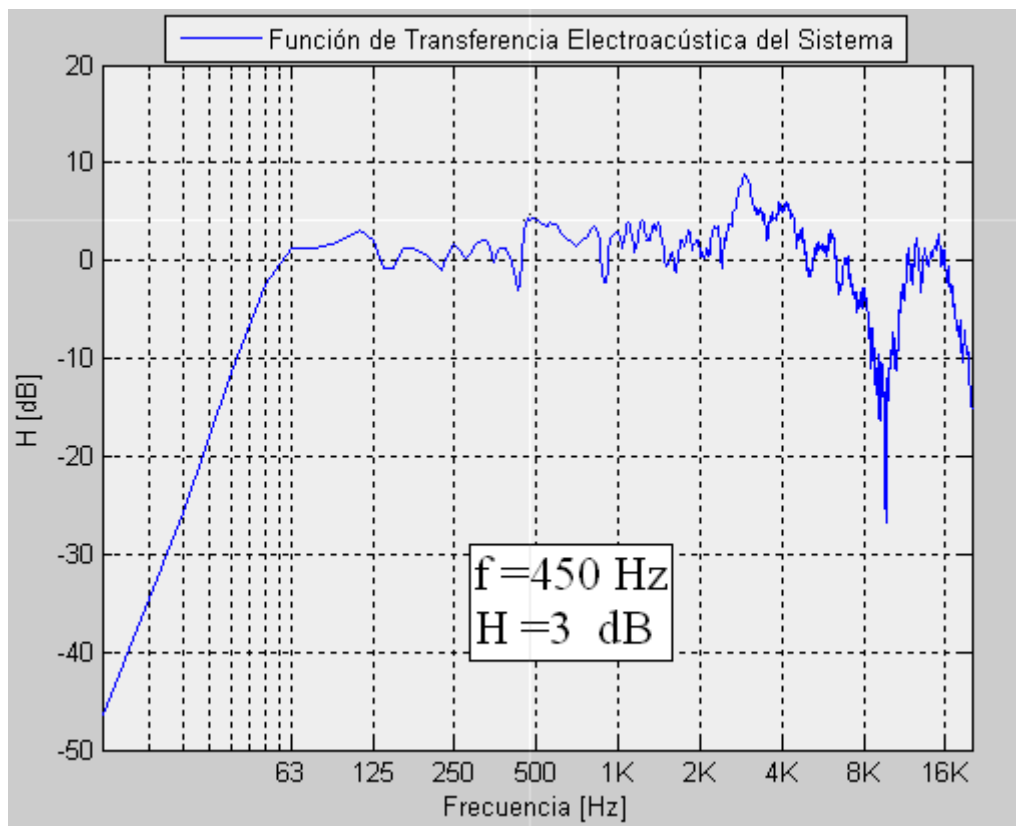


Figura 2.27: Ventana emergente de la respuesta del sistema en módulo. Nivel máximo considerado en el cálculo del ripple.

Además de las opciones comentadas, existen otras que permiten la visualización de las funciones de transferencia en cada una de las etapas. Éstas corresponden con el botón *Filtering Mod vs Phase* que permite visualizar el filtrado aplicado en cada vía, el botón *Amplifiers Mod vs Phase* que permite visualizar la función de transferencia del modelo de amplificadores utilizado, y el botón *Transductors Mod vs Phase* que proporciona las funciones de transferencia de los transductores. A continuación se muestran estas opciones:

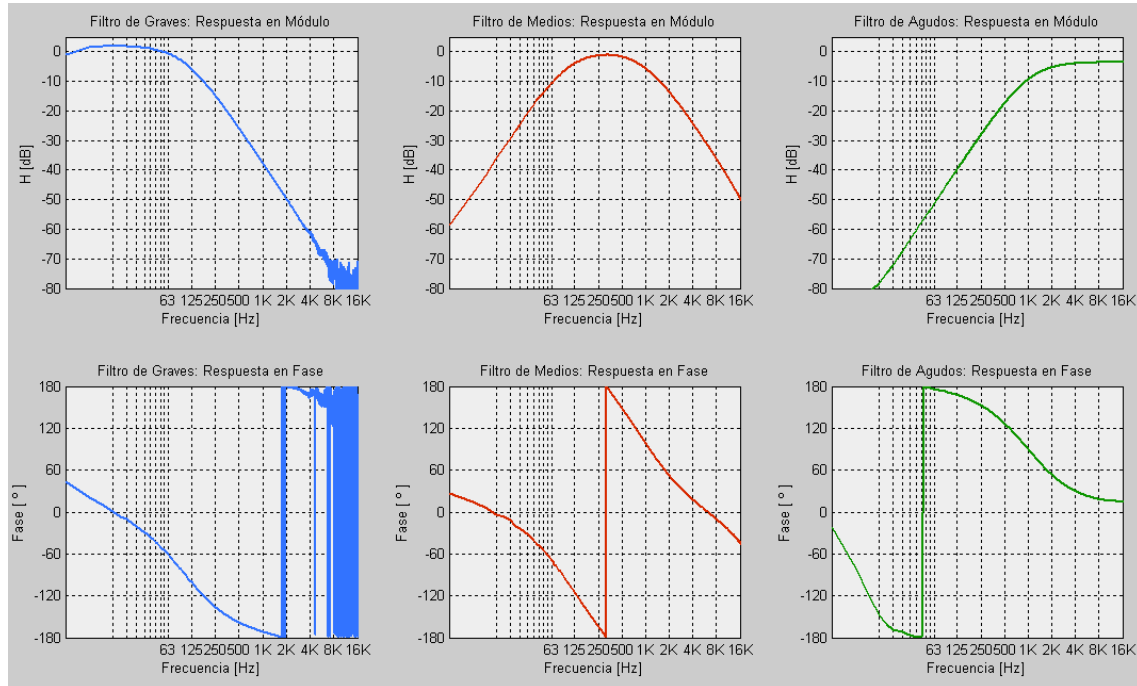


Figura 2.28: Opción *Filtering Mod vs Phase*.

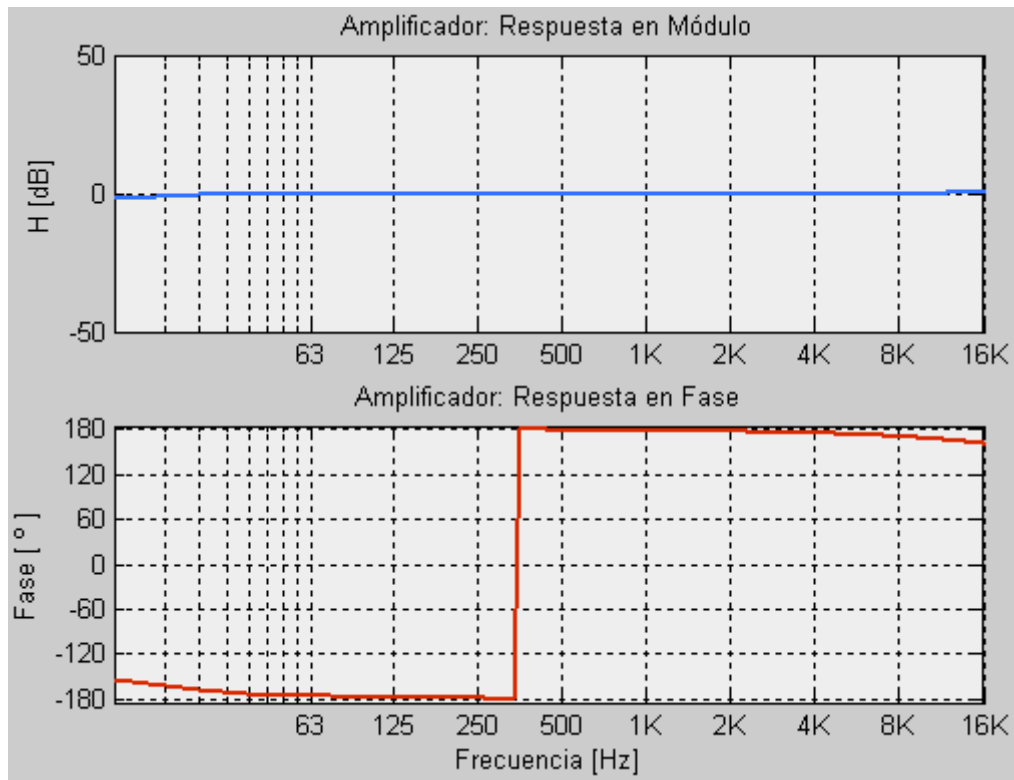


Figura 2.29: Opción Amplifier Mod vs Phase.

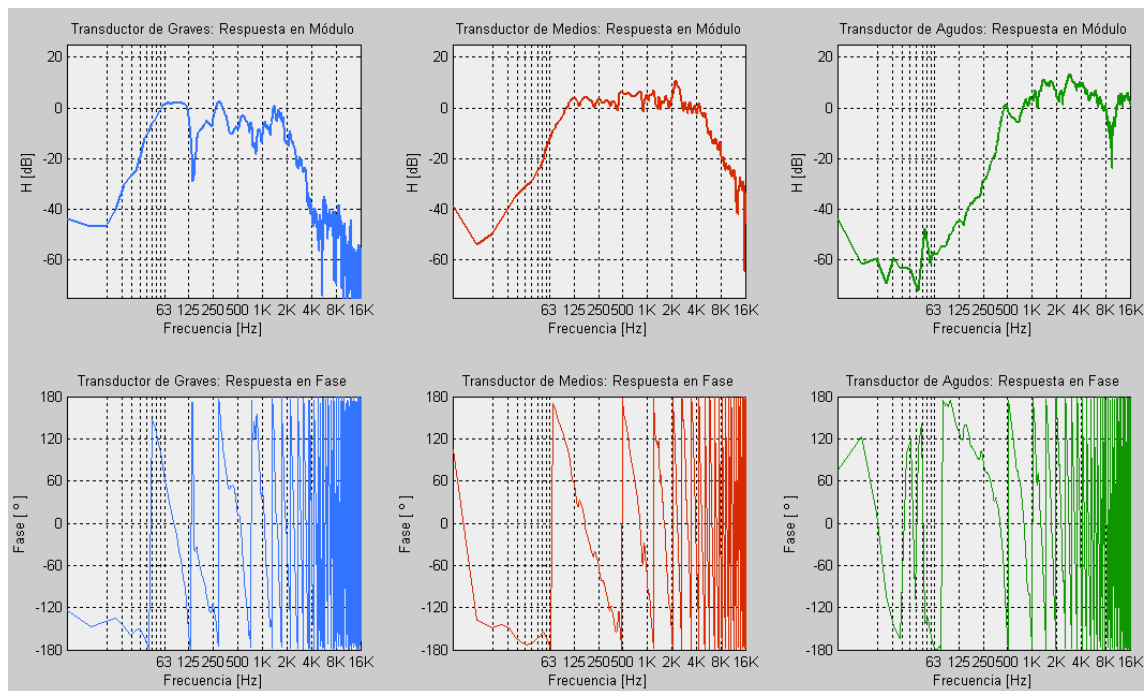


Figura 2.30: Opción Transductors Mod vs Phase.

Como puede observarse en la figura 2.28, los valores de ganancia aplicados a cada vía se producen en la etapa de filtrado, tal y como sucede en la práctica. Existen otras dos opciones cuyas aplicaciones en este sistema tienen menor funcionalidad a la hora de buscar la optimización.

La primera corresponde con la función de transferencia conjunta del filtrado, proporcionada por el botón *Filtering Combined Response*. Esta opción proporciona la respuesta combinada en módulo de los filtros en el dominio eléctrico, y se muestra en la figura 2.31. La información que aporta para cualquier sistema multivía es irrelevante ya que la combinación de los filtros se dará en el medio acústico y no en el eléctrico. Sin embargo, puede resultar útil en un sistema pasivo en el que esta suma se realice en el medio eléctrico.

Por otro lado, se tiene la opción de exportar los valores de las funciones de transferencia de los filtros. Esto se produce cuando se hace click en el botón *Generate Text File*. En concreto, la interfaz los exporta en un archivo *.txt*, con el encabezamiento exigido en el formato *.xgfb*, y los almacena en un subdirectorio de la interfaz. En una versión mejorada sería interesante poder exportar cualquier medida en distintos formatos, ya que el mencionado sólo se utiliza en el programa de simulación EASE SpeakerLab.

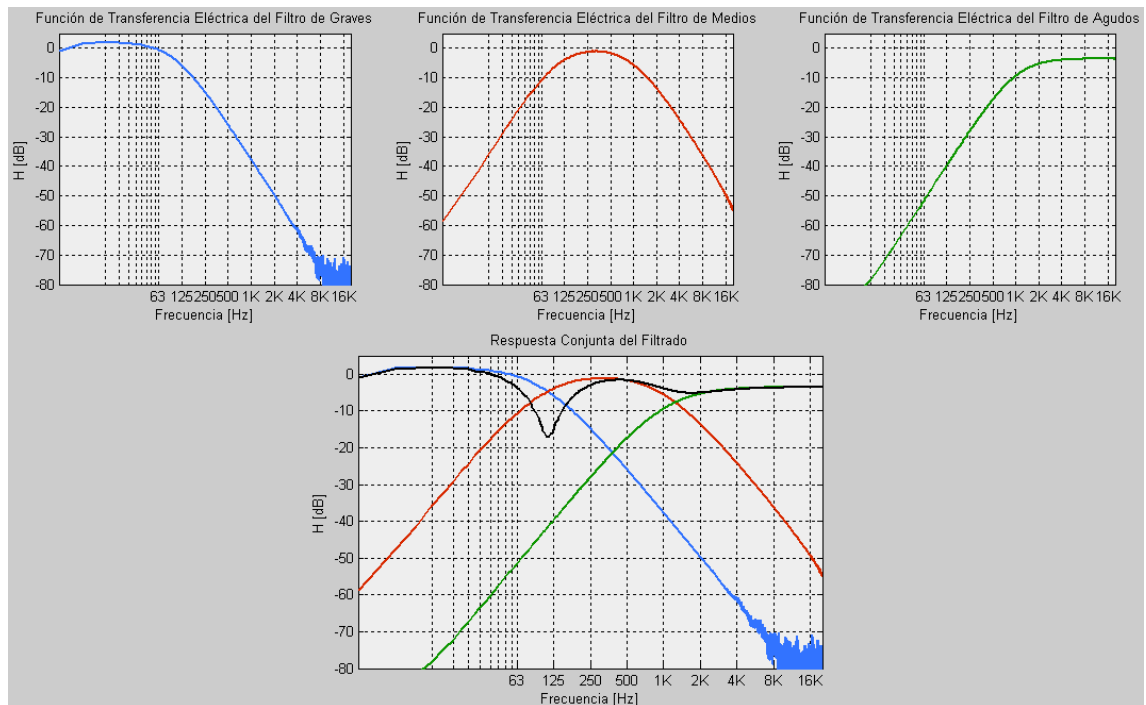


Figura 2.31: Opción Filtering Combined Response.

3. RESPUESTAS Y VALORES DE RETARDO OBTENIDOS EN LA OPTIMIZACIÓN A TRAVÉS DE LA INTERFAZ

En este apartado se presentan las respuestas del sistema en módulo una vez aplicados los retardos que permiten obtener un *ripple* de ± 3 dB (excluyendo los picos en medias altas y la cancelación en alta frecuencia). Dichas respuestas se van a organizar según el filtrado aplicado, considerando las polaridades estándar de los filtros, y según las especificaciones indicadas a continuación:

- Ganancia vía de graves: +1 dB.
- Ganancia vía de medios: 0 dB.
- Ganancia vía de agudos: -3 dB.
- Etapas de potencia: *UL-5000*.
- Velocidad de propagación del sonido: 349 m/s.
- Posición del micrófono: 1.5 m.

Recalcar que, el cálculo de los valores de retardo en la llamada a la optimización no requiere las polaridades estándar en los filtros ya que la función calcula las diferencias de fase en dos vías adyacentes independientemente de las polaridades de cada una de ellas.

Seguidamente se muestran las respuestas combinadas.

Respuestas combinadas e individuales para configuraciones de filtrado *Butterworth*:

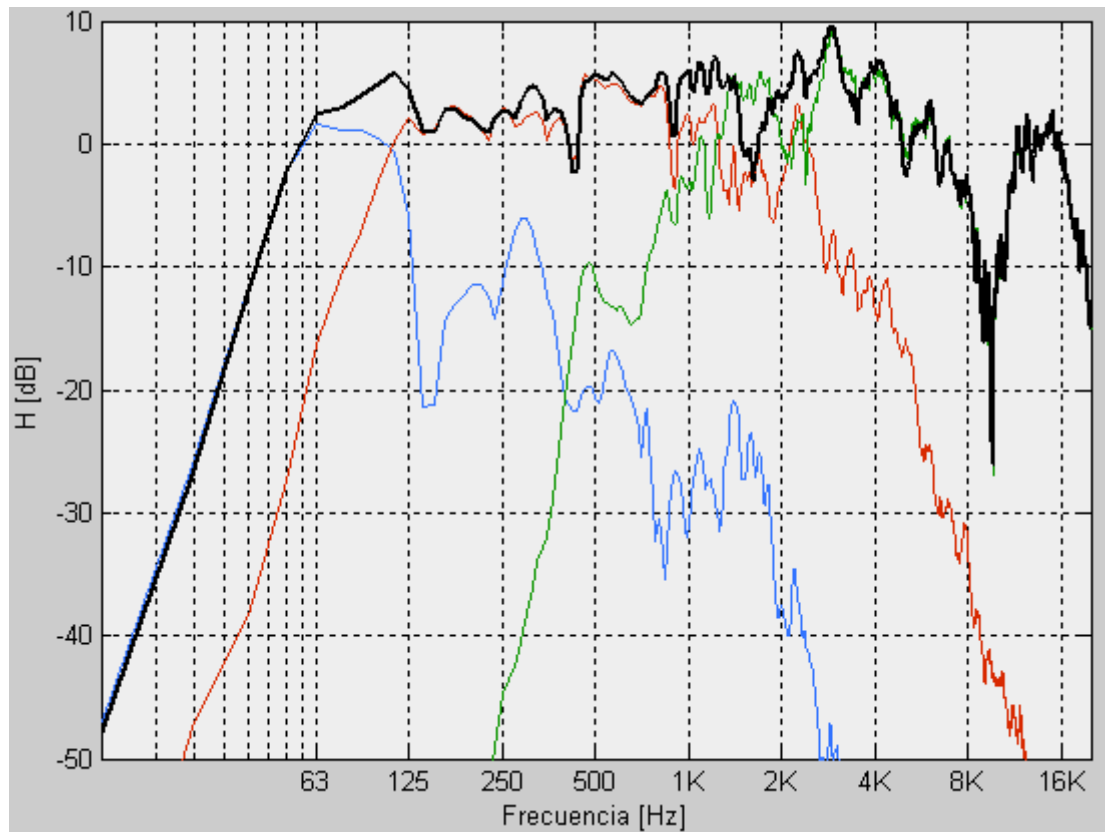


Figura 3.1: Respuestas individuales y combinada en módulo para configuración *Butterworth* de primer orden.

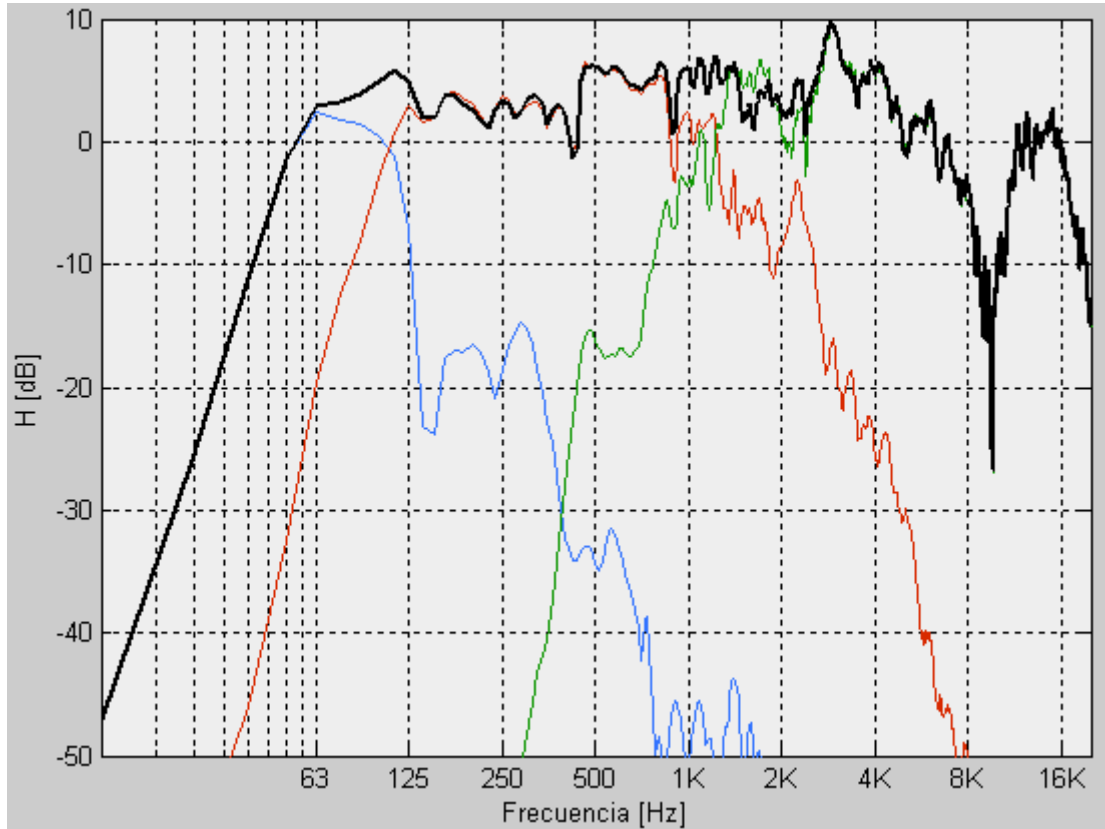


Figura 3.2: Respuestas individuales y combinada en módulo para configuración *Butterworth* de segundo orden.

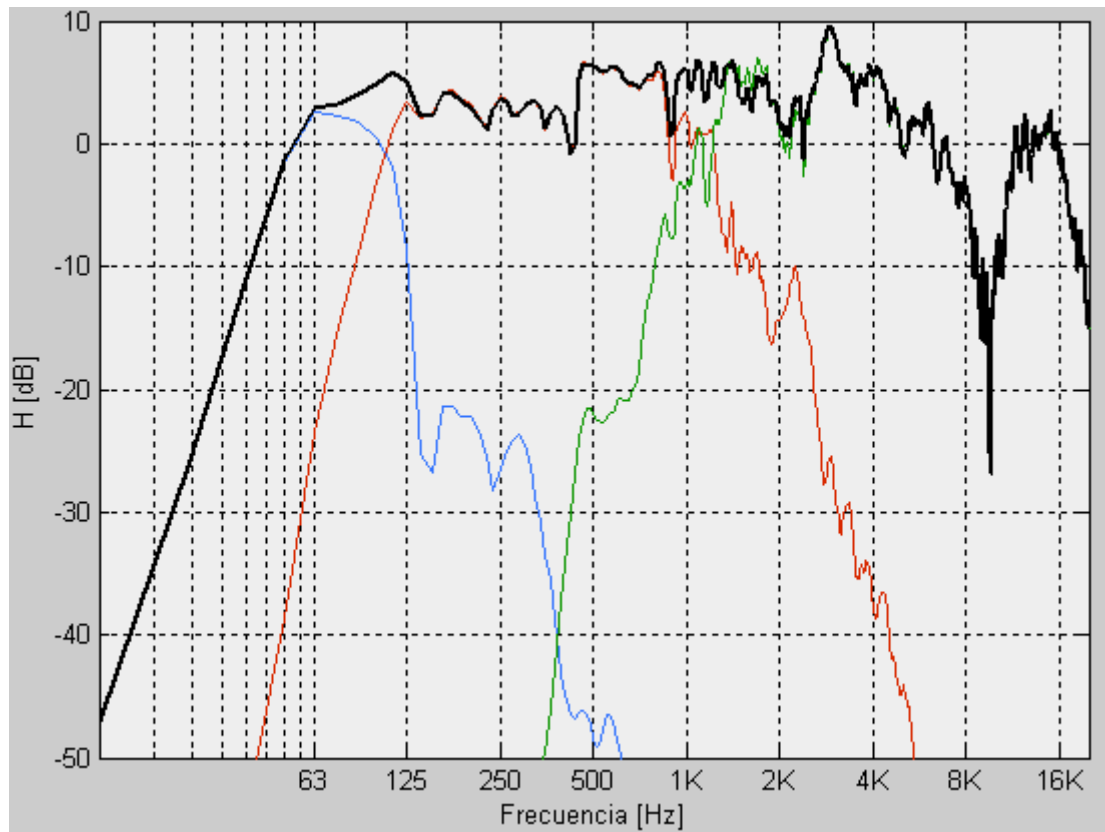


Figura 3.3: Respuestas individuales y combinada en módulo para configuración Butterworth de tercer orden.

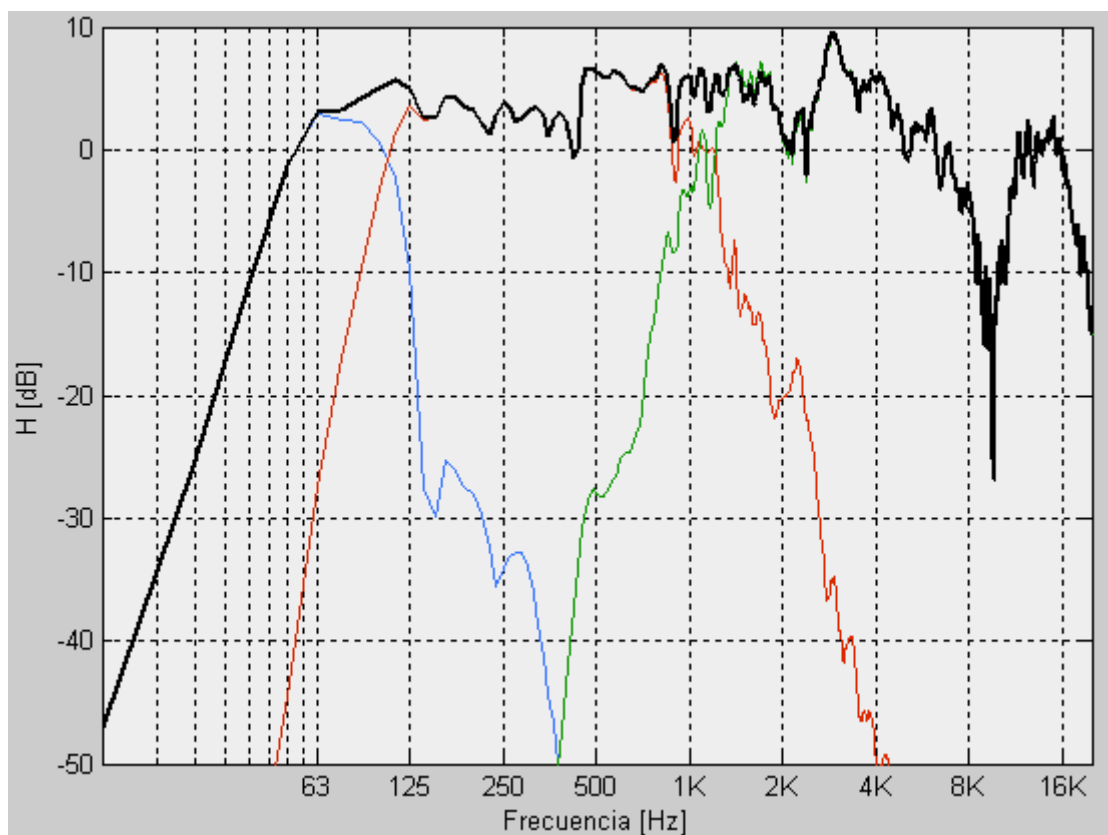


Figura 3.4: Respuestas individuales y combinada en módulo para configuración Butterworth de cuarto orden.

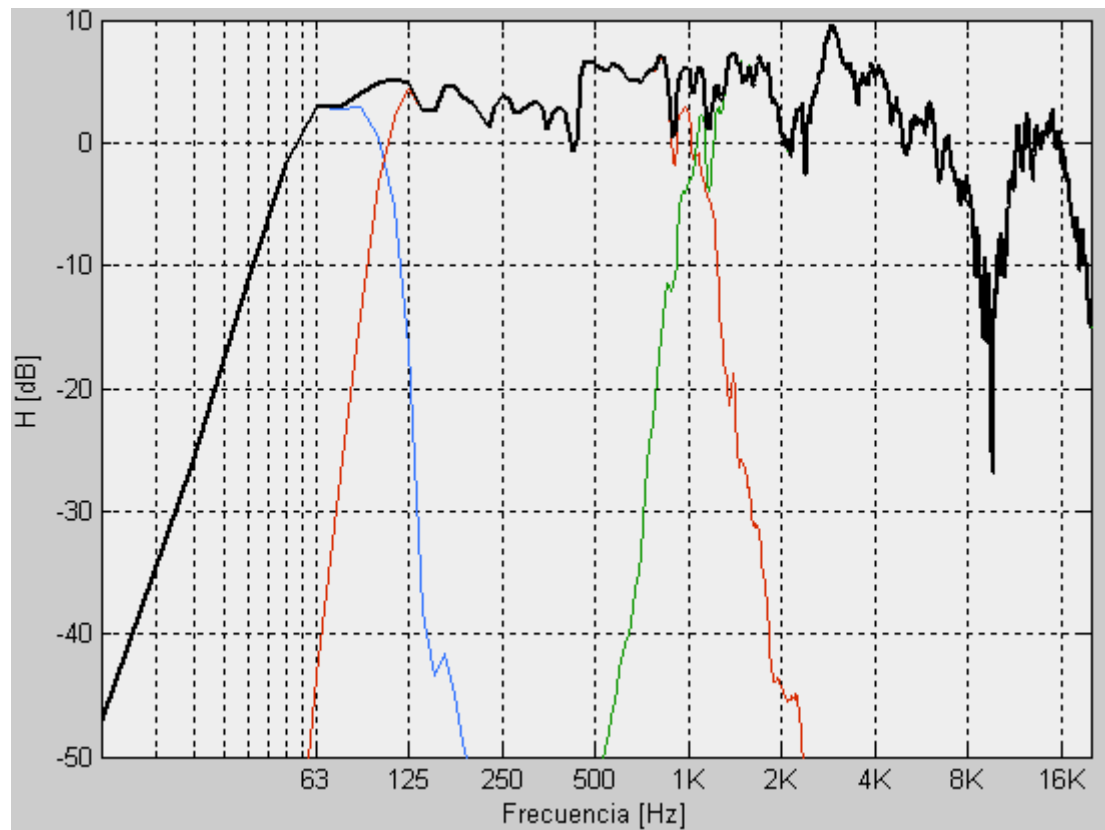


Figura 3.5: Respuestas individuales y combinada en módulo para configuración Butterworth de octavo orden.

Respuestas combinadas e individuales para configuraciones de filtrado Linkwitz-Riley:

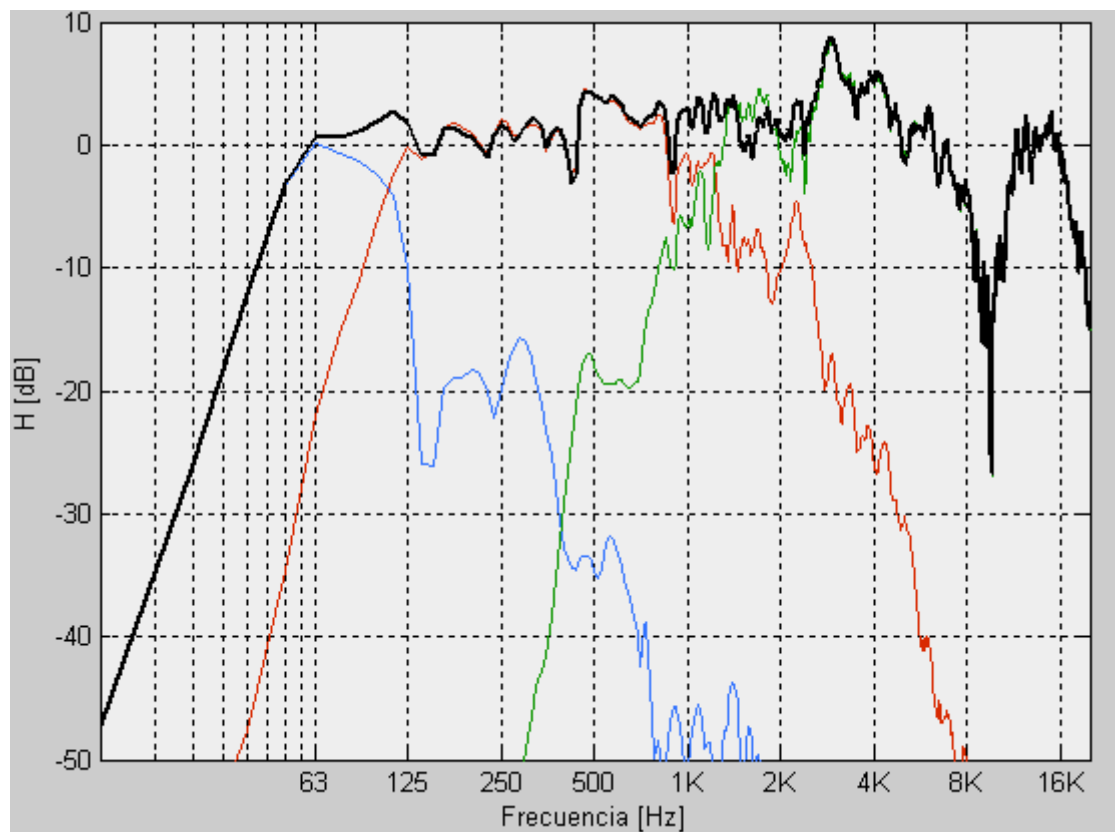


Figura 3.6: Respuestas individuales y combinada en módulo para configuración Linkwitz-Riley de segundo orden.

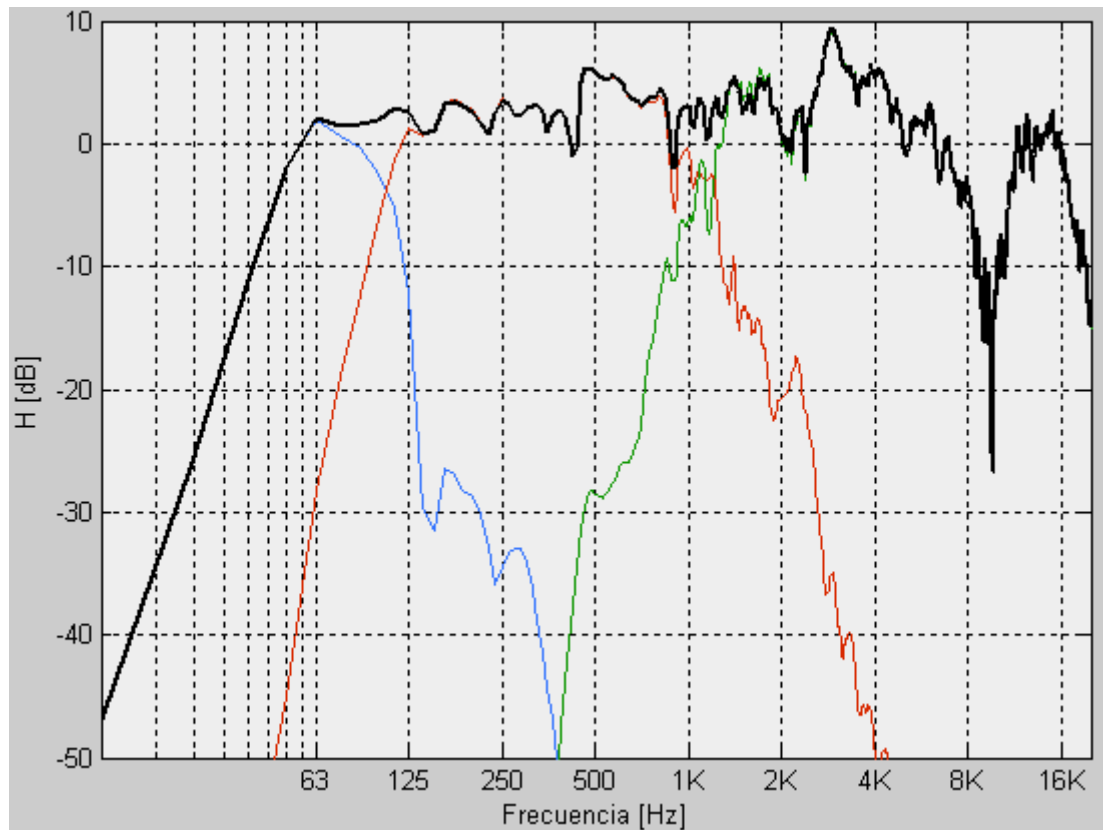


Figura 3.7: Respuestas individuales y combinada en módulo para configuración Linkwitz-Riley de cuarto orden.

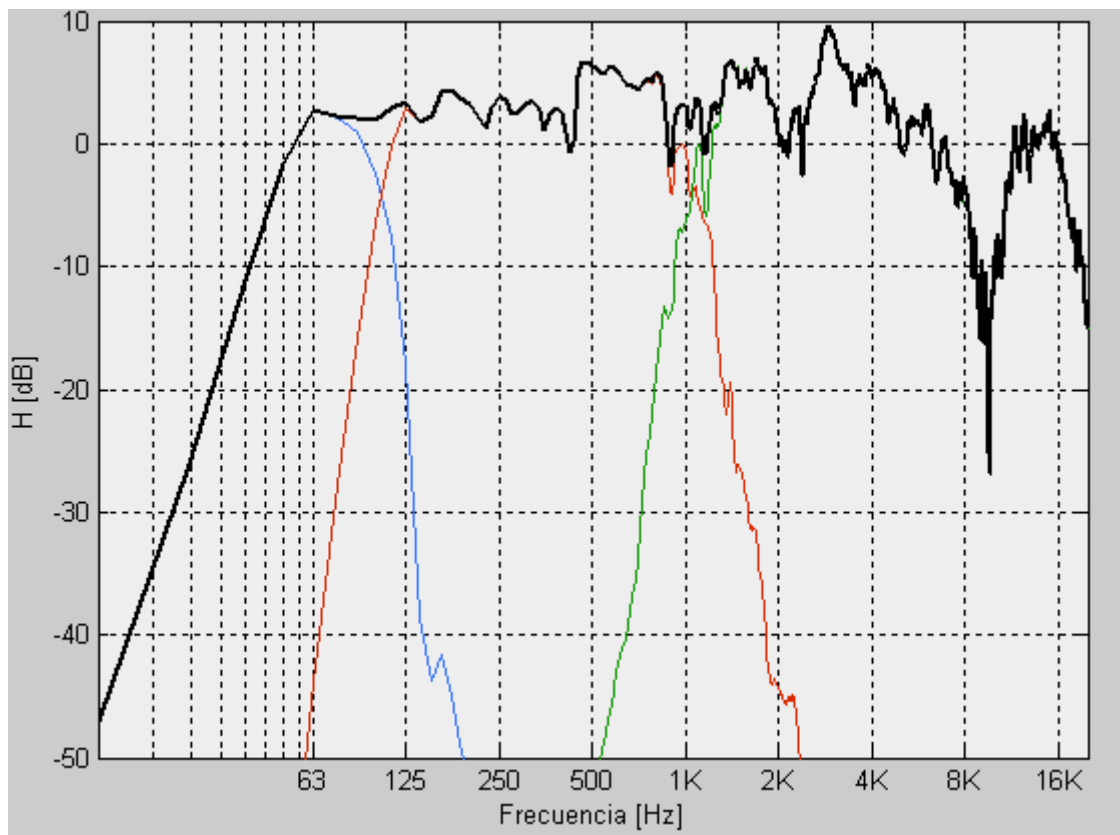


Figura 3.8: Respuestas individuales y combinada en módulo para configuración Linkwitz-Riley de octavo orden.

Respuestas combinadas e individuales para configuraciones de filtrado Bessel:

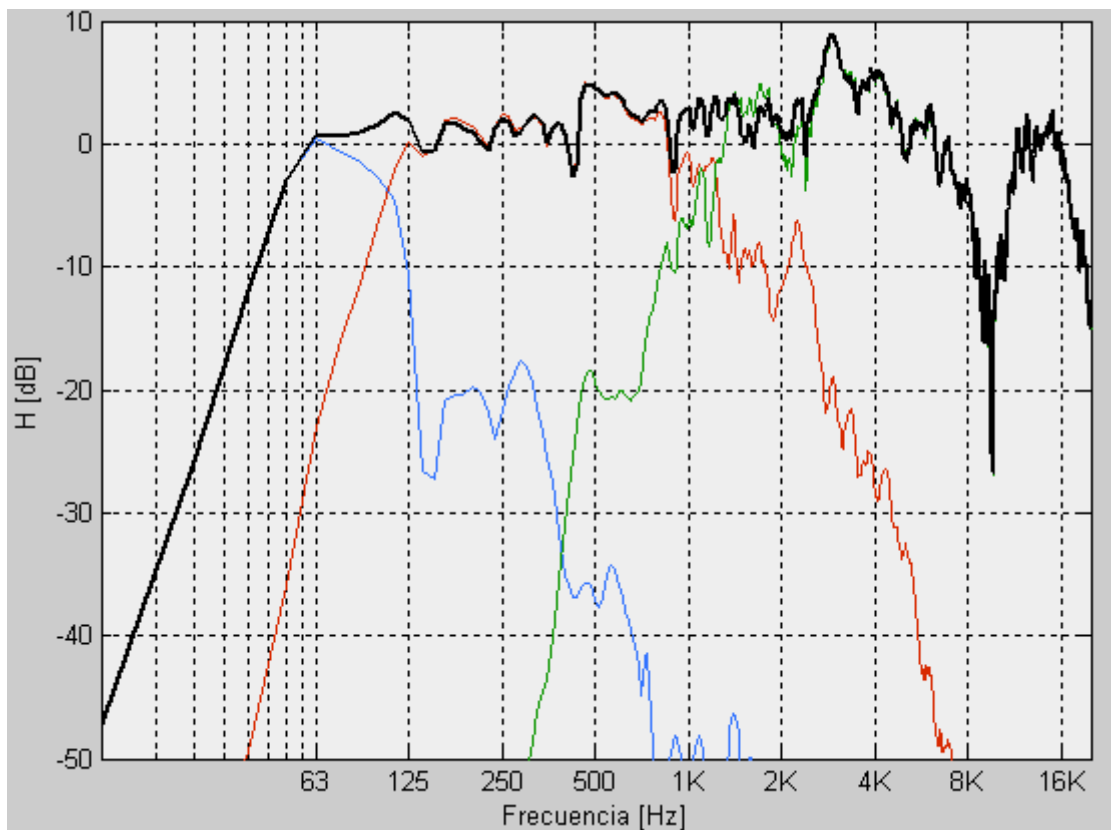


Figura 3.9: Respuestas individuales y combinada en módulo para configuración Bessel de segundo orden.

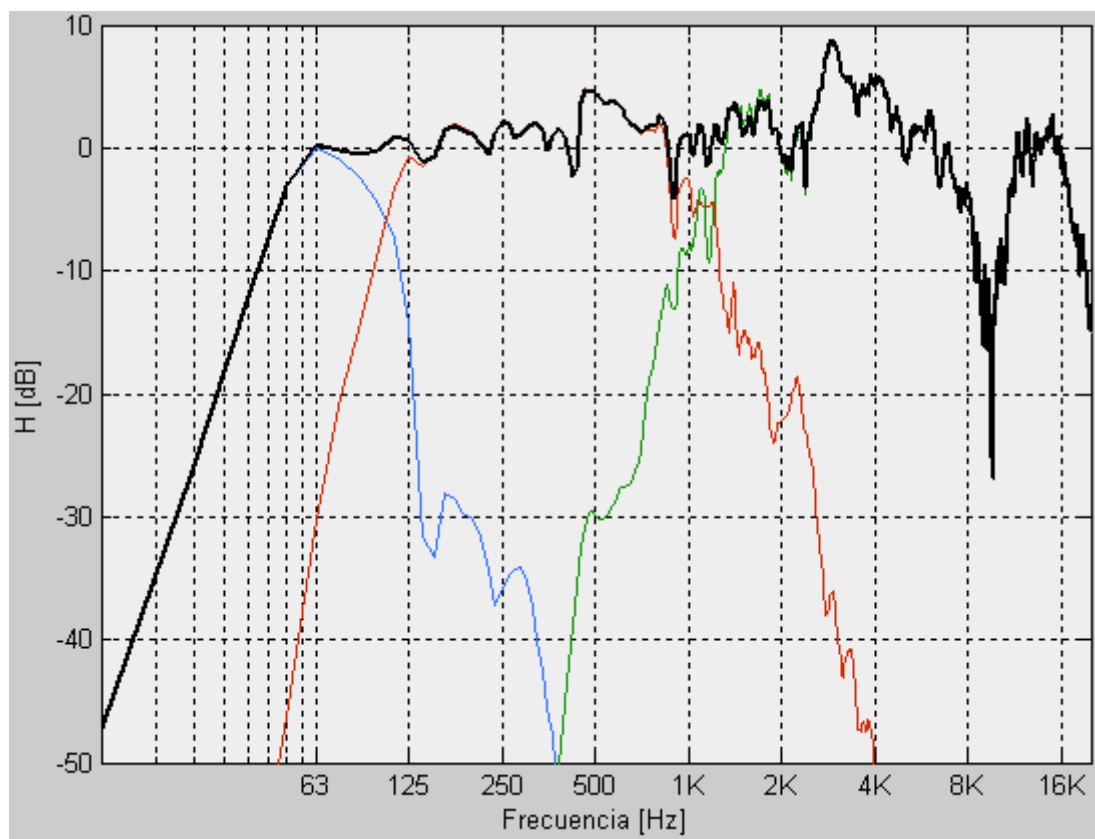


Figura 3.10: Respuestas individuales y combinada en módulo para configuración Bessel de cuarto orden.

Respuestas combinadas e individuales para configuraciones de filtrado *Neville Thiele Method*:

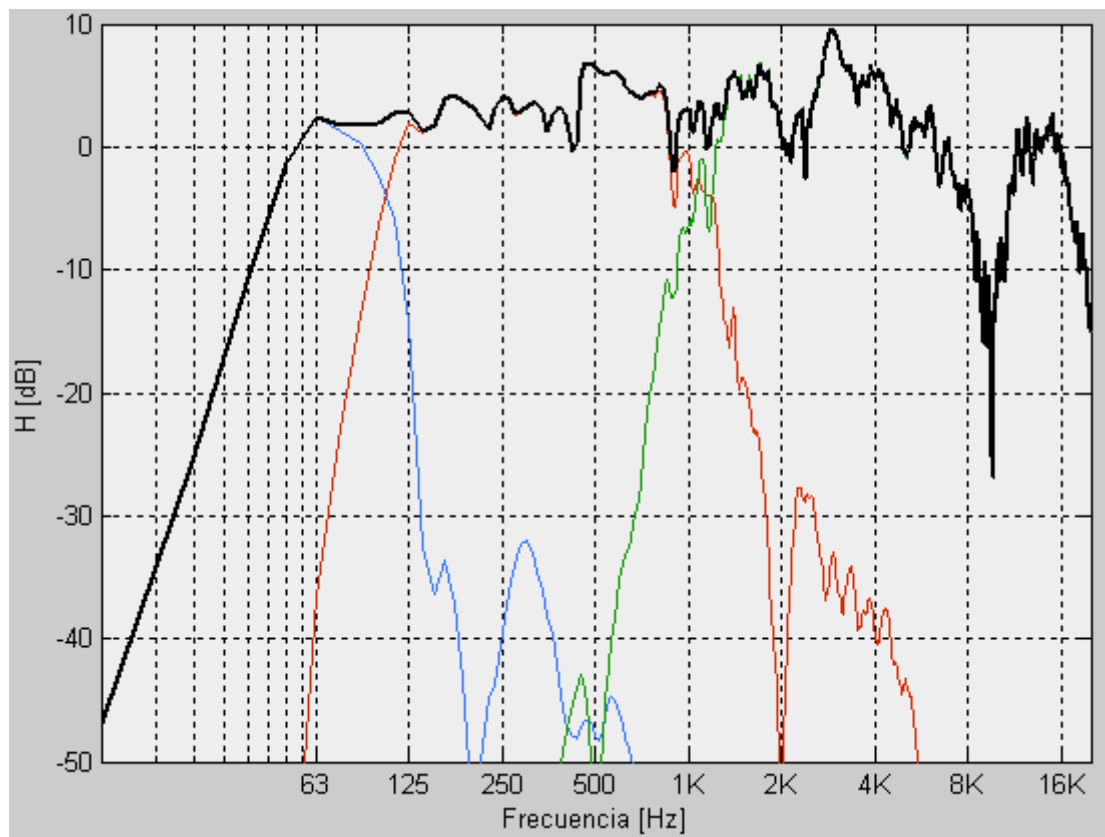


Figura 3.11: Respuestas individuales y combinada en módulo para configuración NTM de cuarto orden.

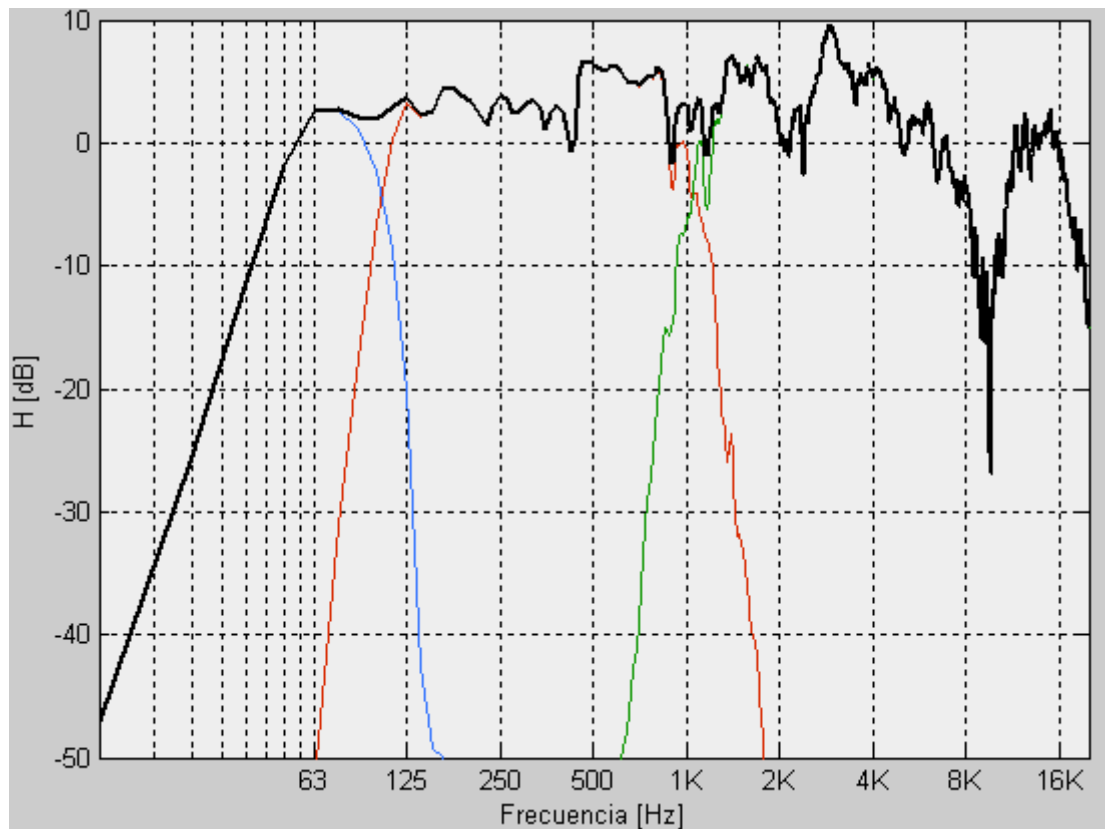


Figura 3.12: Respuestas individuales y combinada en módulo para configuración NTM de octavo orden

A partir de las respuestas combinadas mostradas anteriormente, se puede destacar que la respuesta más uniforme en la región de cruce entre las vías de medios y agudos, se consigue con filtros de segundo orden de topologías:

- LR12.
- BES12.

La respuesta más uniforme en la región de cruce entre las vías de graves y medios, se consigue con filtros de cuarto u octavo orden de topologías:

- LR24.
- BES24.
- LR48.
- NTM36.
- NTM52.

Por esta razón, puede resultar interesante realizar una configuración de filtrado asimétrico que cubra las necesidades requeridas en cada rango. Algunas de estas configuraciones asimétricas se muestran a continuación:

LR24 - LR12:

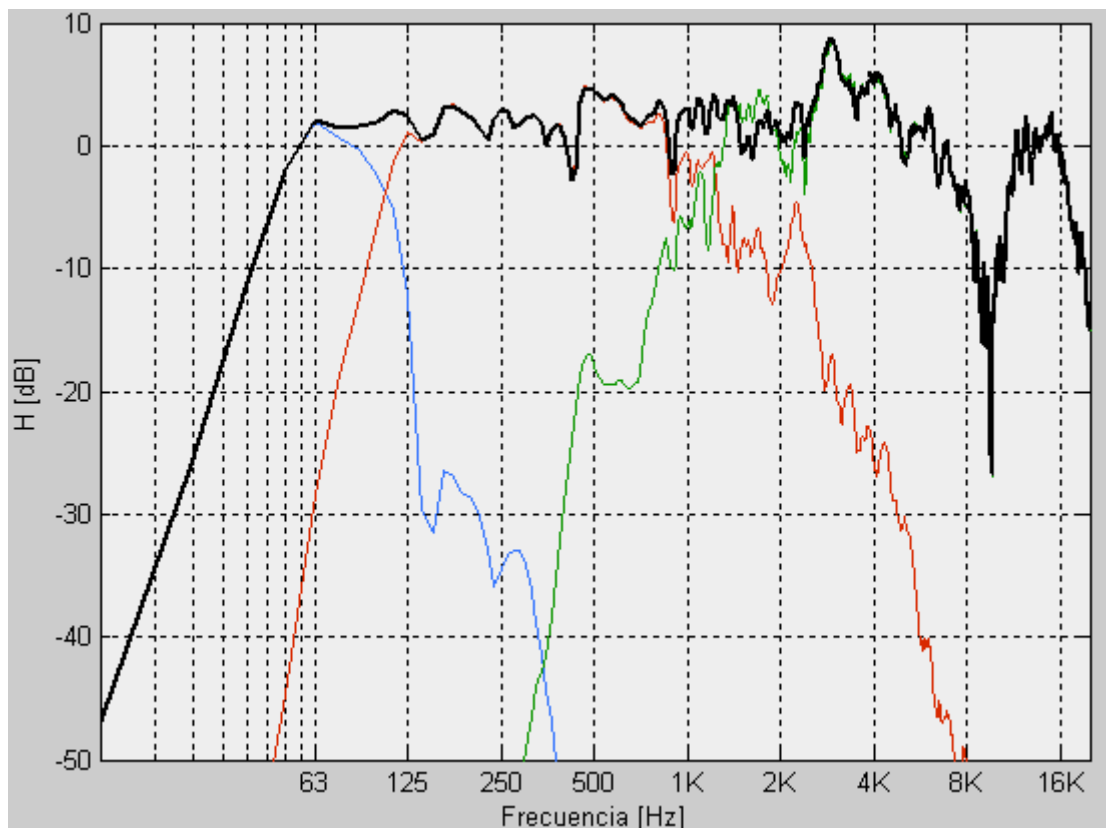


Figura 3.13: Respuestas individuales y combinada en módulo para configuración LR24 – LR12.

LR48 - LR12:

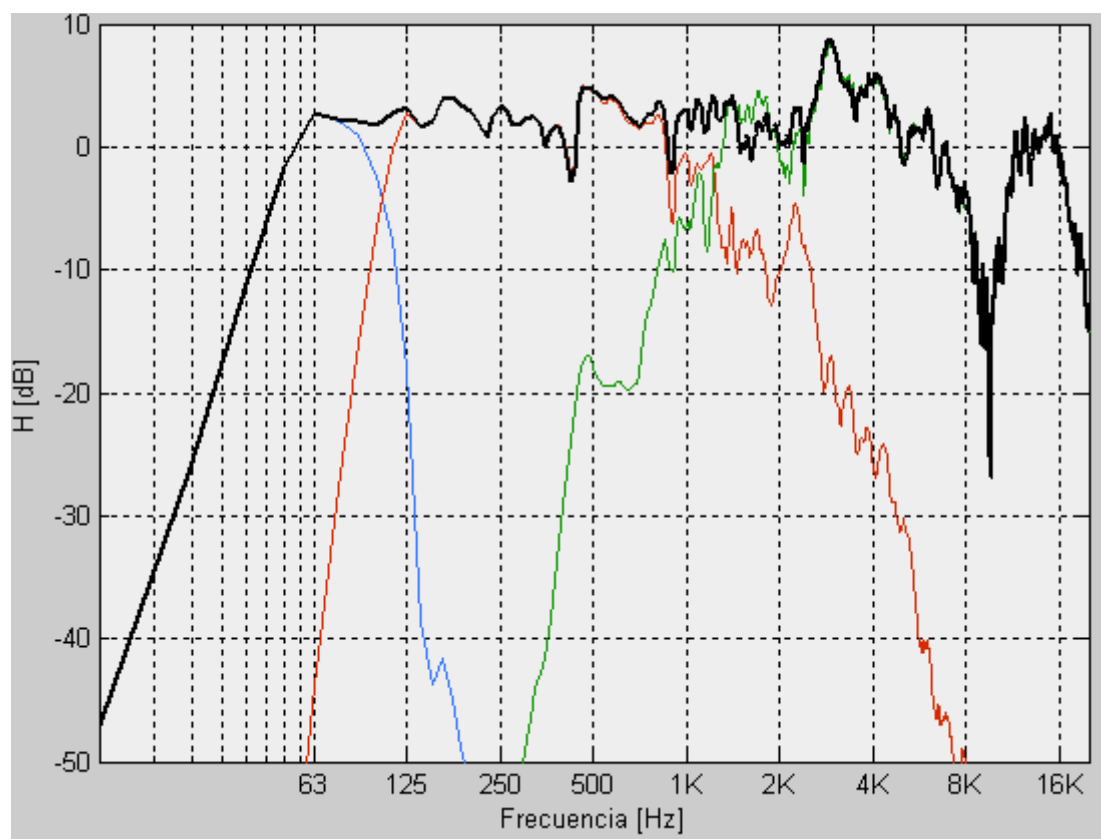


Figura 3.14: Respuestas individuales y combinada en módulo para configuración LR48 – LR12.

NTM36 - LR12:

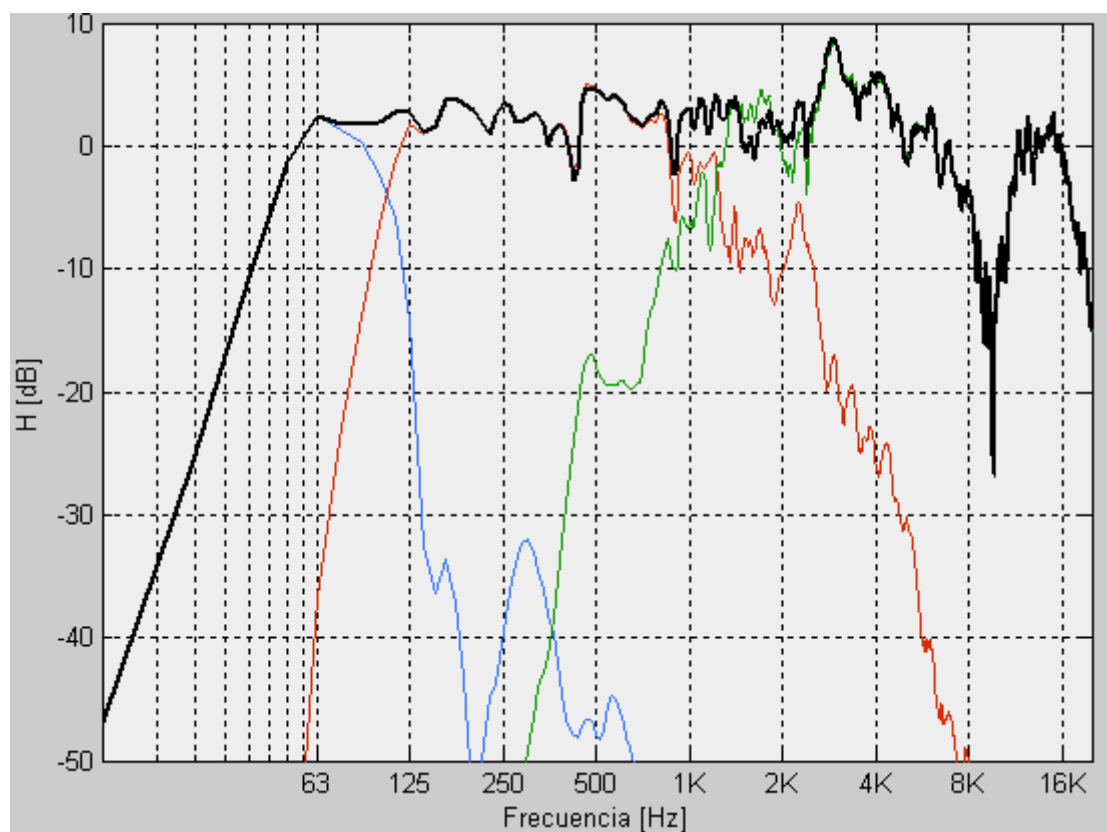


Figura 3.15: Respuestas individuales y combinada en módulo para configuración NTM36 – LR12.

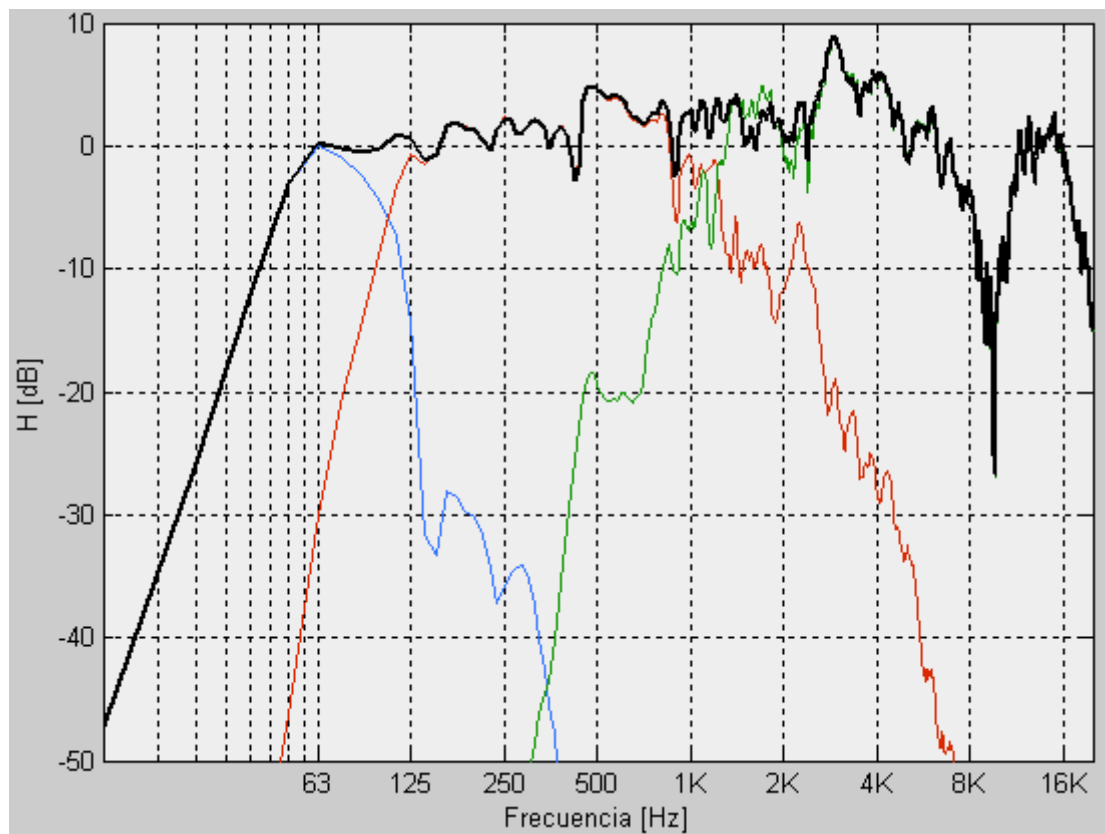
BES24 - BES12:

Figura 3.16: Respuestas individuales y combinada en módulo para configuración BES24 – BES12.

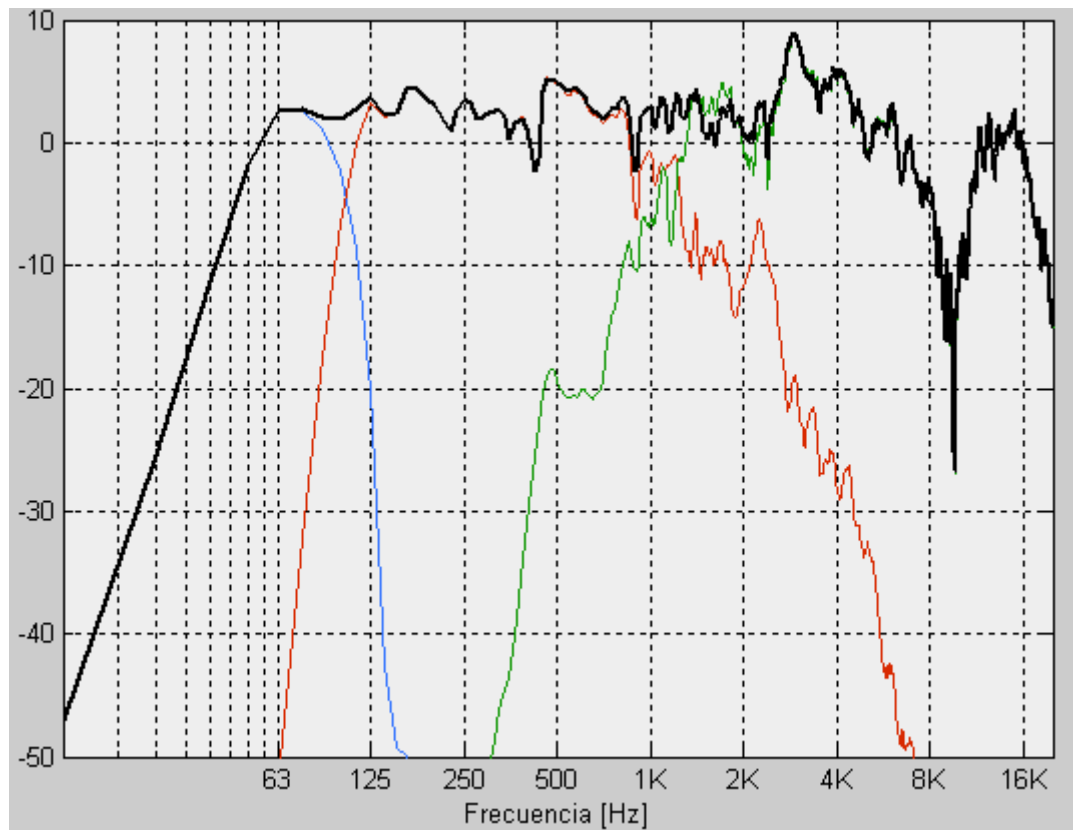
NTM52 - BES12:

Figura 3.17: Respuestas individuales y combinada en módulo para configuración NTM52 – BES12.

Las discontinuidades en la respuesta combinada de fase aportan información complementaria respecto al carácter de la radiación en el punto de medida. Cuantas más discontinuidades presente la respuesta en fase, más discontinuidades caracterizarán la respuesta combinada en módulo. A continuación se muestran las respuestas combinadas de fase para las configuraciones asimétricas de filtrado mostradas anteriormente:

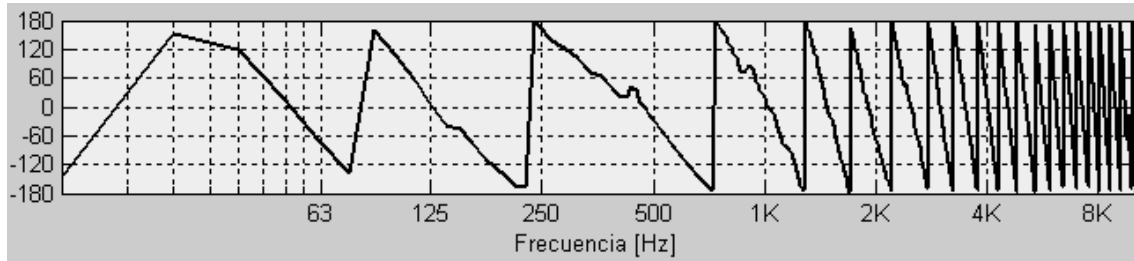


Figura 3.18: Respuesta en fase del sistema para configuración LR24 - LR12.

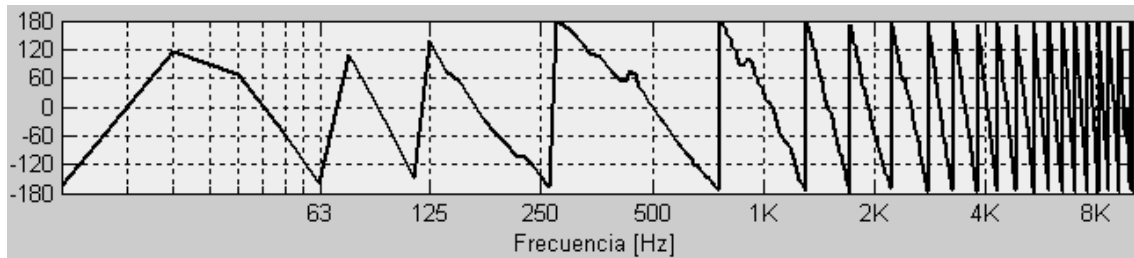


Figura 3.19: Respuesta en fase del sistema para configuración LR48 - LR12.

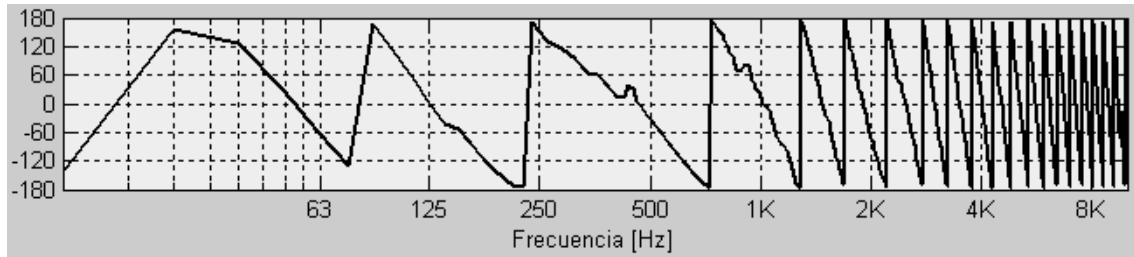


Figura 3.20: Respuesta en fase del sistema para configuración NTM36 - LR12.

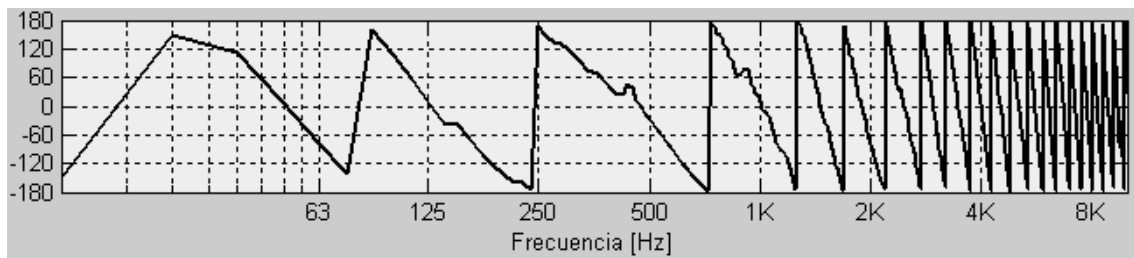


Figura 3.21: Respuesta en fase del sistema para configuración BES24 - BES12.

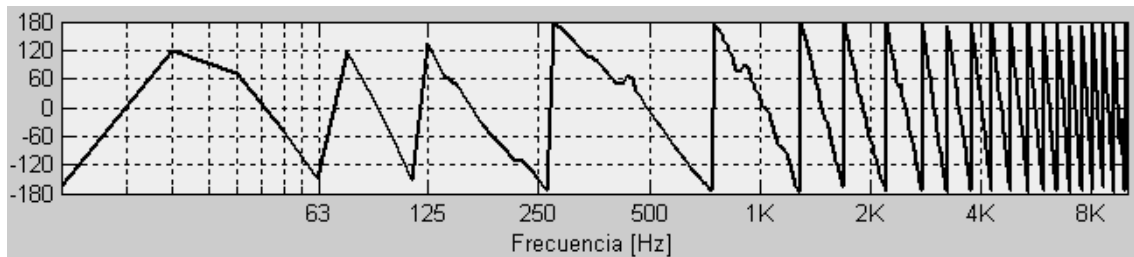


Figura 3.22: Respuesta en fase del sistema para configuración NTM52 - BES12.

Los valores de retardo para filtrado simétrico se muestran a continuación:

	BUT6	BUT12	BUT18	BUT24	BUT48
Retardo vía de Graves [ms]	2,7448	5,6401	3,2372	5,8370	6,3218
Retardo vía de Agudos [ms]	0,0051	0,7477	0,9882	0,7282	0,6819

Tabla 3.1

	LR12	LR24	LR48
Retardo vía de Graves [ms]	5,7372	5,8830	6,2955
Retardo vía de Agudos [ms]	0,7389	0,7244	0,6834

Tabla 3.2

	BES12	BES24
Retardo vía de Graves [ms]	5,1996	5,9023
Retardo vía de Agudos [ms]	0,7920	0,7228

Tabla 3.3

	NTM36	NTM52
Retardo vía de Graves [ms]	5,7963	6,3387
Retardo vía de Agudos [ms]	0,7324	0,7640

Tabla 3.4

Los valores de retardo para configuraciones asimétricas de filtrado se muestran a continuación:

	LR24-LR12
Retardo vía de Graves [ms]	5.7424
Retardo vía de Agudos [ms]	0.7246

Tabla 3.5

	LR48-LR12
Retardo vía de Graves [ms]	5.7807
Retardo vía de Agudos [ms]	0.6868

Tabla 3.6

	NTM36-LR12
Retardo vía de Graves [ms]	5.7201
Retardo vía de Agudos [ms]	0.7312

Tabla 3.7

BES24-BES12	
Retardo vía de Graves [ms]	5.6983
Retardo vía de Agudos [ms]	0.7719

Tabla 3.8

NTM52-BES12	
Retardo vía de Graves [ms]	5.7828
Retardo vía de Agudos [ms]	0.7443

Tabla 3.9

Análisis de resultados:

- Las configuraciones asimétricas de filtrado favorecen en mayor medida en la obtención de una respuesta combinada con menor *ripple* en los rangos de solapado espectral.
- En cuanto a *ripple* en el rango de solapado espectral entre las vías de graves y medios, se obtienen mejores resultados con configuraciones de cuarto u octavo orden.
- En cuanto a *ripple* en el rango de solapado espectral entre las vías de medios y agudos, se obtienen mejores resultados con configuraciones de segundo orden.
- El alineamiento de fase realizado en la optimización suaviza las discontinuidades en la respuesta conjunta de fase.
- La respuesta combinada de fase en baja frecuencia se caracteriza por tener menos discontinuidades cuando se utilizan filtros NTM36 y BES24 (figuras 3.20 y 3.21).
- En la respuesta combinada de fase existen ciertas discontinuidades producidas por el transductor de medios. Dichas discontinuidades no pueden ser corregidas.
- Es posible conseguir ± 3 dB de *ripple* en la respuesta conjunta aplicando los valores de retardo proporcionados por la interfaz y ajustando las sensibilidades de graves, medios, y agudos a +1 dB, 0 dB, y -3 dB respectivamente. Este valor de *ripple* no incluye los picos y las caídas de nivel que pueden ser corregidas con ecualización.
- El uso de la interfaz permite optimizar el sistema de sonido al valor de *ripple* mencionado que corresponde con el valor óptimo para los fabricantes.

4. SENSIBILIDADES

Como se expuso en el apartado *Calculando sensibilidades* de la tercera sección, las sensibilidades de los diferentes transductores se han calculado en Matlab a partir de las medidas obtenidas en Pulse Labshop. El cálculo de la sensibilidad de cada elemento es necesario por diversas razones.

En primer lugar, cuando distintos transductores se caracterizan por tener sensibilidades diferentes, ante una misma excitación se produce, cuando la radiación es conjunta, un desajuste de la respuesta espectral. Esto se ha podido observar en las figuras 1.3.9 y 1.3.10, en las que se ha simulado la respuesta conjunta sin aplicar ningún tipo de ajuste de sensibilidades ni de filtrado.

En segundo lugar, es necesario conocer los valores de sensibilidad ya que, de las diferencias relativas de nivel entre vías va a depender el conseguir el objetivo principal: respuesta lo más plana posible en el rango de solapado espectral.

Por último, el fabricante sólo proporciona datos de sensibilidad conjunta para el sistema *full-range* cuando se acoplan cuatro unidades, sin diferenciarla entre vías, siendo esta de 140 dB SPL. La sensibilidad del sistema de subgraves proporcionada por el fabricante tiene mismo valor, por lo que será comprobada con este cálculo.

Como se dijo en el apartado *Calculando sensibilidades*, para realizar los cálculos es necesario conocer la tensión eléctrica de excitación, después del amplificador, con la que se realizaron las medidas. En este caso fue diferente a las estándar (4 V para 16 Ω , 2.83 V para 8 Ω o 1.41 para 4 Ω), y se muestra en la figura 4.1. Como puede observarse, en cada banda se tienen aproximadamente -12 dBV, lo que equivale a unos 0.25 V por 1/3 de octava. Puesto que la excitación se realiza en todo el rango de audio, la tensión total de excitación es cercana a 1.4 V, lo que equivale aproximadamente a +3 dBV.

Con los valores de excitación en cada 1/3, y los valores de impedancia nominal de cada uno de los transductores se puede calcular la potencia eléctrica proporcionada en cada caso. Las impedancias nominales de los transductores de graves, medios, y agudos son respectivamente 8 Ω , y 16 Ω para los dos últimos. Las medidas se realizaron a 1 m y a 1.5 m, por lo que la sensibilidad definitiva de cada transductor será el promediado de los valores obtenidos en cada caso.

Por otro lado, la sensibilidad se calcula para el rango útil de cada transductor, ya que será en este rango en el que operará cada uno de ellos tras realizar el filtrado. Para la vía de graves, el rango útil abarca 8 tercios de octava (20 Hz – 100 Hz), aunque depende del filtrado utilizado en cada caso. Es decir, para un filtrado de segundo orden podría abarcar hasta 10 tercios octavas. Sin embargo, a partir de 125 Hz, la radiación del transductor disminuye fuertemente (cerca de 35 dB), por lo que para este caso, se han considerado estas 8 octavas como el rango útil definitivo.

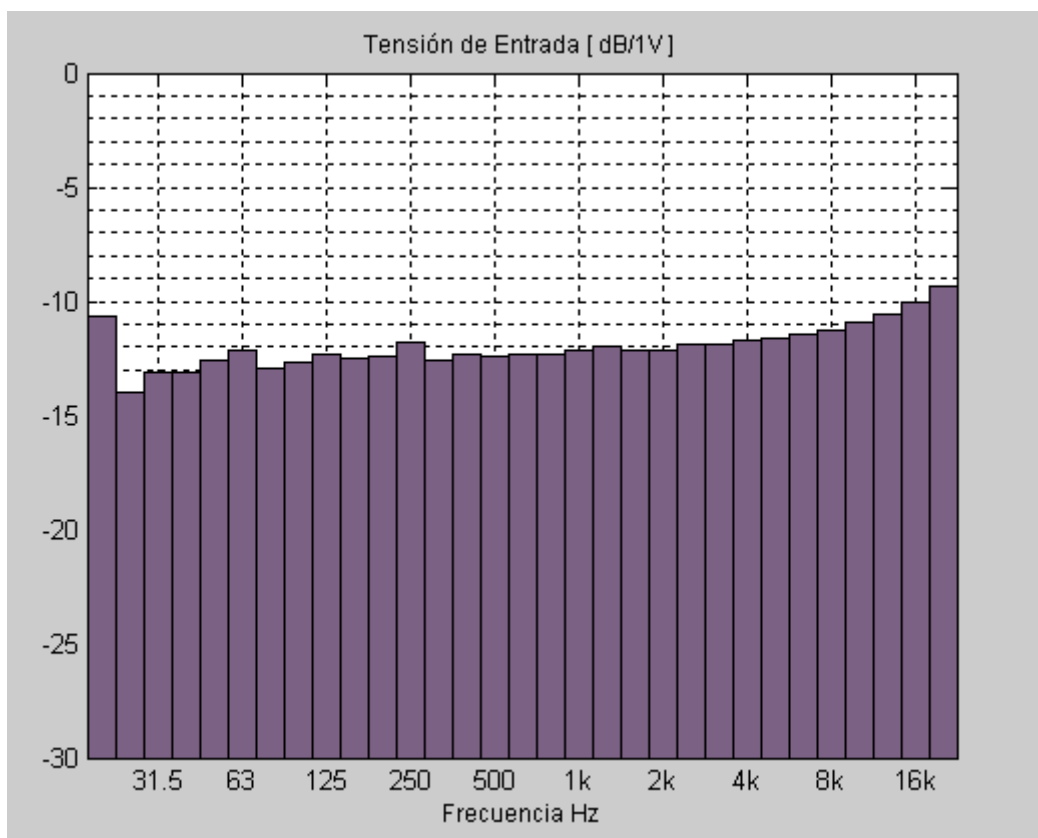


Figura 4.1: Tensión de excitación en dBV a la salida del amplificador respecto a la frecuencia.

Por otro lado, el rango útil del transductor de medios abarca 11 tercios de octava (100 Hz – 1 kHz). En este caso, para un filtrado de segundo orden (en el paso bajo), el rango puede ser mayor ya que el nivel por encima de la frecuencia de cruce superior no disminuye lo suficiente. Concretamente, cerca de 2.5 kHz el nivel disminuye aproximadamente -16 dB, por lo que el rango útil comprendería cerca de 15 tercios de octava. Para un filtrado de cuarto orden, el rango útil se limitaría estrictamente a 11 tercios de octava. Por ello, se ha considerado el rango útil definitivo como 14 tercios de octava.

Por último, el rango útil del transductor de agudos es de 12 tercios de octava. Este es un caso particular debido a la pérdida de nivel a partir de 8 kHz, que forma un *notch* en la respuesta. Con un filtrado de segundo orden, el rango útil puede comprender hasta 15 tercios de octava, mientras que con un filtrado de cuarto orden contiene estrictamente 12 tercios de octava. En la práctica, se aplicará un filtrado paso bajo de cuarto orden a la vía de agudos, situando la frecuencia de cruce en 16 kHz, para evitar que los motores trabajen en un rango espectral prácticamente indiscernible para el oído humano. Por estos motivos, el rango útil definitivo para el transductor de agudos se ha definido en 14 tercios de octava.

El valor de sensibilidad definitivo resultará del promedio entre los valores obtenidos a 1 m y a 1.5 m. Por lo tanto, será un valor aproximado ya que también depende de las especificaciones del filtrado escogido. Los valores definitivos de sensibilidad en función de la frecuencia se muestran a continuación:

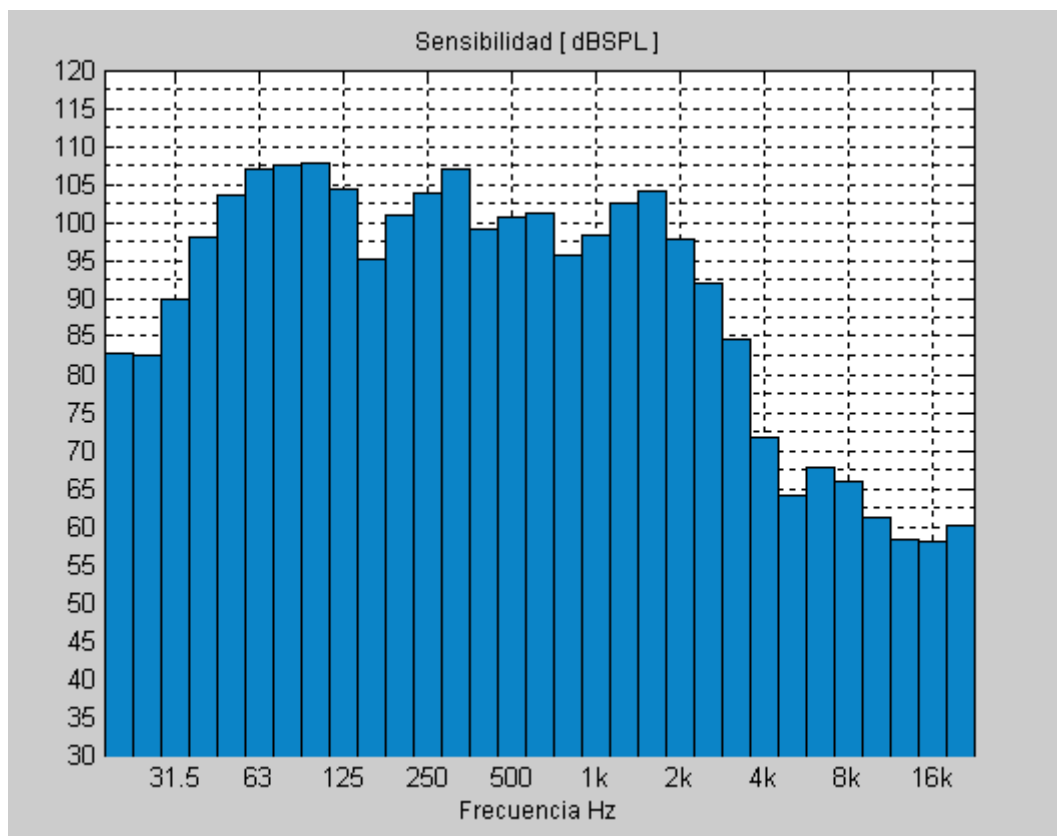


Figura 4.2: Valores de sensibilidad para el transductor de graves en función de la frecuencia.

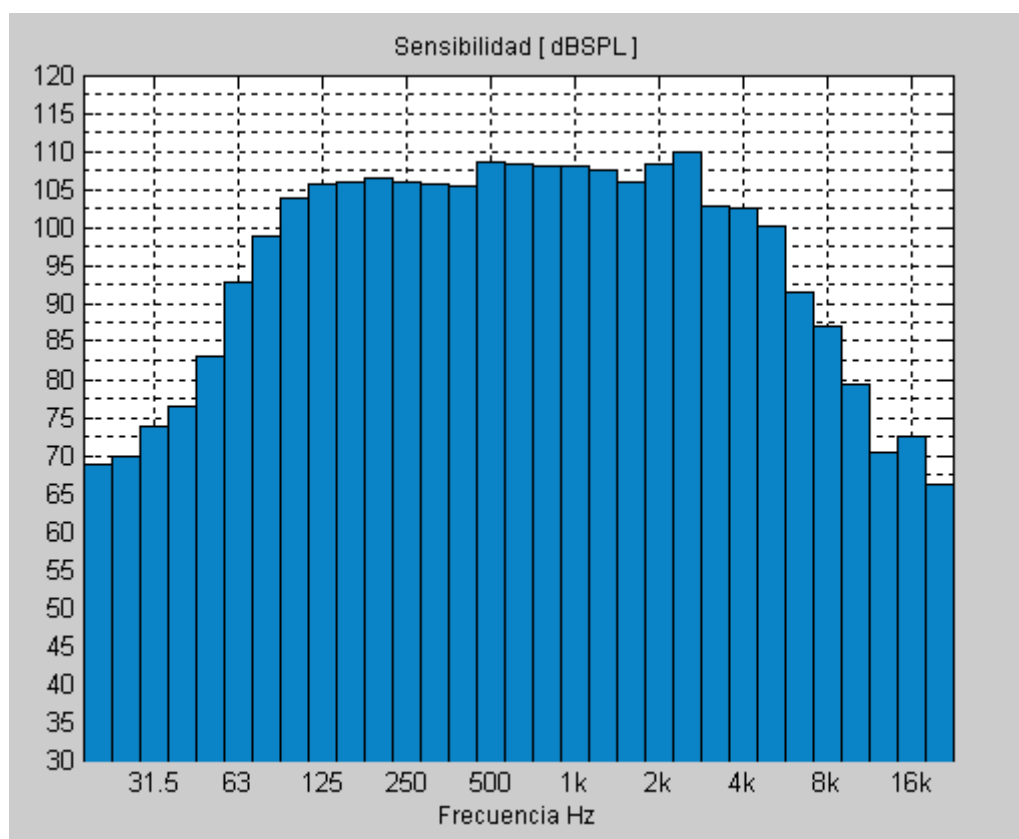


Figura 4.3: Valores de sensibilidad para el transductor de medios en función de la frecuencia.

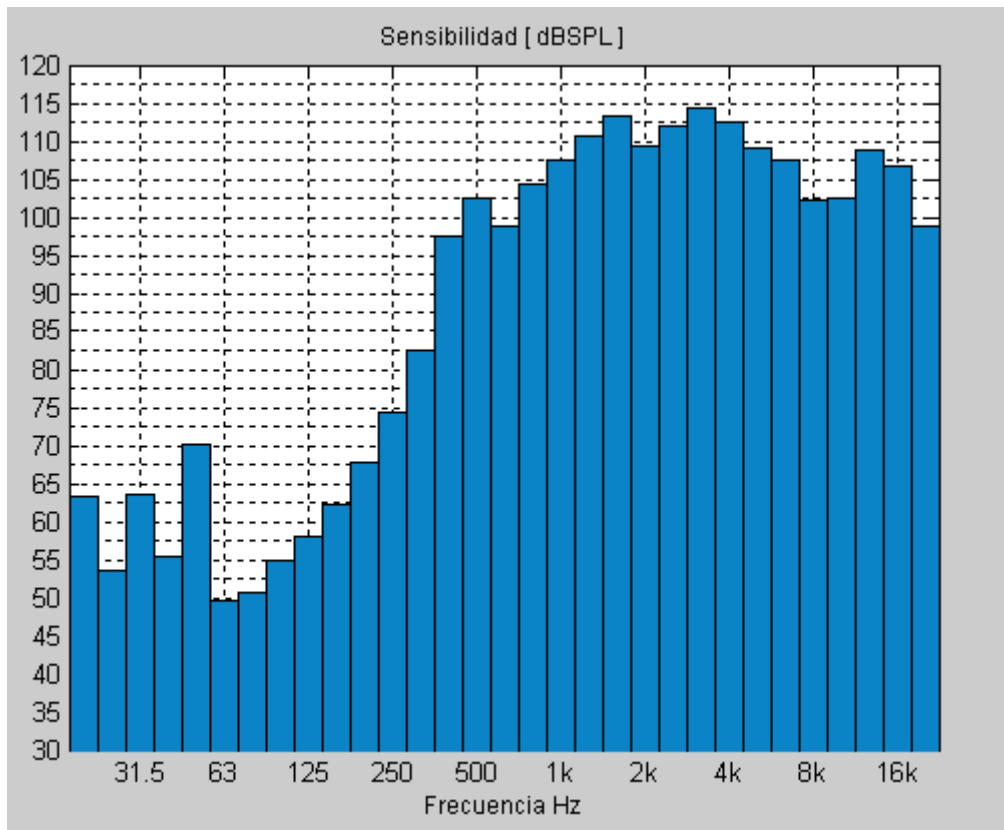


Figura 4.4: Valores de sensibilidad para el transductor de agudos en función de la frecuencia.

Los valores de sensibilidad en el rango útil se exponen a continuación:

- Sensibilidad transductor de graves: 104.45 dB SPL.
- Sensibilidad transductor de medios: 107.16 dB SPL.
- Sensibilidad transductor de agudos: 109.23 dB SPL.

Como se puede observar, existe un desajuste relativo entre las sensibilidades de los transductores. El desajuste entre los transductores de medios y agudos corresponde aproximadamente al obtenido en el ajuste de ganancias aplicado en los ejemplos del *Manual de usuario de la interfaz diseñada*. Por el contrario, este desajuste de niveles no se corresponde con el obtenido para la vía de graves debido a la caída de nivel en los tercios de 20 Hz, 25 Hz, y 31.5 Hz.

5. DIRECTIVIDAD

Como se expuso en la tercera sección (apartado *Midiendo directividad*), se midieron las directividades de la unidad *Top-210* para una serie de configuraciones de filtrado, de cara a comprobar el efecto de filtrado en la respuesta polar. Las especificaciones del procesador proporcionan información de la respuesta polar de cada filtro, sin embargo resultan insuficientes como para elegir una topología u otra. Estas especificaciones se muestran a continuación:

Shape	Order	Amplitude response flatness	Group delay flatness	Polar response	Roll-off rate
BUT 6	1 st	●●●●●●●●	●●●●●●●●	●	●
BUT 12*	2 nd	●	●●●●●●●●	●●●●●●●●	●●
BES 12*	2 nd	●●●●●●●●	●●●●●●●●	●●●●	●
L-R 12*	2 nd	●●●●●●●●	●●●●●●●●	●●●●●●●●	●●
BUT 18*	3 rd	●●●●●●●●	●●●●●●●●	●●	●●●●
BUT 24	4 th	●	●●●●●●	●●●●●●●●	●●●●●●
BES 24	4 th	●●	●●●●●●●●	●●●●●●●●	●●●●
L-R 24	4 th	●●●●●●●●	●●●●●●	●●●●●●●●	●●●●●●
BUT 48	8 th	●	●	●●●●●●●●	●●●●●●●●
L-R 48	8 th	●●●●●●●●	●●	●●●●●●●●	●●●●●●●●

Figura 5.1: Características de los filtros disponibles en el procesador *fds-366t*. *

El objetivo de esta medida es comparar la respuesta polar de cada configuración de filtrado. De este modo, se tendrán datos verídicos de la eficiencia de los filtros sobre el equipo en cuestión (no sólo puntuaciones). Además de esto, se podrá observar en qué extensión del rango espectral se produce una mejor respuesta polar.

Por motivos de tiempo, las medidas de directividad horizontal y vertical se han realizado para unas pocas configuraciones. En concreto se han realizado para filtrados de segundo, tercer y cuarto orden. Estas configuraciones se enumeran a continuación:

- Segundo orden: BUT 12, BES 12, y LR 12.
- Tercer orden: BUT 18.
- Cuarto orden: BUT 24 y LR 24.

Para realizar las medidas se ajustaron sensibilidades y se utilizaron las polaridades específicas de cada filtro. Además, se proporcionó el alineamiento requerido para obtener respuesta plana en la zona de solapado. El micro se posicionó a 1.5 m y se excitó el sistema procesador-amplificador-unidad

Top-210 con un ruido rosa de 588 mV. Una vez realizadas las medidas se han importado a Matlab para poder representarlas. A continuación se muestran los resultados obtenidos:

Directividad Horizontal:

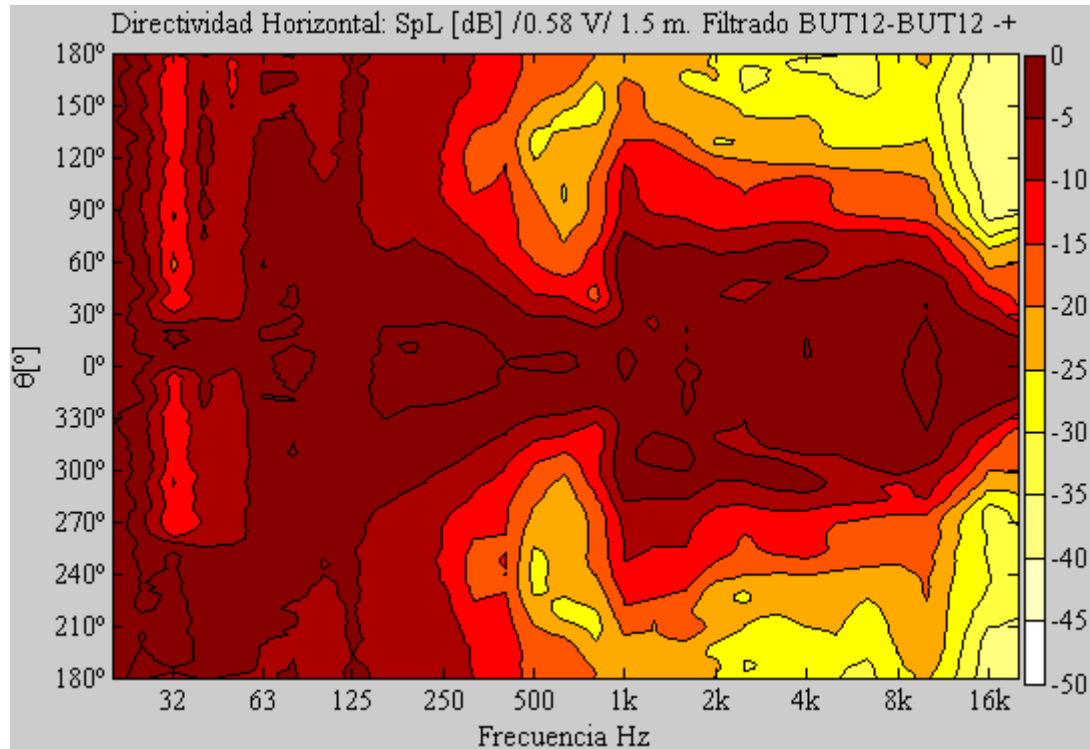


Figura 5.2: Directividad Horizontal para configuración de filtrado BUT-12.

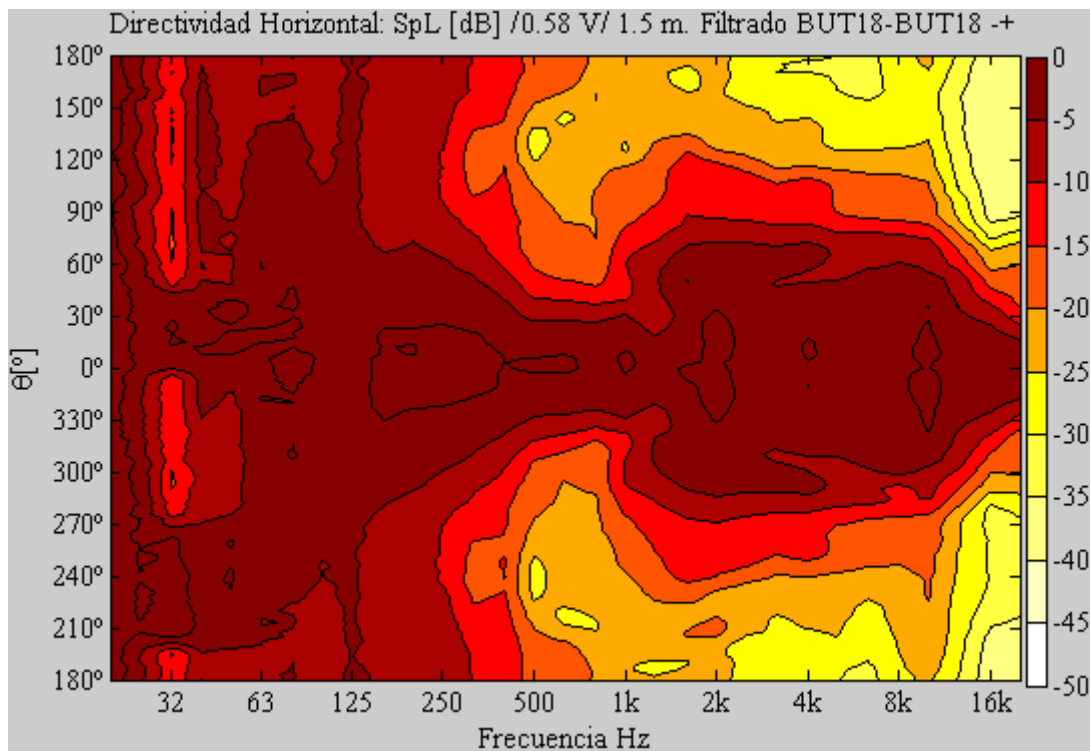


Figura 5.3: Directividad Horizontal para configuración de filtrado BUT-18.

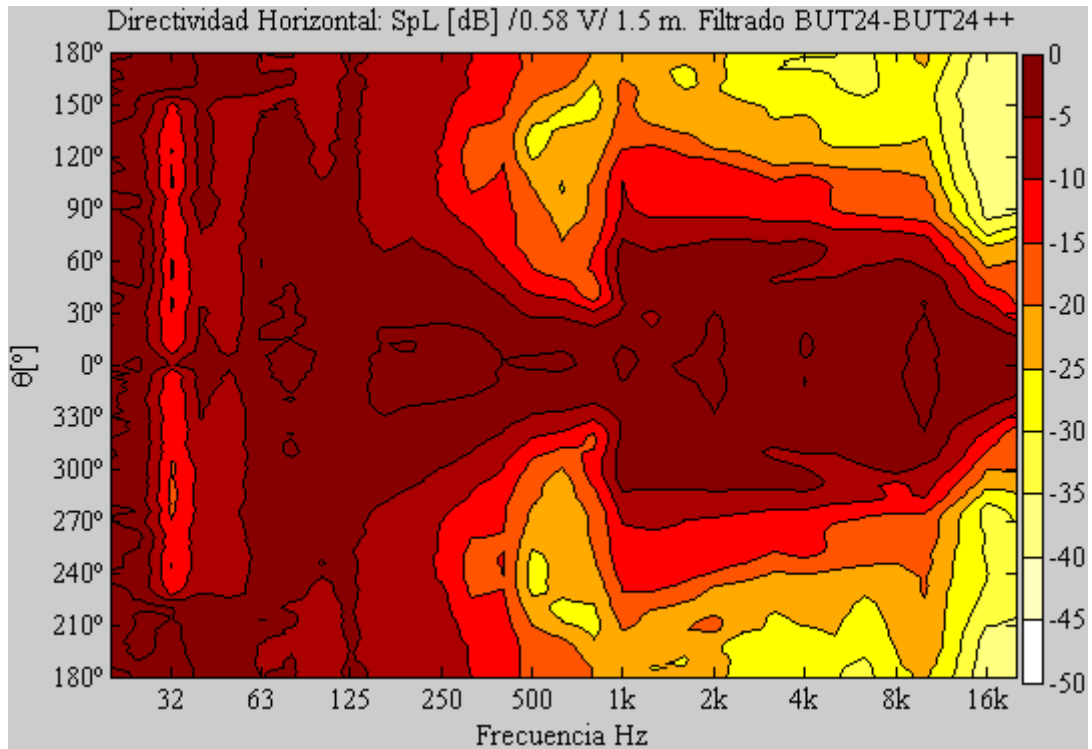


Figura 5.4: Directividad Horizontal para configuración de filtrado BUT-24.

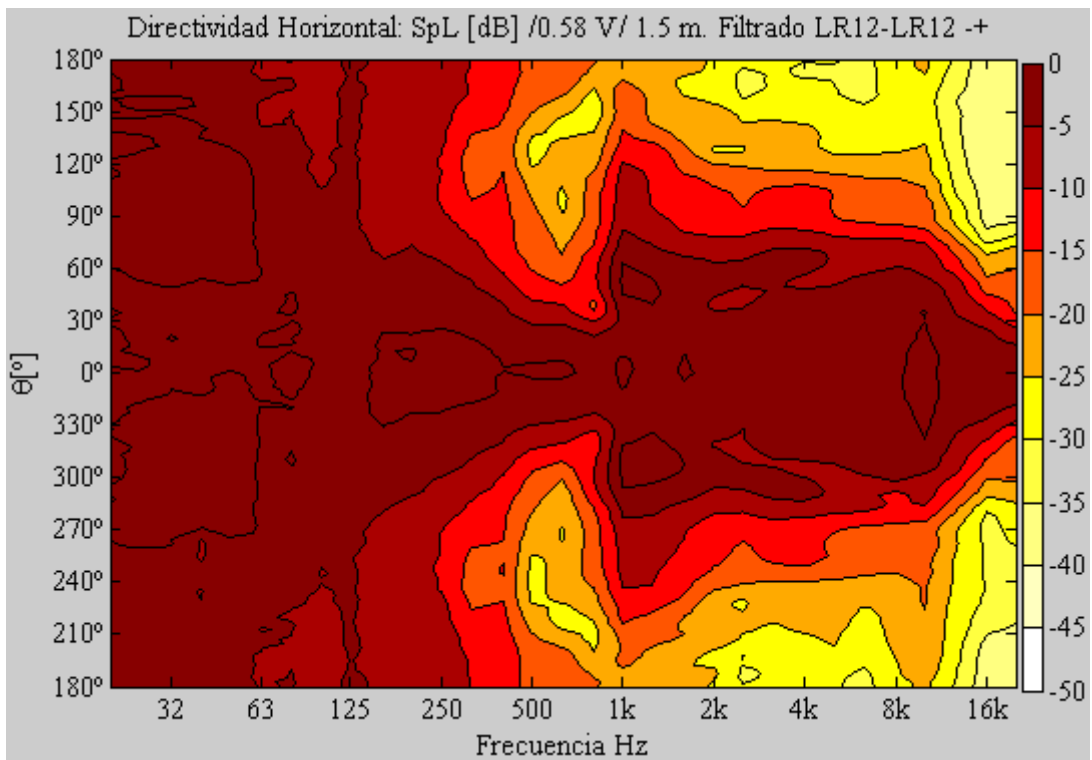


Figura 5.5: Directividad Horizontal para configuración de filtrado LR-12.

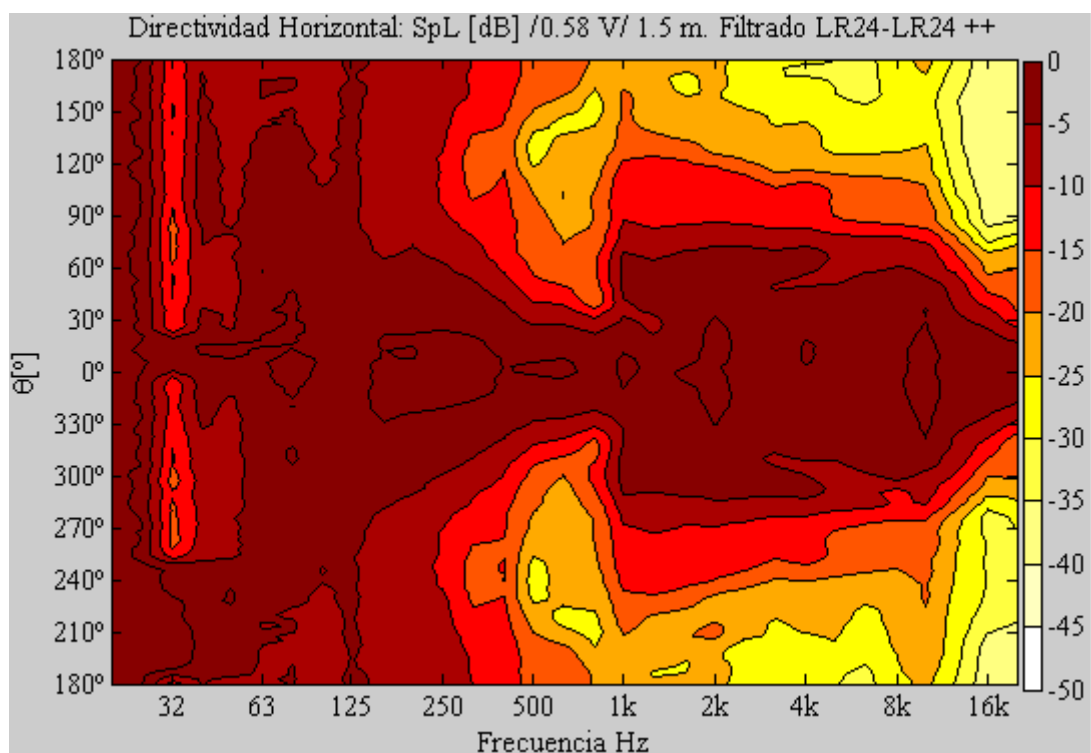


Figura 5.6: Directividad Horizontal para configuración de filtrado LR-24.

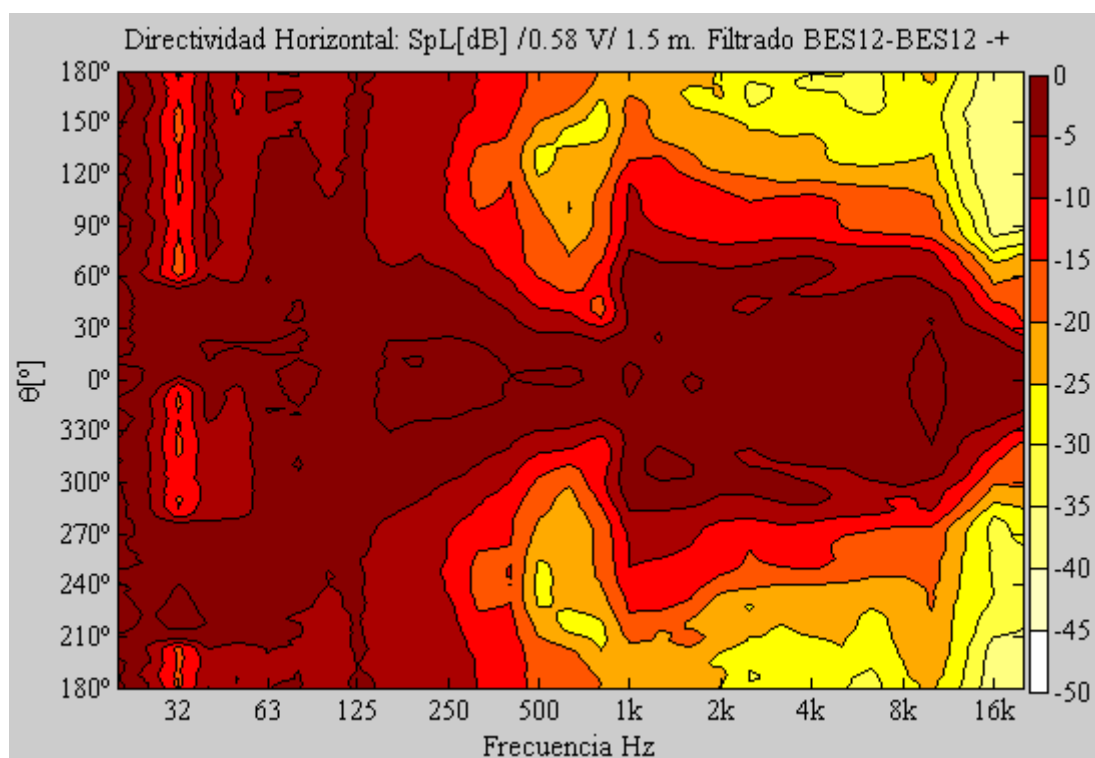
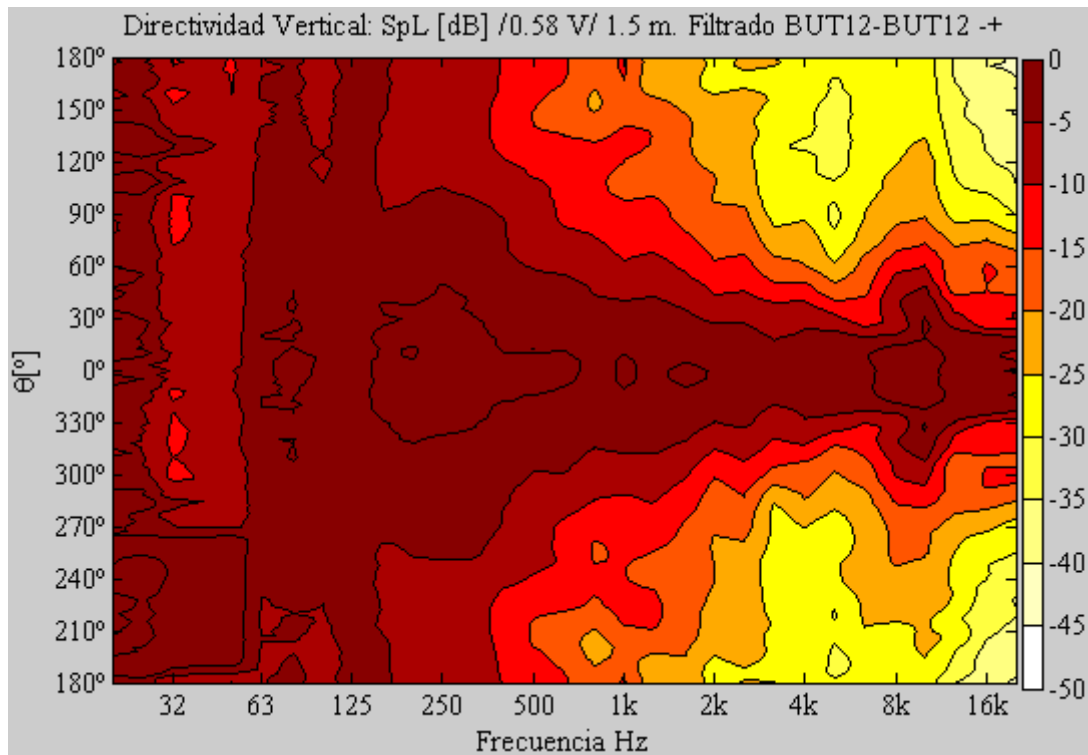
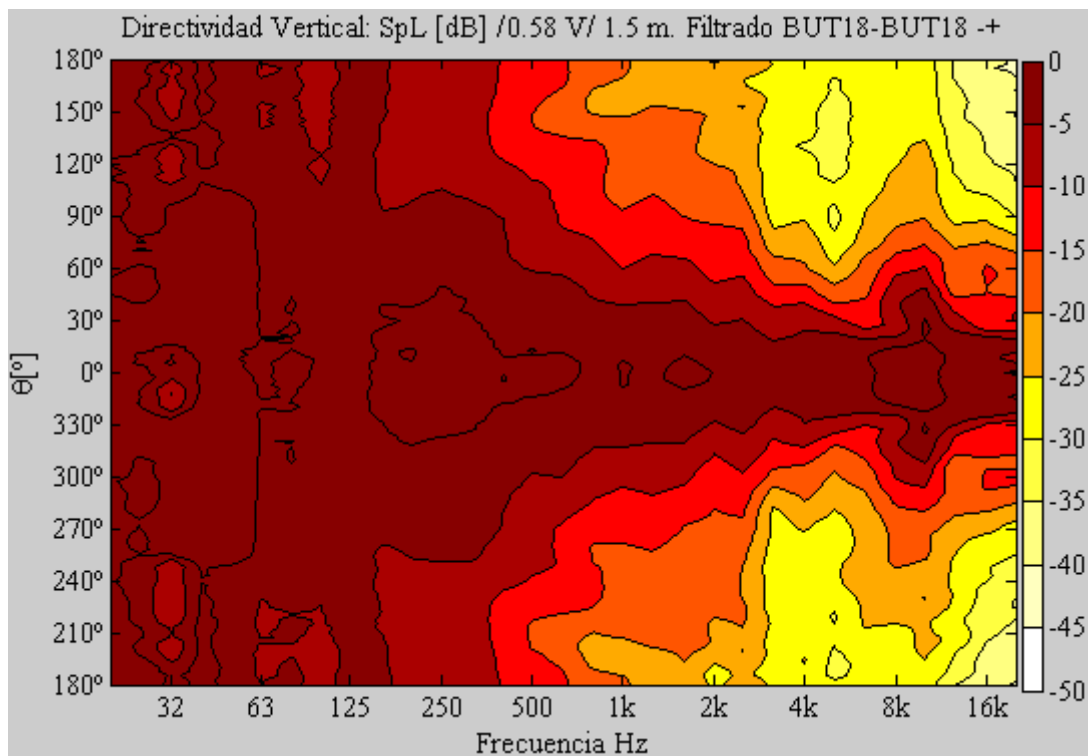


Figura 5.7: Directividad Horizontal para configuración de filtrado BES-12.

Directividad Vertical:*Figura 5.8: Directividad Vertical para configuración de filtrado BUT-12.**Figura 5.9: Directividad Vertical para configuración de filtrado BUT-18.*

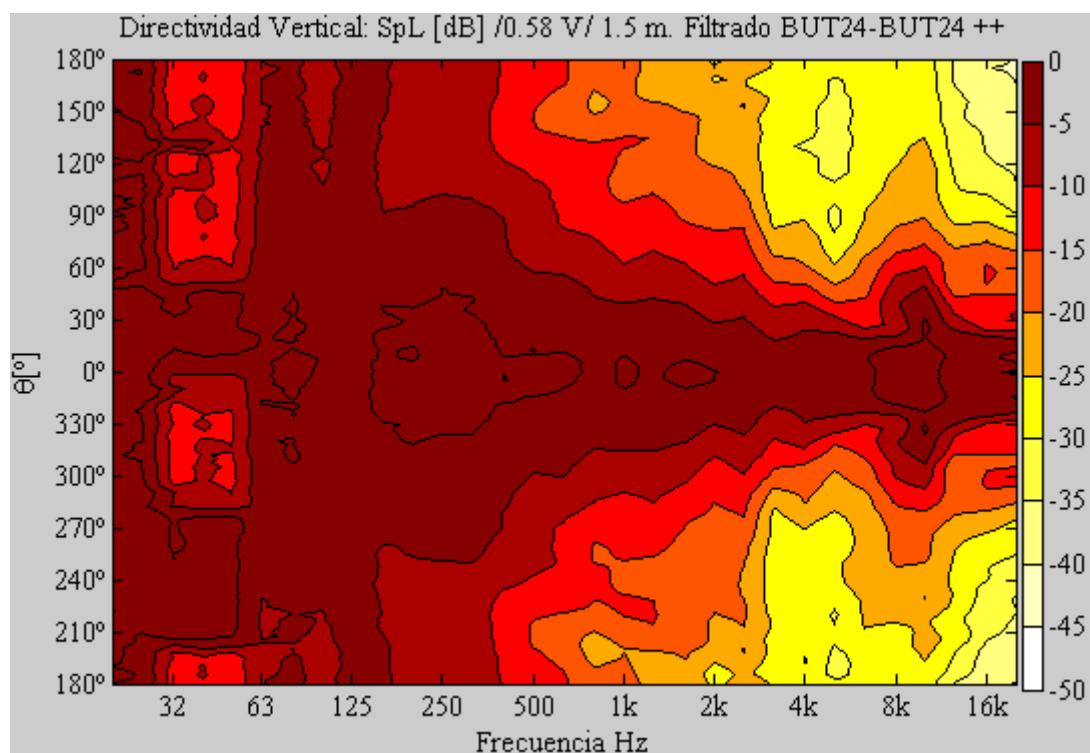


Figura 5.10: Directividad Vertical para configuración de filtrado BUT-24.

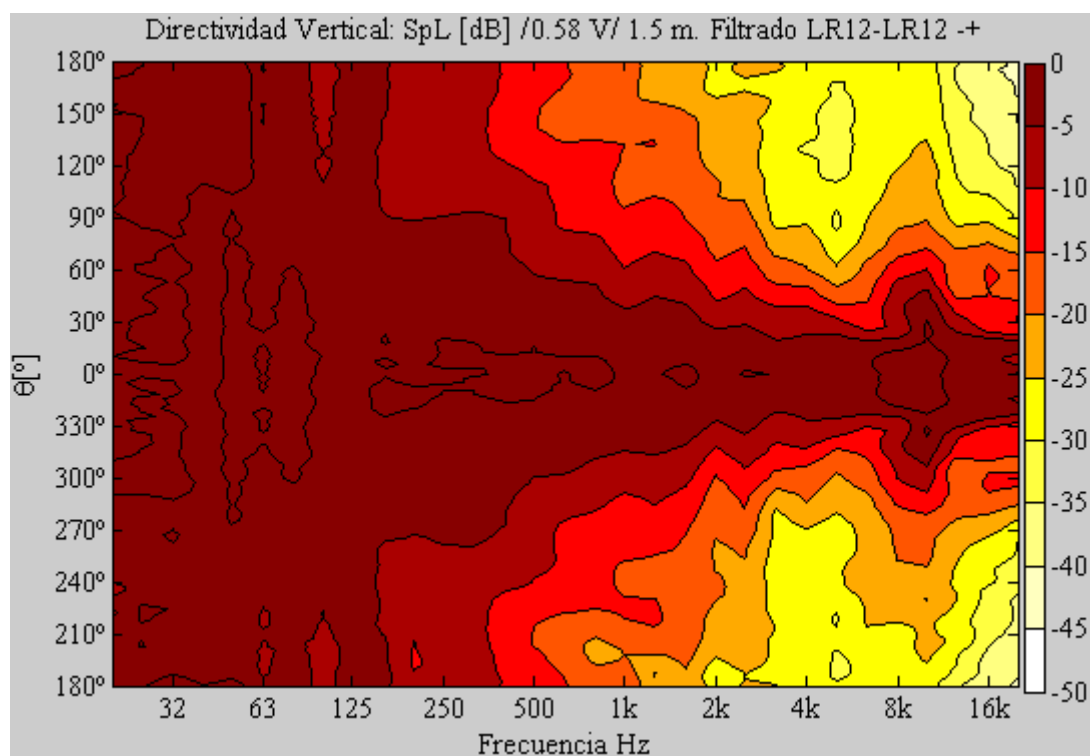


Figura 5.11: Directividad Vertical para configuración de filtrado LR-12.

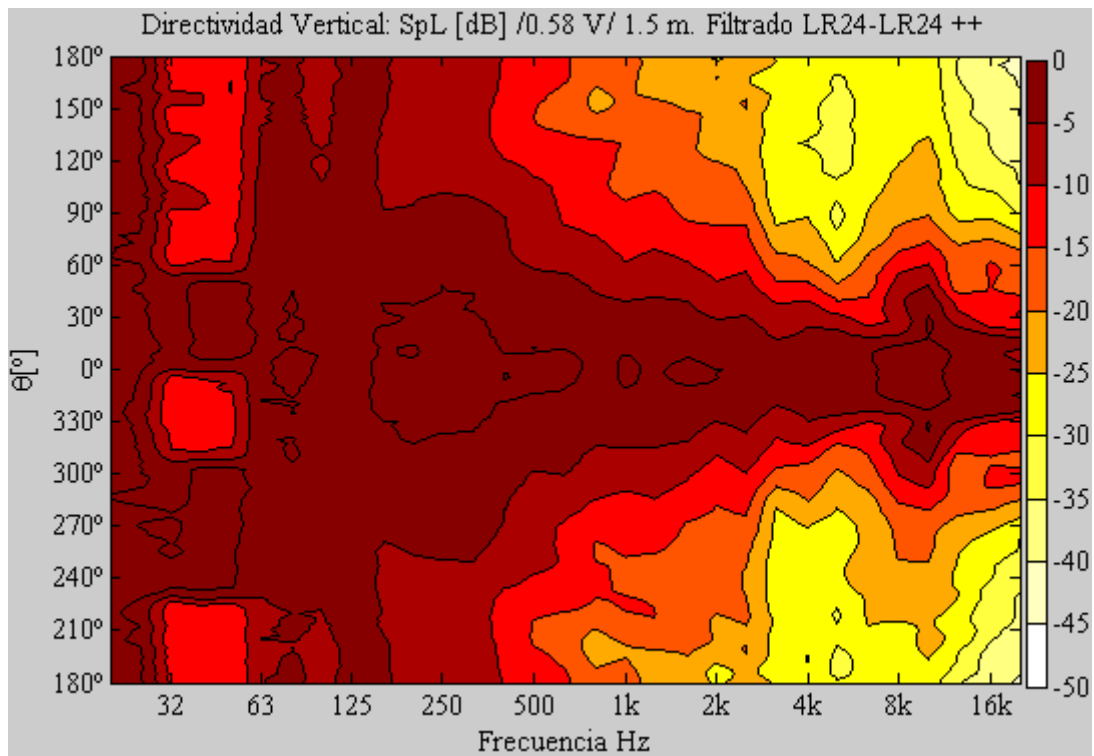


Figura 5.12: Directividad Vertical para configuración de filtrado LR-24.

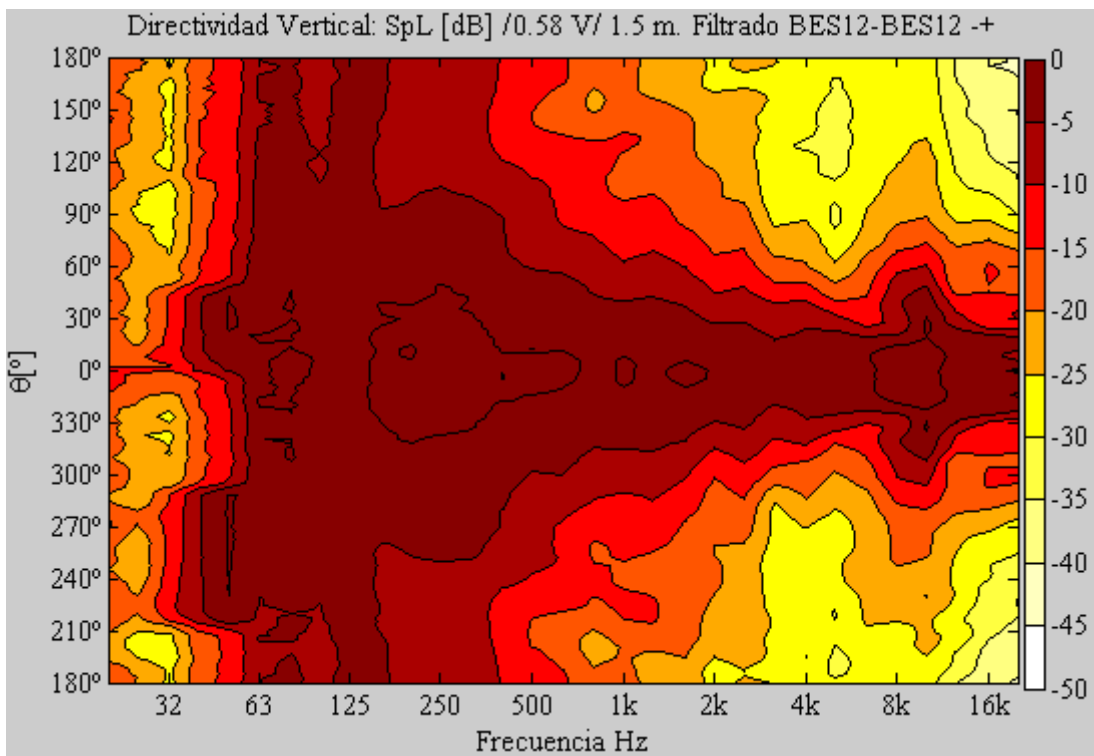


Figura 5.13: Directividad Vertical para configuración de filtrado BES-12.

Análisis de resultados:

- El efecto del filtrado en la respuesta polar se produce únicamente en el rango de solapado espectral.
- Este efecto de mejora o empeoramiento de la respuesta polar sólo se produce de manera apreciable en la directividad horizontal.
- Las configuraciones de filtrado de segundo orden son las que mejor funcionan para la unidad *Top-210*.
- El peor resultado se obtiene con los filtros BUT 18.
- De las configuraciones de segundo orden, la que mejores resultados aporta en la respuesta polar horizontal es la configuración LR 12.
- La respuesta polar horizontal de las configuraciones BUT 12 y BES 12 son prácticamente idénticas.
- De las configuraciones de filtrado de cuarto orden, la que mejores resultados aporta en la respuesta polar horizontal es la configuración BUT 24.
- Se verifican las valoraciones propuestas por el fabricante respecto a la respuesta polar.

6. AJUSTE DE LOS LIMITADORES

El ajuste de los limitadores en cada una de las salidas del divisor espectral es necesario para garantizar la protección del sistema amplificador-transductores. El umbral, a partir del cual el procesador comenzará a limitar la tensión a su salida, será fijado por los parámetros *threshold* y *Over* en cada uno de los canales de salida.

La potencia máxima soportada por el conjunto de transductores en una vía, o la potencia máxima entregada por el amplificador, van a determinar los valores de la tensión de limitación. El tipo de limitación, RMS o de pico, vendrá determinada por la relación de ambos valores de potencia.

En el caso en el que la potencia máxima entregada por el amplificador no supere la potencia máxima soportada por el conjunto de altavoces, los daños se producirían primero en la etapa de potencia. En efecto, si desde el control de FOH se mandan valores de tensión superiores a los soportados a la entrada del amplificador, éste comenzará a “clipar” dejando de trabajar en su rango lineal, y entregará a su salida una señal recortada. Este efecto tiene como resultado una excursión constante de los transductores durante el tramo de tiempo en el que se produce recorte. Si este tramo de tiempo se hace duradero, la realimentación térmica de calor se producirá más rápido que cuando el amplificador trabaja en su rango lineal, y lo hará aún más si la sobrecarga de tensión produce que la excursión de los altavoces se encuentre cerca de sus límites. El sobrecalentamiento de los transductores provoca su deterioro e incluso la quema de su bobinado provocando su ruptura.

En el caso contrario, el conjunto de transductores podría estar expuesto a niveles de tensión por encima de los soportados, por lo que un pico podría directamente ocasionar la ruptura de alguno de los transductores al desacoplarlo de su posición en reposo. En efecto, si desde el control de FOH se mandan valores altos de tensión de forma transitoria, en un momento dado puede producirse ruptura mecánica por sobre excursión del altavoz. Esta primera ruptura produciría un efecto dominó con el resto de transductores, ya que la diferencia entre potencia suministrada y soportada habría aumentado, por lo que consecuentemente se incrementaría la posibilidad de que un segundo transductor quedase dañado. Es por lo tanto el caso más crítico y ha de ser tratado con una limitación a medio camino entre limitación de pico y RMS.

La limitación RMS y la limitación de pico se diferencian por sus tiempos de ataque y relajación. Mientras que la limitación RMS controla el factor calor con tiempos de ataque medios y tiempos de relajación lentos, la limitación de pico controla la excursión del altavoz con tiempos de ataque rápidos y tiempos de relajación medios-bajos.

Otro parámetro de interés es el factor de cresta que corresponde con el cociente entre el valor de la tensión de pico y la tensión RMS de la señal de excitación. Para una onda sinusoidal, el factor de cresta en tensión es de 3 dB (1.414:1), y para ruido rosa de 20 Hz a 20 kHz (con igual energía por octava),

es de 6 dB (2:1). Por suerte, para la música el factor de cresta en tensión oscila entre 12 dB y 16 dB (relación 4 - 6.3:1), lo que permitiría un poco más de holgura en los valores de limitación.

En cualquier caso, en los ajustes de limitación realizados no se ha tenido en cuenta este margen, por lo que se ha procedido a introducir en el procesador los valores que limitan la potencia AES máxima proporcionada por el fabricante. Un seguimiento del comportamiento del equipo aportaría más información en cuanto a la eficiencia del ajuste, ya que el parámetro de potencia soportada por un transductor indica su capacidad de funcionamiento sin sufrir rotura pero no indica el rango eléctrico de trabajo sin distorsión.

En definitiva, un ajuste eficiente de la limitación del equipo no consiste en sobre proteger los transductores, sino en combinar una limitación que permita obtener el mayor rango dinámico sin provocar rupturas con una operación responsable en cuanto a los niveles de mezcla entregados al procesador.

En cuanto a las especificaciones del fabricante relacionadas con los valores de potencia máxima soportada por los transductores, se tiene lo siguiente:

- Transductor de graves: 1000 W AES, 2000 W pico.
- Transductor de medios: 800 W AES (2 x 400 W AES).
- Transductor de agudos: 100 W AES.

La configuración del sistema en cuestión es tal que cada canal de las etapas de potencia “ve” a su salida una impedancia de 4 Ω . En efecto, cada vía se conectará a un canal de la etapa de potencia que a su vez alimentará cuatro unidades *Top-210* o dos unidades *Spider Evolution*. Las unidades *Spider Evolution* poseen un único transductor de graves cuya impedancia nominal es de 8 Ω . Al alimentar dos unidades en paralelo, la etapa estará “viendo” 4 Ω .

Por otro lado, una vía de agudos alimenta cuatro unidades *Top-210*. Dado que cada unidad cuenta con un motor de agudos cuya impedancia es de 16 Ω , el canal de la etapa que las alimenta “verá” 4 Ω por estar conectadas en paralelo.

Por último, el canal de la etapa conectado a la vía de medios alimenta también cuatro unidades *Top-210*. Cada unidad cuenta con dos altavoces de 8 Ω conectados en serie (el término transductor de medios empleado en este proyecto corresponde con la asociación en serie de estos dos altavoces), lo que implica que el amplificador “vea” 4 Ω por estar las cuatro unidades conectadas en paralelo.

En las especificaciones de máxima potencia entregada por los amplificadores proporcionadas por el fabricante no se detalla el tipo de señal de excitación. Sin embargo, se ha admitido que los valores proporcionados se refieren a potencia AES. En cualquier caso, se han tomado los valores que hacen referencia a una carga de 4 Ω . A continuación se detallan:

- Etapa de potencia *UL-3000*: 850 W @ 4 Ω .
- Etapa de potencia *UL-7000*: 1850 W @ 4 Ω .
- Etapa de potencia *UL-9000*: 2350 W @ 4 Ω .

Por otro lado, el fabricante también proporciona los valores de sensibilidad de las etapas de potencia, que en este caso corresponden con los valores de tensión a la entrada que producen la máxima potencia de salida, y son los siguientes:

- Etapa de potencia *UL-3000*: 1.3 V.
- Etapa de potencia *UL-7000*: 1.9 V.
- Etapa de potencia *UL-9000*: 2.1 V.

Por último, la ganancia máxima que puede proporcionar cada una de las etapas, situando el mando de volumen al máximo, es de 33.1 dB.

Para establecer qué elemento hay que proteger en cada vía, conjunto de transductores o amplificador, se ha de comparar la potencia máxima entregada por el amplificador con la potencia máxima soportada por el conjunto de transductores que conforman una vía. Estos valores se muestran en la siguiente tabla:

	Nº de transductores	Potencia máxima etapa	Potencia máxima soportada
Vía de graves	2	1850 W @ 4 Ω (<i>UL-7000</i>)	2000 W @ 4 Ω
Vía de medios	4	2350 W @ 4 Ω (<i>UL-9000</i>)	3200 W @ 4 Ω
Vía de agudos	4	850 W @ 4 Ω (<i>UL-3000</i>)	400 W @ 4 Ω

Tabla 6.1

Como se puede apreciar, en la vía de agudos será necesario proteger a los motores antes que a la etapa ya que, esta última, es capaz de entregar valores de tensión muy por encima de los soportados por el conjunto de motores. En este caso, es muy probable que el bobinado de los motores se queme.

Por otro lado, en las vías de medios y graves será necesario proteger las etapas de potencia antes que el conjunto de altavoces, ya que con altos niveles de tensión se superará la sensibilidad de la etapa por lo que a su salida se tendrá una señal recortada. Los recortes a la salida provocarán

prolongados tiempos de excursión constante del altavoz, lo que causará un aumento del calor. Por lo tanto, proteger la etapa de potencia es a su vez proteger los altavoces.

En el caso de la vía de agudos, la limitación será de pico ya que son necesarios tiempos de ataque cortos para que el limitador realice rápidamente la transición entre su rango lineal y el no lineal. Los tiempos de relajación pueden ser lentos o medios, dependerá de si los valores de tensión enviados desde la consola de mezclas se alejan mucho de los niveles máximos de tensión soportada por los transductores.

En el caso de las vías de medios y de graves, se hará una limitación tipo RMS con tiempos de ataque medios y tiempos largos de relajación.

Para realizar un estudio más detallado se van a analizar los valores de tensión en cada una de las etapas que recorre la señal considerando que los amplificadores tienen los mandos de volumen al máximo, proporcionando así la máxima ganancia posible.

Vía de agudos:

La tensión máxima soportada por el conjunto de motores será:

$$E_{\alpha_{MAX}} = \sqrt{P_{e\alpha_{MAX}} \cdot Z} = \sqrt{400 \cdot 4} = \begin{cases} 32.04 \text{ dBV} \\ 40 \text{ V} \\ 34.25 \text{ dBu} \end{cases}$$

(6.1)

Por otro lado, la máxima tensión admisible a la entrada del amplificador será:

$$E_{LIM} = 32.04 - 33.1 = \begin{cases} 0.885 \text{ V} \\ -1.06 \text{ dBV} \\ 1.15 \text{ dBu} \end{cases}$$

(6.2)

Siendo $E_{\alpha_{MAX}}$ la máxima tensión soportada por el conjunto de motores, y E_{LIM} la máxima tensión de entrada al amplificador que produce a su salida, cuando $G = 33.1 \text{ dB}$, la máxima tensión soportada. Como se puede apreciar, E_{LIM} será inferior a la sensibilidad del amplificador por lo que este no entregará la máxima potencia a la carga.

Por lo tanto, para que los altavoces no sufran daños se ha de establecer 1.15 dBu como el valor máximo de tensión a la entrada del amplificador.

Por otro lado, para mantener unos niveles responsables en la consola de mezclas durante el concierto, el técnico de mezcla ha de conocer a partir de qué niveles se alcanza el límite admisible de

tensión a la entrada del amplificador. Para ello, hará uso del medidor correspondiente a la salida de la mesa de PA (L o R). Sin embargo, los niveles de tensión en dBu visualizados corresponden con el espectro de la mezcla, mientras que los valores de la tensión de limitación de cada vía están acotados en su rango de frecuencias correspondiente. Por ello, es necesario considerar la acción del filtrado.

En la práctica, el filtrado en la vía de agudos será de tipo paso banda ya que se fijará la frecuencia de cruce inferior a 1 kHz y la superior a 16 kHz, de cara a optimizar el rendimiento de los motores. Por un lado, el filtro paso bajo utilizado (cuya frecuencia de cruce será 16 kHz), será de tipo Butterworth de octavo orden, por lo que el espectro de la tensión en la vía de agudos abarcará cerca de 13 tercios de octava. Por otro lado, la pendiente del filtro paso alto, cuya frecuencia de cruce será 1 kHz determinará si el rango se extiende en cierta medida hacia baja frecuencia. Por ejemplo, un filtrado de octavo orden producirá que en el 1/3 anterior a la frecuencia de cruce (800 Hz), el nivel de la señal caiga 16 dB, por lo que se podría considerar que el rango abarca 13 tercios de octava. Sin embargo, un filtrado de segundo orden implicaría que, en este mismo 1/3, el nivel de la señal disminuyese en 4 dB, por lo que el rango podría abarcar dos tercios de octava más. Esto se puede apreciar en las figuras 6.1 y 6.2, en las que se muestra primeramente las funciones de transferencia de las vías tras haber sido filtradas con filtros Linkwitz-Riley de octavo orden y en segundo lugar con filtros Linkwitz-Riley de segundo orden.

En cualquier caso, tras haber comprobado que el filtrado LR12 proporciona una respuesta con menor *ripple* en agudos, se va a considerar que la tensión máxima soportada por el conjunto de motores se extiende en un ancho de banda de 15 tercios de octava. Por ello, para la tensión máxima a la entrada del amplificador (E_{LIM}) se tendrá que:

$$E_{LIM} = -1.06 - 20 \cdot \log \sqrt{15} = -12.82 \text{ dBV/Tercio de octava}$$

(6.3)

Estos valores de tensión por 1/3 de octava permiten calcular aproximadamente cuál sería el valor de tensión equivalente en el medidor de la consola que produjese limitación en la vía de agudos. En efecto, este valor del nivel de tensión de mezcla (E_{MIX}) será aproximado debido a que se considerará que su contenido espectral es plano, lo cual es incierto. Para realizar el cálculo, se ha de tener en cuenta el ajuste de sensibilidad establecido en el procesador, que en el caso de la vía de agudos es de -3 dB, por lo que se tiene que:

$$E_{MIX} = -12.82 + 3 + 20 \cdot \log \sqrt{31} = \begin{cases} 1.80 \text{ V} \\ 5.09 \text{ dBV} \\ 7.31 \text{ dBu} \end{cases}$$

(6.4)

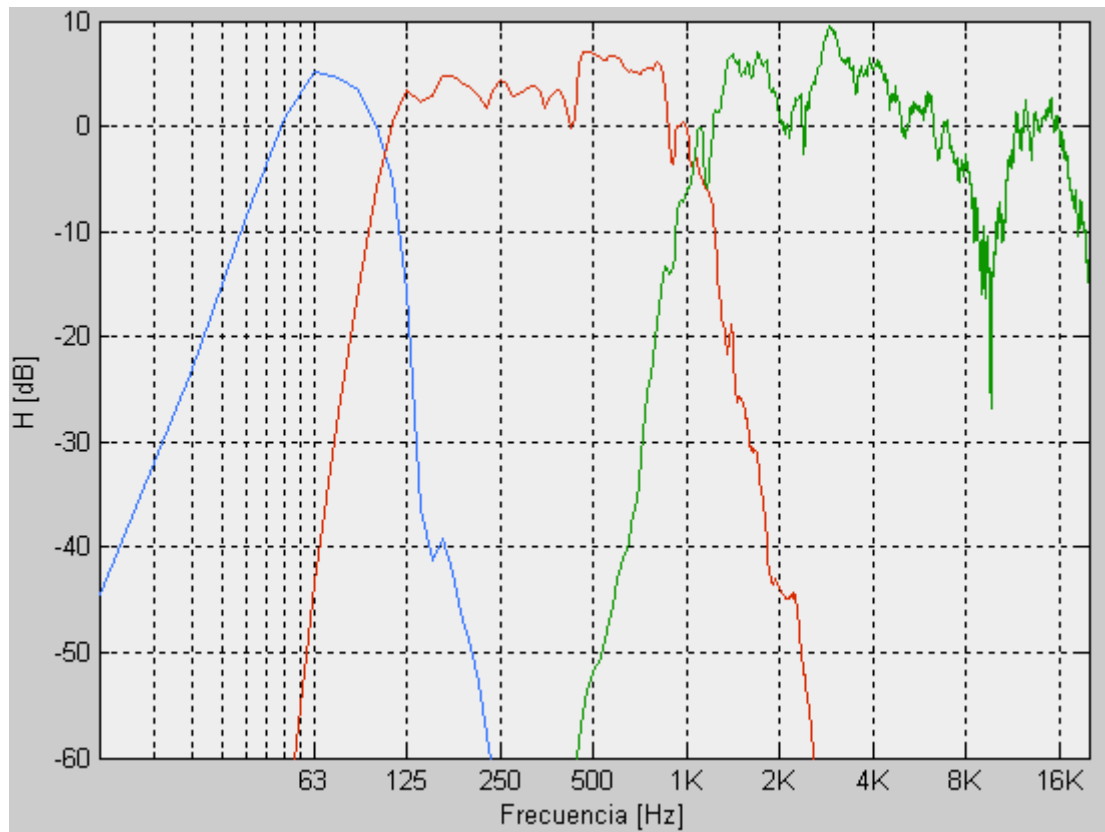


Figura 6.1: Funciones de transferencia en módulo de cada vía para un filtrado LR 48.

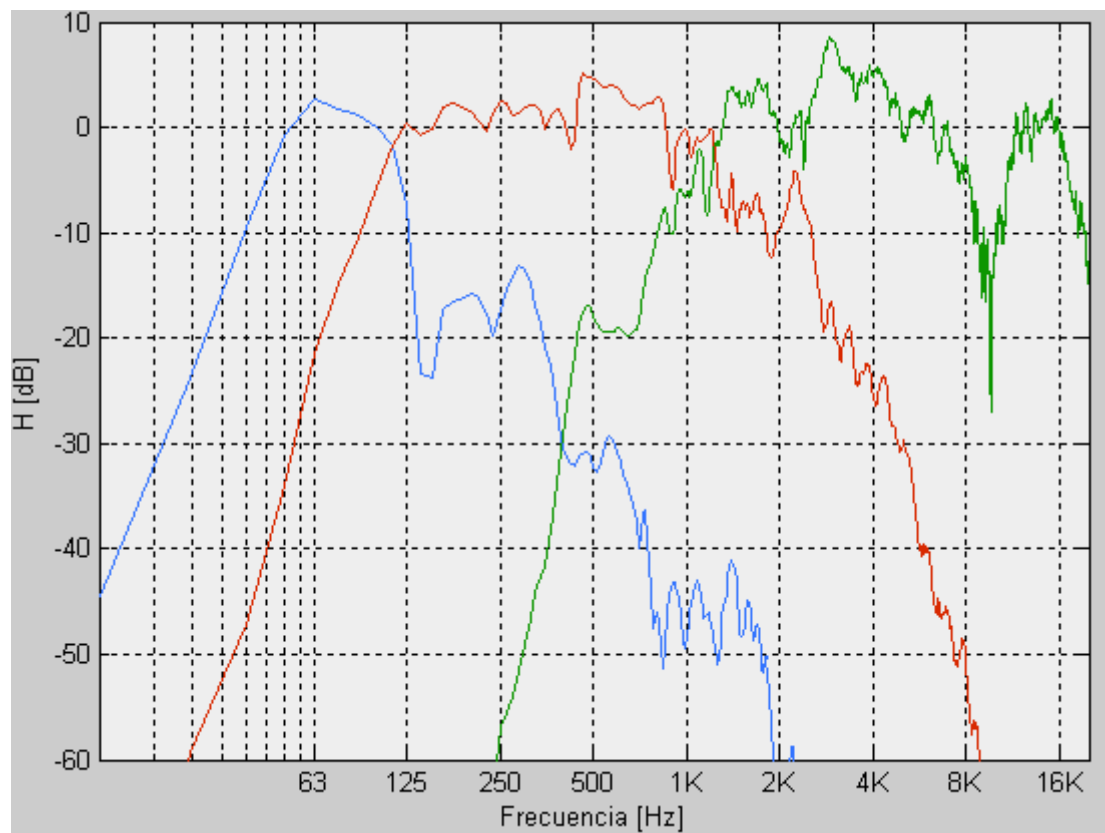


Figura 6.2: Funciones de transferencia en módulo de cada vía para un filtrado LR 12.

El siguiente diagrama muestra los valores de tensión en cada etapa:

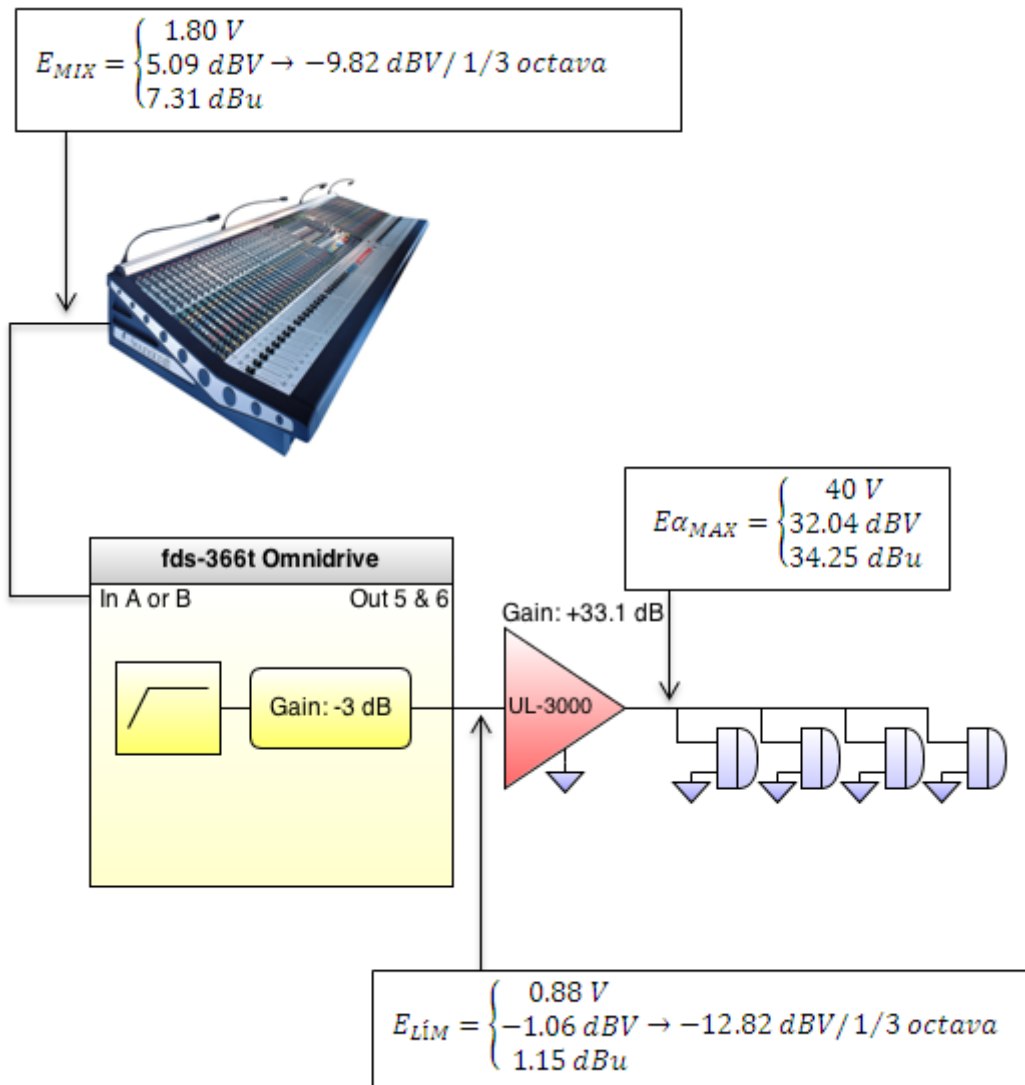
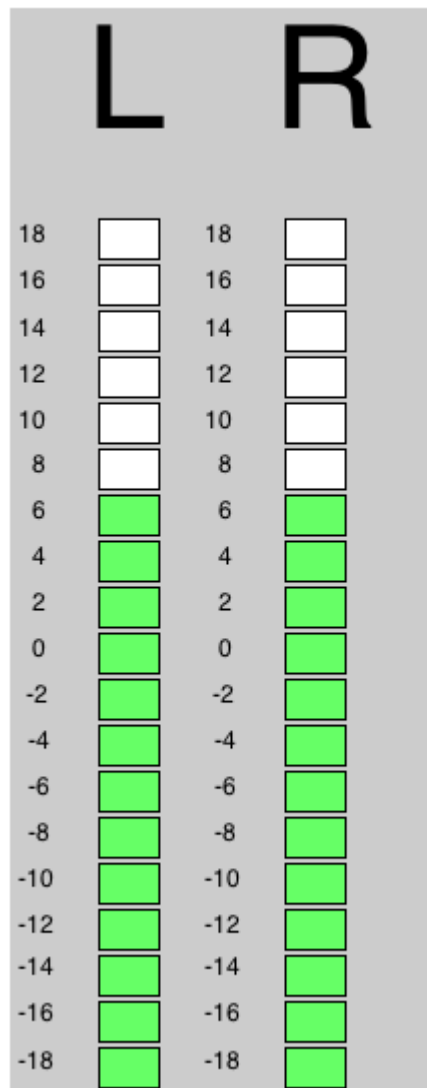


Figura 6.3: Valores de tensión en cada etapa de la vía de agudos.

Cuando en el medidor de la consola de mezclas se alcancen aproximadamente 7.3 dBu, el técnico de mezcla tendrá que ser consciente de que está forzando los motores de agudos. Esto se muestra en la figura 6.4.

Estos valores son aproximados ya que se ha tenido en cuenta un rango espectral en la vía de agudos superior, en cierta medida, al que realmente reproduce. Si el técnico se ciñe exactamente a estos valores, probablemente se estará desperdiciando margen dinámico en la mezcla. Sin embargo, servirá como medida de prevención, haciendo que el equipo trabaje con niveles distantes de los valores de limitación, reduciendo así las probabilidades de causar daños en el equipo.



- Se alcanza el máximo nivel de tensión soportado por los motores de agudos.
- A partir de este nivel, pueden quemarse los bobinados de los motores.
- El procesador comienza a limitar la tensión a la entrada del amplificador para proteger los altavoces.
- La limitación adecuada será de tipo limitación de pico de tal modo que en cuanto se supere el umbral actúe de inmediato.

Figura 6.4: Valores en el medidor de la consola de mezclas para los cuales se alcanza la tensión de limitación en la vía de agudos.

El valor máximo a la entrada del amplificador no puede superar 1.15 dBu, por lo que existen varias alternativas a la hora de establecer los parámetros en el procesador. Como se dijo en el apartado *Limitación* en la segunda sección, el menú de limitación del procesador cuenta con los parámetros *threshold* y *Over*. El primero fija el umbral y el segundo establece un margen en dB antes de realizar la limitación. A continuación se establecen algunas alternativas de configuración (no las únicas):

- *Threshold* 0.1 dBu – *Over* 1 dB.
- *Threshold* -1.1 dBu – *Over* 2 dB.
- *Threshold* -2.1 dBu – *Over* 3 dB.

Los tiempos se ajustarán de la siguiente manera:

- Tiempo de ataque: *Fast*.

- Tiempo de relajación: *Slow / Med.*

Vía de medios:

Como se ha comentado, en la vía de medios es necesario proteger las etapas de potencia antes que el conjunto de altavoces, puesto que con altos niveles de tensión se superará la sensibilidad de la etapa por lo que a su salida se tendrá una señal recortada.

Por ello, la tensión de limitación será directamente la sensibilidad de la etapa *UL-9000*, que en este caso corresponde con 2.1 V. Por lo tanto se tiene que:

La tensión máxima entregada por la etapa *UL-9000* será:

$$E_{\alpha_{MAX}} = \sqrt{P_{e\alpha_{MAX}} \cdot Z} = \sqrt{2350 \cdot 4} = \begin{cases} 39.73 \text{ dBV} \\ 96.95 \text{ V} \\ 41.94 \text{ dBu} \end{cases}$$

(6.5)

Por otro lado, la máxima tensión admisible a la entrada del amplificador será:

$$E_{LIM} = 39.73 - 33.1 = \begin{cases} 2.14 \text{ V} \\ 6.63 \text{ dBV} \\ 8.84 \text{ dBu} \end{cases}$$

(6.6)

La vía de medios se va a filtrar en el paso bajo con un filtro Linkwitz-Riley de segundo orden, mientras que en el paso alto se va a filtrar con un filtro de cuarto orden de topología NTM. El ancho de banda cubierto por esta vía corresponde aproximadamente con 14 tercios de octava (100 Hz – 2 kHz), ya que el nivel de la función de transferencia decae 12 dB una octava por encima de la frecuencia de cruce. Por ello, para la tensión máxima a la entrada del amplificador (E_{LIM}) se tendrá que:

$$E_{LIM} = 6.63 - 20 \cdot \log \sqrt{14} = -4.83 \text{ dBV/Tercio de octava}$$

(6.7)

Puesto que en la vía de medios el valor de ajuste de sensibilidad se mantiene a 0 dB, el valor equivalente en el medidor de la consola de mezclas de PA corresponde con:

$$E_{MIX} = -4.83 + 20 \cdot \log \sqrt{31} = \begin{cases} 3.19 \text{ V} \\ 10.08 \text{ dBV} \\ 12.29 \text{ dBu} \end{cases}$$

(6.8)

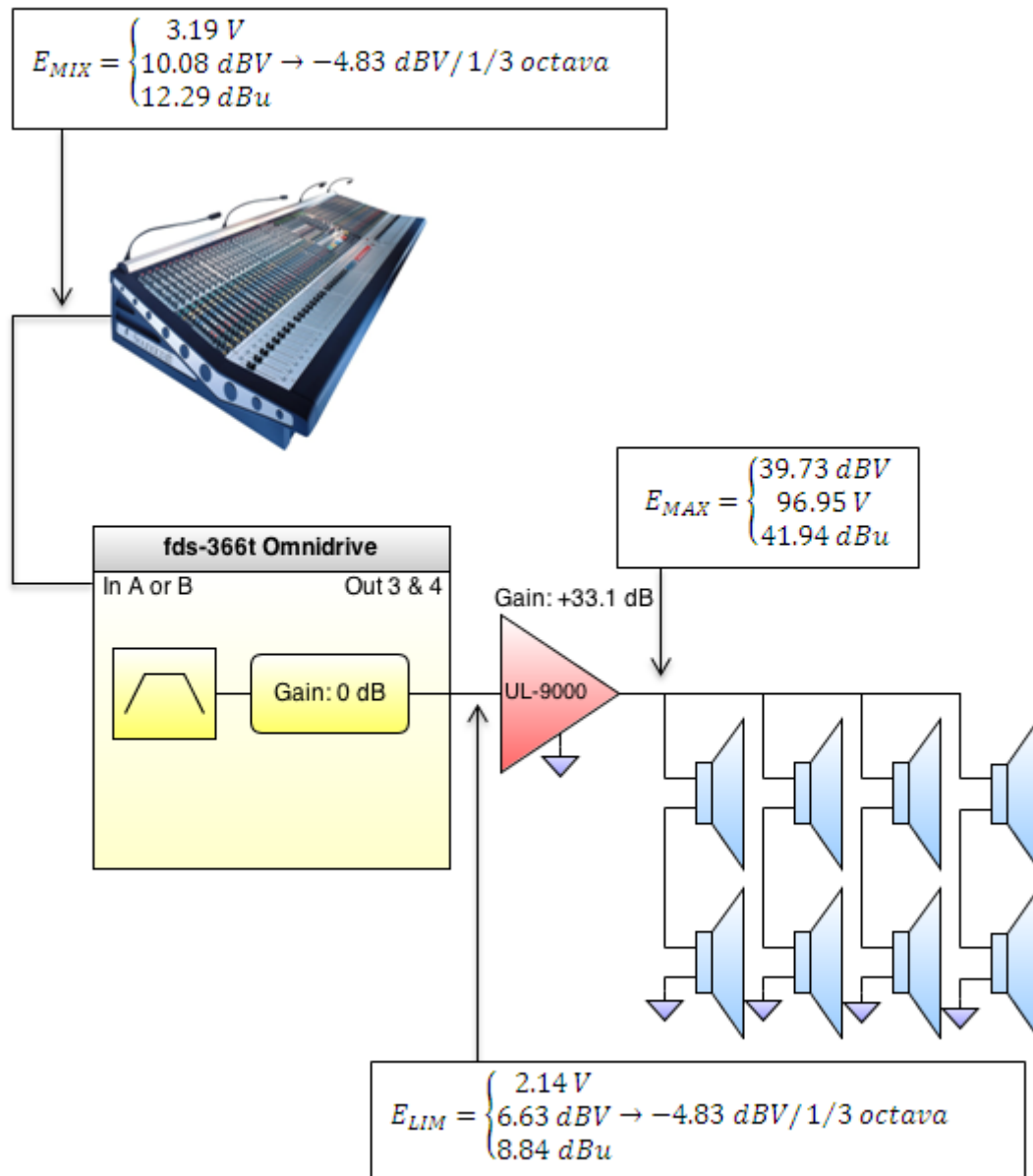


Figura 6.5: Valores de tensión en cada etapa de la vía de medios.

El valor máximo a la entrada del amplificador no puede superar 8.84 dBu. A continuación se establecen algunas alternativas de configuración:

- *Threshold 0.8 dBu – Over 8 dB.*
- *Threshold 1.8 dBu – Over 7 dB.*
- *Threshold 2.8 dBu – Over 6 dB.*
- *Threshold 3.8 dBu – Over 5 dB.*
- *Threshold 4.8 dBu – Over 4 dB.*
- *Threshold 5.8 dBu – Over 3 dB.*
- *Threshold 6.8 dBu – Over 2 dB.*

Los tiempos se ajustarán de la siguiente manera:

- Tiempo de ataque: *Fast / Med.*
- Tiempo de relajación: *Slow / Med.*

Cuando el técnico de mezcla visualice en los medidores los valores mostrados en la figura 6.6, tendrá que ser consciente de que probablemente se esté limitando la tensión de entrada al amplificador.



Figura 6.6: Valores en el medidor de la consola de mezclas para los cuales se alcanza la tensión de limitación en la vía de medios.

Vía de graves:

En la vía de graves es también necesario proteger las etapas de potencia antes que el conjunto de altavoces, ya que con altos niveles de tensión se superará la sensibilidad de la etapa provocando recortes en la señal de salida.

Por tanto, la tensión de limitación será igualmente la sensibilidad de la etapa *UL-7000*, que en este caso corresponde con 1.9 V. Por ello se tiene que:

La tensión máxima entregada por la etapa *UL-7000* será:

$$E_{\alpha_{MAX}} = \sqrt{Pe_{\alpha_{MAX}} \cdot Z} = \sqrt{1850 \cdot 4} = \begin{cases} 38.69 \text{ dBV} \\ 86.02 \text{ V} \\ 40.91 \text{ dBu} \end{cases}$$

(6.9)

Por otro lado, la máxima tensión admisible a la entrada del amplificador será:

$$E_{LIM} = 39.69 - 33.1 = \begin{cases} 1.90 \text{ V} \\ 5.59 \text{ dBV} \\ 7.80 \text{ dBu} \end{cases}$$

(6.10)

La vía de graves se va a filtrar con un filtro de cuarto orden de topología NTM. El ancho de banda cubierto por esta vía corresponde aproximadamente con 8 tercios de octava (20 Hz - 100 Hz). Por ello, para la tensión máxima a la entrada del amplificador (E_{LIM}) se tendrá que:

$$E_{LIM} = 5.59 - 20 \cdot \log \sqrt{8} = -3.44 \text{ dBV/Tercio de octava}$$

(6.11)

Puesto que en la vía de graves el valor de ajuste de sensibilidad es de +1 dB, el valor equivalente en el medidor de la consola de mezclas de PA corresponde con:

$$E_{MIX} = -3.44 + 1 + 20 \cdot \log \sqrt{31} = \begin{cases} 4.20 \text{ V} \\ 12.47 \text{ dBV} \\ 14.69 \text{ dBu} \end{cases}$$

(6.12)

El valor máximo a la entrada del amplificador no puede superar 7.80 dBu. A continuación se establecen algunas alternativas de configuración:

- *Threshold* 0.8 dBu – *Over* 7 dB.
- *Threshold* 1.8 dBu – *Over* 6 dB.
- *Threshold* 2.8 dBu – *Over* 5 dB.
- *Threshold* 3.8 dBu – *Over* 4 dB.
- *Threshold* 4.8 dBu – *Over* 3 dB.
- *Threshold* 5.8 dBu – *Over* 2 dB.

Los tiempos se ajustarán de la siguiente manera:

- Tiempo de ataque: *Fast / Med.*
- Tiempo de relajación: *Slow / Med.*

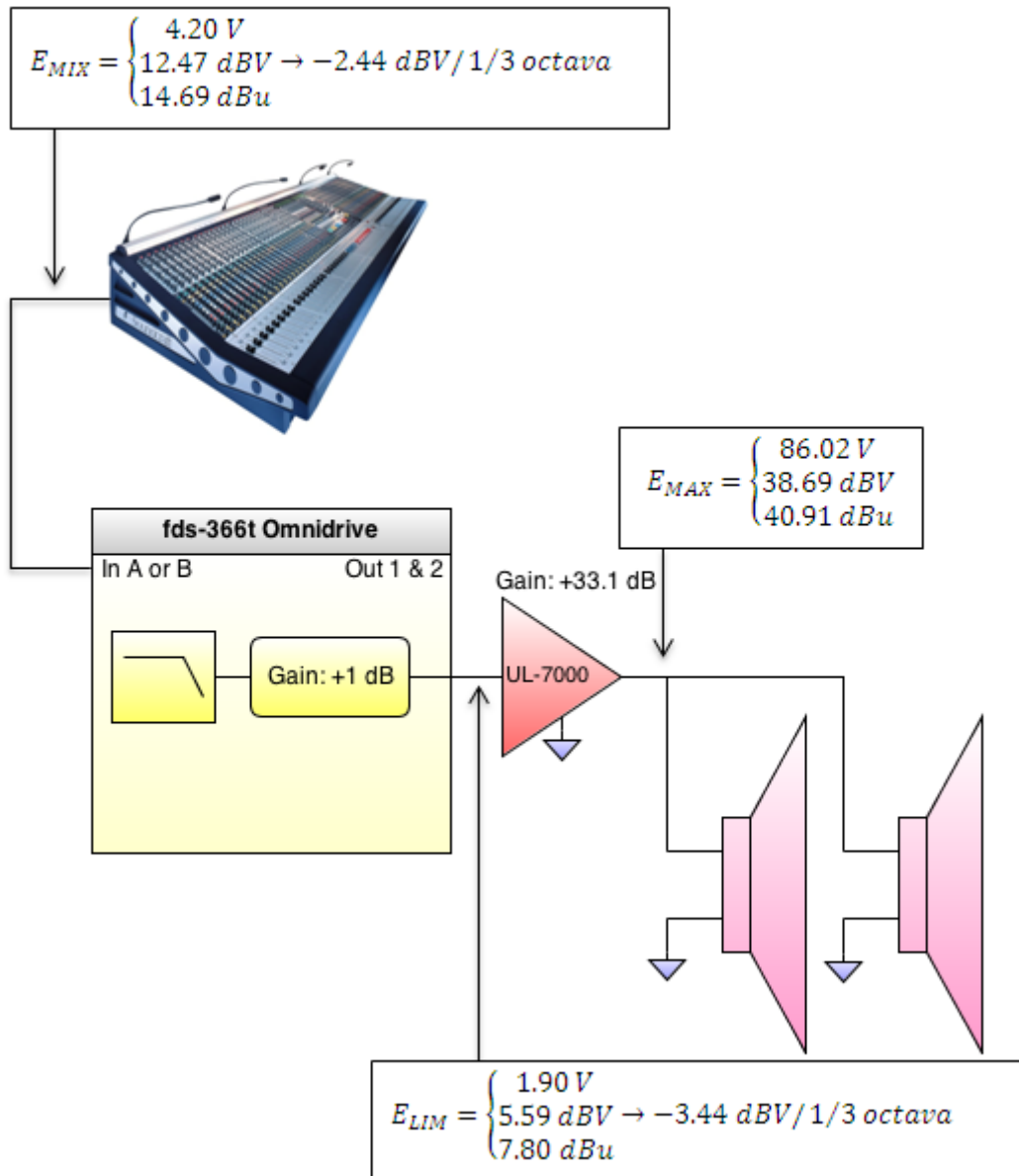


Figura 6.7: Valores de tensión en cada etapa de la vía de graves.

Los valores de máxima tensión de mezcla que provocan la limitación en la etapa *UL-7000* correspondiente a la vía de graves se muestra a continuación:



Figura 6.8: Valores en el medidor de la consola de mezclas para los cuales se alcanza la tensión de limitación en la vía de graves.

Como se ha visto, los niveles de mezcla se han de mantener aproximadamente por debajo de los +8 dBu impuestos por la potencia máxima soportada por los motores. En cualquier caso, al superarse este nivel de tensión el equipo estará protegido aunque no se garantizará que no se produzca distorsión audible en la reproducción de altas frecuencias.

Por otro lado, recalcar que los valores en los medidores son aproximados ya que se ha considerado que la tensión de mezcla enviada desde la consola de mezclas de PA corresponde con un espectro plano tipo ruido rosa con misma energía en cada banda, lo cual no se ajusta a la realidad ya que cuando se trata de música el espectro se caracteriza por concentrar la máxima energía a baja frecuencia en torno a 200 Hz, siendo esta menor en alta frecuencia. Además, no se han considerado los efectos de ecualización en cada una de las vías.

7. EASE FOCUS I: CONFIGURACIÓN DEL LINE ARRAY PARA EL EVENTO

Los objetivos en este apartado son, en primer lugar, determinar una configuración óptima del *line array* de cara a cubrir todas las zonas del área de audiencia, y en segundo lugar, obtener los puntos de en los que se realizarán las medidas indicados en el apartado *Estrategias y decisiones adoptadas para la optimización de los sistemas de sonido en un evento real* (tercera sección).

La simulación del área de audiencia en el cual se realizará el evento se muestra a continuación:

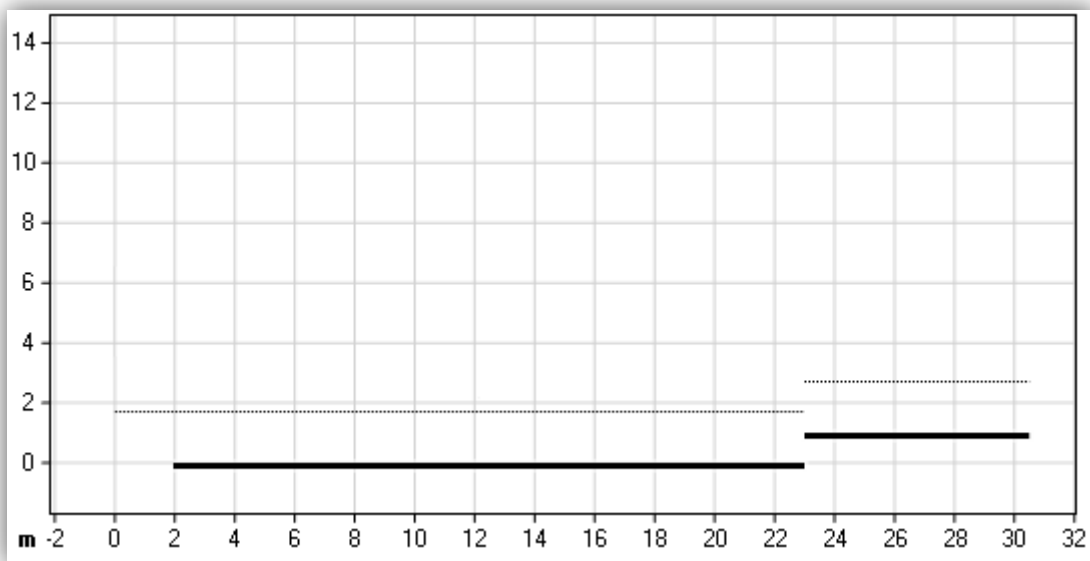


Figura 7.1: Área de audiencia del recinto en el que se realizará el evento.

Como puede observarse, el área de audiencia se está formada por dos secciones, siendo estas la pista y la “zona de barra”. Ambas se caracterizan por tener una pendiente nula. La pista abarca cerca de 21 m, y la “zona de barra” cerca de 7 m. La “zona de barra” se sitúa cerca de medio metro más alta que la pista. En la pista se dispondrá el control de FOH con la consola de mezclas. La altura disponible para volar el sistema *line array* es de en torno a 8 m por razones de estructura.

En la figura 7.1 se muestra una línea punteada que corresponde a la altura a la que se posicionará el micrófono a la hora de realizar las medidas. El *software* lo denomina *Ear Heights*, y en este caso se han elegido 1.7 m. El *line array* será volado en la vertical correspondiente a 0 m, por lo que se la denominará vertical de referencia. Aunque no se muestra, se dispondrán unas vallas de seguridad delante del escenario, por lo que la pista comenzará a 2 m de la vertical de referencia.

Tras tantear diversas configuraciones en cuanto a altura y angulación de las cajas, se decidió volar el *line array* a 6.25 m de altura. La posición del *frame* elegida, denominada *pinpoint* en este

software, corresponde con la novena. Al colgar el equipo a la estructura se utiliza un polipasto de cadena de capacidad 1000 kg de la marca *Ayarbe Prof.* Esta herramienta se muestra en la figura 7.2.



Figura 7.2: Polipasto de cadena empleado para el volado del sistema line array.

El gancho de la parte superior se acoplará a un hierro acoplado a su vez a la estructura. El gancho de abajo se enganchará al bulón que atraviesa el noveno *pinpoint* del *frame*. Al elevar el equipo, tirando de las cadenas, se producirá una inclinación del sistema completo. Esta inclinación corresponde aproximadamente con -7° . Este valor no lo proporciona el *software*, sin embargo se ha hallado en eventos anteriores utilizando un medidor de nivel.

A continuación se muestra la disposición del sistema y los tiros correspondientes de cada unidad:

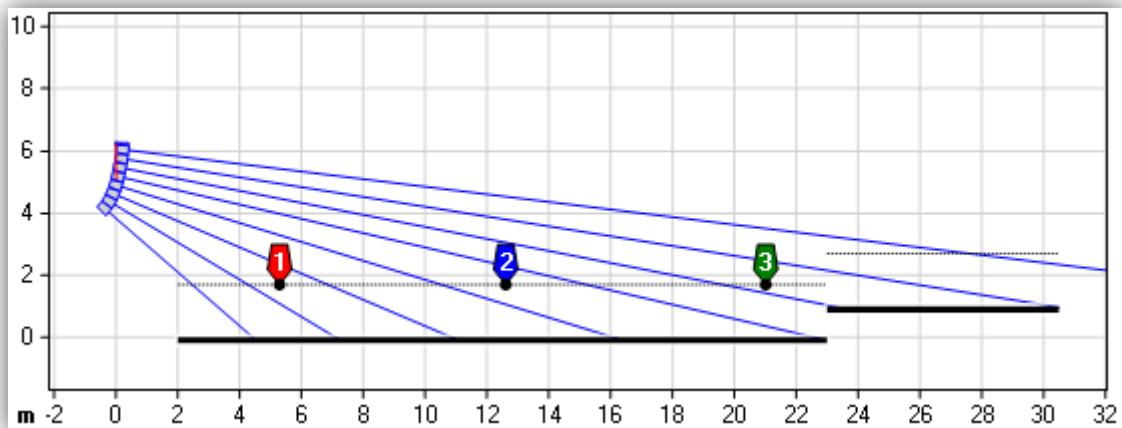


Figura 7.3: Disposición del line array.

La configuración del line array se muestra a continuación:

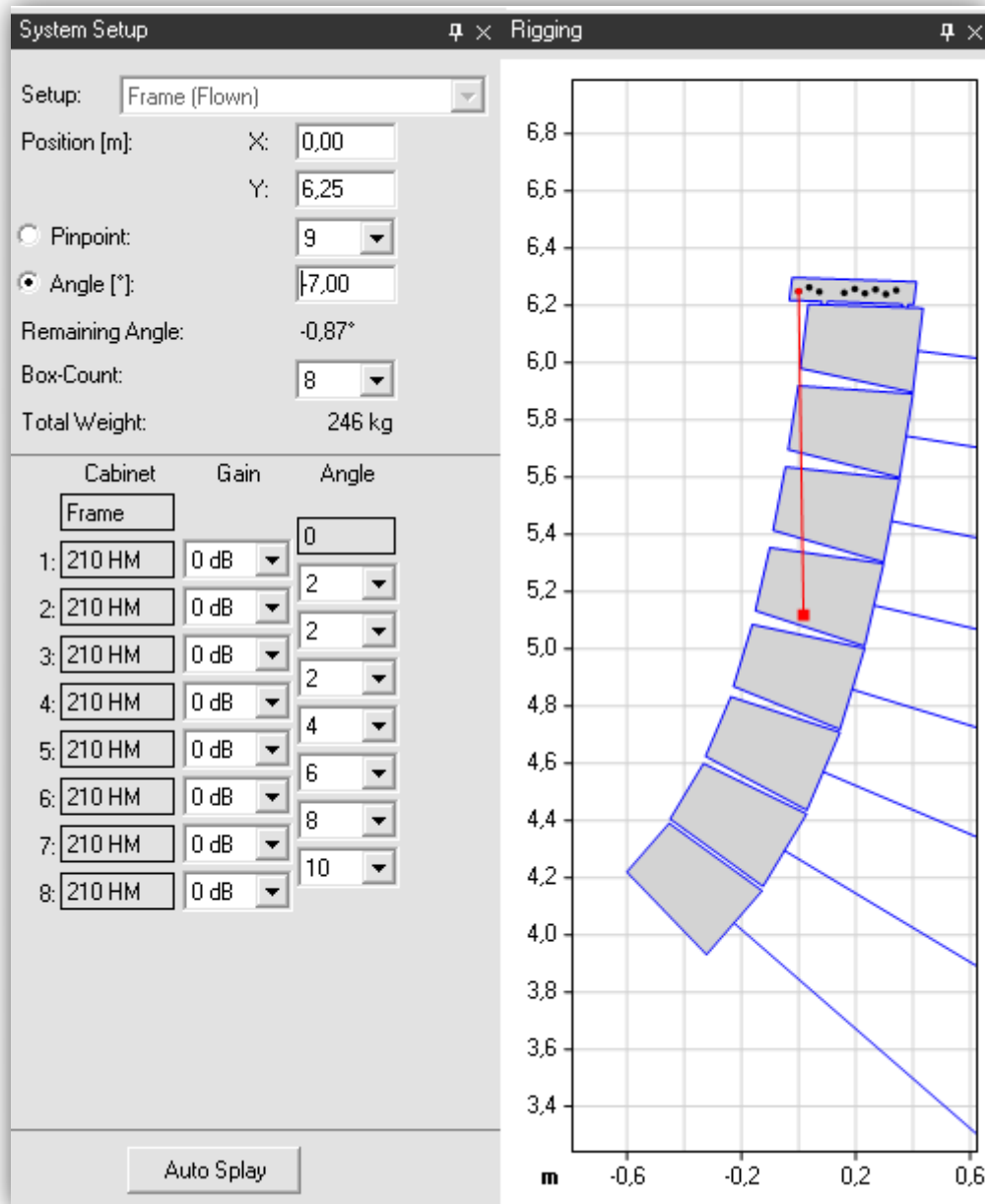


Figura 7.4: Configuración del line array (System Setup + Rigging).

Se van a denominar con las letras del alfabeto a cada una de las unidades. La unidad A va a corresponder a la que tiene el tiro más largo, es decir, la situada en lo más alto. La unidad H corresponde con la que tiene el tiro más corto, es decir, la que está más abajo. Según lo comentado en *Estrategias y decisiones adoptadas para la optimización de los sistemas de sonido en un evento real* (tercera sección), las unidades A, B, C, y D formarán el subsistema Top Mid-Hi, mientras que las unidades E, F, G, y H formarán el subsistema Bottom Mid-Hi.

Para poder realizar una línea de mínima variación de nivel, sería necesario modificar el nivel en cada unidad de modo que se obtuviese el mismo nivel en cada uno de los puntos en los que cortan tiro

de altavoz y altura del micro (*Ear Heights*). Dado que esto no es posible, ya que no se disponen de ocho canales de procesamiento para cada vía, sólo podrán relacionarse los subsistemas Top con los Bottom. Para analizar exactamente el valor de atenuación en cada caja se calculará la diferencia entre las distancias centro geométrico del altavoz y corte del eje de éste con la línea *Ear Heights*. Esta relación de distancias va a corresponder con una relación de ganancias.

Los centros geométricos de cada unidad se exponen a continuación:

	Centro geométrico (x, y)	Corte en <i>Ear Heights</i> (x, y)	Distancia r [m]
Unidad A	(0.42, 6.07)	(27.6, 1.7)	27.53
Unidad B	(0.39, 5.75)	(23, 1.7)	22.97
Unidad C	(0.35, 5.45)	(19.7, 1.7)	19.71
Unidad D	(0.275, 5.15)	(15.4, 1.7)	15.51
Unidad E	(0.18, 4.75)	(10.6, 1.7)	10.86
Unidad F	(0.1, 4.55)	(6.8, 1.7)	7.28
Unidad G	(-0.05, 4.3)	(4.3, 1.7)	5.07
Unidad H	(-0.25, 4.05)	(2.5, 1.7)	3.62

Tabla 7.1

Todas las unidades serán atenuadas con respecto a la unidad A, por lo que para hallar estos valores se aplicará:

$$G = 20 \cdot \log \frac{r_i}{r_A} \text{ [dB]}$$

(7.1)

Siendo r_i la distancia de cada unidad.

Los valores obtenidos se muestran a continuación:

Ganancia [dB]	
Unidad A	0.00
Unidad B	-1.58
Unidad C	-2.90
Unidad D	-4.98
Unidad E	-8.08
Unidad F	-11.55
Unidad G	-14.69
Unidad H	-17.62

Tabla 7.2

Introduciendo estos valores en el *System Setup*, y desplazando los cursores (1, 2, y 3 en la figura 7.3), se puede observar cómo varía la respuesta en frecuencia relativa a la posición del cursor 1. Los niveles en el conjunto de puntos situados a la altura *Ear Heights* y en el eje de cada unidad (zona de aislamiento), tienen un rango de variación de 16 dB, que puede considerarse como una respuesta excelente.

Por desgracia, solamente se puede atenuar las unidades E, F, G, y H con un mismo valor, por lo que se ha decidido realizar la media de la atenuación de estas cuatro unidades. En este caso, el resultado ha sido -12 dB, por lo que se aplicará este valor a dichas unidades. La configuración definitiva queda como se muestra a continuación:

System Setup

Setup: Frame (Flown)

Position [m]: X: 0,00 Y: 6,25

☐ Pinpoint: 9

☒ Angle [°]: -7,00

Remaining Angle: -0,87°

Box-Count: 8

Total Weight: 246 kg

	Cabinet	Gain	Angle
	Frame		0
1:	210 HM	0 dB	2
2:	210 HM	0 dB	2
3:	210 HM	0 dB	2
4:	210 HM	0 dB	4
5:	210 HM	-12 dB	6
6:	210 HM	-12 dB	8
7:	210 HM	-12 dB	10
8:	210 HM	-12 dB	

Figura 7.5: Configuración definitiva del line array (System Setup).

Pese a que no había muchas alternativas, la decisión de atenuar 12 dB el subsistema Bottom no aporta en absoluto malos resultados. En este caso, los niveles en el conjunto de puntos situados a la altura *Ear Heights* y en el eje de cada unidad tienen un rango de variación de 22 dB, lo cual resulta una respuesta aceptable. Esta será la configuración de partida en cuanto a nivel. Es muy importante, a la hora de montar el sistema, disponer el equipo según las medidas y posiciones determinadas en esta simulación.

Por otro lado, es también necesario hallar los puntos correspondientes a las posiciones On-Axis Top, On-Axis Bottom, y X-Over Top-Bottom. Dichas posiciones se muestran en la figura 7.3. Como puede observarse, la posición On-Axis Bottom corresponde con el punto intermedio de dicho subsistema que a su vez corresponde con el punto X-Over FG. Lo mismo ocurre con la posición On-Axis Top, que

corresponde por un lado con el punto intermedio del subsistema y a su vez con el punto X-Over BC. Por último, la posición X-Over Top-Bottom corresponde con el punto intermedio de ambos subsistemas y a su vez con el punto X-Over DE. Estas posiciones se muestran en la siguiente tabla:

Posición (x, y)	
On-Axis Top	(21.7, 1.7)
On-Axis Bottom	(5.5, 1.7)
X-Over Top-Bottom	(12.7, 1.7)

Tabla 7.3

En el apartado *Estrategias y decisiones adoptadas para la optimización de los sistemas de sonido en un evento real* (tercera sección), se estableció el criterio de ± 6 dB de variación entre las posiciones On-Axis Top y On-Axis Bottom. En la sección de respuesta en frecuencia relativa del *software* se muestran los niveles relativos entre las posiciones de los cursores. Estos niveles se muestran a continuación:

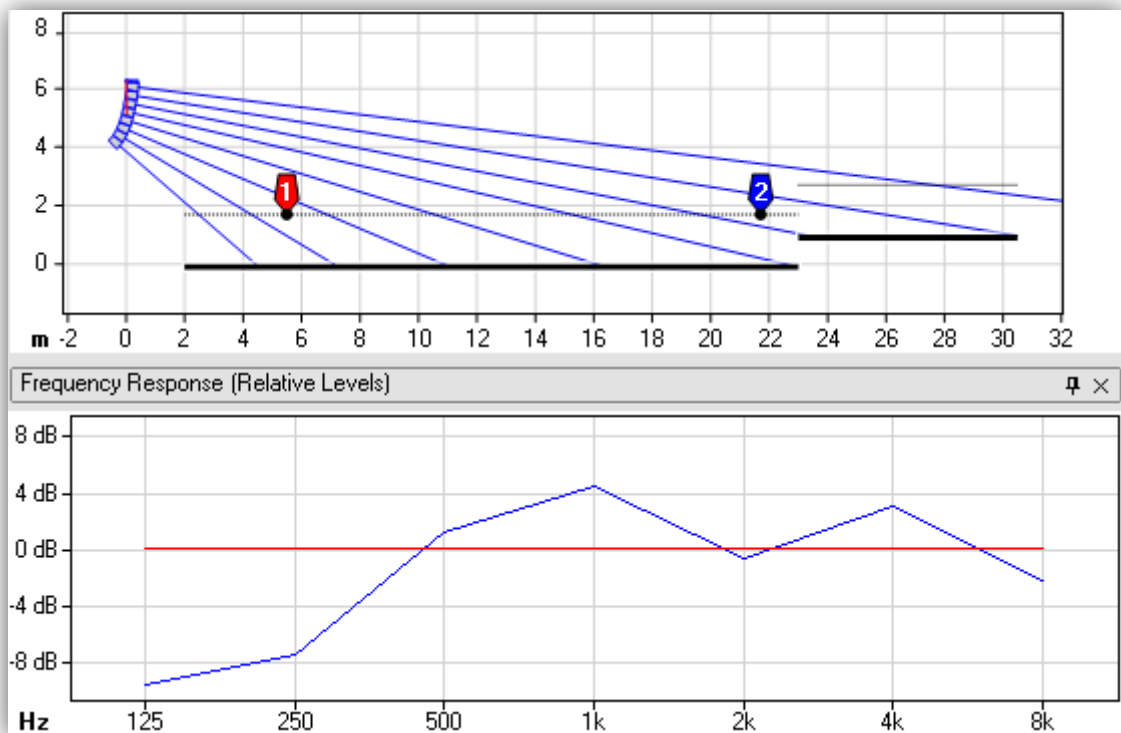


Figura 7.6: Niveles relativos entre las posiciones On-Axis Top y On-Axis Bottom.

Como puede apreciarse, prácticamente se cumple el criterio de ± 6 dB de variación entre las posiciones On-Axis Top y On-Axis Bottom establecido en el apartado mencionado. Esto se puede comprobar igualmente si se extraen los valores obtenidos en las dos posiciones cuando se simula la respuesta en banda ancha. Esta simulación se muestra en la siguiente figura:

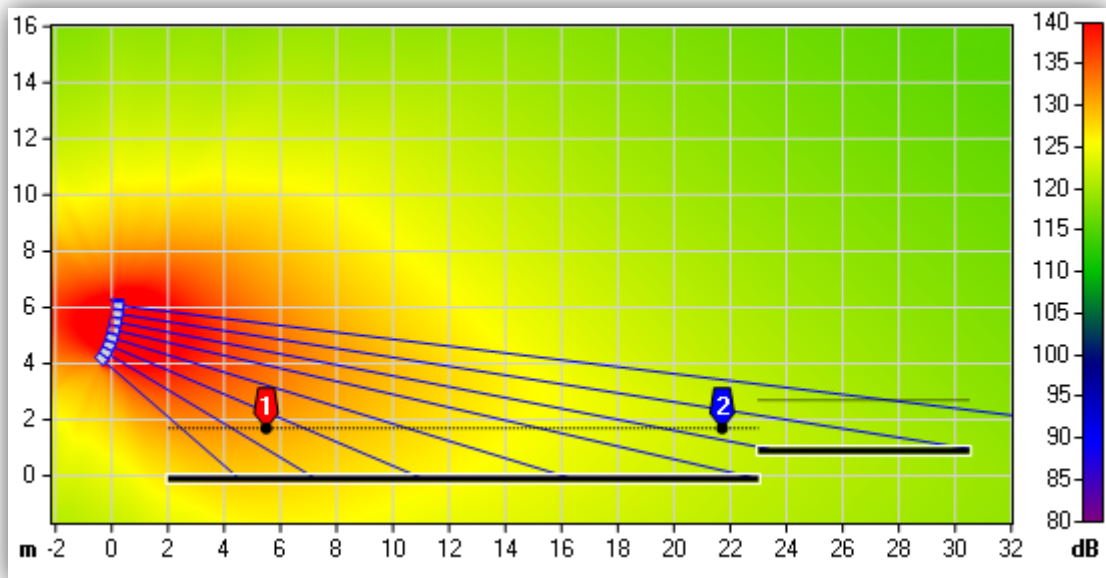


Figura 7.7: Mapa de presión sonora en banda ancha.

Según el *software*, los niveles en banda ancha obtenidos en las dos posiciones son:

- On-Axis Bottom: 125.7 dBSPL.
- On-Axis Top: 119.9 dBSPL.

La diferencia de niveles en banda ancha es de aproximadamente 6 dB.

Para concluir con este apartado, se puede afirmar que la configuración del *line array* en cuanto a la altura de volado, la angulación de las unidades, la cobertura del sistema completo y los niveles relativos, permite cumplir el criterio establecido de máxima variación de nivel en los puntos On-Axis Top y On-Axis Bottom.

8. EASE SPEAKERLAB: SIMULACIONES

El objetivo principal de las simulaciones realizadas en este *software*, será en primer lugar, comprobar si los valores de retardo obtenidos en la interfaz, que propician alineamiento en el eje, proporcionan igualmente alineamiento en la directividad horizontal y vertical de la unidad *Top-210*. En segundo lugar, el objetivo será comprobar si dichos valores permiten este “alineamiento directivo” cuando existe interacción entre dos unidades. Por último, se comprobará esto mismo efecto cuando se trata de una formación tipo *line array* con la configuración obtenida en el apartado anterior, que corresponde con la aplicada en el concierto.

Las simulaciones de la respuesta directiva de una unidad se realizarán a 1.5 m, antes y después de aplicar el retardo obtenido en la interfaz diseñada. Cuando se trate de la respuesta directiva de la combinación de dos unidades, las simulaciones se realizarán a 5 m de distancia, antes y después de aplicar este mismo retardo. La razón de elegir una distancia mayor a que para la que se calcularon los retardos se debe a que SpeakerLab realiza los cálculos en el eje de coordenadas, es decir en (x, 0, 0), por lo que se estima que a esa distancia, la diferencia de caminos entre ambas unidades será despreciable. Por último, se realizarán simulaciones con el sistema al completo (ocho unidades) a 10 m, según la configuración obtenida en el apartado anterior. Para todas las simulaciones se ha elegido un filtrado Linkwitz-Riley de segundo orden ya que se comprobó que la respuesta combinada de los transductores de medios y agudos posee un *ripple* de menor magnitud.

Respuesta directiva para una unidad antes y después de aplicar retardo:

Como se mostró en el apartado *Respuestas y valores de retardo obtenidos en la optimización a través de la interfaz* de esta misma sección, cuando se aplica un filtrado LR12, la vía de agudos necesita un retardo de 0.7389 ms respecto a la vía de medios para que a 1.5 m la respuesta relativa de fase sea nula en el rango de solapado espectral. También se determinaron los valores del ajuste de sensibilidades entre vías. Para que los niveles en el rango útil de las vías sean equivalentes, es necesario atenuar 3 dB la vía de agudos respecto a la vía de medios. La configuración en ambas vías, queda de la siguiente manera:

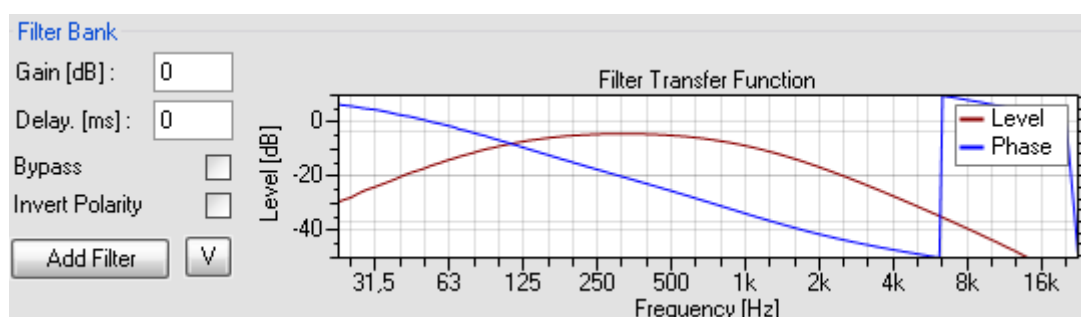


Figura 8.1: Configuración de la vía de medios.

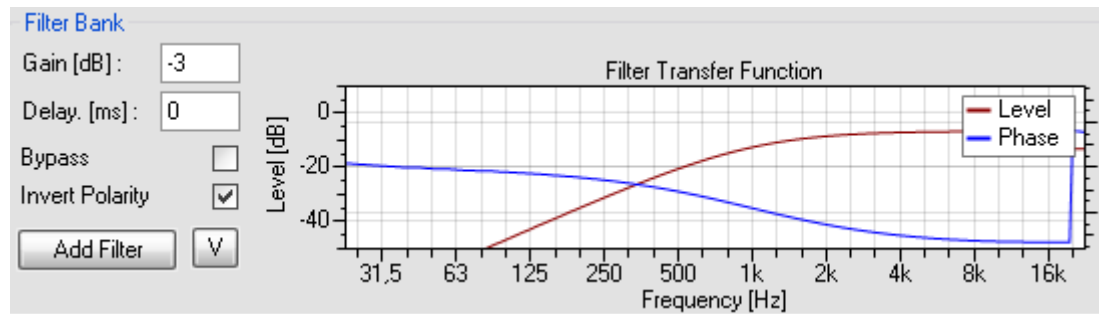


Figura 8.2: Configuración de la vía de agudos sin retardo aplicado.

Los mapas de directividad antes del ajuste de retardo se muestran a continuación:

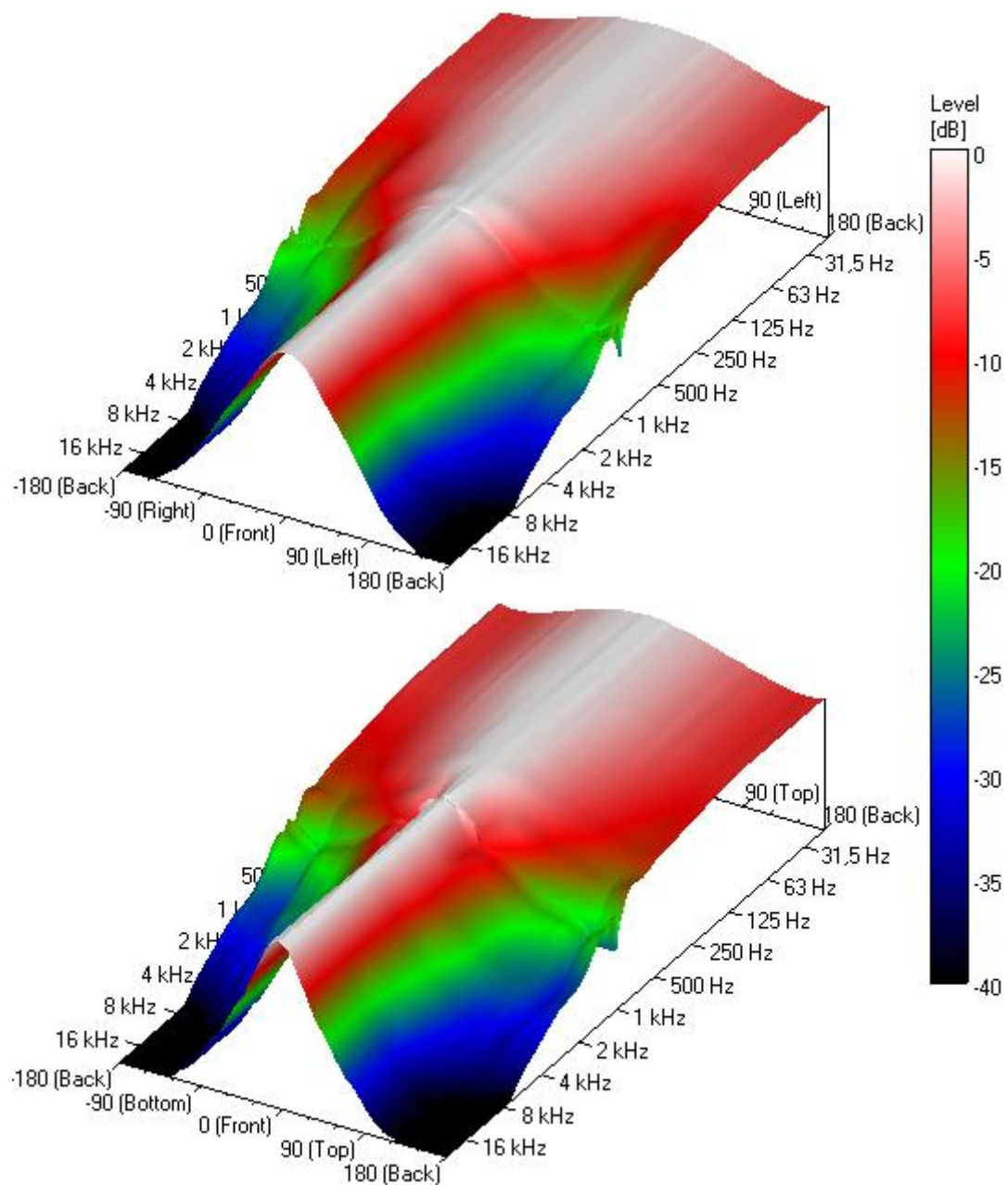


Figura 8.3: Mapas 3D de directividad horizontal y vertical sin retardo aplicado en la vía de agudos.

La configuración de la vía de agudos una vez aplicado el retardo queda de la siguiente manera:

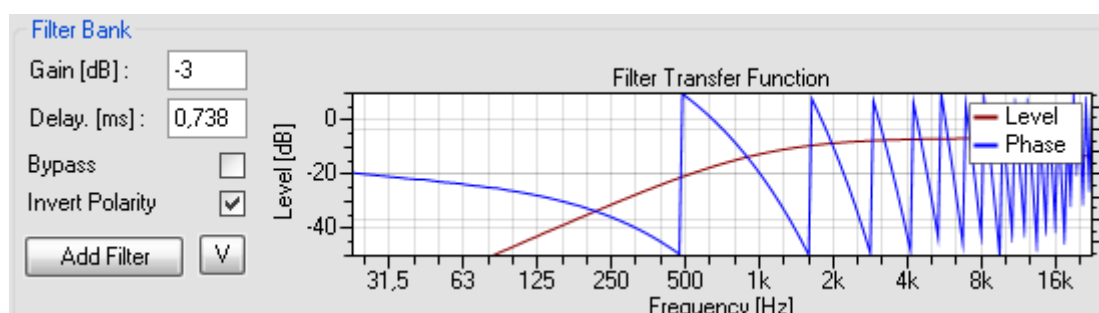


Figura 8.4: Configuración de la vía de agudos con retardo aplicado.

Los mapas obtenidos una vez aplicado el retardo se muestran a continuación:

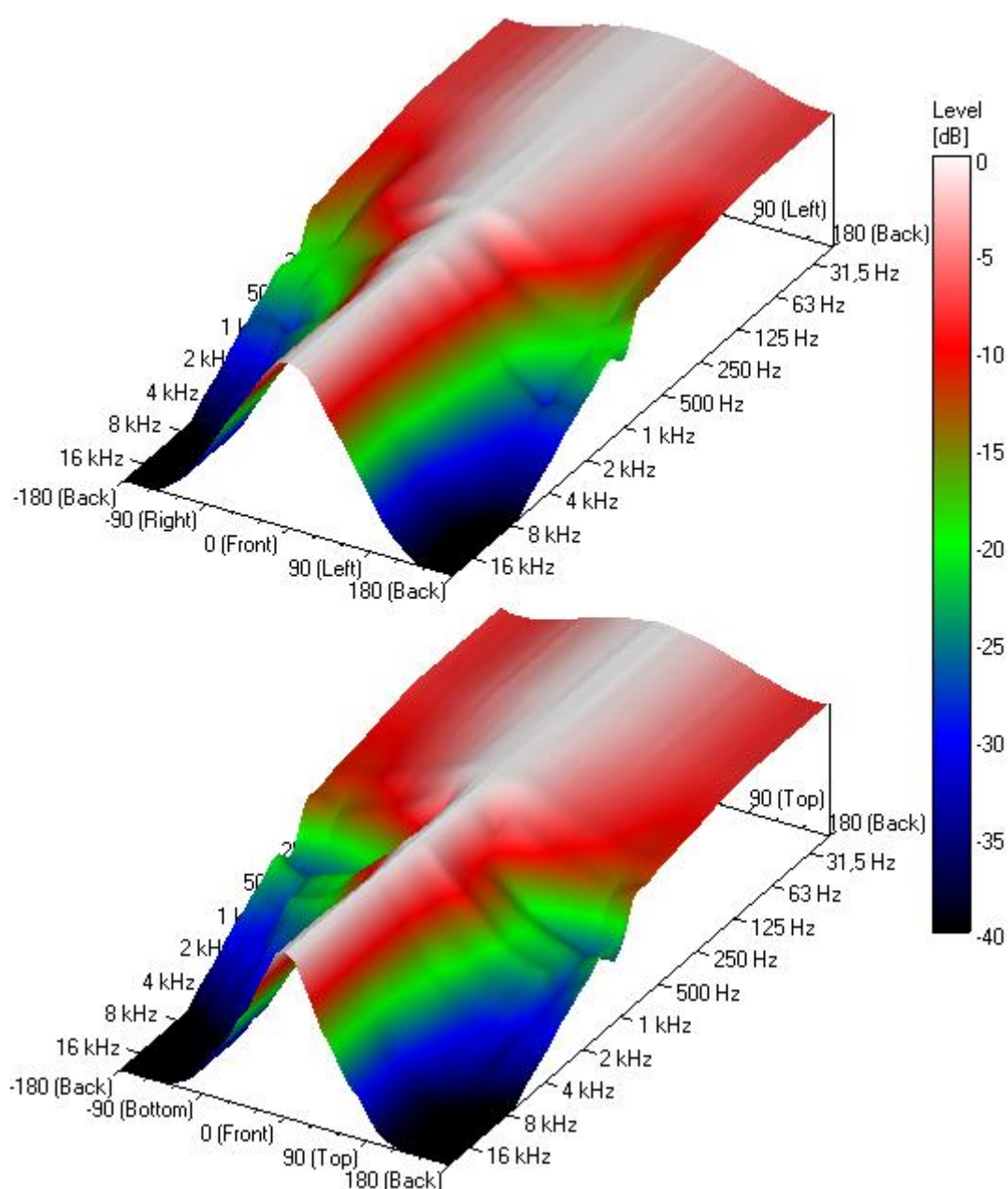


Figura 8.5: Mapas 3D de directividad horizontal y vertical con retardo aplicado en la vía de agudos.

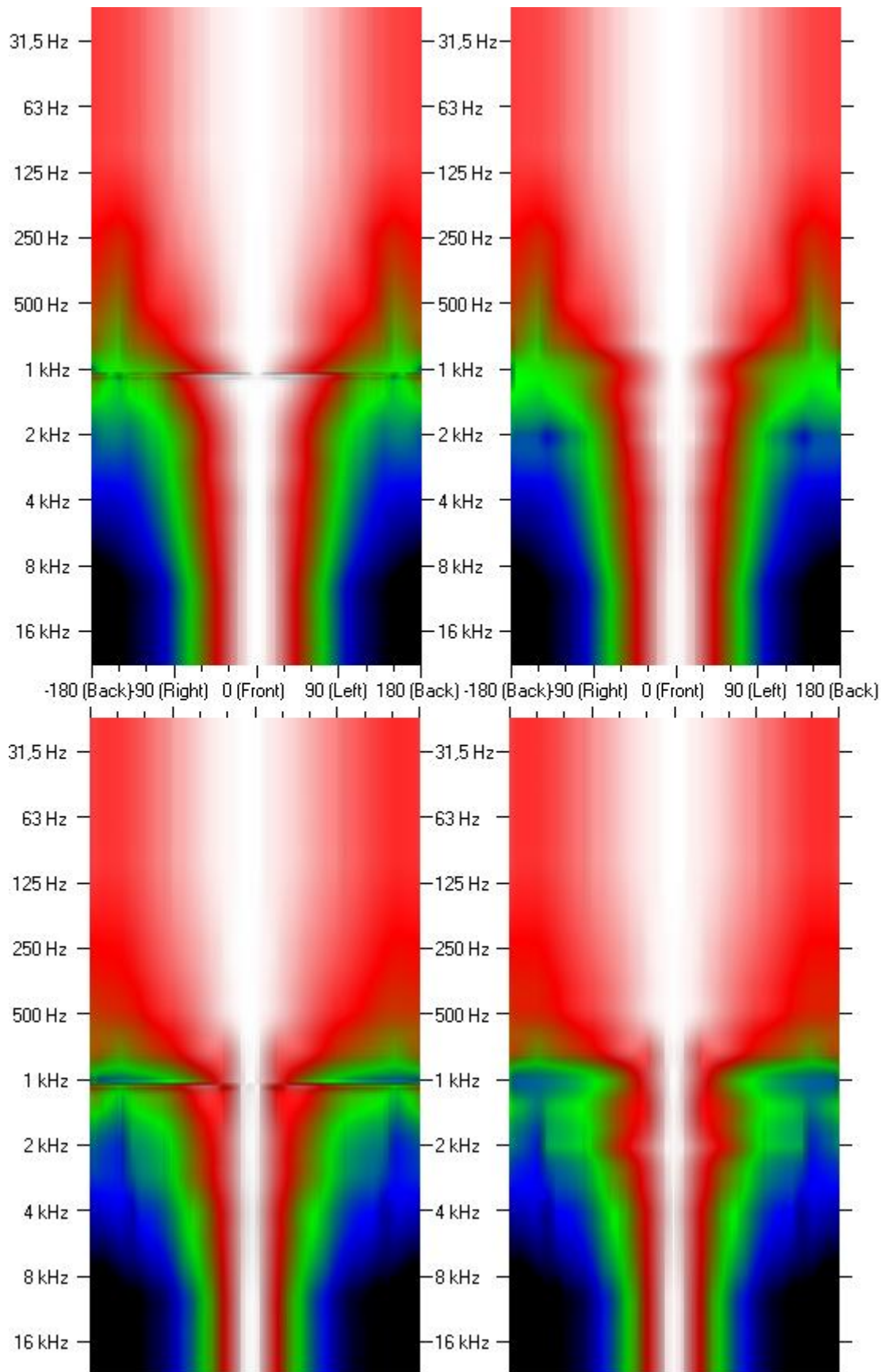


Figura 8.6: Mapas de directividad. Arriba se tienen los mapas de directividad horizontal sin retardo y con retardo aplicado. Abajo se tienen los mapas de directividad vertical sin retardo y con retardo aplicado.

Respuesta directiva para dos unidades antes y después de aplicar retardo:

Para este caso, la configuración aplicada a cada una de las unidades será la misma que en el apartado anterior. La única diferencia será la distancia a la cual se realizan las simulaciones, que en este caso es 5 m. Como se comentó anteriormente, simular la respuesta directiva a esta distancia minimiza la diferencia de caminos entre ambas unidades, que en este caso será de aproximadamente 1.1 cm al estar separados los centros acústicos cerca de 30 cm. Este desajuste existe porque la simulación se realiza en el eje de coordenadas $(x, 0, 0)$. A partir de cierta distancia la diferencia de caminos será despreciable. Sin embargo, cabe la posibilidad de que para esta diferencia de caminos aparezcan cancelaciones. En cualquier caso, serán obviadas ya que no aparecerían si las simulaciones se realizasen en el punto intermedio entre ambas unidades.

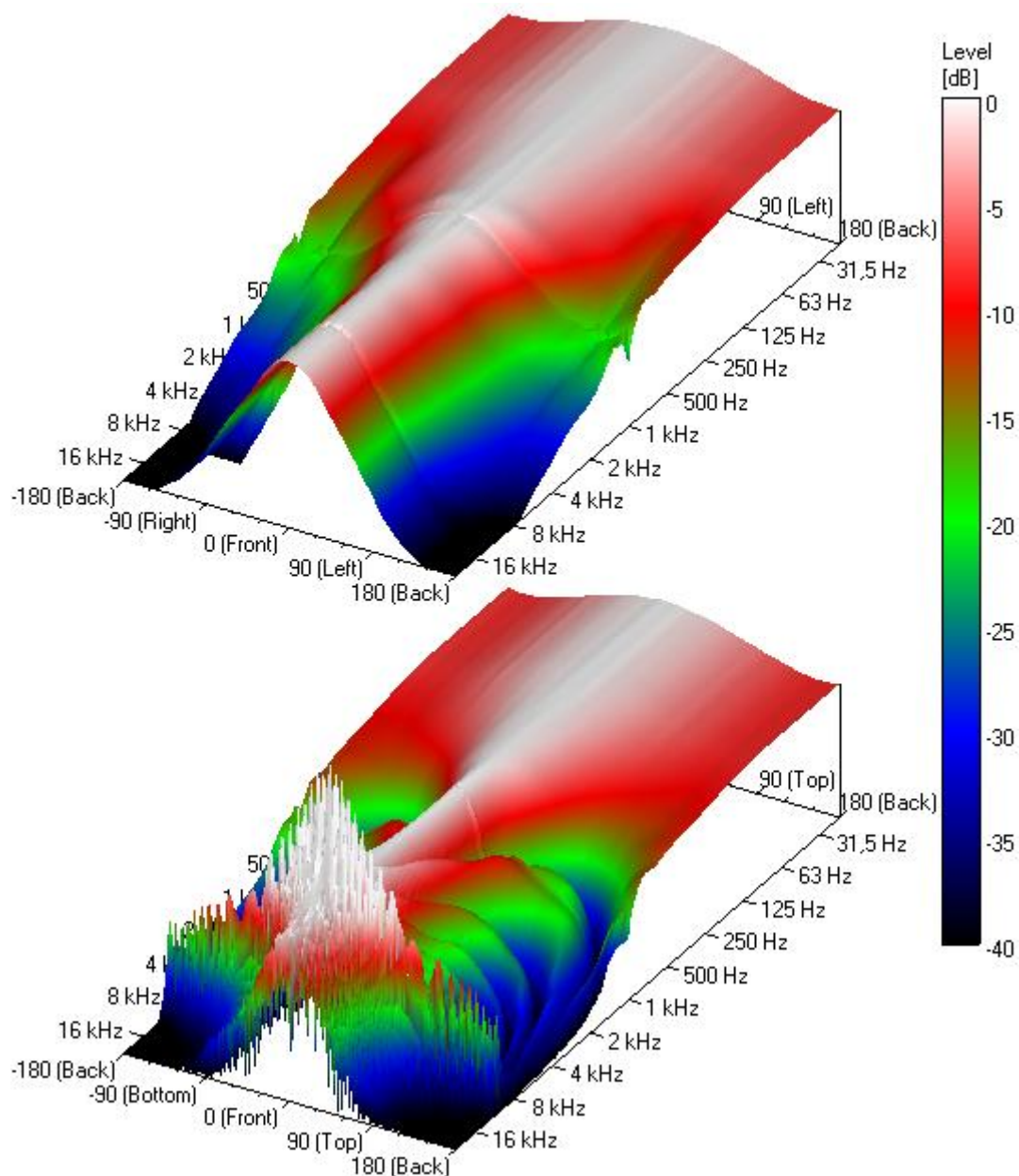


Figura 8.7: Mapas 3D de directividad horizontal y vertical sin retardo aplicado en la vía de agudos.

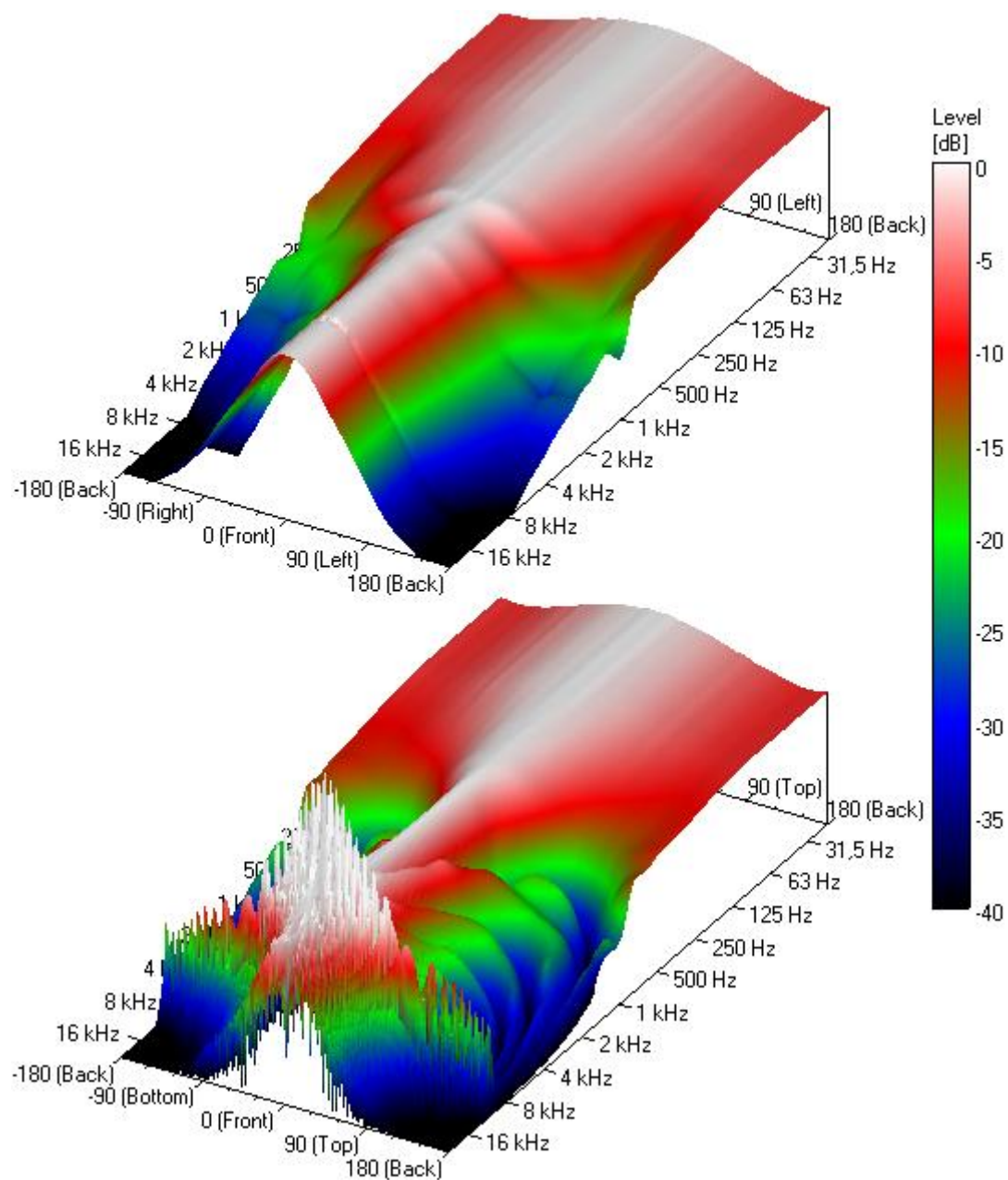


Figura 8.8: Mapas 3D de directividad horizontal y vertical con retardo aplicado en la vía de agudos.

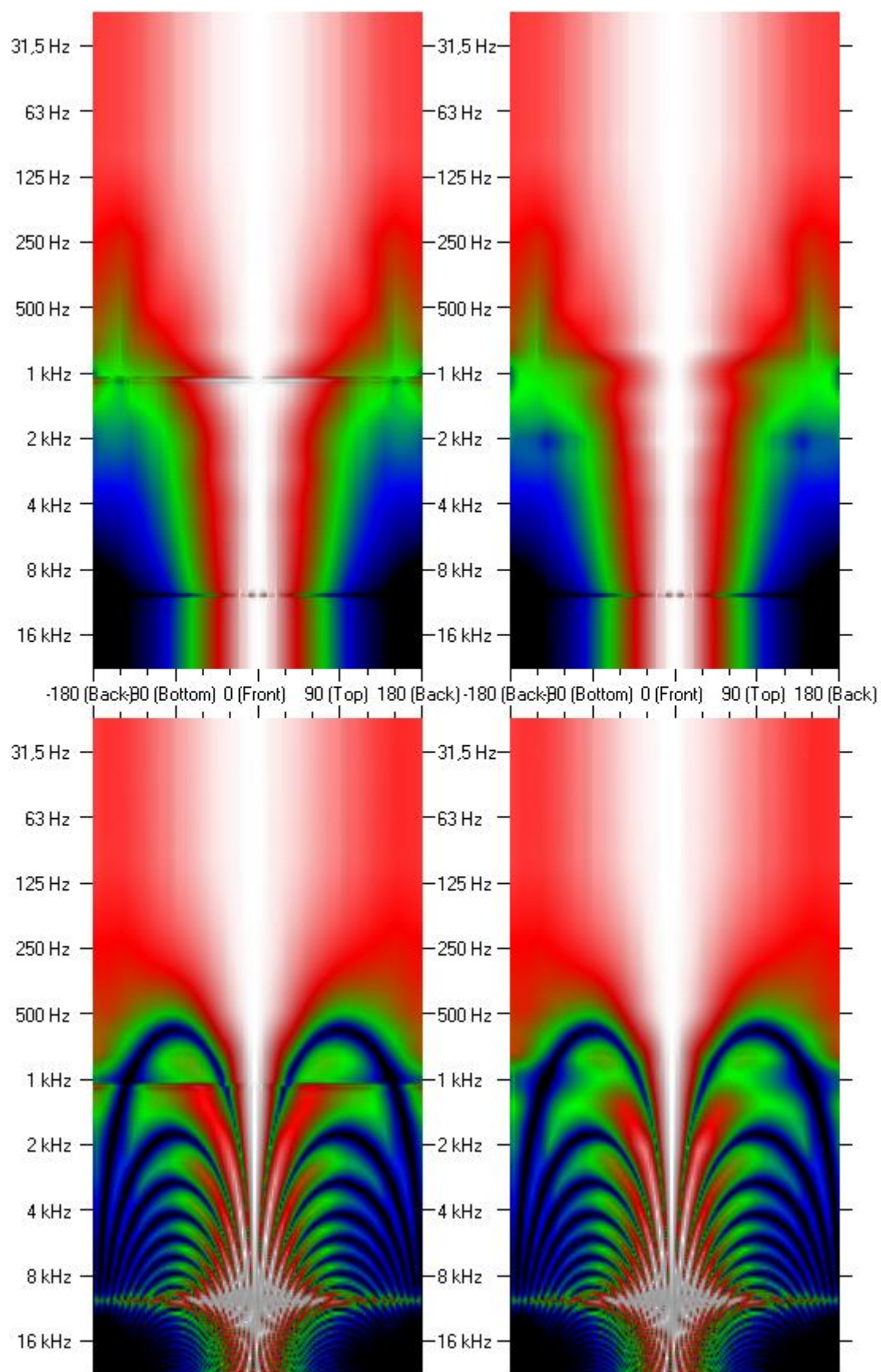


Figura 8.9: Mapas de directividad. Arriba se tienen los mapas de directividad horizontal sin retardo y con retardo aplicado. Abajo se tienen los mapas de directividad vertical sin retardo y con retardo aplicado.

Respuesta directiva para una formación tipo *line array*, antes y después de aplicar el mismo retardo:

Para el caso del *line array* la configuración en cada unidad es la misma, por lo que se mantiene el ajuste de sensibilidades y se aplica el mismo retardo a la vía de agudos, en caso de ser requerido. Sin embargo, los niveles de ganancia relativos entre unidades, y las angulaciones de cada una de ellas, serán las determinadas en el apartado *EASE Focus I: Simulación para el evento* en esta misma sección. Concretamente, la configuración establecida del *line array* se muestra en la figura 8.10.

Las simulaciones se han realizado a 20 m por el mismo motivo que en el caso de dos unidades. Puesto que se consideró que 5 m era una distancia suficiente como para que la diferencia de caminos entre ambas cajas fuese prácticamente equivalente, para ocho cajas se ha considerado que a 20 m ocurrirá lo mismo.

La configuración establecida en SpeakerLab se muestra a continuación:

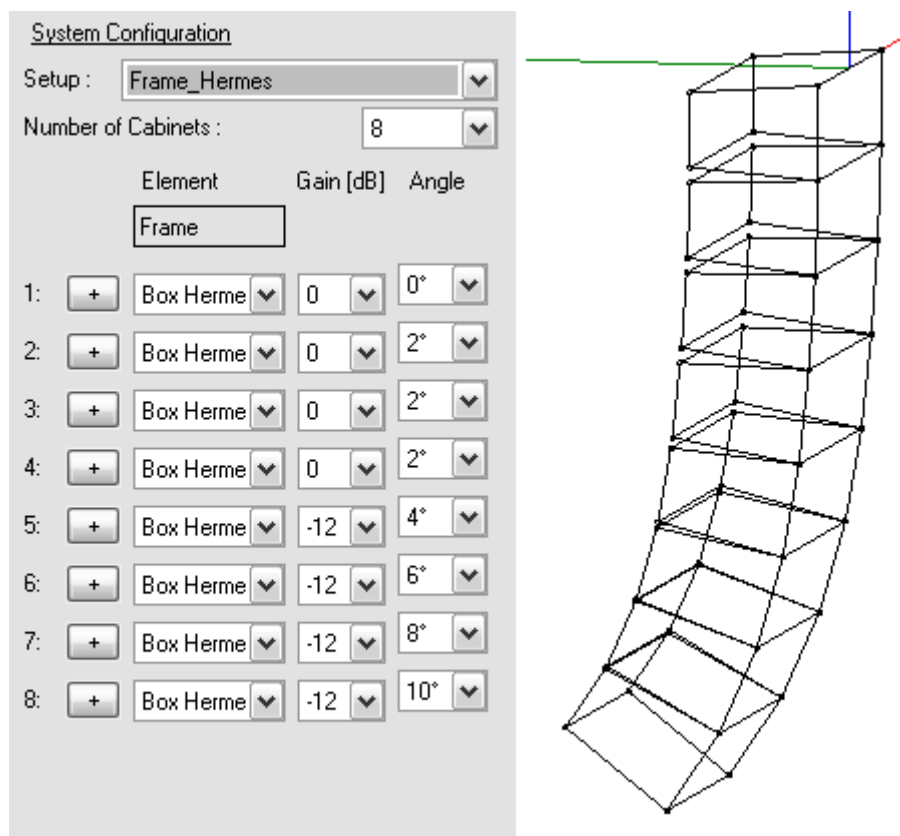


Figura 8.10: Configuración Line array.

Siguiendo el mismo orden que en los apartados anteriores, se presentan los mapas de directividad obtenidos:

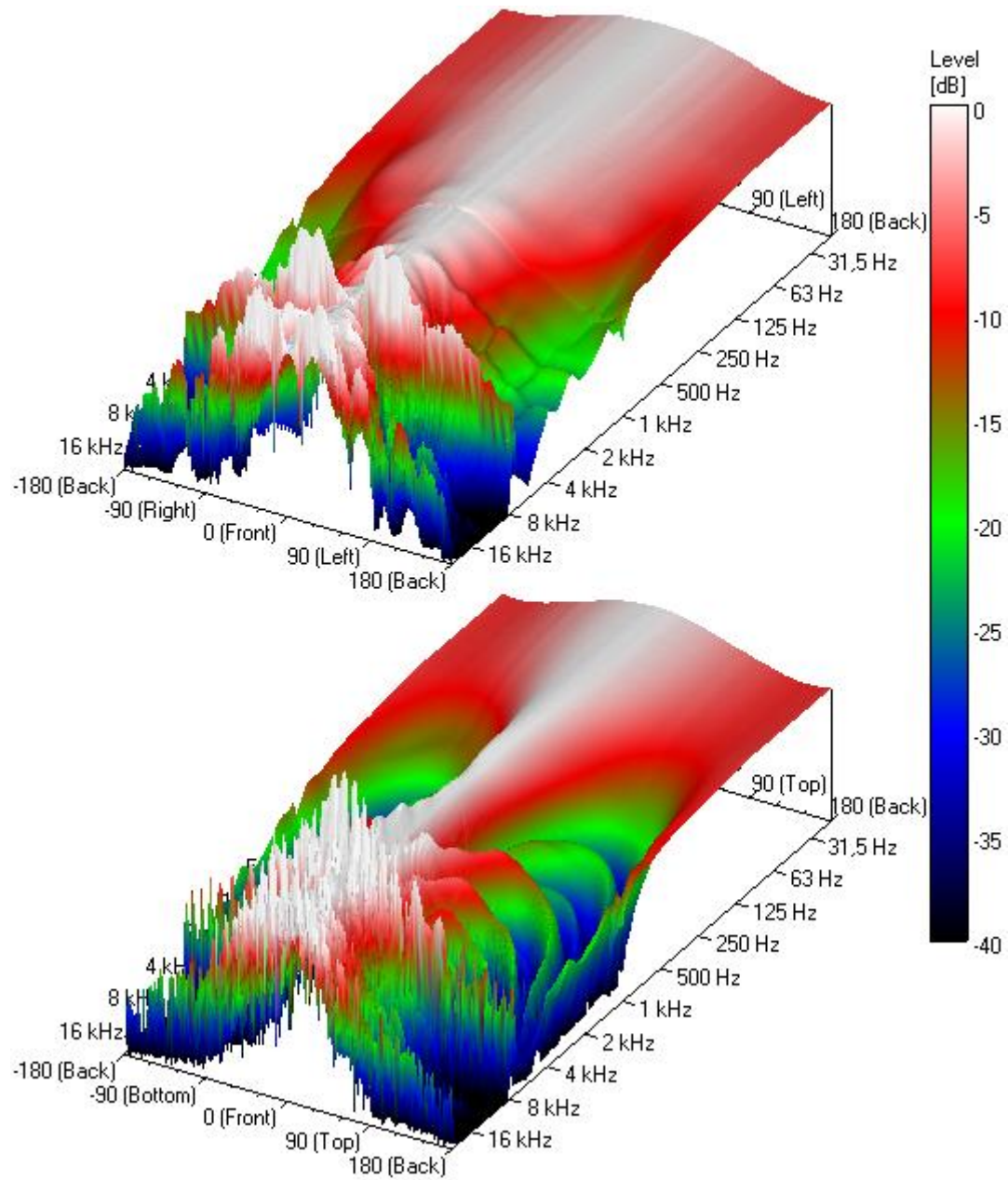


Figura 8.11: Mapas 3D de directividad horizontal y vertical sin retardo aplicado en la vía de agudos.

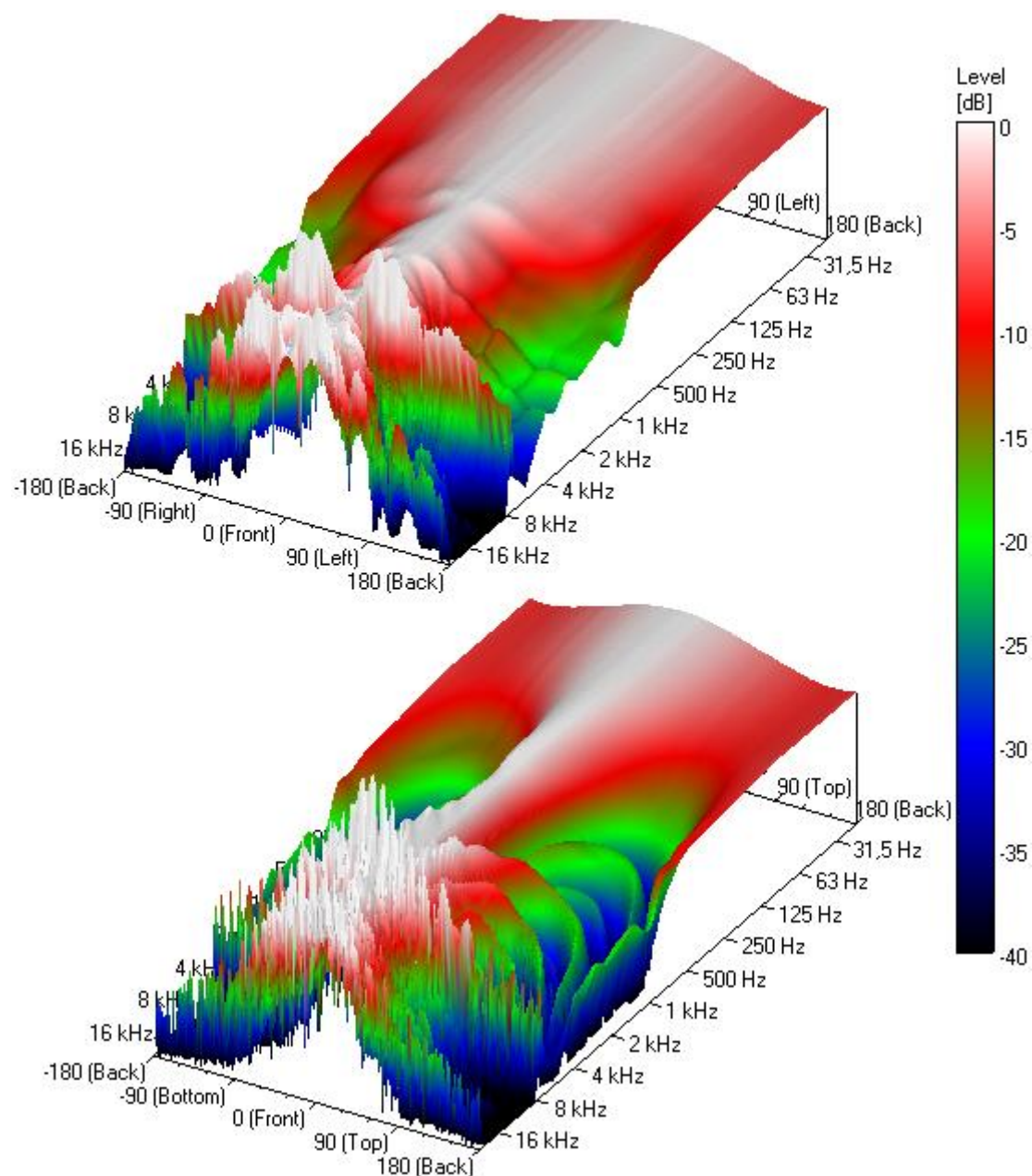


Figura 8.12: Mapas 3D de directividad horizontal y vertical con retardo aplicado en la vía de agudos.

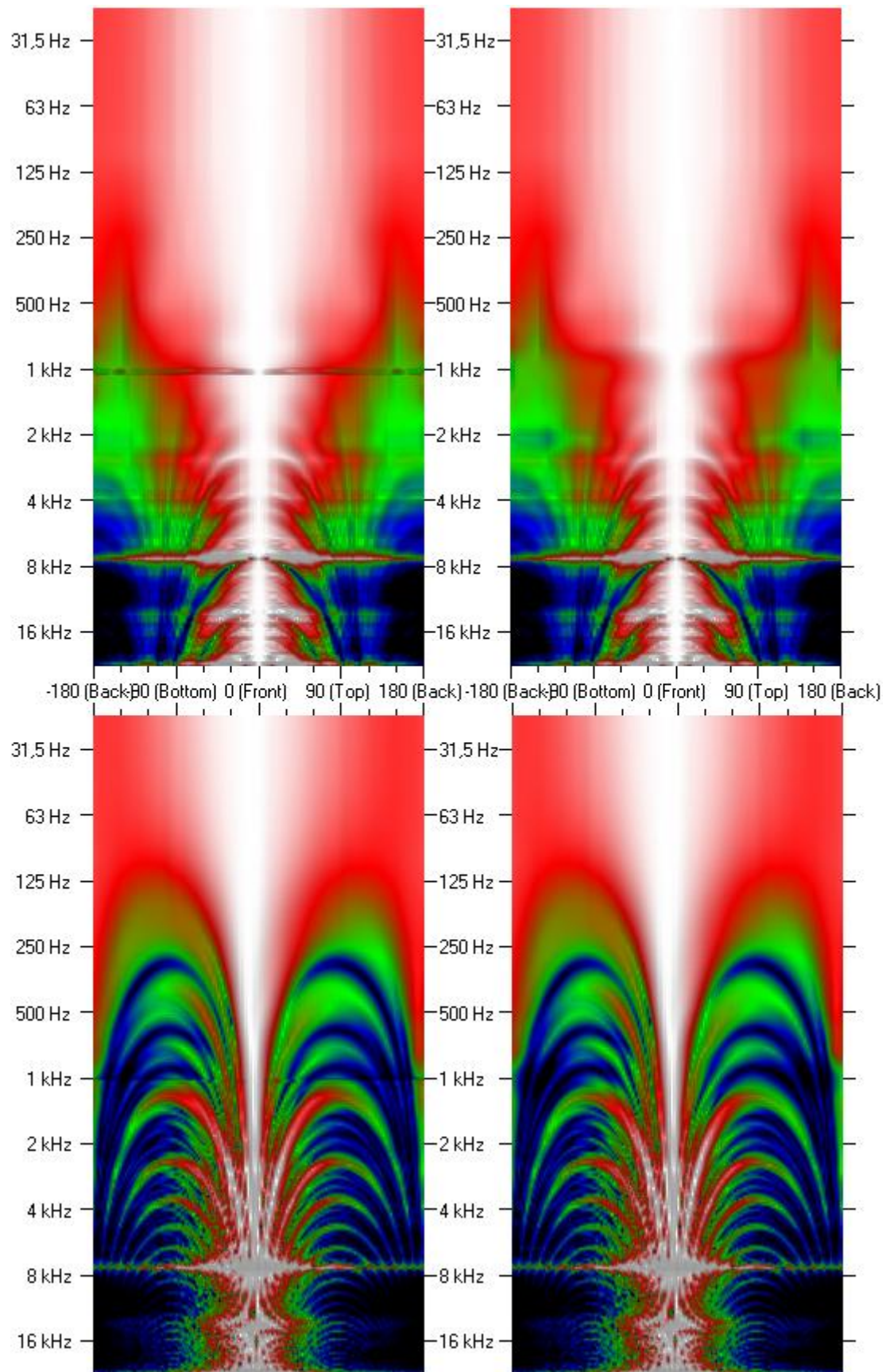


Figura 8.13: Mapas de directividad. Arriba se tienen los mapas de directividad horizontal sin retardo y con retardo aplicado. Abajo se tienen los mapas de directividad vertical sin retardo y con retardo aplicado.

Análisis de resultados:

- La falta de alineamiento tiene como consecuencia cancelación únicamente a la frecuencia de cruce y se extiende en los planos vertical y horizontal de directividad.
- Para los tres casos se ha comprobado que el valor de retardo aplicado es válido y proporciona alineamiento a la frecuencia de cruce en cada uno de los planos de directividad.
- Las distancias elegidas para las simulaciones con dos cajas y con la formación *line array*, no han sido lo suficientemente grandes como para evitar que en alta frecuencia se produzcan ciertas cancelaciones. Sin embargo, se han producido para frecuencias superiores a la de cruce por lo que ha sido posible comprobar el efecto de alineamiento en la directividad.
- Para la optimización del equipo se partirá con estos valores de retardo.

9. SMAART LIVE 7: MEDIDAS IN SITU

Para la realización de las medidas in situ, se ha partido con la siguiente configuración en el procesador correspondiente al canal L de la consola de mezclas. Las ecualizaciones se han realizado en los canales de entrada In A e In B. Las respuestas de fase mostradas son las obtenidas tras compensar el retardo de propagación. El montaje de la medida se muestra en la figura 6.2.1 (sección *Desarrollo del proyecto*).

	Graves		Graves		Medios		Medios		Agudos		Agudos	
In/Out	In A	In B	Out 1	Out 2	Out 3	Out 4	Out 5	Out 6	Out 7	Out 8	Out 9	Out 10
Name	Top	Bottom	Subs LC	Subs L	Top	Bottom	Top	Bottom	Top	Bottom	Top	Bottom
Source			Low	Low	Mid	Mid	Hi	Hi				
Gain [dB]	0	-12	-5	1	0	0	-3.5	-3.5				
Limiter	Off	Off	On	On	On	On	On	On				
Threshold [dBu]	-	-	4.8	4.8	5.8	5.8	-1.1	-1.1				
Over [dB]	-	-	3	3	3	3	2	2				
Attack	-	-	Fast	Fast	Fast	Fast	Fast	Fast				
Release	-	-	Med	Med	Med	Med	Slow	Slow				
DEQ	Off	Off	Off	Off	Off	Off	Off	Off				
Threshold [dBu]	-	-	-	-	-	-	-	-				
Ratio	-	-	-	-	-	-	-	-				
Attack	-	-	-	-	-	-	-	-				
Release	-	-	-	-	-	-	-	-				
EQ Bypass	Off	Off	On	On	On	On	On	On				
Delay Link	Off	Off	Off	Off	Off	Off	Off	Off				
Delay [ms]	0	0	25.74	25.74	20	20	20.72	20.72				
Polarity	Normal	Normal	Normal	Normal	Normal	Normal	Invert	Invert				
Hi-Xover [Hz]	OUT	OUT	100	100	1000	1000	16 k	16 k				
Low-Xover [Hz]	OUT	OUT	OUT	OUT	100	100	1000	1000				
Hi-Shape	OUT	OUT	LR24	LR24	LR12	LR12	OUT	OUT				
Low-Shape	OUT	OUT	OUT	OUT	LR24	LR24	LR12	LR12				

Tabla 9.1

Como se puede apreciar, se han mantenido las relaciones de niveles en cada vía obtenidas en la interfaz. La configuración de filtrado ha sido LR24 - LR12, y los valores aplicados a cada vía han sido los proporcionados por la interfaz y se muestran en la tabla 3.5. Se han sumado 20 ms a cada uno de ellos de cara a aplicar la técnica de Joan La Roda. Así, las vías podrán adelantarse o retrasarse. Por otro lado, los valores de limitación son los obtenidos en *Ajuste de los limitadores* en esta misma sección.

En primer lugar, se han calibrado los subsistemas Top y Bottom por separado en sus respectivas posiciones On-Axis Bottom y On-Axis Top (figura 5.11 de la sección *Desarrollo del proyecto*). A continuación se han ajustado los subsistemas en la posición X-Over Top-Bottom, cuando radian

conjuntamente. Por último, se ha hecho un reajuste en las mismas posiciones, con todos los subsistemas radiando conjuntamente.

Posición On-Axis Bottom:

La primera posición de micro ha sido la posición On-Axis Bottom, cuya coordenada en metros corresponde con (5.5, 8, 1.7). Como se explicó en las simulaciones realizadas en EASE Focus I, la diferencia de niveles entre los puntos On-Axis Top y On-Axis Bottom era en promedio 12 dB, por lo que ha sido aplicada en la entrada In B. Los ajustes realizados han sido los siguientes:

- Ajuste de nivel en los mandos de ganancia de la tarjeta de sonido *MOTU 828 MKII*. Dichos niveles no serán modificados a lo largo de estas medidas.
- Ajuste de niveles en las vías Out 4 y Out 6.
- Una vez ajustado, se ha tomado el nivel como estándar.
- Se ha requerido aplicar ecualización en la entrada In B.

Las representaciones gráficas obtenidas han sido las siguientes:

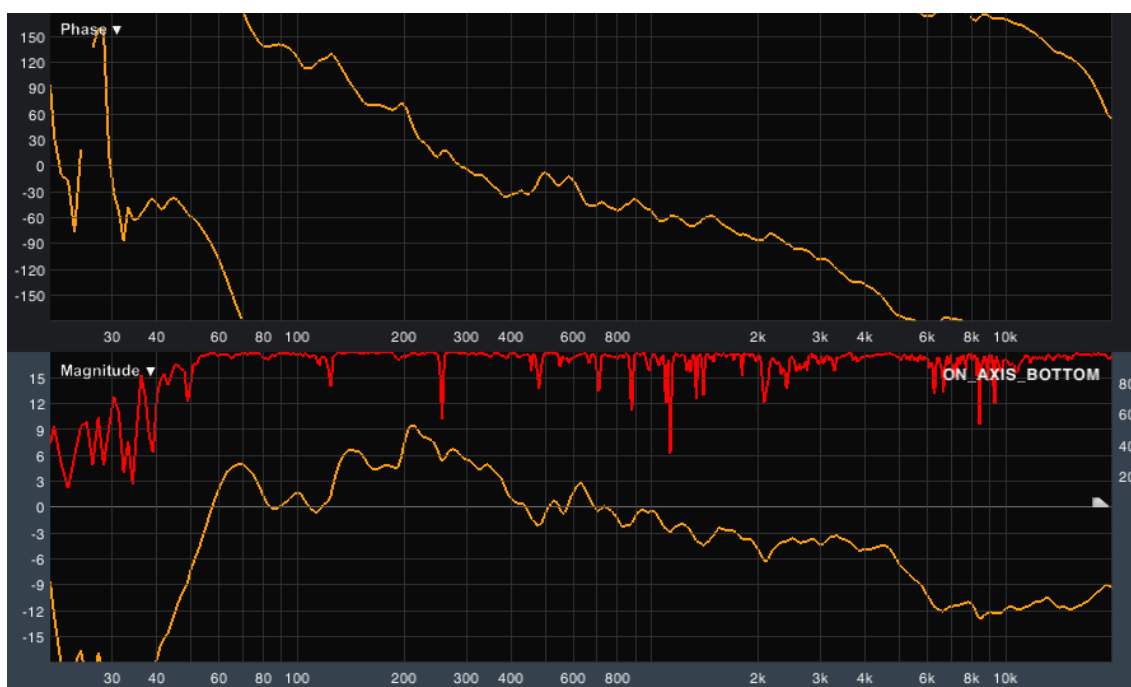


Figura 9.1: Función de transferencia obtenida en la posición On-Axis Bottom.

Como se puede apreciar existe inclinación espectral hacia alta frecuencia (desviación al rosa), por lo que se ha aplicado ganancia a la vía de agudos. Concretamente se han recuperado 2.6 dB, por lo que el valor de ganancia en el canal de salida Out 6 ha quedado en -0.9 dB. Por otro lado, se ha atenuado la vía de medios 1.9 dB para compensar el incremento de nivel en el rango comprendido entre 100 Hz – 400 Hz. Por último, se ha aplicado ecualización en la zona de alta frecuencia. Los parámetros de ecualización han sido los siguientes:

- frecuencia: 12.8 kHz
- Ganancia: +10.5 dB.
- Factor Q: 4.6.

Las representaciones gráficas obtenidas se muestran a continuación:

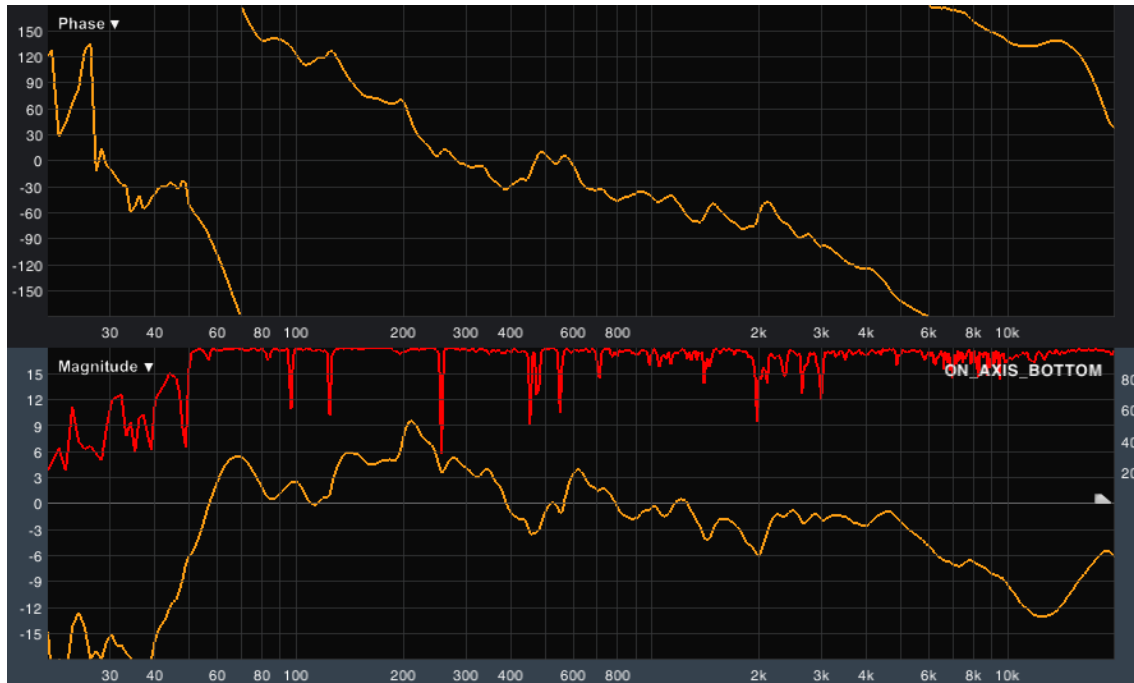


Figura 9.2: Función de transferencia obtenida en la posición On-Axis Bottom, una vez aplicado el ajuste de ganancia de la vía de agudos.



Figura 9.3: Comparación de las funciones de transferencia obtenidas en la posición On-Axis Bottom, antes y después de realizar el ajuste de ganancia de la vía de agudos.

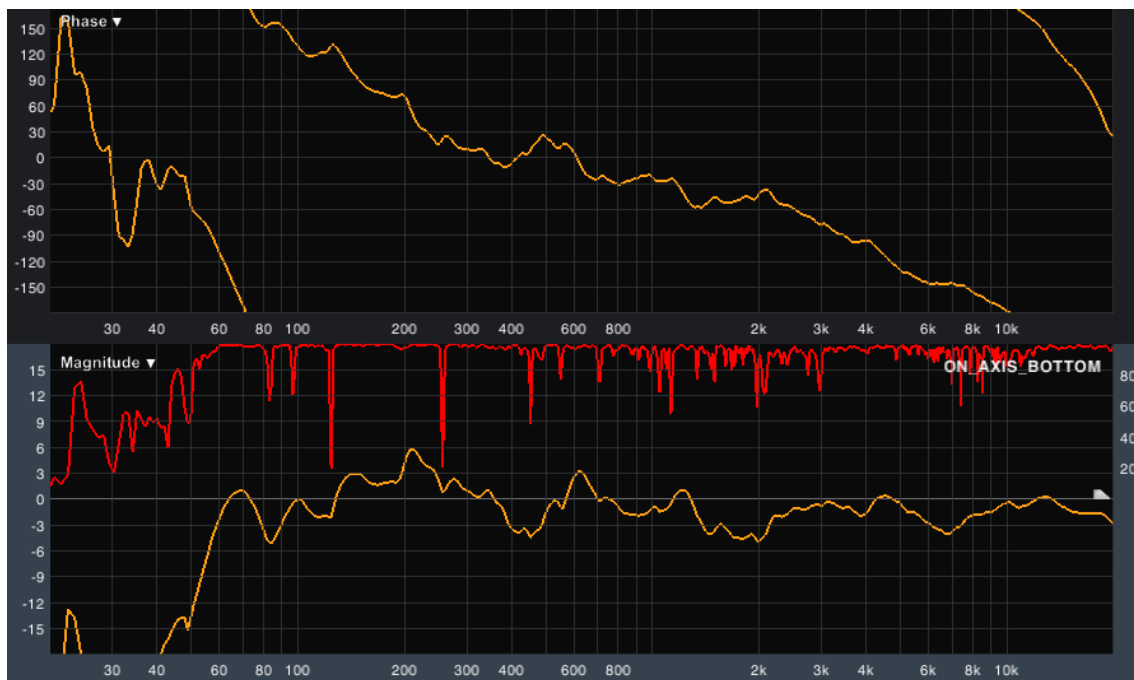


Figura 9.4: Función de transferencia obtenida en la posición On-Axis Bottom, una vez aplicado el ajuste de ganancia de la vía de agudos y a la vía de medios, y una vez aplicada la ecualización.

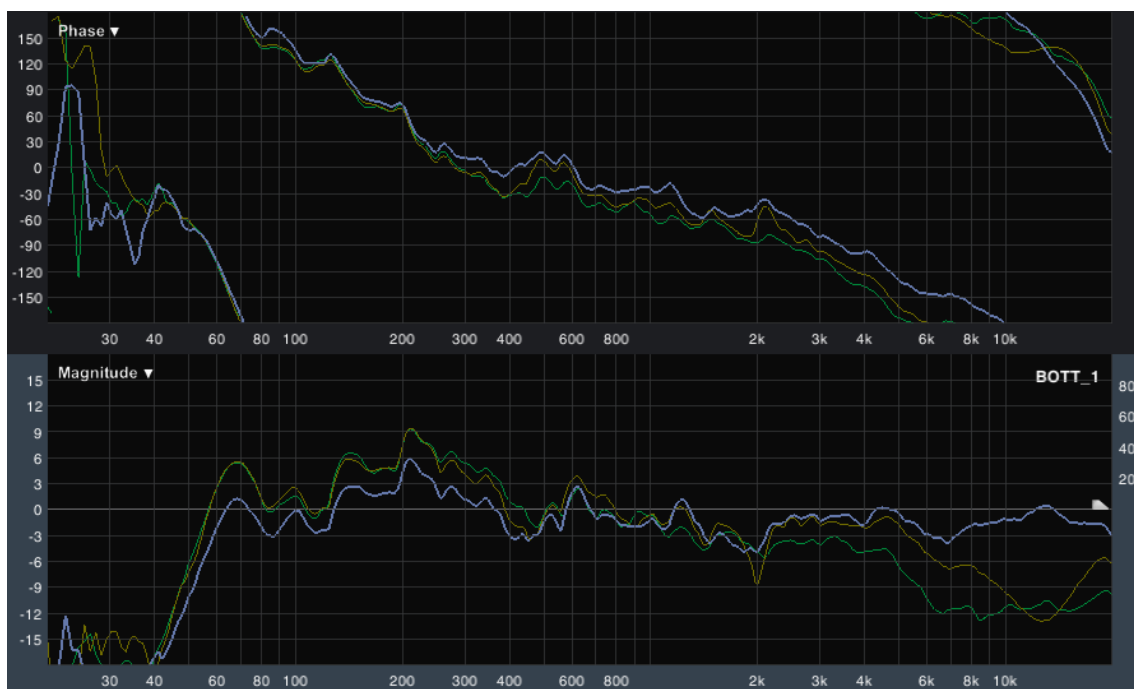


Figura 9.5: Comparación de las funciones de transferencia obtenidas en la posición On-Axis Bottom, antes y después de aplicar los ajustes de ganancia, y de ecualización.

La respuesta mostrada en la figura 9.4, será la establecida como estándar para esta posición. Como puede observarse, el *ripple* tiene una magnitud aproximada de ± 3 dB en el rango de frecuencias aislado (de 360 Hz en adelante).

Posición On-Axis Top:

Esta posición se sitúa en la coordenada (21.7, 8, 1.7). En este caso, la ganancia de la entrada In A se ha mantenido a 0 dB. Las pautas han sido las mismas que para el apartado anterior. En la primera medida, y sin modificar los mandos de ganancia de la tarjeta, se ha hallado la siguiente respuesta:

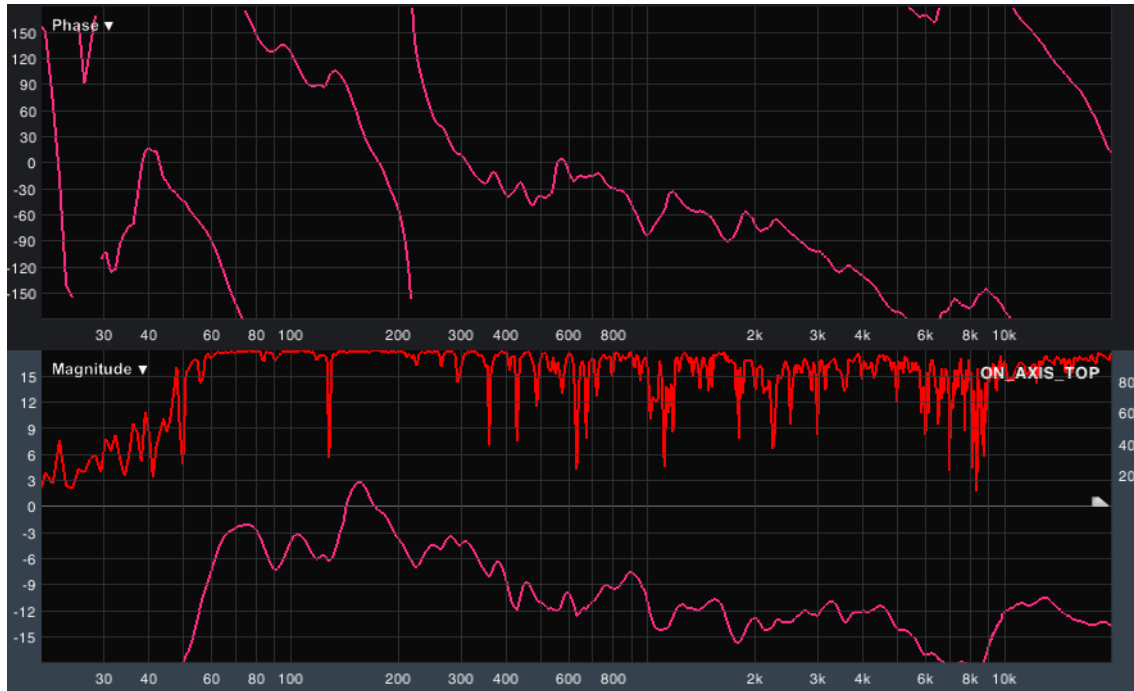


Figura 9.6: Función de transferencia obtenida en la posición On-Axis Top.

Como se puede apreciar, como se puede apreciar, el nivel general de la respuesta es inferior al nivel general de la respuesta On-Axis Bottom. Aplicar -9 dB al canal de envío ALT/MIX de la mesa (que corresponde a la señal de referencia), es equivalente a incrementar en +9 dB la ganancia de entrada In A. Por Al ser este valor muy elevado, y puesto que todavía se ha de analizar la respuesta en X-Over Top-Bottom, se ha optado por atenuar la referencia y ser conscientes de que existen cerca de 9 dB de diferencia global de niveles entre las posiciones On-Axis Top y On-Axis Bottom (en realidad serían 21 dB puesto que ya se aplicó -12 dB a la entrada In B). La respuesta obtenida ha sido la mostrada en la figura 9.7. Además de esto, se ha aplicado un incremento en la vía de agudos de 2.2 dB, por lo que el canal de salida Out 5, ha quedado con -1.3 dB.

Una vez realizado este ajuste, se ha requerido ecualización. Los parámetros de ecualización para la vía de agudos (Out 5) son:

- frecuencia: 6.43 kHz
- Ganancia: +5.5 dB.
- Factor Q: 7.8.

Los parámetros de ecualización para la vía de medios (Out 3) son:

- frecuencia: 6.43 kHz
- Ganancia: +5.6 dB.
- Factor Q: 8.7.

Las representaciones gráficas obtenidas se muestran a continuación:

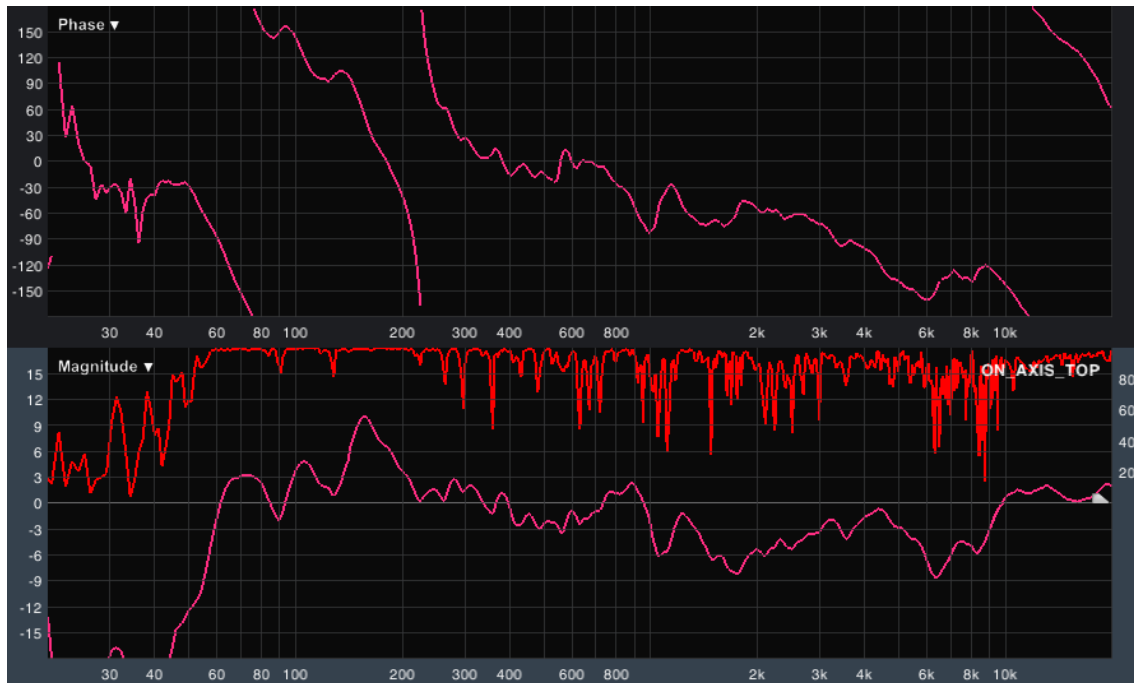


Figura 9.7: Función de transferencia obtenida en la posición On-Axis Top, una vez aplicado el ajuste de ganancia.

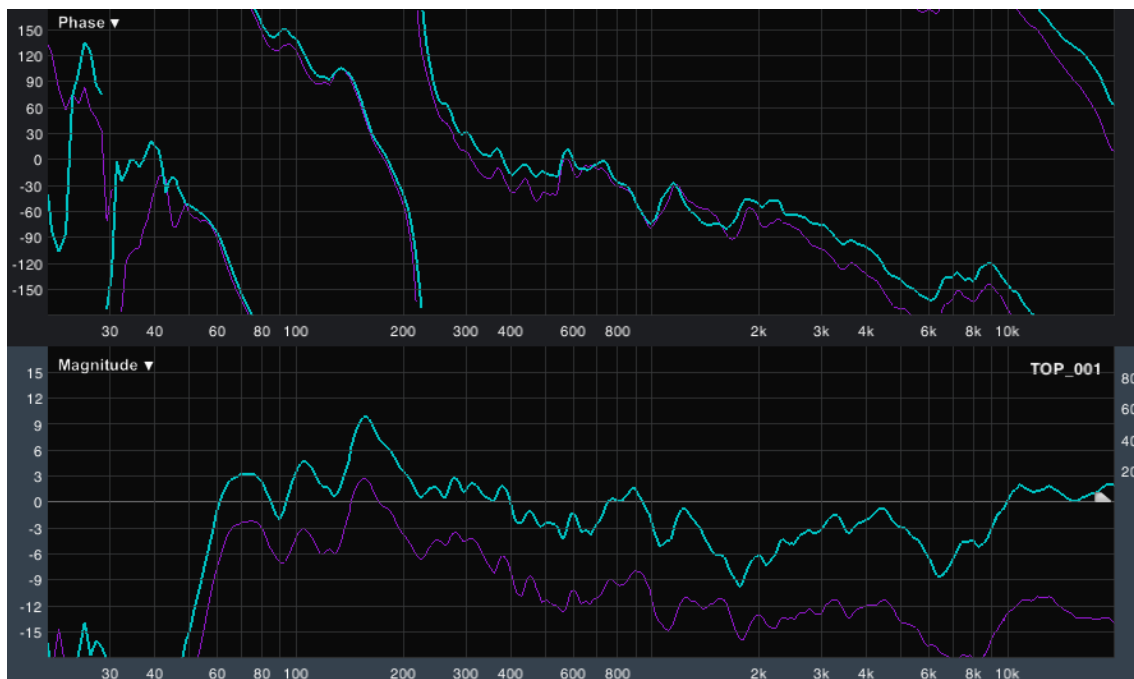


Figura 9.8: Comparación de las funciones de transferencia obtenidas en la posición On-Axis Top, antes (morado) y después (azul) de aplicar el ajuste de ganancia.

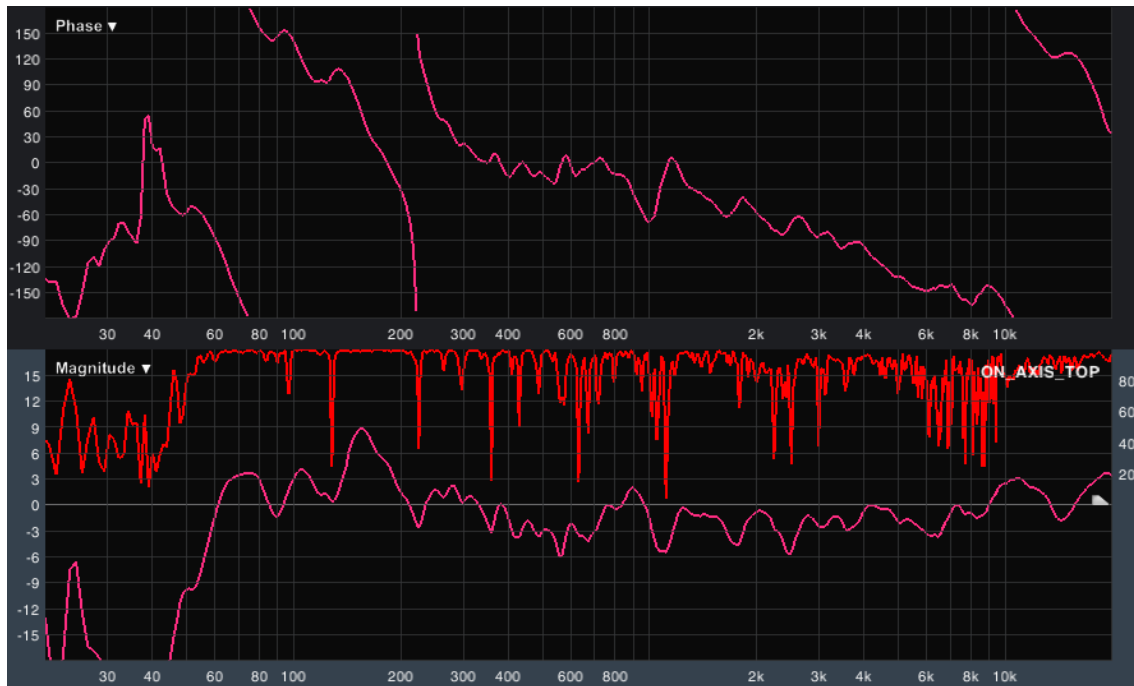


Figura 9.9: Función de transferencia obtenida en la posición On-Axis Top, una vez aplicada la ecualización.

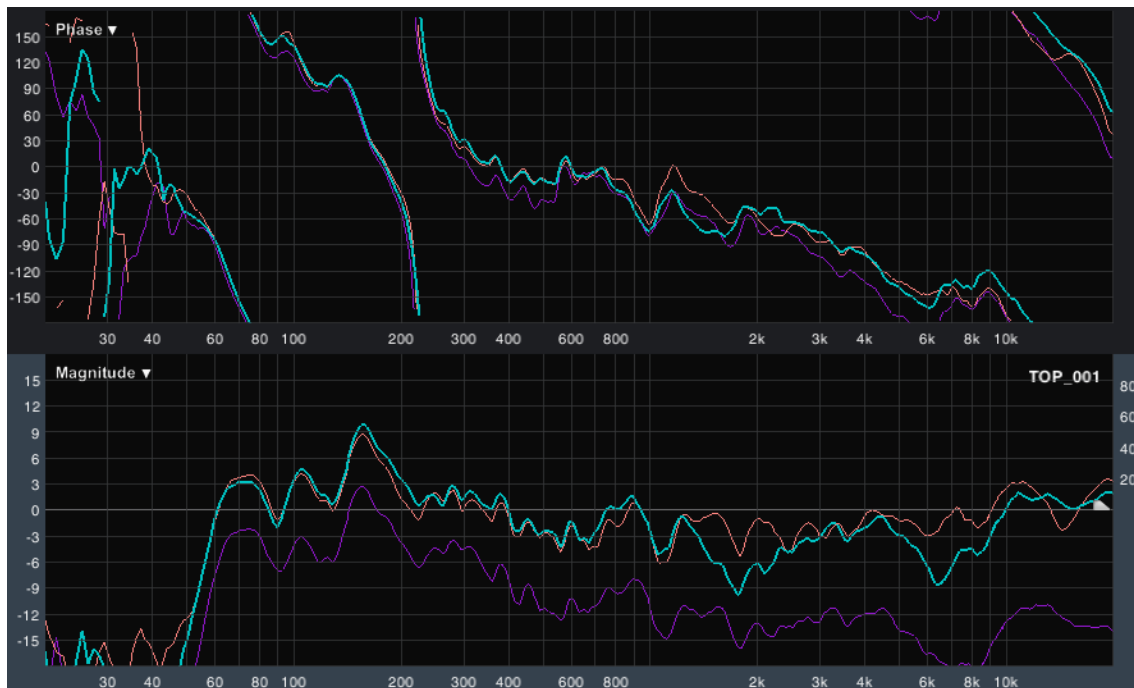


Figura 9.10: Comparación de las funciones de transferencia obtenidas en la posición On-Axis Top, antes (morado y azul) y después (rosa) de aplicar los ajustes de ganancia, y de ecualización.

Como se puede observar, la magnitud del *ripple* en el rango espectral aislado (de 300 Hz en adelante), corresponde aproximadamente con ± 4.5 dB.

De momento no se aplicará en el procesador el incremento necesario para obtener esta respuesta. Se comprobará primero el carácter de la respuesta X-Over Top-Bottom.

Posición X-Over Top-Bottom:

Esta posición tiene como coordenada (12.7, 8, 1.7). Las ganancias de los canales de entrada se han mantenido como sigue:

- In A: 0 dB.
- In B: -12 dB.

Una vez situado el nivel de envío de la salida *ALT/MIX* en su posición original, en la primera medida se obtiene:

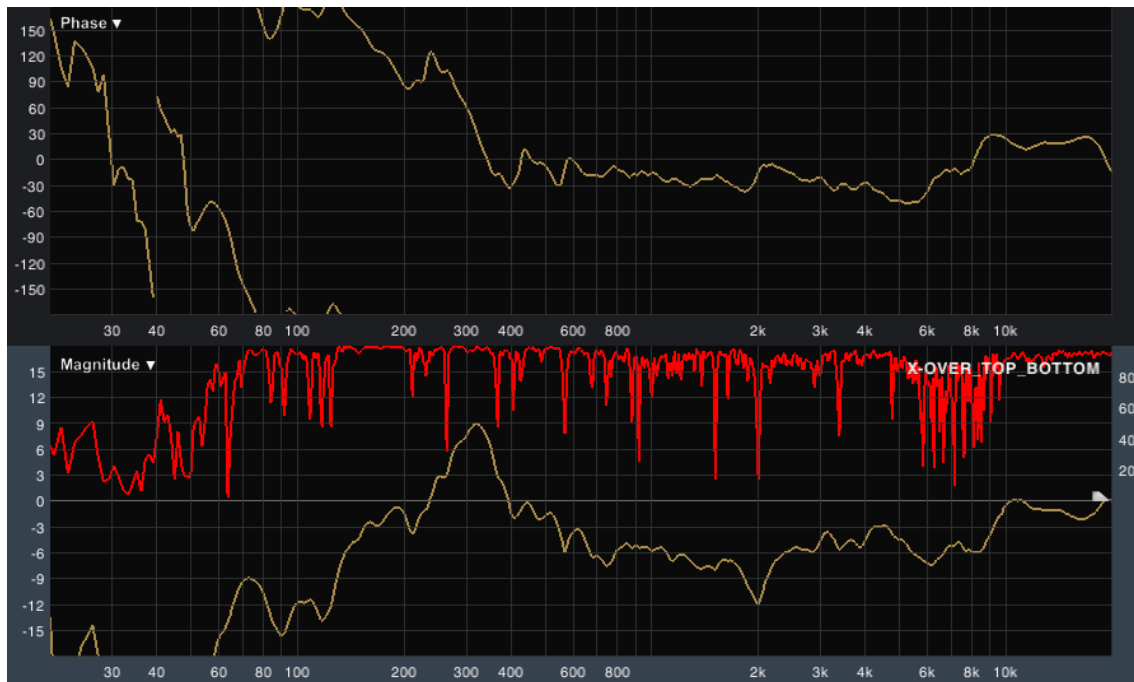


Figura 9.11: Función de transferencia obtenida en la posición X-Over Top-Bottom.

Como puede observarse, existe un incremento de nivel considerable en el rango de frecuencias de mayor interacción (cerca de 300 Hz), y una caída a partir de unos 500 Hz. La decisión que se ha tomado consiste en recuperar nivel en el subsistema Top. Lo lógico sería atenuar el subsistema Bottom puesto que no conviene proporcionar ganancia a su correspondiente canal de entrada. Sin embargo, con el fin de no modificar los mandos de ganancia en la tarjeta, se ha aplicado +6 dB de ganancia en el canal de entrada In A. La respuesta obtenida se muestra en la figura 9.12. Como se observa en esta figura, la respuesta tiene poco *ripple* a partir de 500 Hz. Sin embargo, se observa un incremento importante de nivel cerca de 300 Hz.

El último procedimiento consiste en analizar las variaciones de nivel entre las tres posiciones cuando radian todos los subsistemas del *line array*. Además, es necesario comprobar cómo afecta el incremento de nivel aplicado al subsistema Top en dichas posiciones. Los mandos de nivel no serán modificados.

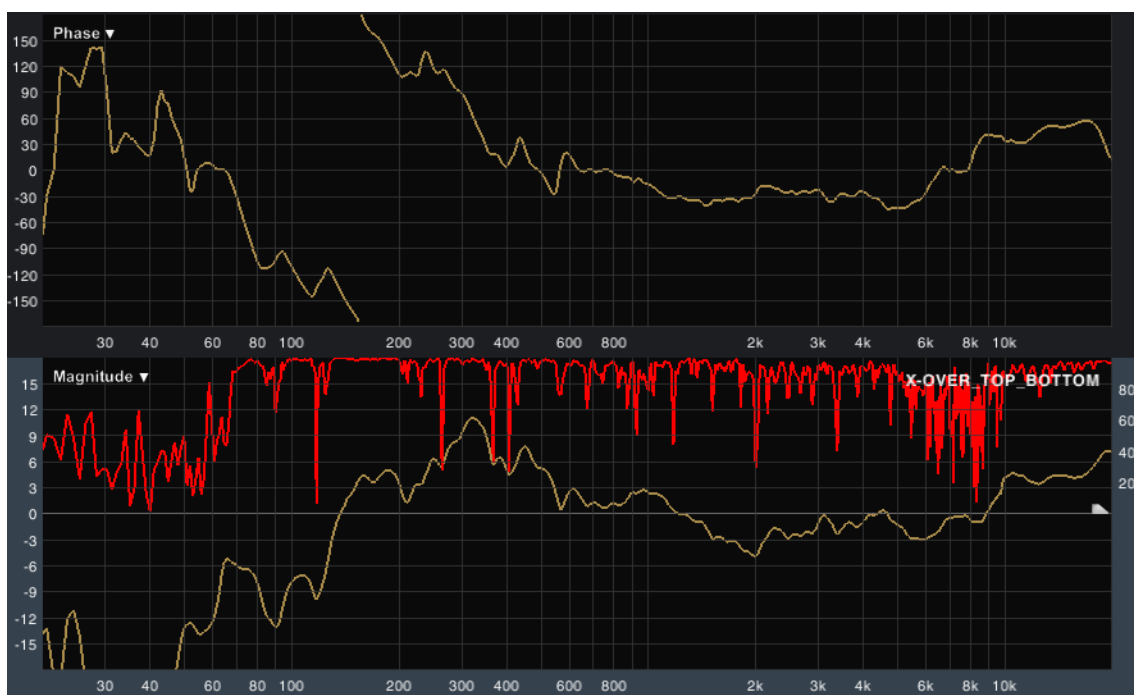


Figura 9.12: Función de transferencia obtenida en la posición X-Over Top-Bottom, tras aplicar +6 dB al subsistema Top.

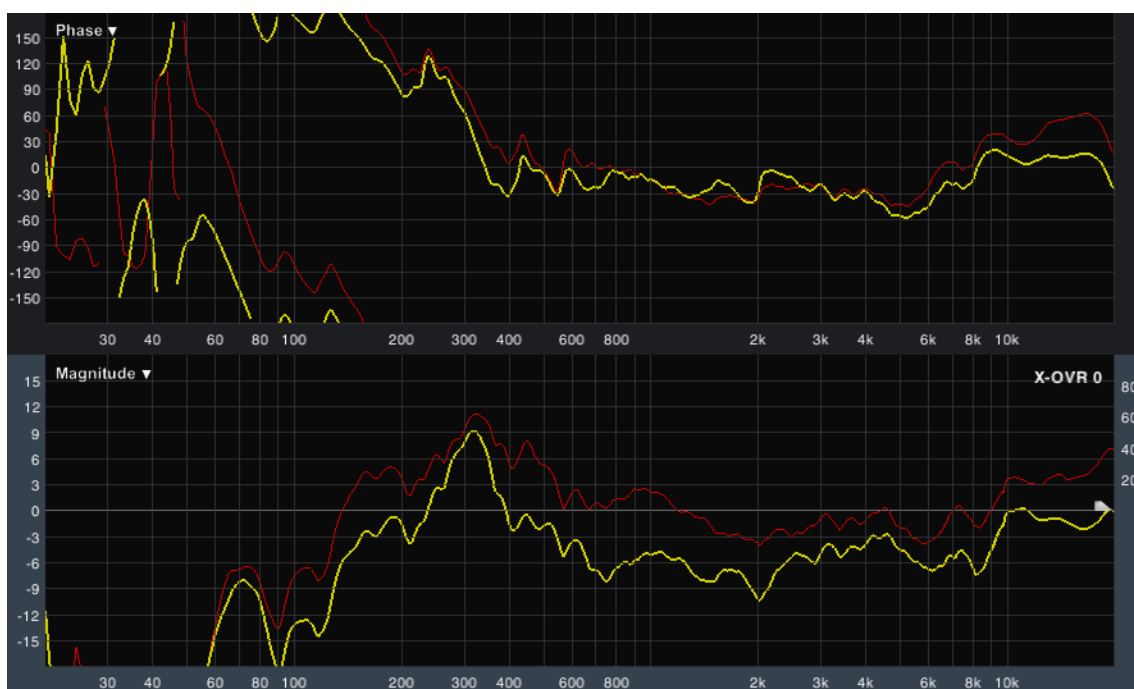


Figura 9.13: Comparación de las funciones de transferencia obtenidas en la posición X-Over Top-Bottom, antes y después de aplicar el ajuste de ganancia.

Primeramente, se comprobará si existe incremento de nivel en la posición On-Axis Top, y a continuación se comprobará lo mismo en la posición On-Axis Bottom. Los resultados obtenidos se muestran seguidamente:

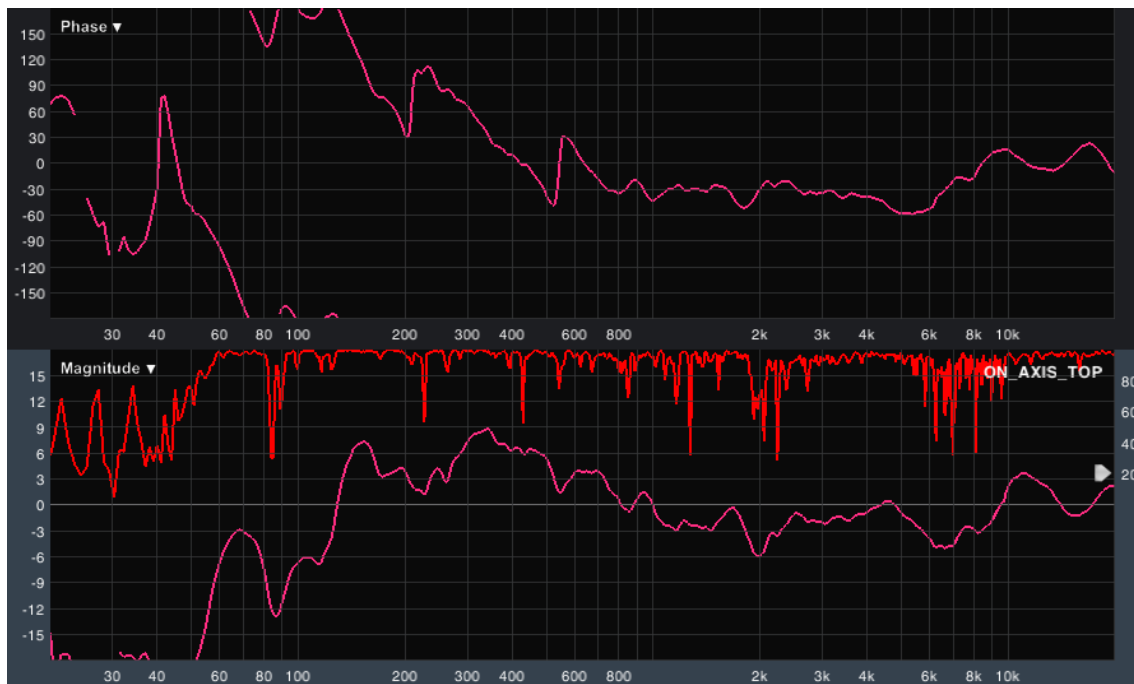


Figura 9.14: Función de transferencia obtenida en la posición On-Axis Top, tras aplicar +6 dB a su respectivo canal de entrada.

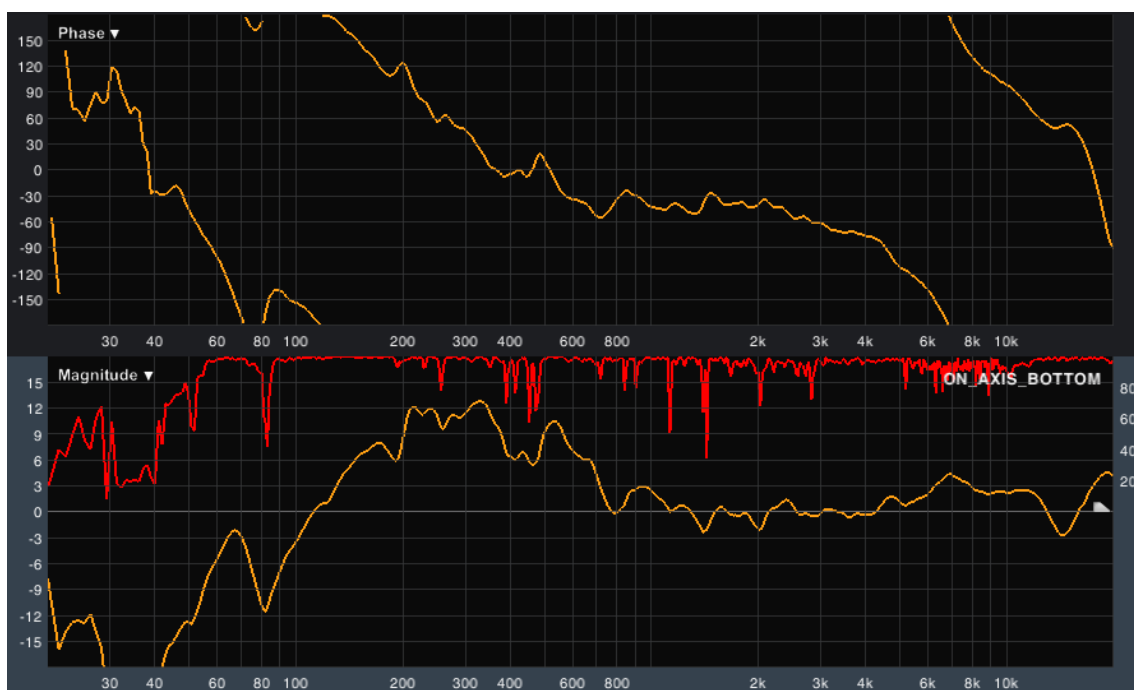


Figura 9.15: Función de transferencia obtenida en la posición On-Axis Bottom, tras aplicar +6 dB al subsistema Top.

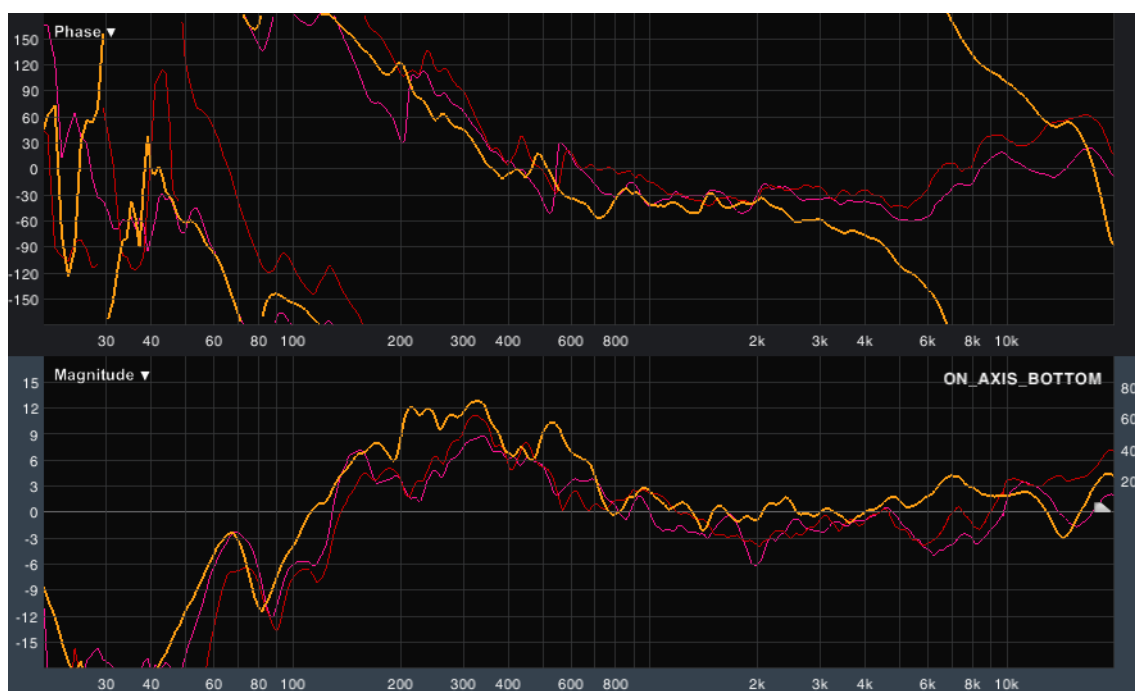


Figura 9.16: Comparación de las funciones de transferencia obtenidas en las posiciones On-Axis Top (rosa), On-Axis Bottom (amarillo), y X-Over Top-Bottom (Rojo), una vez realizados los ajustes correspondientes.

GravesGravesMediosMediosAgudosAgudos								
In/Out	In A	In B	Out 1	Out 2	Out 3	Out 4	Out 5	Out 6
Name	Top	Bottom	Subs LC	Subs L	Top	Bottom	Top	Bottom
Source			Low	Low	Mid	Mid	Hi	Hi
Gain [dB]	0	-18	-5	1	0	-1.9	-1.3	-0.9
Limiter	Off	Off	On	On	On	On	On	On
Threshold [dBu]	-	-	4.8	4.8	5.8	5.8	-1.1	-1.1
Over [dB]	-	-	3	3	3	3	2	2
Attack	-	-	Fast	Fast	Fast	Fast	Fast	Fast
Release	-	-	Med	Med	Med	Med	Slow	Slow
DEQ	Off	Off	Off	Off	Off	Off	Off	Off
Threshold [dBu]	-	-	-	-	-	-	-	-
Ratio	-	-	-	-	-	-	-	-
Attack	-	-	-	-	-	-	-	-
Release	-	-	-	-	-	-	-	-
EQ Bypass	Off	Off	On	On	On	On	On	On
Delay Link	Off	Off	Off	Off	Off	Off	Off	Off
Delay [ms]	0	0	25.74	25.74	20	20	20.72	20.72
Polarity	Normal	Normal	Normal	Normal	Normal	Normal	Invert	Invert
Hi-Xover [Hz]	OUT	OUT	100	100	1000	1000	16 k	16 k
Low-Xover [Hz]	OUT	OUT	OUT	OUT	100	100	1000	1000
Hi-Shape	OUT	OUT	LR24	LR24	LR12	LR12	OUT	OUT
Low-Shape	OUT	OUT	OUT	OUT	LR24	LR24	LR12	LR12

Tabla 9.2

Los parámetros del procesador han quedado como se muestra en la tabla 9.2. Remarcar que para el ajuste del line array no ha sido necesario aplicar retardo en ninguna de las posiciones, por lo que los valores de retardo en la vía de agudos no han sido modificados. Por otro lado, se ha corregido el incremento de nivel en el canal de entrada In A, y se ha dejado a 0 dB, atenuando el canal de entrada In B otros 6 dB, por lo que la ganancia final en In A ha quedado en -18 dB.

Por falta de tiempo, se ha aplicado la misma configuración al *line array* de la derecha (R).

A continuación, se ha proseguido con el ajuste de los sistemas de subgraves. Para ello, se han reajustado los mandos de ganancia de la tarjeta de sonido. Las posiciones en las que se han efectuado las medidas se muestran en la figura 5.13 de la sección *Desarrollo del proyecto*. Las coordenadas de las posiciones mostradas en esta figura se enumeran a continuación:

Posición (x, y, z)	
On-Axis Subs L	(5.5, 5.4, 1.7)
On-Axis Subs R	(5.5, -5.4, 1.7)
On-Axis Subs C	(5.5, 0, 1.7)
X-Over Subs C-L	(5.5, 2.6, 1.7)
X-Over Subs R-C	(5.5, -2.6, 1.7)

Tabla 9.3

Se procederá de la misma manera que en el caso anterior, ajustando, en primer lugar, los niveles individuales de los sistemas Subs L, Subs C, y Subs R, en sus respectivas posiciones On-Axis. Si fuera necesario, se procederá a aplicar ecualización.

En segundo lugar se medirá la respuesta de la combinación de los sistemas en las posiciones X-Over Subs C-L y X-Over Subs C-R. Si fuera necesario, se aplicará ecualización o retardo aplicando el método de alineamiento de fase. La distancia física entre subgraves ha sido de 1.76 m.

Por último, se volverá a medir en las posiciones On-Axis cuando radian todos los subsistemas de subgraves y, de ser requerido, se reajustarán los niveles, o la ecualización. Las representaciones gráficas de las respuestas obtenidas se muestran a continuación:

Posición On-Axis Subs R:

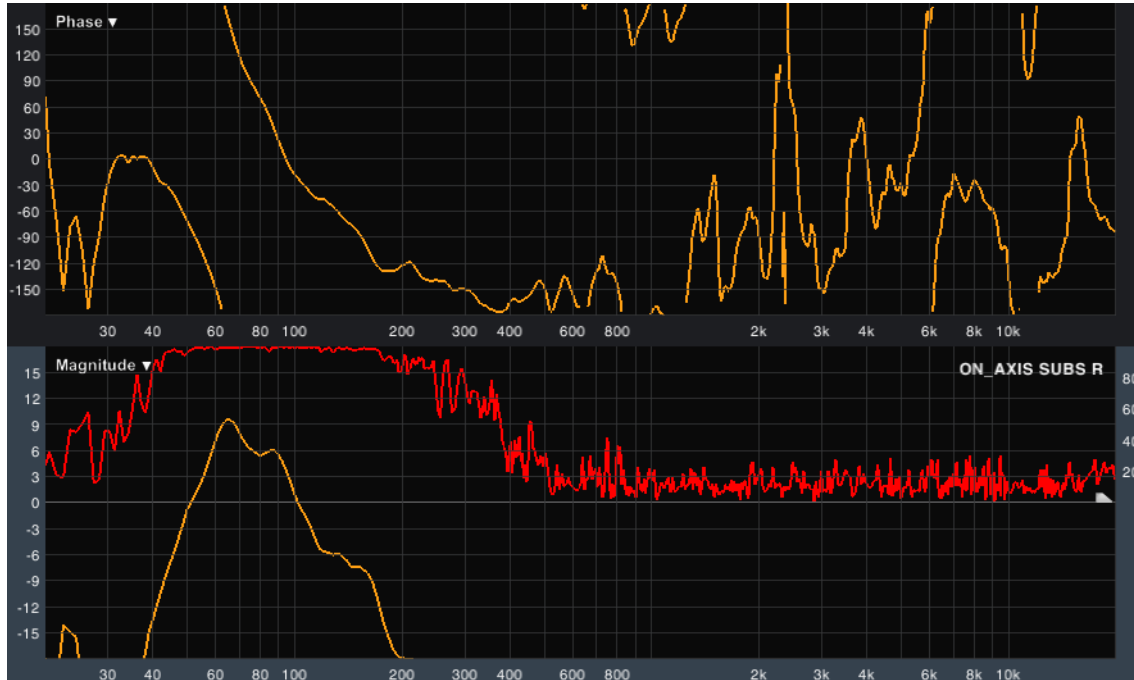


Figura 9.17: Función de transferencia obtenida en la posición On-Axis Subs R.

Posición On-Axis Subs L:

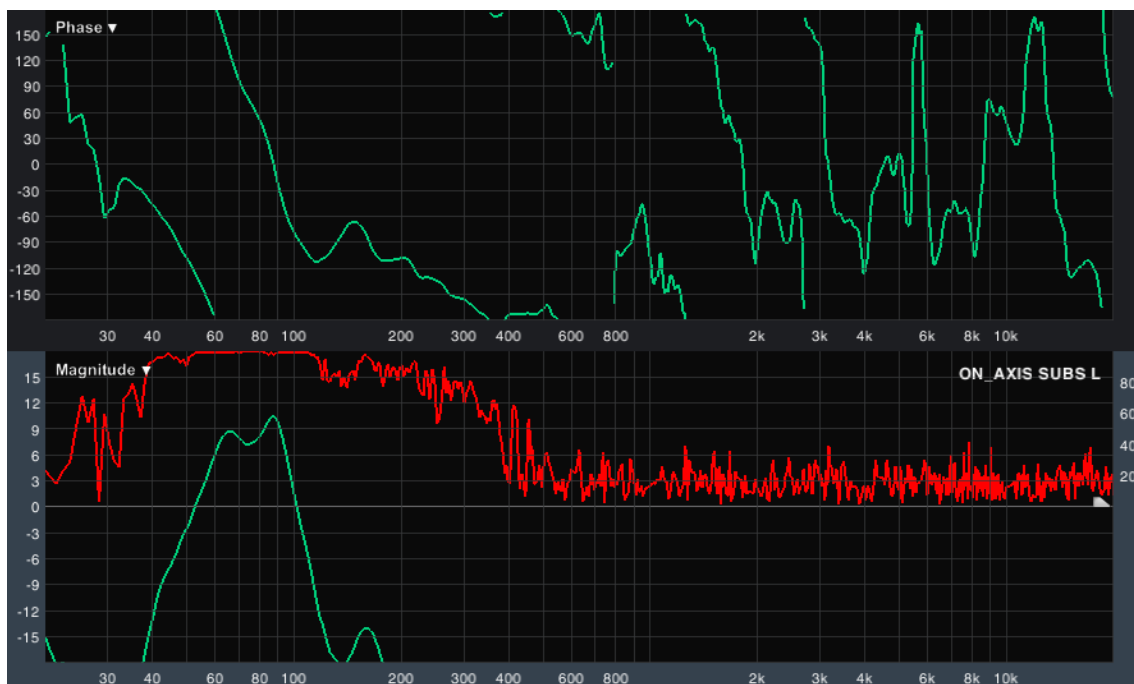


Figura 9.18: Función de transferencia obtenida en la posición On-Axis Subs L.

Posición On-Axis Subs C:

Para los subsistemas Subs LC, y Subs RC, se ha partido con -5 dB en los canales Out 1 de cada procesador.

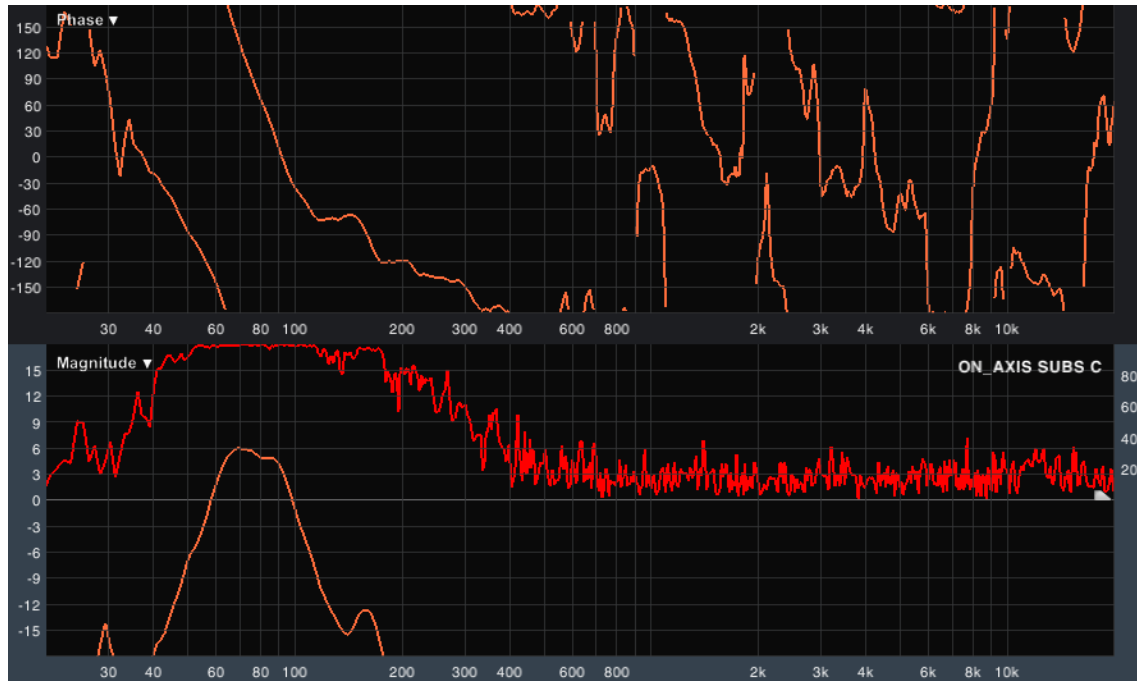


Figura 9.19: Función de transferencia obtenida en la posición On-Axis Subs C.

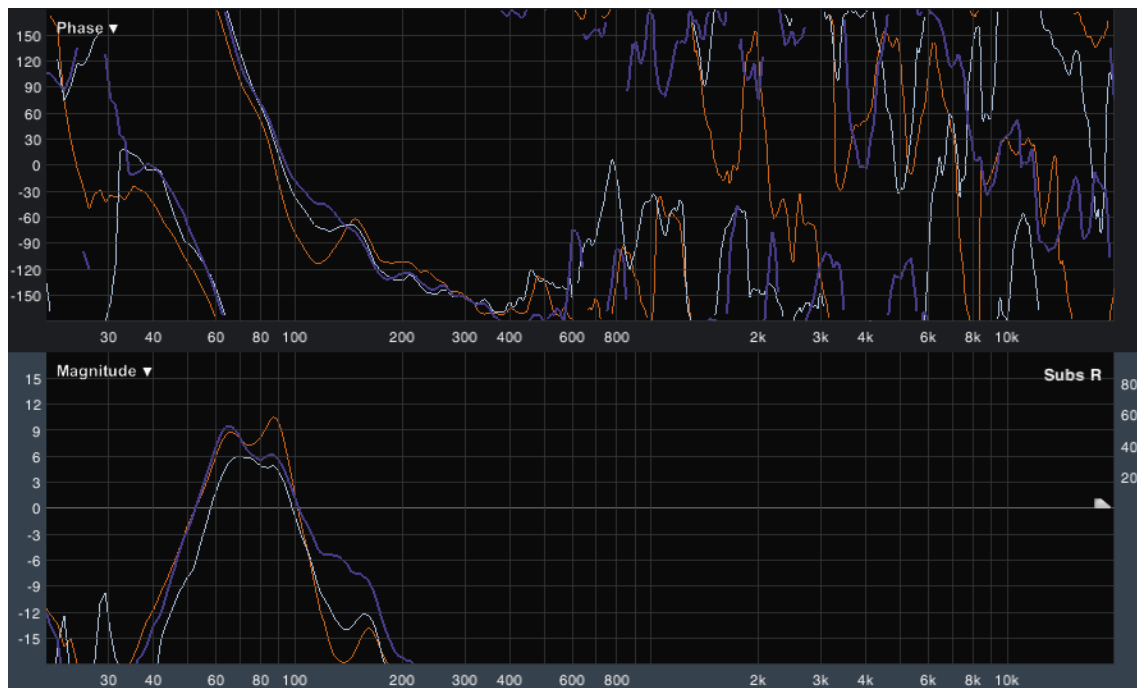


Figura 9.20: Comparación de las funciones de transferencia obtenidas en las posiciones On-Axis Subs L (marrón), On-Axis Subs R (morado), y On-Axis Subs C (azul).

Como puede apreciarse, el subsistema Subs C necesita un realce. En este caso, se han recuperado 1.3 dB en los canales de salida Out 1 de cada uno de los procesadores. Dado que el valor inicial era -5 dB, el valor definitivo para estos canales es -3.7 dB.

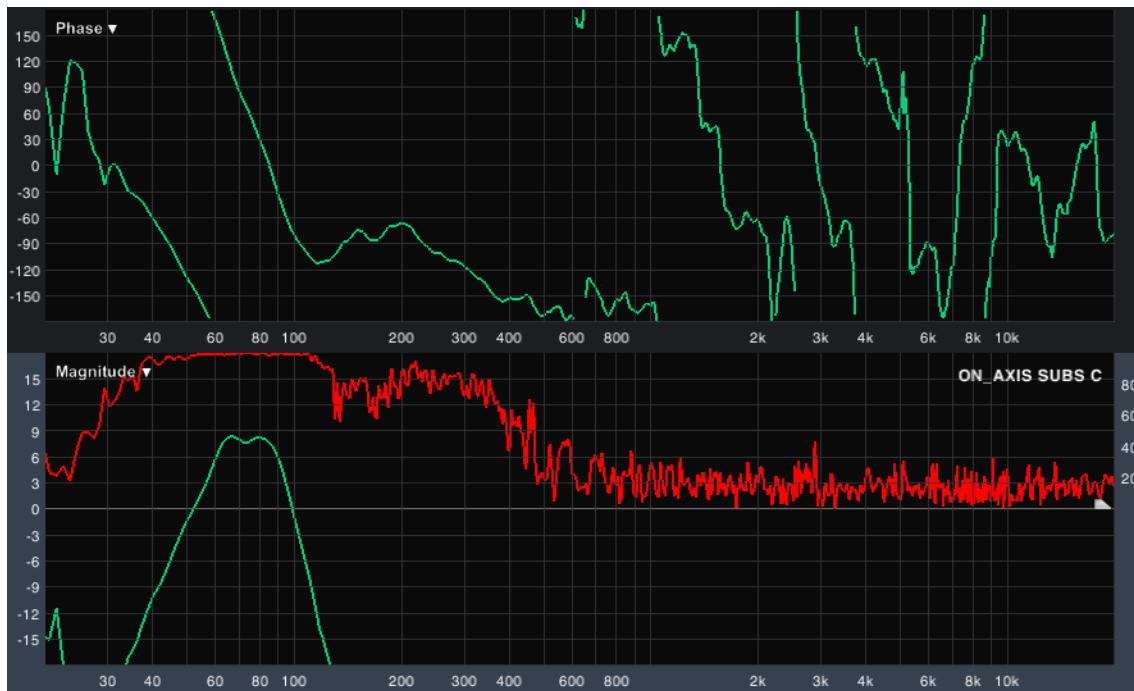


Figura 9.21: Función de transferencia obtenida en la posición On-Axis Subs C, tras aplicar +1.3 dB a los subsistemas Subs LC y Subs RC.

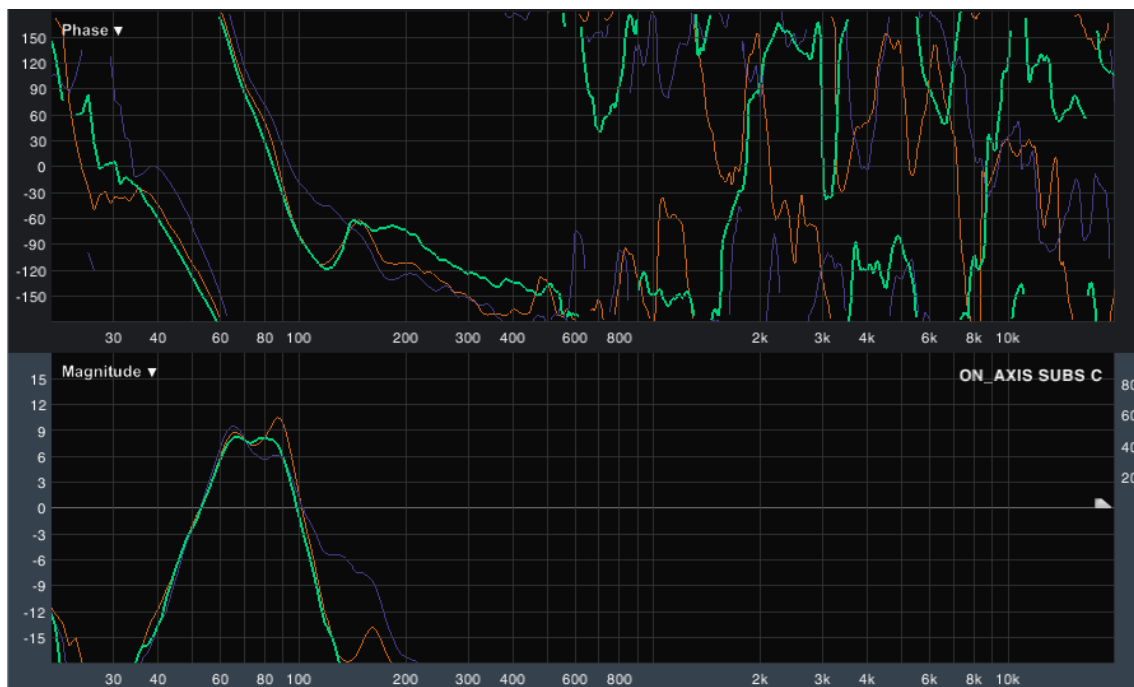


Figura 9.22: Comparación de las funciones de transferencia obtenidas en las posiciones On-Axis Subs L (marrón), On-Axis Subs R (morado), y On-Axis Subs C (verde), tras realizar el ajuste de nivel en el subsistema C.

Posición X-Over Subs CL:

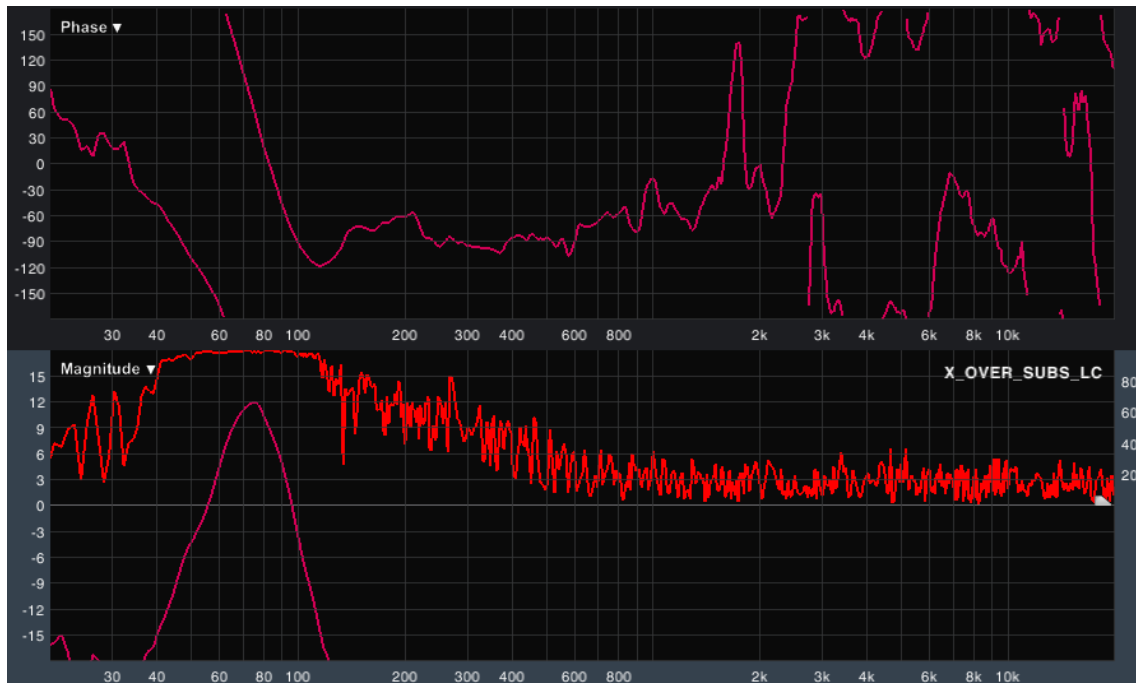


Figura 9.23: Función de transferencia obtenida en la posición X-Over Subs C-L.

Posición X-Over Subs CR:

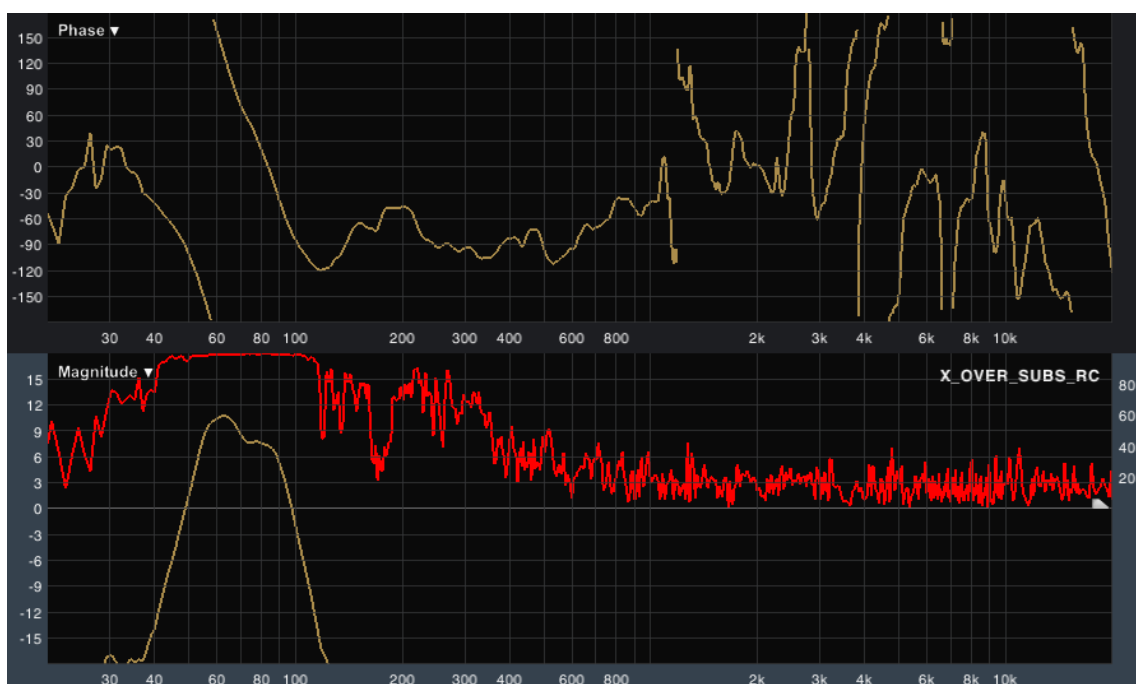


Figura 9.24: Función de transferencia obtenida en la posición X-Over Subs C-R.

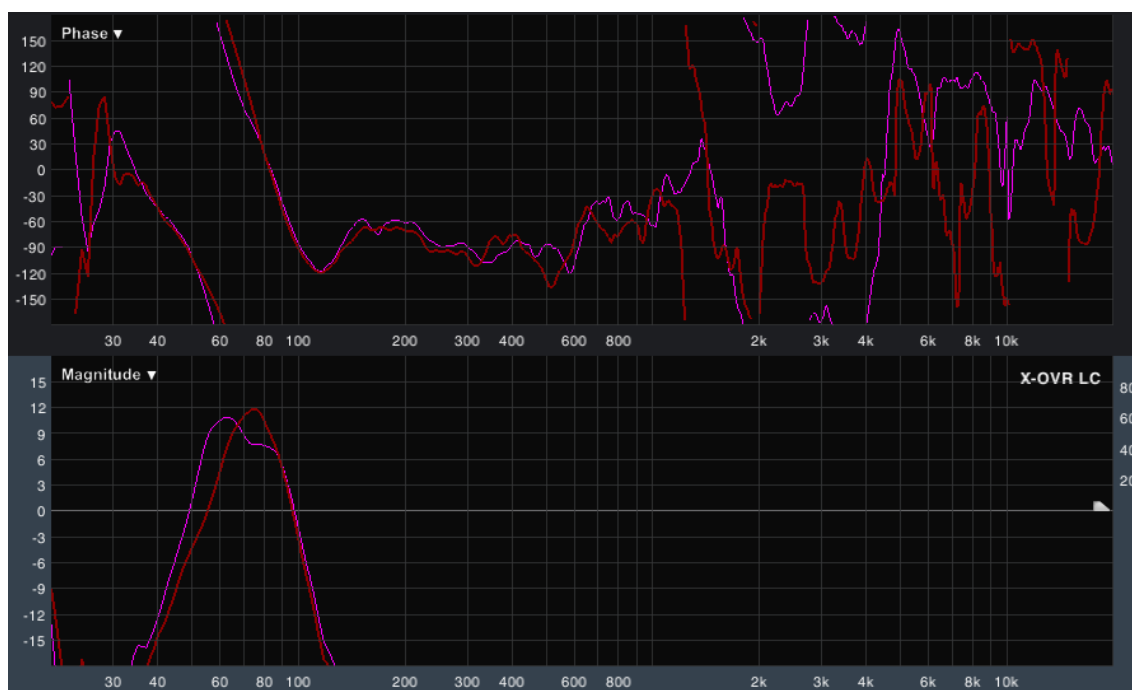


Figura 9.25: Comparación de las funciones de transferencia obtenidas en las posiciones X-Over Subs C-L (rojo), y X-Over Subs C-R (morado).

Como puede apreciarse, las respuestas están ajustadas en nivel, por lo que no ha sido necesario realizar ninguna corrección.

Por último, se han realizado las medidas en las posiciones X-Over LR-Subs, mostradas en la figura 5.14 de la sección *Desarrollo del proyecto*. Las coordenadas de estos puntos se exponen a continuación:

Posición (x, y, z)	
X-Over L-R-Subs_1	(5.5, 0, 1.7)
X-Over L-R-Subs_2	(12.7, 0, 1.7)
X-Over L-R-Subs_3	(19.5, 0, 1.7)

Tabla 9.4

Para realizar esta última calibración, se han de seguir las pautas enunciadas a continuación:

- Ajuste de los tiempos de llegada y de niveles de los sistemas *line array* a las distintas posiciones X-Over L-R.
- Ajuste de niveles entre sistemas *line array* y arreglos de subgraves en las distintas posiciones X-Over L-R-Subs.
- Alineamiento de fase entre sistemas *line array* y arreglos de subgraves en dichas posiciones.

La posición X-Over L-R-Subs_3, está incluida en la zona en la que se quiere emplazar la consola de mezclas, por lo que se ha tratado de obtener una respuesta equilibrada y en fas en esta zona. En esta calibración, el orden de operaciones ha consistido en realizar cada una de las pautas mencionadas en las tres posiciones, modificando los parámetros en cada medida para obtener la respuesta óptima. De una medida a otra, se anotarán los valores y se volverán a cargar los valores establecidos al inicio de cada pauta. Una vez realizado cualquiera de los puntos enunciados, se tomará una decisión para el conjunto, valorando los tres casos de manera individual. Esto debe hacerse de este modo, ya que no se disponen de suficientes canales de procesado como para tratar cada caso particular. Los mandos de volumen de los canales de referencia y medición quedarán fijos entre posiciones, una vez se haya realizado el segundo punto.

Ajuste de los tiempos de llegada de los sistemas *line array*:

Para realizar este ajuste, se ha utilizado la herramienta *Live IR* del *software* Smaart Live 7. Primeramente, se ha trazado una línea en la pista siguiendo el eje central geométrico del sistema completo, desde la primera fila hasta la última posición X-Over L-R-Subs. Una vez encontrados los puntos, se ha excitado el sistema *line array* izquierdo, abriendo únicamente la vía de agudos. Los resultados obtenidos en cada posición se muestran a continuación:

X-Over L-R_1:



Figura 9.26: Respuesta al impulso obtenida en la posición X-Over L-R_1, cuando emite el Line array L.

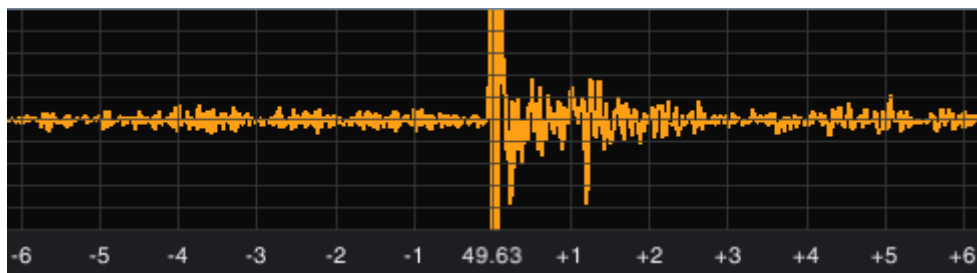


Figura 9.27: Respuesta al impulso obtenida en la posición X-Over L-R_1, cuando emite el Line array R.

X-Over L-R_2:

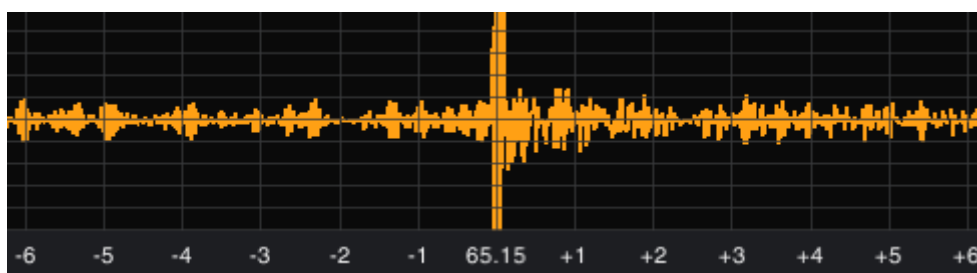


Figura 9.28: Respuesta al impulso obtenida en la posición X-Over L-R_2, cuando emite el Line array L.



Figura 9.29: Respuesta al impulso obtenida en la posición X-Over L-R_2, cuando emite el Line array R.

X-Over L-R_3:



Figura 9.30: Respuesta al impulso obtenida en la posición X-Over L-R_3, cuando emite el Line array L.

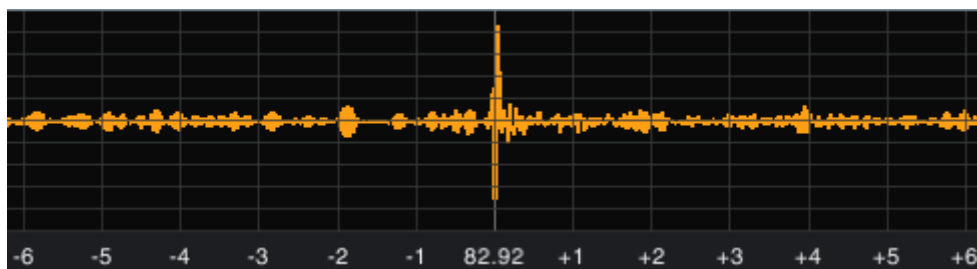


Figura 9.31: Respuesta al impulso obtenida en la posición X-Over L-R_3, cuando emite el Line array R.

Como puede observarse en todos los puntos, los tiempos de llegada del *line array* R son superiores a los del *line array* L. Esto puede deberse a una falta de precisión a la hora de montar el equipo, a un posicionamiento inexacto del micrófono cuando se sigue el eje geométrico, o a una combinación de ambas.

También se puede observar en la respuesta al impulso el cambio de polaridad de la vía de agudos y un gran número de reflexiones, sobre todo en las dos primeras posiciones.

La magnitud de los desajustes temporales entre los *line array* L y R en las distintas posiciones, son centenas de μ s. Hay que tener en cuenta que cada vía se retrasó 20 ms, por lo que estos valores no corresponden con los reales.

Las diferencias de tiempos de llegada entre L y R en las distintas posiciones, son las siguientes:

- X-Over L-R_1: 0.17 ms.
- X-Over L-R_2: 0.23ms.
- X-Over L-R_3: 0.29 ms.

Como la posición X-Over L-R_3 está incluida en la zona donde se posicionará la mesa, interesa aplicar un retardo al *line array* L comprendido entre 0.23 ms y 0.3 ms. Finalmente, se ha decidido sumar 0.3 ms de retardo a los canales de salida Out 3, Out 4, Out 5, y Out 6 del procesador correspondiente al *line array* izquierdo.

Ajuste de niveles y del alineamiento de los sistemas *line array* y arreglo de subgraves:

El ajuste de niveles se ha realizado midiendo en los puntos la respuesta de los *line array* y del arreglo de subgraves por separado. Una vez almacenadas las medidas, se han llamado a trazo para comparar los niveles. De la misma manera se ha aplicado el retardo necesario en cada posición aplicando el método de alineamiento de fase. En cada medida, se han ajustado los mandos de ganancia

de la tarjeta, y se han apuntado los valores de nivel y retardo modificados. Una vez realizada la modificación y haber almacenado la medida, se han reiniciado estos valores a los iniciales.

Las respuestas obtenidas en cada punto se exponen a continuación:

X-Over L-R-Subs_1:

En primer lugar, se ha abierto la vía de agudos para poder utilizar la herramienta *Live IR*, y obtener el retardo de propagación. Una vez introducido, se ha abierto la vía de graves y se han ajustado los mandos de ganancia de la tarjeta, para a continuación almacenar el trazo. Seguidamente, se han abierto las vías de medios y de agudos, y se han almacenado las respuestas sin modificar la compensación por retardo, ni la posición de los mandos de la tarjeta. Las respuestas obtenidas en X-Over L-R-Subs_1 son las siguientes:

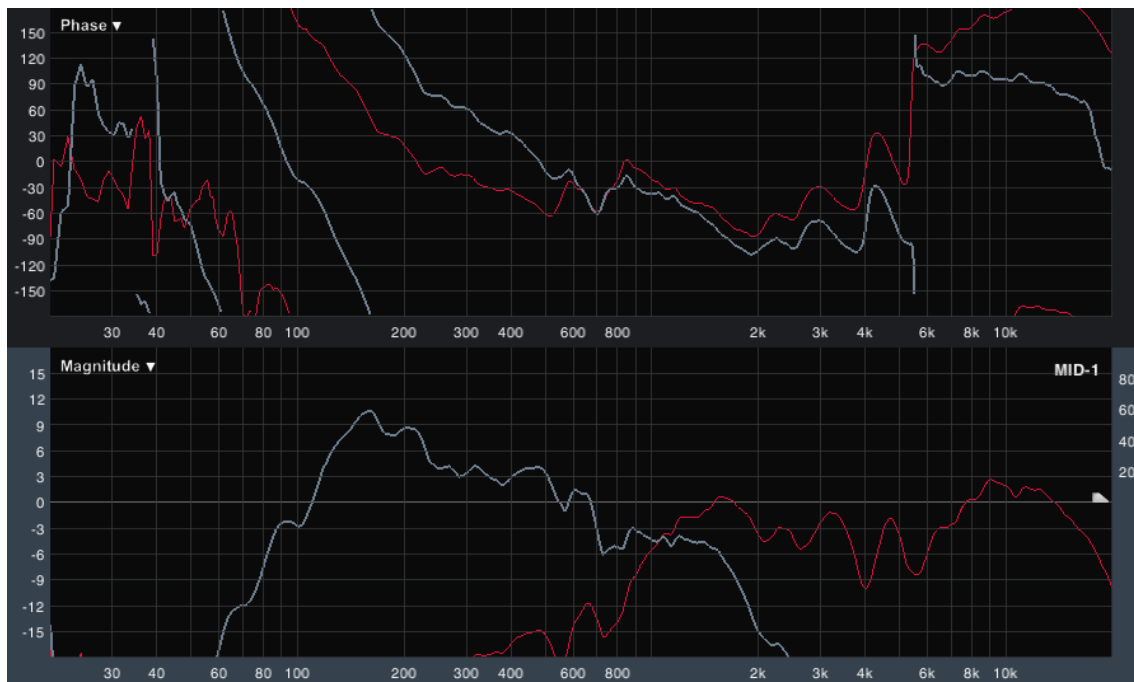


Figura 9.32: Funciones de transferencia obtenidas en la posición X-Over L-R-Subs_1, cuando emiten los sistemas line array.

Como puede observarse, una vez compensado el retardo de propagación, las respuestas de fase se encuentran prácticamente solapadas en el rango espectral compartido por las vías de medios y agudos.

En la figura 9.33 se muestra la respuesta conjunta en X-Over L-R-Subs_1. En dicha figura pueden apreciarse algunas cancelaciones. Dado que la tasa de coherencia en esos puntos es muy baja, se asumirá que son debidas a reflexiones, por lo que no se tendrán en cuenta a la hora de valorar la respuesta conjunta, ya que cuando la audiencia ocupe la pista, probablemente desaparecerán. En la

figura 9.34 se muestran las respuestas en medios y agudos cuando ambos *line array* se combinan. Nótese el incremento de cerca de 6 dB alrededor de la frecuencia de cruce producto del alineamiento de fase en esta zona.

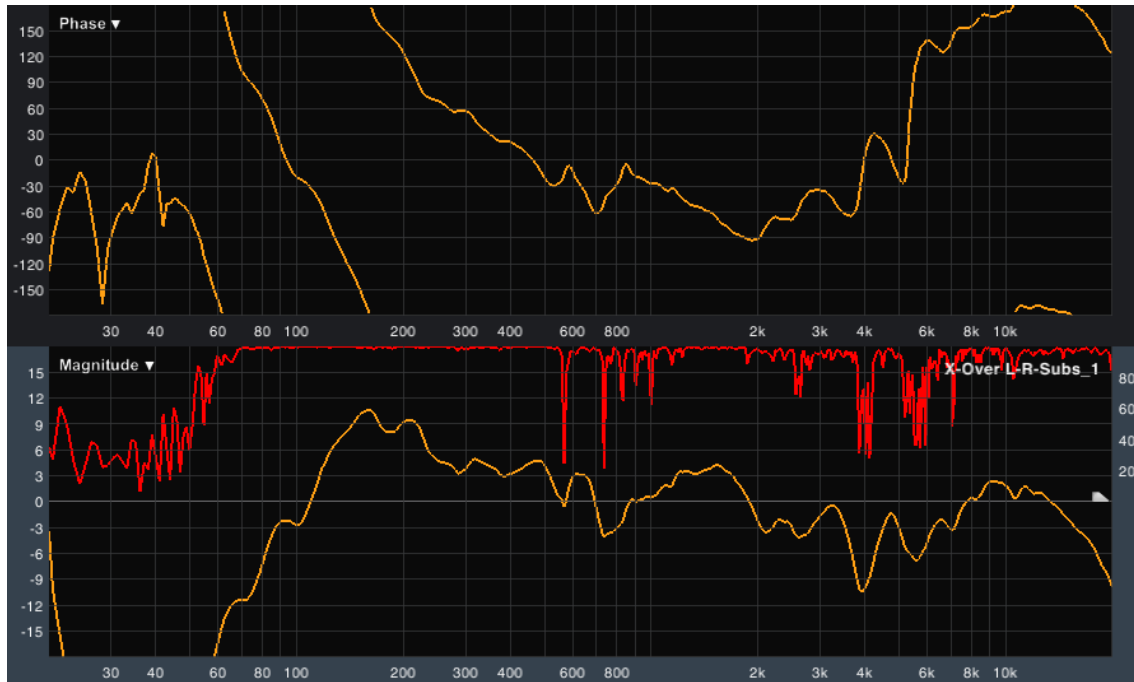


Figura 9.33: Función de transferencia obtenidas en la posición X-Over L-R-Subs_1, cuando emiten los sistemas *line array*.

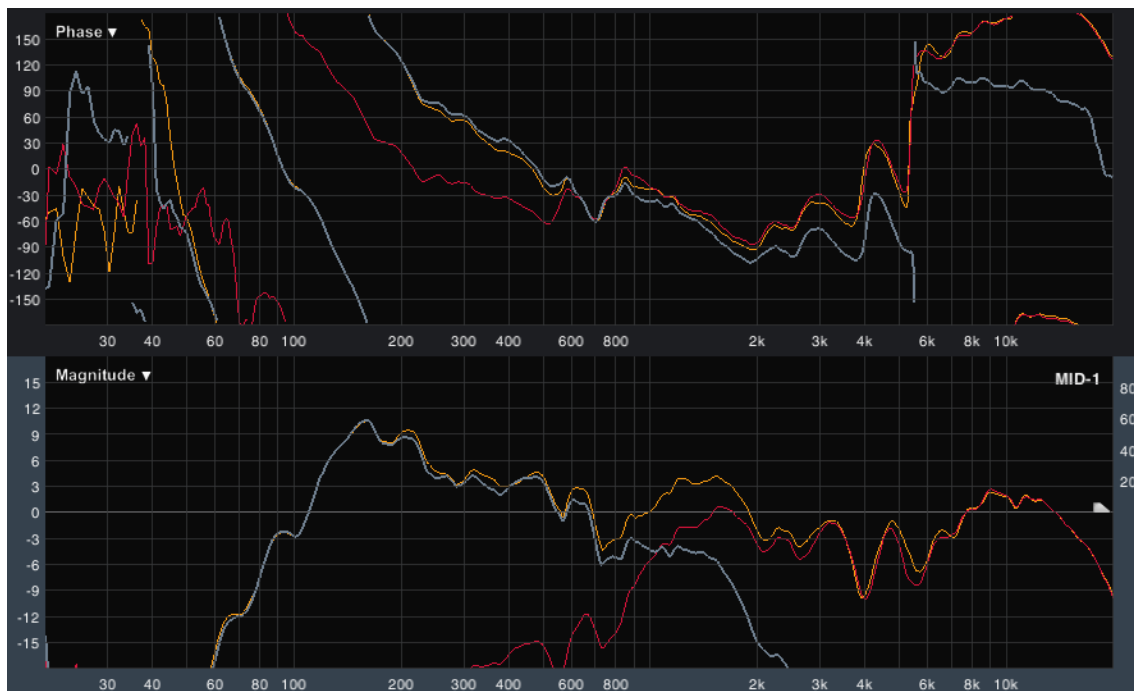


Figura 9.34: Funciones de transferencia individuales y conjunta, obtenidas en la posición X-Over L-R-Subs_1.

En la figura 9.35 se muestran las funciones de transferencia de las vías de graves y medios. En este caso, cerca de la frecuencia de cruce se produce cancelación por no estar solapadas las respuestas de fase. Además se puede observar en la respuesta de fase del arreglo de subgraves una pendiente

positiva, lo que indica que el retardo de propagación para el arreglo de graves es inferior al retardo de propagación de los *line array*. En la figura 9.36 se puede observar la respuesta conjunta. Por lo tanto, se ha de retrasar el arreglo de subgraves o adelantar los sistemas *line array*. En este caso se ha elegido retrasar el arreglo de subgraves ya que la compensación de retardo de los *line array* se hace con mayor precisión.

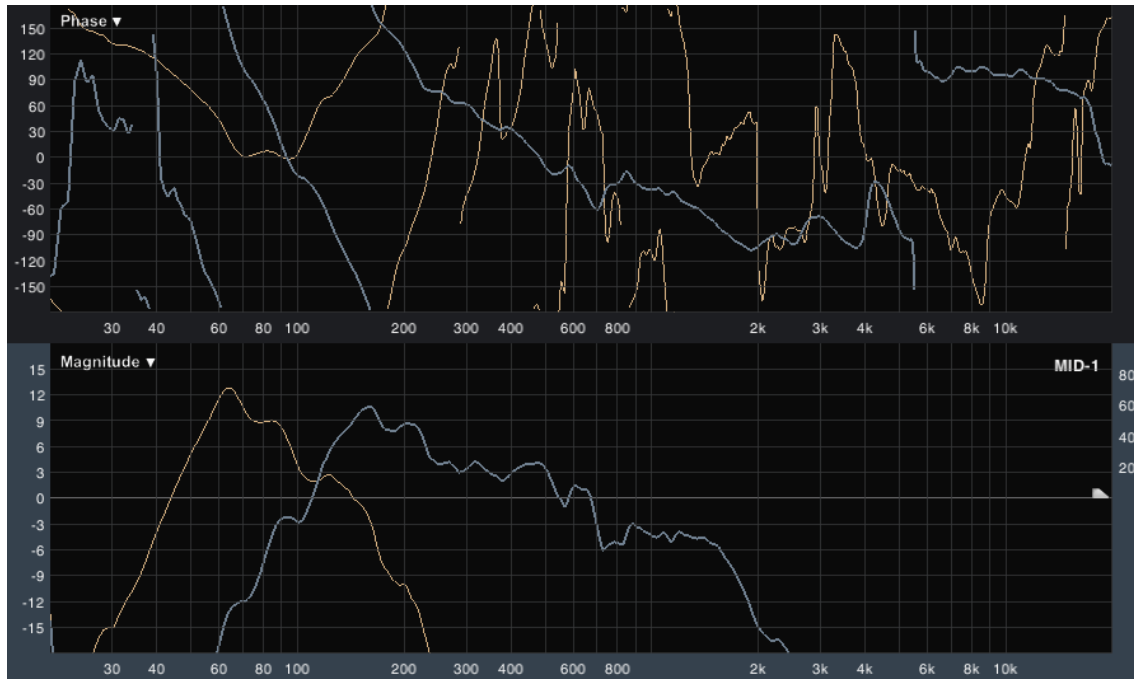


Figura 9.35: Funciones de transferencia obtenidas en la posición X-Over L-R-Subs_1, cuando emiten los sistemas *line array* (medios), y el arreglo de subgraves.

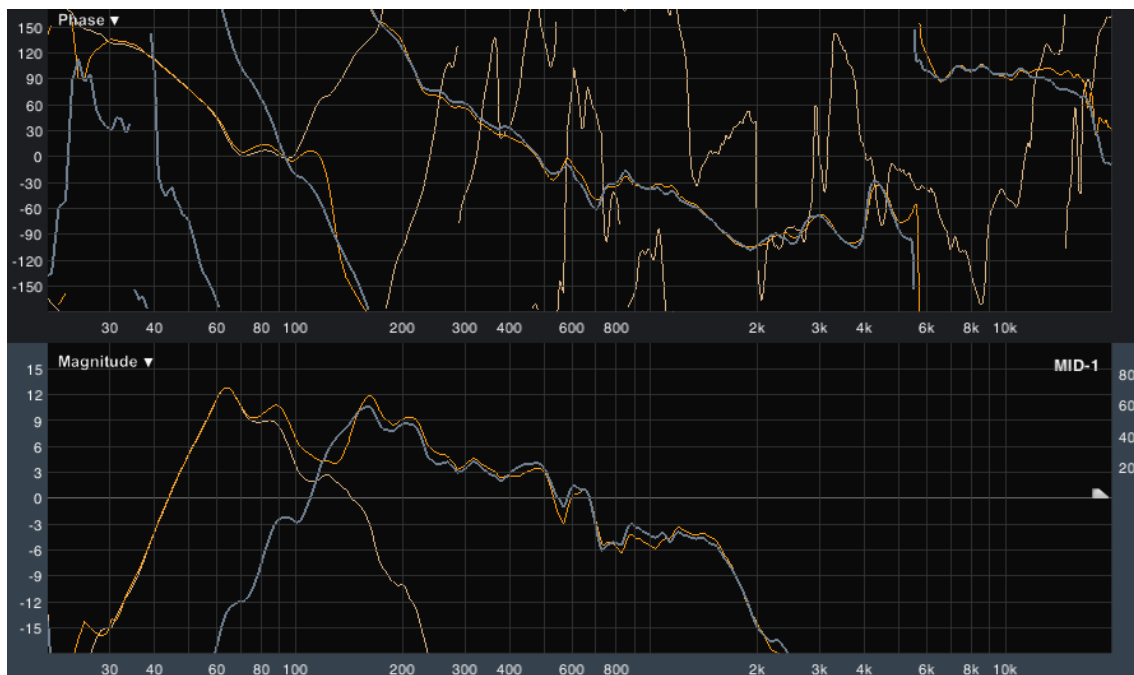


Figura 9.36: Funciones de transferencia individuales y conjunta, obtenidas en la posición X-Over L-R-Subs_1, para las vías de medios y graves.

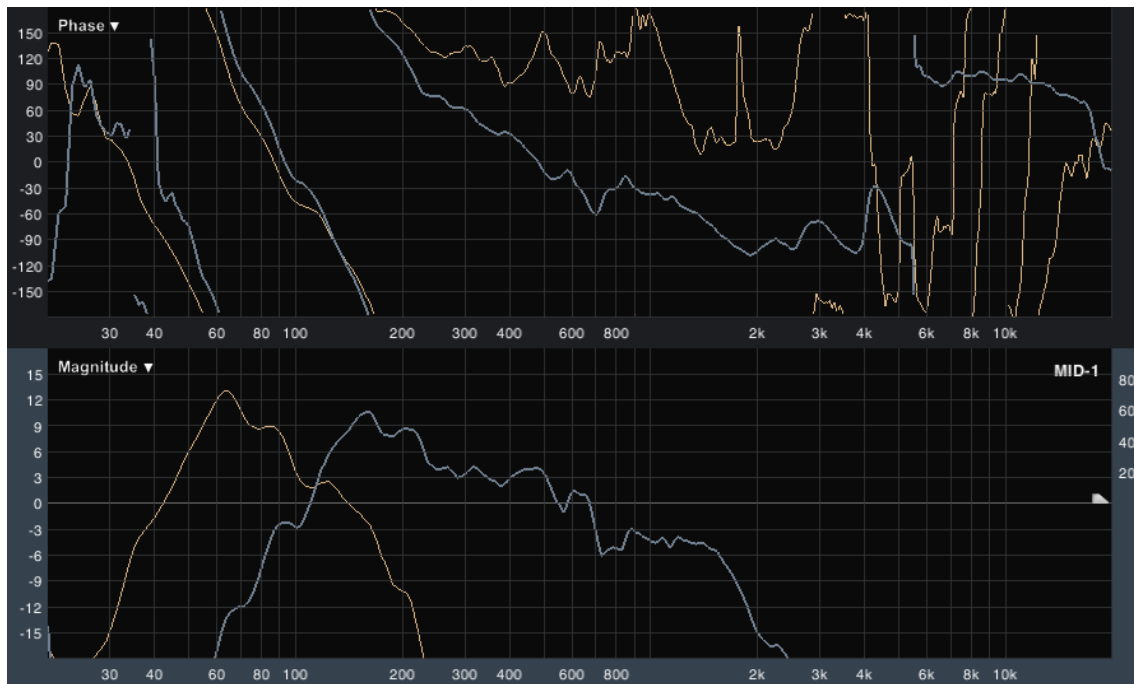


Figura 9.37: Funciones de transferencia obtenidas en la posición X-Over L-R-Subs_1, para las vías de medios y graves, una vez proporcionado retardo a la vía de graves.

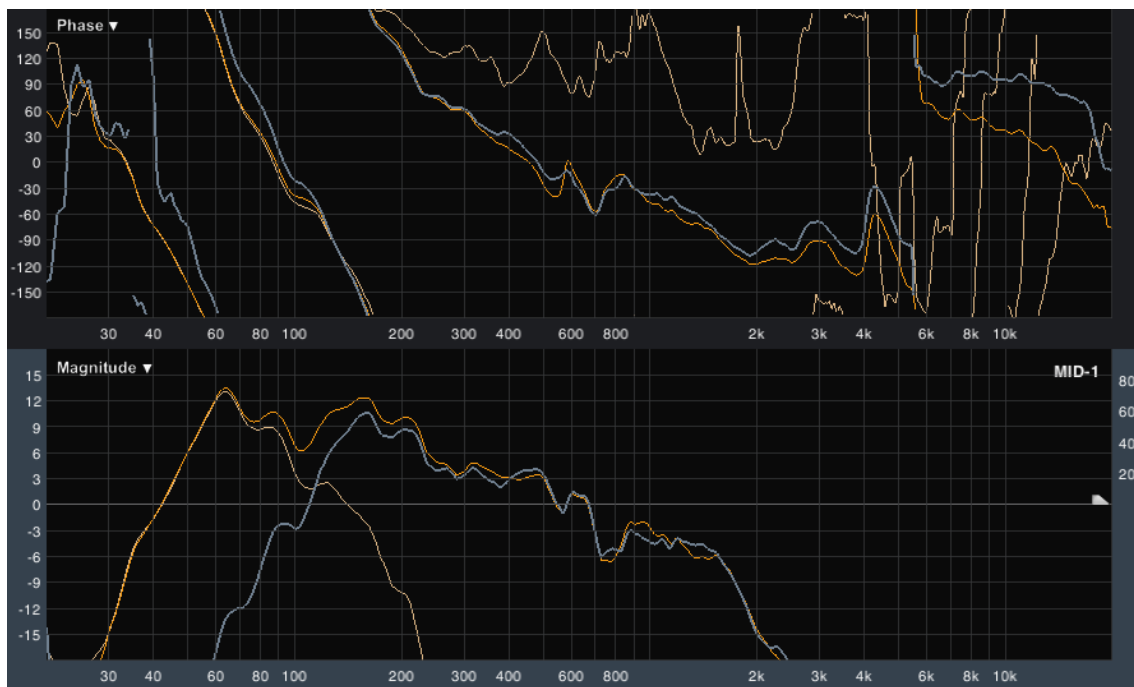


Figura 9.38: Funciones de transferencia individuales y conjunta, obtenidas en la posición X-Over L-R-Subs_1, para las vías de medios y graves, una vez proporcionado el alineamiento.

Para conseguir solapado en las respuestas de fase de graves y agudos ha sido necesario retardar el arreglo de subgraves 13.47 ms. La respuesta global y las respuestas en graves, medios y agudos para este punto, una vez ajustados los retardos, se muestran en la figura 9.39.

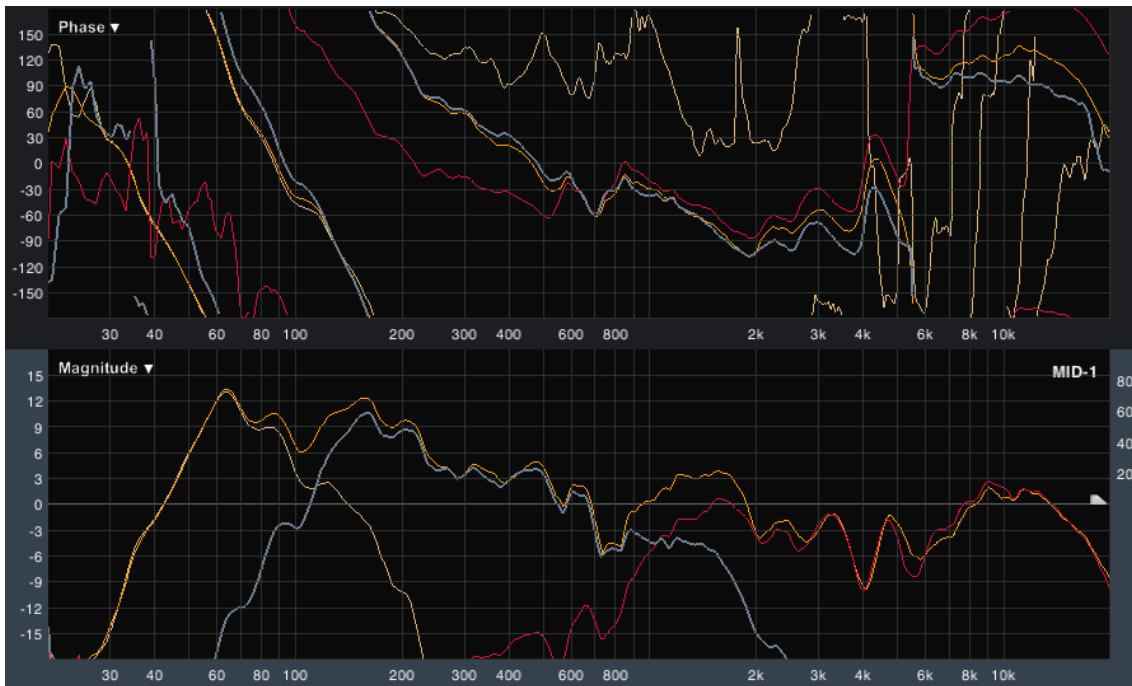


Figura 9.39: Funciones de transferencia individuales y conjunta, obtenidas en la posición X-Over L-R-Subs_1, una vez realizados los ajustes correspondientes.

X-Over L-R-Subs_2:

Una vez situado el micrófono en esta posición, y reinicializados los valores de retardo de las vías de subgraves, se han abierto todas las vías y se ha obtenido la siguiente respuesta:

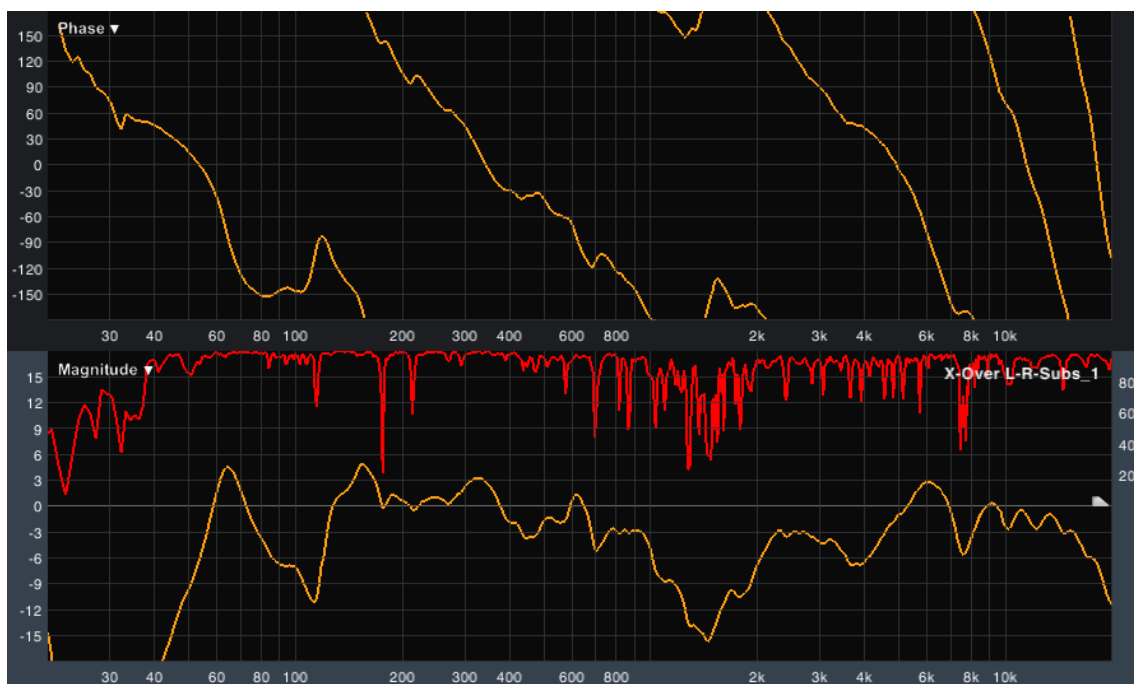


Figura 9.40: Función de transferencia conjunta, obtenida en la posición X-Over L-R-Subs_2, antes de realizar ajustes.

Como se puede observar, existe una gran área de cancelaciones alrededor de 1.5 kHz. Dichos efectos parecen ser producidos por las reflexiones ya que las tasas de coherencia en estas zonas son muy bajas. Esto se puede apreciar en la figura 9.41.

Por otro lado, se produce cancelación en el rango de solapado espectral de las vías de graves y medios. Dicha cancelación es muy fuerte, pero la tasa de coherencia en este rango es en general alta, salvo en 115 Hz, donde es muy baja debido a una reflexión. Este punto de medida no es el ideal para realizar la calibración del equipo. Sin embargo, si no se tienen en cuenta las reflexiones, se pueden obtener los valores de retardo. Para este caso, se retardará el arreglo de subgraves ya que está adelantado con respecto a los *line array*. Esto se puede observar en la figura 9.41.

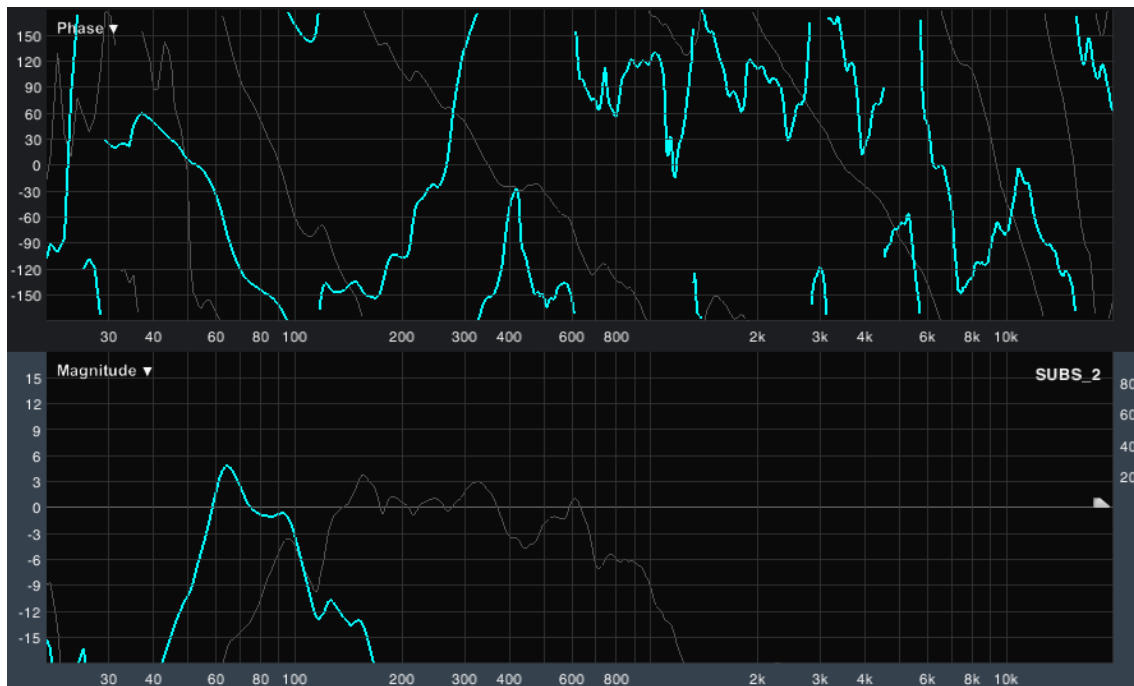


Figura 9.41: Funciones de transferencia obtenidas en la posición X-Over L-R-Subs_2, para graves y medios, antes de realizar los ajustes de retardo.

Una vez aplicado el retardo correspondiente al arreglo de subgraves, se obtienen las respuestas mostradas en la figura 9.42. La respuesta conjunta se muestra en la figura 9.43.

En esta ocasión, el valor de retardo aplicado al arreglo de subgraves ha sido 7.76 ms.

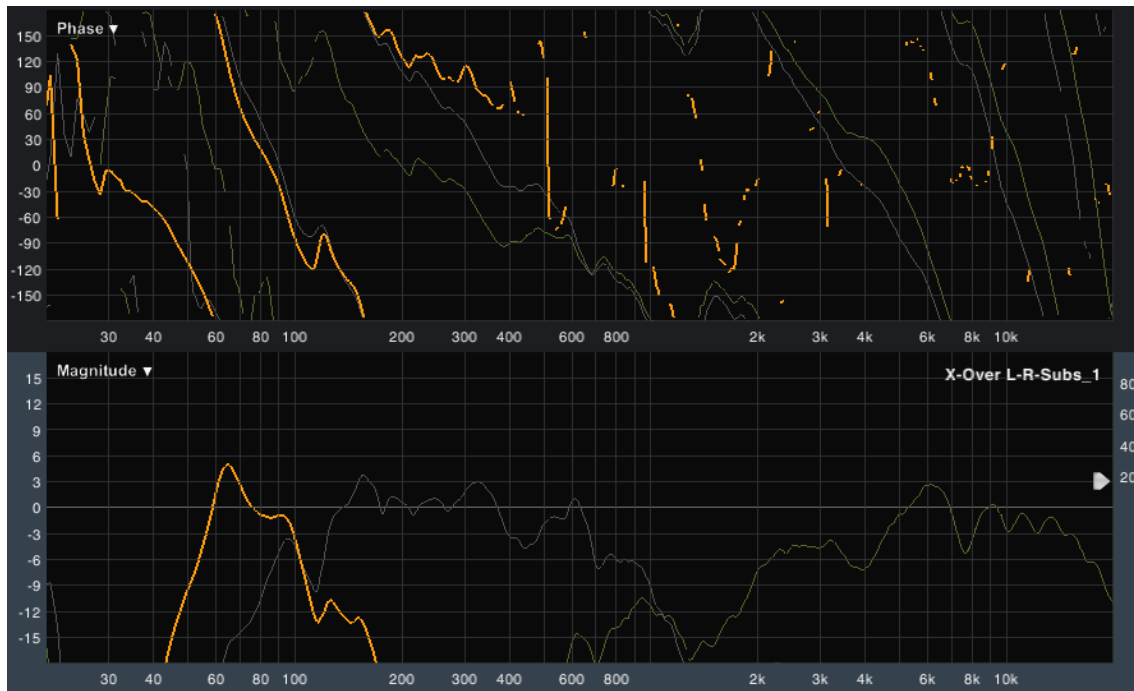


Figura 9.42: Funciones de transferencia obtenidas en la posición X-Over L-R-Subs_2, para graves, medios, y agudos, después de aplicar retardo al arreglo de subgraves.

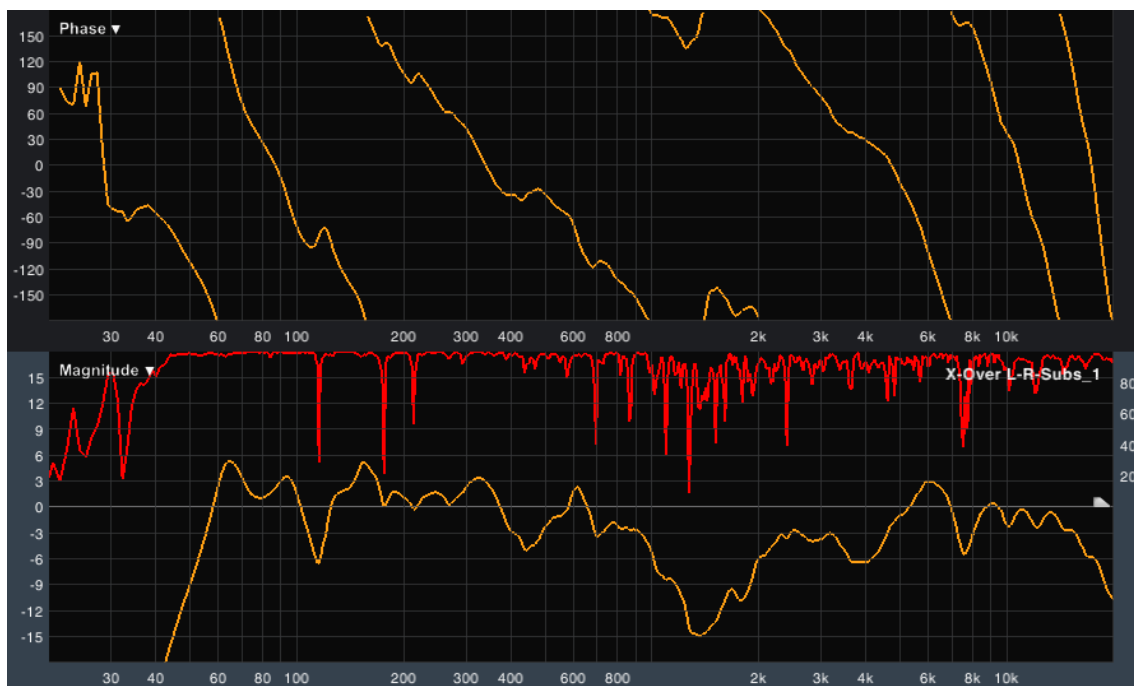


Figura 9.43: Función de transferencia conjunta obtenida en la posición X-Over L-R-Subs_2, después de aplicar retardo al arreglo de subgraves.

X-Over L-R-Subs_3:

La respuesta obtenida en esta posición, una vez reinicializados los valores de retardo del arreglo de subgraves, se muestra a continuación:

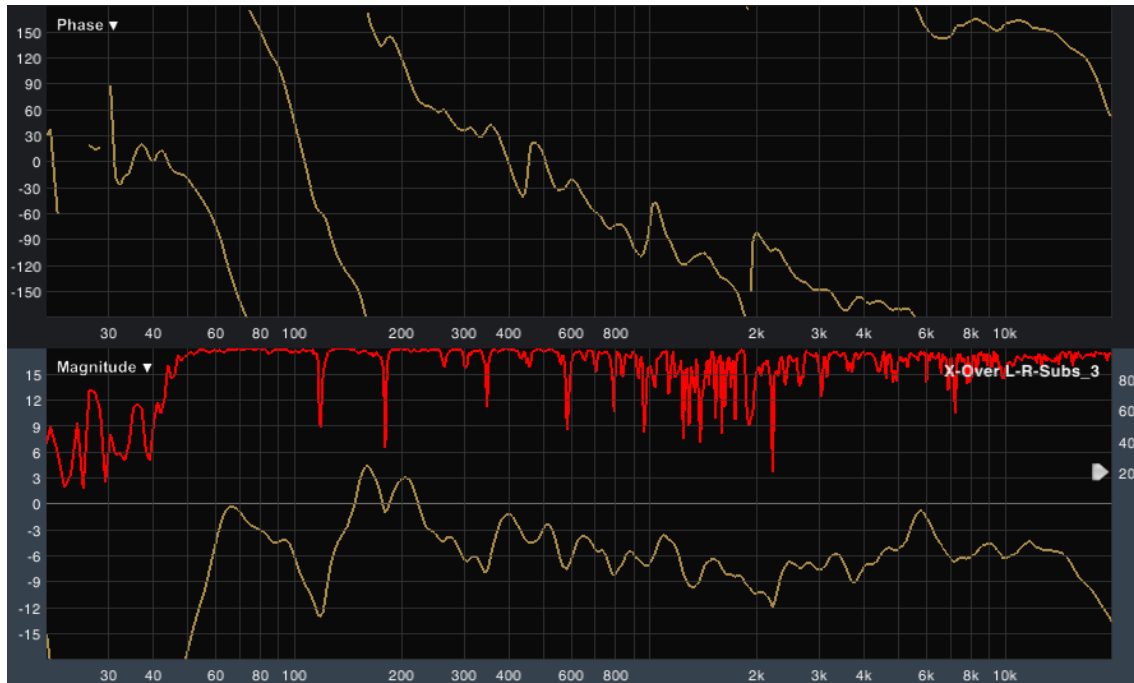


Figura 9.44: Función de transferencia conjunta obtenida en la posición X-Over L-R-Subs_3, antes de aplicar ajustes.



Figura 9.45: Funciones de transferencia conjunta e individuales obtenidas en la posición X-Over L-R-Subs_3, antes de aplicar ajustes.

En la figura anterior, se puede apreciar el desajuste que se produce a la frecuencia de cruce, fruto de la falta de alineamiento entre los *line array* y el arreglo de subgraves. De la misma manera, se volverá a retrasar los subgraves. Las respuestas obtenidas después del ajuste se muestran a continuación:

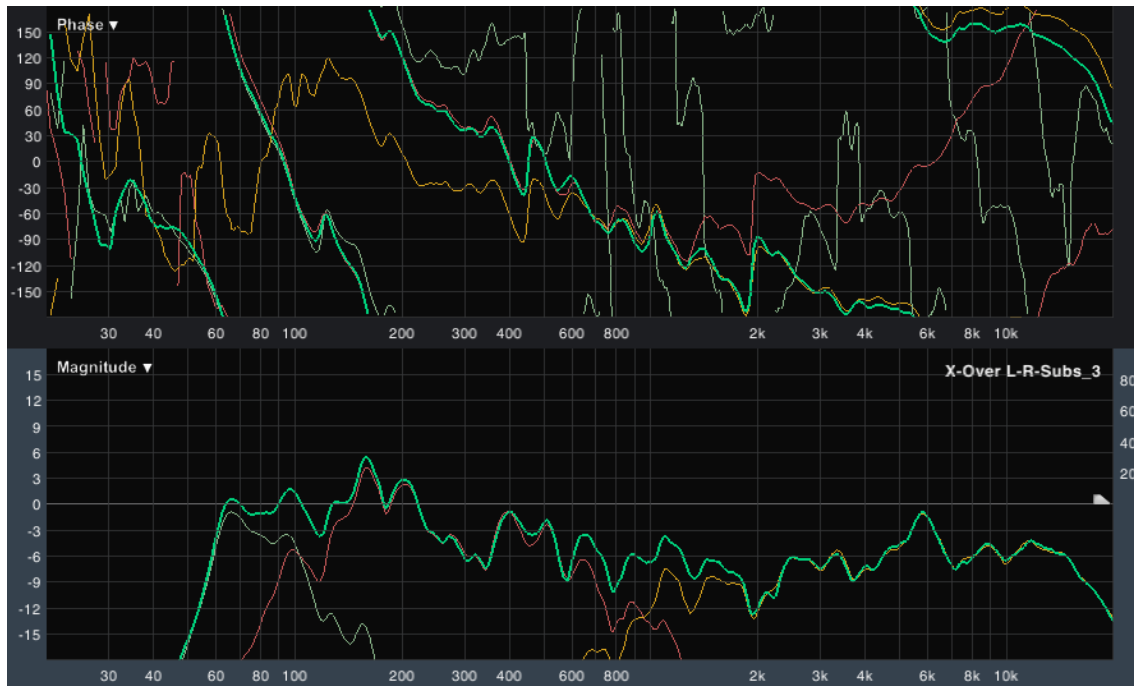


Figura 9.46: Funciones de transferencia conjunta e individuales obtenidas en la posición X-Over L-R-Subs_3, después de aplicar el ajuste de retardo al arreglo de subgraves.



Figura 9.47: Funciones de transferencia conjuntas obtenidas en la posición X-Over L-R-Subs_3, antes (azul) y después (morado) de aplicar el retardo al arreglo de subgraves

El retardo aplicado al arreglo de subgraves ha sido en esta ocasión de 5.12 ms. La posición X-Over L-R-Subs_3 parece ser la adecuada para posicionar la consola de mezclas, por lo que se ha decidido retardar el arreglo de subgraves la cantidad mencionada. Esto favorecerá a las zonas de delante y detrás del control de FOH, ya que se producirá suma en los rangos de solapado espectral.

En todos los casos, los retardos aplicados han sido los mencionados sumados a los 20 ms que se aplicaron en cada canal de salida. Además de los 20 ms, para la vía de agudos y la de graves se aplicaron los valores de retardo proporcionados por la interfaz. Por ejemplo, a las vías de subgraves se les aplicaron 5.742 ms (interfaz) + 20 ms = 25.742 ms. Al aplicarle otros 5.12 ms, el retardo en estas vía es de 30.862 ms. Una vez llegado este punto, será necesario normalizar de nuevo los valores.

Por falta de tiempo, no se ha medido en las posiciones Off-Axis (para poder verificar la variación espectral y de nivel), ni se han reajustado los niveles en las posiciones X-Over L-R-Subs, ya que afectaría directamente a las posiciones On-Axis Top/Bottom, etc. Tampoco se ha verificado la respuesta conjunta de los sistemas en las posiciones On-Axis Top/Bottom, ya que había que priorizar, por lo que es posible que las zonas donde se produzca alineamiento estén más adelantadas o retrasadas físicamente respecto a la posición de la mesa. Los valores definitivos establecidos en los procesadores son los siguientes:

LEFT	Graves		Graves	Medios	Medios	Agudos	Agudos	
In/Out	In A	In B	Out 1	Out 2	Out 3	Out 4	Out 5	Out 6
Name	Top	Bottom	Subs LC	Subs L	Top	Bottom	Top	Bottom
Source			Low	Low	Mid	Mid	Hi	Hi
Gain [dB]	0	-18	-3.7	1	0	-1.9	-1.3	-0.9
Limiter	Off	Off	On	On	On	On	On	On
Threshold [dBu]	-	-	4.8	4.8	5.8	5.8	-1.1	-1.1
Over [dB]	-	-	3	3	3	3	2	2
Attack	-	-	Fast	Fast	Fast	Fast	Fast	Fast
Release	-	-	Med	Med	Med	Med	Slow	Slow
DEQ	Off	Off	Off	Off	Off	Off	Off	Off
Threshold [dBu]	-	-	-	-	-	-	-	-
Ratio	-	-	-	-	-	-	-	-
Attack	-	-	-	-	-	-	-	-
Release	-	-	-	-	-	-	-	-
EQ Bypass	Off	Off	On	On	On	On	On	On
Delay Link	Off	Off	Off	Off	Off	Off	Off	Off
Delay [ms]	0	0	10.87	10.87	0.30	0.30	1.04	1.04
Polarity	Normal	Normal	Normal	Normal	Normal	Normal	Invert	Invert
Hi-Xover [Hz]	OUT	OUT	100	100	1000	1000	16 k	16 k
Low-Xover [Hz]	OUT	OUT	OUT	OUT	100	100	1000	1000
Hi-Shape	OUT	OUT	LR24	LR24	LR12	LR12	BUT 48	BUT 48
Low-Shape	OUT	OUT	OUT	OUT	LR24	LR24	LR12	LR12

Tabla 9.5

RIGHT		Graves		Graves	Medios	Medios	Agudos	Agudos
In/Out	In A	In B	Out 1	Out 2	Out 3	Out 4	Out 5	Out 6
Name	Top	Bottom	Subs RC	Subs R	Top	Bottom	Top	Bottom
Source			Low	Low	Mid	Mid	Hi	Hi
Gain [dB]	0	-18	-3.7	1	0	-1.9	-1.3	-0.9
Limiter	Off	Off	On	On	On	On	On	On
Threshold [dBu]	-	-	4.8	4.8	5.8	5.8	-1.1	-1.1
Over [dB]	-	-	3	3	3	3	2	2
Attack	-	-	Fast	Fast	Fast	Fast	Fast	Fast
Release	-	-	Med	Med	Med	Med	Slow	Slow
DEQ	Off	Off	Off	Off	Off	Off	Off	Off
Threshold [dBu]	-	-	-	-	-	-	-	-
Ratio	-	-	-	-	-	-	-	-
Attack	-	-	-	-	-	-	-	-
Release	-	-	-	-	-	-	-	-
EQ Bypass	Off	Off	On	On	On	On	On	On
Delay Link	Off	Off	Off	Off	Off	Off	Off	Off
Delay [ms]	0	0	10.87	10.87	0	0	0.742	0.742
Polarity	Normal	Normal	Normal	Normal	Normal	Normal	Invert	Invert
Hi-Xover [Hz]	OUT	OUT	100	100	1000	1000	16 k	16 k
Low-Xover [Hz]	OUT	OUT	OUT	OUT	100	100	1000	1000
Hi-Shape	OUT	OUT	LR24	LR24	LR12	LR12	BUT 48	BUT 48
Low-Shape	OUT	OUT	OUT	OUT	LR24	LR24	LR12	LR12

Tabla 9.6

Por último, recalcar que se para las medidas X-Over L-R-Subs se ha aplicado un filtro BUT 48 a la frecuencia 16 kHz para no desperdiciar potencia. Para todas las representaciones gráficas se ha utilizado una resolución de 1/12 de octava para las representaciones en módulo, y 1/24 de octava para las representaciones de fase.

Análisis de resultados:

- Cuando se mide cerca de los subsistemas, se suele obtener tasas de coherencia más altas que cuando se mide lejos.
- Cuando radian conjuntamente los subsistemas del *line array* y/o los subsistemas de graves, se produce un importante incremento de nivel en frecuencias bajas y medias-bajas.
- Este incremento es mayor cuando se está cerca.

- Con el aumento de la distancia, se produce desviación al rosa (inclinación espectral). Por este motivo, los valores de ganancia finales de las vías de agudos han sido mayores que los establecidos en un principio.
- El atenuar los subsistemas Bottom permite reducir los niveles en primera fila, por lo que resulta una medida de protección tanto del equipo como de los oídos de la audiencia.
- La variación de nivel es más sensible para frecuencias medias y altas que para graves. Con pequeños movimientos se tendrán grandes desajustes en alta y media frecuencia, mientras que para baja frecuencia serán mínimos.
- El método de alineamiento temporal, haciendo uso de la herramienta *Live IR*, ha funcionado únicamente para las vías de agudos, y ha servido para realizar los ajustes de compensación del retardo de propagación.
- El método de alineamiento de fase funciona para todos los casos.
- Se ha comprobado la utilidad del parámetro de coherencia. Siempre se tendrán zonas en las que haya cancelaciones. Lo importante a la hora de tomar una decisión es conocer si una cancelación se produce por desalineamiento o por la influencia de una reflexión.
- De la misma manera, ecualizar en puntos en los que la coherencia es muy baja no resulta práctico, ya que la respuesta que se está viendo es el resultado de la suma de señal directa y reflejada. Este efecto desaparecerá en cuanto entre la audiencia.
- A la hora de priorizar en qué zonas se ha de conseguir alineamiento, por disponer de un número insuficiente de canales de procesado, conviene mantener el área en el que se disponga la mesa de mezclas (siempre que esté en la pista). Con un número mayor de canales de procesado (y mucho tiempo disponible), se podría conseguir una mayor área con mínima variación espectral y de nivel.
- Los valores de retardo proporcionados por la interfaz diseñada han sido válidos para las vías de agudos. Por el contrario, y como era de esperar, los valores de retardo para la vía de graves no han sido válidos, debido a que el montaje y número de elementos difiere con respecto a los que se dispusieron en las medidas en cámara anecoica.

SECCIÓN V: CONCLUSIONES

CONCLUSIONES

El objetivo de este proyecto era conseguir caracterizar y optimizar un sistema de sonido profesional de modo práctico. Para ello, se han llevado a cabo las siguientes tareas:

- Toma de medidas en cámara anecoica de la EUITT a través del programa Pulse Labshop.
- Desarrollo de una interfaz en Matlab que calcula automáticamente los valores que permiten obtener una respuesta conjunta óptima para las unidades *Top-210* y *Spider Evolution*.
- Uso del programa Matlab para obtener los valores de sensibilidad de cada transductor en su rango útil, y la respuesta directiva de los transductores para diversas configuraciones de filtrado.
- Uso de programas especializados en la simulación en campo libre de sistemas de sonido, siendo estos EASE SpeakerLab y EASE Focus I, para comprobar la validez de los valores de optimización proporcionados por la interfaz.
- Toma de medidas in situ a través del programa Smaart Live 7, para verificar si los valores de optimización resultan aplicables en un entorno real.

Además de estas tareas, se han realizado simulaciones con el programa MAPP On-Line Pro de Meyer Sound de cara a emular situaciones concretas y analizar los resultados de modo académico.

El desarrollo de la interfaz ha permitido obtener la relación de niveles de los distintos transductores, comprobar los efectos de los filtros en las respuestas individuales y combinadas, y adquirir los valores de retardo que propician obtener suma en el rango de solapado espectral entre dos vías adyacentes.

El uso de Matlab para la obtención de las sensibilidades de los transductores en su rango útil, ha permitido contrastar los datos proporcionados por el fabricante, así como realizar un ajuste de la limitación del sistema. Por otro lado, obtener la respuesta directiva para diferentes configuraciones de filtrado ha permitido valorar la respuesta polar de los filtros, lo que ha facilitado en mayor grado la elección de los mismos.

El uso de EASE Focus I ha permitido extraer los parámetros geométricos relativos a una disposición adecuada del sistema *line array* en el evento, además de los puntos clave para la verificación de la respuesta de los subsistemas.

Con el programa EASE SpeakerLab, se han comprobado los efectos de la falta de alineamiento en la respuesta polar cuando la unidad *Top-210* radia individualmente, cuando se produce interacción entre dos unidades, y cuando se produce interacción para el sistema completo. De la misma manera, se han comprobado los efectos cuando existe alineamiento entre vías.

La toma de medidas in situ, a través de Smaart Live 7, ha permitido verificar si los valores de optimización obtenidos son aplicables en un entorno real. Cuando no se ha dado el caso, se han modificado obteniendo el resultado esperado.

Se puede considerar que los objetivos parciales en cada una de las etapas, han sido claramente alcanzados como queda de manifiesto en cada uno de los apartados correspondientes a la sección *Resultados*.

Por otro lado, la optimización del sistema sólo ha podido realizarse en ciertos puntos, debido a la falta de tiempo. La limitación impuesta por el número de canales de procesado y de amplificación, acotan la subdivisión de sistemas y por lo tanto condicionan el tratamiento a ciertas áreas. De haber dispuesto de más tiempo podría haberse verificado la variación espectral y de nivel en más posiciones. Es muy probable que los resultados que se obtendrían no fueran los esperados. No obstante, dentro de esta limitación, la mejora del recubrimiento es evidente, al igual que la disminución de la variación espectral y de nivel, para las posiciones de medida.

En líneas generales, se puede considerar que el objetivo de optimizar el sistema de sonido del grupo *Esmeralda On Tour* ha sido alcanzado.

Futuras líneas de desarrollo:

La interfaz desarrollada en Matlab está orientada principalmente a determinar los valores de los parámetros que permiten obtener una respuesta óptima de un equipo concreto, por lo que podría ser de gran utilidad para fabricantes de altavoces. Por otro lado, su uso puede estar destinado igualmente a la optimización de una instalación de directo.

Imaginemos, por ejemplo, una instalación fija en un teatro con el mismo sistema que el empleado en el proyecto. Si las medidas de función de transferencia de los transductores, en los puntos clave de la audiencia, se realizasen a través de Smaart Live y se exportasen a la interfaz, el usuario podría experimentar con diversas configuraciones de filtrado, y obtener los valores de retardo relativo entre vías para las distintas posiciones. A primera vista parece ser menos práctico que realizar los ajustes directamente con Smaart Live, pero disponiendo del tiempo necesario, podría resultar una herramienta complementaria para conseguir la optimización.

La interfaz deja por lo tanto muchas puertas abiertas. Una mejora de la misma podría consistir en hacer seleccionable las frecuencias de cruce en cada una de las vías, lo que implicaría realizar un considerable número de medidas de función de transferencia de los filtros. Esta mejora ampliaría el rango de experimentación y permitiría determinar si el equipo necesita un *crossover* simétrico (misma frecuencia de cruce en dos vías adyacentes), o asimétrico.

Otro ejemplo de mejora consistiría en incluir las respuestas de directividad en el entorno gráfico. De este modo, el usuario podría experimentar con diversas configuraciones de filtrado y observar el resultado en la respuesta polar del sistema en cuestión.

También sería interesante incluir opciones tipo características del retardo de grupo de los filtros, lo que aportaría más información a la hora de elegir la configuración de filtrado, así como los cálculos de la sensibilidad de cada uno de los transductores en su rango útil.

SECCIÓN VI: ANEXO

```

function MAIN_OpeningFcn(hObject, eventdata, handles, varargin)
[ValoresIniciales]= INI;

handles.output = hObject;
guidata(hObject, handles);

files = get_list_files(ValoresIniciales.IDFG, '*');
set(handles.Filtros_Graves, 'String', files);
files = get_list_files(ValoresIniciales.IDFM, '*');
set(handles.Filtros_Medios, 'String', files);
files = get_list_files(ValoresIniciales.IDFA, '*');
set(handles.Filtros_Agudos, 'String', files);
files = get_list_files(ValoresIniciales.IDTG, '*');
set(handles.Lista_Trans_Graves, 'String', files);
files = get_list_files(ValoresIniciales.IDTM, '*');
set(handles.Lista_Trans_Medios, 'String', files);
files = get_list_files(ValoresIniciales.IDTA, '*');
set(handles.Lista_Trans_Agudos, 'String', files);
files = get_list_files(ValoresIniciales.IDAmp, '*');
set(handles.Lista_Ampli, 'String', files);

axes(handles.Foto);
im=imread('cabecera_top210HM.jpg');
imshow(im);

axes(handles.Foto2);
im=imread('Hermes_Line_Array3.bmp');
imshow(im);

axes(handles.Foto3);
im=imread('evolution1000.jpg');
imshow(im);

```

```
function Filtros_Graves_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)
[ValoresIniciales]= INI;
files = get_list_files(ValoresIniciales.IDFG, '*');
set(hObject, 'String', files);

if ispc && isequal(get(hObject, 'BackgroundColor'), ...
    get(0, 'defaultUicontrolBackgroundColor'))
    set(hObject, 'BackgroundColor', 'white');
end

function Delay_Graves_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)
[ValoresIniciales]=INI;
files = num2str(ValoresIniciales.Dg);
set(hObject, 'String', files);

if ispc && isequal(get(hObject, 'BackgroundColor'), ...
    get(0, 'defaultUicontrolBackgroundColor'))
    set(hObject, 'BackgroundColor', 'white');
end

function Pol_Graves_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)
[ValoresIniciales]=INI;
if ValoresIniciales.PolG == 1
    Pol = '+';
else
    Pol = '-';
end
files = Pol;
set(hObject, 'String', files);

if ispc && isequal(get(hObject, 'BackgroundColor'), ...
    get(0, 'defaultUicontrolBackgroundColor'))
    set(hObject, 'BackgroundColor', 'white');
end
```

Optimize Callback:

```

function Optimize_Callback(hObject, eventdata, handles)

[SInicio] = INI;

index_selected = get(handles.Filtros_Graves,'Value');
list = get(handles.Filtros_Graves,'String');
item_selected = list(index_selected);
FG = strcat(SInicio.IDFG,item_selected);
...
index_selected = get(handles.Lista_Trans_Graves,'Value');
list = get(handles.Lista_Trans_Graves,'String');
item_selected = list(index_selected);
TG = strcat(SInicio.IDTG,item_selected);
...
Gg = get(handles.Gain_Graves, 'String');
Polg = get(handles.Pol_Graves, 'String');
Dg = get(handles.Delay_Graves, 'String');
...
c = get(handles.Sound_Speed, 'String');
DistMic = get(handles.Mic_Distance, 'String');

SEntrada = struct('IDFG', FG, 'IDFM', FM, 'IDFA', FA,...
    'IDAmp', Amp, 'IDTG', TG, 'IDTM', TM, 'IDTA', TA,...
    'Gg', Gg, 'Gm', Gm, 'Ga', Ga, 'Polg', Polg,...
    'Polm', Polm, 'Pola', Pola, 'Dg', Dg, 'Dm', Dm,...
    'Da', Da, 'c', c, 'DistMic', DistMic);

[SSalida] = OPTIMIZE( SEntrada );

```

Extraer Complejos:

```

...

Path_Filtro_Graves = SEntrada.IDFG;
Path_Filtro_Medios = SEntrada.IDFM;
Path_Filtro_Agudos = SEntrada.IDFA;
Path_Trans_Graves = SEntrada.IDTG;
Path_Trans_Medios = SEntrada.IDTM;
Path_Trans_Agudos = SEntrada.IDTA;
Path_Ampli = SEntrada.IDAmp;

[ FG, EjeF ] = ExtraerComplex( Path_Filtro_Graves );
[ FM, EjeF ] = ExtraerComplex( Path_Filtro_Medios );
[ FA, EjeF ] = ExtraerComplex( Path_Filtro_Agudos );
[ TG, EjeT ] = ExtraerComplex( Path_Trans_Graves );
[ TM, EjeT ] = ExtraerComplex( Path_Trans_Medios );
[ TA, EjeT ] = ExtraerComplex( Path_Trans_Agudos );
[ Amp, EjeA ] = ExtraerComplex( Path_Ampli );

SComp = struct('FG', FG, 'FM', FM,...
    'FA', FA, 'Amp', Amp, 'TG',...
    TG, 'TM', TM, 'TA', TA,...
    'EjeF', EjeF, 'EjeT', EjeT, 'EjeA', EjeA);

...

function [ Complex, Eje ] = ExtraerComplex( Sub_Path )

Sup_Path = 'C:\PFC Rafael López\MATLAB\Hermes_System\';
PathName = strcat( Sup_Path, Sub_Path );
SFich = GetPulseAsciiFile( PathName );

Tabla = ( SFich.Function1.DatasetSection.Data );
Eje = zeros(length(Tabla), 1);
Complex = zeros(length(Tabla), 1);

for k = 1:length(Tabla)
    Eje(k) = Tabla(k, 2);
    Complex(k) = Tabla(k, 3) + 1i * (Tabla(k, 4));
end

end

```

Convierte Data:

```

...

[ SGlobal ] = ConvierteData( SEntrada, SComp );

...

function [ SGlobal ] = ConvierteData( SIn, SComp )

Gg = str2double( SIn.Gg); Dg = str2double( SIn.Dg);
Gm = str2double( SIn.Gm); Dm = str2double( SIn.Dm);
Ga = str2double( SIn.Ga); Da = str2double( SIn.Da);
c = str2double( SIn.c);
DistMic = str2double( SIn.DistMic);

if strcmp( '+', SIn.Polg ) == -1
    Polg = 1;
else
    Polg = -1;
end

if strcmp( '+', SIn.Polm )
    Polm = 1;
else
    Polm = -1;
end

if strcmp( '+', SIn.Pola ) == -1
    Pola = 1;
else
    Pola = -1;
end

SGlobal = struct('FG', SComp.FG, 'FM', SComp.FM,...
    'FA', SComp.FA, 'Amp', SComp.Amp, 'TG',...
    SComp.TG, 'TM', SComp.TM, 'TA', SComp.TA,...
    'Gg', Gg, 'Gm', Gm, 'Ga', Ga, 'Polg', Polg,...
    'Polm', Polm, 'Pola', Pola, 'Dg', Dg, 'Dm', Dm,...
    'Da', Da, 'c', c, 'DistMic', DistMic,...
    'EjeF', SComp.EjeF, 'EjeA', SComp.EjeA,...
    'EjeT', SComp.EjeT);
end

```

Polaridad

```

function [ Complex ] = Polaridad( Complex, Pol )

    Complex = Complex * Pol;

end

```

Ganancia:

```
function [ Complex ] = Ganancia( Complex, G )  
for k = 1:1:length( Complex )  
    Complex(k) = Complex(k) * 10^(G / 20);  
end  
end
```

Calcula módulo y fase:

```
function [ HdB, Theta ] = CalculaModuloFase( Complex )  
  
HdB = zeros(length(Complex), 1);  
Theta = zeros(length(Complex), 1);  
K = 180/pi;  
  
for i = 1:1:length(Complex)  
    HdB(i) = 20*log10(abs(Complex(i)));  
    Theta(i) = angle(Complex(i))*K;  
end  
end
```

Corrige retardo acústico:

```
function [ Complex ] = CorrigeRetAcus( Complex, c, DistMic, EjeT )  
  
RetAc = zeros( length(EjeT), 1 );  
  
for i = 1:1:length( EjeT )  
    RetAc(i) = exp(1i *(2 * pi * DistMic * EjeT(i) / c));  
    Complex(i) = Complex(i) * RetAc(i);  
end
```

Calcula función de transferencia por vía:

```

function [ CompVia, EjeSys ] = CompVia( CompA, CompB, EjeA, EjeB )

    k = 2;
    q = 2;
    CompVia = zeros(length(CompA),1);
    CompVia(1) = CompA(1) * CompB(1);

    while k < length(EjeA)
        Act = EjeA(k);

        while q < length(EjeB) - 1
            Finf = EjeB(q);
            Fsup = EjeB(q+1);

            if Finf < Act && Fsup >= Act
                AbsA = abs(Finf - Act);
                AbsB = abs(Fsup - Act);

                if AbsA < AbsB
                    r = q;
                    CompVia(k) = CompA(k) * CompB(r);
                else
                    r = (q+1);
                    CompVia(k) = CompA(k) * CompB(r);
                end

                if k < length(EjeA)
                    k = k + 1;
                end
                Act = EjeA(k);
            end
            q = q + 1;
        end
    end
    ...

    ...
    if (length(EjeA)) < (length(EjeB))
        EjeSys = EjeA;
    else
        EjeSys = EjeB;
    end
end

```

Aplica Delay:

```
...
Dg = Dg * 1000;
Da = Da * 1000;
fc1 = 100;
fc2 = 1000;
[ FG ] = AplicaDelay( FG, Dg, fc1 );
[ FA ] = AplicaDelay( FA, Da, fc2 );
...
```

```
function [ Complex ] = AplicaDelay( Complex, T, fc )
for k = 1:length(Complex)
    Complex(k) = Complex(k) * exp(-1i*2*pi*fc*T);
end
end
```

Calcula y aplica Delay:

```
...
Dg = 0;
Da = 0;
fc1 = 100;
fc2 = 1000;

SDelay = struct('Graves', ComplexViaG, ...
    'Medios', ComplexViaM, ...
    'Agudos', ComplexViaA, ...
    'FG', FG, ...
    'FM', FM, ...
    'FA', FA, ...
    'fc1', fc1, ...
    'fc2', fc2, ...
    'Eje', EjeSys, ...
    'Dg', Dg, ...
    'Da', Da);
...
```



```

function [ SDelay ] = CalculaAplicaDelay( SDelay )

ComplexG = SDelay.Graves; ComplexFG = SDelay.FG;
ComplexM = SDelay.Medios;
ComplexA = SDelay.Agudos; ComplexFA = SDelay.FA;

fc = [SDelay.fc1 SDelay.fc2];
fc1 = SDelay.fc1;
fc2 = SDelay.fc2;

VA = 'ViaAgudos';
VG = 'ViaGraves';

[HgdB, ThetaG] = CalculaModuloFase( ComplexG );
[HmdB, ThetaM] = CalculaModuloFase( ComplexM );
[HadB, ThetaA] = CalculaModuloFase( ComplexA );

Eje = SDelay.Agudos;

[ ThetaGfc1, ThetaGfc2 ] = ThetaFc( ThetaG, Eje, fc );
[ ThetaMfc1, ThetaMfc2 ] = ThetaFc( ThetaM, Eje, fc );
[ ThetaAfc1, ThetaAfc2 ] = ThetaFc( ThetaA, Eje, fc );

[ Tg ] = DelaySeg( ThetaMfc1, ThetaGfc1, fc, VG );
[ Ta ] = DelaySeg( ThetaAfc2, ThetaMfc2, fc, VA );

[ ComplexG ] = AplicaDelay( ComplexFG, Tg, fc1 );
[ ComplexA ] = AplicaDelay( ComplexFA, Ta, fc2 );

SDelay.FG = ComplexFG;
SDelay.FA = ComplexFA;
SDelay.Dg = Tg/1000;
SDelay.Da = Ta/1000;

end

function [ Thetafc1, Thetafc2 ] = ThetaFc( Theta, Eje, fc )

fc1 = fc(1);
fc2 = fc(2);
K = 180 / pi;
dF = Eje(2);

Thetafc1 = (Theta( fc1 / dF ) + 1) * K;
Thetafc2 = (Theta( fc2 / dF ) + 1) * K;

end

```

```
function [ T ] = DelaySeg( ThetaH, ThetaL, fc, V )

    if ThetaH < 0
        ThetaH = 360 + ThetaH;
    end

    if ThetaL < 0
        ThetaL = 360 + ThetaL;
    end

    if strcmp(V, 'ViaGraves') == 1
        if ThetaL > ThetaH
            Dif = ThetaL - ThetaH;
        else
            Dif = 360 - ThetaH + ThetaL;
        end
    end

    if strcmp(V, 'ViaAgudos') == 1
        if ThetaL > ThetaH
            Dif = 360 - ThetaL + ThetaH;
        else
            Dif = ThetaH - ThetaL;
        end
    end

    T = (Dif/(360 * fc));

end
```

Calcula respuesta del sistema:

```
...
SVia = struct('Graves', ComplexViaG, ...
    'Medios', ComplexViaM, ...
    'Agudos', ComplexViaA, ...
    'Eje', EjeSys);
...
```

```

function [ ComplexSys ] = SysResp( SVia )

ComplexG = SVia.Graves;
ComplexM = SVia.Medios;
ComplexA = SVia.Agudos;
Eje = SVia.Eje;
ComplexSys = zeros(length(Eje), 1);

for i = 1:length(Eje)
    ComplexSys(i) = ComplexG(i) + ComplexM(i) + ComplexA(i);
end

end

```

Convierte resultados:

```

SModulos = struct('Hfg', Hfg, 'Hfm', Hfm,...
    'Hfa', Hfa, 'H&amp;', H&amp;, 'Htg',...
    Htg, 'Htm', Htm, 'Hta', Hta, 'Hsys', Hsys);

SFase = struct('Thetafg', Thetafg, 'Thetafm',...
    Thetafm, 'Thetafa', Thetafa, 'Theta&amp;',...
    Theta&amp;, 'Thetatg', Thetatg, 'Thetatm',...
    Thetatm, 'Thetata', Thetata, 'Thetasys', Thetasys);

SEjes = struct('EjeF', EjeF, 'EjeA', EjeA, 'EjeT',...
    EjeT, 'EjeSys', EjeSys);

SDelay = struct('Graves', ComplexViaG, ...
    'Medios', ComplexViaM, ...
    'Agudos', ComplexViaA, ...
    'FG', FG, ...
    'FM', FM, ...
    'FA', FA, ...
    'fc1', fc1, ...
    'fc2', fc2, ...
    'Eje', EjeSys, ...
    'Dg', Dg, ...
    'Da', Da);

SSalida = struct('Modulos', SModulos, 'Fase', SFase,...
    'Ejes', SEjes, 'Dg', num2str(SDelay.FG), 'Dm',...
    num2str(SDelay.FM), 'Da', num2str(SDelay.FA));

```

Graficando resultados:

```
handles.g = plot( handles.AxesSys, SSalida.Modulos.Hsys );
set(handles.Arte, 'XTickLabel',{ '63', '125', '250', '500',...
    '1K', '2K', '4K', '8K', '16K'}, 'XTick',[6 11 21 41,...
    81 161 321 641 1281], 'XScale','log',...
    'XMinorTick','on', 'XMinorGrid','on', 'XGrid',...
    'on', 'YGrid','on', 'Color',...
    [0.9333 0.9333 0.9333], 'xlim', [1 1601],...
    'ylim', [-50 40], 'UserData',...
    SSalida.Modulos.Hsys, 'ButtonDownFcn',...
    @HR_ButtonDown);

handles.g = plot( handles.GraphFilGraves, SSalida.Modulos.Hfg );
set(handles.GraphFilGraves, 'XTickLabel',{ '100', '1K'},...
    'XTick',[33 321], 'XScale','log', 'Color',...
    [0.9333 0.9333 0.9333], 'xlim', [1 6400], 'ylim',...
    [-80 5], 'UserData', SSalida.Modulos.Hfg, 'ButtonDownFcn',...
    HR_ButtonDown);
```

Filtering & Combined Response:

```

function FilCombResp_Callback(hObject, eventdata, handles)

global SSalida;
xTick = [63 125 250 500 1000 2000 4000 8000 16000];
FConj = 'Respuesta Conjunta del Filtrado';
limx = [ 0 20000 ]; limy = [ -80 5 ];
Hfg = SSalida.Modulos.Hfg; Hfm = SSalida.Modulos.Hfm;
Hfa = SSalida.Modulos.Hfa;
Hfsys = CalculaRespCombH(Hfg, Hfm, Hfa);
Eje = SSalida.Ejes.EjeF;

...
subplot(2, 3, 5);
plot(Eje, Hfg, 'Color', [0.043 0.518 0.78]);
set(gca, 'XTick', xTick, ...
    'XTickLabel', {'63', '125', '250', '500', ...
    '1K', '2K', '4K', '8K', '16K'}, ...
    'XScale', 'log', 'XMinorTick', 'on', ...
    'XMinorGrid', 'on', 'XGrid', 'on', ...
    'YGrid', 'on', ...
    'Xlim', limx, 'Ylim', limy, ...
    'Position', [0.35 0.062 0.34 0.425], ...
    'Color', [0.9333 0.9333 0.9333]);

hold on
plot(Eje, Hfm, 'Color', [0.424 0.251 0.392]);
hold on
plot(Eje, Hfa, 'Color', [0.847 0.208 0]);
hold on
plot(Eje, Hfsys, 'LineWidth', 1.8, 'Color', [0 0 0]);
hold off
xlabel('Frecuencia [Hz]', ...
    'EdgeColor', [0 0 0], 'BackgroundColor', [1 1 1]);
ylabel('dB', 'EdgeColor', [0 0 0], 'BackgroundColor', [1 1 1]);
title(FConj, ...
    'EdgeColor', [0 0 0], 'BackgroundColor', [1 1 1]);

function [ Hfsys ] = CalculaRespCombH(Hfg, Hfm, Hfa)

Hfg = 10 ^ (Hfg / 20);
Hfm = 10 ^ (Hfm / 20);
Hfa = 10 ^ (Hfa / 20);
Hfsys = 20 * log10(Hfg + Hfm + Hfa);

end

```

Exportando Data Usuario:

```

function GeNeRaTeTeXTFile_Callback(hObject, eventdata, handles)

sGain_Graves = get(handles.Gain_Medios, 'String');
sGain_Agudos = get(handles.Gain_Agudos, 'String');

if (findstr(sGain_Graves, '.') ~= 0)
    strGg = [ '"Gain",' ' ' sGain_Graves '0'];
else
    strGg = [ '"Gain",' ' ' sGain_Graves '.00'];
end

if (findstr(sGain_Agudos, '.') ~= 0)
    strGa = [ '"Gain",' ' ' sGain_Agudos '0'];
else
    strGa = [ '"Gain",' ' ' sGain_Agudos '.00'];
end

sPol_Graves = get(handles.Pol_Medios, 'String');
sPol_Agudos = get(handles.Pol_Agudos, 'String');

if (findstr(sPol_Graves, '+') ~= 0)
    sPolG = ( '"Invert Polarity", "No"');
else
    sPolG = ( '"Invert Polarity", "Yes"');
end

if (findstr(sPol_Agudos, '+') ~= 0)
    sPolA = ( '"Invert Polarity", "No"');
else
    sPolA = ( '"Invert Polarity", "Yes"');
end

sDelay_Graves = get(handles.Delay_Medios, 'String');

```

```

sDelay_Agudos = get(handles.Delay_Agudos, 'String');
sDelay_Agudos = str2double(sDelay_Agudos);
n = sDelay_Agudos;

if n > 0
    sDelay_Agudos = num2str(sDelay_Agudos);
else
    sDelay_Agudos = ('0');
    sDelay_Graves = num2str(abs(n));
end

if (findstr(sDelay_Graves, '.') ~= 0)
    sDelayG = [ "Delay", ' sDelay_Graves(1:4) '];
else
    sDelayG = [ "Delay", ' sDelay_Graves '.00 '];
end

if (findstr(sDelay_Agudos, '.') ~= 0)
    sDelayA = [ "Delay", ' sDelay_Agudos(1:4) '];
else
    sDelayA = [ "Delay", ' sDelay_Agudos '.00 '];
end

index_selected = get(handles.Filtros_Medios, 'Value');
list = get(handles.Filtros_Medios, 'String');
item_selected_Medios = list(index_selected);
[ FileOutG ] = BuscaFileMedios( item_selected_Medios );

index_selected = get(handles.Filtros_Agudos, 'Value');
list = get(handles.Filtros_Agudos, 'String');
item_selected_Agudos = list(index_selected);
[ FileOutA ] = BuscaFileAgudos( item_selected_Agudos );

sStructTextG = struct('G', strGg, 'Pol', sPolG,...
    'D', sDelayG, 'File', FileOutG);
GeneraTeFile(sStructTextG);
sStructTextA = struct('G', strGa, 'Pol', sPolA,...
    'D', sDelayA, 'File', FileOutA);
GeneraTeFile(sStructTextA);

```

```

function [ FileOut ] = BuscaFileAgudos( item )

H = ('HH');

if (findstr(item, 'BUT') ~= 0)
    if (findstr(item, 'BUT6') ~= 0)
        File = ('BUT6');
    elseif (findstr(item, 'BUT12') ~= 0)
        File = ('BUT12');
    elseif (findstr(item, 'BUT18') ~= 0)
        File = ('BUT18');
    elseif (findstr(item, 'BUT24') ~= 0)
        File = ('BUT24');
    elseif (findstr(item, 'BUT48') ~= 0);
        File = ('BUT48');
    end
end

if (findstr(item, 'LR') ~= 0)
    if (findstr(item, 'LR12') ~= 0)
        File = ('LR12');
    elseif (findstr(item, 'LR24') ~= 0)
        File = ('LR24');
    elseif (findstr(item, 'LR48') ~= 0);
        File = ('LR48');
    end
end

if (findstr(item, 'BES') ~= 0)
    if (findstr(item, 'BES12') ~= 0)
        File = ('BES12');
    elseif (findstr(item, 'BES24') ~= 0)
        File = ('BES24');
    end
end

if (findstr(item, 'NTM') ~= 0)
    if (findstr(item, 'NTM36') ~= 0)
        File = ('NTM36');
    elseif (findstr(item, 'NTM52') ~= 0)
        File = ('NTM52');
    end
end

FileOut = [ H ' ' File '.xgfb'];

end

```



```

function [ FileOut ] = BuscaFileMedios( item )

H = ('HL');

if (findstr(item, '-BUT') ~= 0)
    if (findstr(item, '-BUT6') ~= 0)
        File = ('BUT6');
    elseif (findstr(item, '-BUT12') ~= 0)
        File = ('BUT12');
    elseif (findstr(item, '-BUT18') ~= 0)
        File = ('BUT18');
    elseif (findstr(item, '-BUT24') ~= 0)
        File = ('BUT24');
    elseif (findstr(item, '-BUT48') ~= 0);
        File = ('BUT48');
    end
end

if (findstr(item, '-LR') ~= 0)
    if (findstr(item, '-LR12') ~= 0)
        File = ('LR12');
    elseif (findstr(item, '-LR24') ~= 0)
        File = ('LR24');
    elseif (findstr(item, '-LR48') ~= 0);
        File = ('LR48');
    end
end

if (findstr(item, '-BES') ~= 0)
    if (findstr(item, '-BES12') ~= 0)
        File = ('BES12');
    elseif (findstr(item, '-BES24') ~= 0)
        File = ('BES24');
    end
end

if (findstr(item, '-NTM') ~= 0)
    if (findstr(item, '-NTM36') ~= 0)
        File = ('NTM36');
    elseif (findstr(item, '-NTM52') ~= 0)
        File = ('NTM52');
    end
end

FileOut = [ H ' ' File '.xgfb'];

end

```

```
function GeneraTeFile(sTructText)

a =findstr(sTructText.File, '.');
Title = sTructText.File(1 : a-1);
r =[Title 'output.txt'];

fin = fopen(sTructText.File, 'rt+');
fout = fopen(r, 'wt+');

i=1;
while (~feof(fin))
    s = fgetl(fin);
    if i == 6
        s = strrep(s, '"Gain", 0.00', sTructText.G);
    end

    if i == 7
        s = strrep(s, '"Delay", 0.00', sTructText.D);
    end

    if i == 8
        s = strrep(s, '"Invert Polarity", "No"', sTructText.Pol);
    end

    fprintf(fout, '%s\n', s);
    disp(s)
    i = i + 1;
end

fclose(fin)
fclose(fout)

end
```

```

"GFB"
"Format", "General Lspk"
"FormatVersion", "1.0"

"Bypass", "No"
"Gain", 0.00
"Delay", 0.00
"Invert Polarity", "No"

"Filters", 1
  "Filter", "", ""
    "Kind of Filter", "1/3rd Spectrum"
    "Bypass", "No"
    "Gain", 0.00
    "Delay", 0.00
    "Samples", "Log", "FR", 30
      "Sample", 25, -93.00, -132.98350425
      "Sample", 31, -92.00, -127.024743181
      "Sample", 40, -93.00, -154.985083583
      "Sample", 50, -87.00, -163.006492715
      "Sample", 63, -96.00, -147.994998482
      "Sample", 80, -95.00, -125.019390898
      "Sample", 100, -87.00, -83.995612766
      "Sample", 125, -78.00, -108.002544382
      "Sample", 160, -69.00, -132.98350425...
  ...

```

REFERENCIAS

- [1] Sánchez Bote, J.L., *Sistemas de refuerzo sonoro*, Dpto. de Publicaciones de la E.U.I.T de Telecomunicación, Madrid, 2012, p. 5.
- [2] Henderson Paul D., *The Fundamentals of FFT-Based Audio Measurements in SmaartLive*, disponible en www.rationalacoustics.com/files/FFT_Fundamentals.pdf, p. 2.
- [3] McCarthy, B., *Sound Systems: Design & Optimization*, Elsevier Limited, Oxford, UK, 2007, p. 91-92.
- [4] McCarthy, B., *Sound Systems: Design & Optimization*, Elsevier Limited, Oxford, UK, 2007, p. 92-96.
- [5] http://es.wikipedia.org/wiki/Presión_sonora.
- [6] McCarthy, B., *Sound Systems: Design & Optimization*, Elsevier Limited, Oxford, UK, 2007, p. 89.
- [7] McCarthy, B., *Sound Systems: Design & Optimization*, Elsevier Limited, Oxford, UK, 2007, p. 96-103.
- [8] McCarthy, B., *Sound Systems: Design & Optimization*, Elsevier Limited, Oxford, UK, 2007, p. 96.
- [9] Sánchez Bote, J.L., *Sistemas de refuerzo sonoro*, Dpto. de Publicaciones de la E.U.I.T de Telecomunicación, Madrid, 2012, p. 9-12.
- [10] Sánchez Bote, J.L., *Sistemas de refuerzo sonoro*, Dpto. de Publicaciones de la E.U.I.T de Telecomunicación, Madrid, 2012, p. 21-25.
- [11] McCarthy, B., *Sound Systems: Design & Optimization*, Elsevier Limited, Oxford, UK, 2007, p. 105-113.
- [12] <http://es.wikipedia.org/wiki/Triángulos>.
- [13] McCarthy, B., *Sound Systems: Design & Optimization*, Elsevier Limited, Oxford, UK, 2007, p. 113-120.
- [14] Sánchez Bote, J.L., *Altavoces: características, filtros de cruce y bocinas*, Dpto. de Publicaciones de la E.U.I.T de Telecomunicación, Madrid, 2010, p. 65-67.
- [15] McCarthy, B., *Sound Systems: Design & Optimization*, Elsevier Limited, Oxford, UK, 2007, p. 403-404.
- [16] McCarthy, B., *Sound Systems: Design & Optimization*, Elsevier Limited, Oxford, UK, 2007, p. 406-419.

-
- [17] Sánchez Bote, J.L., Gómez Alfageme, J.J., y otros, *Laboratorio de electroacústica*, Dpto. de Publicaciones de la E.U.I.T de Telecomunicación, Madrid, 2010, p. 9-15.
- [18] Rational Acoustics, *Getting Started with Smaart V7: Basic Setup and Measurements*, p. 7-8, disponible en: www.rationalacoustics.com/files/Getting_Started_with_Smaart_v7.4.pdf.
- [19] McCarthy, B., *Sound Systems: Design & Optimization*, Elsevier Limited, Oxford, UK, 2007, p. 419-421.
- [20] Herlufsen, H., *Dual Channel FFT Analysis (Part I)*, Brüel & Kjaer Technical Review, Nº 1 - 1984, p. 4-28.
- [21] Agilent Technologies, *The Fundamentals of Signal Analysis*, Application Note 243, p. 64-66, disponible en <http://literature.agilent.com/litweb/pdf/5952-8898E.pdf>.
- [22] McCarthy, B., *Sound Systems: Design & Optimization*, Elsevier Limited, Oxford, UK, 2007, p. 422.
- [23] McCarthy, B., *Sound Systems: Design & Optimization*, Elsevier Limited, Oxford, UK, 2007, p. 422-430.
- [24] Agilent Technologies, *The Fundamentals of Signal Analysis*, Application Note 243, p. 55.
- [25] McCarthy, B., *Sound Systems: Design & Optimization*, Elsevier Limited, Oxford, UK, 2007, p. 433-439.
- [26] Young, C., *Crank it up: live sound secrets of the top tour engineers*, Hal Leonard Corporation, p.60.
- [27] McCarthy, B., *Sound Systems: Design & Optimization*, Elsevier Limited, Oxford, UK, 2007, p. 439-443.
- [28] McCarthy, B., *Sound Systems: Design & Optimization*, Elsevier Limited, Oxford, UK, 2007, p. 40.
- [29] McCarthy, B., *Sound Systems: Design & Optimization*, Elsevier Limited, Oxford, UK, 2007, p. 50-53.
- [30] Sánchez Bote, J.L., *Altavoces: características, filtros de cruce y bocinas*, Dpto. de Publicaciones de la E.U.I.T de Telecomunicación, Madrid, 2010, p. 81-83.
- [31] Sánchez Bote, J.L., *Altavoces: características, filtros de cruce y bocinas*, Dpto. de Publicaciones de la E.U.I.T de Telecomunicación, Madrid, 2010, p. 111-123.
- [32] Elliott, R., *NTMTM Crossovers*, Elliott Sound Products, Sydney, Australia, 2005, disponible en: <http://sound.westhost.com/articles/ntm-xover.htm>.
-

- [33] Elliott, R., *Active Filters: Characteristics, Topologies & Examples*, Elliott Sound Products, Sydney, Australia, 2009, disponible en: <http://sound.westhost.com/articles/active-filters.htm>
- [34] BSS Audio, *Neville Thiele Method™ Crossover Filters*, WHISEWORKS-NTM White Paper, disponible en: <http://www.bssaudio.com/system/resources/131/original/NTMFilters.pdf>
- [35] Bohn, D., *Linkwitz-Riley Crossovers Primer*, Rane Application note 160, Rane Corporation, Washington, 2005, disponible en: www.rane.com/note160.html.
- [36] McCarthy, B., *Sound Systems: Design & Optimization*, Elsevier Limited, Oxford, UK, 2007, p. 431.
- [37] McCarthy, B., *Sound Systems: Design & Optimization*, Elsevier Limited, Oxford, UK, 2007, p. 122.
- [38] La Roda, J., *Technical Report: Ajuste de fases entre subgraves y unidades de medios-agudos*, Dpto. de Ingeniería de DAS Audio, Valencia, 2009.
- [39] Hughes, C., "Subwoofer Alignment with a Full-Range System", in *129th AES Convention San Francisco*, November 2010.
- [40] Ramírez, M., "Puntos de alineamiento", respuesta en el foro del portal Doctor Pro Audio, disponible en: <http://foros.doctorproaudio.com/archive/index.php/t-4770.html>
- [41] McCarthy, B., *Sound Systems: Design & Optimization*, Elsevier Limited, Oxford, UK, 2007, p. 489-494.
- [42] McCarthy, B., *Sound Systems: Design & Optimization*, Elsevier Limited, Oxford, UK, 2007, p. 521.
- [43] McCarthy, B., *Sound Systems: Design & Optimization*, Elsevier Limited, Oxford, UK, 2007, p. 503-520.

ENLACES

- ⁱ http://es.wikipedia.org/wiki/Cámara_anecoica
- ⁱⁱ <http://www.bksv.com/Products/pulse-analyzer/pulse-platform/pulse-labshop.aspx>
- ⁱⁱⁱ <http://www.mathworks.es/products/matlab/>
- ^{iv} <http://ease.afmg.eu/>
- ^v <http://www.afmg.eu/index.php/read-news/items/ease-speakerlab-11-and-pro-version-released.html>
- ^{vi} <http://focus.afmg.eu/>
- ^{vii} <http://www.rationalacoustics.com/smaart/smaart-v-7/>
- ^{viii} <http://en.wikipedia.org/wiki/Smaart>
- ^{ix} <http://www.bssaudio.com/en-US/products/fds-366t>
- ^x <http://www.black-sound.com/blacksound/01productos/ultralightseries.asp>
- ^{xi} http://www.black-sound.com/blacksound/01productos/hermes_210.asp