



UNIVERSIDAD DE BUENOS AIRES  
FACULTAD DE INGENIERÍA  
Año 2018 - 1<sup>er</sup> Cuatrimestre

## PROCESAMIENTO DE SEÑALES (86.51)

### TRABAJO PRÁCTICO

TEMA: Ecualizador de audio digital

FECHA: 14 de julio de 2021

### INTEGRANTES:

Lean Cole, Micaela

- #96364

<leancolem@gmail.com>

Manso, Juan

- #96133

<juanmanso@gmail.com>

### Resumen

El siguiente trabajo práctico tiene como objetivo el diseño de filtros para utilizar como ecualizador de audio digital.

# Índice

<b>1. Especificaciones</b>	<b>1</b>
<b>2. Parte I: Ecualización mediante filtros de fase lineal</b>	<b>1</b>
2.1. Método de ventanas . . . . .	1
2.1.1. Ítem a: amplitud del ecualizador . . . . .	1
2.1.2. Ítem b: filtro multibanda . . . . .	2
2.1.3. Ítem c: respuesta en frecuencia y retardo de fase . . . . .	4
2.2. Método de filtros óptimos . . . . .	6
2.2.1. Ítem a: amplitud del ecualizador . . . . .	6
2.2.2. Ítem b: respuesta en frecuencia y retardo de fase . . . . .	7
<b>3. Parte II: Ecualización mediante filtros de fase no lineal</b>	<b>8</b>
3.1. Filtro IIR . . . . .	9
3.1.1. Ítem a: transferencia del ecualizador . . . . .	9
3.1.2. Ítem b: diagrama de polos y ceros . . . . .	9
3.1.3. Ítem c: respuesta en frecuencia . . . . .	12
3.1.4. Ítem d: retardo de fase . . . . .	13
<b>4. Audios de prueba y conclusiones</b>	<b>13</b>
4.1. Audio 1: <i>Get Lucky - Daft Punk</i> . . . . .	13
4.2. Audio 2: <i>Música clásica</i> . . . . .	14
4.3. Audio 3: <i>Beggar's Dance - Jinjer</i> . . . . .	14
4.4. Audio 4: <i>Symphony X - Serpent's Kiss</i> . . . . .	14
4.5. Audio 5: <i>Game of Thrones Intro</i> . . . . .	14
4.6. Breve conclusión del análisis empírico de los filtros . . . . .	14

## 1. Especificaciones

El ecualizador de audio digital a diseñar debe cumplir los siguientes requerimientos:

- 2 dB de desviación máxima sobre la línea ideal (respuesta plana);
- la compensación debe abarcar el rango de frecuencias 20 Hz- 16 kHz (un poco menor al rango audible).
- se deben utilizar la menor cantidad de recursos, es decir, el menor orden posible del filtro ecualizador.

## 2. Parte I: Ecualización mediante filtros de fase lineal

### 2.1. Método de ventanas

Se desea implementar el ecualizador mediante un filtro que no agregue distorsión de fase. Para ello se utilizan los filtros *FIR FLG*. En esta sección se diseña y caracteriza un filtro mediante el método de ventanas.

#### 2.1.1. Ítem a: amplitud del ecualizador

Primero se realiza la transformada rápida de Fourier o *fft* de 1024 puntos de la señal que entrega el sistema electroacústico. Esta señal es la que se tiene como dato en el archivo *SEA.mat*.

Para obtener las bandas de interés, se calculan los extremos locales de esta curva, teniendo en cuenta que se puede acotar el rango de frecuencias de interés de la señal desde los 20 Hz hasta los 16 kHz<sup>1</sup>, ya que se trata de una señal de audio.

Como primera aproximación, se obtienen los extremos utilizando la función *findpeaks*, que devuelve tanto la ubicación de cada máximo como el valor del mismo. Para hallar los mínimos, se aplica la misma función pero al módulo de la respuesta inversa del sistema. Luego, los límites de las bandas para el filtro son los valores promedio entre cada máximo y mínimo consecutivo. En la Figura 1 se muestra el resultado de dicho proceso.

Según hipótesis, la tolerancia es de 2 dB que equivale a  $\delta_0 = 0,01$  de magnitud. Sin embargo, para la utilización de ventanas se debe hacer un escalamiento de las tolerancias correspondientes a cada banda. Para normalizar las tolerancias  $\delta$  del sistema electroacústico, se realiza el cociente  $\delta_i = \delta_0/a_i$  donde  $a_i$  es la ganancia de la *i*-ésima banda.

En la Tabla 1 se exponen las características de la función amplitud  $A_{EQ}(w)$  del filtro a implementar. Por inspección se obtiene que  $\max\{\delta_i\} = \delta_3 \approx 0,04$ . Este valor implica que no hay restricción de qué ventana utilizar, dado que la que tiene el  $\delta$  más pequeño es la *rectwin* con  $\delta_{rectwin} = 0,09$  y es mayor que  $\delta_3$ .

Por último se decidió no definir las bandas de paso y supresión de cada caso. En el caso que fuese necesario obtener estos valores, se obtendrán a partir del valor de  $w_c$  y la suma (o resta) de un  $\Delta w = 0,025 \cdot \pi$ .

---

<sup>1</sup>El rango audible de frecuencias para el humano adulto es 20 Hz - 20 kHz. Para los fines de este trabajo práctico, se ha decidido acotar un poco más las frecuencias agudas al valor mencionado.

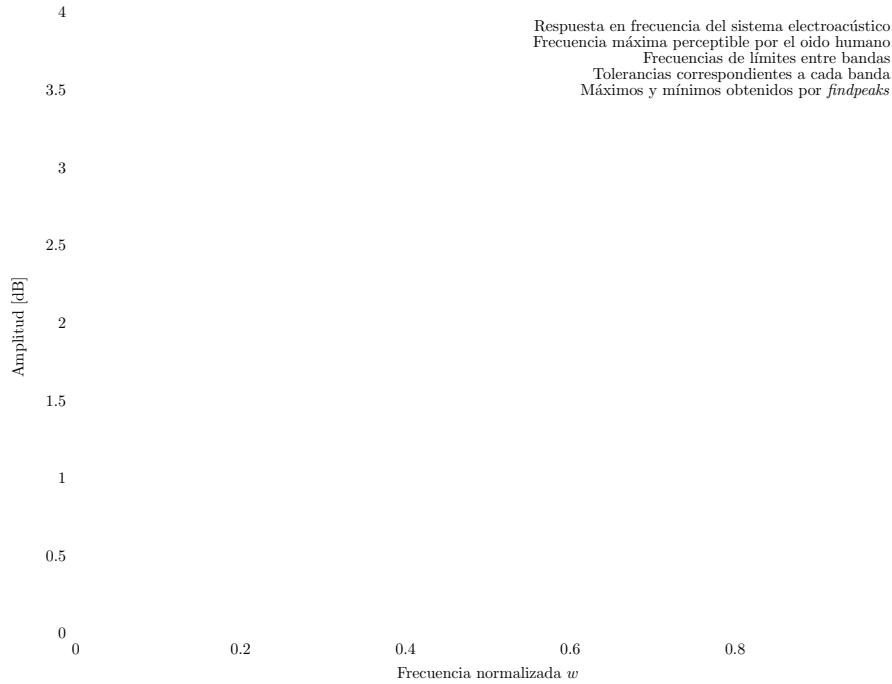


Figura 1: Módulo de la respuesta en frecuencia del sistema electroacústico original.

Parámetro	Banda 1	Banda 2	Banda 3	Banda 4	Banda 5
Frecuencias límites ( $\frac{w_c}{\pi}$ )	0 - 0,050	0,050 - 0,120	0,120 - 0,203	0,203 - 0,456	0,456 - 0,726
Ganancia	2,327	0,284	3,933	0,569	1,267
Tolerancia ( $\delta_i$ )	0,023	0,003	0,039	0,006	0,013

Tabla 1: Especificaciones para el filtro a implementar.

### 2.1.2. Ítem b: filtro multibanda

Previo a la construcción del filtro ecualizador, se diseña la función `multibanda(a,w,M,win)` que se encarga de generar el filtro deseado a partir de suma y/o restas de filtros pasa-bajos. Para corroborar el correcto funcionamiento de dicha función, se propone generar un filtro cuya respuesta en frecuencia coincida con la respuesta del sistema. De este modo se puede también verificar que los datos especificados en la Tabla 1 sean correctos (utilizando como alturas la inversa de las ganancias expuestas en dicha Tabla).

Como la longitud del lóbulo principal más pequeño de la respuesta del sistema electroacústico (segunda banda) se supuso como  $\Delta w = 0,1\pi$ , para una ventana rectangular se obtiene que  $M_{rectwin} = 41$ . En la Figura 2 se presenta el filtro que sigue la respuesta del sistema utilizando la ventana rectangular.

Dado que el *ripple* generado por la ventana es mayor a la tolerancia aceptable, se opta por seguir a la señal por medio de una ventana de *Hamming*. Se puede ver en la Figura 3 que al aumentar el orden, el filtro consigue replicar el comportamiento de la respuesta del sistema. Las diferencias pueden deberse al efecto de los lóbulos secundarios que disminuyen los valores pico de la segunda y tercer banda. Con un ajuste de las amplitudes podría conseguirse una curva más cercana.

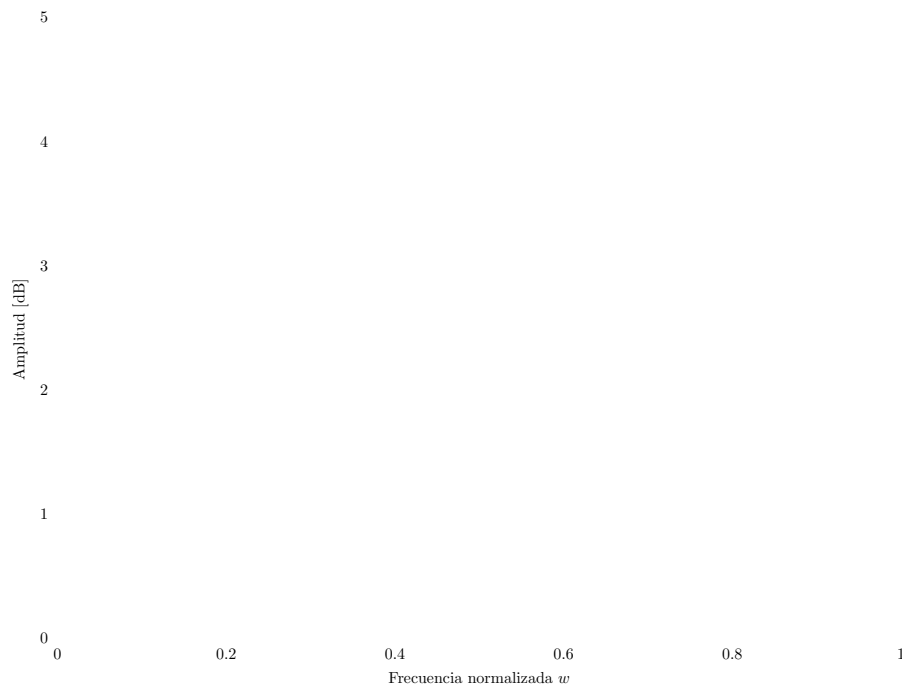


Figura 2: Seguimiento de la respuesta del sistema EA por medio de `multibanda()` utilizando ventana rectangular.

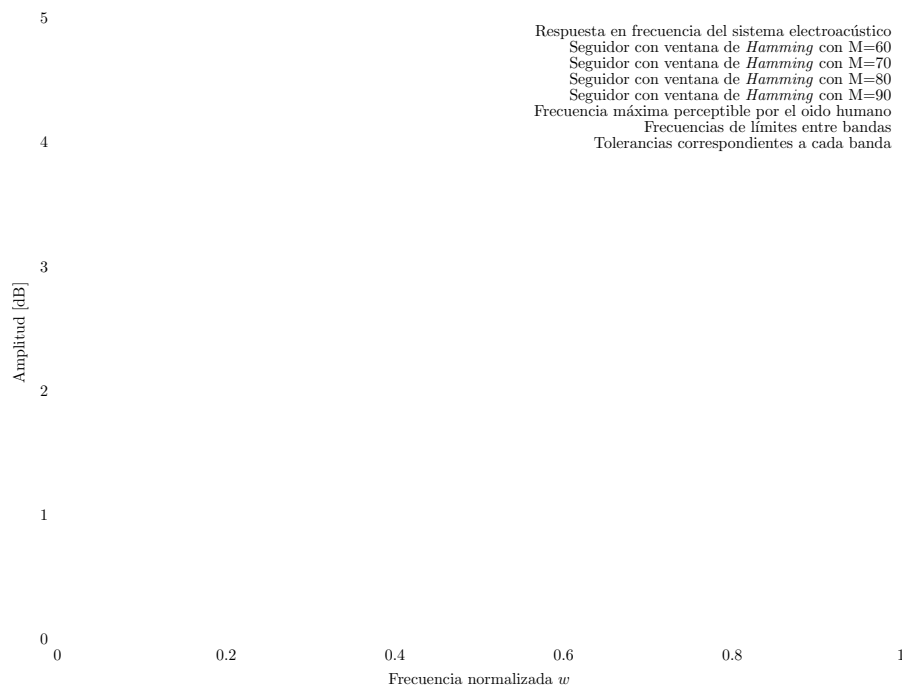


Figura 3: Seguimiento de la respuesta del sistema EA por medio de `multibanda()` utilizando ventana de *Hamming*.

A partir del análisis expuesto en el párrafo anterior, y el ajuste de los parámetros, se obtiene el filtro ecualizador  $H_{EQ}(w)$  utilizando  $M = 90$  y ventaneo de *Hamming*. Se decidió por el filtro de

tipo I (orden par; simétrico), para que no atenúe las frecuencias en 0 ni en  $\pi$ . De todas formas, si se hubiese implementado un filtro tipo II, al no poder escuchar tan bajas frecuencias (por el cero en 0), no sería un inconveniente. En la Figura 4 se ilustra el filtro ecualizador en conjunto con la respuesta del sistema. Al final de esta sección se provee una fracción del código utilizado para generar los gráficos expuestos con los respectivos parámetros.

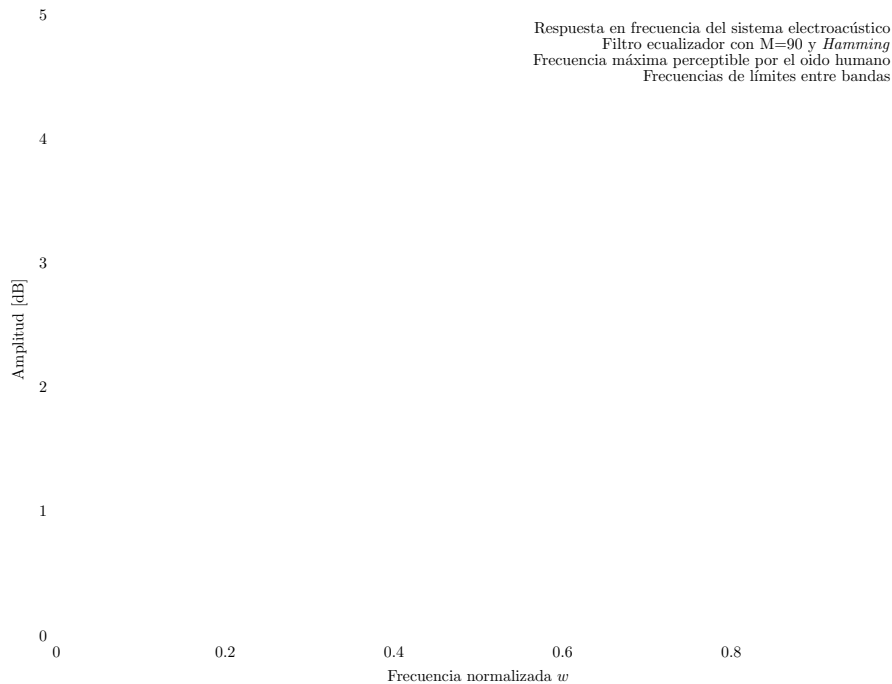


Figura 4: Módulo de la respuesta en frecuencia del filtro ecualizador.

```

1 aux=[H(LOC2(1)) H(LOC(1)) H(LOC2(2)) H(LOC(2)) H(LOC2(end))];
2 % Copia de HSEA
3 %%%RECTWIN %%%
4 %   M = 41;
5 %   wc = [0.050 0.120 0.193 0.456];
6 %   a = aux;
7 %   tipo_ventana = @rectwin;
8 %
9 %%%HAMMING %%%
10 %   M = 90;
11 %   wc = [0.050 0.120 0.193 0.456];
12 %   a = aux;
13 %   tipo_ventana = @hamming;
14
15 %% Filtro ecualizador
16   M = 90;
17   wc = [0.028 0.140 0.178 0.456];
18   a = [3.00 0.260 04.83 0.569 1.266];
19   tipo_ventana = @hamming;
20
21 [heq, M] = multibanda(a,wc,M,tipo_ventana);

```

### 2.1.3. Ítem c: respuesta en frecuencia y retardo de fase

Una vez implementado el filtro multibanda deseado, ilustrado en la Figura 4, se calcula el producto de la respuesta del sistema con el filtro ecualizador. El resultado se ve en la Figura 5.

Se puede verificar que el filtro cumple los requerimientos iniciales de tolerancia y de ancho de banda.

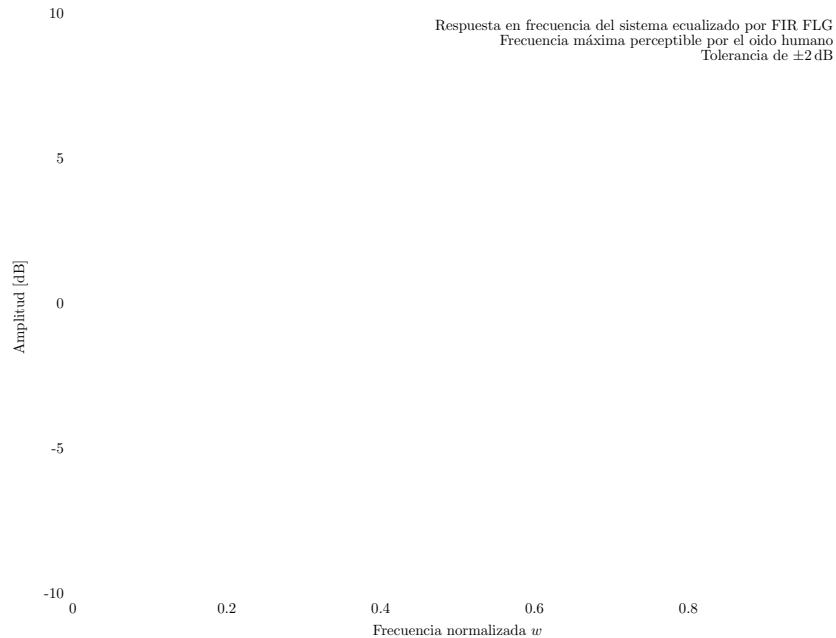


Figura 5: Transferencia total del sistema tras la ecualización, graficado en decibels.

Como se puede comprobar, se cumple con el requerimiento estipulado de la desviación máxima de 2 dB.

También se grafica el retardo de fase del ecualizador, del sistema electroacústico y del sistema total, como en la Figura 6. Se puede observar que el retardo de fase que introduce el filtro, al ser de fase lineal, es constante igual a la mitad del orden como es de esperar. En consecuencia, sólo genera una traslación temporal evitando cualquier tipo de distorsión de fase.

Por tratarse de un filtro de fase lineal, todo el contenido de fase está en el término **No entiendo esta oración y lo que quiere decir con la ecuación.... :S**

$$H_{EA}(z) = \prod_{k=1}^n \frac{1 - c_k z^{-1}}{1}$$

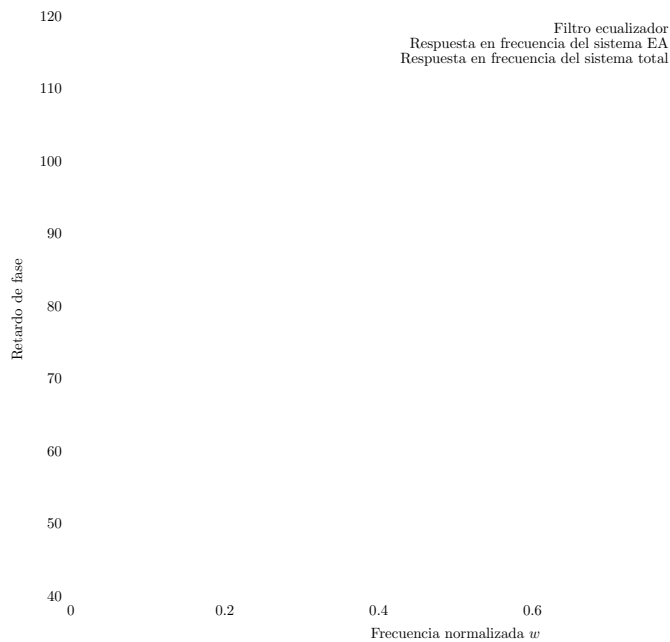


Figura 6: Retardo de fase del sistema EA, el ecualizador y el sistema total.

## 2.2. Método de filtros óptimos

En esta sección se diseña el filtro ecualizador mediante el método de filtros óptimos. Se analizan los mismos parámetros que con el método de ventanas para poder compararlos, tanto objetivamente como subjetivamente al probarlos con distintas señales de ejemplo.

Tal vez hay que sacar lo de las señales de ejemplo...

### 2.2.1. Ítem a: amplitud del ecualizador

Puede verse que tiene mayor ripple que la amplitud del ecualizador con el método de ventanas.



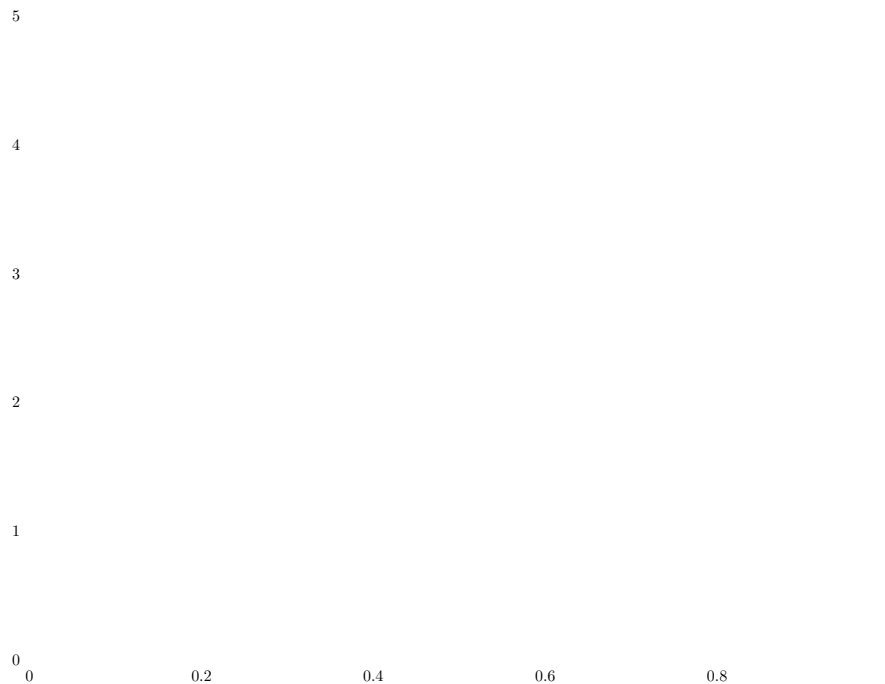


Figura 7: Amplitud del filtro ecualizador.

### 2.2.2. Ítem b: respuesta en frecuencia y retardo de fase

Al igual que en la sección anterior, se computa el módulo de la respuesta en frecuencia del ecualizador resultante así como la del sistema total.

Como se puede observar en la Figura 8, hay una banda para la cual el requerimiento estipulado inicialmente no se cumple, ya que la amplitud se extiende en dos picos que superan lo que se considera de banda plana (un pico negativo que llega hasta los  $-3$  dB y uno positivo hasta los  $5$  dB, aproximadamente). Estos sobrepicos que superan la tolerancia requerida se deben a la falta de control sobre la banda de transición que se tiene al diseñar mediante cuadrados mínimos. Se podría solucionar suavizando las discontinuidades de  $A_d(w)$ .

También se grafica el retardo de fase del ecualizador, del sistema electroacústico y del sistema total, como en la Figura 9:

Por tratarse del diseño de un filtro de fase lineal, se esperaba aquí también observar un retardo de fase constante. En este método se obtuvo un retardo de  $30$ , un valor menor que con el método de ventanas aplicado (45) a causa de que el orden del filtro es menor. Más allá del valor absoluto del retardo, es de importancia notar que el valor es constante para todas las frecuencias en el rango audible; para aplicaciones de audio, un retardo de fase variable con la frecuencia modifica la forma en que se escucharán las pistas que pasen por el sistema.

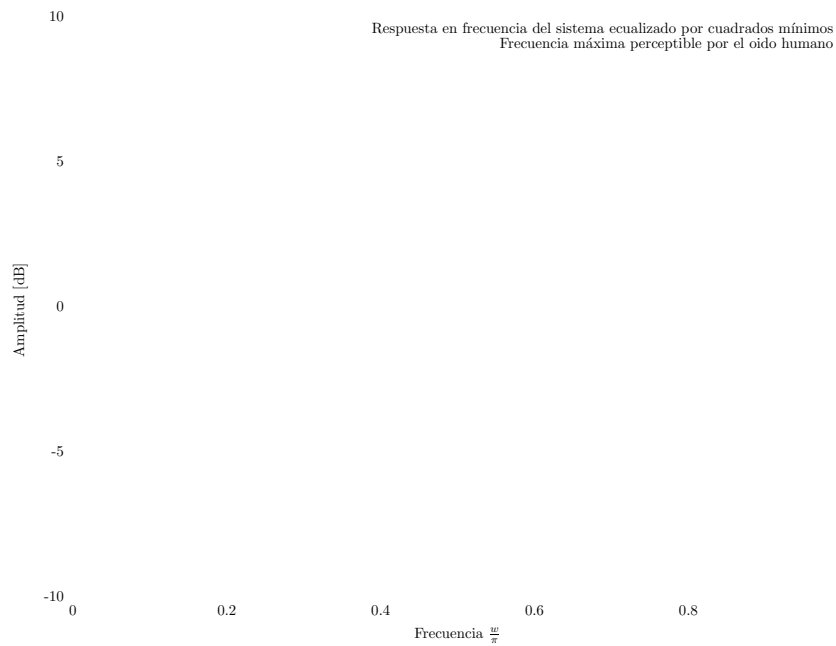


Figura 8: Transferencia total del sistema tras la ecualización, graficado en decibeles.

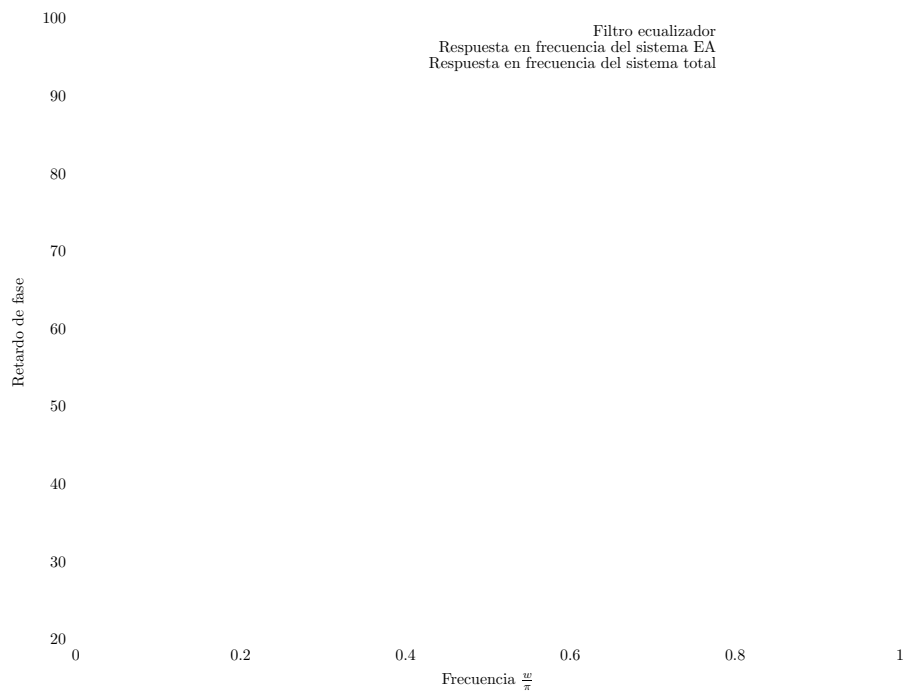


Figura 9: Retardo de fase del sistema EA, el ecualizador y el sistema total.

### 3. Parte II: Ecualización mediante filtros de fase no lineal

En esta parte se utilizan técnicas basadas en filtros IIR para el diseño del ecualizador. **MMM**  
 medio figaza ésto pareciera

### 3.1. Filtro IIR

#### 3.1.1. Ítem a: transferencia del ecualizador

Para que el sistema inverso compensador sea estable, el sistema distorsionador (en nuestro caso, el sistema electroacústico) debe ser estable. Dicha compensación es posible sólo si el sistema EA es de fase mínima.

Suponiendo que el sistema EA tiene función de transferencia racional, se puede descomponer en el producto de una de fase mínima y otra pasa todo. Dado que la respuesta impulsiva es de longitud finita, los polos del sistema se encuentran en el origen o en el infinito. Siendo  $n$  la cantidad de ceros del sistema, éste se puede escribir como:

$$H_{EA}(z) = \prod_{k=1}^n \frac{1 - c_k z^{-1}}{1} \quad (1)$$

El sistema de fase mínima se puede formar a partir de los ceros que se encuentran dentro del círculo unitario y de la reflexión de los que se encuentran fuera a su posición inversa conjugada (siendo ésta en el interior de  $|z| < 1$ ). De la ecuación (1), con  $m$  ceros tal que  $|c_k| > 1$ , se obtiene:

$$H_{min}(z) = \prod_{k=1}^{n-m-1} \frac{1 - c_k z^{-1}}{1} \cdot \prod_{k=n-m}^n c_k \cdot \frac{1 - \overline{c_k}^{-1} z^{-1}}{1}$$

Así, con  $H_{EA}(z) = H_{min}(z) \cdot H_{ap}(z)$ , se define al sistema ecualizador como:

$$H_{IIR}(z) = \frac{1}{H_{min}(z)}$$

De esta forma, el sistema total  $H_{total}(z)$  resulta:

$$\begin{aligned} H_{total}(z) &= H_{IIR}(z) \cdot H_{EA} \\ H_{total}(z) &= H_{ap}(z) \\ \Rightarrow |H_{total}(z)| &= |H_{ap}(z)| = 1 \end{aligned}$$

#### 3.1.2. Ítem b: diagrama de polos y ceros

Como se puede ver en la Figura 10 el ecualizador tiene todos los polos dentro del círculo unitario, asegurando la estabilidad del filtro. Finalmente, en la Figura 12, se encuentra la misma configuración de ceros del sistema electroacústico (Figura 11) con la respectiva cancelación dada por el filtro ecualizador. Así la respuesta en módulo del sistema final es constantemente 1.

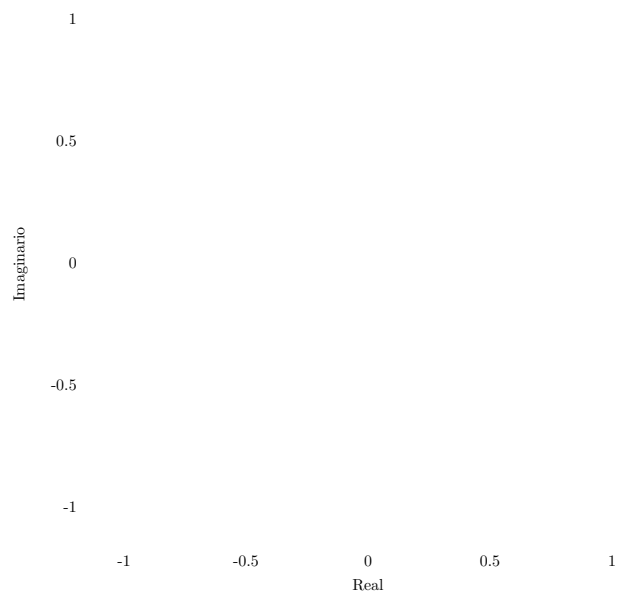


Figura 10: Filtro ecualizador.

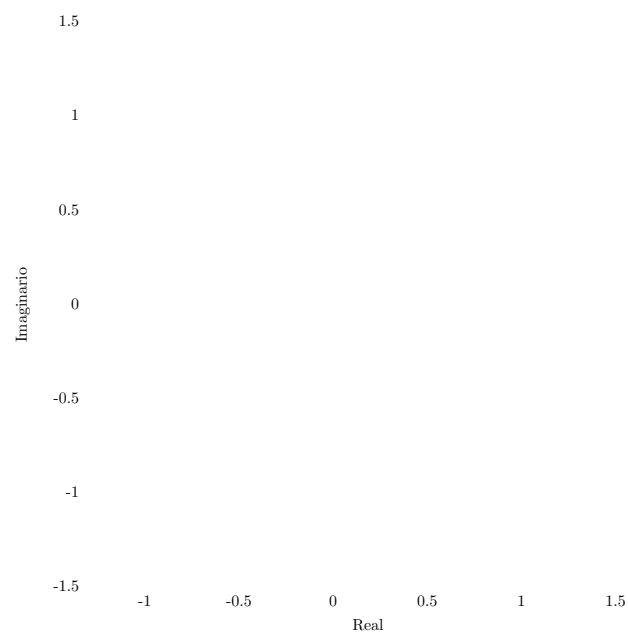


Figura 11: Sistema electroacústico.

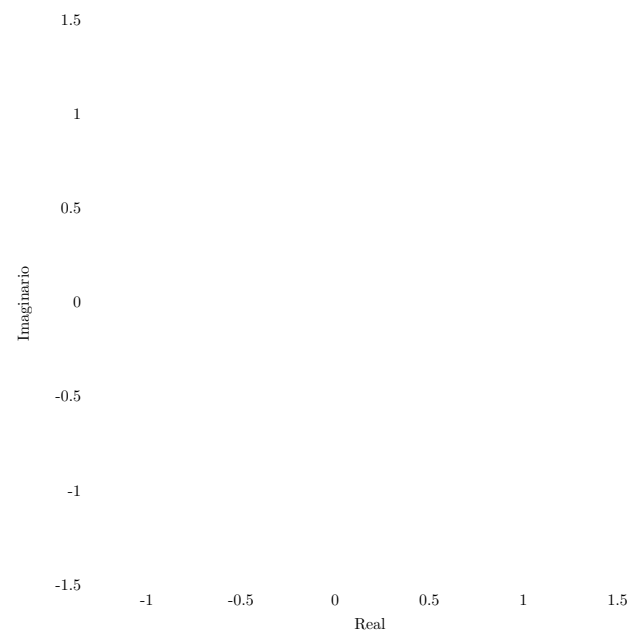


Figura 12: Sistema total.

### 3.1.3. Ítem c: respuesta en frecuencia

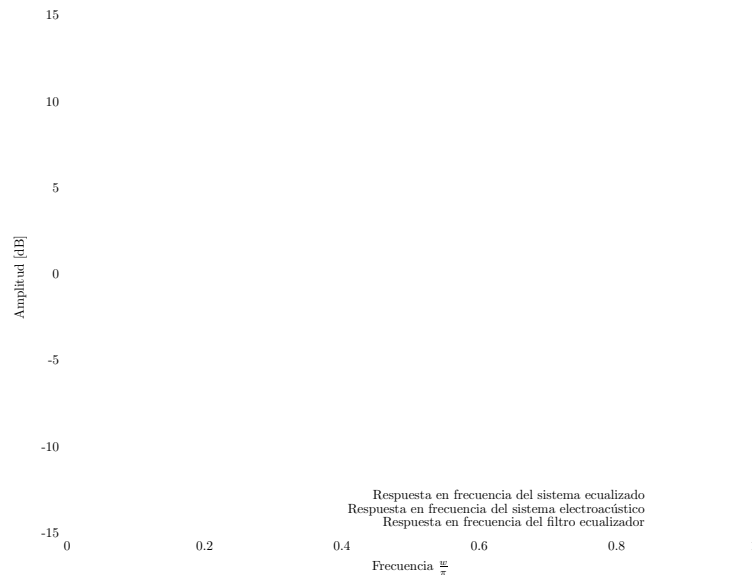


Figura 13: Módulo de la respuesta en frecuencia del filtro, sistema electroacústico y el sistema total.

Del análisis de la Figura 13 se puede concluir que el filtro diseñado cumple el requerimiento de compensar el sistema original, logrando que la respuesta final del sistema sea plana. Esto se debe a que la respuesta en frecuencia del mismo es exactamente inversa a la del sistema electroacústico.

Sin embargo, al graficar únicamente el módulo de la transferencia total como se hace en la Figura 14, se aprecia un error menor a  $\pm 0,003$  dB. Se desconocen las causas del mismo, dado que no se puede atribuir a un error numérico, porque éste debería ser del orden de  $10^{-12}$  o menor. Restaría descartar la implementación de las funciones utilizadas en la pequeña porción de código generado para el cálculo del filtro.

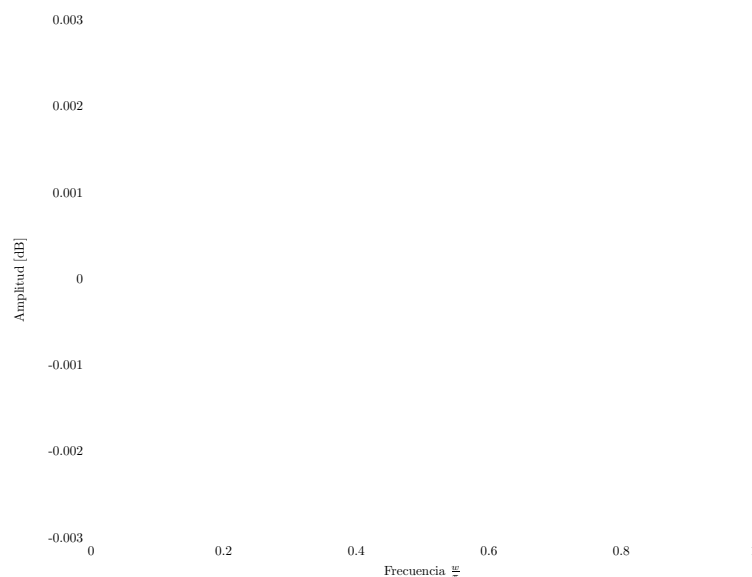


Figura 14: Módulo en dB de la transferencia total.

### 3.1.4. Ítem d: retardo de fase

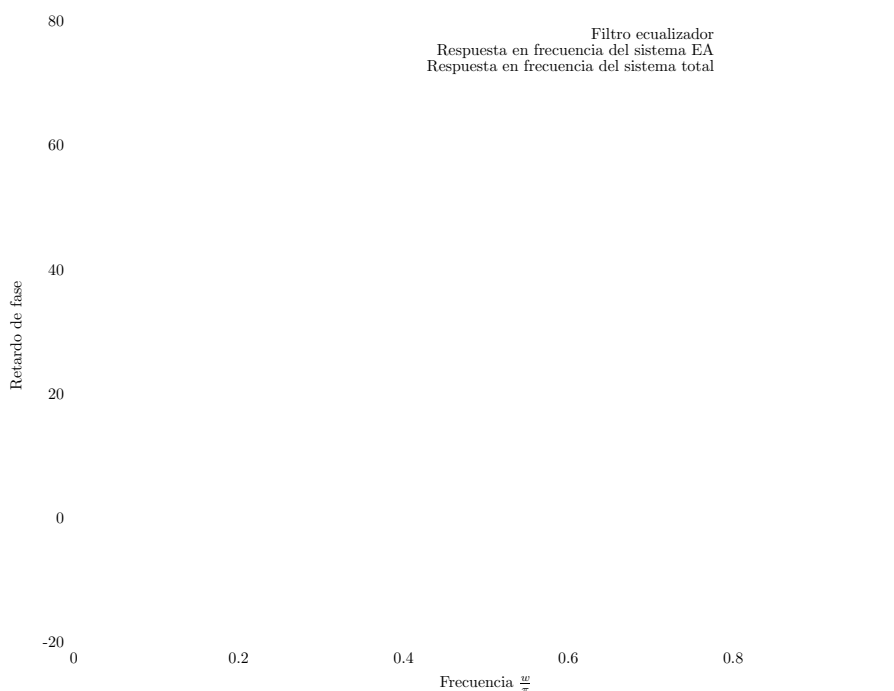


Figura 15: Retardo de fase que introduce el filtro ecualizador, el sistema EA y el sistema total.

A diferencia de los filtros *FIR FLG* y de cuadrados mínimos, el retardo de fase introducido por el filtro es distinto de una constante. Más precisamente, no es lineal. A partir de los cálculos realizados en la Sección 3.1.1 que concluyen que el sistema total se comporta como  $H_{ap}(z)$ , se determina que la fase del filtro es similar a  $H_{ap}(z)$  dado que el retardo del sistema sin compensar no varía más de  $\pm 8$  muestras. Sin embargo, el sistema final tiene variaciones de aproximadamente 20 muestras al igual que el filtro.

## 4. Audios de prueba y conclusiones

Una vez diseñado y caracterizado cada filtro, se utilizan distintos fragmentos de canciones como posibles señales de prueba que podría entregarle el sistema electroacústico al ecualizador. A través de cinco audios de características y géneros muy diversos, se realizan observaciones sobre la efectividad de cada filtro diseñado para poder reproducirlos como se desearía escucharlos. Las observaciones son tanto subjetivas como objetivas.

### 4.1. Audio 1: *Get Lucky - Daft Punk*

La distorsión introducida por el sistema electroacústico se presenta principalmente en las voces y coros, siendo las guitarras y bajos bastante similares a la original. Los filtros de fase lineal replican con bastante fidelidad la porción de audio original y a opinión personal el filtro por ventaneo es mejor. Ésto puede deberse al sobrepico presente en el de cuadrados mínimos, pero es imperceptible la diferencia si se tuviesen las pistas por separado sin saber cómo fueron generadas. Por otro lado, la pista resultante de la utilización del filtro de fase no lineal presenta cambios apreciables. En el estribillo, cuando canta "(...) *who we are*" y aparecen los coros, éstos se encuentran más distanciados de la voz principal que la original. Así, resulta en un efecto de *canon* en vez de un coro o eco que era lo que se oye en la pista original.

#### 4.2. Audio 2: *Música clásica*

No parece haber mayores diferencias entre la original y las distintas compensaciones.

#### 4.3. Audio 3: *Beggar's Dance - Jinjer*

En este caso el sistema electroacústico parece afectar sólo al bajo, pandereta (tal vez el redoblante) y voz, sonando más nasal debiéndose posiblemente a la disminución de la banda media de frecuencias. En cuanto a los filtros, el comportamiento es similar al del primer audio. Los de fase lineal se asemejan al original, en particular el de ventaneo tiene un realce de bajos sutil en mi opinión siendo mejor el de cuadrados mínimos, mientras que el de fase no lineal pierde fidelidad. Con el filtro *IIR* pareciera que la voz de la cantante sale del plano central y esto se puede deber a que la distorsión de fase haga que la tónica y sus armónicas no lleguen al mismo tiempo, perdiendo energía y así su presencia en la mezcla final.

#### 4.4. Audio 4: *Symphony X - Serpent's Kiss*

Nuevamente, el sistema parece hacer menos mediosa la mezcla. El filtro *IIR* no ecualiza del todo bien. Le faltan subir medios. El FLG sube un poco de más los medios (se escucha con que las guitarras están un poco más 'adelante'). El original tiene como ggr la guitarra, el flg lo tiene más mrr, iir está apagada la guitarra y el de cuadrados mínimos es más ffr (espero mica que tenga sentido lo que digo). El de cuadrados mínimos queda un poquito corto con los medios.

#### 4.5. Audio 5: *Game of Thrones Intro*

De vuelta, el *IIR* lo deja apagado. Ahora vuelve a aparecer el efecto de Get Lucky pero con los violines de la sección intermedia. También resalta al chelo inicial. Después, el FLG y el de cuadrados mínimos no tienen mayores diferencias.

#### 4.6. Breve conclusión del análisis empírico de los filtros

Las diferencias entre los filtros se suponen deben ser: debido a la ecualización especial del tema (como en la pista 4) o por efectos de post producción como los delays y overdubs de las canciones más pop. Cuando se encuentran temas con varios instrumentos generando los efectos de forma natural, la distorsión de fase no pareciera ser muy apreciable exceptuando el caso del *IIR* que parece descompensar las frecuencias medias bajandolas levemente, haciendo que todo sea más chato (pero no plano de  $|H| = 1$  si no de falta de protagonismo).