

## ECUALIZADOR DE 3 BANDAS BASADO EN FILTROS ACTIVOS DE SEGUNDO ORDEN

### 3 Band Equalizer Based On Second-Order Active Filters

#### RESUMEN

En este documento se presentan los resultados obtenidos al realizar el diseño de un ecualizador de audio de tres bandas basado en filtros activos de segundo orden construidos a partir de redes *Sallen-Key*. El sistema admite como entrada señales de audio de bajo nivel de tensión (por ejemplo la suministrada por un MP4), por lo cual involucra una etapa de acople de impedancias y un circuito de amplificación de potencia clase AB en simetría complementaria acoplado por diodos, además de las estructuras pasa bajo, paso alto y pasa banda que posibilitan la operación de ecualización.

**PALABRAS CLAVES:** Amplificador clase AB, amplificador operacional, filtros activos, función de transferencia, ganancia de tensión, matriz definida de admitancias, respuesta en frecuencia.

#### ABSTRACT

*This paper presents the results obtained when designing an audio equalizer three bands based on second-order active filters built from Sallen-Key network. The system accepts as input audio signals with low voltage (eg supplied by a MP4), for which involves a stage impedance matching circuit and a power amplifier in class AB complementary symmetry coupled diodes, also structures low pass, high pass and band-pass operation which enable the equalizer.*

**KEYWORDS:** Class AB amplifier, operational amplifier, active filters, transfer function, voltage gain, defined admittance matrix, frequency response.

#### RODRIGO ANDRÉS FANCO

Estudiante Ingeniería Electrónica  
Universidad Tecnológica de Pereira  
[rodrigo\\_fanco@utp.edu.co](mailto:rodrigo_fanco@utp.edu.co)

#### EDWIN ANDRÉS QUINTERO

Ingeniero Electrónico  
Candidato a Magíster en  
Instrumentación Física  
Profesor Auxiliar  
Universidad Tecnológica de Pereira  
[equintero@utp.edu.co](mailto:equintero@utp.edu.co)

#### WILLIAM ARDILA URUEÑA

Licenciado en Física  
MSc. Física  
Profesor Titular  
Universidad Tecnológica de Pereira  
[williamar@utp.edu.co](mailto:williamar@utp.edu.co)

## 1. INTRODUCCIÓN

En ingeniería, se conocen como filtros a los sistemas selectivos de frecuencias que permiten el paso de una banda específica, mientras bloquean, o por lo menos atenúan, los componentes espectrales que se encuentran por fuera de este intervalo [1]. Los filtros pueden construirse a partir de la interconexión de resistencias, inductancias y condensadores, a los cuales se les conoce como *pasivos*; o a través de circuitos basados en amplificadores operacionales, en cuyo caso se denominan *filtros activos*.

Una de las principales ventajas que ofrecen los filtros activos consiste en que son ideales para operar a bajas frecuencias ya que no involucran el uso de los incómodos inductores, además de aprovechar el predecible comportamiento que poseen los amplificadores operacionales en las regiones inferiores del espectro. Esto hace que este tipo de sistemas sean sumamente versátiles a la hora de procesar señales cuyo ancho de banda se sitúa dentro de la audio frecuencia, región en la cual los filtros pasivos presentan algunas dificultades, pues los inductores requeridos suelen ser de alta capacidad y físicamente voluminosos, además de demandar corrientes relativamente altas a las fuentes de tensión que producen la señal a filtrar [2].

El ecualizador de audio presentado en este documento se encuentra construido a partir de tres etapas de filtrado basadas en redes *Sallen-Key*. La primera de ellas consiste en un filtro activo pasa bajos de segundo orden diseñado para una frecuencia de corte de  $250\text{ Hz}$ . De forma paralela, la señal de audio se hace pasar a través de un filtro paso alto configurado para permitir el paso de los componentes espectrales superiores a  $4\text{ kHz}$ , y de un filtro pasa banda con un límite inferior situado en  $500\text{ Hz}$  y superior en  $2\text{ kHz}$ . Antes de ingresar a la etapa de filtrado, se utilizan seguidores de tensión como acopladores de impedancia, con el objetivo de reducir al mínimo cualquier riesgo de sobre tensión a la fuente (que en algunos casos es delicada pues se puede tratar de la salida de un computador portátil), y ofrecer una impedancia de salida baja hacia la etapa de filtros. Las salidas de los tres selectores de frecuencias ingresan a un sumador de ganancia configurable en el cual es posible ajustar el valor de ganancia de la banda pasante de cada filtro. Posteriormente, la señal es amplificada en tensión por medio de una etapa no inversora con amplificador operacional. Finalmente, la capacidad de suministro de corriente del circuito es incrementada a través de un circuito amplificador de potencia clase AB en simetría complementaria acoplado por diodos, el cual permite suministrar la señal ecualizada a un parlante de  $X\ \Omega$ ,  $X\ W$ .

## 2. FILTRO PASA BAJOS ACTIVO DE SEGUNDO ORDEN

Del análisis de filtros pasivos se define la función de transferencia de un selector de bajas frecuencias de segundo orden mediante la expresión:

$$G(s) = \frac{\omega_c^2}{s^2 + \frac{\omega_c}{Q}s + \omega_c^2} \quad (1)$$

Donde  $\omega_c$  representa la frecuencia de corte del filtro y  $Q$  el factor de calidad del mismo [3].

Considérese ahora el circuito mostrado en la figura 1, el cual se conoce como red de *Sallen-Key*, en el que  $Y_1$  a  $Y_5$  representan admitancias que pueden proceder de resistencias o condensadores [4].

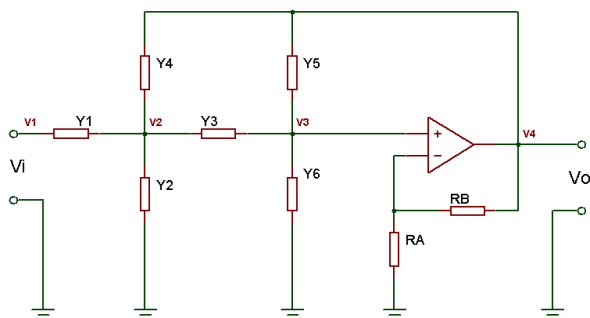


Figura 1. Red *Sallen-Key*.

En el circuito anterior se identifica una subred conformada por un amplificador operacional en configuración no inversora, la cual, para simplificar los cálculos, puede expresarse en términos de su ganancia, denominada  $\mu$ , de tal forma que:

$$v_0 = \left(1 + \frac{R_B}{R_A}\right) v_3 \quad (2)$$

$$v_4 = \left(1 + \frac{R_B}{R_A}\right) v_3 \quad (3)$$

$$v_4 = \mu v_3 \quad (4)$$

Si la expresión de ganancia de tensión correspondiente al circuito de la figura 1 es comparable a la ecuación (1), es posible afirmar entonces que el circuito en cuestión se comporta como un filtro activo pasa bajos de segundo orden. Para la obtención de dicha función de transferencia es viable aplicar el modelo de descripción matricial de redes [5], con lo cual se obtiene la siguiente expresión:

$$\begin{bmatrix} i_i \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_1 & -Y_1 & 0 & 0 \\ -Y_1 & Y_1 + Y_2 + Y_3 + Y_4 & -Y_3 & -Y_4 \\ 0 & -Y_3 & Y_3 + Y_5 + Y_6 & -Y_5 \\ 0 & -Y_4 & -Y_5 & Y_4 + Y_5 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \\ v_4 \end{bmatrix} \quad (5)$$

Introduciendo la ecuación de restricción (4) en la matriz anterior, se obtiene:

$$\begin{bmatrix} i_i \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_1 & -Y_1 & 0 & 0 \\ -Y_1 & \alpha & -Y_3 & -Y_4 \\ 0 & -Y_3 & \beta & -Y_5 \\ 0 & -Y_4 & -Y_5 & \gamma \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \\ \mu v_3 \end{bmatrix} \quad (6)$$

Donde:

$$\alpha = Y_1 + Y_2 + Y_3 + Y_4 \quad (7)$$

$$\beta = Y_3 + Y_5 + Y_6 \quad (8)$$

$$\gamma = Y_4 + Y_5 \quad (9)$$

A partir de la matriz (6) se obtienen las ecuaciones:

$$i_i = Y_1 v_1 - Y_1 v_2 \quad (10)$$

$$0 = -Y_1 v_1 + \alpha v_2 - Y_3 v_3 - Y_4 \mu v_3 \quad (11)$$

$$0 = -Y_3 v_2 + \beta v_3 - Y_5 \mu v_3 \quad (12)$$

$$0 = -Y_4 v_2 - Y_5 v_3 + \gamma \mu v_3 \quad (13)$$

Las expresiones anteriores conforman un sistema lineal de 4 ecuaciones y 3 incógnitas, por lo cual solo se toman las 3 primeras. De esta forma la matriz queda (6) se transforma en:

$$\begin{bmatrix} i_i \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_1 & -Y_1 & 0 \\ -Y_1 & \alpha & -(Y_3 + \mu Y_4) \\ 0 & -Y_3 & \beta - \mu Y_5 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \end{bmatrix} \quad (14)$$

Aplicando los conceptos de descripción matricial de redes<sup>1</sup>, la ganancia de tensión de toda la red está definida como:

$$A_V = \frac{v_0}{v_i} = \frac{v_4}{v_1} = \frac{\mu v_3}{v_1} = \mu \frac{Y_3^1}{Y_1^1} * \frac{(-1^{3+1})}{(-1^{1+1})} \quad (15)$$

Donde los términos  $Y_3^1$  y  $Y_1^1$  representan los determinantes de las matrices que resultan al eliminar fila 1 columna 3 y fila 1 columna 1 de la expresión (14), respectivamente. Según lo anterior:

$$Y_3^1 = \Delta \begin{vmatrix} -Y_1 & \alpha \\ 0 & -Y_3 \end{vmatrix} = Y_1 Y_3 \quad (16)$$

y

$$Y_1^1 = \Delta \begin{vmatrix} \alpha & -(Y_3 + \mu Y_4) \\ -Y_3 & \beta - \mu Y_5 \end{vmatrix} = \alpha \beta - \mu Y_3 \alpha - Y_3^2 - \mu Y_3 Y_4 \quad (17)$$

<sup>1</sup> Para más información acerca de la descripción matricial de redes, véase Luis E. Avendaño, *Sistemas Electrónicos Analógicos: Un Enfoque Matricial*, Primera Edición, UTP, 2007, Pág. 261-306.

Reemplazando (16) y (17) en (15):

$$A_v = \frac{\mu V_1 V_3}{\alpha \beta - \mu V_3 \alpha - V_3^2 - \mu V_3 V_4} \quad (18)$$

Involucrando las expresiones (7), (8) y (9) en (18), se llega finalmente a la siguiente ganancia de tensión para la red *Sallen-Key* de la figura 1:

$$A_v = \frac{\mu V_1 V_3}{(V_1 + V_2 + V_4)(V_3 + V_5 + V_6) + V_3(V_3 + V_5) - \mu[V_3 V_4 + V_3(V_1 + V_2 + V_4)]} \quad (19)$$

Como se dijo anteriormente, la expresión anterior debe compararse con la ecuación (1), de tal forma que la red pueda considerarse como un filtro pasa bajos activo de segundo orden. Para lograr esta operación es posible afirmar que:

$$V_1 = \frac{1}{R_1}; V_2 = \frac{1}{\infty}; V_3 = \frac{1}{R_2}; V_4 = C_4 S; V_5 = \frac{1}{\infty}; V_6 = C_6 S$$

Con lo cual la ganancia de tensión toma la forma:

$$A_v = \frac{\mu}{\frac{R_1 R_2}{(1/R_1 + C_4 S)(1/R_2 + C_6 S)} + \frac{1}{R_2} (C_6 S) - \mu \left( \frac{C_4 S}{R_2} \right)}$$

$$A_v = \mu \frac{1}{S^2 + \left( \frac{1}{R_1 C_4} + \frac{1}{R_2 C_6} + \frac{1}{R_2 C_4} - \frac{\mu}{R_2 C_6} \right) S + \frac{1}{R_1 R_2 C_4 C_6}} \quad (20)$$

Al comparar (20) con (1), se concluye que:

$$\omega_c^2 = \frac{1}{R_1 R_2 C_4 C_6} \quad \text{y} \quad \frac{\omega_c}{Q} = \left( \frac{1}{R_1 C_4} + \frac{1}{R_2 C_6} + \frac{1}{R_2 C_4} - \frac{\mu}{R_2 C_6} \right)$$

$$\text{Si } R_1 = R_2 = R \text{ y } C_4 = C_6 = C :$$

$$\omega_c = \frac{1}{RC} \quad (21)$$

$$\mu = 3 - \frac{1}{Q} \quad (22)$$

En resumen, para diseñar un filtro activo pasa bajos de segundo orden a partir de una red *Sallen-Key*, se elige un valor de capacitancia cualquiera y mediante la ecuación (21) se determina el valor de *R* que permite ajustar el valor de  $\omega_c$  al deseado. De igual forma, se halla la ganancia de la red de amplificación no inversora  $\mu$ , con el fin de ajustar el factor de calidad *Q*, el cual generalmente tiene un valor de 0,707. Como el término  $\mu$  multiplica la función de transferencia, la ganancia en la banda pasante del filtro será mayor que cero, por lo cual es necesario adicionar una red que permita normalizar esta amplificación que en algunos casos puede ser indeseada.

### 2.1 DISEÑO DEL FILTRO PASA BAJOS

En el diseño del sistema de equalización se estableció una etapa de filtro pasa bajos con una frecuencia de corte  $\omega_c$  de 250 Hz. Así pues, para un condensador de 0.01  $\mu f$ , se obtiene un valor de resistencia de 63.661 k $\Omega$ . Para un factor de calidad de 0.707, la ganancia de la red de amplificación no inversora debe ser de 1,585 V/V, lo cual se logra haciendo  $R_A=10k\Omega$  y  $R_B=5.8k\Omega$ . Para normalizar la ganancia del filtro pasante es necesario construir una red atenuadora posterior al filtro, con una ganancia  $1/\mu$ , es decir, 0.630V/V. El circuito final se presenta en la figura 2.

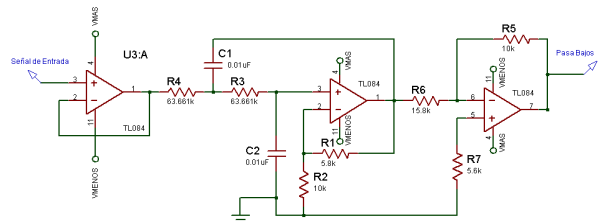


Figura 2. Etapa de filtro pasa bajos para el sistema de equalización de audio.

### 3. FILTRO PASA ALTOS ACTIVO DE SEGUNDO ORDEN

La función de transferencia de un sistema de segundo orden que permite el paso de componentes espectrales superiores a la frecuencia de corte  $\omega_c$ , se puede escribir como:

$$G(s) = \frac{s^2}{s^2 + \frac{\omega_c}{Q}s + \omega_c^2} \quad (22)$$

Si se desea convertir la red *Sallen-Key* presentada en la figura 1 en un filtro pasa altos, es necesario comparar su función de transferencia (ver ecuación 18) con la expresión (22). Para esto es posible realizar las siguientes consideraciones:

$$V_1 = C_1 S; V_2 = C_2 S; V_4 = \frac{1}{R_A}; V_5 = \frac{1}{\infty}; V_6 = \frac{1}{\infty}; V_3 = \frac{1}{\infty}; V_3 = \frac{1}{R_A}$$

Con lo cual (18) se convierte en:

$$A_v = \frac{\mu C_1 C_2 S^2}{(C_1 S + \frac{1}{R_A})(C_2 S + \frac{1}{R_A}) + \frac{C_2 S}{R_B} - \frac{\mu C_2 S}{R_A}} \quad (23)$$

$$A_v = \frac{\mu S^2}{S^2 + \left( \frac{1}{C_2 R_B} + \frac{1}{C_1 R_A} + \frac{1}{C_1 R_B} - \frac{\mu}{C_1 R_A} \right) S + \frac{1}{R_A R_B C_1 C_2}} \quad (24)$$

De forma análoga al filtro pasa bajos, si  $R_5 = R_4 = R$  y  $C_1 = C_2 = C$ , se concluye que:

$$A_V = \mu \frac{S^2}{S^2 + \frac{3-\mu}{RC}S + \frac{1}{RC}} \quad (25)$$

Al comparar (25) con (22) se obtiene:

$$\omega_c = \frac{1}{RC} \quad (26)$$

$$\mu = 3 - \frac{1}{Q} \quad (27)$$

Así pues, para diseñar un filtro activo pasa altos de segundo orden basado en redes *Sallen-Key*, basta con intercambiar las impedancias utilizadas en el pasa bajos, es decir, sustituir las resistencias por capacitores y viceversa.

### 3.1 DISEÑO DEL FILTRO PASA ALTOS

Para el proyecto ecualizador de audio se diseñó una red de filtro pasa altos con una frecuencia de corte  $\omega_c$  de 4 kHz. Según lo anterior, y empleando condensadores de 0.01  $\mu$ f, las resistencias a utilizar son de 3.979 k $\Omega$ . Como la ecuación para calcular la ganancia de la etapa de amplificación no inversora es idéntica a la del filtro pasa bajos, los circuitos de ajuste de factor de calidad y normalización de la ganancia en la banda pasante, son idénticos a los del pasa bajos. La figura 3 presenta el circuito diseñado para esta etapa.

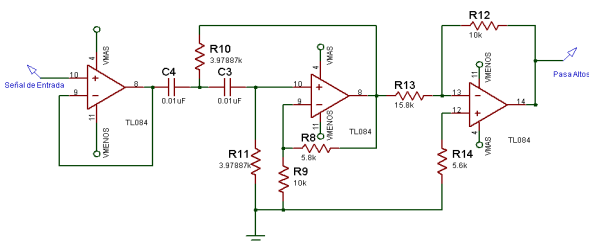


Figura 3. Filtro pasa altos con frecuencia de corte de 4 kHz.

### 4. DISEÑO DEL FILTRO PASA BANDA

Para obtener un sistema que permita el paso de los componentes espectrales pertenecientes al intervalo  $\omega_L - \omega_H$ , con una atenuación inferior a 3dB, es posible conectar un filtro pasa bajos en cascada con un pasa altos, con frecuencias de corte configuradas en  $\omega_H$  y  $\omega_L$  respectivamente. El ecualizador presentado en este documento contiene un pasa banda entre 500 Hz y 2kHz, y fue diseñado siguiendo los criterios establecidos en los numerales 2 y 3. Este circuito se presenta en la figura 4.

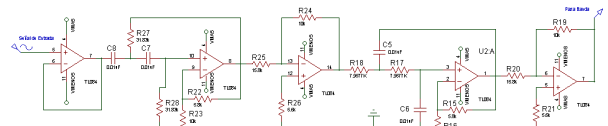


Figura 4. Filtro pasa banda configurado para permitir el paso de frecuencias dentro del intervalo 500 Hz – 2 kHz.

### 5. ECUALIZADOR DE AUDIO

La figura 5 contiene el diagrama esquemático del ecualizador de audio diseñado.

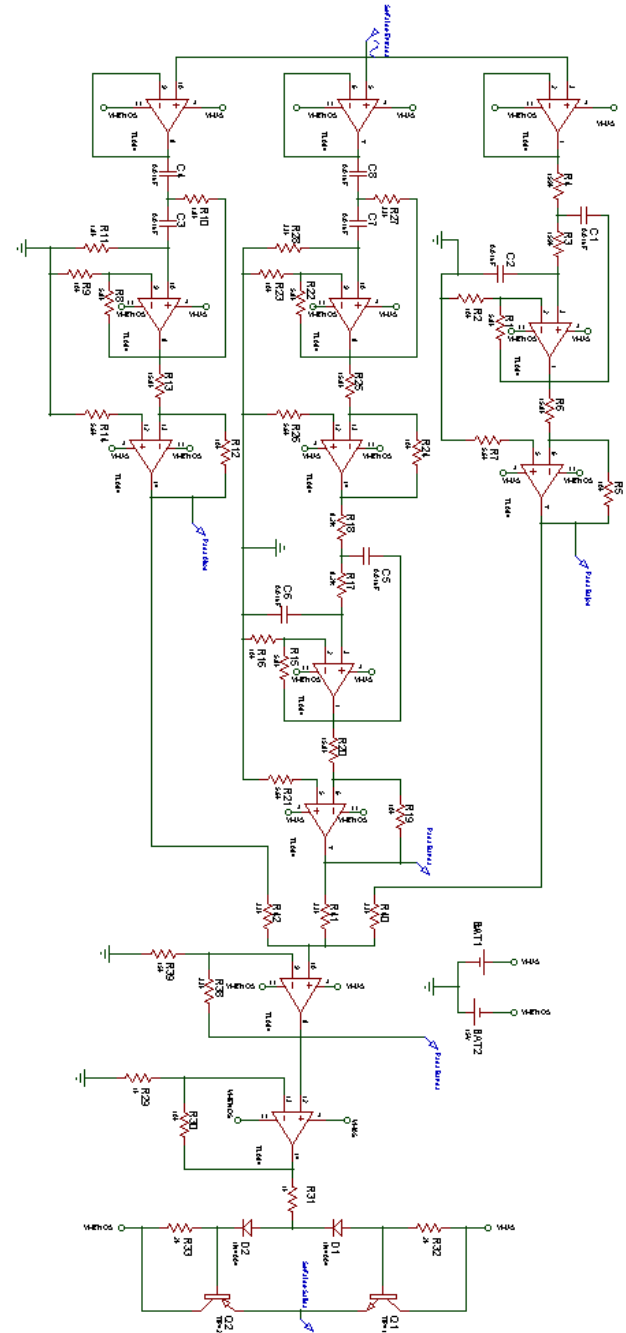


Figura 5. Ecualizador de audio de 3 bandas basado en filtros activos de segundo orden.

Los filtros construidos en los numerales 2, 3 y 4 se encuentran precedidos por seguidores de tensión, los cuales realizan el acople de impedancias entre la fuente y el sistema. La señal ingresa en forma simultánea a cada una de las tres etapas, cuyas salidas se conectan a un sumador en el cual es posible modificar la ganancia de la banda pasante de cada filtro y así lograr la operación de ecualización. La señal arrojada por el sumador es llevada a un amplificador no inversor en el cual se ajusta el volumen, para posteriormente ser elevada en corriente mediante un amplificador de potencia clase AB en simetría complementaria acoplado por diodos, y así alimentar un parlante de X Ω, X W.

### 6. RESPUESTA EN FRECUENCIA

La respuesta en frecuencia de cada una de las etapas de filtrado del sistema diseñado fue obtenida en la herramienta informática de simulación de circuitos electrónicos *Proteus*<sup>®</sup>, con el objetivo de verificar el correcto funcionamiento del ecualizador. En la figura 6 se observa la respuesta en frecuencia para la etapa de pasa bajos. Nótese la frecuencia de corte en 500 Hz.

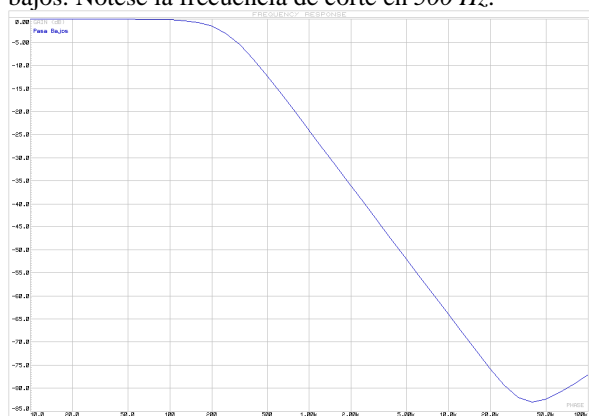


Figura 6. Respuesta en frecuencia del filtro pasa bajos.

La figura 7 presenta el comportamiento frecuencial del filtro pasa banda. Obsérvese la frecuencia inferior de 500 Hz y la superior de 2 kHz.

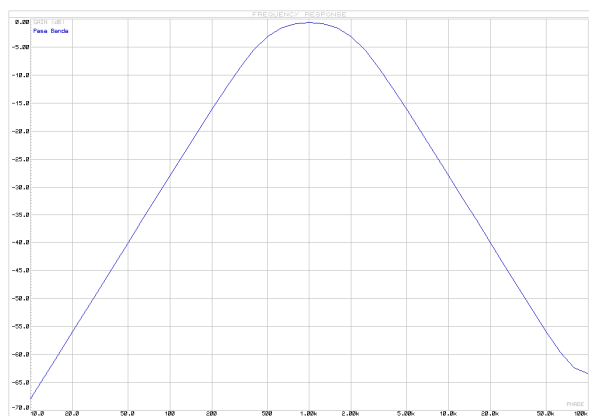


Figura 7. Respuesta en frecuencia del filtro pasa banda.

Por otra parte, la figura 8 contiene la respuesta en frecuencia del filtro pasa altos, en la cual es posible observar la frecuencia de corte ubicada en 4 kHz.

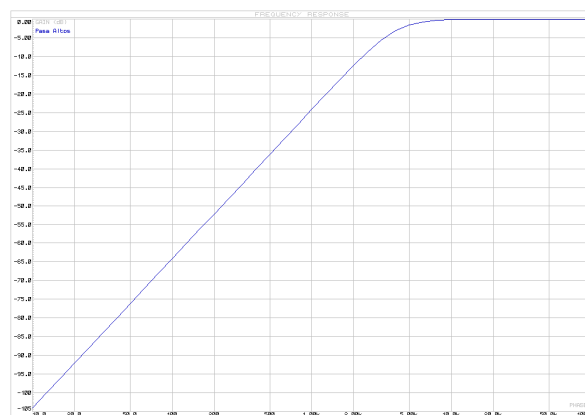


Figura 8. Respuesta en frecuencia del filtro pasa altos.

Finalmente, en la figura 9 es posible apreciar el comportamiento espectral de todo el sistema de ecualización, en esta ocasión atenuando los componentes espectrales de baja frecuencia.

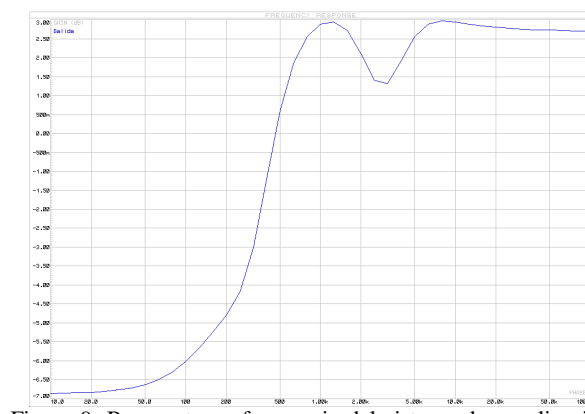


Figura 9. Respuesta en frecuencia del sistema de ecualización de audio de 3 bandas basado en filtros activos de segundo orden, operando para atenuar las frecuencias bajas (sonidos graves), mientras acentúa las frecuencias medias y altas (sonidos agudos) con una ganancia de 3dB.

### 7. SIMULACIÓN EN MATLAB<sup>®</sup>

Con el objetivo de construir un sustento teórico del proyecto, se obtuvieron las funciones de transferencia de las tres etapas de filtrado, para las cuales se graficaron los diagramas de Bode para la magnitud en la herramienta informática *Matlab*<sup>®</sup>. En la figura 10 se presenta el programa desarrollado para realizar la labor anteriormente descrita, mientras que las figuras 11, 12 y 13, contienen los diagramas de bode para la magnitud de las funciones de transferencia de los filtros pasa bajos, pasa banda y pasa altos, respectivamente.

```

%% Funciones de transferencia de ecualizador de 3 bandas
s=sqrt('s');
c=0.01e-6; %% Capacitancia para todos los circuitos
q=1/sqrt(2); %% Factor de calidad del filtro
u=3-1/q;
%% Filtro pasa bajo
fc=250; %% Frecuencia de Corte para el filtro pasa bajo
r=1/(2*pi*fc*c); %% Resistencia para el filtro
Hb=1/(r*c)^2/(s^2+(3-u)*s/(r*c)+(1/(r*c))^2);
figure (1)
BODEMAG(Hb)
grid on;
%% Filtro Pasa banda
fcb=500; %% Frecuencia de Corte Baja
fca=2000; %% Frecuencia de Corte Alta
r=1/(2*pi*fcb*c); %% Resistencia para el filtro pasa Alto
Hpa=2/(s^2+(3-u)*s/(r*c)+(1/(r*c))^2);
r=1/(2*pi*fca*c); %% Resistencia para el filtro pasa Bajo
Hpb=1/(r*c)^2/(s^2+(3-u)*s/(r*c)+(1/(r*c))^2);
Hpb=Hpa*Hpb;
figure (2)
BODEMAG(Hpb)
grid on;
%% Filtro pasa alto
fc=4000;
r=1/(2*pi*fc*c); %% Resistencia para el filtro pasa Alto
Ha=2/(s^2+(3-u)*s/(r*c)+(1/(r*c))^2);
figure (3)
BODEMAG(Ha)
grid on;
figure (4)
subplot(2,1,1)
BODEMAG(Hb,Hpb,Ha)
grid on;
subplot(2,1,2)
BODEMAG(Hb+Hpb+Ha)
grid on;

%%
%% Hb = ----- Pasa bajas
%%          s^2 + 2221 s + 2.467e006
%%
%%          1.579e008 s^2
%% Hpb = -----
%%          s^4 + 2.221e004 s^3 + 2.467e008 s^2 + 8.77e011 s + 1.559e015
%%
%%          s^2
%% Ha = ----- Pasa Altas
%%          s^2 + 3.554e004 s + 6.317e008

```

Figura 10. Programa para la obtención de las funciones de transferencia y los diagramas de Bode de cada etapa de filtrado.

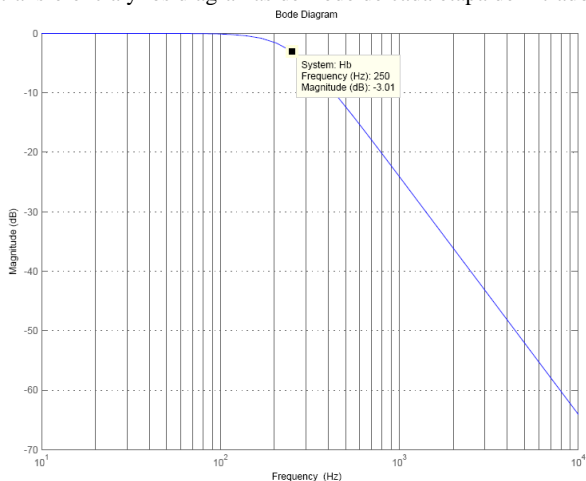


Figura 11. Diagrama de Bode en magnitud para la etapa de pasa bajos.

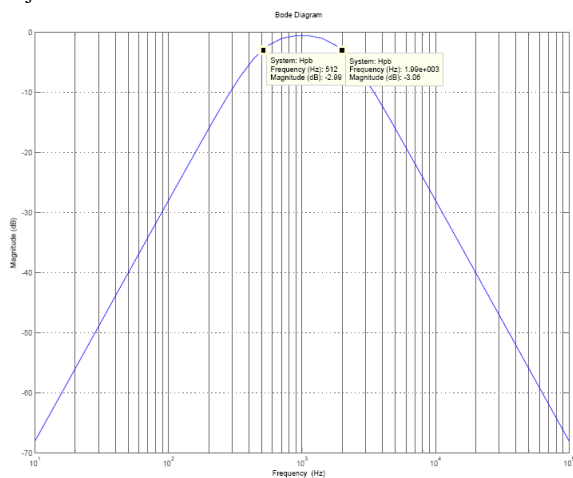


Figura 12. Respuesta en frecuencia de la etapa pasa banda obtenida a partir de la función de transferencia del filtro correspondiente.

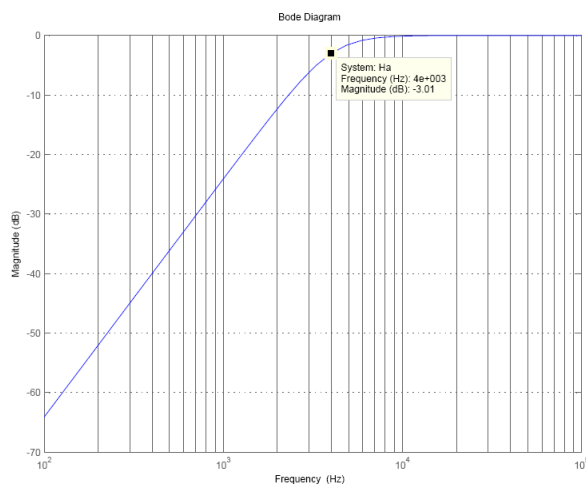


Figura 13. Comportamiento espectral de la etapa de paso alto involucrada en el sistema de ecualización de audio de 3 bandas basado en filtros activos de segundo orden.

### 8. CONCLUSIONES

A pesar de que el ecualizador diseñado en este proyecto funcionó perfectamente al procesar señales de audio procedentes de un portátil y de un dispositivo de reproducción conocido como MP4, en la figura 9 es posible apreciar que existe una zona “muerta” en la cual la señal pierde algunos componentes espectrales (alrededor de 3 kHz). Esto se debe a que los filtros de segundo orden presentan una razón de cambio de 40 dB por década en la banda de transición, lo cual genera traslapación de bandas de frecuencia entre los mismos. Sin embargo, esta dificultad puede solucionarse en trabajos futuros implementando filtros de orden superior a dos, de tal manera que la velocidad de caída aumente considerablemente; aunque esta operación incrementa la dificultad del diseño, además de acarrear costos adicionales.

### 9. BIBLIOGRAFÍA

- [1] Muhammad H. Rashid, *Circuitos Microelectrónicos: Análisis y Diseño*, I Edición, International Thomson Editors, 2000.
- [2] Adel S. Sedra, *Circuitos Microelectrónicos*, IV Edición, Oxford University Press, 1998.
- [3] Robert B. Northrop, *Analog Electronic Circuits*, I Edición, Addison-Wesley Publishing Company, 1990.
- [4] Robert Spence, *Tolerance Desing of Electronic Circuits*, I Edición, Imperial College Press, 1988.
- [5] Luis E. Avendaño, *Sistemas Electrónicos Analógicos: Un Enfoque Matricial*, Primera Edición, Centro de Publicaciones UTP, 2007.