

UNIVERSIDAD POLITECNICA DE VALENCIA

ESCUELA POLITECNICA SUPERIOR DE GANDIA

I.T. TELECOMUNICACIÓN (SONIDO E IMAGEN)

---



UNIVERSIDAD  
POLITECNICA  
DE VALENCIA



ESCUELA POLITECNICA  
SUPERIOR DE GANDIA

**“Audioconecta: Diseño y montaje de  
módulos de procesamiento analógico de  
audio con fines didácticos -  
Ecuadores gráfico y paramétrico.”**

***TRABAJO FINAL DE  
CARRERA***

Autor/es:  
**Víctor Barberá Sánchez**

Director/es:  
**D. Jose Marín Roig**

ÍNDICE

1.- Desarrollo de un ecualizador gráfico.....	3
2.- Desarrollo de un ecualizador paramétrico.....	13
2.1 Filtros de estado variable.....	13
2.2 Ecualizador infinitamente variable.....	21
3.- Diseño PCB.....	24
3.1 Esquema.....	25
3.2 Circuito impreso.....	25
3.2.1 Trazado de las pistas.....	26
4.- Montaje de la PCB.....	27
4.1 Documentación técnica.....	27
4.2 Flujo de fabricación.....	27
4.2.1 Método fotográfico.....	28
4.2.2 Revelado.....	28
4.2.3 Atacado químico.....	29
5.- Resultados de las mediciones.....	30
6.- Apéndices.....	31
6.1 Código de simulación PSpice para circuitos de ecualizadores gráfico y paramétrico.....	31
6.1.1 Ecualizador gráfico de 5 bandas.....	31
6.1.2 Ecualizador paramétrico 3 bandas.....	33
6.2 Especificaciones A.O. TL081.....	37
7.- Bibliografía.....	37

# 1.- Desarrollo de un ecualizador gráfico

Un ecualizador gráfico de octavas presenta una estructura de bloques. Un adaptador de entrada encargado de presentar una impedancia de entrada elevada independiente de la frecuencia, seguido de un banco de filtros en paralelo, cada uno de los cuales en su banda de trabajo (filtros paso banda) deben permitir el refuerzo o la atenuación de la señal de audio.

El circuito básico que va a realizarse puede verse en la figura 1.

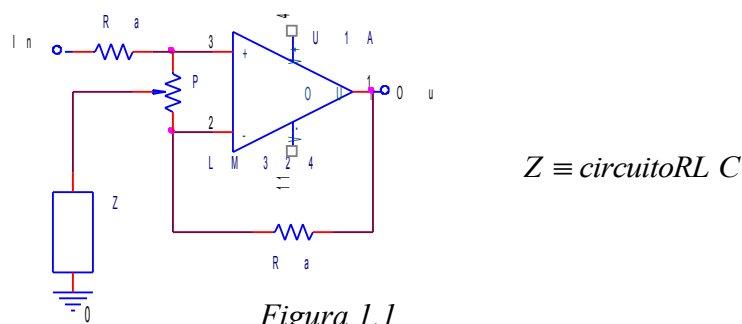


Figura 1.1

Analicemos detenidamente dicho circuito, que está formado por cinco filtros, cuyas frecuencias centrales siguen la siguiente relación aritmética: 250, 500, 1000, 2000 y 4000 Hz; como puede observarse, cada frecuencia es el doble de la anterior. A este tipo de ecualizadores se les denomina de octava.

Consideremos el funcionamiento del ecualizador. Con este fin, pensamos en el circuito de la figura 1. Si el cursor del potenciómetro se desplaza hacia la entrada negativa, el amplificador quedará en configuración inversora y su ganancia es igual a:

$$G = 1 + \frac{R_a}{Z} \rightarrow \text{Amplifica}$$

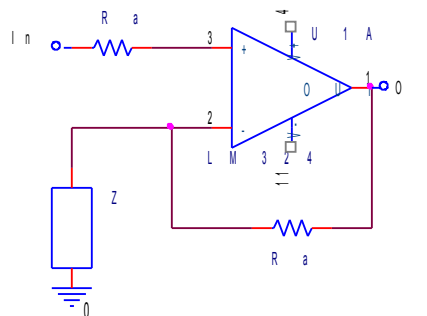


Figura 1.2

Si, por el contrario, el cursor del potenciómetro lineal se desplaza hacia la entrada no inversora del amplificador operacional ideal, se considera conectado a dicha entrada, quedando una configuración de la forma indicada en la figura 3. Además, la

atenuación de dicha configuración, dado que se trata de un divisor de tensión formado por el circuito RLC de impedancia  $Z$  y la resistencia  $R$ , será:

$$G = \frac{Z}{Z + R_a} \rightarrow \text{Atenúa}$$

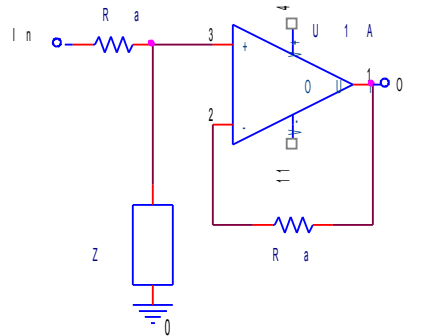


Figura 1.3

El circuito RLC, conectado al cursor del potenciómetro P, es un circuito serie, formado por una bobina, un condensador y una resistencia. Estos circuitos presentan una impedancia elevada para frecuencias muy separadas de la resonancia del circuito.

Recordemos que la frecuencia de resonancia de un circuito es aquella para la cual la impedancia de la bobina,  $Z_L = 2\pi fL$  es igual a la del condensador:

$$Z_C = \frac{1}{2\pi fC}$$

A esta frecuencia la impedancia del circuito es  $R$  y, por tanto, éste presenta la mínima impedancia.

De las consideraciones expuestas, y teniendo en cuenta las fórmulas anteriores para la ganancia del circuito de la figura 1, se puede concluir que, para frecuencias muy distintas de la resonancia, la impedancia  $Z$  será mucho mayor que la resistencia  $R_1$  y el circuito no amplificará ni atenuará.

Como la frecuencia de resonancia de un circuito serie es aquella en la que la impedancia del condensador es igual a la de la bobina, entonces:

$$Z_L = Z_C \Rightarrow f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

Tomando como base todo lo expuesto hasta ahora, puede construirse un ecualizador del número de bandas que se desee (en este caso 5); para ello, lo único que habrá que hacer es conectar entre el terminal inversor y no inversor del operacional tantos potenciómetros P como bandas vaya a tener el ecualizador, y entre los cursores de los potenciómetros y masa los circuitos resonantes serie. En éstos el valor  $R$  dependerá de la ganancia que quiera tenerse en cada banda y el de  $L$  y  $C$  de la frecuencia central de éstas.

La realización práctica de un ecualizador, según la forma descrita, tiene el inconveniente de que habrá que poner tantas bobinas como bandas posea el ecualizador, lo cual si no se dispone de un puente de medida, puede ser engorroso.

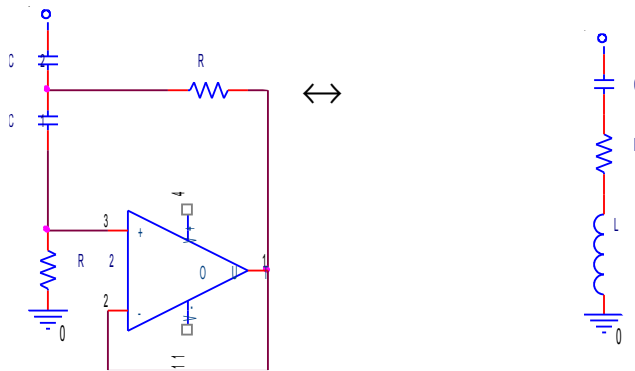


Figura 1.4

Una forma de simular una bobina electrónicamente consiste en emplear un amplificador operacional como el de la figura 4. Este circuito equivale a una bobina con una resistencia en serie; por tanto, para simular un circuito RLC, lo único que habrá que hacer es colocar un condensador en serie.

La relación aproximada entre los valores de R y L con los del circuito simulador son las siguientes:

$$L \approx R_1 R_2 C_1$$

$$R \approx R_1$$

Con todo esto se llega al esquema definitivo que se ve en la figura 5, en el que se representa un ecualizador gráfico de cinco bandas.

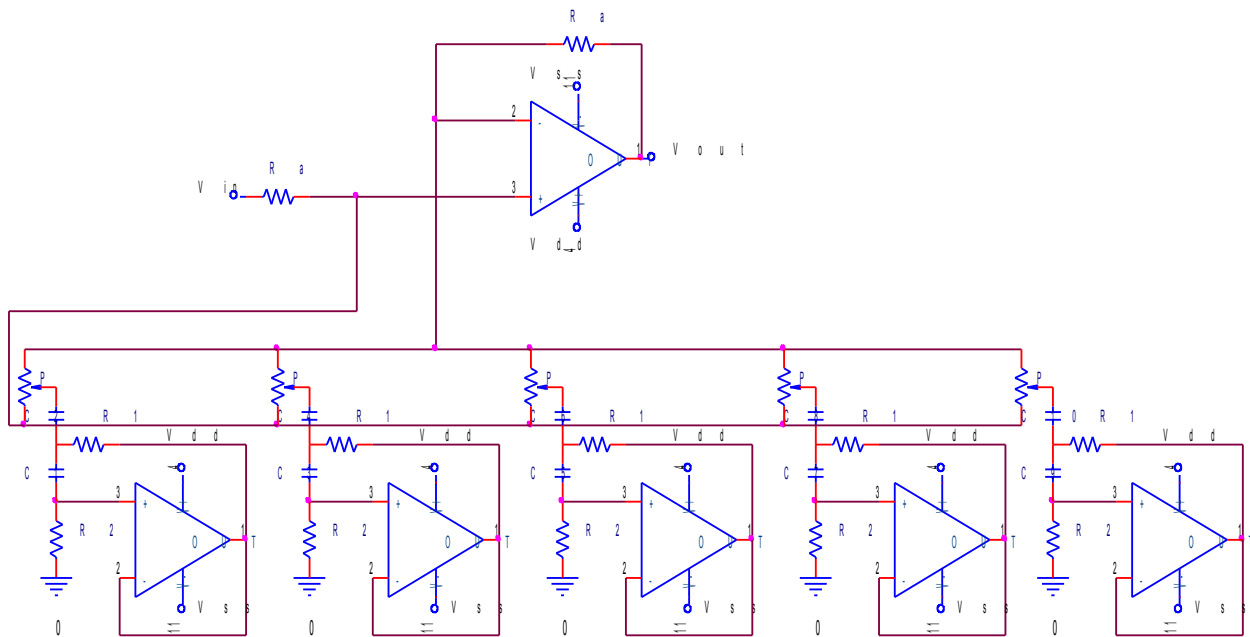


Figura 1.5

Vamos a diseñar el circuito para las frecuencias 250, 500, 1k, 2k y 4k Hz; utilizando los siguientes valores típicos y las siguientes relaciones:

$$R_a = 3.3k\Omega$$

$$P = 22k\Omega$$

$$R_2 = 100 R_1$$

$Q = \sqrt{2} \rightarrow$  Valor asignado para minimizar el rizado.

$$Z(\omega) = R + j[\omega L - \frac{1}{\omega C}]$$

A  $f_0$  las impedancias de C y L son iguales y de signo contrario:

$$Z(\omega_0) = R$$

La corriente que circula por la célula RLC es:

$$i(t) = I_0 \cos(\omega_0 t)$$

1. Energía almacenada por la bobina:

$$W_L(t) = \frac{1}{2} L I_0^2 \cos^2(\omega_0 t)$$

2. Energía almacenada por el condensador:

$$W_C(t) = \frac{1}{2} L I_0^2 \sin^2(\omega_0 t)$$

3. Energía total:

$$W_T = W_L + W_C = \frac{1}{2} L I_0^2$$

4. Potencia disipada:

$$P = \frac{1}{2} R I_0^2$$

5. Factor de calidad Q:

$$Q = \omega_0 \frac{W_{MAX}}{P} = \frac{\omega_0 L}{R}$$

Deseamos que la ganancia de los filtros sea de  $G = \pm 15 \text{ dB}$  :

Analizamos el circuito con el potenciómetro hacia la entrada inversora (Figura 2):

$$G = 20 \log\left(1 + \frac{R_a}{R_1}\right) = 15 \rightarrow R_1 = \frac{R_a}{\frac{15}{10^{20}} - 1} = \frac{3.3 * 10e3}{\frac{15}{10^{20}} - 1} = 713.76 \Omega$$

Analizamos el circuito con el potenciómetro hacia la entrada no inversora (Figura 3):

$$G = 20 \log\left(\frac{1}{1 + \frac{R_a}{R_1}}\right) = -15 \rightarrow R_1 = \frac{R_a}{\frac{1}{10^{\frac{-15}{20}}} - 1} = \frac{3.3 * 10e3}{\frac{1}{10^{\frac{-15}{20}}} - 1} = 713.76 \Omega$$

Por tanto:

$$R_2 = 100 R_1 = 71.4 \text{ k}\Omega$$

$$Q = \frac{\omega_0 L}{R} = \frac{\omega_0 R_1 R_2 C_2}{R_1} \rightarrow C_2 = \frac{Q}{\omega_0 R_2}$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \rightarrow C_1 = \frac{1}{R_1 R_2 C_2 (2\pi f_0)^2}$$

A partir de las ecuaciones anteriores obtenemos los valores de los condensadores y las resistencias correspondientes a cada banda de frecuencias:

f(Hz)	C2(nF)	C1(nF)	R1(Ω)	R2(Ω)
250	12,6	630	713,76	71,4k
500	6,3	315	713,76	71,4k
1000	3,15	158	713,76	71,4k
2000	1,58	78,6	713,76	71,4k
4000	0,8	39,3	713,76	71,4k

Por tanto el circuito definitivo es el siguiente:

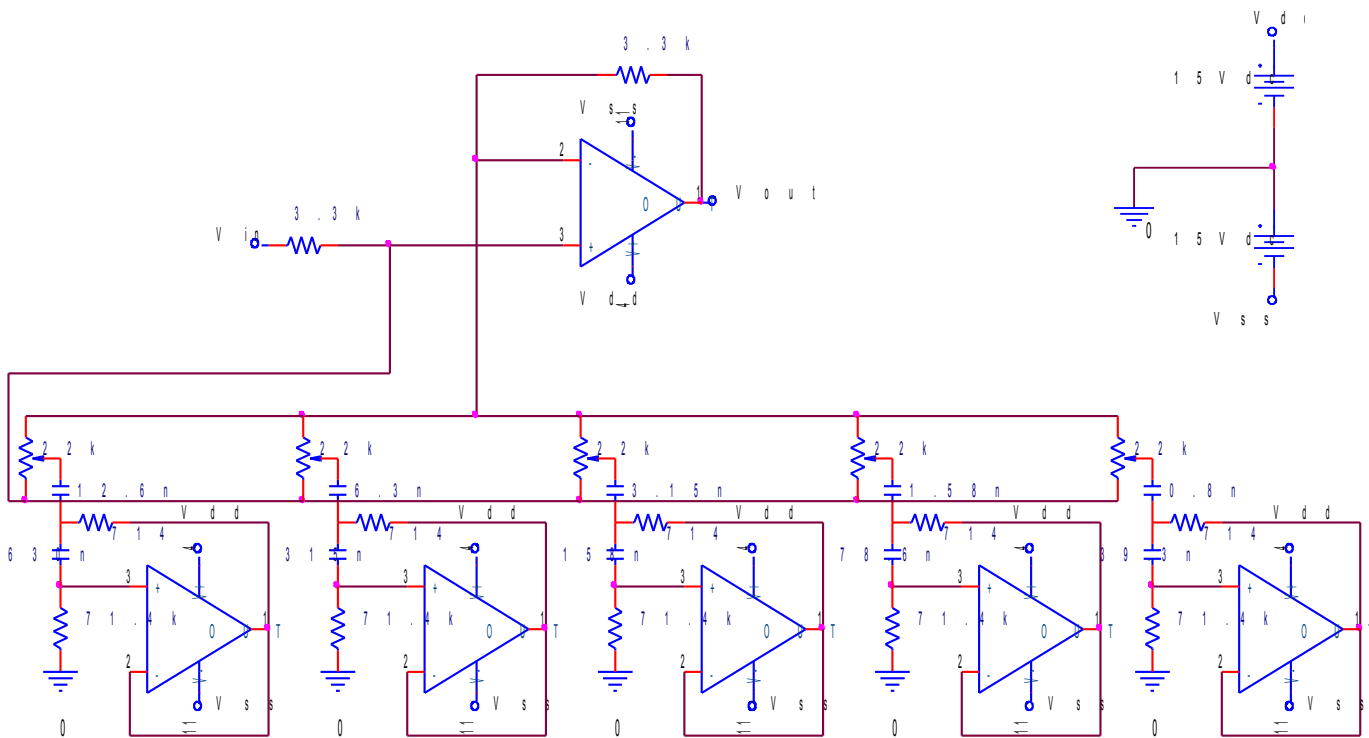


Figura 1.6

Analizamos la célula de 250 Hz con el potenciómetro hacia la entrada inversora en OrCad PSpice colocando una fuente de tensión alterna de 1Vp de amplitud en la entrada del circuito y medimos la tensión de salida en dBs para obtener la ganancia del filtro (el resto de potenciómetros se encuentran en posición media sin atenuar ni enfatizar en su banda correspondiente):



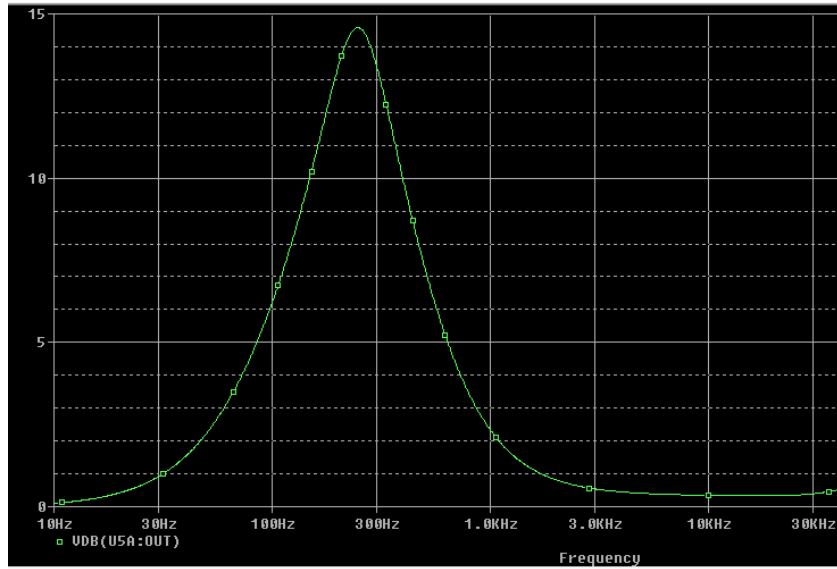


Figura 1.7

Ídem para 250 Hz con el potenciómetro hacia la entrada no inversora:



Figura 1.8

Ídem para 500 Hz con el potenciómetro hacia la entrada inversora:

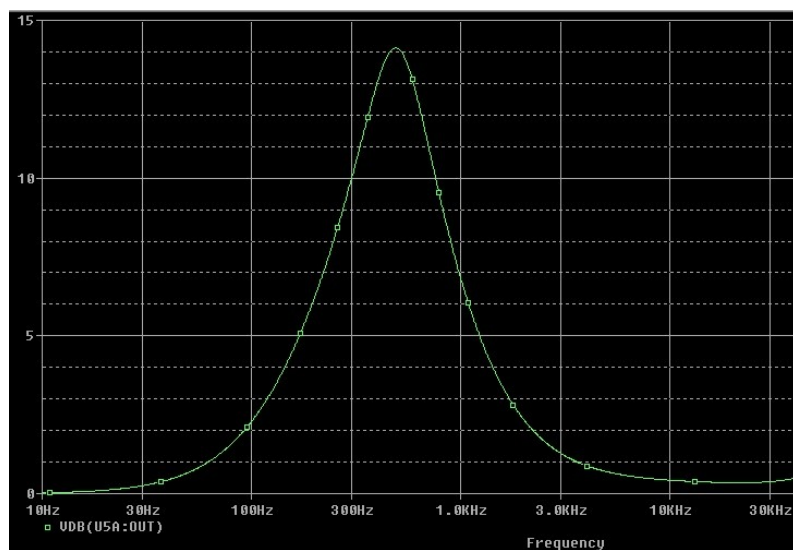


Figura 1.9

Ídem para 500 Hz con el potenciómetro hacia la entrada no inversora:

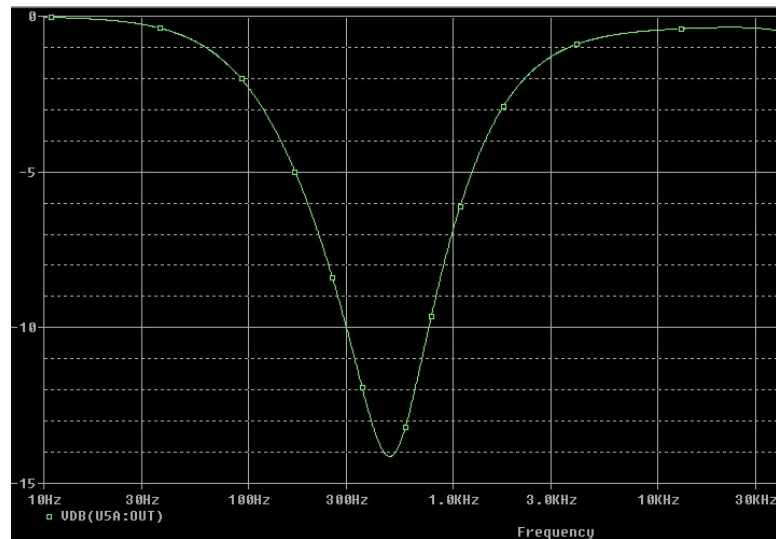


Figura 1.10

Ídem para 1 kHz con el potenciómetro hacia la entrada inversora:

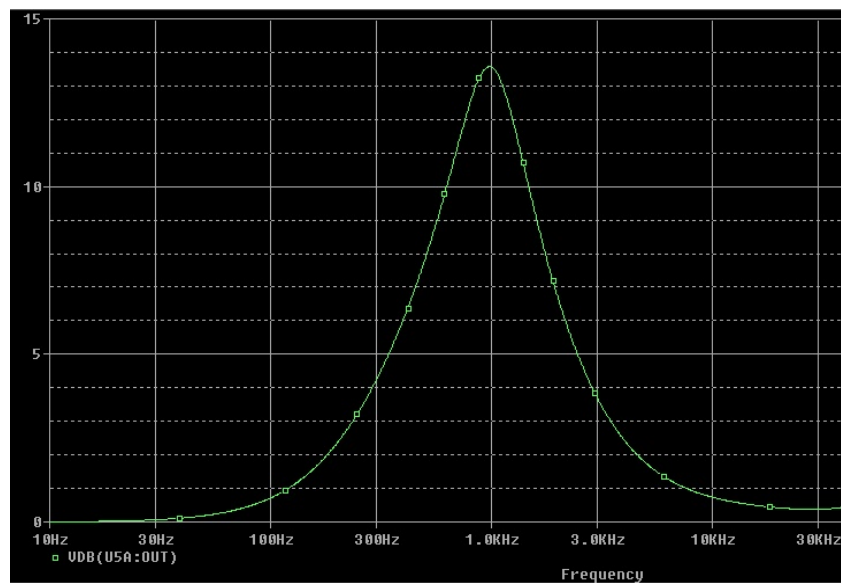


Figura 1.11

Ídem para 1 kHz con el potenciómetro hacia la entrada no inversora:

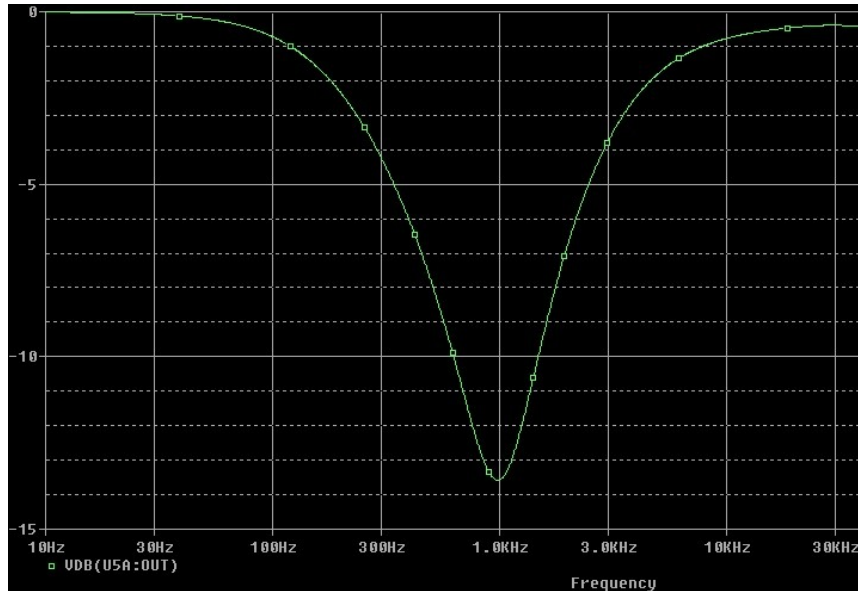


Figura 1.12

Ídem para 2 kHz con el potenciómetro hacia la entrada inversora:

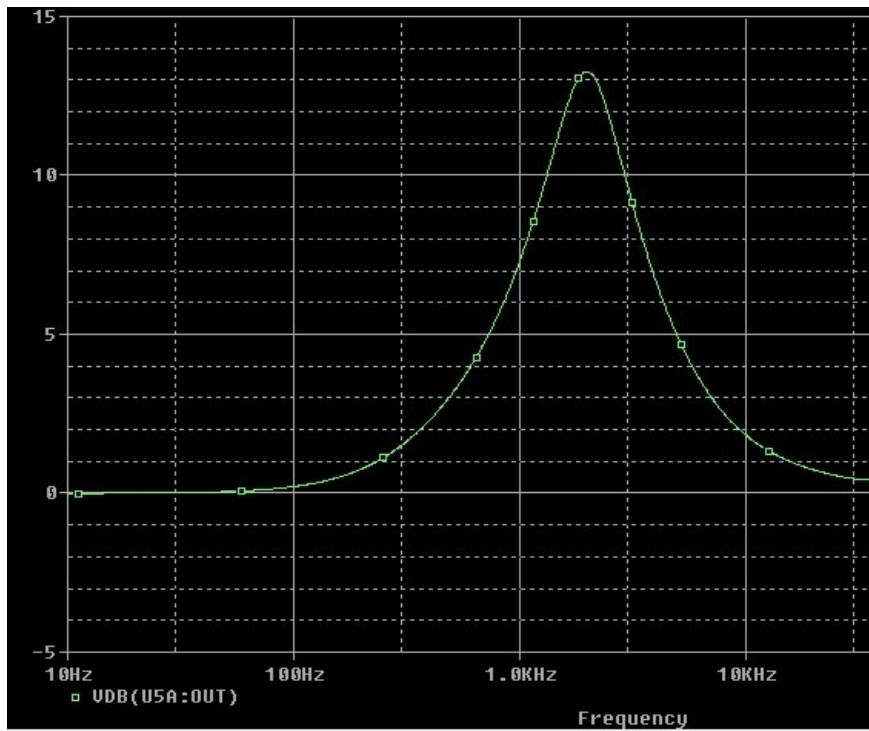


Figura 1.13

Ídem para 2 kHz con el potenciómetro hacia la entrada no inversora:

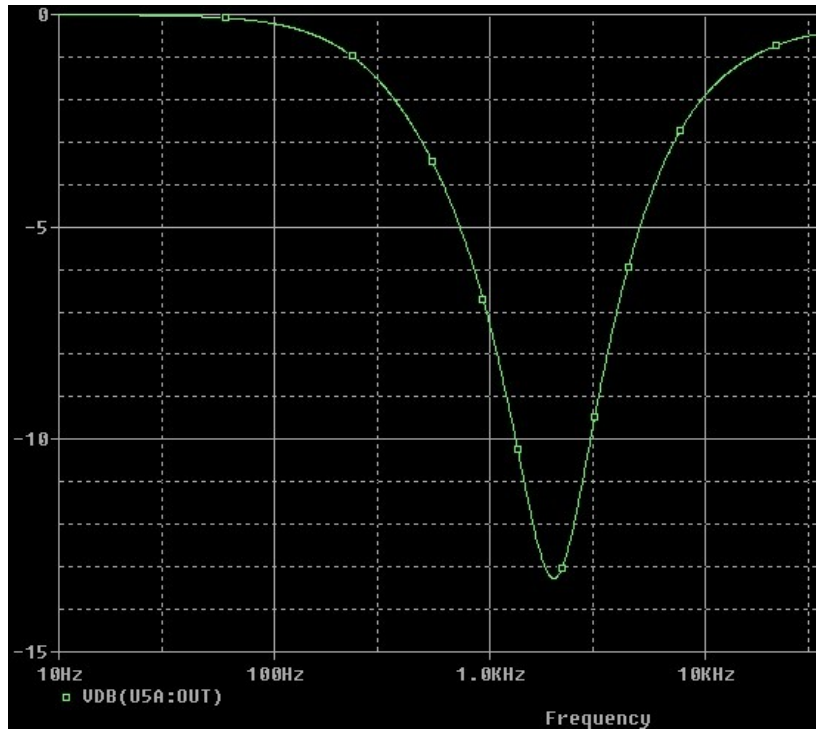


Figura 1.14

Ídem para 4 kHz con el potenciómetro hacia la entrada inversora:

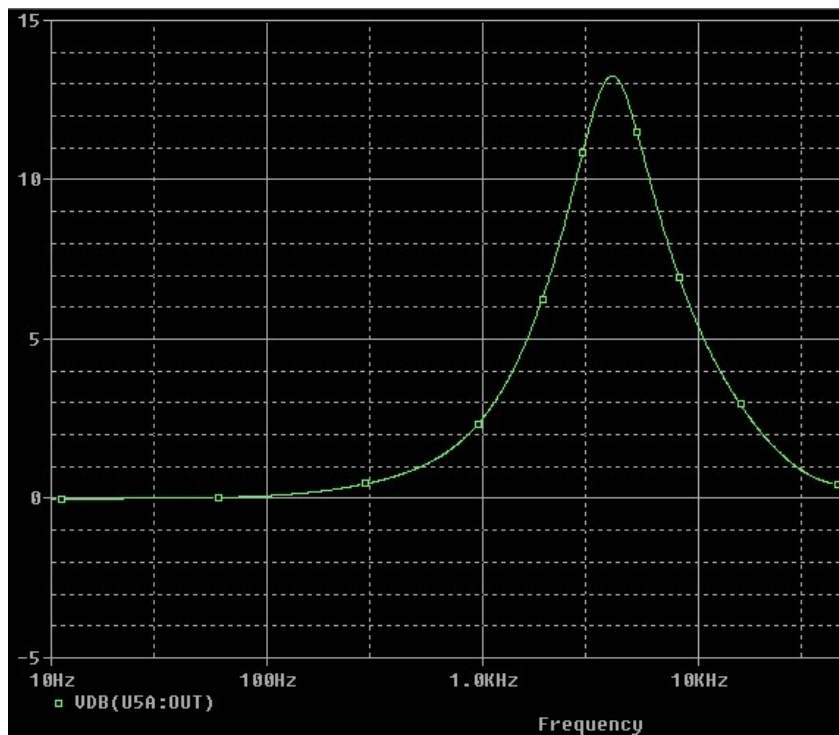


Figura 1.15

Ídem para 4 kHz con el potenciómetro hacia la entrada no inversora:

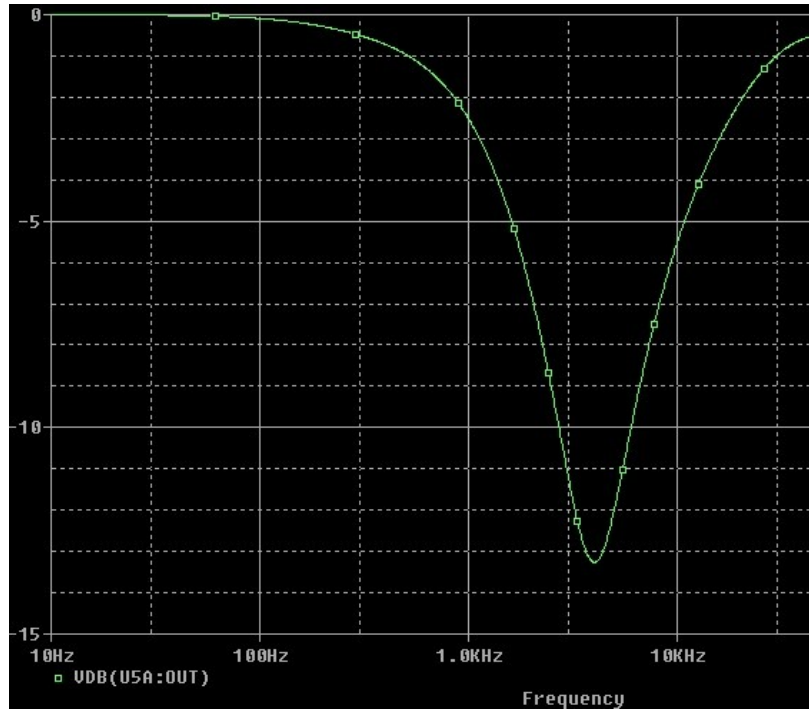


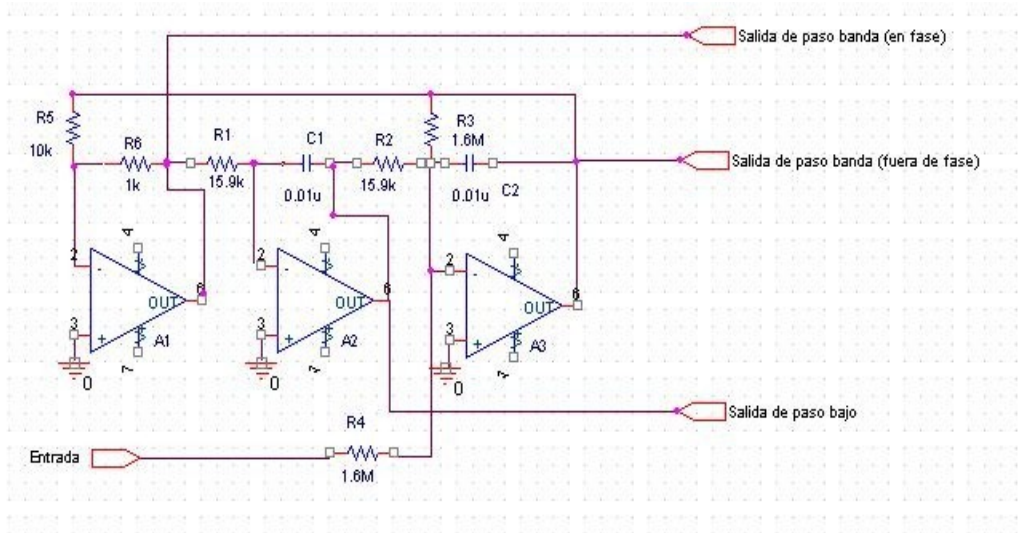
Figura 1.16

## 2.- Desarrollo de un ecualizador paramétrico

### 2.1 Filtros de estado variable

Existe una clase de filtros formados por tres o más amplificadores conectados como integradores y amplificadores sumadores, los cuales sintetizan simultáneamente salidas de paso alto, paso bajo y paso banda, y resultan relativamente insensibles a las variaciones del factor de calidad  $Q$  debidas a cambios en sus elementos, siendo capaces de alcanzar valores de  $Q$  de hasta 100. Además, pueden ser variables, de forma independiente, parámetros tales como la frecuencia, el  $Q$  y la ganancia. Estos circuitos son útiles como bloques funcionales de propósito general, recibiendo a menudo el nombre de filtros activos universales.

En la *Fig. 2.1*, se representa el esquema del primero de estos filtros. Conocido popularmente como “biquad”, está formado por tres amplificadores operacionales, conectados todos ellos como inversores. Los amplificadores operacionales  $A_2$  y  $A_3$  son integradores, y los componentes RC de entrada y realimentación de estas etapas, es decir,  $R_1 - C_1$  y  $R_2 - C_2$ , controlan la frecuencia de resonancia.  $A_1$  es un inversor utilizado para cerrar el lazo alrededor de los tres amplificadores en forma de sistema.



$$H_{0BP} = \frac{R_3}{R_4} \text{ para } R_1 = R_2, C_1 = C_2 \quad \text{Dado } f_c, H_0, Q; \text{ Seleccionar } C_1$$

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_1 C_1} \quad Q = \frac{R_3}{R_2}$$

Ejemplos paramétricos:  $H_0=1$   
 $f_c=1000$   
 $Q=100$

Figura 2.1

La resistencia  $R_3$  proporciona amortiguamiento para el segundo integrador,  $A_3$ . Esta resistencia determina principalmente el  $Q$ , aunque también afecta a la ganancia. La señal de entrada se aplica, a través de la resistencia de ganancia  $R_4$ , al punto sumador de  $A_3$ .  $R_4$  puede cambiarse para conseguir diferentes valores de ganancia, sin efecto sobre  $f_c$  o  $Q$ . Es éste un punto de aplicación del “biquad” digno de apreciarse –la ganancia de la banda pasante puede variarse de forma independiente, siempre que ello se lleve a cabo por medio de  $R_4$ . La ganancia de la banda pasante es

$$H_{0BP} = \frac{R_3}{R_4} \quad (\text{Ec. 1.1})$$

El  $Q$  del circuito se expresa como

$$Q = \frac{R_3}{R_2} \quad (\text{Ec. 1.2})$$

Puesto que  $R_3$  aparece en la expresión de  $Q$  y en la de la ganancia, una variación de  $Q$  (a través de  $R_3$ ) asimismo afecta a la ganancia.

La sintonía puede conseguirse tanto por medio de las resistencias como de los condensadores, existiendo empero otros efectos que deben comprenderse. Antes de nada, para que la frecuencia varíe inversamente con  $R_1$  (o  $C_1$ ), hay que hacer variar ambos elementos  $R$  (o  $C$ ) de forma simultánea. Para  $R_1$ - $R_2$ , puede usarse un control de seguimiento en tándem (o una pareja seleccionada con conmutador), o bien seleccionar  $C_1$ - $C_2$  con un conmutador. Asimismo, existe otro punto práctico importante a considerar.

Según la ecuación 1.2, puede apreciarse que  $Q$  varía en razón inversa al valor de  $R_2$ , por lo que la variación de  $R_1$ - $R_2$  para llevar a cabo la sintonía alterará  $Q$ , como consecuencia natural. Si se desea que  $Q$  sea independiente de la frecuencia, según ésta se vaya variando, puede ello conseguirse usando  $C_1$ - $C_2$  para controlar la frecuencia, en vez de  $R_1$ - $R_2$ .

Debe hacerse notar que el efecto neto del cambio de  $Q$ , con sintonía mediante  $R_1$ - $R_2$ , es mantener constante el ancho de banda.

El “biquad” resulta de la máxima utilidad como resonador o filtro de paso de banda; la respuesta de la banda de paso puede tomarse a partir de  $A_1$  o de  $A_3$ , indistintamente, con elección de la fase, según se indicó. Además, está disponible una salida de baja frecuencia partir de  $A_2$ .

Una de las características más atractivas es su estabilidad, relativamente elevada, con relación a sus componentes pasivos. Sin este importante factor de estabilidad, no sería utilizable con  $Q$  muy altos. De hecho, es capaz de alcanzar  $Q$  de varios centenares, así como una fuerte ganancia. La mejor predecibilidad del  $Q$  para valores altos, en frecuencias superiores a 1kHz, se da con amplificadores operacionales de un alto producto ganancia-ancho de banda, esto es, de 3 a 4 MHz o más. El diseño da comienzo con los valores dados para  $f_c$ ,  $H_o$  y  $Q$ . Seguidamente, el proyectista selecciona  $C_1$ , el cual asimismo fija  $C_2$ . Después, se calcula  $R_1$  (y  $R_2$ ) a partir de la expresión de  $f_c$ .

Apréciase que con amplificadores operacionales modernos de entrada FET,  $R_1$  no se encuentra restringido por razón de la corriente de polarización, y puede valer hasta varios megaohmios, si así se desea. Sin embargo, la relación respecto a  $R_3$ , o  $Q$ , impone un límite práctico a  $R_1$ . Los valores altos de  $Q$  (como ocurre en el ejemplo) pueden afectar directamente a los valores de  $R_1$ - $R_2$  y/o  $C_1$ - $C_2$ , debido a la falta de resistencias de buena calidad y estables, por encima de unos pocos megaohmios. El proyecto se completa tras la selección de  $R_4$ .

Se recalca la importancia de prestar atención a la calidad de los componentes en este circuito, ya que, de lo contrario, se sacrificará una parte de sus altas posibilidades inherentes. Todas las resistencias deben ser de un tipo estable, como son las de película metálica de bajo coeficiente de temperatura; los condensadores deben ser de pequeñas fugas y alto  $Q$ , como es el caso de los modelos de poliestireno o polipropileno.

Los amplificadores múltiples, como son las unidades dobles y cuádruples, hacen que este filtro resulte de toda evidencia atractivo, y verdaderamente de un coste no excesivo, si se consideran las prestaciones comparadas. En el ejemplo que se muestra en la Fig. 2.1, resulta adecuado un amplificador operacional 34074 o

similar, debido a las relativamente bajas impedancia y frecuencia. Las altas frecuencias y/o los Q elevados, en especial en niveles altos, se verán más adecuadamente satisfechos con unidades de mayor velocidad de respuesta y/o asimismo mayor producto ganancia-ancho de banda, tales como los 34084 o OPA404.

Un filtro más completo y flexible, estrechamente relacionado con el “biquad”, es el filtro de estado variable (SVF), que se ofrece en la *Fig. 2.2*. De hecho, ambos circuitos de filtro pueden realizarse con los mismos amplificadores y configuraciones circuitales, con sólo diferencias menores. Existe, empero, una gran diferencia de flexibilidad, proporcionada por el tipo de estado variable, ya que suministra simultáneamente las tres salidas. Además, puede manipularse para conseguir una independencia completa de los tres parámetros de diseño: frecuencia, Q y ganancia.

Resulta útil, asimismo, simplificar este filtro para reducirlo a una forma fácilmente utilizable. Si  $R_1 = R_2$ ,  $R_5 = R_6$  y  $C_1 = C_2$ , resulta fácil de sintonizar y ajustar. La frecuencia central queda, entonces, determinada por

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_1 C_1} \quad (Ec. 1.3)$$

El Q queda fijado por  $R_3$  y  $R_4$ , bajo la forma

$$Q = \frac{R_3 + R_4}{2R_3} \quad (Ec. 1.4)$$

Las ecuaciones de la ganancia de la banda de paso para las tres salidas difieren sólo ligeramente. Para la salida pasa banda,

$$H_{OBP} = \frac{R_4}{R_3} \quad (Ec. 1.5)$$

Para la salida de paso bajo,

$$H_{OLP} = \frac{2R_4}{R_3 + R_4} \quad (Ec. 1.6)$$

Para la salida de paso alto,

$$H_{OHP} = \frac{2R_4}{R_3 + R_4} \quad (Ec. 1.7)$$

Este circuito (como el “biquad”) ofrece una respuesta de segundo orden para las salidas de paso bajo y paso alto, pero hay que hacer notar que no se puede conseguir la respuesta uniforme con un Q elevado, tal como el que a menudo se desea desde la salida de la banda de paso. Si se quiere, puede obtenerse una cuarta salida, en forma de muesca para la frecuencia central, sumando las salidas de los pasos alto y bajo a través de resistencias,  $R_L$  y  $R_H$ , de igual valor. Las relaciones de fase entrada/salida se encuentran indicadas en la figura. Por otra parte, son de

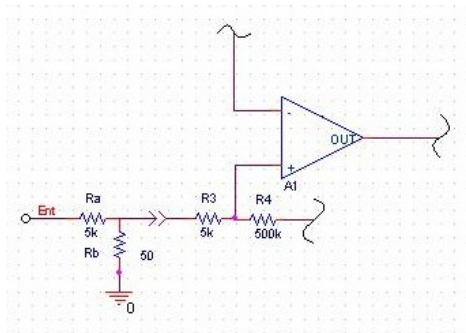




En la *Fig. 2.3A*, se ilustra un método para minimizar y controlar la ganancia con un  $Q$  alto. Las resistencias  $R_A$  y  $R_B$  forman un atenuador de entrada, con  $R_B$  mucho menor que  $R_3$ , para no alterar el  $Q$ . Entonces,  $R_A$  puede ajustar la ganancia independientemente de  $Q$ . En la *Fig. 2.3B*, se muestra una modificación alternativa de este circuito, para aquellas situaciones en las que el  $Q$  deba variar independientemente de la ganancia. Tanto  $R_C$  como la resistencia en serie  $R_3$  controlan el  $Q$ , con  $R_3$  como ajuste de ganancia. Nótese que esta configuración puede estar relativamente limitada, en cuanto que la variación de  $R_3$  es aun capaz de alterar el  $Q$ . Esto puede tener importancia o no, dependiendo de la ganancia relativa y del  $Q$  deseados.

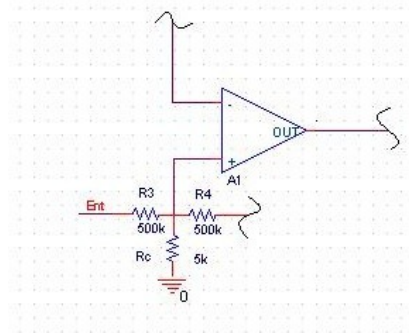
El esquema de la *Fig. 2.3C* permite una independencia completa y no restringida entre ganancia y  $Q$ , aunque a expensas de un amplificador operacional extra y un control en tándem. Mediante el seguimiento de  $R_4$  y  $R_7$ , se varía el  $Q$ , mientras que  $R_8$  ajusta la ganancia. Nótese que ambos parámetros pueden extenderse a niveles bajos, con esta clase de circuito, sin dejar de ser independientes.

Con el mismo circuito básico, es posible otra forma de filtro de estado variable, según se ofrece en la *Fig. 2.4*. En este circuito, un filtro de estado variable en la forma B, la señal de entrada se aplica a la entrada (-) de  $A_1$ , en lugar de a la (+) (como en la forma de A), y todas las salidas aparecen como se ha dicho anteriormente, con la sintonía de la misma manera. Existen diferencias en las relaciones entre la ganancia y el  $Q$ , así como en la(s) fase(s) de la señal de salida respecto a la de entrada, según se anota en la *Fig. 2.4*.



Elegir  $R_B < R_3$ , seleccionar  $R_A$  y  $R_B$  para la ganancia neta deseada.

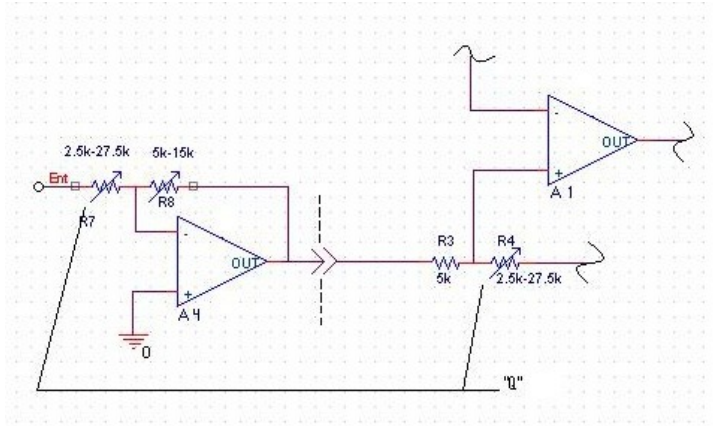
(A) Control de ganancia



$$H_0 = \frac{R_4}{R_3}$$

$$R_Q = R_C \parallel R_3, Q = \frac{R_Q + R_4}{2R_Q}$$

(B) Control de ganancia y  $Q$



Variar  $R_4 - R_7$  (en igual proporción), para variar el  $Q$ .

Variar  $R_8$ , para variar la ganancia

Ejemplo parámetros  $0.75 < Q < 3$

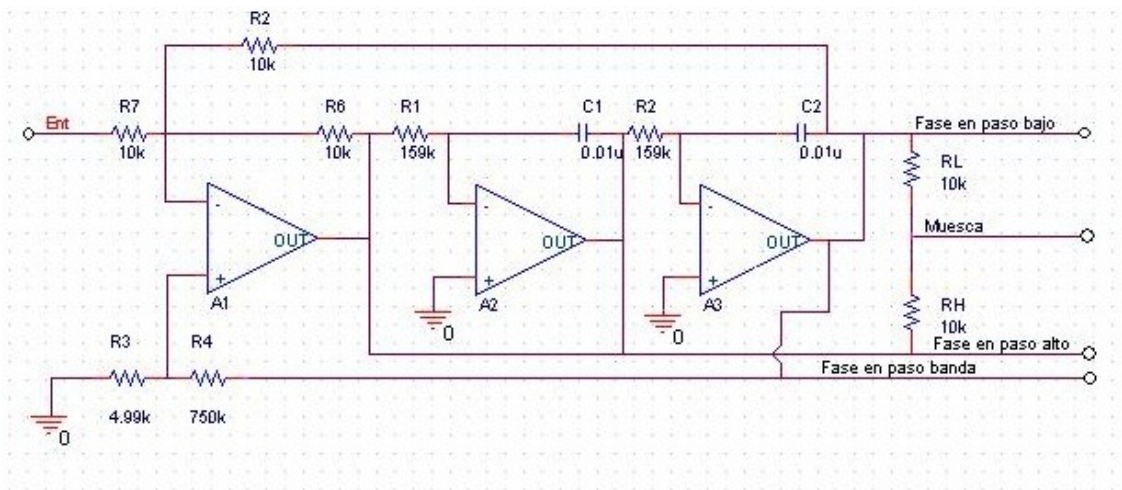
$$1 < H_{0BP} < 3$$

(C) Control independiente de ganancia y  $Q$

Figura 2.3

Este circuito se conoce también como filtro de estado variable de 'ganancia  $Q$ ', porque es, de hecho, su ganancia, para las tres salidas básicas, simplemente el valor del  $Q$ . El  $Q$  queda fijado por  $R_3$  y  $R_4$ , de acuerdo con

$$Q = \frac{R_3 + R_4}{3R_3} \quad (\text{Ec. 1.8})$$



Fase en paso bajo =  $+90^\circ @ f_c$ , fuera de fase en banda de paso

Fase en paso de banda =  $0^\circ @ f_c$

Fase en paso alto =  $-90^\circ @ f_c$ , fuera de fase en banda de paso

Dado:  $f_c, Q$

Seleccionar  $C_1 (C_2)$

$$R_1 = \frac{1}{2\pi f_c C_1}$$

Seleccionar  $R_3$

$$R_4 = R_3(3Q - 1)$$

Ejemplo parámetros:  $f_c = 100\text{Hz}$

$$Q = 50$$

$$H_0 = 50$$

para  $R_1 = R_2, C_1 = C_2$ , y  $R_5 = R_6 = R_7$

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_1 C_1}$$

$$Q = \frac{R_3 + R_4}{3R_3}$$

$$H_{0BP} = Q$$

$H_{0HP}, H_{0LP} = 0 @ f_c = 1$  en banda de paso

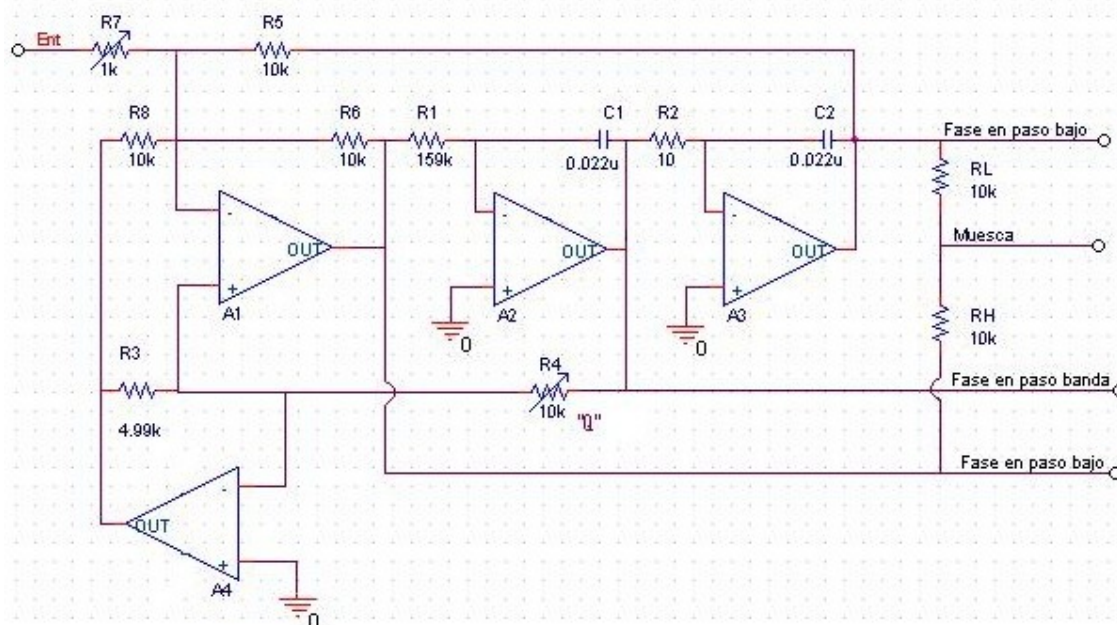
Figura 2.4

Como se indicó con anterioridad, esto determina también la ganancia. Como antes, la ganancia debe escalarse por medios alternativos, cuando se hace uso de este circuito. Nótese asimismo que, además de  $R_5$ - $R_6$ ,  $R_7$  es igual a sus valores comunes,  $10k \Omega$  en este caso.

El filtro de estado variable en Forma B presenta, con relación al de la Forma A, tanto ventajas como desventajas, en cuanto a sus prestaciones. Una de las ventajas es que las ecuaciones de la ganancia para las tres salidas son la misma, iguales a  $Q$ . Sin embargo, no es posible manipular independientemente ganancia y  $Q$ , al menos en el circuito básico de la Forma B.

El circuito de filtro modificado de la Forma B representado en la Fig. 2.5 permite ajustar el  $Q$  independientemente de la ganancia, utilizando un cuarto amplificador operacional que haga posible que todos los amplificadores sean verdaderos sumadores. El  $Q$  se varía aquí mediante  $R_4$ , con lo que también se sufrirá variación en la ganancia. Sin embargo, la ganancia se varía mediante  $R_7$  sin afectar al  $Q$  en este circuito. Si se desea una completa independencia mutua del  $Q$  y de la ganancia, la mejor selección es el circuito de la Fig. 2.3C.

Los circuitos de filtro de estado variable y “biquad” son formas extremadamente potentes de filtros activos, de manera que, si así se desea, se puede teóricamente implementar cualquier respuesta de filtro mediante la combinación adecuada de etapas y parámetros individuales de diseño.



Dado:  $f_c, Q, H_0$   
 Seleccionar  $C_1$  ( $C_2$ )  

$$R_1 = \frac{1}{2\pi f_c C_1}$$
  
 Seleccionar  $R_3$   

$$R_4 = QR_3$$
  

$$R_7 = \frac{QR_6}{H_{oBPF}}$$

Ejemplo parámetros:  
 $f_c = 723 \text{ Hz}, Q = 20, H_0 = Q$   
 para  $R_1 = R_2, C_1 = C_2, y R_5 = R_6 = R_7 = R_8$   

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_1 C_1}$$
  

$$Q = \frac{R_3}{R_4}$$
  

$$H_{oBPF} = Q \frac{R_6}{R_7}$$

Figura 2.5

## 2.2 Ecuador infinitamente variable

En la Fig. 2.6, se muestra un ejemplo de aplicación singular que aprovecha las características de comportamiento del filtro de estado variable. Este circuito es un ecualizador de variación infinita en términos de todos los parámetros de control, esto es: frecuencia, Q y ganancia.

El circuito básico que forma el corazón de este ecualizador se muestra en la figura 1.6. En el lazo de realimentación de entrada del amplificador  $A_1$ , se coloca un filtro de estado variable pasabanda, en versión Forma A modificada y de frecuencia y Q independientemente variables. La respuesta pasabanda puede representarse en frecuencia, con el Q ajustado para el ancho de banda deseado. El control de nivel permite acentuación o atenuación recíprocas. Todos los controles son continuamente variables, de ahí el término 'infinitamente variable' referido al ecualizador (también conocido como ecualizador paramétrico).

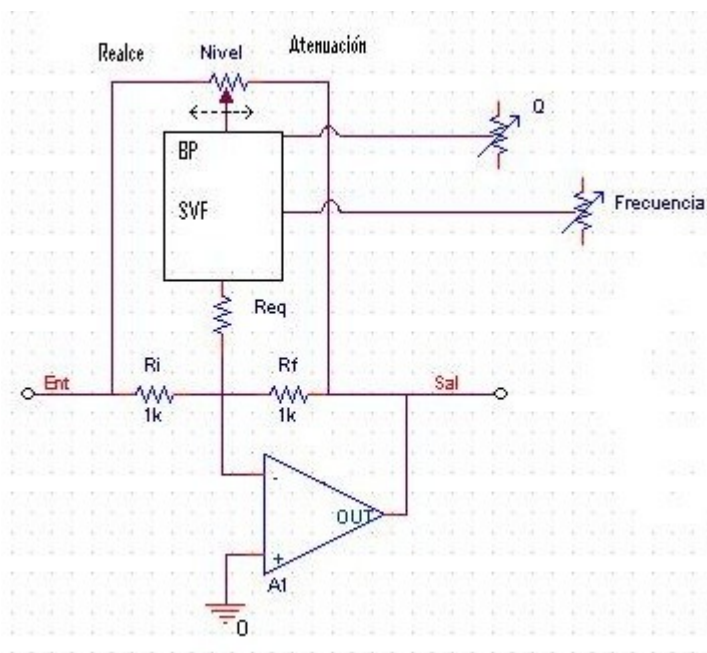


Figura 2.6

En la Fig. 2.7, se ofrece un esquema por bloques del circuito. Como puede apreciarse, utiliza tres secciones pasabanda de filtros de estado variable dispuestos para bandas de baja, media y alta frecuencia. El amplificador  $A_1$  proporciona separación a la entrada y una fase global de señal no invertida.

En la Fig. 2.8, se muestran los detalles de las secciones ya mencionadas. Aquí,  $A_1$ - $A_3$  forman un circuito de filtro de estado variable en la Forma A, con  $A_4$  para proporcionar ganancia y fase global no invertida. La conexión de  $R_C$  proporciona una característica Q variable a lo largo de una amplia gama. Las resistencias  $R_1$ - $R_2$  producen un margen de sintonía de 10/1, mientras que los valores  $C_1$ - $C_2$  determinan la gama operativa (véase la tabla en la Fig.2.3).



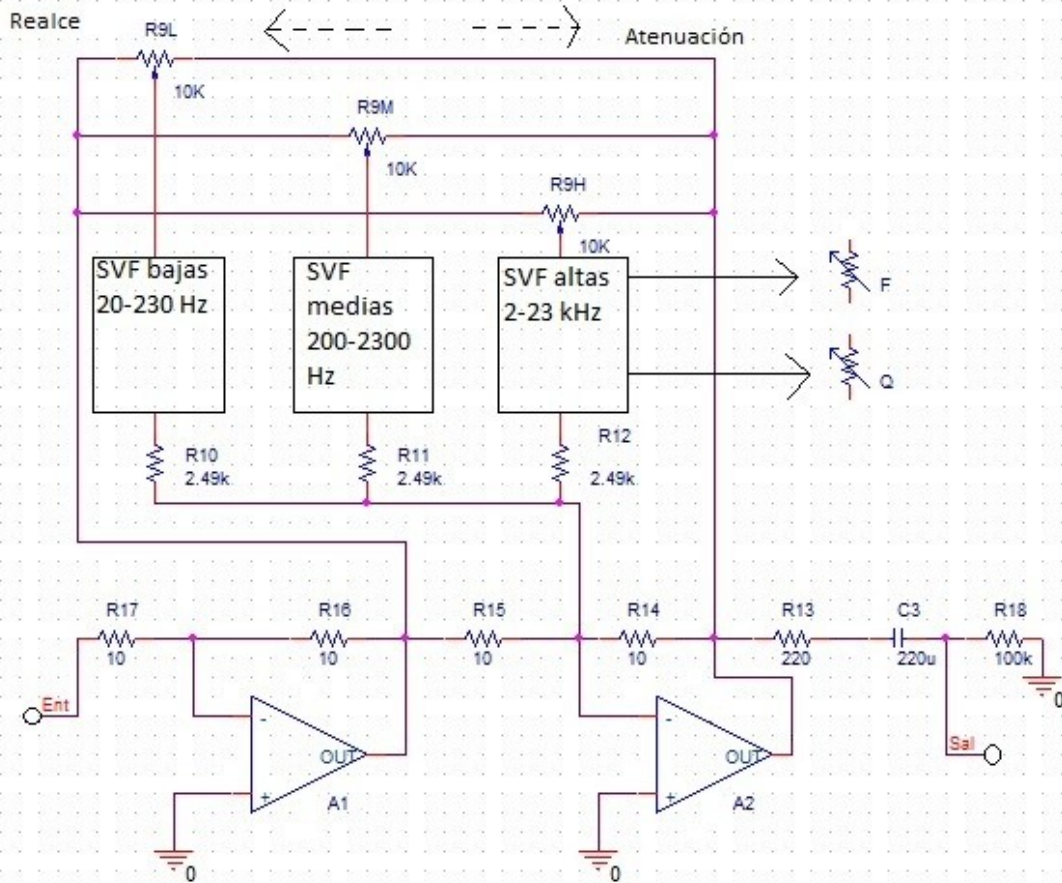
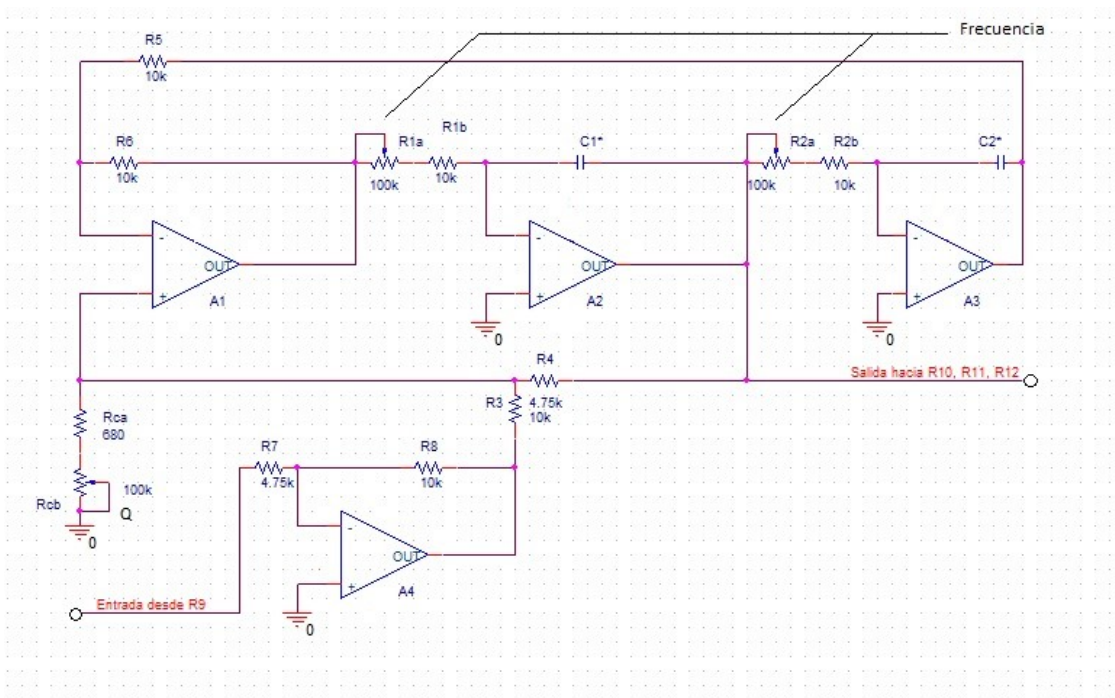


Figura 2.7



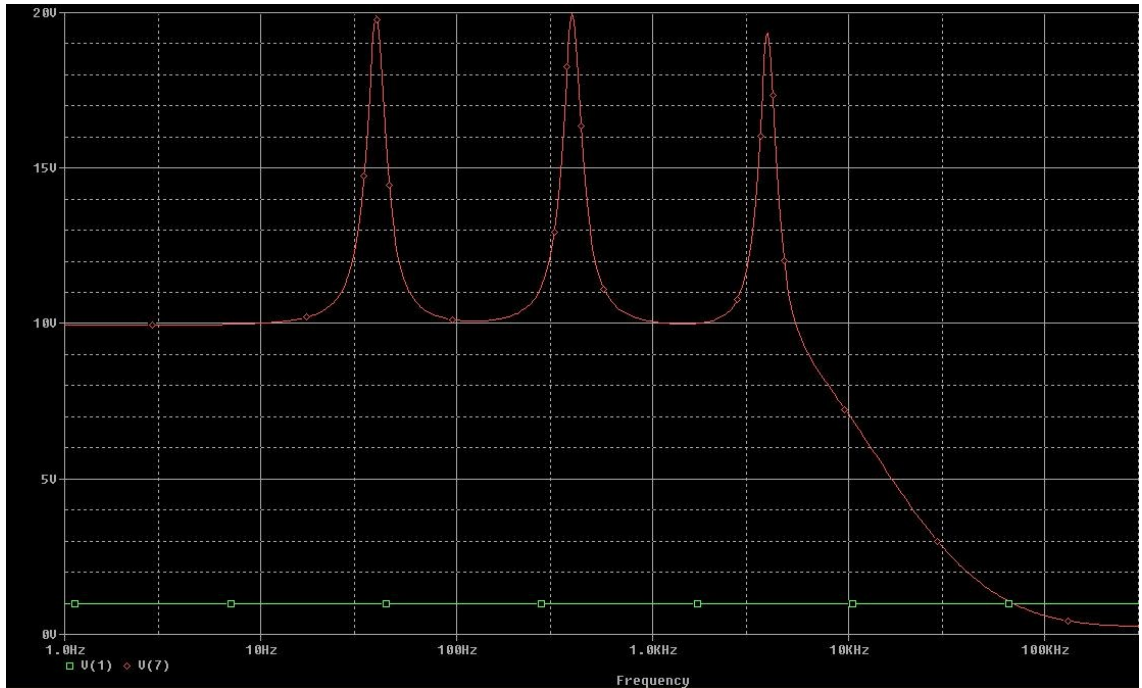
\*Tabla

Gama f (Hz)	$C_1, C_2$	Condiciones: $R_1 = R_2$ $R_Q = R_C \parallel R_3; Q = \frac{R_Q + R_4}{2R_Q}$
20-230	0.068 $\mu$ F	$C_1 = C_2$
200-2300	6800 pF	$f = \frac{1}{2\pi R_1 C_1}$ ver tabla*
2000-23000	680 pF	$Ganancia = \left(\frac{R_8}{R_7}\right)\left(\frac{R_4}{R_3}\right) = 1$

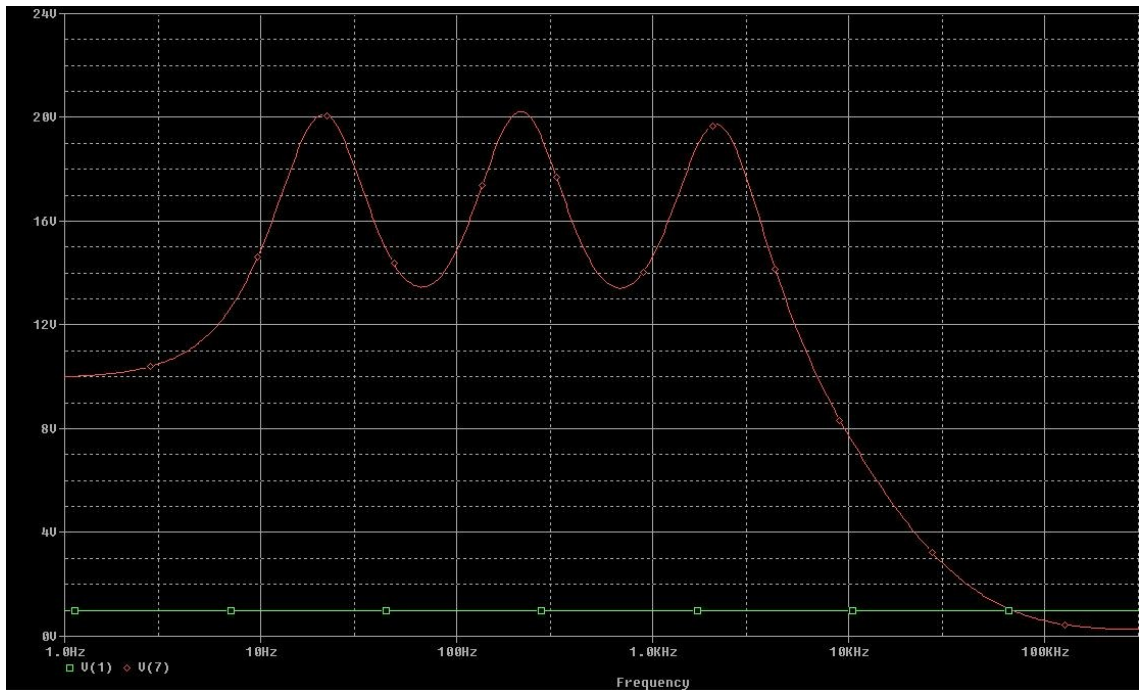
Figura 2.8

Analizamos las tres células en OrCad PSpice colocando una fuente de tensión alterna de 1Vp de amplitud en la entrada del circuito y medimos la tensión de salida en dBs para obtener la ganancia de los filtros:

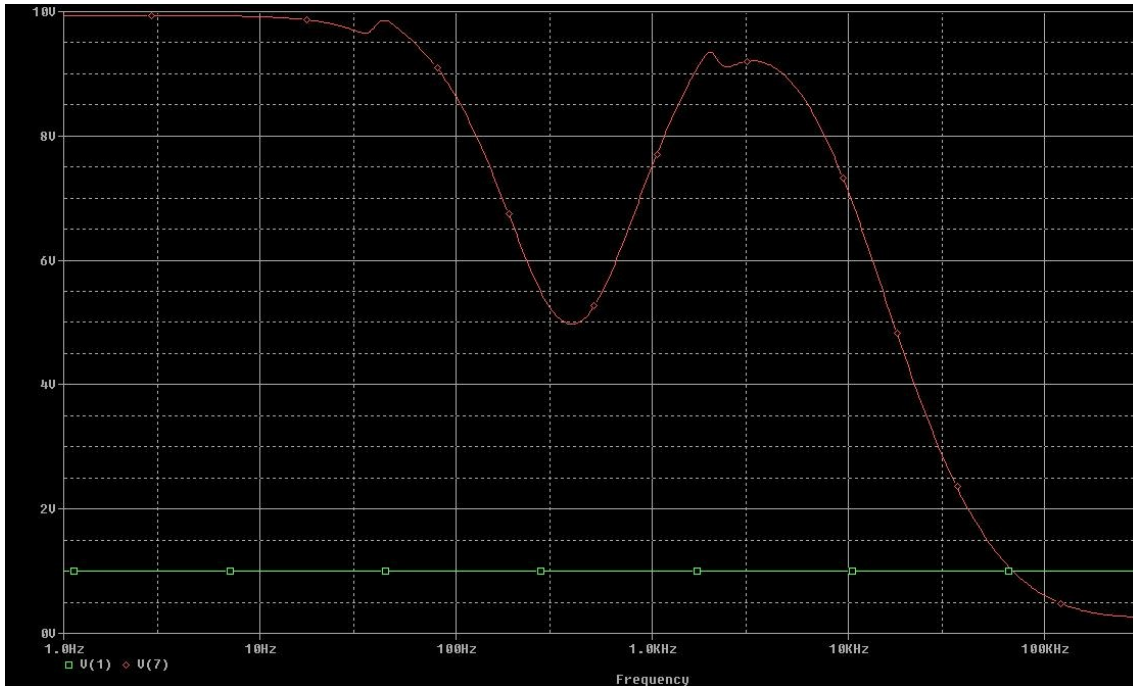
Se observa la ganancia enfatizada de las tres bandas con una Q máxima:



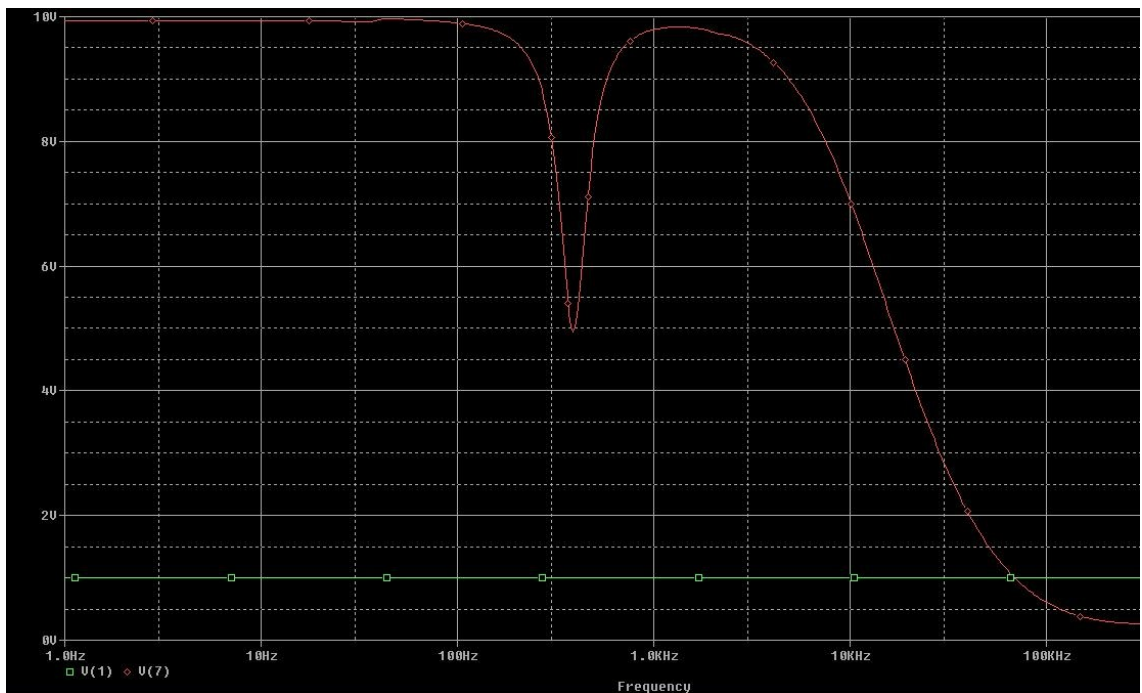
Aquí se observan las tres bandas con la máxima ganancia con una Q mínima:



En la siguiente gráfica se ha atenuado al mínimo una de las bandas únicamente para poder observar con mayor claridad el rizado producido por los filtros:



Se puede observar en la siguiente gráfica que cuanto mayor es el factor de calidad, menor es el rizado:



### 3.- Diseño PCB

Para diseñar una nueva placa con el Eagle 6.1.0 Light primero crearemos el esquema de la misma y luego diseñaremos la placa del circuito impreso.



Lo primero es crear un nuevo proyecto. A continuación hay que crear el esquema del circuito en el proyecto que se acaba de crear.

### 3.1 Esquema

Los componentes para nuestro esquema están ordenados en librerías por lo que hay que seleccionar las librerías que vamos a necesitar. Para la placa del ecualizador gráfico vamos a necesitar los siguientes componentes:

Librería	Contenido
Waggo screw clamp	w237-102/103
R-EU	500 mils 1/2watt
C-EU	200 mils
Piher	POTTRL110
DIL08	TL081P – TL082P
DIL14	TL084P

Las entradas del circuito se colocarán a la parte izquierda de la placa y las salidas a la parte derecha, con conectores de señal entre las diferentes placas del proyecto Audioconecta RCA.

Una vez listo el esquema del circuito, nos disponemos a crear la placa de circuito impreso.

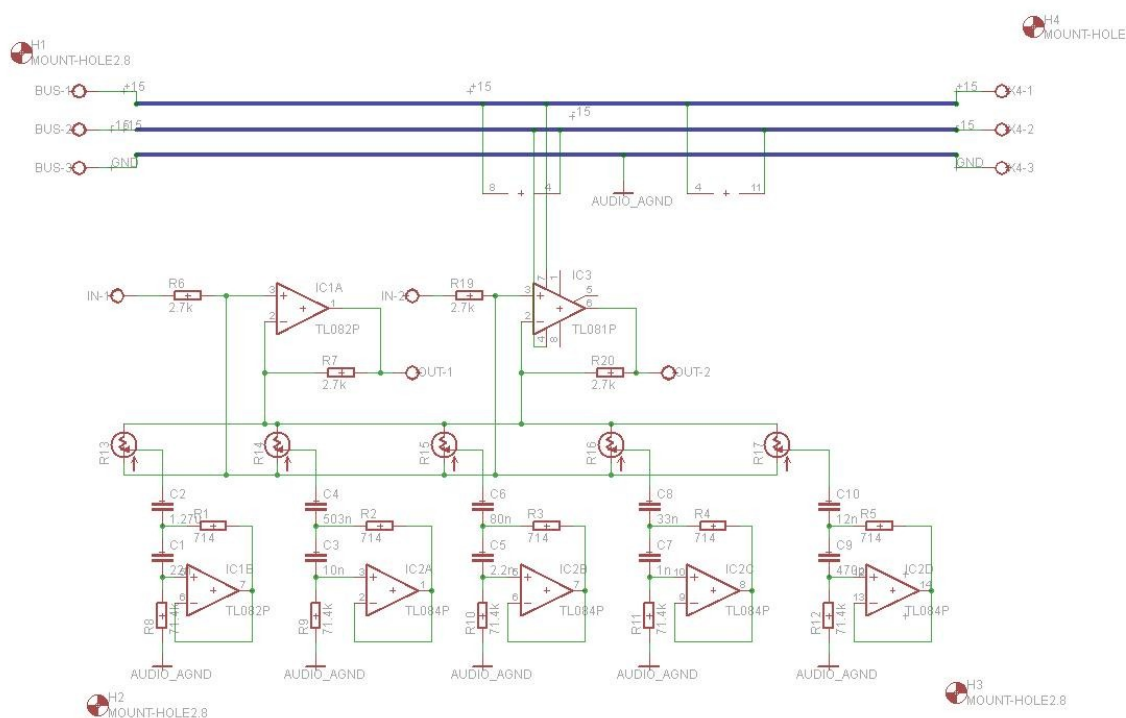


Figura 3.1

### 3.2 Circuito impreso

Aparecerá la ventana del diseño de la placa con los componentes fuera de ella.

Las líneas que unen los componentes corresponden con las uniones que se han hecho con los hilos en el esquema, lo que nos ayudará a la hora de dibujar las pistas de la placa.

La rejilla de diseño de puede modificar, así la distancia entre componentes y por dónde irán luego las pistas se puede adaptar a nuestras necesidades.

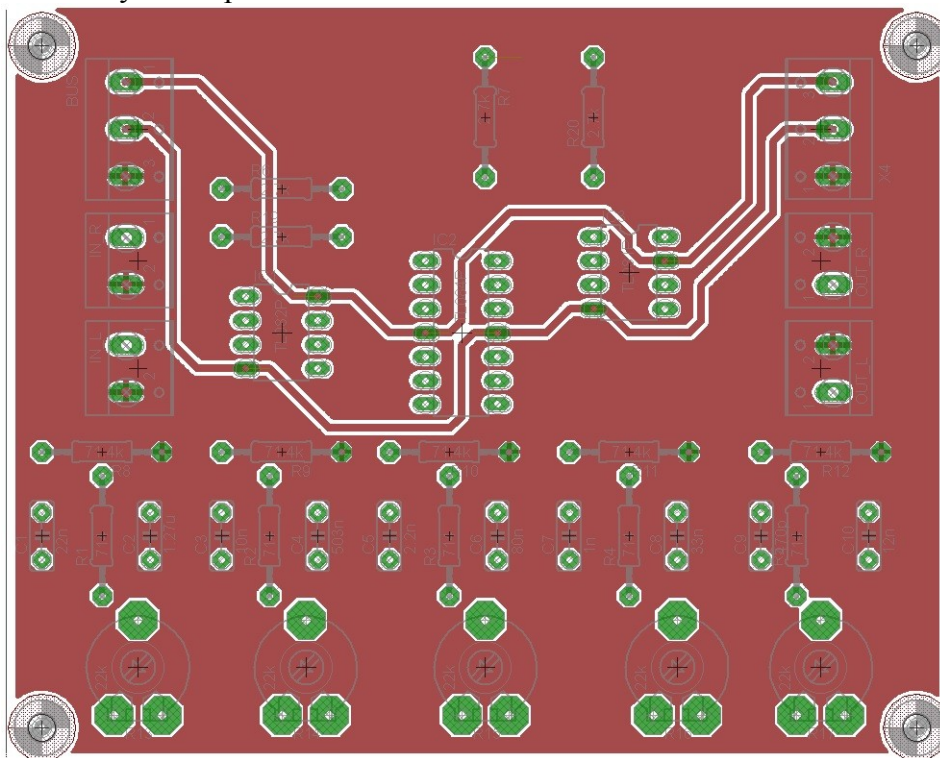
Para ver la distancia más corta de esas uniones usamos el comando 'Ratsnets'.

### 3.2.1 Trazado de las pistas

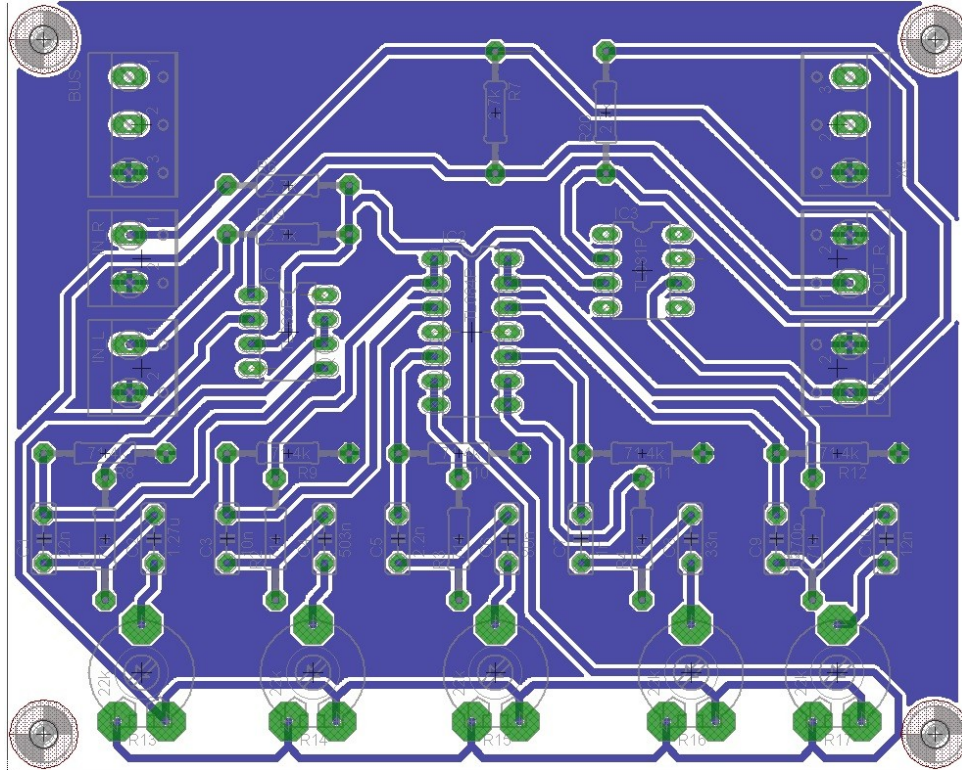
Ahora podemos hacer que Eagle nos diseñe el trazado de las pistas de la placa automáticamente. Indicamos que las trace en cualquier dirección. En la parte inferior podemos observar si se han podido trazar todas las pistas.

El resultado automático, aunque es correcto, tiene detalles que lo hacen poco recomendable, como la distancia de pistas a pads o el mismo trazado en sí. Con el comando 'Ripup' podemos ir borrando las pistas que no se han dibujado como queremos y redibujarlas manualmente con el comando 'Route'.

Además, se ha creado un plano de masa en la cara inferior, para un mejor apantallamiento y evitar posibles zumbidos.



Cara superior de la PCB  
*Figura 3.2*



Cara inferior de la PCB  
*Figura 3.3*

## 4.- Montaje de la PCB

En las placas de circuito impreso los componentes se interconectan a través de pistas de cobre. En estos montajes los componentes se sueldan permanentemente en la placa, consiguiendo una mejor conexión eléctrica entre sus terminales y mejorando la fiabilidad del sistema.

### 4.1 Documentación técnica

El esquema del circuito es la base para el diseño de placas de circuito impreso. En él se representan mediante símbolos todos sus componentes e interconexiones, y a partir de él se generan los clichés de diseño. El diseño representa las zonas de cobre que han de quedar en el circuito impreso. Para grabar el diseño en la placa de circuito impreso es necesario disponer de una copia de sus clichés en papel vegetal o transparencia. Así pues, imprimiremos la cara de pistas con una impresora láser. Los textos situados en esta cara, deben aparecer invertidos. Si la imagen es de doble cara, imprimiremos también la imagen especular de la cara de componentes.

### 4.2 Flujo de fabricación

El primer paso en el flujo de fabricación de una placa de circuito impreso es la transferencia del diseño a la placa. Distinguimos los métodos manuales, con rotuladores indelebles y con transferibles; el método fotográfico y el mecánico. El método que se va a utilizar en este caso es el fotográfico.

### **4.2.1 Método fotográfico**

En este caso utilizaremos placas positivas cubiertas de una película de barniz fotosensible, sensible a la luz ultravioleta tipo A. Generalmente, estas placas se exponen a la luz de una insoladora aunque también podría usarse la luz del sol en un día sin nubes.

Para proceder a la insolación de la placa, lo primero es cortar la placa para que su tamaño se ajuste al del cliché, de esta forma se aprovecha el resto de la placa para posibles futuros diseños. Las placas con película fotosensible van protegidas con un papel negro que impide que sobre ellas incida la luz. Tras retirar dicha protección, colocaremos los clichés sobre las caras de la placa. La tinta del cliché debe quedar en contacto con la placa. Es importante que el contacto entre el cliché y la placa sea perfecto y no se produzcan arrugas. Cualquier separación entre el tonner del cliché y el barniz fotosensible da lugar a una insolación desenfocada, la cual hace que la luz se disperse por la placa y sensibilice una mayor parte del barniz. Como consecuencia las pistas finas se hacen aún más delgadas pudiendo incluso llegar a desaparecer. Las moléculas del barniz fotosensible se descomponen al ser expuestas a la luz, permitiendo que estas áreas sensibilizadas puedan ser eliminadas en la fase de revelado. En cambio, las zonas protegidas de la luz ultravioleta, pistas, topos y textos, no serán eliminados en el revelado, protegiendo al cobre del ataque químico del ácido. A continuación, colocaremos la placa en la insoladora y programaremos el tiempo de exposición. Estos tiempos varían según se utilice luz fluorescente, actínica, incandescente o solar. También dependen de la potencia de dicha luz. Es conveniente realizar algunas pruebas para estimar el tiempo de revelado.

### **4.2.2 Revelado**

Tras la insolación pasamos al revelado de la placa. En este proceso se va a eliminar el barniz descompuesto por la acción de la luz, dejando grabadas sobre la placa solo las zonas conductoras que no deben ser eliminadas en la fase de atacado químico. Para ello utilizaremos un 10% de sosa caustica disuelta en agua. También puede utilizarse hidróxido potásico. El tiempo de revelado depende de la concentración de sosa. La temperatura de la disolución actúa como catalizador. La placa se mantendrá sumergida en la disolución hasta que adquiera el color característico del cobre y se aprecie claramente el dibujo de las pistas. El tiempo de revelado es crítico. Un exceso de tiempo hace que se elimine también el barniz fotosensible que hemos protegido de la luz, con lo cual el diseño no queda grabado en la placa. Si el tiempo de revelado es insuficiente, el revelador no elimina el barniz fotosensible descompuesto por la acción de la luz y el atacado químico no podrá eliminar el cobre sobrante que sigue aún protegido por el barniz. En este caso toda la placa adquiere un color oscuro. Es conveniente mover el recipiente para provocar olas que eliminen de forma más rápida el barniz fotosensible descompuesto. Hay que evitar en dicho movimiento que la placa se desplace rozando el fondo de la cubeta, pues cualquier rayado sobre el barniz da lugar a un corte de las pistas.

El proceso de revelado se detiene sumergiendo la placa en una cubeta de agua. De esta forma, podemos observar con nitidez el color que va tomando el cobre. Si el revelado ha sido insuficiente, sumergimos de nuevo la placa en el revelador. Antes de iniciar el ataque químico, es conveniente lavar la placa para eliminar los restos del revelador impregnados en la misma. El método fotográfico de transferencia del diseño a la placa permite realizar producciones de volumen medio de buena calidad.

### 4.2.3 Atacado químico

Una vez finalizada la transmisión del diseño a la placa, pasamos a la fase de atacado químico. En este caso, partimos de una placa en la que el cobre que formará el diseño está protegido por el barniz o la tinta, y vamos a eliminar el cobre sobrante. Para la corrosión del cobre podemos emplear dos disoluciones en agua, una de cloruro férrico y otra de ácido clorhídrico con agua oxigenada. El cloruro férrico se comercializa en establecimientos especializados de electrónica. La sustancia viene granulada en un recipiente al cual hay que añadir agua para disolver el contenido. Las proporciones de la mezcla se especifican en las instrucciones del fabricante. El cloruro férrico es poco corrosivo por lo que la reacción química es lenta. La disolución de ácido pierde su actividad cuando aumenta la concentración de cobre diluido, haciendo que la reacción se ralentice o incluso que llegue a detenerse. La reacción con el ácido clorhídrico con agua oxigenada es más rápida, puesto que este ácido es más agresivo que el anterior. Este producto se comercializa en tiendas de electrónica bajo la denominación de atacador rápido. En ambas reacciones la temperatura actúa como catalizador.

Tras el atacado, la placa tiene grabado en cobre el diseño, y está preparada para taladrar y soldar componentes.

La placa, tras soldar los componentes queda como se ve en la figura 4.1

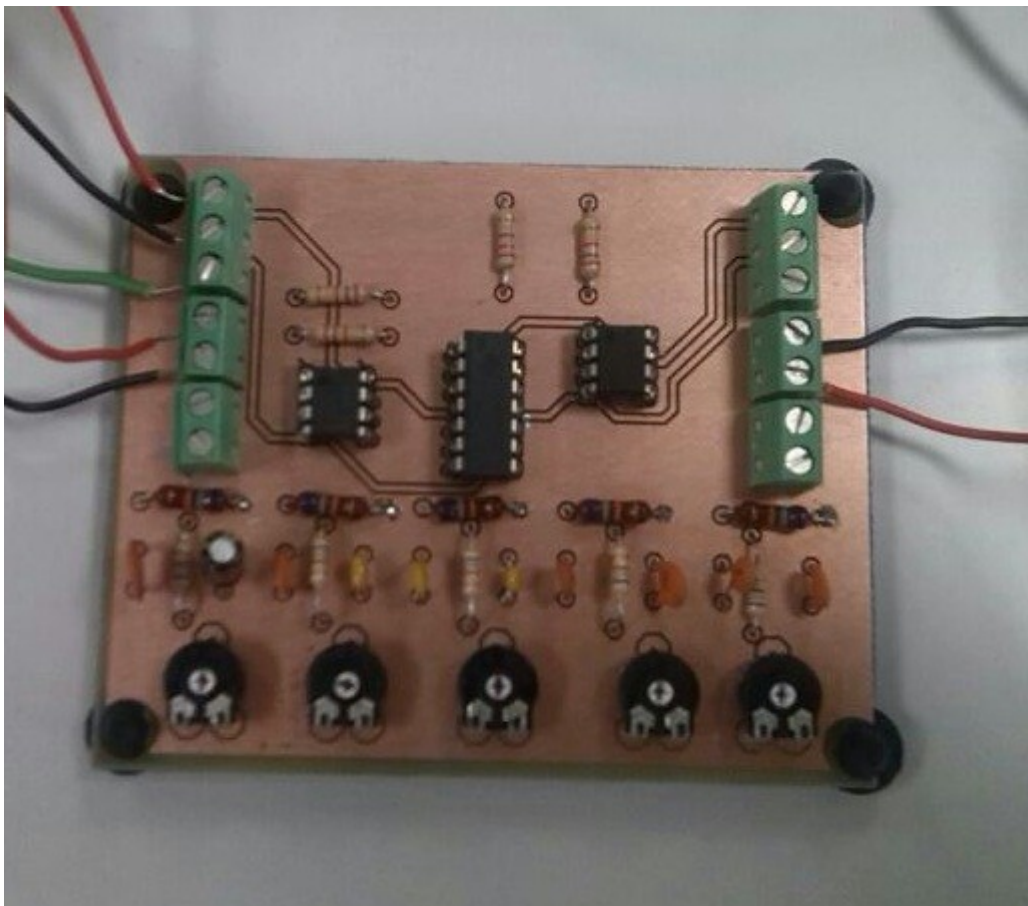




Figura 4.1

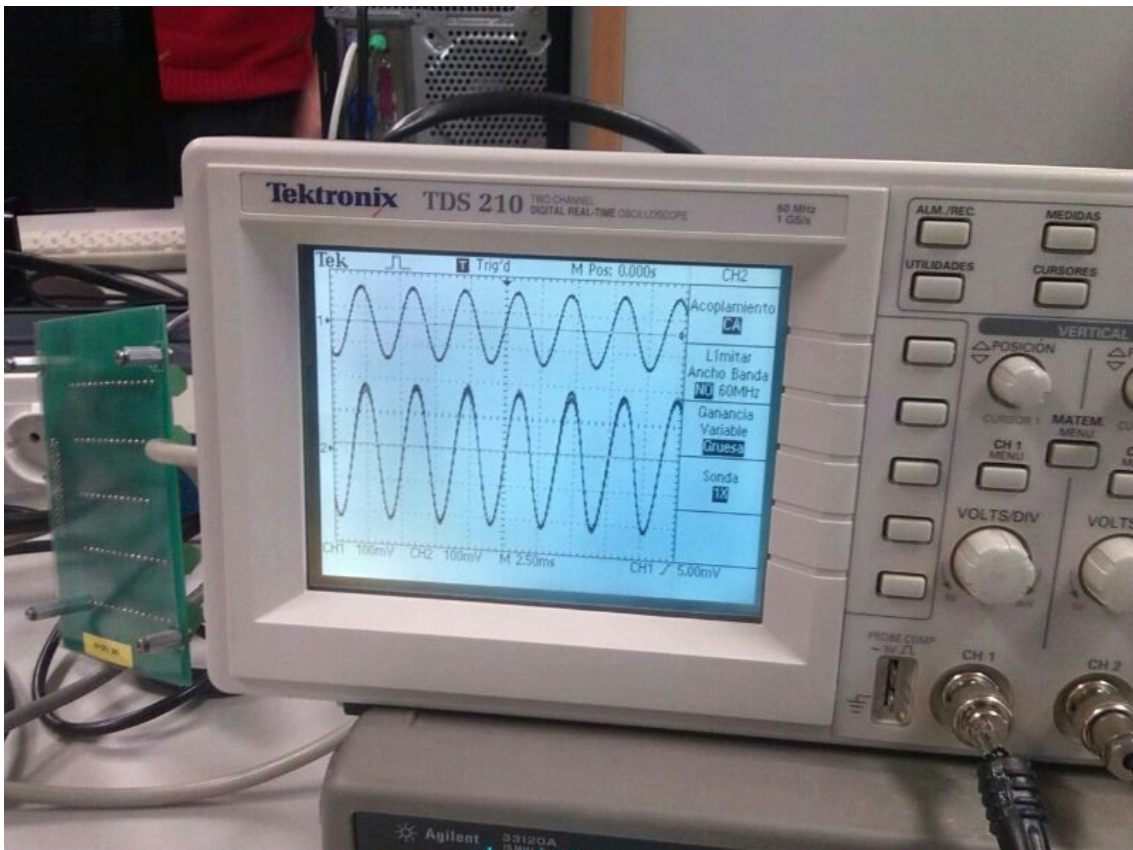
## 5.- Resultados de las mediciones

Para la realización del circuito hemos sustituido los valores de los condensadores del circuito inicial por los siguientes, para obtener un rango de frecuencias diferentes a los del diseño inicial, siguiendo el mismo principio y adaptándolos a valores reales:

$$C_1 = 1\mu F; C_2 = 22nF; C_3 = 470nF; C_4 = 10nF; \\ C_5 = 82nF; C_6 = 2.2nF; C_7 = 33nF; C_8 = 1nF; C_9 = 12nF; C_{10} = 1pF;$$

Tomamos la frecuencia de corte de cada uno de los filtros mediante una señal de entrada senoidal mediante el generador de funciones y observando los resultados en el osciloscopio. Con cada uno de los filtros, manteniendo el resto en posición neutra (sin atenuación ni enfatización), lo enfatizamos al máximo y hacemos un barrido frecuencial progresivo (de menor a mayor). De modo que, conforme nos vamos aproximando a la frecuencia central observaremos como la señal de salida va aumentando, y en el momento que la sobrepasemos, la señal comenzará a atenuarse. Así, la frecuencia en el que la señal de salida es máxima es la frecuencia central.

Podemos observar, además, en la figura 5.1 como el filtro apenas introduce distorsión y mantiene la fase de la señal de entrada.



Arriba, la señal de entrada. Abajo, la señal de salida.

Figura 5.1

$$f_{C1} = 130 \text{ Hz}$$

$$f_{C2} = 300 \text{ Hz}$$

$$f_{C3} = 1500 \text{ Hz}$$

$$f_{C4} = 3800 \text{ Hz}$$

$$f_{C5} = 10 \text{ kHz}$$

Sustituimos en las fórmulas los valores teóricos por los valores reales para comparar con las mediciones:

$$f_{C1} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{68k*680*10e-6*22*10e-9}} = 157 \text{ Hz}$$

$$f_{C2} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{68k*680*470*10e-9*10*10e-9}} = 341 \text{ Hz}$$

$$f_{C3} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{68k*680*82*10e-9*2.2*10e-9}} = 1700 \text{ Hz}$$

$$f_{C4} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{68k*680*33*10e-9*10e-9}} = 4074 \text{ Hz}$$

$$f_{C1} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{68k*680*12*10e-9*470*10e-12}} = 9855 \text{ Hz}$$

Podemos observar cómo se ajustan los valores medidos a los teóricos.

## 6.- Apéndices

### 6.1 Código de simulación PSpice para circuitos de ecualizadores gráfico y paramétrico

#### 6.1.1 Ecualizador gráfico de 5 bandas

```
* ETAPA PRINCIPAL R
*
v1 1 0 ac 1
R1R 1 3 2.7K
R3R 4 5 2.7K
XA0R 3 4 27 28 5 tl081
*
*****
* ETAPA PRINCIPAL L
*
v2 2 0 ac 1
R1L 2 3 2.7K
R3L 4 30 2.7K
XA0L 3 4 27 28 30 tl081
*
*****
* VLF
*
RT_P1 4 7 {10K*(1-.5)+.001}
RB_P1 7 3 {(10K*.5)+.001}
```

```

C3  7 12 1.27u
C4  12 22 22n
R5  12 17 714
R10 22 0 71.4k
XA1 22 17 27 28 17 tl081
*
*****
* LF
*
RT_P2 4 8 {10K*(1-.5)+.001}
RB_P2 8 3 {(10K*.5)+.001}
C5  8 13 503n
C6  13 23 10n
R6  13 18 714
R11 23 0 71.4k
XA2 23 18 27 28 18 tl081
*
*****
* MF
*
RT_P3 4 9 {10K*(1-.5)+.001}
RB_P3 9 3 {(10K*.5)+.001}
C7  9 14 80n
C8  14 24 2.2n
R7  14 19 714
R12 24 0 71.4k
XA3 24 19 27 28 19 tl081
*
*****
* HF
*
RT_P4 4 10 {10K*(1-.5)+.001}
RB_P4 10 3 {(10K*.5)+.001}
C9  10 15 33n
C10 15 25 1n
R8  15 20 714
R13 25 0 71.4k
XA4 25 20 27 28 20 tl081
*
*****
* VHF
*
RT_P5 4 11 {10K*(1-.5)+.001}
RB_P5 11 3 {(10K*.5)+.001}
C11 11 16 12n
C12 16 26 470p
R9  16 21 714
R14 26 0 71.4k
XA5 26 21 27 28 21 tl081
*
*****
* Alimentación A.O.:
*

```



```

vdd 27 0 dc 15
vss 0 28 dc 15
*
*****
* TL081:
*
.subckt tl081 1 2 3 4 5
c1 11 12 3.498e-12
c2 6 7 15.00e-12
DC 5 53 DX
DE 54 5 DX
DLP 90 91 DX
DLN 92 90 DX
DP 4 3 DX
EGND 99 0 POLY(2) (3,0) (4,0) 0 .5 .5
FB 7 99 POLY(5) VB VC VE VLP VLN 0 4.715e6 -5e6 5e6 5e6 -5e6
GA 6 0 11 12 282.8e-6
GCM 0 6 10 99 8.942e-9
ISS 3 10 DC 195.0e-6
HLIM 90 0 VLIM 1k
J1 11 2 10 JX
J2 12 1 10 JX
R2 6 9 100.0e3
RD1 4 11 3.536e3
RD2 4 12 3.536e3
RO1 8 5 150
RO2 7 99 150
RP 3 4 2.143e3
RSS 10 99 1.026e6
VB 9 0 DC 0
VC 3 53 DC 2.2
VE 54 4 DC 2.2
VLIM 7 8 DC 0
VLP 91 0 DC 25
VLN 0 92 DC 25
.MODEL DX D(IS=800.0e-18)
.MODEL JX PJF(IS=15.00e-12 BETA=270.1e-6 VTO=-1)
.ENDS tl081
*
*****
*final
*
.ac dec 100 1 1meg
.probe
.end

```

### 6.1.2 Ecuador paramétrico 3 bandas

\* ETAPA PRINCIPAL:

```

*
v1 1 0 ac 1
r17 1 2 1

```

```

r16 2 3 10
r15 3 4 10
r14 4 5 10
r13 5 6 220
c3 6 7 220uF
r18 7 0 100k
r10 20 4 2.49k
r11 21 4 2.49k
r12 22 4 2.49k
xa1 0 2 47 48 3 tl081
xa2 0 4 47 48 5 tl081
RT_R9l 3 8 {10K*(1-0.2)+.001}
RB_R9l 8 5 {(10K*0.2)+.001}
RT_R9m 3 9 {10K*(1-0.2)+.001}
RB_R9m 9 5 {(10K*0.2)+.001}
RT_R9h 3 10 {10K*(1-0.2)+.001}
RB_R9h 10 5 {(10K*0.2)+.001}
*
*ETAPA GRAVES:
*
r7 8 11 4.75k
r8 11 14 10k
r3 17 14 10k
r4 17 20 4.75k
r5 23 26 10k
r6 23 29 10k
r1b 32 35 10k
r2b 38 41 10k
c1 35 20 0.068uF
c2 41 26 0.068uF
rca 44 17 680
xb1 17 23 47 48 29 tl081
xb2 0 35 47 48 20 tl081
xb3 0 41 47 48 26 tl081
xb4 0 11 47 48 14 tl081
RT_Rcb 44 0 {100K*(1-0.2)+.001}
RB_Rcb 0 0 {(100K*0.2)+.001}
RT_R1a 29 32 {100K*(1-0.2)+.001}
RB_R1a 29 29 {(100K*0.2)+.001}
RT_R2a 20 38 {100K*(1-0.2)+.001}
RB_R2a 20 20 {(100K*0.2)+.001}
*
*ETAPA MEDIOS:
*
r77 9 12 4.75k
r88 12 15 10k
r33 18 15 10k
r44 18 21 4.75k
r55 24 27 10k
r66 24 30 10k
r11b 33 36 10k
r22b 39 42 10k
c11 36 21 6800pF

```

```

c22 42 27 6800pF
rcca 45 18 680
xbb1 18 24 47 48 30 tl081
xbb2 0 36 47 48 21 tl081
xbb3 0 42 47 48 27 tl081
xbb4 0 12 47 48 15 tl081
RT_Rccb 45 0 {100K*(1-0.2)+.001}
RB_Rccb 0 0 {(100K*0.2)+.001}
RT_R11a 30 33 {100K*(1-0.2)+.001}
RB_R11a 30 30 {(100K*0.2)+.001}
RT_R22a 21 39 {100K*(1-0.2)+.001}
RB_R22a 21 21 {(100K*0.2)+.001}
*
* ETAPA AGUDOS:
*
r777 10 13 4.75k
r888 13 16 10k
r333 19 16 10k
r444 19 22 4.75k
r555 25 28 10k
r666 25 31 10k
r111b 34 37 10k
r222b 40 43 10k
c111 37 22 680pF
c222 43 28 680pF
rccca 46 19 680
xbbb1 19 25 47 48 31 tl081
xbbb2 0 37 47 48 22 tl081
xbbb3 0 43 47 48 28 tl081
xbbb4 0 13 47 48 16 tl081
RT_Rcccb 46 0 {100K*(1-0.2)+.001}
RB_Rcccb 0 0 {(100K*0.2)+.001}
RT_R111a 31 34 {100K*(1-0.2)+.001}
RB_R111a 31 31 {(100K*0.2)+.001}
RT_R222a 22 40 {100K*(1-0.2)+.001}
RB_R222a 22 22 {(100K*0.2)+.001}
*
* Alimentación A.O.:
*
vdd 47 0 dc 15
vss 0 48 dc 15
*
* TL081:
*
.subckt tl081 1 2 3 4 5
c1 11 12 3.498e-12
c2 6 7 15.00e-12
DC 5 53 DX
DE 54 5 DX
DLP 90 91 DX
DLN 92 90 DX
DP 4 3 DX
EGND 99 0 POLY(2) (3,0) (4,0) 0 .5 .5

```

```

FB 7 99 POLY(5) VB VC VE VLP VLN 0 4.715e6 -5e6 5e6 5e6 -5e6
GA 6 0 11 12 282.8e-6
GCM 0 6 10 99 8.942e-9
ISS 3 10 DC 195.0e-6
HLIM 90 0 VLIM 1k
J1 11 2 10 JX
J2 12 1 10 JX
R2 6 9 100.0e3
RD1 4 11 3.536e3
RD2 4 12 3.536e3
RO1 8 5 150
RO2 7 99 150
RP 3 4 2.143e3
RSS 10 99 1.026e6
VB 9 0 DC 0
VC 3 53 DC 2.2
VE 54 4 DC 2.2
VLIM 7 8 DC 0
VLP 91 0 DC 25
VLN 0 92 DC 25
.MODEL DX D(IS=800.0e-18)
.MODEL JX PJF(IS=15.00e-12 BETA=270.1e-6 VTO=-1)
.ENDS tl081
*
*final
*
.ac dec 100 1 1meg
.probe
.end

```

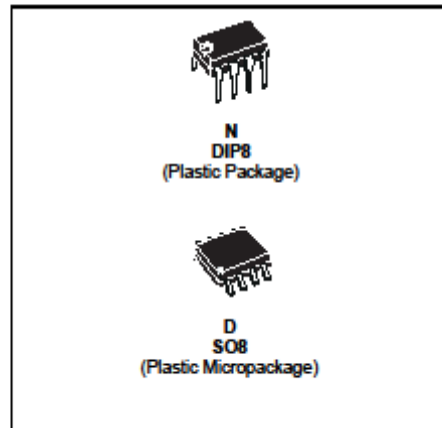
## 6.2 Especificaciones A.O. TL081



**TL081**  
**TL081A - TL081B**

### GENERAL PURPOSE J-FET SINGLE OPERATIONAL AMPLIFIERS

- WIDE COMMON-MODE (UP TO  $V_{CC}^+$ ) AND DIFFERENTIAL VOLTAGE RANGE
- LOW INPUT BIAS AND OFFSET CURRENT
- OUTPUT SHORT-CIRCUIT PROTECTION
- HIGH INPUT IMPEDANCE J-FET INPUT STAGE
- INTERNAL FREQUENCY COMPENSATION
- LATCH UP FREE OPERATION
- HIGH SLEW RATE :  $18V/\mu s$  (typ)

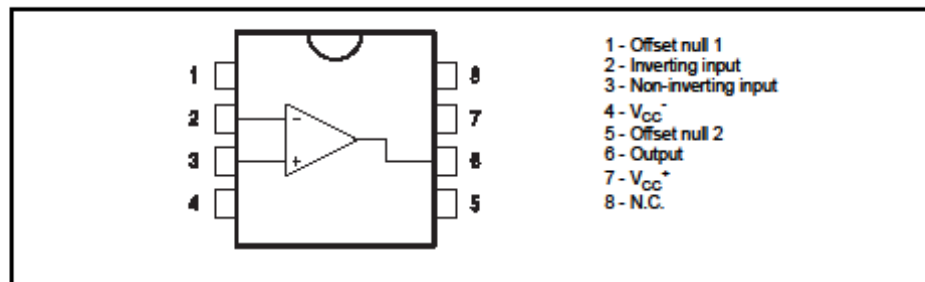


#### DESCRIPTION

The TL081, TL081A and TL081B are high speed J-FET input single operational amplifiers incorporating well matched, high voltage J-FET and bipolar transistors in a monolithic integrated circuit.

The devices feature high slew rates, low input bias and offset currents, and low offset voltage temperature coefficient.

#### PIN CONNECTIONS (top view)



#### ORDER CODE

Part Number	Temperature Range	Package	
		N	D
TL081M/AM/BM	-55°C, +125°C	*	*
TL081I/AI/BI	-40°C, +105°C	*	*
TL081C/AC/BC	0°C, +70°C	*	*

Example : TL081CD, TL081IN

N = Dual In Line Package (DIP)  
D = Small Outline Package (SO) - also available in Tape & Reel (DT)

## 7.- Bibliografía

Walter G. Jung. *Amplificadores operacionales en audio. Circuitos prácticos*. Paraninfo S.A., 1990.

Douglas Self. *Small signal audio design*. Elsevier Ltd. 200

*OrCAD PSpice A/D. Reference Manual*. OrCAD Inc. 1998

Juan Manuel Sanchís Rico. *Diseños prácticos de electrónica en baja frecuencia. Libro de prácticas del estudiante*.