

ECUALIZADORES

Federico Miyara

1. Introducción

Un ecualizador¹ permite aumentar o reducir la ganancia selectivamente en tres o más frecuencias para corregir deficiencias en la respuesta frecuencial de un sistema (generalmente electroacústico) o el balance tonal de una fuente. Es posible, así, resaltar frecuencias originalmente débiles, o atenuar otras de nivel excesivo. El ecualizador más sencillo es el clásico *control de tono*, que permite controlar, según convenga, tres grandes bandas fijas de frecuencia, denominadas genéricamente *graves*, *medios* y *agudos*.

Existen dos tipos de ecualizadores: los *ecualizadores gráficos* o *de bandas* (por ejemplo los ecualizadores de octava, o de tercio de octava), que poseen varias bandas fijas (normalmente entre 5 y 31 bandas), y los *ecualizadores paramétricos*, en los que se puede ajustar la frecuencia central de una o más bandas, así como su extensión (controlada mediante el factor de calidad Q). En ambos casos se dispone de un ajuste para la ganancia o atenuación. Los más difundidos son los ecualizadores gráficos, aunque en general las consolas de mezcla suelen incluir en cada canal de entrada un sencillo ecualizador paramétrico o semiparamétrico (Miyara, 2004).

2. Ecualizadores gráficos

2.1 Distribución de bandas

Analicemos primero los ecualizadores gráficos. Como ya se señaló, están divididos en bandas de frecuencia. Cada banda está centrada en una frecuencia determinada, perteneciente a una lista estándar de frecuencias que han sido seleccionadas para que la relación entre dos frecuencias consecutivas sea aproximadamente constante. Este tipo de distribución de las bandas está relacionada con la percepción logarítmica de la escala de frecuencias por el oído.²

En general se describe el ancho de banda relativo expresándolo en fracciones de octava, como por ejemplo ecualizadores de octava, de tercio de octava, etc. Si llamamos α a la fracción de octava correspondiente a una banda, entonces para cualquier banda k se debe cumplir que (Miyara, 2000)

$$f_{s,k} = 2^\alpha f_{i,k}, \quad (1)$$

donde $f_{s,k}$ y $f_{i,k}$ son las frecuencias superior e inferior de la banda k (definidas por medio de algún criterio conveniente). La frecuencia central $f_{o,k}$ de la banda se define como la media geométrica entre los extremos,

¹ La palabra “ecualizador” es traducción del inglés “equalizer”. Quizás sería más correcto denominarlo “igualador”, pero se ha impuesto “ecualizador”.

² En realidad la percepción es logarítmica sólo por arriba de 500 Hz aproximadamente. Podría proponerse, de acuerdo con la escala de alturas basada en las bandas críticas, que un ecualizador tuviera menos bandas en baja frecuencia. Sin embargo, el uso de mayor cantidad de bandas permite un control más detallado del espectro, particularmente en baja frecuencia donde son comunes los fenómenos de resonancias y antirresonancias acústicas.

$$f_{s,k} f_{i,k} = f_{o,k}^2. \quad (2)$$

Resulta, así,

$$f_{i,k} = 2^{-\alpha/2} f_{o,k} \quad (3)$$

$$f_{s,k} = 2^{\alpha/2} f_{o,k}$$

de donde el ancho de banda relativo de cada banda está dado por

$$B = \frac{f_{s,k} - f_{i,k}}{f_{o,k}} = 2^{\alpha/2} - 2^{-\alpha/2}. \quad (4)$$

Por otra parte, la condición de adyacencia entre las bandas contiguas

$$f_{i,k} = f_{s,k-1} \quad (5)$$

implica que

$$f_{o,k} = 2^{\alpha} f_{o,k-1}, \quad (6)$$

es decir, la relación entre frecuencias centrales sucesivas es *la misma* que entre las frecuencias superior e inferior de cada banda.

En la tabla 1 se dan los valores de f_s/f_i , y B para varias fracciones de octava α que aparecen habitualmente en los ecualizadores comerciales. Los más comunes son los de *octava*, en los que cada frecuencia es el doble de la anterior (ya que subir una octava equivale a multiplicar por 2), y los de *tercio de octava*, en los que cada frecuencia es aproximadamente un 25 % mayor que la anterior.

Tabla 1. Parámetros característicos de las bandas de ecualización para diversas fracciones de octava.

α	f_s/f_i	B
2	4	1,5
1	2	0,707
$2/3$	1,587	0,466
$1/2$	1,414	0,348
$1/3$	1,260	0,232
$1/6$	1,122	0,116
$1/12$	1,059	0,0578

Los ecualizadores de doble octava ($\alpha = 2$) son en realidad controles de tono de 5 bandas y se utilizan para correcciones gruesas del balance tonal (como en los canales de entrada de las consolas de mezcla) y no para solución de problemas severos de origen electroacústico. Los ecualizadores de $1/6$ y $1/12$ de octava son muy raros y, de hecho, muy costosos, pues requieren diseños extremadamente ajustados y una electrónica superior en cuanto a estabilidad térmica y en el tiempo.

Es interesante observar que para un ecualizador de resolución dada, por ejemplo de bandas de octava, el ancho de banda *absoluto* es mayor para las bandas de mayor frecuencia central, de modo que en un gráfico con escala lineal de frecuencia las primeras bandas están muy comprimidas (figura 1). También se observa la asimetría de las bandas con respecto a la frecuencia central (ya que ésta es un promedio geométrico, no aritmético).

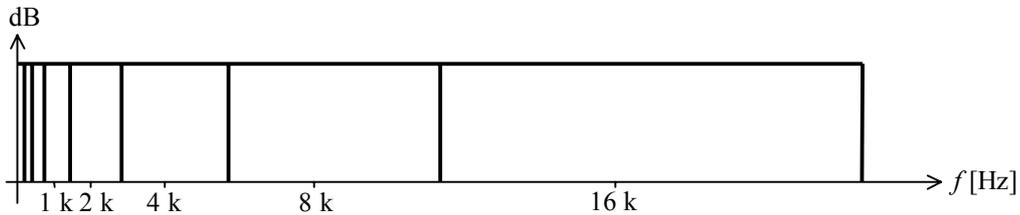


Figura 1. Frecuencias centrales de las bandas de octava representadas en un diagrama con eje de frecuencias lineal. Las frecuencias menores de 1 kHz no han sido rotuladas y las inferiores a 125 Hz directamente se han omitido.

En un gráfico con escala de frecuencia logarítmica (el típico gráfico que se utiliza en la especificación de las respuestas en frecuencia), en cambio, el espaciado es uniforme, debido a que en una escala logarítmica *iguales proporciones quedan representadas por iguales distancias*. Las bandas son, además, simétricas con respecto a las frecuencias centrales respectivas (figura 2).

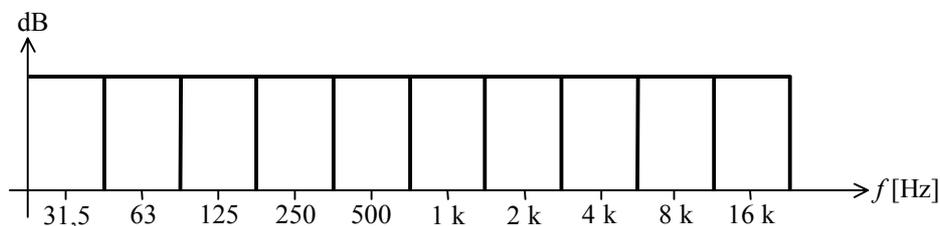


Figura 2. Frecuencias centrales de las bandas de octava representadas en un diagrama con eje de frecuencias logarítmico.

Las frecuencias centrales para filtros de banda de octava y tercio de octava tales como los que constituyen los ecualizadores están normalizadas nacional e internacionalmente (por ejemplo, a través de las normas IEC 225:1966, IEC 61260:1995 e IRAM 4081:1977). Para ello se ha tomado el valor de 1000 Hz como punto de partida, y se han modificado ligeramente los valores de manera de lograr a la vez una escala por décadas, por octavas, y por tercios de octava. Una escala es por décadas cuando dado cualquier valor de dicha escala, también aparece la década superior y la década inferior. Así, dado que partimos de 1000 Hz, también deberían aparecer 10 Hz, 100 Hz y 10000 Hz. Ello es posible dado que un incremento de 10 octavas equivale a una relación de frecuencias de 1024, que es casi exactamente 3 décadas:

$$2^{10} = 1024 \cong 1000 = 10^3.$$

En la tabla 2 se resumen las frecuencias normalizadas correspondientes a las tres décadas del rango audible para ecualizadores de distintas resoluciones. Podemos apreciar que las décadas son exactas, así como la mayoría de las “octavas”. Algunas “octavas” son sólo aproximadas. Por ejemplo, 315 no es exactamente el doble de 160, ni 125 el doble de 63, aunque el error es en todos los casos menor de un 2 %. Es costumbre diseñar los ecualizadores de bandas según la serie de frecuencias teóricas para cada fracción, aunque se las rotula con las designaciones normalizadas.³

Tabla 2. Frecuencias estándar utilizadas en los ecualizadores de bandas de octava, 2/3 de octava, 1/2 octava y 1/3 de octava.

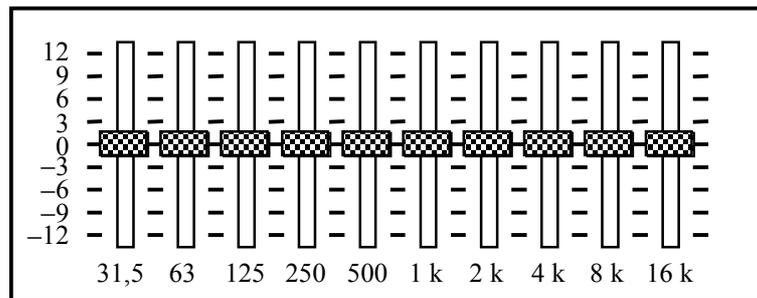
f [Hz]	1	2/3	1/2	1/3	f [Hz]	1	2/3	1/2	1/3	f [Hz]	1	2/3	1/2	1/3
20				*	200				*	2.000	*		*	*
22,4			*		224					2.240				
25		*		*	250	*	*	*	*	2.500		*		*
28					280					2.800			*	
31,5	*		*	*	315				*	3.150				*
35,5					355			*		3.550				
40		*		*	400		*		*	4.000	*	*	*	*
45			*		450					4.500				
50				*	500	*		*	*	5.000				*
56					560					5.600			*	
63	*	*	*	*	630		*		*	6.300		*		*
71					710			*		7.100				
80				*	800				*	8.000	*		*	*
90			*		900					9.000				
100		*		*	1.000	*	*	*	*	10.000		*		*
112					1.120					11.200			*	
125	*		*	*	1.250				*	12.500				*
140					1.400			*		14.000				
160		*		*	1.600		*		*	16.000	*	*	*	*
180			*		1.800					18.000				
										20.000				*

2.2. Ajustes de ganancia

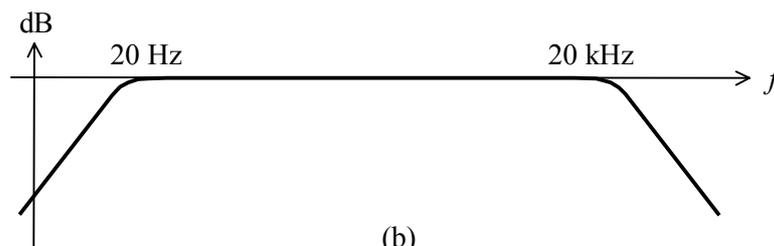
Para el ajuste de la ganancia o atenuación, los ecualizadores gráficos cuentan en cada banda con un potenciómetro deslizante vertical graduado en dB, cuya posición central o neutra corresponde a 0 dB, es decir, una ganancia 1 (salida igual a la entrada). En la posición más alta se tiene una ganancia máxima típicamente de 12 dB, es decir, una ganancia 4 (aunque en algunos equipos puede conmutarse entre 6 dB y 12 dB, y en otros se llega hasta 18 dB), y en la posición más baja una atenuación de -12 dB (ó -6 dB, ó -18 dB), correspondiente a una *reducción* de la señal en un factor 4.

³ En algunos casos se reemplaza 31,5 por 32 y análogamente para sus múltiplos por potencias de 10. En algunos ecualizadores antiguos puede aparecer la designación de las octavas con valores tomados de la serie de potencias de 2: 32, 64, 128, 256, ...

En la figura 3a se muestra el aspecto que presentan los controles de un ecualizador de bandas de octava cuando están todos en la posición central. La respuesta en frecuencia resulta en ese caso plana en toda la banda de audiofrecuencias, como se indica en la figura 3b. Las caídas a uno y otro lado de dicha banda son las normales en todo equipo de audio, colocadas ex profeso para reducir el ruido fuera de la banda de interés (ya que si bien se trata de un ruido inaudible, consume potencia y resta rango dinámico a la señal útil).



(a)



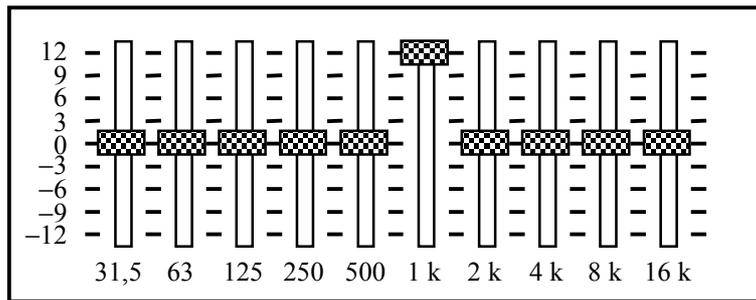
(b)

Figura 3. (a) Ecualizador de bandas de octava con todos los controles en su posición central (neutra). (b) La respuesta en frecuencia resulta plana en toda la banda de audiofrecuencia.

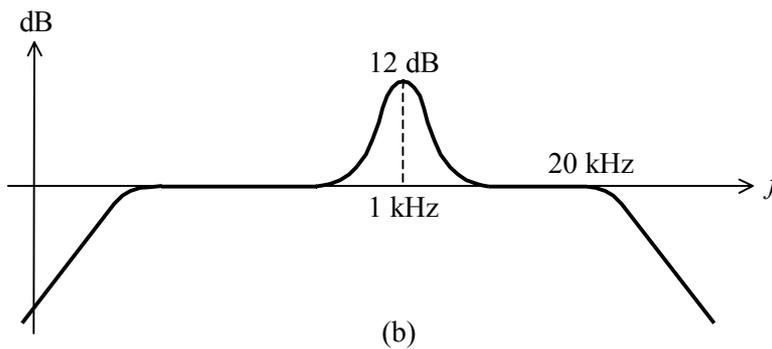
Si se eleva una de las bandas hasta el valor máximo de 12 dB (figura 4a), el punto central de dicha banda se enfatizará en 12 dB, pero el resto de la banda lo hará en menor cuantía. Debido a que los filtros no son ideales, fuera de la banda habrá cierta ganancia residual que se atenúa rápidamente al alejarse de la banda (figura 4b).

Si, en cambio, se lleva una banda al valor mínimo de -12 dB (figura 5a), el punto central de dicha banda quedará atenuado en 12 dB. El resto de la banda se atenuará menos, y debido a la no idealidad habrá cierta atenuación residual aún fuera de la banda (figura 5b).

En la figura 6a se muestra una ecualización más general, y en la figura 6b la correspondiente respuesta en frecuencia. Se observa que la disposición de los potenciómetros deslizantes es una analogía gráfica bastante representativa de dicha respuesta en frecuencia (salvo las frecuencias muy altas y muy bajas, en donde actúan los filtros pasabajos y pasaltos incluidos dentro del ecualizador). Ésa es la razón por la que estos ecualizadores se denominan *ecualizadores gráficos*. En algunos ecualizadores de bajo costo los potenciómetros son rotativos, perdiéndose esta característica.

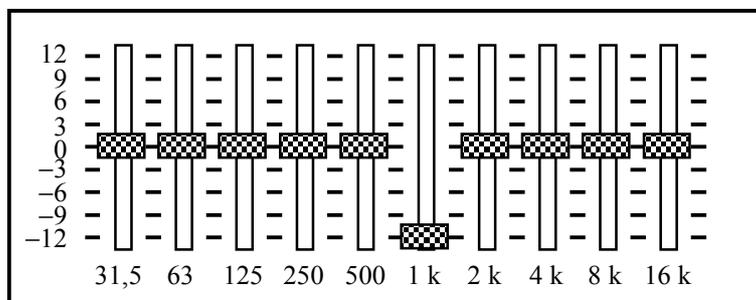


(a)

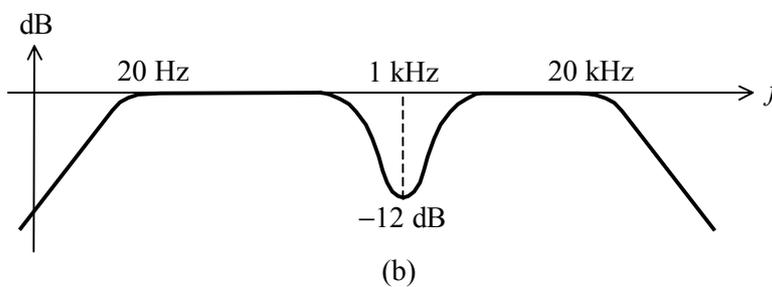


(b)

Figura 4. (a) Posición de los controles después de acentuar al máximo la frecuencia de 1 kHz. (b) Respuesta en frecuencia correspondiente.

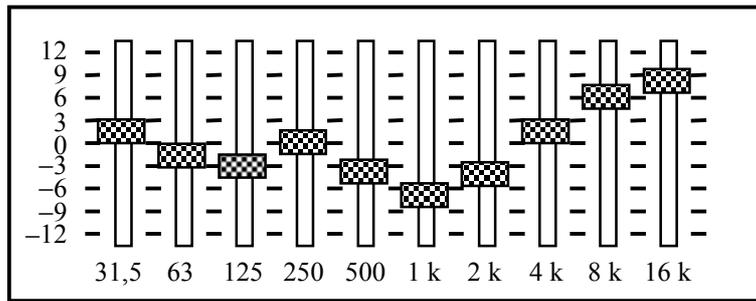


(a)

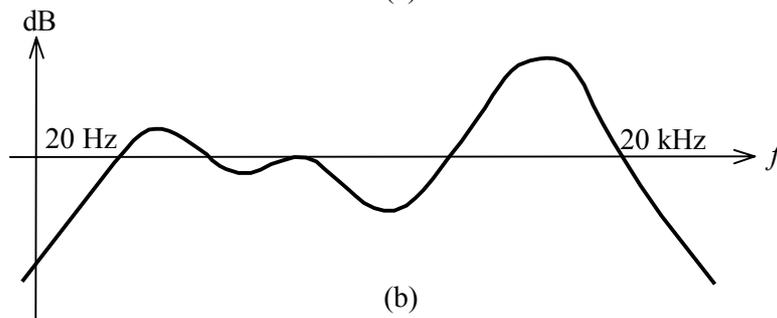


(b)

Figura 5. (a) Posición de los controles después de atenuar al máximo la frecuencia de 1 kHz. (b) Respuesta en frecuencia correspondiente



(a)



(b)

Figura 6. (a) Posición de los controles para una ecualización determinada. (b) Respuesta en frecuencia correspondiente. Se aprecia la similitud entre la respuesta frecuencial y la disposición de los potenciómetros deslizantes.

2.3. Circuito del ecualizador gráfico

Los ecualizadores gráficos responden en general a una estructura circuital característica, cuya base es el circuito de la figura 7 (Giles, 1980). Dicho circuito permite un ajuste continuo entre un valor máximo de ganancia y un valor máximo de atenuación.

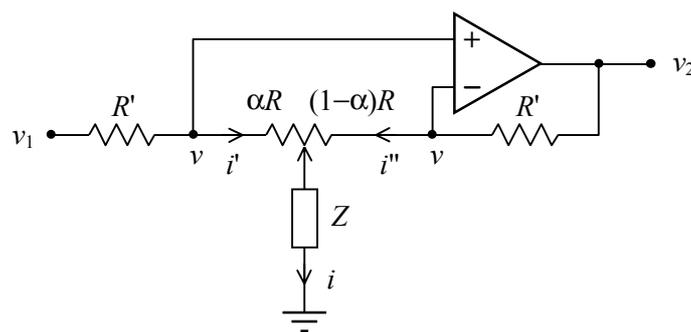


Figura 7. Estructura básica de un ecualizador: amplificador-atenuador ajustable.

En un análisis preliminar consideraremos sólo tres situaciones: el cursor del potenciómetro en cada uno de los extremos ($\alpha = 0$ y $\alpha = 1$) y el cursor al medio ($\alpha = 1/2$). Supongamos primero que $\alpha = 0$ (figura 8a). Tengamos en cuenta que debido a la realimentación, el potencial en ambos terminales de entrada es el mismo. La caída de tensión

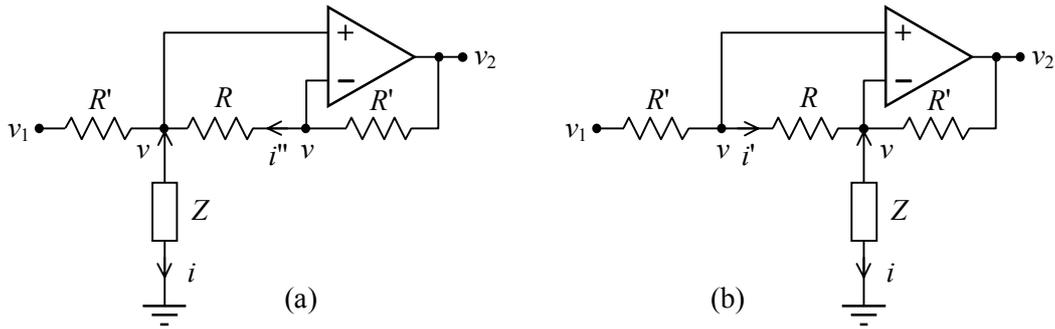


Figura 8. (a) Amplificador-atenuador ajustable con el potenciómetro en (a) $\alpha = 0$; (b) $\alpha = 1$.

en el potenciómetro será, entonces, nula, por lo tanto su corriente i'' también lo será. Como $i'' = 0$, la corriente por la resistencia de realimentación R' será 0 por lo cual será $v_2 = v$. El amplificador operacional se comporta entonces como un seguidor que reproduce a la salida el potencial v . Éste puede calcularse por medio del divisor formado por la resistencia de entrada R' y Z . Resulta, entonces, una transferencia

$$\frac{v_2}{v_1} = \frac{1}{1 + \frac{R'}{Z}} \quad (7)$$

Como se aprecia, se comporta como atenuador.

Si ahora $\alpha = 1$ (figura 8b), nuevamente la corriente por el potenciómetro (ahora, i') será nula, por lo que la corriente por la resistencia de entrada será nula y entonces $v = v_1$. Dado que R no conduce corriente, el amplificador operacional se comporta como un amplificador no inversor, de donde

$$\frac{v_2}{v_1} = 1 + \frac{R'}{Z} \quad (8)$$

Se obtiene, ahora, una ganancia inversa a la atenuación anterior.

Por último, si $\alpha = 1/2$, por simetría será $i' = i''$. Estas corrientes circulan por las resistencias R' de entrada y de realimentación provocando, por ser éstas iguales, la misma caída de tensión, por lo que

$$v_2 = v + i''R' = v + i'R' = v_1,$$

de donde

$$\frac{v_2}{v_1} = 1, \quad (9)$$

por lo cual el circuito se comporta como seguidor.

Este circuito se puede transformar en una sección ecualizadora si la impedancia Z es un circuito RLC serie, ya que en ese caso habrá una frecuencia de resonancia ω_0 , en la que Z presenta un mínimo resistivo igual a la resistencia en serie R_s . Si se elige $R' \gg R_s$,

en esa frecuencia el circuito permitirá ajustar la función de transferencia en forma continua desde un valor $\gg 1$ hasta uno $\ll 1$. Para frecuencias lejanas a la de resonancia (tanto superiores como inferiores), la impedancia será alta y por lo tanto será $|R'/Z| \cong 0$. En consecuencia, tanto la ecuación (7) como la (8) arrojan una ganancia muy próxima a la unidad. El comportamiento es similar al indicado en las figuras 4 y 5, consiguiéndose pasar en forma continua de una ganancia considerable a una atenuación exactamente inversa en un rango de frecuencias localizado alrededor de ω_0 , sin alterar significativamente el resto.

Antes de estudiar la forma de incluir otras bandas independientes, veamos la implementación del circuito RLC resonante. Debido a la necesidad de evitar el uso de inductores, que en la región más baja del espectro audible podrían ser de gran tamaño y tener capacidades parásitas entre espiras inadmisibles, se los reemplaza por alguna forma de girador basado en amplificadores operacionales. El mejor girador disponible, el girador de Antoniou, requiere dos amplificadores operacionales y 5 componentes pasivos. Como se requerirá un circuito resonante para cada banda, el girador de Antoniou es una solución demasiado costosa y por lo tanto no se utiliza. Existen giradores más simples, implementados con un solo amplificador operacional. En la figura 9a se muestra el más frecuentemente utilizado. Permite simular un inductor real con una resistencia en serie y otra en paralelo, como el indicado en la figura 9b.

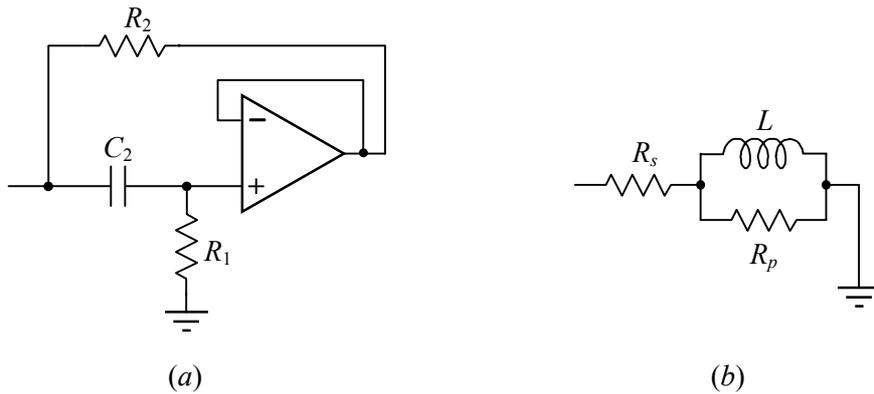


Figura 9. (a) Circuito girador con un amplificador operacional para simular un inductor real. (b) Inductor real equivalente.

La impedancia vista a la entrada del girador se calcula planteando la corriente total de entrada cuando se aplica una tensión. Resulta

$$Z_G = R_2 \frac{1 + R_1 C_2 s}{1 + R_2 C_2 s}. \quad (10)$$

La impedancia del circuito RL es, por otra parte,

$$Z_{RL} = R_s + \frac{R_p L s}{R_p + L s} = R_s \frac{1 + \frac{R_s + R_p}{R_s R_p} L s}{1 + \frac{L}{R_p} s}. \quad (11)$$

Comparando términos resultan las ecuaciones de diseño siguientes:

$$R_2 = R_s, \quad (12a)$$

$$R_1 = R_s + R_p, \quad (12b)$$

$$C_2 = L / R_p R_s, \quad (12c)$$

o bien

$$R_s = R_2, \quad (12e)$$

$$R_p = R_1 - R_2, \quad (12d)$$

$$L = (R_1 - R_2)R_2 C_2. \quad (12f)$$

Cuando se agrega un capacitor C_1 en serie, la impedancia resultante resulta ser

$$Z = Z_G + \frac{1}{C_1 s} = R_1 \frac{1 + R_2(C_1 + C_2)s + R_1 R_2 C_1 C_2 s^2}{R_1 C_1 s (1 + R_2 C_2 s)}. \quad (13)$$

En la figura 10 se grafica el módulo de la impedancia en función de la frecuencia.

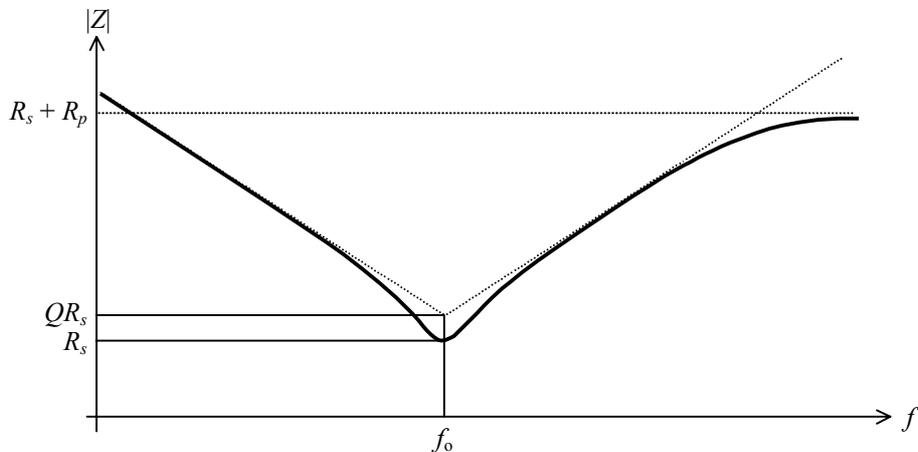


Figura 10. Diagrama logarítmico del módulo de la impedancia equivalente del girador en serie con un capacitor en serie C_1 . Las líneas de trazos representan las asíntotas. La asíntota horizontal se debe a la resistencia en paralelo con la inductancia.

Examinando el circuito RL de la figura 9b se verifica que la resistencia R_p es un elemento extraño al circuito resonante ideal, por lo que conviene tomarla mucho mayor que R_s . Esto implica adoptar

$$R_1 \gg R_2. \quad (14)$$

En ese caso, para frecuencias no muy altas ($\omega \ll 1/(R_2C_2)$) se tiene

$$Z_G \cong R_2 + R_1R_2C_2s, \quad (15)$$

por lo que

$$Z \cong \frac{1}{C_1s} + R_2 + R_1R_2C_2s. \quad (16)$$

La frecuencia de resonancia es

$$\omega_0 \cong \frac{1}{\sqrt{R_1R_2C_1C_2}}, \quad (17)$$

y el factor de calidad

$$Q \cong \frac{R_1R_2C_2\omega_0}{R_2} = \sqrt{\frac{R_1C_2}{R_2C_1}}. \quad (18)$$

Para el diseño del girador conviene expresar los valores de los componentes en términos de los parámetros de diseño R_s , Q , ω_0 y $\kappa = R_1/R_2$. Resulta

$$R_1 = \kappa R_s, \quad (19a)$$

$$R_2 = R_s, \quad (19b)$$

$$C_1 = \frac{1}{Q R_s \omega_0}, \quad (19c)$$

$$C_2 = \frac{Q}{\kappa R_s \omega_0}. \quad (19d)$$

El parámetro κ determina la magnitud de la resistencia residual en alta frecuencia (debi- da a la resistencia en paralelo) con respecto a R_s y por lo tanto se lo adopta $\gg 1$.

NOTA 1: Si tenemos en cuenta la expresión completa de la impedancia, la frecuencia de resonancia será aquella para la que el módulo de la impedancia es mínimo. Para calcularlo conviene trabajar con el cuadrado del módulo:

$$|Z|^2 = R_1^2 \frac{(1 - R_1R_2C_1C_2\omega^2)^2 + (R_2(C_1 + C_2))^2\omega^2}{(R_1C_1)^2\omega^2(1 + (R_2C_2)^2\omega^2)}. \quad (20)$$

Llamando

$$x = R_1R_2C_1C_2\omega^2, \quad (21a)$$

$$a = \frac{(R_1C_1)^2}{R_1R_2C_1C_2} = \frac{R_1C_1}{R_2C_2}, \quad (21b)$$

$$b = \frac{R_2^2 (C_1 + C_2)^2}{R_1 R_2 C_1 C_2}, \quad (21c)$$

la ecuación (20) puede reescribirse en la forma abreviada

$$|Z|^2 = R_1^2 \frac{(1-x)^2 + bx}{ax + x^2}. \quad (22)$$

El valor de x que minimiza a esta función permite calcular la frecuencia de resonancia. Tras algunos cálculos se concluye que el mínimo corresponde a

$$x = \frac{1 + \sqrt{1 + (a-b+2)a}}{a-b+2}. \quad (23)$$

De (21a) se obtiene, finalmente,

$$\omega_o = \sqrt{\frac{x}{R_1 R_2 C_1 C_2}}. \quad (24)$$

Dado que $R_1 \gg R_2$ y que, según veremos, $C_1 \gg C_2$, resulta $a \gg 1$. Por otra parte, $b \cong R_2 C_1 / (R_1 C_2) \ll R_1 C_1 / (R_2 C_2) = a$, por lo cual introduciendo estas desigualdades en (23) resulta que $x \cong 1$. La ecuación (24) se reduce, así, a la aproximación (17).

Un segundo circuito girador, mostrado en la figura 11, tiene la ventaja frente al anterior de que no presenta una resistencia en paralelo en el circuito equivalente.

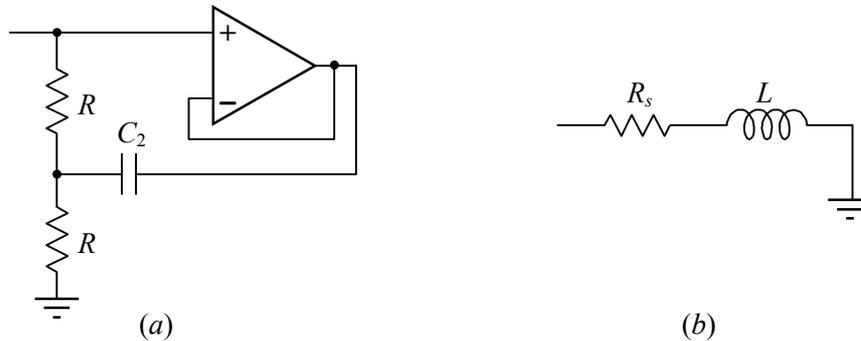


Figura 11. (a) Circuito girador con un amplificador operacional alternativo. (b) Inductor real equivalente.

La impedancia de entrada de este circuito es

$$Z_G = R(2 + RC_2s). \quad (25)$$

La impedancia del circuito RL equivalente es, en este caso, simplemente

$$Z_{RL} = R_s + Ls, \quad (26)$$

por lo que las ecuaciones de diseño resultan ser

$$R = R_s/2, \quad (27a)$$

$$C_2 = 4L / R_s^2, \quad (27b)$$

o bien

$$R_s = 2R, \quad (27c)$$

$$L = R^2 C_2. \quad (27d)$$

Al agregar un capacitor C_1 en serie, la impedancia resultante resulta ser

$$Z = Z_G + \frac{1}{C_1 s} = \frac{1}{C_1 s} + 2R + R^2 C_2 s. \quad (28)$$

La frecuencia de resonancia es

$$\omega_0 = \frac{1}{R\sqrt{C_1 C_2}}, \quad (29)$$

y el factor de calidad

$$Q = \frac{R^2 C_2 \omega_0}{2R} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{C_2}{C_1}}. \quad (30)$$

El módulo de esta impedancia se ha graficado en la figura 12, donde se aprecia que la estabilización en alta frecuencia ha desaparecido, debido a la ausencia de la resistencia en paralelo con la inductancia.

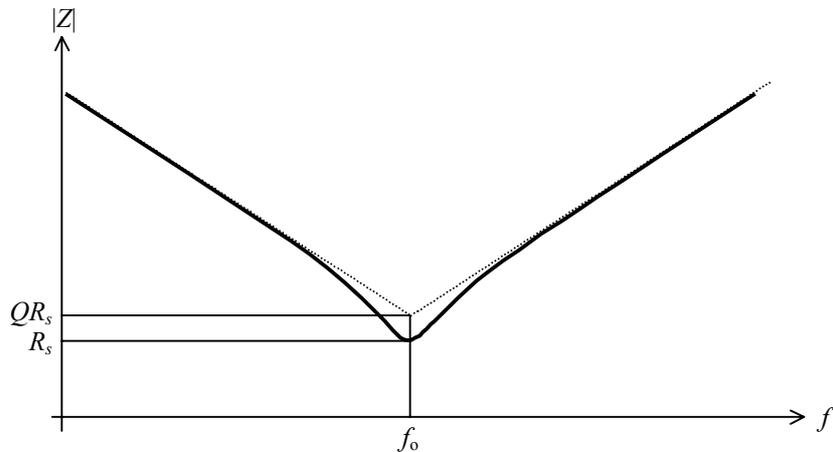


Figura 12. Diagrama logarítmico del módulo de la impedancia equivalente del girador alternativo en serie con un capacitor en serie C_1 .

Las ecuaciones de diseño a partir de los parámetros R_s , Q y ω_0 son

$$R = R_s/2, \quad (31a)$$

$$C_1 = \frac{1}{Q R_s \omega_0}, \quad (31b)$$

$$C_2 = \frac{4Q}{R_s \omega_0}. \quad (31c)$$

NOTA 2: Ambos giradores analizados presentan una caída en la impedancia a partir de cierta frecuencia debido a la respuesta en frecuencia del amplificador operacional, que no fue considerada en el análisis ideal. Si aproximamos la ganancia del amplificador por

$$a_v = GB/s, \quad (32)$$

donde GB es el producto ganancia por ancho de banda en rad/s, entonces la impedancia del primer girador es

$$Z_{G1} = R_2 \frac{1 + R_1 C_2 s}{1 + R_2 C_2 s + \frac{R_1 C_2 s}{1 + GB/s}}, \quad (33)$$

es decir,

$$Z_{G1} = R_2 \frac{(1 + R_1 C_2 s) \left(1 + \frac{s}{GB}\right)}{1 + \left(R_2 C_2 + \frac{1}{GB}\right)s + \frac{(R_1 + R_2)C_2}{GB} s^2}. \quad (34)$$

Análogamente, la impedancia del segundo girador es

$$Z_{G2} = R \frac{2 + RC_2 s}{1 + \frac{RC_2 s}{1 + GB/s}}, \quad (35)$$

es decir,

$$Z_{G2} = R \frac{(2 + RC_2 s) \left(1 + \frac{s}{GB}\right)}{1 + \frac{s}{GB} + \frac{RC_2}{GB} s^2}. \quad (36)$$

En la figura 13 se han graficado ambas impedancias. El comportamiento del primer girador en muy alta frecuencia es un poco mejor, pero en el rango útil el segundo modelo es ligeramente superior. El pico de resonancia de Z_{G2} no tiene importancia, ya que sólo influye muy levemente en la respuesta del ecualizador. En cualquier caso, el uso de amplificadores operacionales específicos para audio con producto ganancia por ancho

de banda de 15 MHz ubica estas frecuencias en el extremo superior del rango audible o inclusive fuera de la banda de audio.

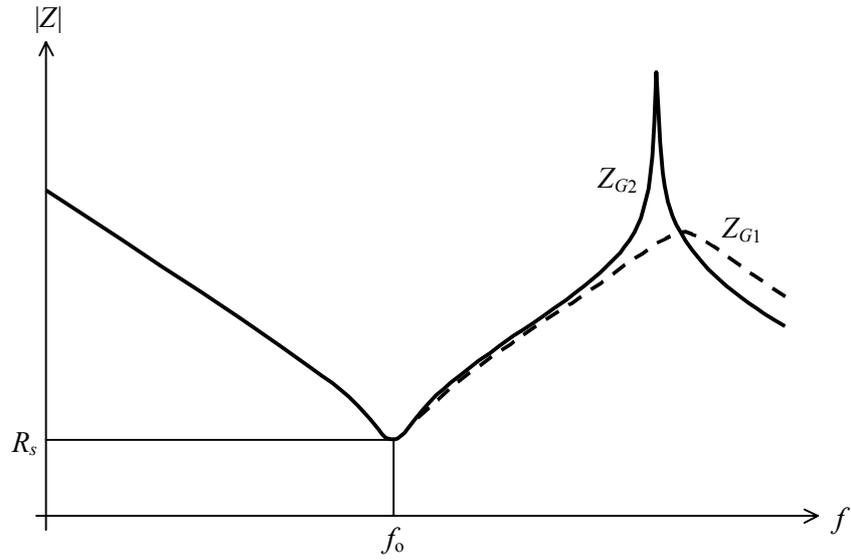


Figura 13. Comportamiento de la impedancia de los giradores de las figuras 9 (Z_{G1}) y 11 (Z_{G2}).

El circuito de la figura 7 se puede generalizar para incluir más bandas. Ello se logra por medio de la estructura mostrada en la figura 14.

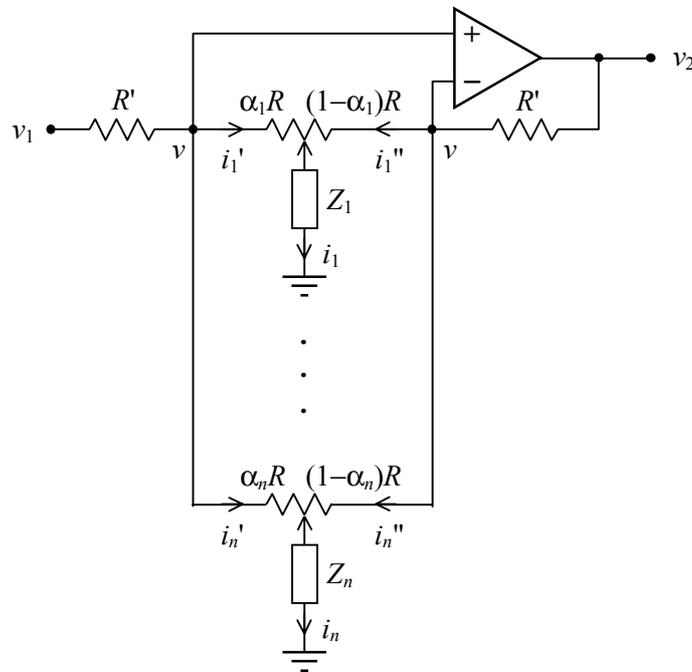


Figura 14. Estructura de un equalizador de n bandas. Las impedancias Z_k son circuitos RLC simulados.

Analizaremos ahora el caso general en el que se presenta una combinación arbitraria de posiciones de los cursores $\{\alpha_k\}$. Por la resistencia R' de entrada circula la suma de todas las corrientes i_k' y por la resistencia R' de realimentación, la suma de todas las corrientes i_k'' , por lo cual

$$v_1 = v + R' \sum i_k', \quad (37a)$$

$$v_2 = v + R' \sum i_k''. \quad (37b)$$

A su vez, debido al equipotencial virtual entre ambos terminales de cada potenciómetro, podemos calcular i_k suponiendo que los dos tramos del potenciómetro están en paralelo. Resulta

$$i_k = \frac{v}{Z_k + \alpha_k(1 - \alpha_k)R}. \quad (38)$$

Las corrientes i_k' e i_k'' pueden calcularse a partir de las i_k considerando los divisores de corriente formados por ambas ramas del potenciómetro correspondiente:

$$i_k' = (1 - \alpha_k) i_k, \quad (39a)$$

$$i_k'' = \alpha_k i_k. \quad (39b)$$

Reemplazando las (39) y (38) en las (37) se tiene

$$v_1 = v \left(1 + \sum \frac{(1 - \alpha_k)R'}{Z_k + \alpha_k(1 - \alpha_k)R} \right), \quad (40a)$$

$$v_2 = v \left(1 + \sum \frac{\alpha_k R'}{Z_k + \alpha_k(1 - \alpha_k)R} \right). \quad (40b)$$

Dividiendo la (40b) por la (40a) resulta, finalmente,

$$\frac{v_2}{v_1} = \frac{1 + \sum \frac{\alpha_k R'}{Z_k + \alpha_k(1 - \alpha_k)R}}{1 + \sum \frac{(1 - \alpha_k)R'}{Z_k + \alpha_k(1 - \alpha_k)R}}. \quad (41)$$

Podemos analizar diversos casos particulares. Así, si $\alpha_k = 0$ para $k = 1, \dots, n$, resulta

$$\frac{v_2}{v_1} = \frac{1}{1 + \sum \frac{R'}{Z_k}}. \quad (42)$$

Si $\alpha_k = 1$ para $k = 1, \dots, n$,

$$\frac{v_2}{v_1} = 1 + \sum \frac{R'}{Z_k}, \quad (43)$$

valor recíproco del anterior. Por último, si $\alpha_k = 1/2$ para $k = 1, \dots, n$,

$$\frac{v_2}{v_1} = 1. \quad (44)$$

pues el numerador y el denominador se igualan. Estas ecuaciones son generalizaciones de las ecuaciones (7), (8) y (9).

Una forma alternativa para el análisis de este circuito consiste en aplicar una transformación estrella-triángulo a cada potenciómetro y su correspondiente Z , como se muestra en la figura 15, ya que ello permite analizar el circuito completo simplemente

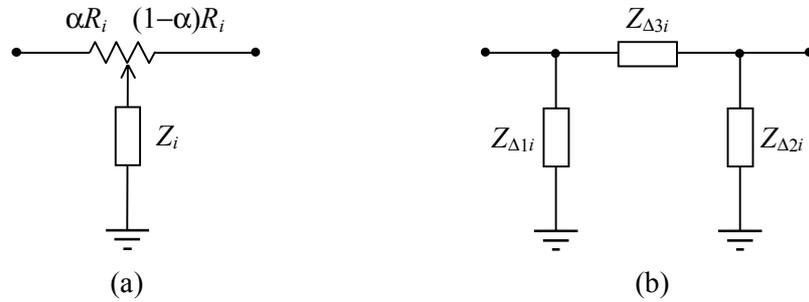


Figura 15. Conversión estrella-triángulo para el análisis del equalizador.

poniendo en paralelo las impedancias resultantes para cada banda, que vienen dadas por⁴

$$Z_{\Delta 1i} = \alpha_i R + \frac{Z_i}{1 - \alpha_i}, \quad (45a)$$

$$Z_{\Delta 2i} = (1 - \alpha_i) R + \frac{Z_i}{\alpha_i}, \quad (45b)$$

$$Z_{\Delta 3i} = \alpha_i (1 - \alpha_i) \frac{R^2}{Z_i} + R. \quad (45c)$$

En la figura 16 se muestra el modelo correspondiente. Para el cálculo basta tener en cuenta que dado que los potenciales v' y v'' de los terminales (+) y (-) coinciden, la corriente i_3 que circula por $Z_{\Delta 3}$ es nula, por lo que dicha impedancia puede eliminarse

⁴ Si llamamos Z_{Yk} a las impedancias de una conexión estrella, se puede demostrar que las impedancias $Z_{\Delta k}$ que unen los nudos contrarios al nudo k en el modelo en triángulo equivalente están dadas por

$$Z_{\Delta k} = \frac{1}{Z_{Yk}} \sum_{i < j} Z_{Yi} Z_{Yj}.$$

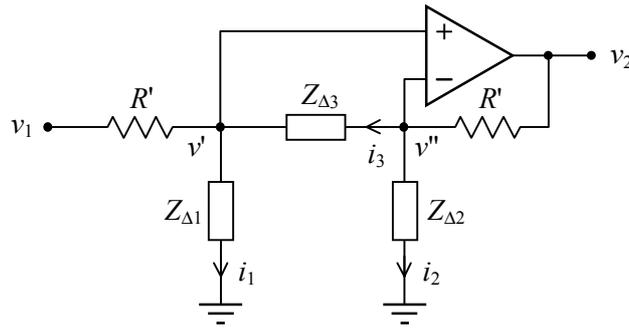


Figura 16. Método alternativo de cálculo de la ganancia del ecualizador por conversión estrella-triángulo.

sin alterar el régimen del circuito. La tensión de salida es, entonces, el resultado de aplicar una configuración no inversora a la salida del divisor de tensión formado por R' y $Z_{\Delta 1}$. Resulta:

$$\frac{v_2}{v_1} = \frac{Z_{\Delta 1}}{R' + Z_{\Delta 1}} \left(1 + \frac{R'}{Z_{\Delta 2}} \right) = \frac{1 + R' \sum \frac{1}{Z_{\Delta 2i}}}{1 + R' \sum \frac{1}{Z_{\Delta 1i}}} \quad (46)$$

Luego de reemplazar las relaciones (45) en esta ecuación se obtiene nuevamente la (41). Este enfoque es útil porque facilitará también el análisis de ruido

En la figura 17 se muestra esquemáticamente el circuito de un ecualizador de n bandas. Sólo se han explicitado la primera y la última sección, siendo las restantes similares.

2.4. Análisis de ruido del ecualizador

Uno de los problemas más importantes que puede presentar un circuito como el ecualizador es el del ruido, debido a la gran cantidad de componentes. El análisis puede dividirse en tres partes: el cálculo del ruido de los giradores, el cálculo del ruido atribuible al amplificador principal y, por último, el cálculo del ruido del circuito completo.

2.4.1. Ruido del girador

Consideremos el caso del girador de la figura 9. El modelo de ruido, en el que se incluyen las fuentes de ruido de las resistencias, v_{t1} y v_{t2} , y la del propio amplificador operacional, e_n , se muestra en la figura 18. Las fuentes asociadas a las resistencias corresponden al ruido térmico y poseen una densidad espectral constante con la frecuencia dada por

$$\overline{v_{tk}^2} = 4kTR_k \quad (47)$$

donde $k = 1,38 \times 10^{-23}$ J/K es la constante de Boltzmann y T , la temperatura absoluta.

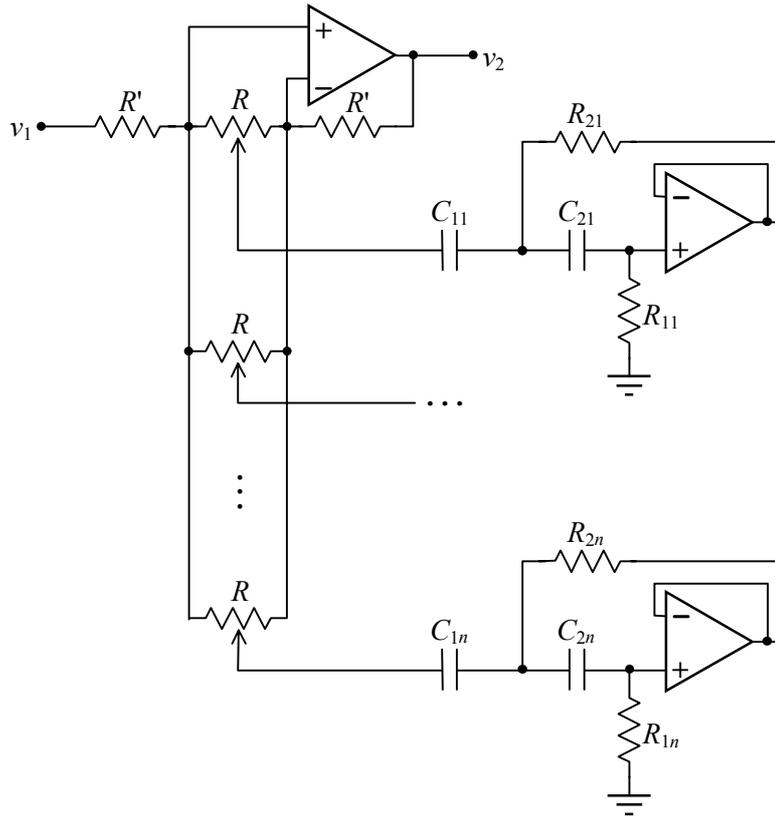


Figura 17. Circuito de un ecualizador gráfico de n bandas que utiliza el girador de la figura 9a formando parte de un circuito resonante. Se muestran sólo la primera y la última sección. Las restantes bandas utilizan un circuito similar.

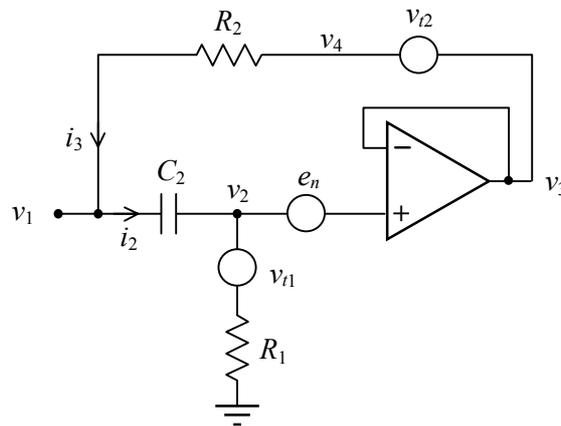


Figura 18. Modelo de ruido del girador incluyendo la fuente de ruido del amplificador y las fuentes de ruido térmico de los resistores.

El análisis por superposición conduce a un ruido visto a la entrada dado por

$$v_1 = (e_n + v_{t2}) \frac{1 + R_1 C_2 s}{1 + R_2 C_2 s} + v_{t1}. \quad (48)$$

En baja frecuencia las tres fuentes de ruido aparecen como si estuvieran directamente en serie. En alta frecuencia, dado que $R_1 \gg R_2$, el ruido tiende a acentuarse considerablemente.

Análogamente, el análisis del girador de la figura 11 indica una tensión de ruido dada por

$$v_1 = RC_2s e_n + (2 + RC_2s) v_t. \quad (49)$$

Teniendo en cuenta las ecuaciones de diseño (31), en la frecuencia de resonancia ω_0 se tiene $RC_2\omega_0 = 2Q$.

2.4.2. Ruido del amplificador principal

Para el análisis de ruido del ecualizador conviene aplicar el método de la transformación triángulo-estrella mencionado anteriormente. La topología resultante se indica en el circuito de la figura 19, donde

$$Z_{\Delta k} = Z_{\Delta k1} // Z_{\Delta k2} // \dots // Z_{\Delta kn}, \quad k = 1, 2, 3. \quad (50)$$

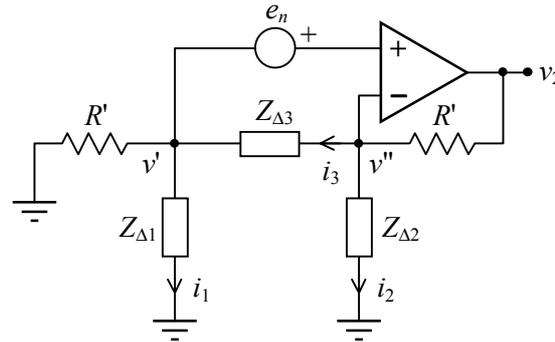


Figura 19. Sección ecualizadora en la que se han reemplazado los potenciómetros y sus impedancias según la conversión de la figura 16 para el cálculo del ruido.

Un análisis circuital directo de dicho circuito permite obtener

$$v_2 = \left(\left(1 + \frac{R' // Z_{\Delta 1}}{Z_{\Delta 3}} \right) \left(1 + \frac{R'}{Z_{\Delta 2}} \right) + \frac{R'}{Z_{\Delta 3}} \right) e_n, \quad (51)$$

o bien, reemplazando en ésta los valores de la ecuación (44),

$$\frac{v_2}{e_n} = \left(\left(1 + \frac{R' \sum \frac{1}{Z_{\Delta 3i}}}{1 + R' \sum \frac{1}{Z_{\Delta 1i}}} \right) \left(1 + R' \sum \frac{1}{Z_{\Delta 2i}} \right) + R' \sum \frac{1}{Z_{\Delta 3i}} \right). \quad (52)$$

2.4.2. Ruido del ecualizador

Para calcular el ruido del ecualizador completo resulta conveniente extender la conversión estrella-triángulo de manera de incluir fuentes de tensión. El proceso, basado en el teorema circuital de corrimiento de fuentes, se muestra en la figura 20. La ventaja

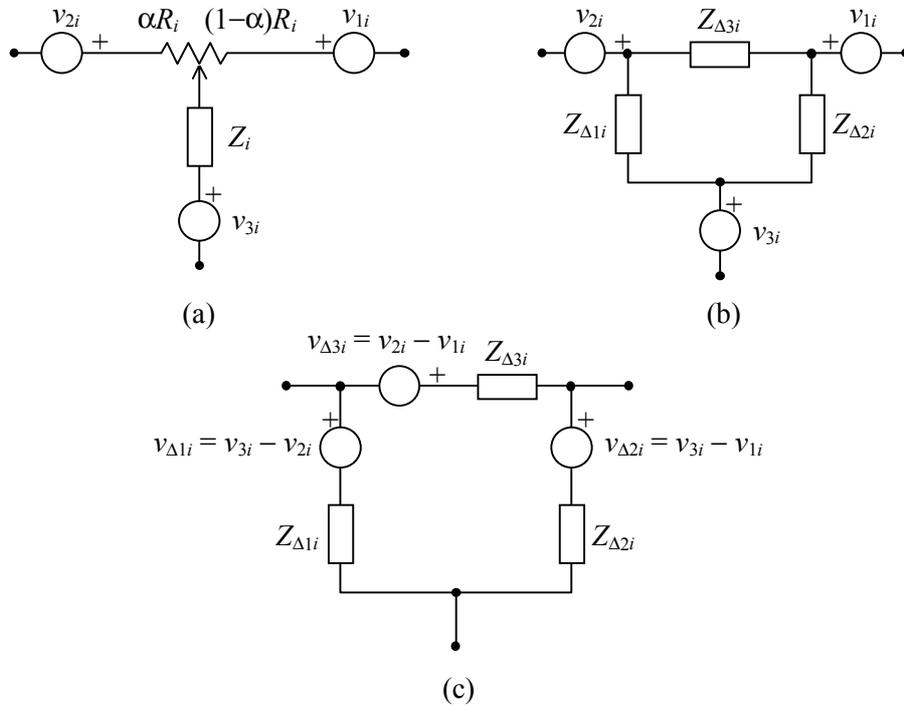


Figura 20. Conversión estrella-triángulo del modelo equivalente de ruido. Véanse las ecuaciones (54) y (55).

de este enfoque consiste en que una vez hecha la transformación en cada sección del ecualizador se obtienen tres paralelos de n ramas cada uno, como el que se muestra en la figura 21.

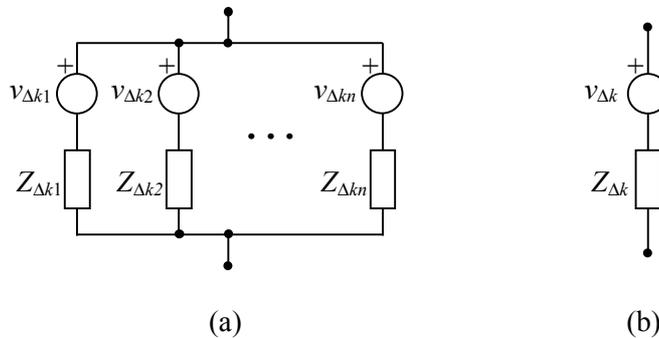


Figura 21. Conversión estrella-triángulo del modelo equivalente de ruido, según las ecuaciones (53).

Los valores de los parámetros correspondientes son, para $k = 1, 2, 3$,

$$Z_{\Delta k} = \frac{1}{\sum \frac{1}{Z_{\Delta ki}}}, \quad (53a)$$

$$v_{\Delta k} = \frac{\sum \frac{v_{\Delta ki}}{Z_{\Delta ki}}}{\sum \frac{1}{Z_{\Delta ki}}}, \quad (53b)$$

donde

$$v_{\Delta 1i} = v_{3i} - v_{2i}, \quad (54a)$$

$$v_{\Delta 2i} = v_{3i} - v_{1i}, \quad (54b)$$

$$v_{\Delta 3i} = v_{2i} - v_{1i}. \quad (54c)$$

Además, las densidades espectrales de potencia media de las fuentes del segundo miembro de las ecuaciones (53b) son, suponiendo el primer modelo de girador,

$$\overline{v_{1i}^2} = (1 - \alpha_i)^2 4kTR, \quad (55a)$$

$$\overline{v_{2i}^2} = \alpha_i^2 4kTR, \quad (55b)$$

$$\overline{v_{3i}^2} = \left(\overline{e_n^2} + 4kTR_{2i} \right) \frac{1 + (R_{1i}C_{2i}\omega)^2}{1 + (R_{2i}C_{2i}\omega)^2} + 4kTR_{1i}. \quad (55c)$$

Dado que cada uno de estos parámetros aparece varias veces, debe tenerse cuidado de no reemplazarlos por sus densidades espectrales antes de operar algebraicamente hasta extraerlos como factores comunes de todos los términos que los contengan. De esta manera se evitará superponer potencias de fuentes correlacionadas.

Con las transformaciones de las ecuaciones (20) y (21) el modelo de ruido del ecualizador se reduce al indicado en la figura 22a. Algunas de las fuentes que allí aparecen se superponen a la salida con transferencias que ya hemos calculado. Son ellas v_{1i} , y e_n . v_{1i} experimenta la misma ganancia que la señal de entrada, y e_n la ganancia de la ecuación (52). Es fácil ver que v_{12} , por su parte, se aplica con ganancia 1 a la salida.

El aporte de las restantes fuentes puede referirse a estas ganancias conocidas mediante sucesivos y apropiados corrimientos de fuentes de tensión. Para ello, primero se desplazan las fuentes $v_{\Delta 3}$ y $v_{\Delta 2}$, obteniéndose el circuito de la figura 22b. Luego se refiere la fuente v_D a la rama de entrada, obteniéndose el circuito de la figura 22c, en el que

$$v_A = v_{t1} + v_{\Delta 3} - v_{\Delta 2} + \frac{R'}{Z_{\Delta 1}}(v_{\Delta 1} + v_{\Delta 3} - v_{\Delta 2}), \quad (56a)$$

$$v_B = e_n - v_{\Delta 3}, \quad (56b)$$

$$v_C = v_{t2} + v_{\Delta 2}. \quad (56c)$$

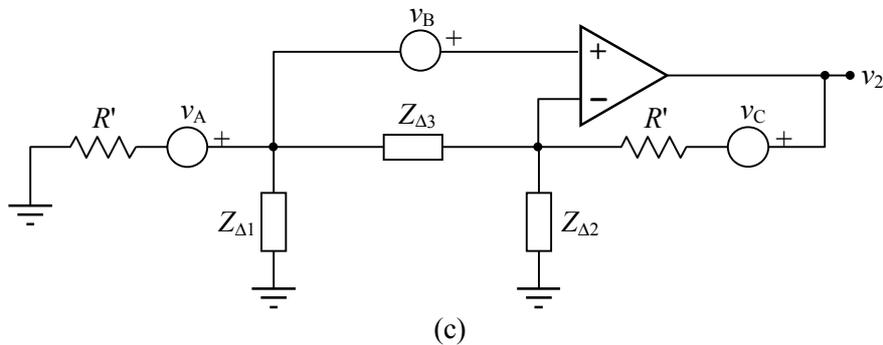
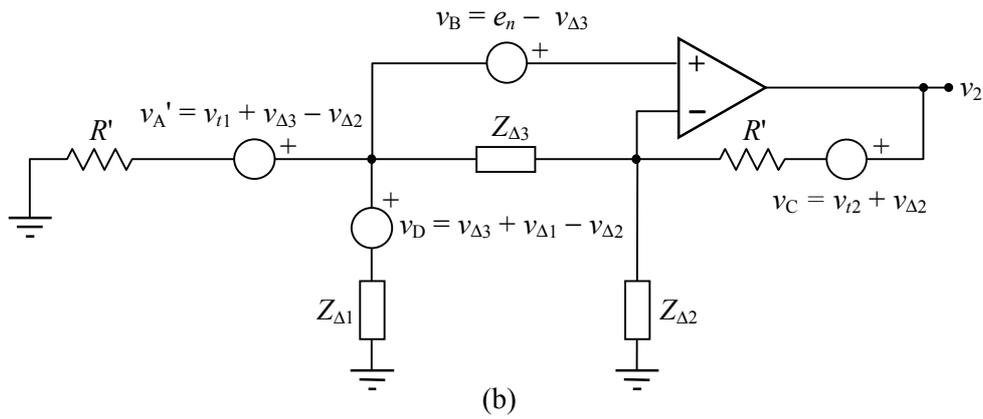
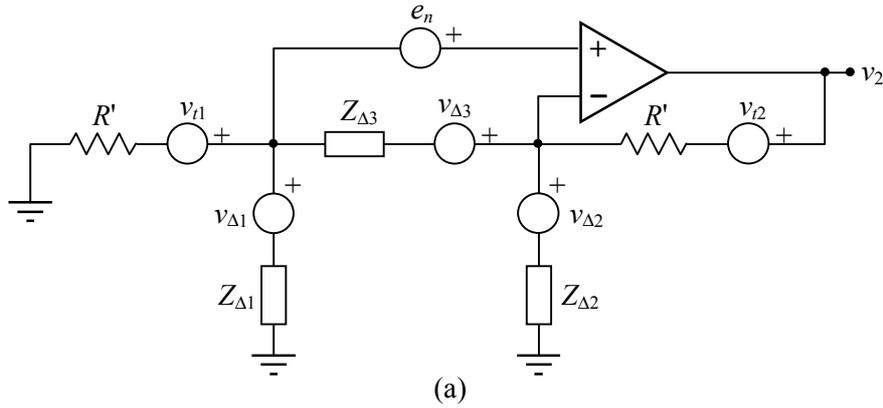


Figura 22. (a) Modelo de ruido completo del equalizador. (b) Modelo de ruido del equalizador obtenido mediante corrimientos de fuentes para eliminar las fuentes en serie con $Z_{\Delta 3}$ y $Z_{\Delta 2}$. (c) Modelo en el que la fuente v_D fue referida a la rama de entrada.

Llamando G_A a la ganancia de tensión respecto a v_A y G_B a la respecto a v_B , es decir, de (46), (52) y (53a),

$$G_A = \frac{1 + \frac{R'}{Z_{\Delta 2}}}{1 + \frac{R'}{Z_{\Delta 1}}}, \quad (57)$$

$$G_B = \left(1 + \frac{\frac{R'}{Z_{\Delta 3}}}{1 + \frac{R'}{Z_{\Delta 1}}} \right) \left(1 + \frac{R'}{Z_{\Delta 2}} \right) + \frac{R'}{Z_{\Delta 3}}, \quad (58)$$

la tensión de ruido total a la salida vale

$$\begin{aligned} v_2 = & G_A v_{t1} + G_A \frac{R'}{Z_{\Delta 1}} v_{\Delta 1} + G_A \left(1 + \frac{R'}{Z_{\Delta 1}} \right) (v_{\Delta 3} + v_{\Delta 2}) + \\ & + G_B e_n - G_B v_{\Delta 3} + v_{t2} + v_{\Delta 2} \end{aligned} \quad (59)$$

Reordenando,

$$\begin{aligned} v_2 = & G_A v_{t1} + v_{t2} + G_A \frac{R'}{Z_{\Delta 1}} v_{\Delta 1} + \left(1 - G_A \left(1 + \frac{R'}{Z_{\Delta 1}} \right) \right) v_{\Delta 2} + \\ & + \left(G_A \left(1 + \frac{R'}{Z_{\Delta 1}} \right) - G_B \right) v_{\Delta 3} + G_B e_n \end{aligned} \quad (60)$$

Sustituyendo a continuación las tensiones $v_{\Delta k}$ por las expresiones dadas por la ecuación (53b) y, en ellas, los $v_{\Delta ki}$ por las expresiones (54) y, finalmente, reordenando de manera de que cada v_{ki} aparezca una sola vez (para evitar superponer potencias de fuentes correlacionadas), resulta

$$v_2 = G_A v_{t1} + v_{t2} + G_B e_n + \sum_i K_{1i} v_{1i} + \sum_i K_{2i} v_{2i} + \sum_i K_{3i} v_{3i}, \quad (61)$$

donde

$$K_{1i} = \frac{R'}{Z_{\Delta 2i}} + (G_A + 1) \frac{R'}{Z_{\Delta 3i}}, \quad (62a)$$

$$K_{2i} = \frac{Z_{\Delta 3}}{Z_{\Delta 2}} \frac{R'}{Z_{\Delta 3i}} - G_A \frac{R'}{Z_{\Delta 1i}}, \quad (62b)$$

$$K_{3i} = -\frac{R'}{Z_{\Delta 2i}} + G_A \frac{R'}{Z_{\Delta 1i}}, \quad (62c)$$

La densidad espectral de potencia media será, entonces,

$$\begin{aligned} \overline{v_2^2} = & \left(|G_A|^2 + 1 \right) 4kTR' + |G_B|^2 \overline{e_n^2} + \\ & + \sum_i |K_{1i}|^2 \overline{v_{1i}^2} + \sum_i |K_{2i}|^2 \overline{v_{2i}^2} + \sum_i |K_{3i}|^2 \overline{v_{3i}^2} \end{aligned} \quad (63)$$

Las ecuaciones (63) y (62), junto con (45), (53a), (55), (57) y (58) proporcionan una expresión cerrada para el ruido total en función de los parámetros circuitales y las posiciones α_i de los potenciómetros. Si bien dicha expresión es muy complicada para su cálculo manual, puede ser calculada y graficada por medio de software matemático matricial como Matlab o Scilab. En el apéndice se ha incluido un script para efectuar este cálculo.

2.5. Consideraciones para el diseño

En el diseño de un ecualizador gráfico es necesario tomar varias decisiones. En primer lugar están las inherentes a las especificaciones básicas, como el número de bandas y los rangos de ganancia y atenuación requeridos. Las mismas normalmente están impuestas como requisitos a priori. Una vez establecido el número de bandas queda unívocamente determinada la serie de frecuencias centrales normalizadas, que corresponderán a las frecuencias de resonancia de las impedancias Z_k . Para comenzar a proponer valores para los parámetros de diseño es preciso determinar el factor de calidad Q requerido por cada sección. En una primera aproximación se puede adoptar un mismo valor de Q para todas las bandas. Dicho valor tiene incidencia directa en tres aspectos: el valor de la ganancia central máxima de cada banda cuando las restantes bandas se encuentran en la posición neutra ($\alpha = 1/2$), el valor de la ganancia global cuando se aplica la máxima ganancia a todas las bandas, y la amplitud en dB del ripple (ondulación) en la respuesta cuando se aplica la máxima ganancia en todas las bandas.

Sería ideal que la ganancia global cuando todos los controles están al máximo fuera, por un lado, constante, y por otro lado, coincidiera aproximadamente con la máxima ganancia de cada banda cuando actúa individualmente. Lamentablemente ello no sucede y se impone buscar una solución de compromiso que depende del Q adoptado. Así, si Q es muy alto las bandas se vuelven más selectivas a costa de un mayor ripple cuando todas actúan simultáneamente. Por otra parte, un Q bajo reduce el ripple a costa de una menor selectividad. En la práctica esto significa que el ajuste de una banda afecta considerablemente a las bandas vecinas. Como en este caso la ganancia residual o parásita que resulta de los aportes a una banda dada de las restantes bandas es mayor, resulta que si se ajustan todas las bandas a su ganancia máxima la ganancia global será bastante mayor que la de cada banda actuando individualmente. En la figura 23 se ilustra este comportamiento para $Q = 1$, $Q = 1,7$ y $Q = 2,4$. Se observa que con $Q = 1,7$ la ondulación se mantiene dentro de un rango de 2 dB.

Además de la ondulación de la respuesta en frecuencia aparece otro problema como consecuencia de llevar al máximo la ganancia de todas las bandas: la presencia de transitorios oscilantes en torno a las frecuencias centrales de las diversas bandas. Estos transitorios se presentan como senoides moduladas por exponenciales decrecientes tanto más lentamente cuanto más alto sea el valor de Q . El efecto más notorio de dicha respuesta transitoria es la presencia de sonidos sibilantes de frecuencias cercanas a las fre-

cuencias centrales de las bandas, que se superponen creando un ruido audible, especialmente en los sonidos cortos de tipo percusivo o en los rápidamente variables como la palabra hablada. Desde el punto de vista del diseño es recomendable no elevar excesivamente el valor de Q para minimizar este efecto.

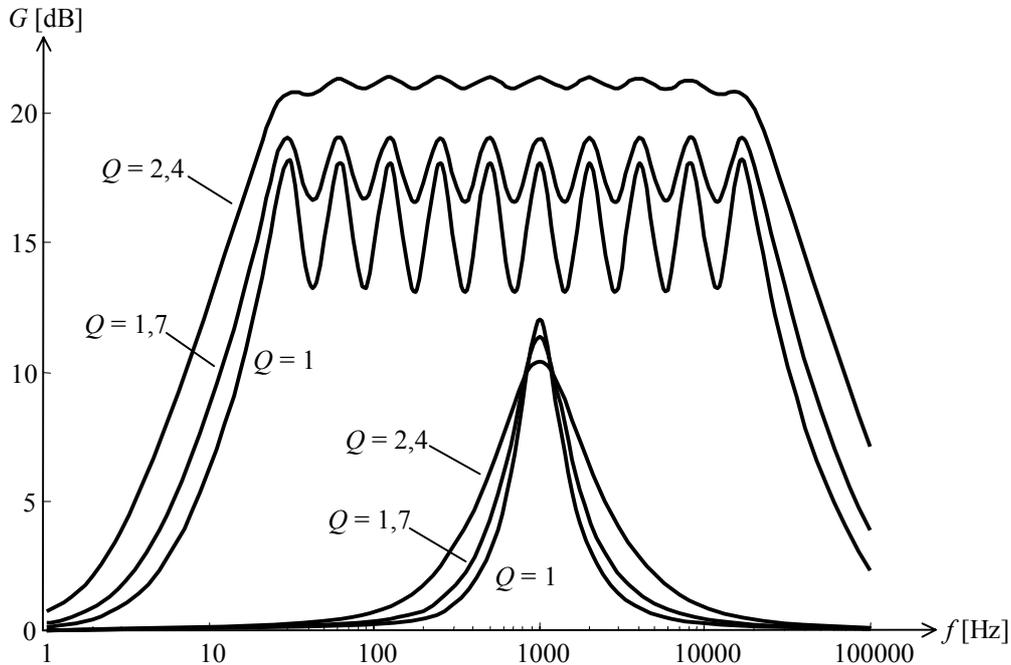


Figura 23. Respuesta en frecuencia de un ecualizador de bandas de octava con todas las bandas al máximo y con una banda al máximo y las otras en neutro, para tres valores de Q . (a) $Q = 1$ (bajo ripple y selectividad pobre); (b) $Q = 1,7$ (ripple y selectividad medianas); (c) $Q = 2,4$. (selectividad elevada, ripple también elevado).

Para la selección de la resistencia R del potenciómetro se debe tener en cuenta que cuando ésta es grande frente a R_s la acción del potenciómetro tiende a concentrarse en los extremos ($\alpha \cong 0$ y $\alpha \cong 1$). En efecto, si en la ecuación (64) tomamos, para simplificar, una sola banda, resulta

$$\frac{v_2}{v_1} \cong \frac{1 + \frac{\alpha R'}{R_s + \alpha(1-\alpha)R}}{1 + \frac{(1-\alpha)R'}{R_s + \alpha(1-\alpha)R}} = \frac{R_s + \alpha(1-\alpha)R + \alpha R'}{R_s + \alpha(1-\alpha)R + (1-\alpha)R'}. \quad (64)$$

Para que $\alpha R'$ o $(1-\alpha)R'$ tengan influencia significativa a partir de $\alpha = 1/2$, $R/4$ no debe ser demasiado grande frente a R_s . En la figura 24 se ilustra la ganancia para varias relaciones R/R_s . Para valores muy bajos se obtiene una sensibilidad bastante pareja para todos los valores de α . Para $R \gg R_s$, en cambio, el potenciómetro sólo produce cambios significativos cerca de los extremos. Una solución práctica puede ser utilizar potenciómetros con curva S (logarítmicos en ambos extremos).

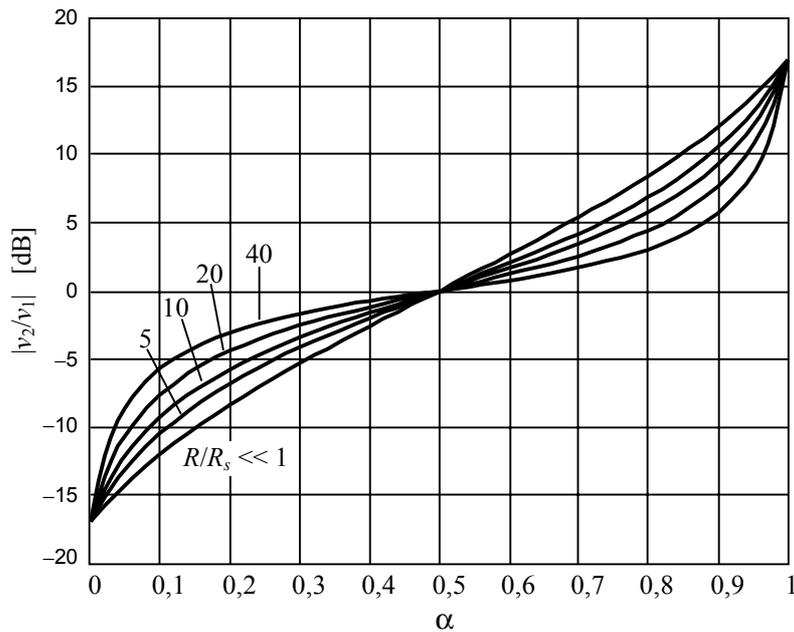


Figura 24. Ganancia de una sección aislada del ecualizador en función de la posición α del potenciómetro para varias relaciones R/R_s . Cuanto mayor sea R/R_s , mayor será la sensibilidad en los extremos del potenciómetro.

Desde el punto de vista del uso del ecualizador, es conveniente no trabajar con los potenciómetros alejados de la zona neutra. Una buena política es lograr que la suma algebraica de las ganancias en dB (considerando negativas las atenuaciones) sea lo más cercana a 0 posible. En otras palabras, *no es recomendable asignar al ecualizador una función que no le es propia* como es contribuir a dar ganancia a la señal. Es preferible encomendar esa función a alguno o algunos de los varios controles dispuestos para ajuste de nivel tanto en las consolas como en los procesadores. En realidad algunos ecualizadores de hecho poseen controles a tal fin, y es preferible utilizarlos en lugar de dar ganancia subiendo todas las bandas. Los mismos comentarios son válidos para la atenuación.

2.6. Aplicaciones

Existen varias aplicaciones de los ecualizadores gráficos, entre las cuales pueden citarse el retoque tonal de diversos instrumentos musicales, la utilización como complemento de diversos efectos y procesadores, y la compensación de deficiencias en un sistema de audio. De todas ellas, la última es la aplicación más representativa. Para comprender la naturaleza del problema, debe observarse primero que un sistema de audio comprende no sólo los diversos micrófonos, altavoces y equipos electrónicos utilizados, sino también el ambiente acústico en el cual los mismos habrán de funcionar. Cualquiera de las partes involucradas puede contribuir con defectos en cuanto a la respuesta en frecuencia. Así, un amplificador puede tener algunas irregularidades leves en la respuesta en frecuencia; un micrófono tiene irregularidades importantes por encima

de los 8 ó 10 kHz; una caja acústica presenta no sólo irregularidades en el patrón direccional, sino que además exhibe altibajos en su respuesta en frecuencia debido entre otras cosas a sus propias resonancias, a la imperfección de las redes divisoras de frecuencia para las distintas vías, etc. Por último, el ambiente donde se instala el equipo puede tener absorciones a diversas frecuencias que atenúan algunas frecuencias más que otras, o puede contener resonancias a determinadas frecuencias (originadas en ondas estacionarias), que podrían acentuar las señales de dichas frecuencias.

Los ecualizadores proporcionan una solución a este género de problemas, permitiendo atenuar las frecuencias que resuenan o resaltar aquellas que son absorbidas. Para ello se intercala antes del amplificador de potencia (o de la red crossover en caso de multi-amplificación) el ecualizador, que luego debe quedar instalado como parte integral del sistema.

2.7. Ecualización

La correcta ecualización de un sistema es un proceso de calibración muy importante porque de él depende que la respuesta obtenida sea espectralmente plana. Por esa razón no es posible ni recomendable realizarla subjetivamente, ya que la percepción humana dista de ser plana y, lo que es peor, es muy variable de individuo a individuo.

Para realizar un *ajuste objetivo* del sistema es necesario utilizar un *analizador de espectro en tiempo real* (real-time analyzer, RTA), instrumento de medición que muestra en forma gráfica (por pantalla) el espectro de bandas de un sonido en cada instante. Más precisamente, proporciona en forma de un gráfico de barras el nivel de presión sonora en cada banda de octava o en cada banda de tercio de octava, según el tipo de analizador. En la figura 25 se muestra la pantalla de un analizador de bandas de octava. El nivel 0 es relativo a la escala seleccionada, cuyo valor no es esencial en el proceso de ecualización en tanto se esté trabajando dentro del rango lineal de todos los

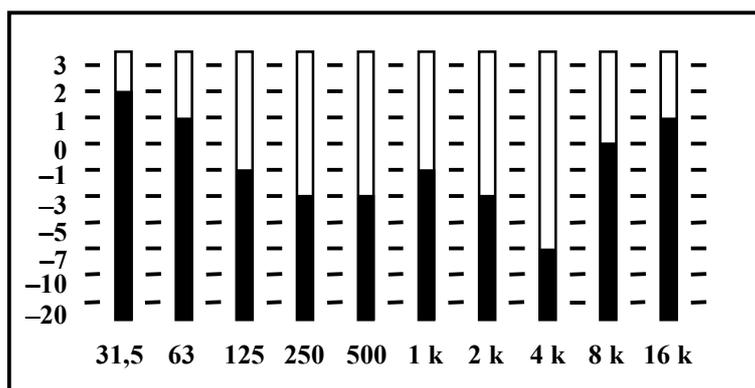


Figura 25. Pantalla de un analizador de espectro en tiempo real por bandas de octava. El valor 0 dB es relativo a la escala seleccionada mediante un selector.

componentes. Generalmente se toma un nivel suficientemente alto como para que el ruido ambiente no afecte la medición, y suficientemente bajo como para evitar distorsiones. También es posible utilizar analizadores por software, basados en general en

técnicas de transformada rápida de Fourier (FFT). En estos casos es necesario tener en cuenta que la placa adquisidora de señal, habitualmente una placa de sonido, formará parte de la cadena de medición, por lo cual su respuesta en frecuencia debe ser apropiada. Esta observación no es trivial, ya que las placas de sonido más económicas (entre las que se encuentran las que están integradas en la propia placa madre (motherboard)) tienen filtros antialias cuya respuesta frecuencial puede tener ondulaciones.

El ajuste se lleva a cabo según el diagrama de bloques de la figura 26. Se conecta a una entrada de la consola un *generador de ruido rosa*, definido como un ruido aleatorio cuya densidad espectral de potencia media varía inversamente con la frecuencia:

$$\overline{e_{RR}^2}(f) = \overline{e_{RR}^2}(f_0) \frac{f_0}{f} = \frac{K}{f}. \quad (65)$$

Se utiliza este tipo de señal porque contiene la misma cantidad de energía en cada banda fraccional de octava, lo cual puede comprobarse calculando el valor cuadrático medio en una banda cualquiera de fracción α de octava:

$$E_{RR} [f, 2^\alpha f]^2 = \int_f^{2^\alpha f} \frac{K}{f} df = K \ln \frac{2^\alpha f}{f} = K\alpha \ln 2, \quad (66)$$

valor independiente de la frecuencia inferior de la banda fraccional. Por esta razón, si se conectara dicha señal directamente a un analizador de espectro se obtendría la misma indicación en todas las bandas. Las irregularidades espectrales en la respuesta del sistema se traducirán, por lo tanto, en una indicación no uniforme en el analizador.

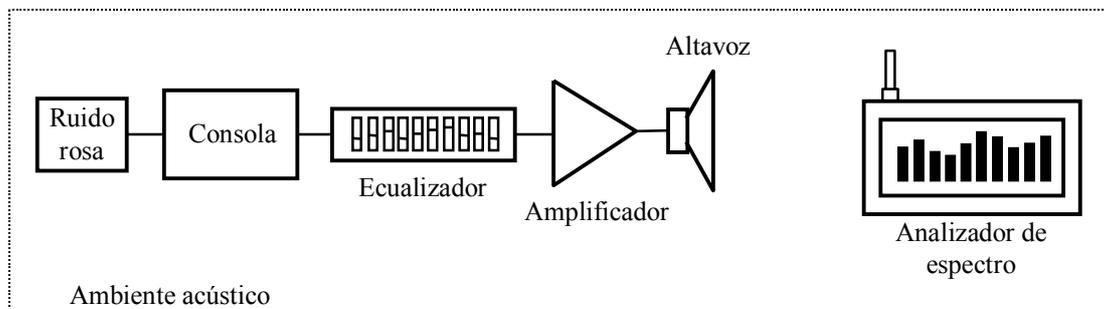


Figura 26. Disposición para llevar a cabo la ecualización de un sistema de sonido, incluido el ambiente acústico.

Si bien los componentes semiconductores contienen ruido $1/f$, el mismo va siempre acompañado por cierta cantidad de ruido blanco, por lo que no se puede utilizar simplemente este ruido amplificado como fuente para la ecualización. En cambio es posible lograr un ruido blanco bastante puro mediante un diodo zener en la región de ruptura, o bien la juntura base-emisor de un transistor polarizada inversamente. También existen integrados que producen ruido blanco espectralmente muy uniforme, como el MM5837. El ruido blanco puede convertirse fácilmente en ruido rosa mediante un filtro con pendiente de -3 dB/oct como el indicado en la figura 27 (basado en Giles,

1980). Los valores de los componentes han sido seleccionados para mantener dicha pendiente constante en todo el rango audible (20 Hz a 20 kHz) con una tolerancia mejor que $\pm 0,25$ dB. El filtro debe completarse con un seguidor u otro amplificador de alta impedancia de entrada para evitar que la carga de la impedancia de entrada de la consola afecte la respuesta, sobre todo en baja frecuencia.

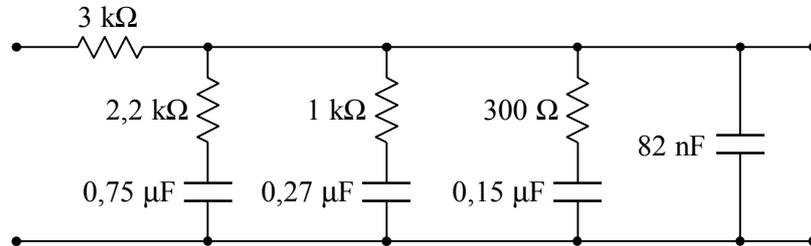


Figura 27. Filtro RC con una respuesta en frecuencia con pendiente -3 dB/oct, apto para convertir ruido blanco en ruido rosa. La fuente de señal debe ser de baja impedancia y la carga de alta impedancia

Antes de comenzar con el proceso de ecualización se deben llevar todos los controles de la consola a su posición central o neutra. Así, los controles de ganancia o atenuación deben estar en la posición de ganancia unitaria y los controles de tono o “ecualizadores” de cada canal en posición plana. Esto último es muy importante, ya que la ecualización del sistema debe considerarse como un *ajuste de referencia*, lo cual significa que se establece un punto de operación en el cual *se sabe* que la respuesta del sistema es plana. Si posteriormente, por necesidad, gusto, estética o cualquier otra razón se requiere modificar la respuesta en frecuencia parcial de uno o más canales, desde luego podrán efectuarse los cambios deseados.

El micrófono del analizador de espectro debe ubicarse en la posición en la que se quiere lograr la ecualización. Esto es importante porque la ecualización puede no ser la misma en todos los puntos de una sala, especialmente si ésta tiene defectos acústicos notorios. Cuando el ambiente está dedicado a actividades muy sensibles a la uniformidad de la respuesta como una sala de control, de mezcla o de masterizado, la ecualización debe realizarse en el punto de escucha del operador, preferentemente con éste presente a fin de asegurar que las condiciones de ajuste sean similares a las condiciones de operación reales del sistema. Si, en cambio, se va a ecualizar una sala de concierto, deberán seleccionarse varias ubicaciones representativas, y realizar un ajuste del ecualizador que sea aproximadamente el promedio de los ajustes en dichas ubicaciones.

Para llevar a cabo la ecualización se ajustan los controles del ecualizador de manera de alcanzar una indicación uniforme en todas las bandas del analizador de espectro. Esta comprobación puede ofrecer algunas dificultades, dado que al ser el ruido rosa un ruido aleatorio, las amplitudes de sus componentes espectrales varían dinámicamente. Esto implica que la imagen obtenida en la pantalla del analizador no es en realidad estática. En general los analizadores proveen varias velocidades de respuesta. En las velocidades más lentas la imagen es más estable. De todas maneras, será necesario efectuar una promediación visual, procurando observar alrededor de qué nivel oscila la indicación en determinada banda. En algunos casos, especialmente en los analizadores de espectro digitales o en los basados en software, existe una función de promediación de espectros que provee una imagen lentamente variable. La promediación de gran cantidad de espectros también introduce un retardo ante cambios en la ecualización, por lo

que la comodidad de un espectro estable se contrapone a la excesiva demora en lograr una imagen que responda al cambio efectuado.

Otra dificultad consiste en la interacción mutua entre las bandas, sobre todo las adyacentes. Esta interacción puede ocasionar un desajuste de una banda ajustada previamente al intentar ajustar una nueva banda. Por esa razón en muchos casos la correcta ecualización del sistema requiere un proceso iterativo.

Una vez ajustado satisfactoriamente el ecualizador, es recomendable anotar la posición de los controles para referencia futura y para devolver el sistema a su situación original en caso de que accidental o intencionalmente se modificara la respuesta del ecualizador.

Finalmente, hay que advertir que el método de ecualización propuesto es un método *objetivo*, vale decir que su resultado es *una respuesta en frecuencia general plana para el sistema*. Aun cuando esto sería aparentemente lo deseable en todos los casos, ya que provee un estado de referencia conocido, muchas personas pueden no conformarse con dichos ajustes. Ello puede deberse a diversos factores: el gusto personal, la postura estética, la costumbre de haber operado durante mucho tiempo con un sistema mal ajustado, y las variadas deficiencias auditivas que sufren las personas que integran una sociedad ruidosa. Estos motivos pueden llevar a que distintas personas exijan más graves, más medios o más agudos de un sistema de sonido, según el caso. Por ejemplo, podría suceder que un músico afamado requiera siempre de sus sonidistas, tanto para sus grabaciones como para sus espectáculos en vivo, una ecualización con predominancia de agudos. Sus seguidores, aun cuando sus preferencias individuales espontáneas pudieran ser diferentes, estarán acostumbrados a *ese* sonido, y no aceptarán de buen grado ecualizaciones que lo alteren, a pesar de que *objetivamente* proporcionen una respuesta más plana y natural. Este ejemplo muestra el tipo de dificultades que se encuentran al intentar definir el “sonido perfecto”, dificultades inherentes a cualquier definición que involucra directa o indirectamente el arte y la estética.

Referencias

- Carter, Bruce. "An audio circuit collection, Part 3". Analog Applications Journal. July 2001. Texas Instruments Incorporated. Internet: <http://www.ti.com/sc/analogapps>
- Davis, Don; Davis, Carolyn. "Sound System Engineering" (2ª edición). SAMS, Carmel, EEUU, 1994.
- Davis, Gary; Jone, Ralph. "The Sound Reinforcement Handbook" (2ª edición). Hal Leonard Publishing Corporation. Milwaukee, USA, 1990.
- Everest, Frederick Alton. "The Master Handbook of Acoustics" (2ª edición). McGraw-Hill (TAB books). Blue Ridge Summit, USA, 1989.
- Giles, Martin (editor). "Audio/Radio Handbook". National Semiconductor. Santa Clara, 1980.
- IEC 225:1966 (Obsolete number) Octave, half-octave and third-octave band filters intended for the analysis of sound and vibrations
- IEC 61260:1995 Octave-Band and Fractional-Octave-Band Filters
- IRAM 4081:1977 Filtros de banda de octava, de media octava, de tercio de octava, destinados al análisis de sonidos y vibraciones.
- Miyara, Federico. "Acústica y Sistemas de Sonido" (3ra edición). UNR Editora. Rosario, 2004.
- Miyara, Federico. "Control de Ruido". En "Jornadas Internacionales Multidisciplinarias sobre Violencia Acústica". ASOLOFAL. Rosario, 2000.
- Miyara, Federico. "Filtros Activos" Cátedra de Electrónica III FCEIA-UNR. Rosario, 2004. URL: <http://www.fceia.unr.edu.ar/enica3/filtros-t.pdf>
- White, Paul. "Creative Recording". Music Maker Books. Cambridgeshire, Inglaterra, 1989, 1990, 1991 (3 tomos).