

Red Pasiva de Control de Tono James-Baxandall

El ajuste independiente de graves y agudos en los amplificadores de audio de alta fidelidad usualmente se lleva a cabo empleando redes de control de tono especialmente diseñadas. Existen versiones de estas redes basadas únicamente en elementos pasivos, siendo la red James con referencia a masa (fig.1) un ejemplo típico. Entre las versiones que emplean elementos activos merece destacarse aquella propuesta por P.J. Baxandall, en la que se concibe el control de tono como un amplificador realimentado (ref.1 y 2).

En este artículo se analizará la red James (también conocida como red Baxandall pasiva), obteniéndose las ecuaciones de diseño para la misma.

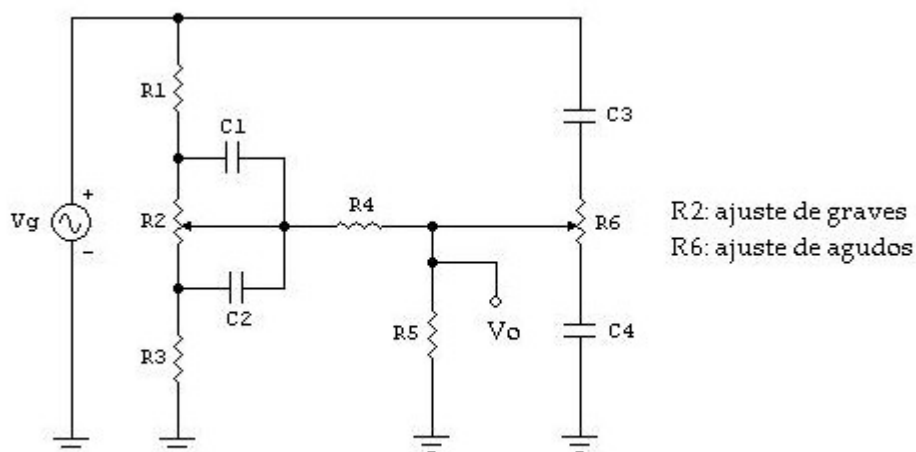


Fig.1. Circuito James para control de tono

Empezaremos estudiando el control de graves, el cual tiene influencia sobre las frecuencias que se encuentran por debajo de la frecuencia central de diseño de la red James. Esta porción de la red se muestra en la fig.2.

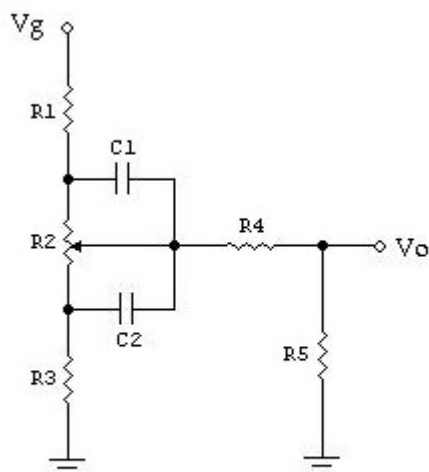


Fig.2 Control de graves

R_4 proporciona aislamiento entre esta etapa y la del control de agudos (las frecuencias por encima de la frecuencia central están bajo la influencia de este último control). R_5 representa la resistencia de entrada del amplificador conectado a continuación de la red James y se escogerá de un valor tal que no cargue a la red. Aquí asumimos que C_3 y C_4 son circuitos abiertos a frecuencias de graves.

Con refuerzo de graves al máximo (cursor de R_2 en el extremo superior), el circuito equivalente del control de tono es como se muestra en la fig.3.

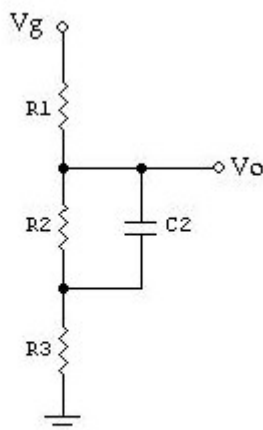


Fig.3 Control de graves en la posición de máximo refuerzo

De esta última figura y sabiendo que “s” es la variable de Laplace, obtenemos que:

$$V_0 = V_g \frac{R_3 + R_2 // X_{C_2}}{R_1 + R_3 + R_2 // X_{C_2}}$$

donde:

$$\begin{aligned} R_2 // X_{C_2} &= \frac{R_2 \times \frac{1}{sC_2}}{R_2 + \frac{1}{sC_2}} \\ &= \frac{R_2}{sR_2C_2 + 1} \end{aligned}$$

Por lo tanto:

$$V_0 = V_g \frac{R_3 + \frac{R_2}{sR_2C_2 + 1}}{R_1 + R_3 + \frac{R_2}{sR_2C_2 + 1}}$$

Después de efectuar algunas operaciones algebraicas obtenemos:

$$\frac{V_0}{V_g} = \frac{R_3}{R_1 + R_3} \cdot \frac{sR_2C_2 + 1 + \frac{R_2}{R_3}}{sR_2C_2 + 1 + \frac{R_2}{R_1 + R_3}} \quad \dots(1)$$

La ganancia a frecuencias graves altas es:

$$A_1 = \frac{R_3}{R_1 + R_3}$$

La ganancia a frecuencias bajas es:

$$A_2 = \frac{R_2 + R_3}{R_1 + R_2 + R_3}$$

El cero de la expresión (1) está dado por:

$$s_{01} = -\frac{1 + \frac{R_2}{R_3}}{R_2C_2}$$

y el polo por:

$$s_{p2} = -\frac{1 + \frac{R_2}{R_1 + R_3}}{R_2C_2}$$

Con el control de tono ajustado para máxima atenuación de graves (cursor de R_2 en el extremo inferior), el circuito equivalente pasa a ser el de la fig.4. Nuevamente despreciamos el efecto de carga de R_4 y R_5 sobre la red.

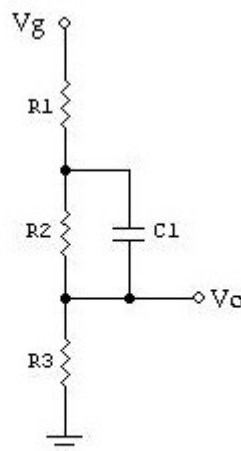


Fig.4 Control de graves en la posición de máxima atenuación

Ahora se cumple que:

$$\begin{aligned}
 V_0 &= V_g \frac{R_3}{R_1 + R_3 + R_2 // X_{C1}} \\
 &= V_g \frac{R_3}{R_1 + R_3 + \frac{R_2}{sR_2C_1 + 1}}
 \end{aligned}$$

Una manipulación algebraica muy simple nos lleva a:

$$\frac{V_0}{V_g} = \frac{R_3}{R_1 + R_3} \cdot \frac{sR_2C_1 + 1}{sR_2C_1 + 1 + \frac{R_2}{R_1 + R_3}} \quad \dots(2)$$

La ganancia a frecuencias graves altas es:

$$A_3 = \frac{R_3}{R_1 + R_3}$$

La ganancia a frecuencias bajas resulta:

$$A_4 = \frac{R_3}{R_1 + R_2 + R_3}$$

El cero de la expresión (2) está dado por:

$$s_{03} = -\frac{1}{R_2C_1}$$

y el polo por:

$$s_{p4} = -\frac{1 + \frac{R_2}{R_1 + R_3}}{R_2C_1}$$

La relación de ganancias a frecuencias bajas es:

$$\frac{A_2}{A_4} = 1 + \frac{R_2}{R_3}$$

Para tener un rango de control de 40dB, deberemos hacer:

$$1 + \frac{R_2}{R_3} = 100 \quad \dots(3)$$

Por tanto:

$$R_2 = 99R_3 \approx 100R_3$$

Por otro lado, la relación de las ganancias a frecuencias bajas y altas es, con el control de graves al máximo:

$$\begin{aligned} \frac{A_2}{A_1} &= \frac{\frac{R_2 + R_3}{R_1 + R_2 + R_3}}{\frac{R_3}{R_1 + R_3}} \\ &= \frac{R_1 + R_3}{R_3} \cdot \frac{R_2 + R_3}{R_1 + R_2 + R_3} \end{aligned}$$

Según la expresión (3):

$$R_2 + R_3 = 100R_3$$

Luego:

$$\begin{aligned} \frac{A_2}{A_1} &= \frac{R_1 + R_3}{R_3} \cdot \frac{100R_3}{R_1 + 100R_3} \\ &= \frac{100(R_1 + R_3)}{R_1 + 100R_3} \end{aligned}$$

Para una acentuación de graves de 20dB:

$$\frac{100(R_1 + R_3)}{R_1 + 100R_3} = 10$$

Resolviendo para R_1 se obtiene la siguiente relación:

$$R_1 = 10R_3$$

Para estas condiciones tendremos que:

$$\begin{aligned} \frac{A_3}{A_4} &= \frac{R_3}{R_1 + R_3} \cdot \frac{R_1 + R_2 + R_3}{R_3} \\ &= 10 \end{aligned}$$

es decir, la relación de las ganancias a frecuencias altas y bajas con el control de graves al mínimo es también 20dB.

Debe cumplirse que $s_{01} = s_{p4}$ para una mejor simetría en las curvas de respuesta.
Por tanto:

$$\frac{1 + \frac{R_2}{R_3}}{C_2} = \frac{1 + \frac{R_2}{R_1 + R_3}}{C_1}$$

Reemplazando las relaciones ya obtenidas entre las resistencias resulta:

$$\begin{aligned} \frac{100}{C_2} &= \frac{1 + \frac{R_2}{11R_3}}{C_1} \\ &= \frac{1 + \frac{99}{11}}{C_1} \\ &= \frac{10}{C_1} \end{aligned}$$

Luego, $C_2 = 10C_1$.

El diagrama de Bode correspondiente para el control de graves en posiciones extremas se ilustra a continuación.

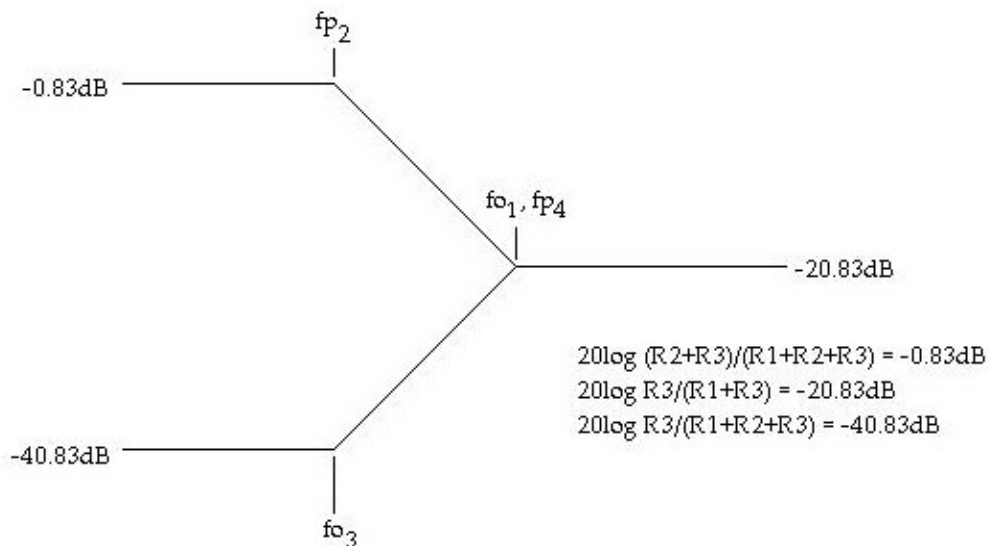


Fig.5 Diagrama de Bode de la respuesta de graves

Pasaremos a analizar el control de agudos. Hemos dicho que las frecuencias de agudos son aquellas que se encuentran por encima de la frecuencia central de diseño de la red

James. Podemos considerar a C_1 y C_2 como cortocircuitos a estas frecuencias. Por lo tanto, R_1 y R_3 conjuntamente con R_4 forman parte de la red de control de agudos (fig.6).

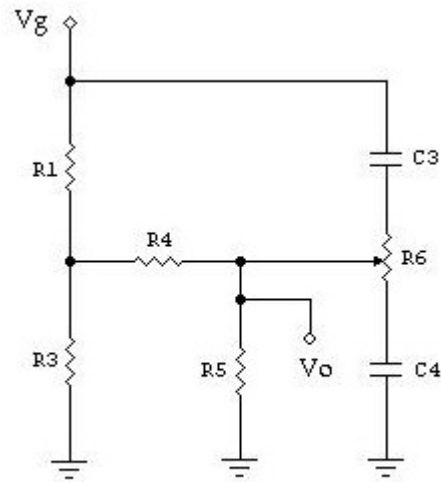


Fig.6 Control de agudos

Para facilitar los cálculos hallaremos primero el equivalente de Thevenin de V_g , R_1 y R_3 . En la fig.7, la tensión equivalente de Thevenin V_1 está dada por:

$$V_1 = V_g \frac{R_3}{R_1 + R_3}$$

$$= \frac{V_g}{11} \quad \dots(4)$$

La resistencia del equivalente de Thevenin, R_{TH} , es:

$$R_{TH} = R_1 // R_3$$

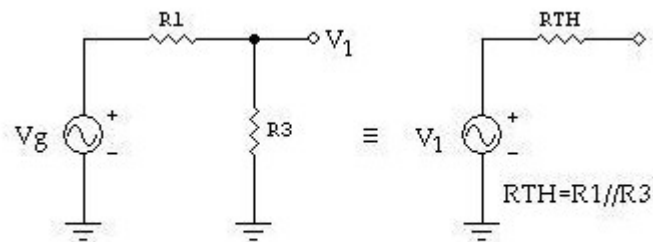


Fig.7 Equivalente de Thevenin de V_g , R_1 y R_3

Con el control de agudos ajustado para máximo refuerzo (cursor de R_6 en el extremo superior), y asumiendo que la corriente por R_6 es mucho más pequeña que la que atraviesa a R_4 , podemos afirmar lo siguiente:

$$\frac{V_1 - V_0}{R_{TH} + R_4} = (V_0 - V_g) s C_3$$

si consideramos que $R_5 \gg R_4$.

Reemplazando el valor de V_1 dado por la expresión (4):

$$\frac{\frac{V_g}{11} - V_0}{R_{TH} + R_4} = (V_0 - V_g) s C_3$$

Reacomodando esta última expresión:

$$V_g \left[\frac{1}{11} + s C_3 (R_{TH} + R_4) \right] = V_0 [1 + s C_3 (R_{TH} + R_4)]$$

Luego:

$$\frac{V_0}{V_g} = \frac{\frac{1}{11} + s C_3 (R_{TH} + R_4)}{1 + s C_3 (R_{TH} + R_4)} \quad \dots(5)$$

A frecuencias de agudos suficientemente bajas se cumple que:

$$\frac{V_0}{V_g} = \frac{1}{11}$$

es decir, -20.83dB.

A frecuencias de agudos suficientemente altas:

$$\frac{V_0}{V_g} = 1$$

o lo que es lo mismo, 0dB.

El cero de la expresión (5) está dado por:

$$s_{05} = -\frac{1}{11 \cdot (R_{TH} + R_4) C_3}$$

y el polo por:

$$s_{p6} = -\frac{1}{(R_{TH} + R_4) C_3}$$

Con el control de agudos ajustado para máxima atenuación (cursor de R_6 en el extremo inferior) se cumple:

$$\frac{V_1 - V_0}{R_{TH} + R_4} = s C_4 V_0$$

por lo que:

$$\frac{V_0}{V_1} = \frac{1}{1 + s(R_{TH} + R_4)C_4}$$

De esta última expresión y teniendo en cuenta (4):

$$\frac{V_0}{V_g} = \frac{1}{11 \cdot [1 + s(R_{TH} + R_4)C_4]} \quad \dots(6)$$

A frecuencias de agudos suficientemente bajas:

$$\frac{V_0}{V_g} = \frac{1}{11}$$

o lo que es lo mismo, -20.83dB.

A frecuencias de agudos suficientemente altas:

$$\frac{V_0}{V_g} \rightarrow 0$$

El polo de la expresión (6) está dado por:

$$s_{p7} = -\frac{1}{(R_{TH} + R_4)C_4}$$

Para una mejor simetría en las curvas deberemos hacer $s_{p7} = s_{05}$. Por tanto:

$$\frac{1}{(R_{TH} + R_4)C_4} = \frac{1}{11 \cdot (R_{TH} + R_4)C_3}$$

de donde $C_4 = 11C_3$.

El diagrama de Bode correspondiente para las posiciones extremas del control de agudos se muestra en la fig.8.

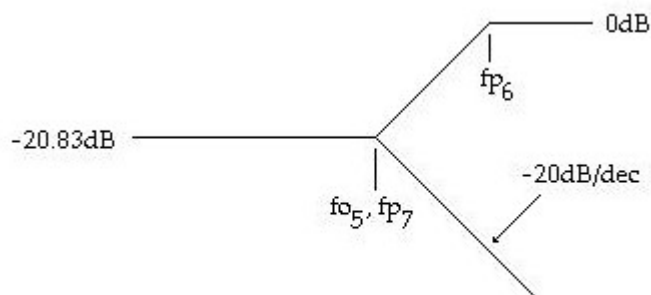


Fig.8 Diagrama de Bode de la respuesta de agudos

Nos resta estimar el valor adecuado para R_6 . Para poder despreciar la corriente por R_6 frente a la que circula por R_4 ($I_{R6} \ll I_{R4}$), deberemos averiguar primero las restricciones que impone la red para ello. I_{R4} está dada por la siguiente expresión cuando el control de agudos se encuentra en la posición de máxima atenuación:

$$I_{R4} = \frac{\frac{V_g}{11} - V_0}{R_{TH} + R_4}$$

mientras que I_{R6} está dada por:

$$I_{R6} = \frac{V_g - V_0}{R_6 + \frac{1}{sC_3}}$$

Por lo tanto, la condición a cumplirse es que:

$$\left| \frac{V_g - V_0}{R_6 + \frac{1}{sC_3}} \right| \ll \frac{\frac{V_g}{11} - V_0}{R_{TH} + R_4}$$

El peor caso para la desigualdad ocurre cuando s tiende a infinito, es decir, a frecuencias agudas suficientemente altas. Por lo tanto deberá cumplirse que:

$$\frac{\frac{V_g}{11} - V_0}{V_g - V_0} \gg \frac{R_{TH} + R_4}{R_6}$$

o lo que es lo mismo:

$$\frac{\frac{1}{11} - \frac{V_0}{V_g}}{1 - \frac{V_0}{V_g}} \gg \frac{R_{TH} + R_4}{R_6}$$

A frecuencias suficientemente altas:

$$\frac{V_0}{V_g} \rightarrow 0$$

Entonces deberá cumplirse que:

$$\frac{1}{11} \gg \frac{R_{TH} + R_4}{R_6}$$

Por lo tanto:

$$R_6 \gg 11(R_{TH} + R_4) \quad \dots(7)$$

Si realizamos un análisis similar cuando el control de agudos se encuentra en la posición para máximo refuerzo, hallaríamos que la condición a cumplirse es que $R_6 \gg 1.1R_4$. Por lo tanto, la expresión (7) prevalece.

Antes de proceder a realizar un ejemplo de diseño de la red James, pondremos las expresiones para f_{01} , f_{p2} , f_{03} , f_{p4} , f_{05} , f_{p6} y f_{p7} de una manera más amigable. Empezaremos repitiendo por comodidad las relaciones que deben existir entre los valores de los componentes de la red y que deben tomarse en cuenta al momento de diseñar esta. Estas son:

$$R_1 = 10R_3$$

$$R_2 = 99R_3$$

$$C_2 = 10C_1$$

$$C_4 = 11C_3$$

f_{01} está dada por:

$$\begin{aligned} f_{01} &= \frac{1}{2p} \cdot \frac{1 + \frac{R_2}{R_3}}{R_2 C_2} \\ &= \frac{1}{2p} \cdot \frac{100}{R_2 C_2} \\ &= \frac{1}{2p} \cdot \frac{100}{99R_3 C_2} \\ &\approx \frac{1}{2p} \cdot \frac{1}{R_3 C_2} \quad \dots(8) \end{aligned}$$

f_{p2} está dada por:

$$\begin{aligned} f_{p2} &= \frac{1}{2p} \cdot \frac{1 + \frac{R_2}{R_1 + R_3}}{R_2 C_2} \\ &= \frac{1}{2p} \cdot \frac{10}{R_2 C_2} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 &= \frac{1}{2p} \cdot \frac{10}{99R_3C_2} \\
 &\approx \frac{1}{2p} \cdot \frac{1}{10R_3C_2} \quad \dots(9)
 \end{aligned}$$

f_{03} está dada por:

$$\begin{aligned}
 f_{03} &= \frac{1}{2p} \cdot \frac{1}{R_2C_1} \\
 &= \frac{1}{2p} \cdot \frac{10}{R_2C_2} \\
 &= f_{p2}
 \end{aligned}$$

$f_{p4} = f_{01}$, condición exigida por la simetría deseada en las curvas.

f_{05} está dada por:

$$\begin{aligned}
 f_{05} &= \frac{1}{2p} \cdot \frac{1}{11(R_{TH} + R_4)C_3} \\
 &= \frac{1}{2p} \cdot \frac{1}{11(R_1 // R_3 + R_4)C_3} \\
 &= \frac{1}{2p} \cdot \frac{1}{11\left(\frac{10}{11}R_3 + R_4\right)C_3} \\
 &= \frac{1}{2p} \cdot \frac{1}{(10R_3 + 11R_4)C_3} \quad \dots(10)
 \end{aligned}$$

f_{p6} está dada por:

$$\begin{aligned}
 f_{p6} &= \frac{1}{2p} \cdot \frac{1}{(R_{TH} + R_4)C_3} \\
 &= 11f_{05}
 \end{aligned}$$

$f_{p7} = f_{05}$, condición exigida por la simetría deseada en las curvas.

La frecuencia central de diseño de la red James se toma como la media geométrica de f_{01} y f_{05} , es decir:

$$f_c = \sqrt{f_{01} \times f_{05}} \quad \dots(11)$$

y coincide con la frecuencia del mínimo de la curva de respuesta de amplitud de la red con los controles de graves y agudos al máximo. Coincide también con la frecuencia del máximo de la curva de respuesta cuando los controles se encuentran al mínimo. Usualmente se adopta 1kHz para la frecuencia central.

Ejemplo de diseño

Supongamos que deseamos diseñar un control de tono para un equipo transistorizado. Un valor adecuado para R_1 es 10k ohmios. R_3 será entonces una resistencia de 1k ohmio y R_2 podrá ser un potenciómetro de 100k ohmios (valor estándar).

Es conveniente que f_{01} y f_{05} estén separados una década en frecuencia. Por lo tanto, de la expresión (11) obtenemos que:

$$f_c = \sqrt{10}f_{01}$$

Siendo $f_c = 1\text{kHz}$, encontramos que f_{01} debe ser 316Hz. El valor de f_{05} será de 3.16kHz.

De la expresión (8) obtenemos para C_2 un valor de 503.65nF. Entonces, C_1 deberá tener una capacidad igual a 50.36nF. Según (9), $f_{p2} = 31.6\text{Hz}$.

R_5 se toma igual a unas 5 veces R_2 para evitar efectos de carga sobre la red de graves. Luego, $R_5 = 500\text{ kohmios}$. R_4 debe escogerse de manera que empleando la desigualdad (7) se obtenga un valor para R_6 accesible. Si adoptamos $R_4 = 5\text{ kohmios}$, entonces debe ser $R_6 \gg 65\text{ kohmios}$. Podemos optar por un valor de 500 kohmios para R_6 .

De la expresión (10), con el valor hallado para R_4 obtenemos que $C_3 = 774.85\text{pF}$ y $C_4 = 8.52\text{nF}$.

Finalmente, la resistencia del generador V_g debe hacerse unas 20 veces menor que R_1 para no introducir atenuación adicional en el circuito.

Simulación de la respuesta en frecuencia de la red James

El Tone Stack Calculator 1.3 es un excelente programa de software para simulación de redes de control de tono. Puede descargarse desde:

<http://www.duncanamps.com/tsc/>

Empleando este programa se han realizado dos simulaciones. La primera utiliza los valores calculados arriba para los componentes de la red y la segunda, valores estándar para los capacitores del circuito. No se observa mayor variación en la respuesta de frecuencia. A continuación se muestran los resultados de las simulaciones.

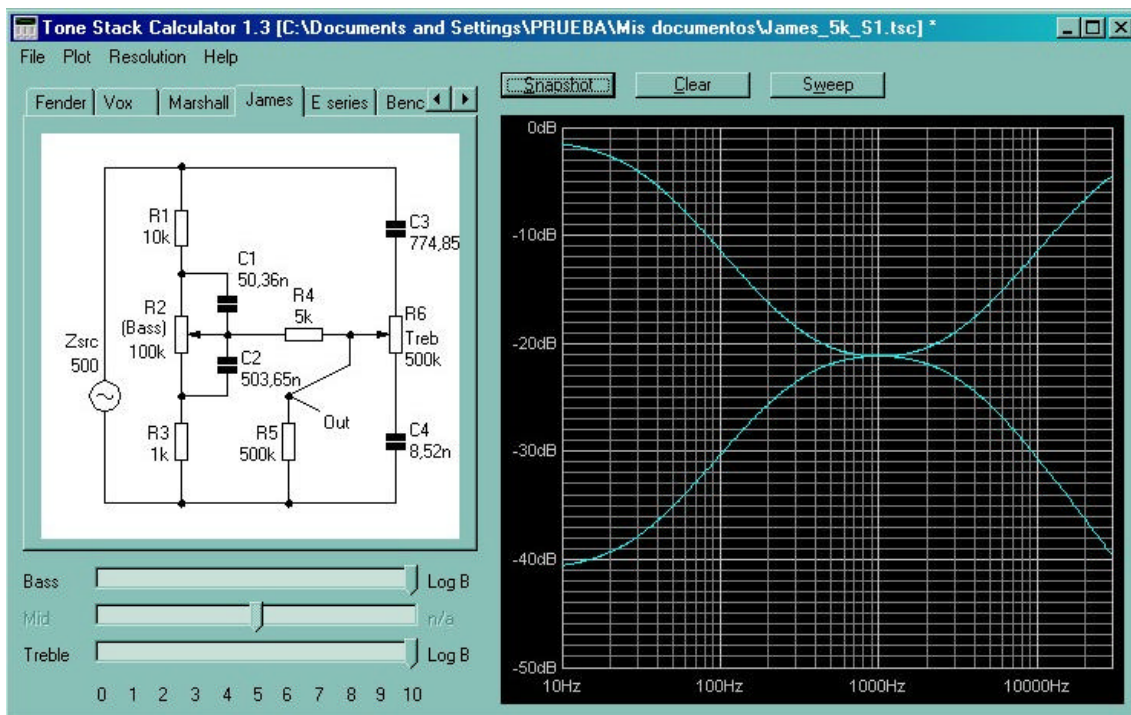


Fig.9 Respuesta en frecuencia de la red James con los controles de graves y agudos en posiciones extremas.

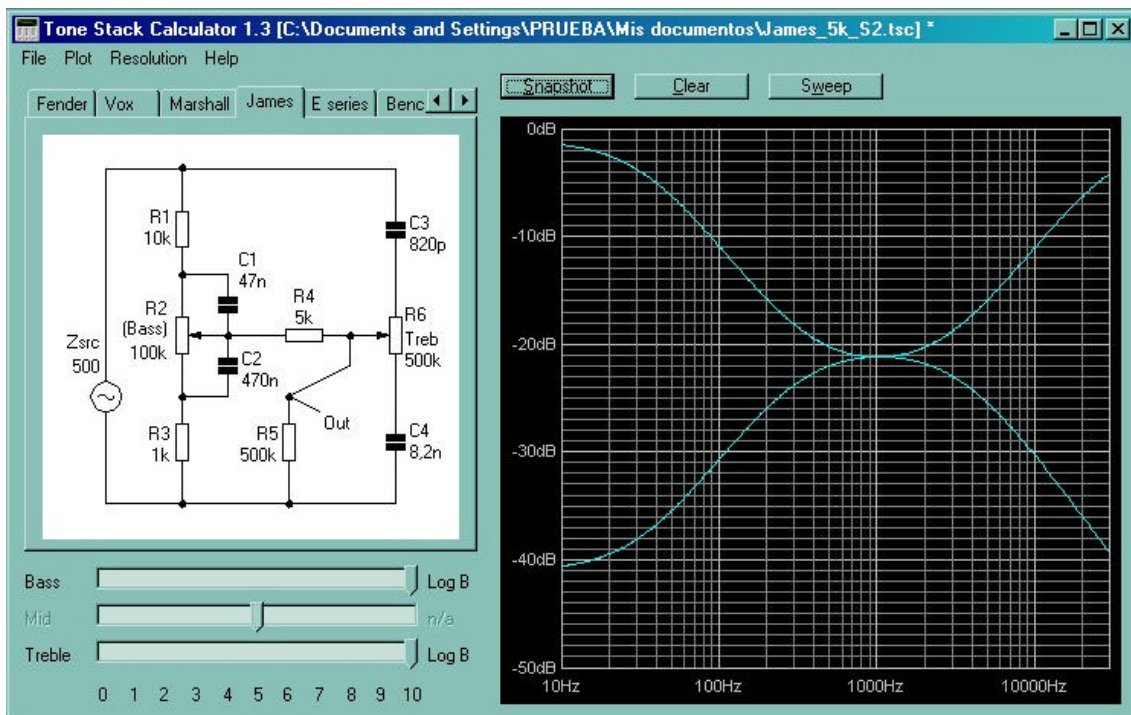


Fig.10 Respuesta en frecuencia de la red James empleando valores comerciales de capacitancia para C_1 , C_2 , C_3 y C_4

Referencias Bibliográficas

1. Baxandall, P.J. “Negative feedback tone control – independent variation of bass and treble without switches” W.W. 58.10 (Oct. 1952) 402. Correction 58.11 (Nov. 1952) 444.

2. Vargas Patrón, Ramón “Red activa de control de tono”

<http://www.inictel.gob.pe/publicaciones/rvargas/red-activa.htm>

Ramón Vargas Patrón
rvargas@inictel.gob.pe
Lima-Perú, Sud América
27 de Junio del 2004