

## Modelos para el diseño de altavoces Dipolos

Si usted considera construir un altavoz dipolo que utilice altavoces dinámicos convencionales, entonces necesita comprender la respuesta de la frecuencia acústica inherente de ese altavoz y cómo diseñar la ecualización necesaria para él. Lo siguiente es una colección de circuitos y modelos que he usado en el diseño del altavoz PHOENIX. Los ejemplos numéricos y bocetos le pueden ayudar a entender los detalles técnicos y a dirigirle en el desarrollo de su propio diseño.

[A](#) - Dos fuentes puntuales de polaridad opuesta

[A1](#) - Ecualización del Dipolo.

[B](#) - Altavoces de Paneles abierto

[B1](#) - modelo del Woofer del "dipolo compuesto"

[C](#) - Ecualización del Woofer dipolo

[C1](#) - Diseño del filtro Notch

[C2](#) - corrección del pico del dipolo de 6 dB/oct

[C3](#) - Ecualización del Woofer de Bajo Q

[D](#) - ecualización del dipolo del alcance medio

[E](#) - Filtro del Midranger con el Tweeter

[F](#) - Filtro para el medio y woofer

[F1](#) - Woofer level setting Ajuste llano de Woofer

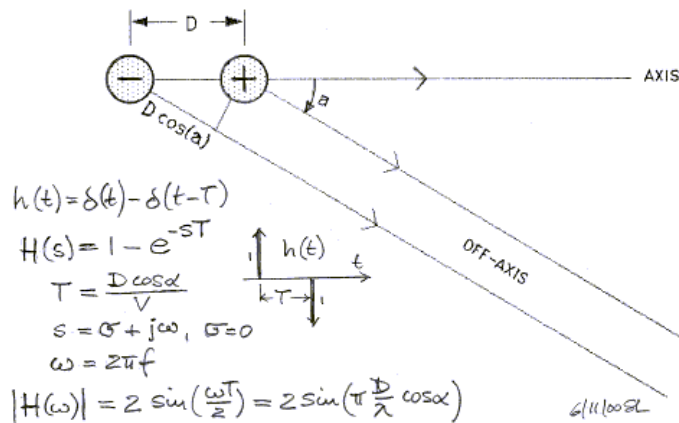
[G](#) - Level adjustment controls

[H](#) - Psycho-acoustic 3 kHz dip

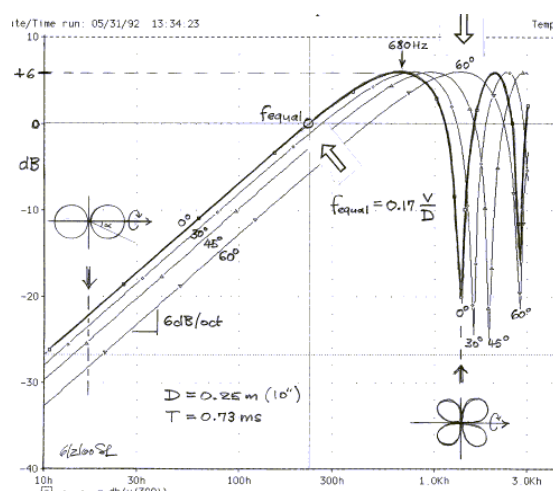
[I](#) - Voltage sensitivity of an active system

## A - Dos fuentes puntuales de polaridad opuesta

Aquí está el modelo básico para dipole radiation (radiación del dipolo) y el único que tiene una solución cerrada fácilmente calculada de la forma. Todo más allá de esto son aproximaciones matemáticas complicadas con rango limitado de aplicabilidad.



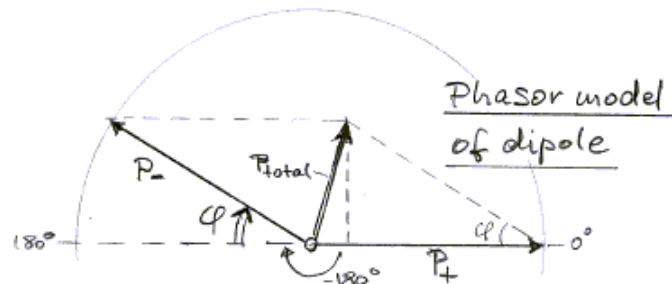
Tome dos fuentes puntuales, como dos altavoces pequeños ("Small") en caja cerrada. "Small" quiere decir que todas las dimensiones del altavoz son pequeñas comparadas con la longitud de onda radiada. Éstos son monopolo, fuentes omnidireccionales. Espácielos en una distancia de separación  $D$  y conéctelos con polaridad opuesta (= 180 grados desfasados). La diferencia acústica de la longitud para las dos fuentes es  $d = D \cdot \cos(\alpha)$  cuándo se escucha desde lejos. Así, cuando cada fuente emite un impulso al mismo tiempo, se miden los dos impulsos separados por un intervalo de tiempo  $T = d / v$  en la distancia. ( $v$  es la velocidad de propagación del sonido, 343 m / s). La respuesta recibida de impulso es un "doblete" consistente en un pulso positivo y un pulso negativo. El doblete se acorta con  $\cos(\alpha)$  y llega a ser cero para  $\alpha = 90$  grados fuera de eje. La respuesta de magnitud  $20 \cdot \log [H(f)]$  y la respuesta de fase (no mostrada) describen el doblete en el dominio de frecuencia.



La respuesta de frecuencia tiene el descenso característico de 6 db/octava en las frecuencias inferiores y picos en las frecuencias superiores. La respuesta fuera del eje, es mostrada para 30, 45 y 60 grados, es más baja en amplitud en bajas frecuencias con 1, 3, 6 dB respectivamente y siguen un patrón ocho polar o el modelo  $\cos(\alpha)$  con nulls (anulaciones) en  $+ / - 90$  grados. El patrón  $\cos(\alpha)$  es mantenido hasta la frecuencia

mínima. Hay también depresiones profundas en eje cada vez que la D es un múltiplo de una longitud de onda y el aspecto general patrón de radiación polar tiene la forma de pétalos de flor.

Cuando las dos fuentes puntuales opuestas son separadas por  $1/2$  de la longitud de onda ( $f = 0.5 \cdot v/D$ ), entonces los  $180^\circ$  grados adicionales de desfase  $\varphi$  suman un total de  $360$  grados y la presión acústica resultante es dos veces superior (+6 dB) de una fuente sola.



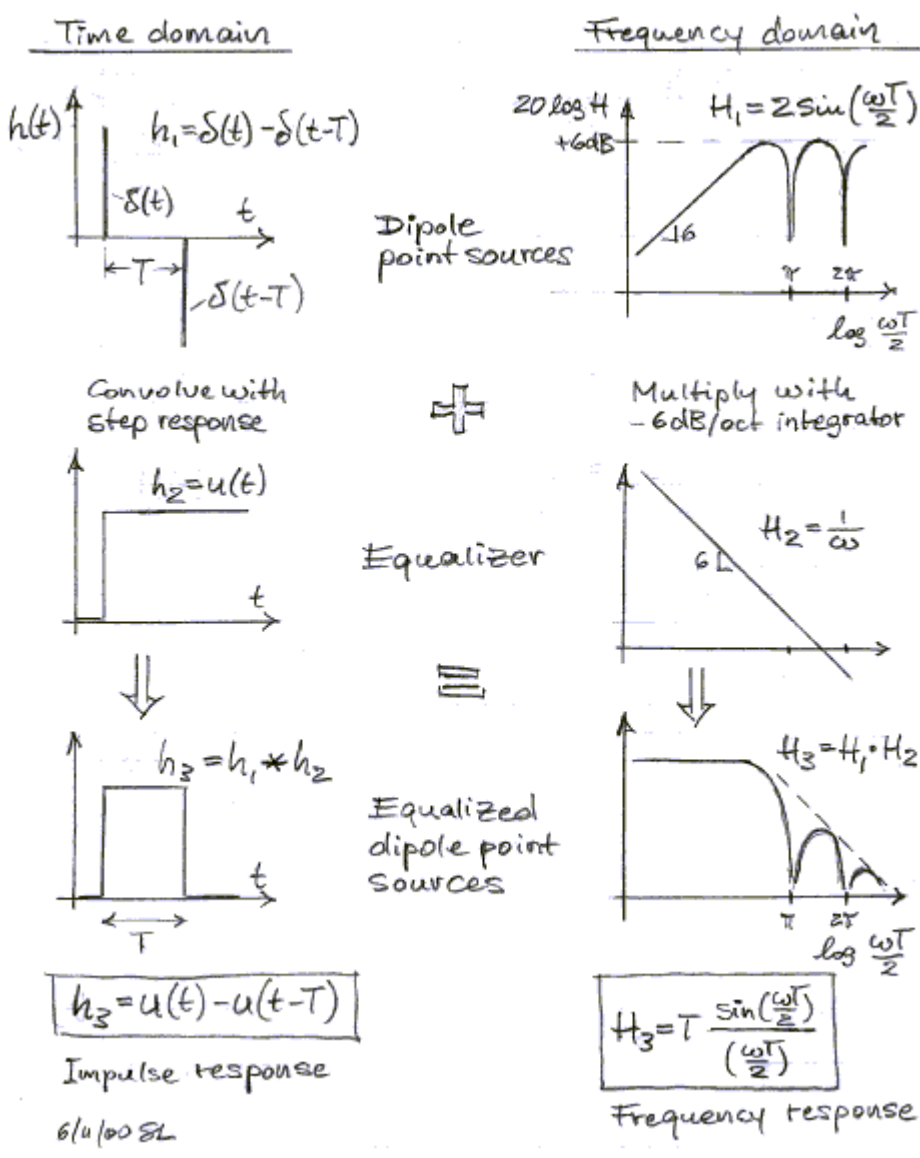
$$\left. \begin{aligned} \varphi = \omega T = 2\pi f \frac{D}{v} \cos \alpha \\ \frac{v}{f} = \lambda, \quad 2\pi \triangleq 360^\circ \end{aligned} \right\} \varphi = 360^\circ \frac{D}{\lambda} \cos \alpha$$

$$\begin{aligned} (P_{total})^2 &= (P_- \sin \varphi)^2 + (P_+ - P_- \cos \varphi)^2 \quad \text{with } P_+ = P_- \\ &= P_+^2 [\sin^2 \varphi + 1 - 2 \cos \varphi + \cos^2 \varphi] = 2P_+^2 [1 - \cos \varphi] \\ &= 4P_+^2 \left(\sin \frac{\varphi}{2}\right)^2 \quad \text{since } 1 - \cos \varphi = 2 \sin^2 \frac{\varphi}{2} \end{aligned}$$

$$\underline{P_{total} = 2P_+ \sin \frac{\varphi}{2} = 2P_+ \sin \left(180^\circ \frac{D}{\lambda} \cos \alpha\right)} \quad \begin{matrix} 6/12/0081 \\ 5/18/02 \end{matrix}$$

### A1 – Ecuación del Dipolo.

La respuesta en pendiente del dipolo no es muy útil y debe ser ecualizada. Esto es logrado en el dominio de frecuencia alzando la respuesta en una tasa uniforme de 6 dB / octava tanto como la frecuencia es aminorada. Así, la respuesta de frecuencia llega a ser plana en las frecuencias bajas y cae en 6 dB/oct en la región donde ocurre la interferencia de anulación. Tal ecualización corresponde a una integración y se convierte en la respuesta de impulso del par en un impulso solo de duración T.



En la práctica, la respuesta del dipolo es aplanada subiendo la salida del amplificador en 6 dB/oct, pero esto realiza una demanda seria en la capacidad de la excursión del cono del altavoz.

Un número muy importante para los propósitos de comparación es la frecuencia para la cual la salida de un dipolo es igual que la de un monopolo solo, es decir cuando

$$|H(f)| = 1 = 2 * \sin(180 * f * T) = 2 * \sin(30)$$

$$f = 1 / (6 * T) = 0.17 * v / D$$

F = 229 Hz en figura 2 superior. El monopolo comparable tiene un respuesta de frecuencia plana (0 dB), mientras que el dipolo decae en 6 / octava dB. Para mantener constante nivel de presión de sonido (0 dB) que el monopolo desplaza cuatro veces (+12 dB/oct) el volumen de aire para cada partición en dos de la frecuencia, pero el dipolo tiene que tener ocho veces (+18 dB/oct) de desplazamiento. Muy de prisa la capacidad máxima de excursión de un altavoz se convierte en el factor limitador para el nivel de sonido máximo realizable. Los altavoces múltiples se deben utilizar para ir más allá de este límite. Una hoja de cálculo [spl\\_max1.xls](#) le permite calcular el límite de la excursión

del SPL para el área conocida del pistón del altavoz y la excursión Máxima. Usted encuentra la lógica detrás de los números en:

### Theory Behind the Nomographs

The sound pressure (p) at a distance (r) from the center of a pulsating sphere in free space equals the following (from L.L. Beranek, *Acoustics*, McGraw-Hill, 1954, p. 92):

$$p = \frac{Uqf}{2r}$$

where U is the RMS volume velocity in m<sup>3</sup>/second, q is density of air (1.19kg/m<sup>3</sup>), and f is frequency in hertz.

The pulsating sphere is thought to be an enclosure that is small compared to the radiated wavelength and has a circular piston of diameter d, which oscillates sinusoidally with peak-to-peak amplitude x. Therefore, the RMS velocity of the piston (u) is:

$$u = 2\pi f \left\{ \frac{x}{2} \right\} \left( \frac{1}{\sqrt{2}} \right) = \frac{\pi f x}{\sqrt{2}} = \frac{a}{2\pi f}$$

where a is the RMS piston acceleration. Thus, the volume velocity (U) becomes:

$$\begin{aligned} U &= d^2 \left( \frac{\pi}{4} \right) u \\ &= d^2 \left( \frac{\pi}{4} \right) \left( \frac{\pi f x}{\sqrt{2}} \right) \\ &= d^2 \left( \frac{\pi}{4} \right) \left( \frac{a}{2\pi f} \right) \end{aligned}$$

These two expressions for U are inserted into the pulsating sphere equation.

As a function of piston diameter (d) and excursion (x), the sound pressure (p) is:

$$\begin{aligned} p &= \left( \frac{\pi^2 q}{8\sqrt{2}} \right) \left( \frac{d^2 f^2 x}{r} \right) \\ &= a \left( \frac{q}{16} \right) \left( \frac{d^2}{r} \right) \end{aligned}$$

The sound-pressure level (SPL) in decibels is:

$$\text{SPL} = 20 \log \frac{p}{p_{ref}} =$$

$$94.3 + 20 \log x + 40 \log f + 40 \log d - 20 \log r$$

where  $p_{ref}$  equals  $2 \times 10^{-5}$  newtons/m<sup>2</sup>, x, d and r are in meters, and f is in hertz. This expression is nomographed in Fig. 1.

The piston acceleration (a) is:

$$a = p \left( \frac{16}{q} \right) \left( \frac{r}{d^2} \right)$$

With g equal to 9.81m/sec<sup>2</sup> and p equal to  $p_{ref}$  times  $10^{\text{SPL}/20}$ :

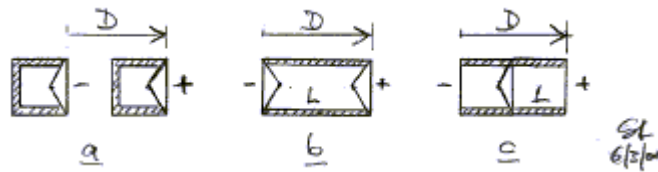
$$20 \log \frac{a}{g} = \text{SPL} - 91.2 - 40 \log d + 20 \log r$$

See Fig. 3. Finally, the force relationship (F) is as follows:

$$F = ma = BU$$

## B – Altavoces de Paneles abierto

No tiene mucho sentido incorporar un altavoz en dipolo con dos altavoces pequeños en caja Cerrada con fase opuesta, cuándo uno de los objetivos es eliminar el carácter de sonido que las cajas imparten. Sin embargo, Las dos cajas a se pueden ensamblar en sus partes posteriores, y quitar la pared de conexión b.



Dado que los dos conos se mueven hacia atrás y adelante al unísono, hay poca presión atmosférica dentro de la caja b en las frecuencias muy bajas. Cuando el largo interno  $L$  coincide con la media longitud de onda, hay una resonancia bien definida de la línea de transmisión entre los conos, causando una depresión severa y una irregularidad severa en la respuesta en frecuencia. Los dos altavoces en b pueden ser reemplazados por un único altavoz c sin pérdida en la capacidad de desplazamiento de volumen. La última disposición, se denomina baffle H, es muy práctico para construcción de altavoz de bajos en dipolo. También tiene una resonancia severa porque la guía de ondas de la longitud útil  $L$  en frente y detrás del cono ve discordancias grandes de la impedancia en el cono y en el termino abierto del recinto. La resonancia ocurre cuando

$$L = \lambda/4 = 0.25 * v/F.$$

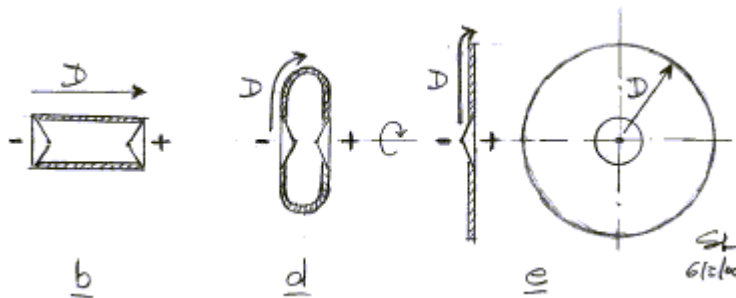
Para un baffle de  $D = 20$  " (0.5 m) largo y con  $L = 10$  " (0.25 m) estimado, el pico de resonancia en la salida del dipolo está en  $F = 0.25 * v/L = 343$  Hz. Aun cuando el pico es eliminado por la ecualización, el baffle en H sólo debería ser manejado debajo de esta frecuencia. Es un baffle compacto pues las aplicaciones de altavoz de bajos se han usado con acomodamiento ligeramente diferente para el altavoz PHOENIX.

La salida igual para una caja cerrada ocurre en  $F_{equal} = 0.17 * v/D = 117$  Hz con lo 20 " la  $D$  de diferencia del camino entre las fuentes positivas y negativas de polaridad en las aberturas del baffle de la H.

Para un análisis más profundo del H-frame: [Issues in speaker design](#)

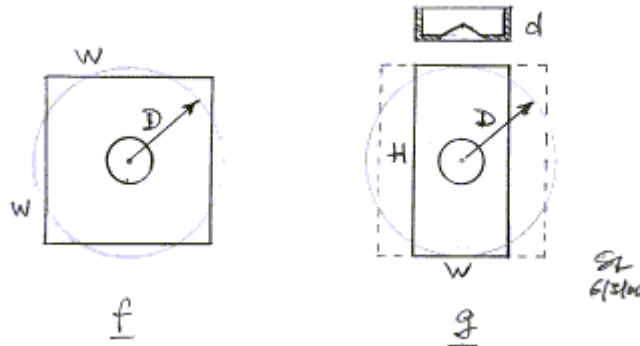
Vi el concepto del baffle de H por primera vez, construido como dos torres de altavoz de bajos con seis altavoces de 12 " cada uno,  $D = 16$ ", y acomodado en contra de las paredes laterales, en la casa de Brian J. Elliott, Ph.D, consultor en Electro-Acoustics, En Palo Alto, 1988. Nunca había oído bajo reproducido tan naturalmente antes.

El baffle cerrado dipolo b con dos conductores puede ser en d y en el baffle plano, circular, abierto e con un único conductor, mientras que mantenga la misma excursión de salida



El baffle circular con una fuente puntual  $-|+$  en su centro tiene casi el mismo patrón de radiación polar que los dos puntos opuestos  $D$  espaciada las fuentes de la polaridad

aparte en el modelo de la figura A1 arriba [figure A1](#) . La utilidad del baffle circular en las altas frecuencias es limitada por la interferencia cancelación cuando  $D$  es un múltiplo de una longitud de onda. Este comportamiento puede ser alisado considerablemente haciendo el baffle  $f$  rectangular que da una variación a la longitud de la  $D$ .



Por razones estructurales y estéticas usted puede desear doblar hacia atrás el baffle G. La profundidad  $d$  del baffle se debe mantener baja para evitar formar una cavidad que almacene la energía acústica y las resonancias. La forma exacta del baffle doblado se determina lo mejor posible experimentando. Puesto que no hay fuerzas significativas en el baffle usted puede construirlo rápidamente de tablero corrugado. Solo los altavoces necesitan ser sostenidos sólidamente. Mida en y fuera de eje la respuesta de frecuencia cuando varíe altura, ancho y profundidad.

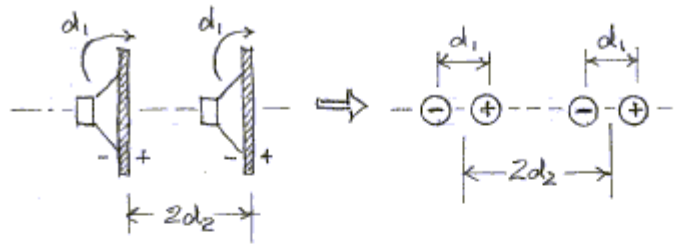
Este tipo de baffle puede darle una respuesta más suave en todos los ángulos que una caja cerrada, porque usa la radiación posterior combinada con la frontal. Con una caja cerrada usted tiene solamente la opción de hacer que el baffle sea o muy estrecho, o muy ancho para la dispersión horizontal suave. Para una discusión de la difracción y cómo se describe el baffle abierto mire en [FAQ8](#). Mientras que la frecuencia aumenta y el altavoz llega a ser más direccional en si mismo, el patrón polar todavía tiene aproximadamente una forma de  $\cos(a)$ , porque el altavoz irradia hacia la parte delantera, la trasera y poco a los lados del baffle abierto

### B1 - modelo del Woofer del "dipolo compuesto"

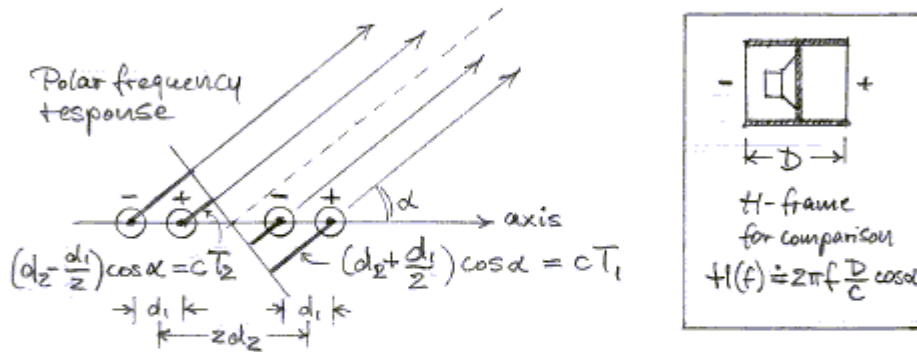
Los arreglos totalmente abiertos del altavoz han sido utilizados por Celestion and Legacy Audio. Un modelo simple para describir este caso sería dado por dos altavoces montados en sus propios baffles pequeños del radio eficaz  $d_1$  y separados por  $2d_2$  de uno a otro

# Compound dipole woofer

1/18/05 ZL



Driver arrangement  $\Rightarrow$  Point source model



Impulse resp.  $h(t) = \delta(t+T_1) - \delta(t+T_2) + \delta(t-T_2) - \delta(t-T_1)$

Frequ. resp.  $H(s) = e^{sT_1} - e^{sT_2} + e^{-sT_2} - e^{-sT_1}$

$s = \sigma + j\omega, \sigma = 0 \rightarrow H(\omega) = e^{j\omega T_1} - e^{j\omega T_2} + e^{-j\omega T_2} - e^{-j\omega T_1}$

$e^{\pm jx} = \cos x \pm j \sin x \rightarrow H(\omega) = 2j \sin(\omega T_1) - 2j \sin(\omega T_2)$

$|H(\omega)| = 2 \sin(\omega \frac{d_2 + d_1/2}{c} \cos \alpha) - 2 \sin(\omega \frac{d_2 - d_1/2}{c} \cos \alpha)$

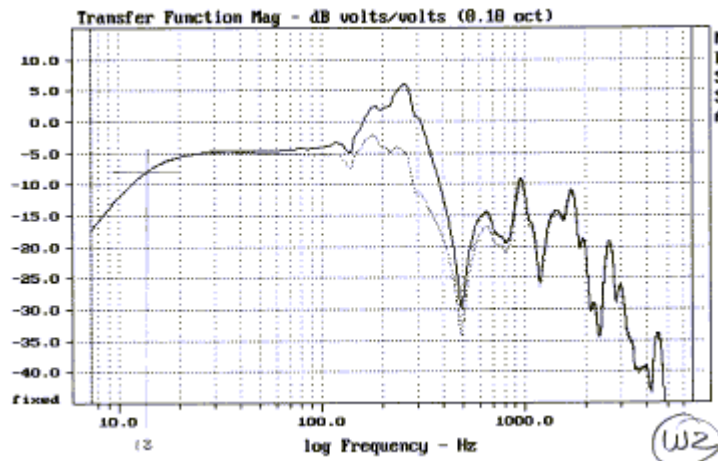
With  $\sin(x) \approx x$  when  $2\pi \frac{d_2 \pm d_1/2}{\lambda} \cos \alpha \ll 1$  at long wavelengths:

$H(f) \approx 4\pi f \frac{d_1}{c} \cos \alpha \Rightarrow \underline{2d_1 = D}$  for equivalent single driver H-frame

El modelo predice que el SPL en las frecuencias muy bajas es simplemente la suma de dos dipolos con el espaciamento  $D = d_1$ . La separación  $2d_2$  entre ellos no tiene ninguna influencia en la salida total mientras sea pequeña comparada a la longitud de onda de la radiación. No veo ningún efecto de composición con excepción de sumar dos dipolos, pero los dos bafles se pueden colocar uno al lado del otro. Un solo altavoz en un H-frame tendría la misma salida si la distancia  $D$  entre las aberturas es  $2d_1$ . Incluso la distorsión no lineal del orden puede ser reducida invirtiendo uno de los altavoces en la configuración compuesta de modo que los dos imanes se hagan frente. El arreglo entero no es espectacular como uso muy eficaz de un segundo altavoz y el espacio de la caja se comparo a una H o W-Frame. No tengo ningún dato como en las altas frecuencias el "Woofer compuesto" puede ser utilizado, pero su patrón de radiación llegará a ser "lobing" más que el del Woofer de la fuente de dos puntos

## C - Ecuación del Woofer del dipolo

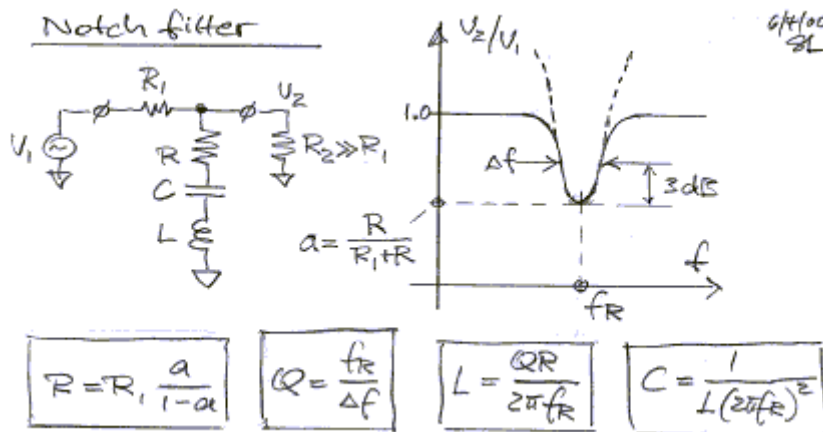
Si usted tiene estructura un Woofer del baffle en H, el primer paso es medir la respuesta en frecuencia de los altavoces en la caja, usted puede esperar que la carga del aire en los conos reduzca la frecuencia mecánica de resonancia  $F_s$  y aumentará  $Q_t$ . También habrá un pico de la respuesta debido a una resonancia  $\lambda/4$  de las guías de onda en frente y detrás de los altavoces. La medida se realiza a la derecha en la abertura de la caja, de modo que el micrófono vea solamente uno de las dos fuentes que forman el dipolo. Por lo tanto usted no verá las 6 dB/oct características del dipolo en los datos.



El Woofer PHOENIX tiene una separación  $D=19$  " (0.48 m) entre sus aberturas. El pico debe estar en  $f = 0.5 * v/D = 357$  hertzios, pero la disposición del caja es demasiado complicada para que tal cálculo simple se aplique exactamente. El Woofer será cruzado encima en 100 hertzios con un filtro pasa bajos de 12 DB/de oct L-R. El pico de la resonancia no será atenuado suficientemente por el pasa bajos y se debe quitar primero con un filtro notch. Esto implica generalmente cierto ensayo y error para encontrar la mejor compensación

### C1 - Diseño del filtro Notch

Del gráfico, el pico de 270 hertzios se levanta cerca de 11 DB. Esto requiere un notch para bajarlo - 11 DB o para  $a = 10^{(-11/20)} = 0.28$ .  $Q$  de pico es sobre  $(270 \text{ Hz})/(100 \text{ Hz}) = 2.7$  y determina la anchura del notch.

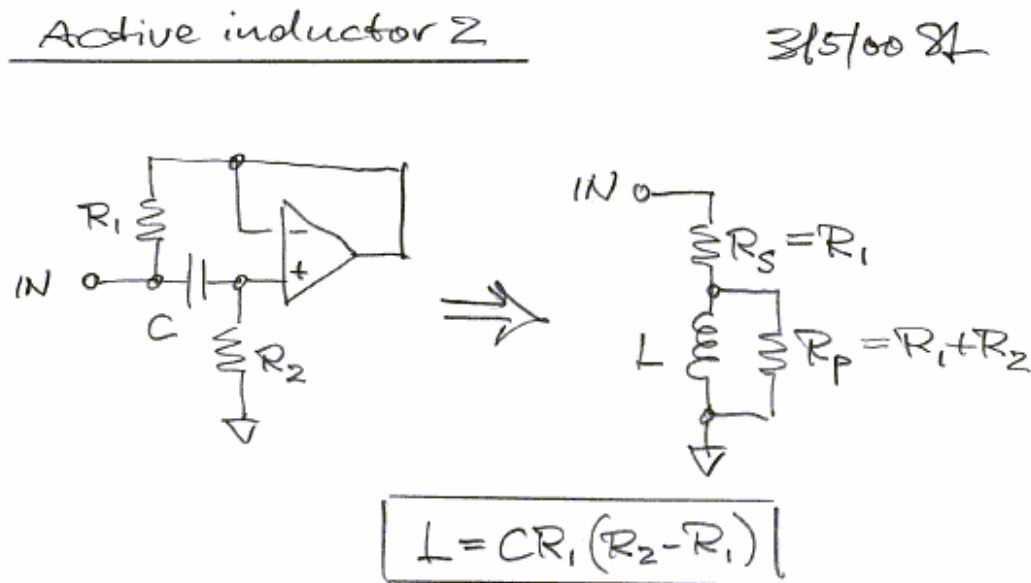


Seleccione  $R_1 = 5.11k$ , siendo  $R = 5110 * 0.28 / (1 - 0.28) = 1987$  ohmios.

$L = 2.7 * 1987 / (2 * \pi * 270) = 3.16$  H y

$C = 1 / (3.16 * (2 * \pi * 270)^2) = 110$  N-F

La impedancia de entrada  $R_2$  de la siguiente etapa - se asume - que es grande, a fin de que  $R_2$  puede ser desechado para el cálculo del filtro. El gran tamaño del inductor  $L$  es más conveniente realizada con un circuito activo ([inductr2.gif](#)). La reactancia inductiva es  $X = 2 * \pi * 270 * 3.16 = 5360$  ohmios. Para que el inductor tenga un  $Q$  de por lo menos diez veces la  $Q$  del notch, la resistencia paralela debe ser mayor que  $R_p = 10 * 2.7 * 5360 = 145$  kohm. Seleccione 147k como valor estándar.

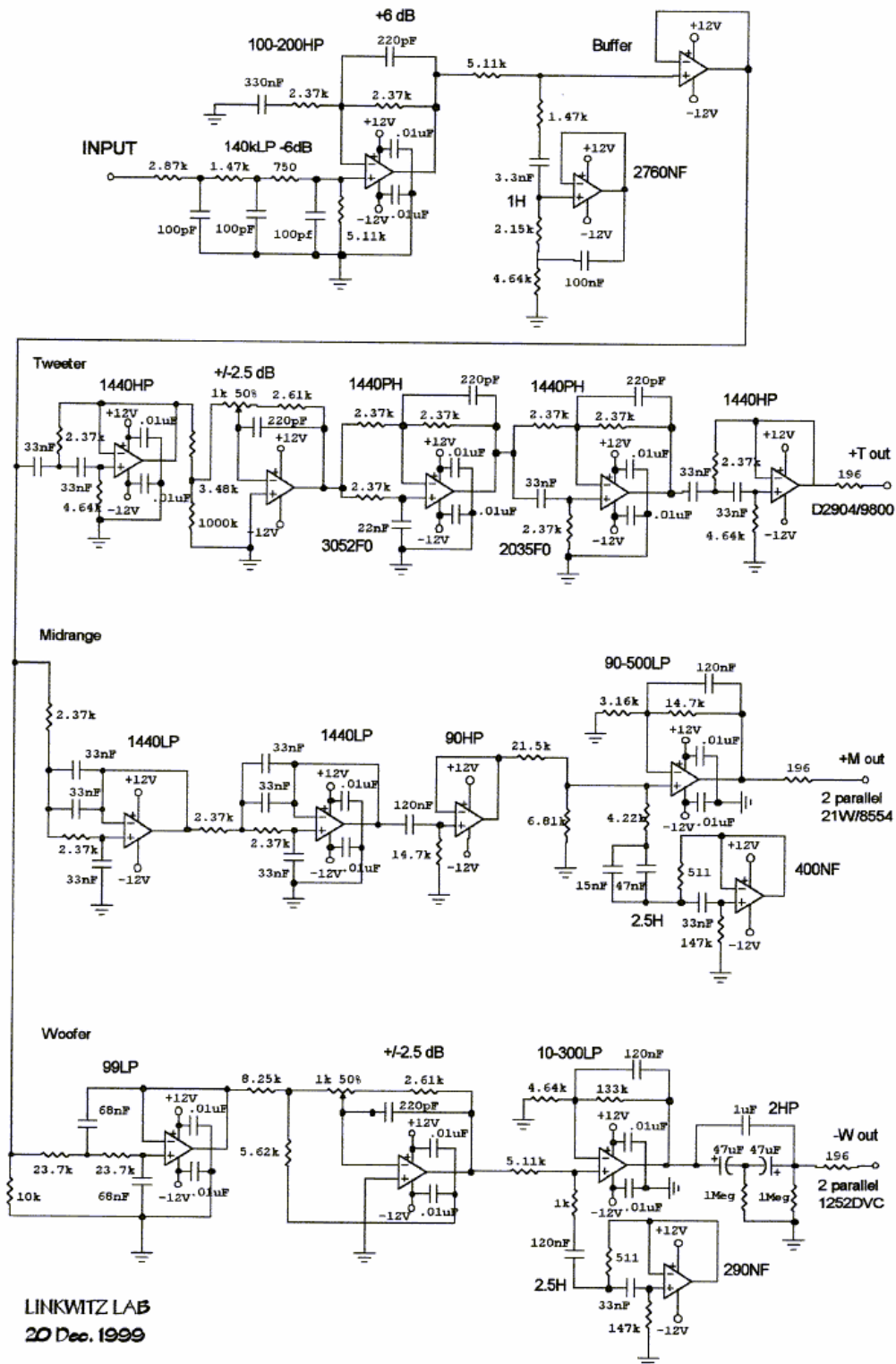


tor2.gif

induc

$R_s$  necesita ser más pequeño que  $R$  (1987 ohmios). Seleccione  $R_s = 511$  ohmios para dar un cierto sitio del ajuste para el  $R$ . Ahora encuentre  $C = 3.16 / (511 * (147000 - 511)) = 42.2$  N-F.

Finalmente, reduzca  $R$  porque el inductor contribuye ya 511 ohmios.  $R = 1987 - 511 = 1476$  ohmios. El paso de progresión siguiente es construir un circuito con estos valores, insertarlo delante del amplificador de potencia y medir la respuesta del Woofer para considerar si el pico se ha quitado a su satisfacción o si los valores del circuito necesitan el recorte adicional. La etapa 290NF en el [filtro ecualizador](#) del altavoz PHOENIX para bajas audiofrecuencias tiene los valores finales y usted puede ver que tuvo que hacer una cierta experimentación con  $R$ ,  $L$  y  $C$  para obtener la respuesta igualada en el gráfico arriba. También ayuda a utilizar un programa basado del análisis del circuito para el filtro notch (SPICE) para encontrar la inversa de la respuesta máxima más fácilmente que vía los cálculos aproximados arriba.

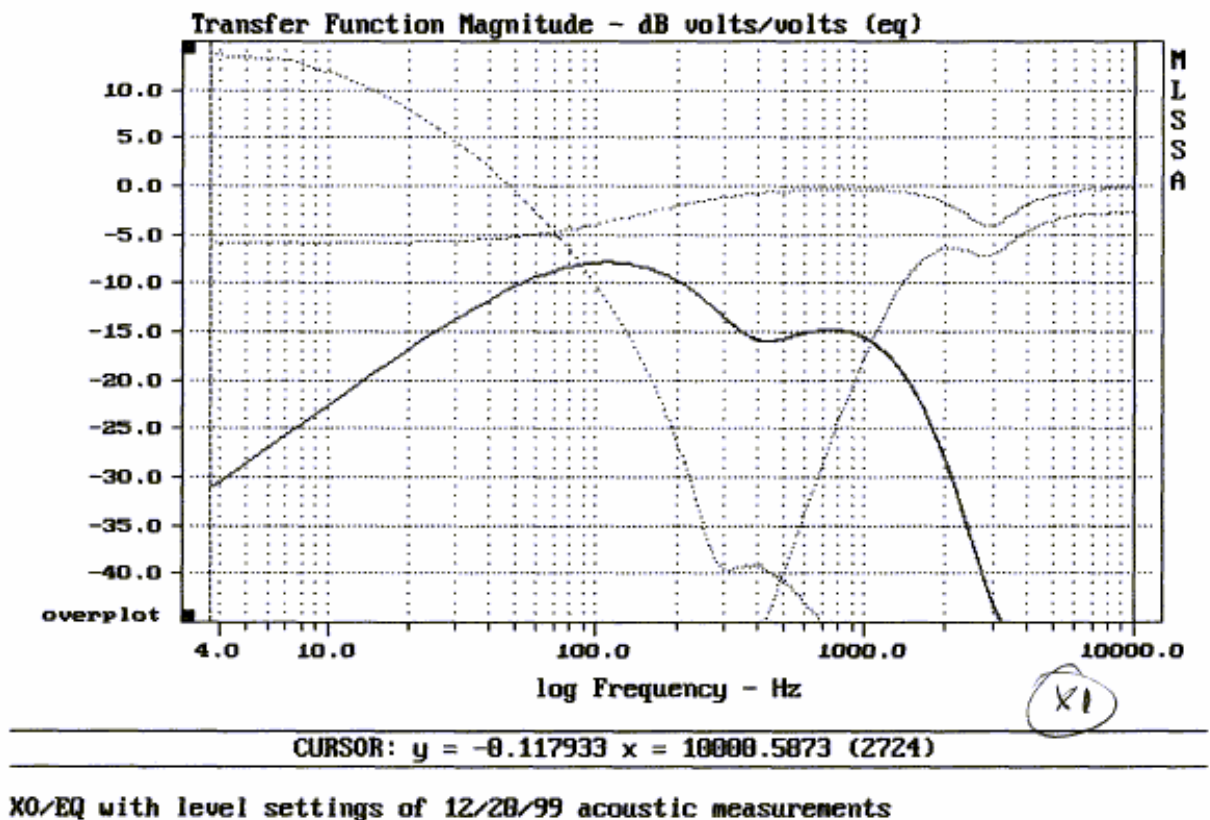


C2 - corrección del pico del dipolo de 6 dB/oct

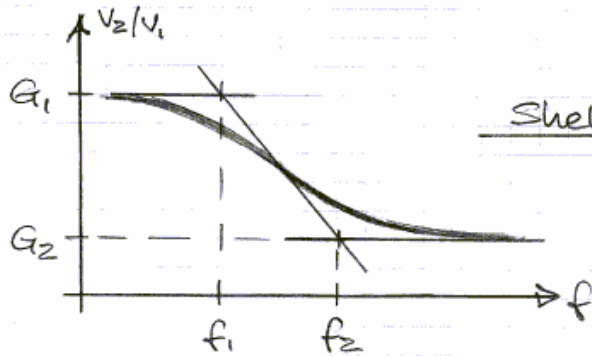
Esta parte de la ecualización es fácil e implica solamente la decisión en la frecuencia que comienza y termina. Un circuito que es conveniente para la tarea es la estantería low-pass. El dipolo del Woofer con D=19" tiene su primer pico idealmente en 357 hertzios y transiciones en las 6 dB/oct algo debajo de esta frecuencia. Así elegí F2 = 300 hertzios. De la respuesta medida del Woofer fig 1, usted puede ver que es absolutamente plano y

3 db abajo en 13 hertzios. Ampliando la ecualización abajo a  $f_1$  de = las marcas 10 hertzios para una transición gradual en los en última instancia 18 DB/oct ruedan-apagado la región del dipolo debajo de la resonancia del programa piloto. Con esos valores calculamos del  $F_2$ /de  $f_1$  = de  $1+R_2$ /de  $R_1$  eso  $R_2 = R_1 * ((F_2/f_1) - 1) = R_1 * ((300/10) - 1) = 29 * R_1$ . Seleccione  $R_1 = 4.64k$ , entonces  $R_2 = 134.6k$  o  $133k$  como valor estándar más cercano. Calcule  $C = 1/(2 * \pi * f_1 * R_2) = 1/(2 * \pi * 10 * 133000) = 120$  N-F. Controle que el  $F_2$  está de hecho cerca de 300 hertzios para los valores elegidos. El circuito tiene un aumento de la DC de  $1+133/4.64$  or 29.4 dB, que es alto. Esta etapa debe venir después del circuito de inicio para evitar la distorsión de Clipping.

Fig. 1 Respuesta

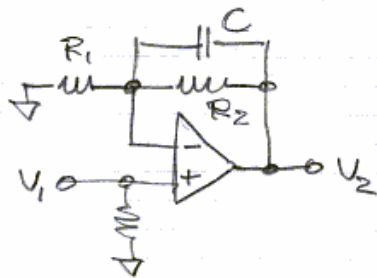


La ecualización del Woofer es completa ahora ([x1.gif](#)).



Shelving low-pass

$$\frac{V_2}{V_1} = G_1 \sqrt{\frac{1 + (f/f_2)^2}{1 + (f/f_1)^2}}$$



(A) Non-inverting

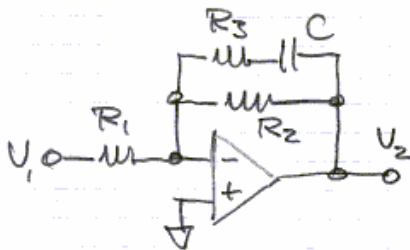
$$G_1 = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

$$G_2 = 1$$

$$f_1 = \frac{1}{2\pi C R_2}$$

$$f_2 = \frac{1}{2\pi C \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}}$$

$$\boxed{G_1 = \frac{f_2}{f_1}}$$



(B) Inverting

$$G_1 = \frac{R_2}{R_1}$$

$$G_2 = \frac{1}{R_1} \frac{R_2 R_3}{R_2 + R_3}$$

$$f_1 = \frac{1}{2\pi C (R_2 + R_3)}$$

$$f_2 = \frac{1}{2\pi C R_3}$$

$$\boxed{\frac{G_1}{G_2} = \frac{f_2}{f_1}}$$

3/8/01 Sf  
8/18/02

### C3 - Ecuación del Woofer de Bajo Q

Usted puede utilizar un Woofer que varíe sobre un rango de frecuencia más ancho que el que está en las PHOENIX porque su  $Q_t$  en el recinto es menor de 0.7, o la frecuencia  $F_s$  de la resonancia es demasiado alta. En tales casos usted puede igualar lo que usted tiene en una respuesta más deseable usando un circuito especial [f0Q0fpOp.gif](#) del biquad. Para aplicar el circuito usted debe determinar  $f_0$  y  $Q_0$  para los altavoces en la caja de una medida de su impedancia terminal según [f0Q0.gif](#).

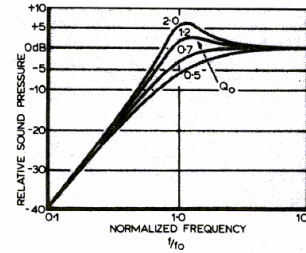
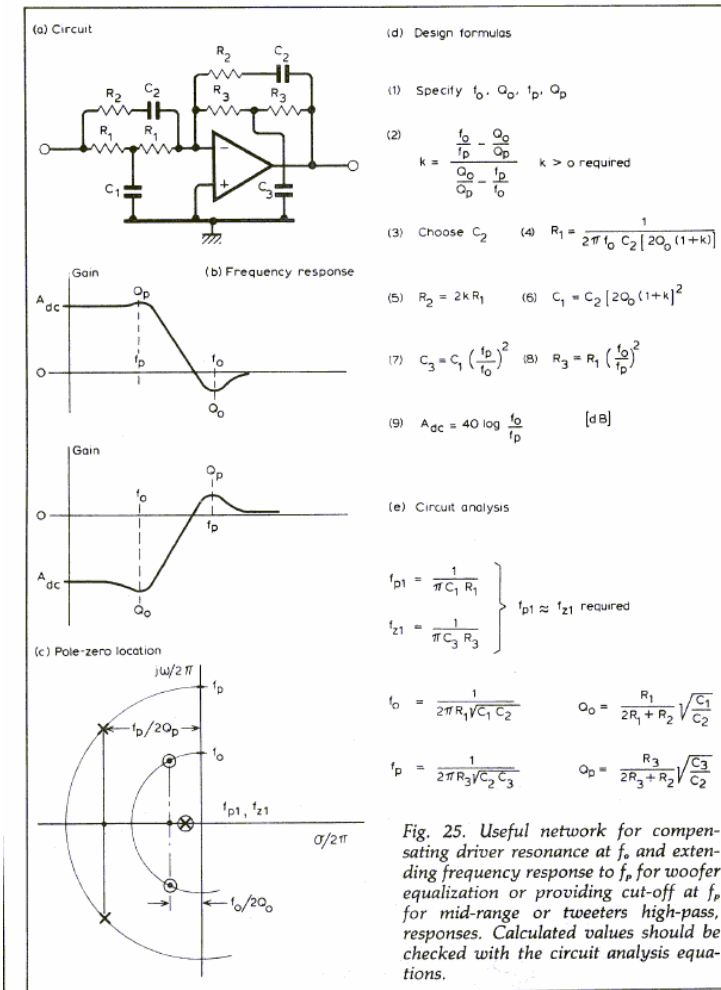


Fig. 17. Fall-off in response of a rigid piston in a closed box (ref. 11). Box resonance  $f_o$  and  $Q_o$  are determined as in Figs. 18 and 19.

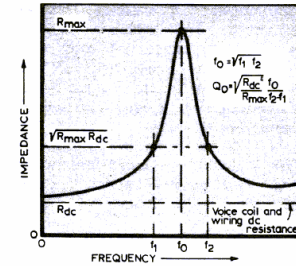


Fig. 18. Schematic response of the woofer driving point impedance measured as in Fig. 19 from which  $f_o$  and  $Q_o$  of Fig. 17 are derived (ref. 11).

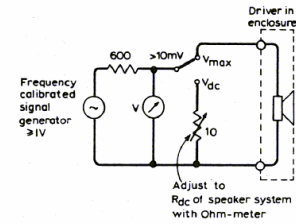


Fig. 19. Measurement setup for Fig. 18 to determine  $R_{dc}/R_{max}$  from  $V_{dc}/V_{max}$  and the frequencies  $f_1$  and  $f_2$  from  $V = \sqrt{V_{max} \times V_{dc}}$

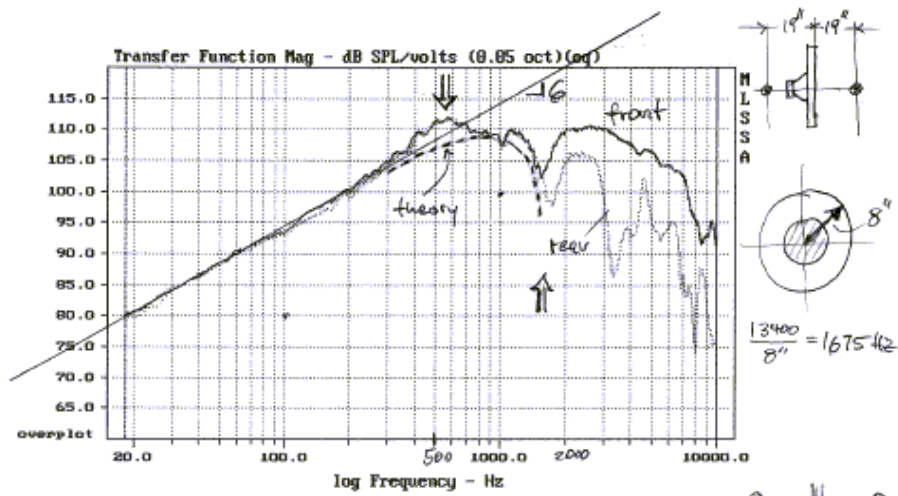
Tenga presente que con el "biquad" usted está fijando los dos polos complejos de un filtro pasa alto de 3ro orden. El 3ro, polo verdadero del eje es creada seleccionando  $f_1$  para la corrección de la caída del dipolo. No hay filtro high-pass óptimo transitorio como el filtro de Bessel para el caso low-pass. La 3ro orden Butterworth high-pass no tiene ningún otro mérito que mirar bastante. El grado óptimo para la respuesta del tiempo es colocar los tres polos en eje verdadero, es decir el  $Q_t = 0.5$  para los polos duales, y entonces la respuesta en frecuencia es DB 9 abajo en el  $F_s$ . Mejore todavía, los altavoces con  $Q_t$ s muy bajo  $< 0.5$  permitir colocar dos polos verdaderos del eje en 20 hertzios y el 3ro polo alrededor 5 hertzios, pero requiera una ecualización más elaborada, porque caen con un polo alrededor 80 hertzios además de los 6 dipolos del DB/de oct ruedan-apagado.

Prefiero generalmente el más gradual roll-off para cualquier altavoz para bajas audiofrecuencias, porque corresponde a una respuesta de fase más lineal (más grupo uniforme retrasa) y eso es audible. La compensación está en la extensión del extremo inferior

### D - ecualización del dipolo del alcance medio

Cuando usted coloca un altavoz (como el SS 21With8554) en un baffle abierto, obtendrá una respuesta que no se diferencia mucho del modelo bajo A. En las frecuencias bajas la respuesta tiene la curva de los 6 dB/oct, pero el primer pico y

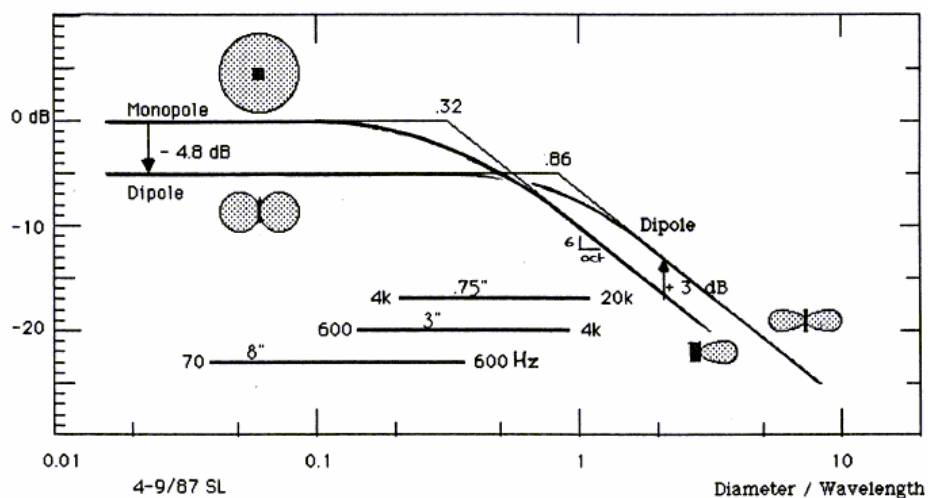
el valle no se forman claramente. También, en la parte posterior del baffle, la respuesta cae más que en frente.



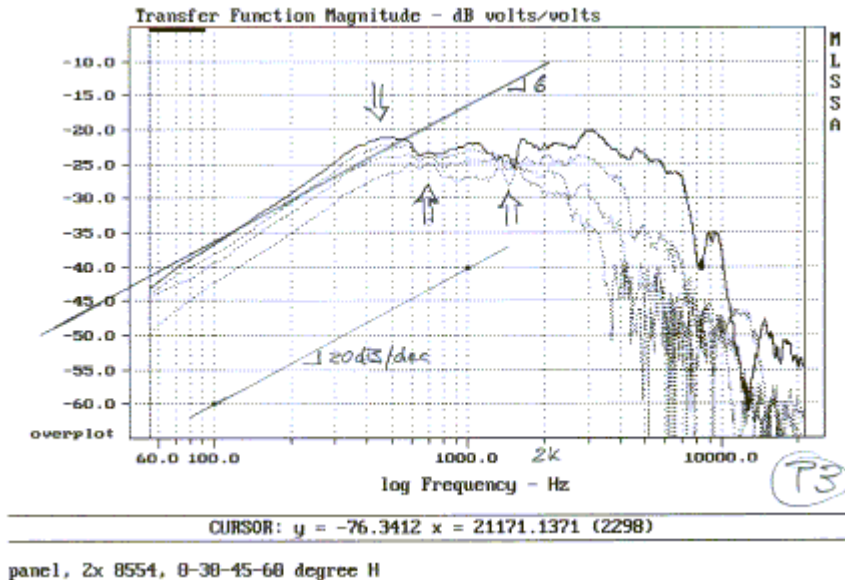
Muy importante observar es el primer pico de la respuesta. Es una función de driver usado y casi todos los altavoces la exhiben en distintos grados. El pico es causado por un filtro acústico formado por las aperturas de la cesta y el aire atrapado entre el cono y la cesta. Este filtro es la razón de las diferencias en respuesta de alta frecuencia entre la parte delantera y la parte posterior.

Un altavoz llega a ser direccional en si mismo, cuando su diámetro eficaz del pistón es más grande de 1/3 de una longitud de onda. Para un altavoz de 8 " estaría encima de 558 hertz. No obstante, el pico previsto del dipolo del +6 dB, cuando la onda posterior se agrega por completo a la radiación delantera en 838 hertz para  $D = 8$  " baffle circular, se puede considerar en los datos medidos arriba. La falta de información prevista en 1675 hertz, aunque, se forma solo parcialmente, porque no toda la energía pasa alrededor del borde del baffle.

## POWER RESPONSE vs. PISTON DIAMETER



La respuesta combinada de los dos altavoces de 8 " montados en el bafle de PHOENIX también exhibe un pico debido a los resonadores de la cesta. El pico se debe primero quitar con un filtro notch, de modo que una ecualización low-pass del filtro gradual (estantería) pueda dar la transición apropiada de las 6 DB/de oct en la región plana de la respuesta del dipolo.



La respuesta del fuera de eje en 30, 45 y 60 grados muestran algunas características interesantes. En las frecuencias bajas sigue el modelo de cos (a) como en el modelo del dipolo bajo A arriba. Alrededor 700 hertz y 1500 hertz que el modelo horizontal ensancha realmente, y solamente encima de 2 kilociclos se convierte el modelo progresivamente más estrecho, según lo indicado por la separación de las curvas de respuesta para diversos ángulos. El modelo llegó a ser estrecho en una frecuencia mucho más baja, si usted cerró la parte posterior del bafle.

La respuesta polar vertical es dominada por la separación de los altavoces de 8 " y por lo tanto mucho más estrecha.

La respuesta en y fuera de eje es una función de la forma del bafle y la cantidad de pliegues. Los modelos del ordenador no están disponibles y la forma óptima se debe determinar experimentando.

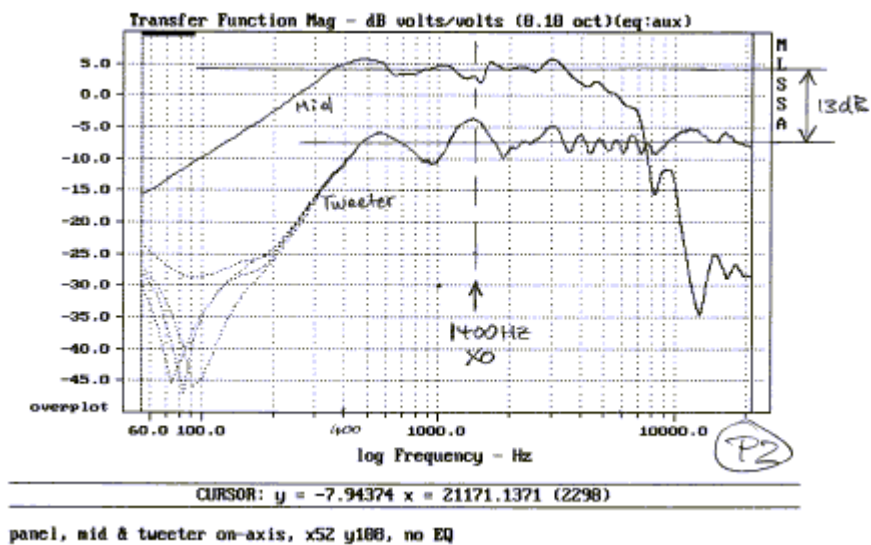
Con el antedicho como antecedentes en mente, la ecualización del dipolo del alcance medio sigue los pasos contorneados para el Woofer bajo C. La única diferencia es la opción de la frecuencia f1 para la estantería low-pass. Puesto que la cruce elegida al Woofer de PHOENIX está de 2nd-orden, una de las dos secciones high-pass 1st-order puede ser observado colocando f1 en la frecuencia de cruce de 100 hertz. El segundo filtro high-pass se observa con la etapa 90HP de la cruce/del eq.

Es el más fácil modelar el ecualizador con un programa del circuito cad y comparar curvas de respuesta a los datos medidos. El Q inferior del filtro de la muesca (x1.gif)

Hace difícil de predecir valores del circuito con suficiente exactitud y requiere la iteración. Parte superior

## E - Filtro del Medio con el Tweeter

Comenzamos el diseño del filtro con en-eje y las medidas horizontales de la respuesta en frecuencia del fuera de eje del altavoz de agudos y de los dos conductores del alcance medio en el panel de las PHOENIX. Es importante saber el comportamiento fuera de eje para elegir la frecuencia de cruce tales que la respuesta combinada del alcance medio y del altavoz de agudos sea lo mas lisa posible fuera de eje. Encendido la ondulación del eje en la respuesta del altavoz de agudos es una mezcla de la difracción de los conos del conductor del alcance medio en el arreglo m- de T-M, sobre todo en frecuencias más bajas, y difracción de los bordes del panel en frecuencias más altas. No se ha hecho ninguna tentativa de reducir más lejos estos efectos por la ecualización, porque son solamente en-eje dominante y hacia fuera alisado apagado-eje.



Los conductores tienen una diferencia del DB 13 en sensibilidad. El aumento del canal del alcance medio será DB fijado 13 más inferior que el canal del altavoz de agudos a corregir para esto ([x1.gif](#)).

Seleccionar una frecuencia de cruce de 1400 hertzios basada en la dispersión da recubrimiento amplio entre los conductores. El altavoz de agudos va casi 2 octavas más bajo y las octavas del alcance medio 2 más arriba con llanura usable. Así, cuando los 24 filtros eléctricos de la cruce del DB/de oct L-R en 1400 hertzios se utilizan, la respuesta combinada de la magnitud del programa piloto y del filtro (DB) será principalmente la del circuito eléctrico. Esta situación específica reduce el diseño de las 24 cruces acústicas deseada del DB/de oct L-R a la selección de los componentes para un circuito eléctrico bien conocido. El componente estándar valora resultado en filtros high-pass de 1440 hertzios en el canal del altavoz de agudos y los filtros low-pass de 1440 hertzios en el canal del alcance medio de la cruce/del eq.

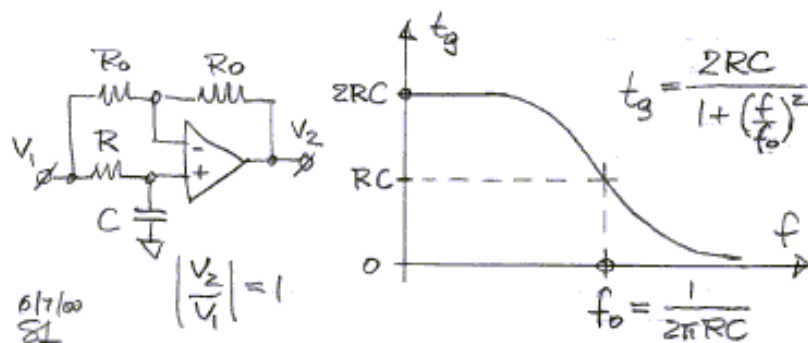
La frecuencia de cruce en 1400 hertzios es absolutamente baja y por lo tanto es importante asegurar que el altavoz de agudos tiene distorsión adecuadamente inferior en los desplazamientos del volumen requeridos.

De la especificación para el SS D2905/9700 de  $X_{max}$  es = 0.5 Mm. lineares y  $8.5 \text{ cm}^2$  milímetros de área de cono se puede estimar el SPL = DB 101 en 1400 hertzios, 1 m, espacio libre, caja cerrada. Agregue a esta 6 DB elevación del DB del baffle y 6 de la contribución del alcance medio para un total 113 de la polarización del revelador SPL. El desplazamiento máximo es 1.5 milímetros o 10 dB superior. El altavoz de agudos está dentro del rango deseado, pero la distorsión armónica, distorsión de la intermodulación,

Las medidas almacenadas de energía y las pruebas de escucha deben ser criterios adicionales para

El diseño del filtro no está completo todavía, porque el comportamiento paso alto y el alcance medio del altavoz de agudos tienen una tasa de pérdida causada por el desfase del filtro. Además, la compensación física entre los retrasos causados por la bobina del altavoz y el desfase asociado se deben corregir. Esto lo más conveniente es realizarlo experimentalmente y se comienza con la compensación del altavoz.

El altavoz de agudos es aproximadamente 2" (0.05 m) delante de los alcances medios y su señal de entrada se debe retrasar por  $T = d/v = 0.05/343 = 146$  por nosotros para ponerlo en fase con los medios. El retraso de grupo de todo pasa banda sirve para la compensación de offset.



Retrasa de los cambios del circuito con frecuencia, pero la cruce de 1400 hertzios debe caer en la región plana del retraso y por lo tanto  $f_0 > 1400$  hertzios. Usted puede estimar el número de las etapas requeridas de esta desigualdad.

Si  $f_0 = 1/(2 * \pi * R * C) > 1400$  y así

$R * C < 1/(2 * \pi * 1400) = 114$  nosotros,

entonces una única etapa tendría que ser funcionada en su región que se inclina para obtener 146 que de retrasamos. Así etapas de la toma dos. La puesta en práctica real en el canal del altavoz de agudos proporciona a 85 nosotros y a 104 nosotros para un total de 189 nosotros. El valor es más grande que estimado, porque el comportamiento low-pass de los alcances medios mueve sus bobinas de la voz con eficacia más lejos detrás del altavoz de agudos que la medida física de la distancia.

Los valores componentes finales para todo-pasan los circuitos se han determinado experimental de una optimización de la respuesta en frecuencia combinada del alcance medio y del altavoz de agudos. La profundidad de la muesca de interferencia cuando se invierte la polaridad del altavoz de agudos, es una indicación de cómo las dos salidas están de cerca a ser 180 grados de fuera de fase y de magnitud igual.

## F – Filtro para el medio y woofer

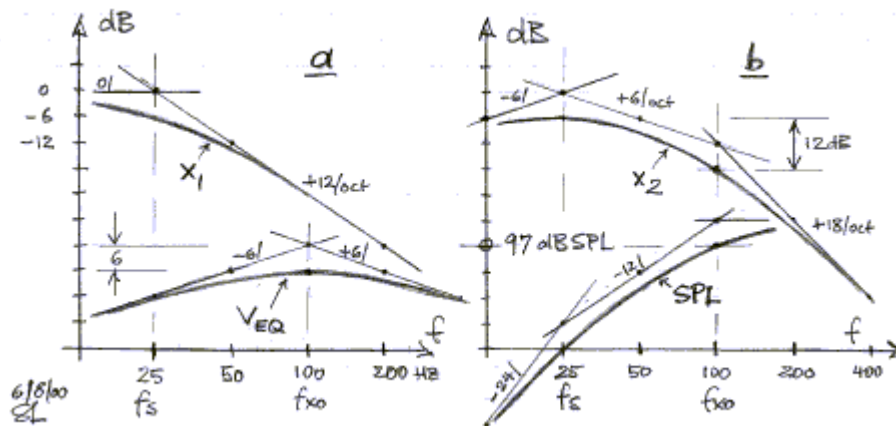
De C sobre usted puede ver que la gama de frecuencia usable del Woofer del dipolo después de la ecualización extiende a 250 hertzios a lo más. Si la respuesta sigue el excedente low-pass del filtro de la cruce de cerca la primera octava de rueda-apagado, después la frecuencia de cruce no puede ser más alta de 100 hertzios.

Inicialmente, utilicé 24 cruces del DB/oct L-R para un altavoz similar, el Audio Artistry Dvorak, pero encontramos después de escuchar extenso que los 12 DB/oct L-R dieron una mejora leve en realismo bajo. Pienso que esto es debido a la transición más gradual del grupo retrasa la respuesta de la 1ra orden todo-pasa formado por la cruce más inferior de la orden contra el segundo orden todo-pasa para las 24 cruces del DB/oct. Había encontrado anterior (referencia. 17) esa distorsión de la fase es audibles en las frecuencias

bajas uniformes con los allpass de una 1ra orden. En los de alta frecuencia debe ser mucho más severa que la distorsión de la fase de 24 cruces del DB/de oct L-R antes de que llegue a ser audible.

He investigado recientemente mi asunción anterior sobre la audibilidad de la distorsión reducida de la fase de una cruce de 12 DB/de oct entre el Woofer y el alcance medio, con la conclusión que la diferencia en defasaje entre 12 DB/oct y 24 cruces del DB/de oct no es audible, no aun cuando comparado a 6 cruces cero del DB/de oct de la distorsión. Así se parecería razonable utilizar el cruce de una orden más alta que reduce el potencial para la distorsión no lineal en el conductor del alcance medio y atenúa cualquier contribución de una frecuencia más alta del altavoz para bajas audiodfrecuencias. Invito cualquier persona interesado probar para sí mismos la validez de mi observación.

Una cruce de 12 DB/de oct pone demandas mucho mayores en la capacidad de la excursión de los conductores del alcance medio. Cuando usted aplica un voltaje constante a las terminales del conductor, después la excursión  $X_1$  del cono aumenta en una tarifa de 12 DB/de oct que entra abajo en la frecuencia, figura A. Below la resonancia  $F_s$  del conductor que la excursión  $X_1$  llega a ser constante. La ecualización  $V_{EQ}$  del dipolo alza la excursión en +6 DB/oct hasta la frecuencia de cruce  $F_{xo}$  para dar una respuesta plana de SPL. Las disminuciones terminales del voltaje en 6 tarifas del DB/de oct debajo de  $F_{xo}$  y, conjuntamente con el dipolo ruedan-apagado de 6 DB/oct, dan los 12 DB/oct respuesta acústica del filtro high-pass para la cruce de L-R.



El efecto neto de la ecualización para la respuesta plana y de la cruce de 12 DB/de oct es un aumento de la excursión  $X_2$  en 18 DB/oct sobre  $F_{xo}$ , 6 DB/oct debajo de él, y una disminución en 6 DB/oct debajo de  $F_s$  como de la figura B.

Los SS 21With8554 8 " conductor en el panel principal de PHOENIX tienen el área del pistón  $200 \text{ cm}^2$ , la excursión lineal y 10 milímetros  $X_{max}$  de 6.5 milímetros. Con un efectivo de nuevo a la longitud de trayectoria delantera  $D$  de 9.75 " (248 milímetros) el dipolo SPL en 100 hertzios, 1 m, se convierte en DB 97. El segundo conductor aumenta el valor en DB 6 y el Woofer contribuye otro DB 6 para un total 109 de DB SPL. Conducido a  $X_{max}$  agrega DB 4 más.

La nota, de que si usted deseara mantener 113 DB SPL abajo a 25 hertzios, entonces la dislocación de los dos 8 " los conductores tendría que aumentar otro DB 12 ( $X_2$  figura b) a 4

\* 10 milímetro de = pico 40 milímetros, aun cuando su contribución a la salida total de SPL serían 24 DB debajo de la salida del altavoz para bajas audiofrecuencias. En realidad los 8 " los conductores pueden apoyar máximo  $113 - 12 = 101$  DB SPL en 25 hertzios.

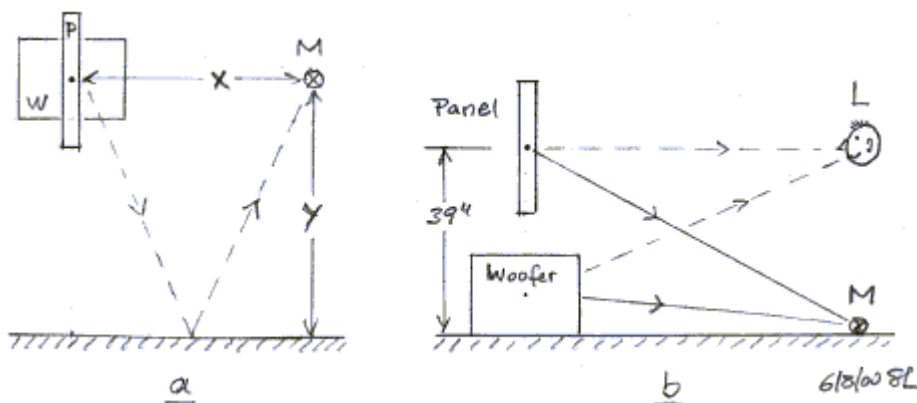
Usted puede comenzar a ver porqué agregué dos 10 " los conductores al AA Beethoven y cuatro 10 " conductores al Beethoven-Grand a la cubierta la gama debajo de 200 hertzios. La transición entre 10 " y 8 " conductores es en 6 DB/oct para el grupo retrasa razones, pero requiere la remuneración de la fase dirigir el patrón polar vertical hacia el oyente. Tal sistema 4-way es un poco difícil a diseñar y a medir.

La cruce de 12 DB/del Oct de 100 hertzio para dos 8 " los conductores es así una compensación entre el nivel de sonido máximo y la calidad de sonido. La puesta en práctica del circuito es directa con un segundo orden low-pass (99LP) en el canal del altavoz para bajas audiofrecuencias, el conclusión del alza del dipolo del alcance medio en 100 hertzios (90-500LP) y un filtro high-pass de 100 hertzios (90HP) en el canal del alcance medio. Las frecuencias de la esquina del filtro real diferencian de los valores nominales debido a la selección del valor y al ajuste componentes estándares de la respuesta medida de la cruce (x1.gif).

### F1 - Ajuste llano de Woofer

La cruce no es completa sin fijar el Woofer apropiado llano concerniente al alcance medio. Es difícil fijar escuchando el material del programa porque las grabaciones varían grandemente y las resonancias del sitio pueden cambiar el nivel percibido. Es el mejor comenzar con medidas al aire libre y refinar el resultado por escuchar de interior si una razón técnico justificable existe por ella. (Estoy asumiendo que usted desea construir un transductor y no un instrumento musical)

Para la medida al aire libre usted puede ser que Woofer del aumento de la fuerza y panel principal una cierta distancia grande Y sobre la tierra reduzca al mínimo y retrasa el efecto de reflexiones, figura A. Asume que usted ajusta el sistema para ser con la región de la cruce y más allá llano. Ahora, cuando usted fija el Woofer en la tierra y el panel en la altura que escucha del normal, la figura b, la salida del Woofer recibirá un alza del DB del uniforme 6 porque irradia en medio espacio.

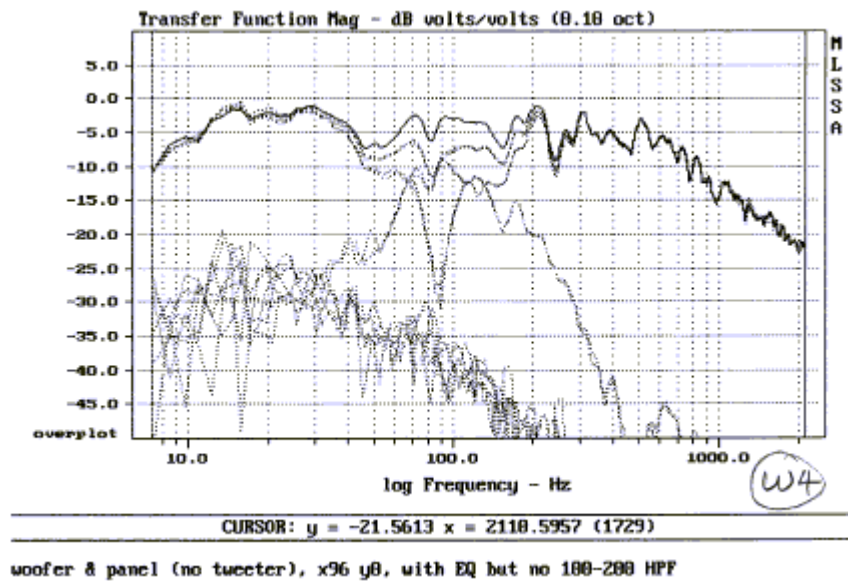


La salida del panel no aumentará DB 6 excepto en frecuencias bajas donde casi están los sonidos vía el rayo directo y el rayo reflejado de tierra al oyente L en fase. En frecuencias

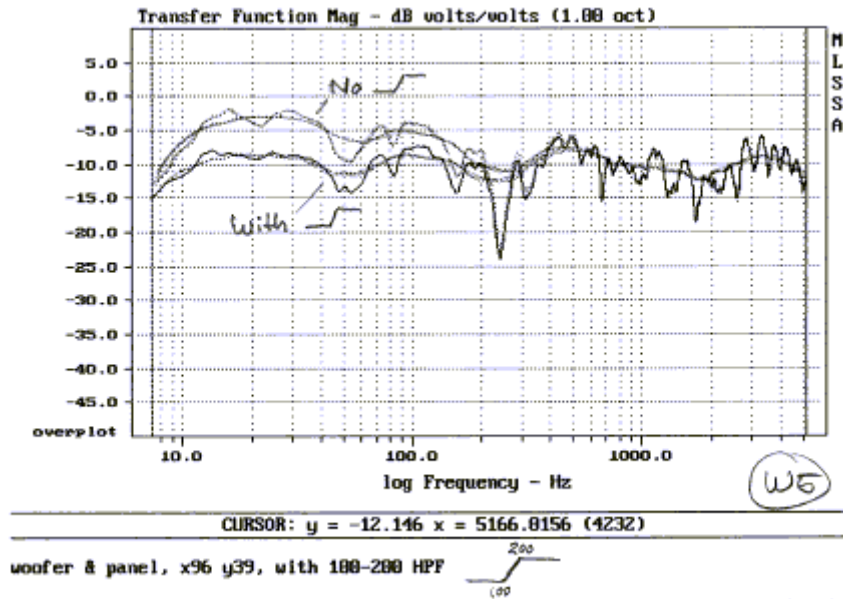
más altas la reflexión de tierra resta y agrega periódicamente. El panel esencialmente irradia en lleno-espacio como en la figura a, pero con la reflexión del piso sobrepuesta a la respuesta en el L. si dejáramos el ajuste del nivel del Woofer como adentro encontrada a, después la contribución del Woofer en la posición que escucha en b sería DB 6 demasiado alto concerniente a los de alta frecuencia del panel. En las frecuencias bajas el panel recibe un alza de tierra similar y su salida llega a ser demasiado grande concerniente a sus de alta frecuencia.

La región de la transición entre el lleno-espacio y la radiación del medio espacio se iguala con un filtro high-pass de la estantería que dé un DB 6 cortado a las frecuencias muy bajas y tenga una transición gradual con las frecuencias de la esquina en 100 hertzios y 200 hertzios. Determiné los valores de la frecuencia empírico. El filtro (100-200HP) se coloca delante de los canales del alcance medio y del Woofer para afectar ambos (x1.gif).

En vez de medir la respuesta en frecuencia combinada en la elevación grande como en la figura a, la mido con el micrófono en la tierra, la figura B. Under Woofer y panel de estas condiciones recibe la misma alza de tierra y no se utiliza ningún filtro de la estantería. Se ajustan los filtros del cruce y el nivel del Woofer fijado para la respuesta plana. En mi caso esto no es una medida totalmente libre de reflejos debido a edificios adyacentes y las estructuras y yo utilizamos cierto hacer un promedio mental de los meneos. El ruido de ambiente tiende para limitar la gama dinámica de baja frecuencia e l por lo tanto pre-acentúa las frecuencias bajas de la señal del estímulo de MLS de aumentar la gama de la medida.



Cuando ahora me mido en L en la figura b encuentre que la respuesta de baja frecuencia es demasiado alta, pero corrija cuando el filtro de la estantería está en el circuito.



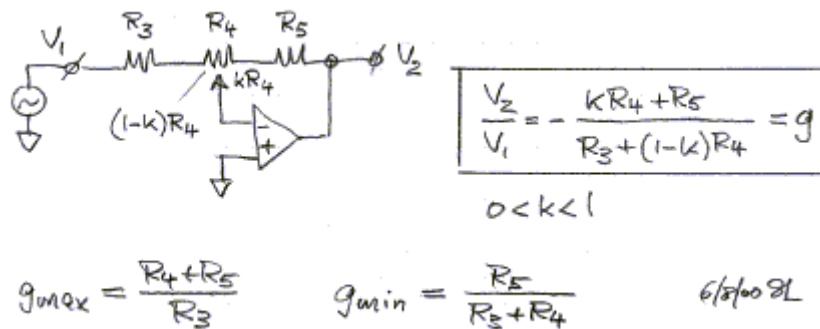
Las curvas sin filtro y octava alisadas se demuestran arriba.

No escuchamos generalmente al aire libre, sino igualamos en un cuarto que tenemos los mismos efectos del piso. Además hay los efectos debido a los modos, si está excitado, y se sobreponen a la respuesta antedicha y deben ser tratados de por separado, por ejemplo por la ecualización del sitio con la filtro notch. El tablero del circuito impreso de PHOENIX proporciona las disposiciones para esto.

## G - Controles del ajuste de Level

El aumento del canal del alcance medio se lleva a cabo constante. Las salidas del altavoz de agudos y del Woofer se ajustan concernientes a él. Puesto que la sensibilidad del voltaje del conductor del alcance medio es DB 12 más arriba que el altavoz de agudos (véase [E arriba](#)) utilizo un atenuador del DB 12 delante de la ecualización del dipolo (90-500LP). El filtro de la muesca 400NF, que se conduce del atenuador, debe ver una impedancia del ohmio 5k para la ecualización apropiada del pico del alcance medio según lo determinado por el experimento. Así llega a ser necesario diseñar una escala resistente con un factor de la atenuación  $a = 10^{\frac{-12}{20}}$  de = impedancia de la salida 0.25 y 5000 ohmios.

Para el aumento variable en el canal del Woofer y del altavoz de agudos elegí una gama de ajuste del DB 5 que también empareja con las marcas de la señal the10 en el potenciómetro del ajuste. La escala lineal del DB se genera con un circuito que vi utilizado por mi colega anterior Russ Riley. He encontrado muchas aplicaciones para ella.



R4 es un potenciómetro lineal del ohmio 1k. Los valores para R3 y R5 se determinan de  $g_{max} = 0 \text{ DB}$  (1.0) y  $g_{min} = - \text{DB } 5$  (0.56) con una poca álgebra como  $R3 = 3.55\text{k}$  y  $R5 = 2.55\text{k}$ . Los valores estándares más cercanos de la serie de 3.48k y de 2.61k se utilizan para el ajuste de aumento del canal del altavoz de agudos.

El canal del Woofer requiere DB cerca de 8 (0.40) de la atenuación emparejar para arriba con el alcance medio. Una escala resistente se utiliza para esto con un ohmio  $R_{out} = R3 = 3.55\text{k}$  de la blanco de la impedancia de la salida para conducir la etapa variable del aumento (+-2.5 DB).

### H - inmersión Psycho-acústica de 3 kilociclos

Nuestra opinión de la intensidad es levemente diferente para los sonidos que llegan frontales contra los sonidos que llegan de direcciones al azar nuestros oídos. La diferencia entre los contornos del igual-intensidad-nivel en libre-campos frontales y los campos difusos de los sonidos se documenta, por ejemplo, en ISO Recommendation 454 y en E. Zwicker, H. Fastl, Psycho-acústica, P. 205.

La ecualización difusa del campo de las grabaciones de la simulado-carga es discutida en J. Blauert, Spatial Hearing, Pp. 363, e ecualización difusa del campo del auricular por G. Theile en JAES, vol. 34, No. 12.

La referencia a una inmersión leve en la región de 1 a 3 kilociclos para la ecualización del altavoz se hace en H.D. Harwood (BBC Research Department), factores de Some en la calidad del altavoz, Wireless World, el mayo de 1976, p.48.

Nuestra audiencia de alrededor 3 kilociclo es menos sensible a los campos difusos. Los micrófonos de la grabación, aunque, son generalmente planos en respuesta en frecuencia incluso bajo condiciones difusas del campo. Cuando tales grabaciones se juegan detrás sobre los altavoces, hay más energía en la región de 3 kilociclos que habríamos percibido si es presente en el lugar de la grabación y un grado de unnaturalness se introduce.

Esto se aplica sobre todo a las grabaciones de pedazos de orquesta grandes en los salones de conciertos donde está mucho los micrófonos más cercanos a los instrumentos que cualquier oyente. A lo más el escuchar coloca en el pasillo que el campo de los sonidos tiene componentes difusos fuertes.

Utilizo una inmersión de DB 4 ([x1.gif](#), [2760NF](#)) para igualar para esto. El circuito consiste en R, C y L en serie, formando un atenuador dependiente de la frecuencia de la escala conjuntamente con el resistor de la fuente del ohmio 5.11k. Usted puede elegir hacer el filtro de la muesca seleccionable con un interruptor para diversos tipos de grabaciones.

He encontrado a través de mis propias grabaciones carga-relacionadas de la música sinfónica que la inmersión agrega mayor realismo, especialmente al estribillo grande y a la voz del soprano y tengo en cuenta niveles más altos del aparato de lectura.

## I - Sensibilidad de Voltaje de un sistema activo

El equivalente nivel de presión sonora de 1 m de un altavoz se especifica normalmente para una señal de 2.83 V en los terminales de la entrada de la cruce. Esto correspondería a 1 W en 8 ohmios si la impedancia terminal era realmente 8 ohmios. Definiendo los 2.83 V, la sensibilidad de 1 m para un sistema con la cruce/el eq electrónicos como la PHOENIX no está como directa.

Comenzando con el altavoz de agudos SS D2904/9800, la especificación del fabricante es 90 DB SPL, 2.83 V, 1 M.

Sensibilidad de los dos alcances medios, conectada en paralelo, y montada en las medidas abiertas del baffle cerca de 13 DB más arriba que el altavoz de agudos o 103 DB SPL. La especificación de los SS es 90 DB SPL para un solo conductor 21With8554. Para dos conductores en paralelo agregue DB 6 y para el refuerzo trasero de la radiación del baffle abierto agregue otro DB 6, que explica el alto valor medido. El circuito de la cruce atenúa la señal al amplificador de potencia del alcance medio por DB 13 excepto hacia las frecuencias más bajas donde las 6 igualaciones del dipolo del DB/de oct y la cruce ruedan-apagado el pulg. Venido. El alza del DB 7 en 100 hertzios compensa la pérdida en sensibilidad del alcance medio a partir de DB el 103 sobre 250 hertzios  $103 - 7 = 96$  a DB SPL en 100 hertzios.

El conductor del Woofer 1252DVC tiene 91 una especificación del DB SPL que se aplique en  $F_{equal} = 0.17 * v/D = 121$  hertzios. Con dos conductores en paralelo la sensibilidad se convierte en DB 97, pero se cae en 6 tarifas del DB/de oct debajo de 121 hertzios. Así en 60 hertzios la sensibilidad es 91 DB SPL y va abajo 85 a DB SPL en 30 hertzios.

Los valores antedichos de SPL están para 2.83 V a través de los terminales del conductor. Con una impedancia del altavoz de agudos del excedente de cerca de 4.5 ohmios su gama de frecuencia usada esto corresponde (a 2.83)  $^2/4.5 = 1.8$  W. For los alcances medios sidos paralelo a con impedancia de 3.5 ohmios que la potencia se convierte en 2.3 W y <1.2 W para los conductores del altavoz para bajas audiofrecuencias en el total del ohmio >6.5.

Para una estimación de la potencia requerida para obtener un nivel deseado de SPL en un espacio incluido en la posición que escucha vea la discusión “del tiempo T60 de la reverberación del sitio” en la página de la acústica del sitio

La página de Frequently Pedir Questions le demostrará respuestas a las investigaciones cuál recibí sobre el proyectode PHOENIX y los temas relacionados.