

Universidad Politécnica de Las Palmas

Escuela Universitaria Politécnica de Las Palmas de G.C.

PROYECTO FIN DE CARRERA
TITULO: ECUALIZADOR PARAMETRICO

Telecomunicación.

Especialidad: Imagen y Sonido.

Autor: D. Juan José de León Fernandez.

Tutor: D. Eduardo Hernandez Perez.

SETIEMBRE-1986

INDICE.-

Materia	pag.
Introducción	01
1) Nociones de acústica y reproducción del sonido	03
1.A) Introducción	04
1.B) Sonido	05
1.B1) Producción y propagación del sonido	05
1.B2) Características fundamentales del sonido	07
1. B3) Otras magnitudes definidoras del sonido	10
1.C) Fisiología del oído humano	11
1.D) Relación entre los parámetros físicos y subjetivos del sonido	21
1.D2) Altura tonal, mel, bark	25
1.D3) Mínima variación perceptible de frecuencia	26
1.D4) Enmascaramiento	26
1.D5) Nivel de intensidad sonora (IL) y nivel de presión sonora	27
1.E) Reproducción del sonido	29
1.E1) Equipos para la reproducción del sonido	34
2) Ecualizadore. El ecualizador paramétrico	43
2.A) Descripción y utilidad de los ecualizadores	44
2.A1) Análisis del espectro de audiofrecuencias	45
2.B) Tipos	47
2.B1) ¿Ecualizador gráfico o paramétrico?	48
2.C) Análisis de la utilización del ecualizador paramé- trico	53
2.C1) Ecualización de un recinto destinado a la escucha de programas grabados..	55

2.C2)	Ecualización de un recinto para la audición del sonido directo	58
2.C3)	Ecualización de música electrónica	61
3)	Descripción del ecualizador paramétrico realizado prác- ticamente	62
3.A)	Teoría sobre amplificadores operacionales	62
3.A1)	Características no ideales e influencia de las mismas	63
3.A2)	Su estructura interna	67
3.A3)	Circuitos básicos	70
3.B)	Filtros activos	74
3.B1)	Circuitos típicos de filtros activos	75
3.B2)	Tipos de respuestas características	80
3.B3)	Filtros paso banda resonantes activos	84
3.B4)	Filtro universal activo	87
3.C)	Realización práctica	89
3.C1)	Descripción general	90
3.C2)	Descripción detallada de los distintos elementos del ecualizador	94
3.D)	Parámetros a analizar en un equipo de audio	111
3.D1)	Impedancias de entrada y salida	111
3.D2)	Distorsión armónica	111
3.D3)	Distorsión por intermodulación	113
3.D4)	Relación señal/ruido	114
3.D5)	Niveles de entrada y salida	114
4)	Análisis práctico del aparato	116
4.1)	Datos técnicos	117
4.2)	Gráficas	119
	Apéndice 1: Hojas de características de los circuitos integrados	133

Apéndice 2: Presupuesto, placas de montaje, lista de
componentes y esquemas 143
Bibliografía 152

INTRODUCCION.

El presente trabajo de fin de carrera consiste en el desarrollo y montaje de un ecualizador parámétrico.

Esta realización es consecuencia de la tendencia, ultimamente generalizada, de efectuar trabajos de fin de carrera tendentes a dotar a los laboratorios de equipos que les son necesarios y de los que carecen.

Enmarcado en esta teoría, el ecualizador parámétrico resulta un equipo interesante, pues cumple estos requisitos de utilidad con suficiencia.

Con este ecualizador paramétrico el laboratorio de sonido se enriquece, pues a partir de ahora dispondrá de una herramienta de trabajo de gran valor para analizar y eliminar fenómenos de reverberación y eco, modificar respuestas de otros equipos de audio, etc.

La realización práctica del mismo se ha efectuado buscando cumplir, como es lógico, las normas generales que rigen sobre estos aparatos, para facilitar, de este modo, su utilización con cualquier equipo de audio homologado existente en el mercado.

Aunque el manejo del mismo resulta harto sencillo, en cuanto a su manipulación externa, no lo es tanto en cuanto a una eficaz utilización del mismo. Es por ello aconsejable antes de su manejo proveerse de ciertos conocimientos sobre acústica y, fundamentalmente tener un amplio conocimiento del espectro de audiofrecuencias.

El manejo de este ecualizador, por otra parte, poco tiene que ver con los convencionales ecualizadores gráficos, pues estos cuentan con mayor número de filtros pero tienen control únicamente sobre la ganancia.

El trabajo que se expone a continuación está dividido en 4 capítulos y 2 anexos.

El primer capítulo enumera una serie de nociones de acústica y reproducción del sonido de elevado interés, como antes se apuntó, para poseer un

un conocimiento más profundo del cómo, por qué y dónde actúa un ecualizador.

El capítulo 2 analiza los distintos tipos de ecualizadores con una descripción general y un estudio del campo y forma de actuación de cada uno.

En el capítulo 3 se analiza el equipo concreto realizado, en qué se divide (etapas), característica de cada una de ellas, etc. Se hace aquí también un análisis de 2 elementos básicos en el ecualizador: los amplificadores operacionales y una aplicación de estos, los filtros activos.

Y termina este capítulo estudiando los distintos parámetros utilizados en el análisis de un equipo de estas características.

Por su parte el apartado 4 trata del análisis práctico del equipo: características generales, curvas de respuesta...

En el apéndice A nos encontramos con las hojas de características de los integrados utilizados LF 357 y TL 064.

Finalmente el apéndice B se dedica al presupuesto, lista de componentes, esquemas, etc.

NOCIONES DE ACUSTICA

Y

REPRODUCCION DEL SONIDO.

1.) NOCIONES DE ACUSTICA Y REPRODUCCION DEL SONIDO.

1.A) Introducción.

El estudio e interés por la acústica data de tiempos muy remotos ya que la primera obra conocida sobre este tema es el "Armónico" de Aristógenes, escrita a finales del siglo IV antes de Cristo.

Diversos autores de la antigüedad clásica hicieron importantes aportaciones que recogió Ptolomeo en "los armónicos" constituyendo la recopilación sobre el tema más importante en su época.

En la Edad Media, aunque en general decayeron las investigaciones de tipo científico, se continuó estudiando la Acústica Musical, pero fue en el siglo XVII cuando Newton dio un paso muy importante al estudiar la propagación de las ondas y deducir la fórmula de la velocidad de propagación del sonido en su obra "Principios matemáticos de la Filosofía Natural".

A partir de entonces y hasta nuestra época se han sucedido sin interrupción las investigaciones y trabajos que han ido profundizando y extendiendo los conocimientos sobre la Acústica y de entre ellos podemos destacar los realizados por Helmholtz y Lord Rayleigh que marcaron hitos muy significativos.

Con el descubrimiento de la electricidad y su conexión con la Acústica nació la Electroacústica, ciencia que ha obtenido un desarrollo espectacular en nuestro siglo.

En la actualidad la Física del sonido es una ciencia multidisciplinaria, que abarca desde la Acústica fisiológica hasta Sicoacústica pasando por la Acústica arquitectónica y musical y, por supuesto, la Electroacústica.

1.B) Sonido.

El sonido es un fenómeno físico registrado por el sentido del oído y producido por las vibraciones de un cuerpo que actúa como fuente sonora. Estas vibraciones se transmiten a través de un medio elástico y llegan al oído produciendo la sensación sonora.

1.B1) Producción y propagación del sonido. El sonido puede producirse por vibración de un cuerpo elástico (percusión, choque o roce, en cuerdas, membranas, verillas, etc.) o por variaciones de presión en el aire producidas en la embocadura de un tubo cerrado o abierto por el otro extremo.

El sonido se propaga en un medio elástico en forma de ondas mediante oscilaciones de las partículas del medio.

Existen fundamentalmente dos tipos de ondas:

a) Ondas transversales en las cuales las partículas del medio oscilan en ángulos rectos con respecto a la dirección en la que viaja la onda. Ejemplos de este tipo, son las ondas de superficie en el agua y la radiación electromagnética.

b) Ondas longitudinales en las cuales las partículas del medio oscilan a lo largo de la línea que representa la dirección en la que la onda está viajando. Las ondas de sonido son longitudinales. Un ejemplo intuitivo es el representado por un pistón que vibra en el aire. El aire que se encuentra en contacto con el pistón es empujado por este, produciéndose una compresión o desplazamiento de las partículas.

Cuando el pistón retrocede produce un enrarecimiento de las partículas. En estas condiciones se transmite al aire una serie de compresiones y enrarecimientos que producen un desplazamiento alternativo de las partículas del aire. Las partículas en movimiento comunican su energía a las más próximas y éstas a las siguientes y así sucesivamente, con lo que se produce una propagación en todas las direcciones.

Si en un determinado punto se anotan los valores de la presión en una fracción de tiempo, se observará que varía en intervalos regulares y en igual cantidad por encima y por debajo del valor de la presión atmosférica.

Supóngase que en un instante determinado se miden los valores de la presión a lo largo de una línea en la dirección de propagación. Representándose en un sistema coordinado dicha presión en función de la distancia, el resultado será una línea ondulada.

Físicamente la propagación es una transferencia de energía de una molécula a la próxima. Debido a la ligazón elástica de las moléculas, el movimiento de una de ellas ocasiona el de sus vecinas.

Esta transferencia de energía tarda un tiempo de modo que el movimiento de las moléculas en un punto determinado de observación, sucederá cierto tiempo después que en el origen de la vibración. Esto es, las vibraciones se propagan con una cierta velocidad.

Las ondas sonoras al propagarse pueden sufrir una serie de fenómenos como: reflexiones o difracciones.

Así, para que exista reflexión es necesario que se cumplan dos condiciones: a) Que la superficie no sea totalmente absorbente y b)

Que las dimensiones de la superficie en la dirección perpendicular a la dirección de la onda debe ser más grande que la longitud de la onda incidente.

Supongamos que una superficie de 0,34 m x 0,34 m, se interpone enfrente de una fuente de ondas de sonido. En general, las longitudes de onda menores de 0,34 m. (por tanto frecuencias por encima de 1 KHz) serán reflejadas por la superficie. En la práctica se observa que la reflexión a 1 KHz no será del 100%. La reflexión completa de las ondas incidentes sólo se producirá para frecuencias bastante más altas de 1 KHz.

En cuanto a la difracción, esta se produce cuando las ondas rodean un obstáculo que se antepone a su camino. Esto ocurre en mayor grado si las dimensiones del obstáculo (también perpendiculares al cambio de las ondas) son menores que la longitud de onda.

La difracción y la reflexión pueden mirarse como efectos complementarios. Si la longitud de onda es pequeña comparada con el tamaño del obstáculo, hay una gran cantidad de reflexión pero poca difracción hacia la parte trasera del obstáculo (las reglas de la difracción y la reflexión se aplican por igual a las ondas longitudinales y transversales).

1.B2) Características fundamentales del sonido. El sonido posee tres características fundamentales: intensidad, tono y timbre.

Intensidad: depende de la amplitud del movimiento vibratorio, permitiendo clasificar los sonidos en fuertes y débiles.

Para definirla con mayor profundidad supongamos una onda esférica que se propaga libremente, es decir, sin encontrar ningún obstáculo en su camino.

Una onda de este tipo se genera por medio de una fuente puntual que podemos representar como una pequeña esfera que está vibrando regularmente sobre sí misma.

Suponiendo que la fuente puntual citada está emitiendo una potencia W , llamamos intensidad acústica en una esfera dada de radio " r ", la relación entre la energía que emite la fuente y la superficie de la esfera de radio " r ", esto es: $I = W/S = W/4\pi r^2$ (W/m^2).

A una distancia " r " suficiente de la fuente sonora, la intensidad es también proporcional al cuadrado de la presión " P ", por lo cual " P " es proporcional a I/r y la presión disminuye linealmente con la distancia.

Esta magnitud se suele medir en decibelio, que es el cambio más pequeño en volumen que es capaz de discernir el oído humano. Se trata de una relación logarítmica entre dos magnitudes, intensidades, presiones, etc. Existen dos razones fundamentales que hacen aconsejable utilizar una unidad de estas características. La primera es de comodidad, ya que entre los valores extremos que un oído puede apreciar hay una diferencia

demasiado grande para que su manejo sea sencillo (esta diferencia es de 10^7 para las presiones y de 10^{14} para las intensidades).

La segunda, y de mayor importancia, viene dada porque una unidad logarítmica nos da una imagen más correcta de la sensación que recibimos en el oído. Esto lo tenemos expresado en la ley psicofisiológica de Weber - Fechner que dice: $S = K \log I$; o lo que es igual que la sensación varía como el logaritmo de la excitación (debemos hacer la salvedad de que esta ley se cumple para frecuencias y niveles medios, pero es solamente una aproximación cuando las frecuencias y niveles se salen de estos márgenes). Esto nos indica que cuando el estímulo físico crece en intensidad como los números 1, 2, 4, 10, 100, 1000,, 1000000 la sensación crece como los números 0, 0,3, 0,6, 1, 2, 3,, 6.

El oído percibe aproximadamente la misma sensación de aumento cuando varía el estímulo de 1 a 100 ó 1000 a 10000.

A esta unidad de tipo logarítmico se le llamó Belio, en honor de Graham Bell e igual que en Acústica se emplea en Electroacústica, por las mismas razones (comodidad de operación y respuesta logarítmica del oído). Al resultar esta unidad demasiado grande para las medidas que normalmente se realizan, se adoptó como unidad el decibelio (db) que es la décima parte del belio.

Por tanto, si tenemos dos potencias P_1 y P_2 tendremos N belios según la expresión $\log P_1/P_2$ y en decibelios $10 \log P_1/P_2$

Para obtener la relación entre dos voltajes tenemos:

$$10 \log P_1/P_2 = 10 \log \frac{V_1^2/R}{V_2^2/R} = 10 \log (V_1/V_2)^2 = 20 \log V_1/V_2$$

De igual manera la relación de intensidad sería $20 \log I_1/I_2$

TONO: Depende de la frecuencia de la vibración, esto es, del número de vibraciones por segundo que se sucedan. De este modo frecuencia y tono son 2 conceptos íntimamente ligados en el sonido.

Cuando la frecuencia de un sonido es elevada, el tono del mismo es agudo, cuando es baja el tono es grave. La unidad que se utiliza para medir la frecuencia es el Hertz (1 Hertz = 1 ciclo/seg.).

Un concepto importante con relación a la frecuencia es el de la octava. Si tenemos dos frecuencias f_1 y f_2 , hay una diferencia de una octava entre ellas cuando se cumple que $f_1 = 2 f_2$.

Como fórmula general para que exista una diferencia de "n" octavas entre dos frecuencias f_1 y f_2 se debe cumplir que $f_1/f_2 = 2^n$.

TIMBRE: Esta característica depende principalmente de las frecuencias múltiples, denominados armónicos, que acompañan a la frecuencia determinante del tono, es decir a la frecuencia fundamental.

Sin embargo, no es este el único factor que influye en la determinación del timbre. Así los transitorios son a menudo muy significativos para determinar el timbre. Si los transitorios se eliminan de una nota (por ejemplo cortándolos en una grabación en cinta), el timbre normalmente cambia y en algunos casos el instrumento puede ser casi irreconocible. (Se puede comprobar, por ejemplo, que el timbre cambia cuando una nota grabada se reproduce en sentido contrario de tal manera que los transitorios aparezcan al final de la nota).

El exámen en un osciloscopio de una nota musical, frecuentemente muestra una variación horizontal de algunas partes de la forma de onda. Esto es debido a una variación de frecuencia de ciertos armónicos y puede contribuir al timbre.

El timbre por tanto puede atribuirse a: 1) contenido de armónicos, 2) naturaleza de los transitorios, 3) y variación de frecuencia de los armónicos.

De este modo, gracias al timbre podemos distinguir dos sonidos con igual intensidad y tono.

1.B3) Otras magnitudes definidoras del sonido. El sonido se desplaza a una velocidad dada que es característica de cada medio. Sin embargo, esta magnitud depende de otros factores como de lo cerca que estén los átomos ó moléculas entre si. Varía ligeramente con los cambios de temperatura, imperceptiblemente con los cambios de humedad y en absoluto con los cambios de presión atmosférica (por lo menos en todas las condiciones ordinarias).

A 0°C la velocidad del sonido en el aire (que se representa por "c") es de 331 m./s., la velocidad depende de la temperatura a razón de $c = 331,4 + t/273$ t en °C.

En los líquidos y en los sólidos la velocidad es mayor que en el aire, por ejemplo, en el agua es de aproximadamente 1400 m./s. y en el acero de 5000 m./s.

Existe una relación directa entre velocidad, frecuencia y longitud de onda a razón de $C = f \lambda$, donde C= velocidad, f= frecuencia, λ = longitud de onda.

Esta fórmula se cumple para cualquier onda siempre que su velocidad no varíe con la frecuencia, lo cual es cierto en las ondas electromagnéticas y de sonido (no lo es para las ondas de superficie en el agua). Por lo tanto en el caso del sonido, la velocidad es independiente del ritmo al que vibre el generador.

1.C) Fisiología del oído humano.

Como ya se indicó en la definición de sonido, éste es un fenómeno que percibimos por medio de nuestro oído. En este apartado analizaremos con brevedad el fenómeno de la audición para tener una visión más completa de la materia que estamos tratando.

La energía sonora que alcanza el oído es traducida por el sistema auditivo en señales nerviosas, comunicadas a las áreas corticales auditivas del cerebro. El sistema auditivo puede ser comparado a un micrófono, en el sentido de que las vibraciones de presión acústicas dan lugar a un potencial nervioso que es esencialmente eléctrico. Sin embargo, la forma en la cual el cerebro interpreta o analiza los sonidos nos es menos conocida.

El oído humano está dividido en tres partes fundamentales, oído externo, medio e interno.

El oído externo está compuesto por a) Pabellón auditivo (oreja), que tiene como misión recoger los sonidos y encauzarlos hacia el mecanismo de audición propiamente dicho, en el hombre su acción está degradada y su importancia es mínima. b) Canal auditivo, que es un tubo recto por el cual el sonido llega al tímpano, tiene una frecuencia propia de resonancia (de 3 a 6 KHz) por lo que la presión de los sonidos de frecuencias medias aumenta con respecto a la de otras frecuencias. c) Tímpano, es una membrana sensible en el extremo interior del canal auditivo, que vibra con el sonido y transmite este al oído interno.

La oreja es cartilaginosa y concentra las ondas acústicas hacia el canal auditivo; éste, en sus dos terceras partes óseo, constituye un pasillo de unos 2,5 cm. que termina en la cara externa del tímpano. Este último vibra según las variaciones de presión acústica que le alcanzan.

El oído medio está compuesto por tres pequeños huesos (martillo, yunque y estribo) que enlazan el tímpano con el oído interno y transmiten a este el sonido, su misión principal parece ser la de acoplar impedancias, de tal manera que la energía que ataca el tímpano se transforme para actuar adecuadamente sobre el oído interno.

La cavidad del oído medio está llena de aire ocupando un volumen de 2 cm.³ Se comunica con la garganta a través de un conducto (trompa de Eustaquio) que permite equilibrar la presión con la del exterior, de otra manera la membrana del tímpano no podrá vibrar satisfactoriamente. Al vibrar, la membrana desplaza al martillo, quien por medio del yunque y del estribo, hace presión sobre la cóclea. El yunque juega un papel de palanca y el conjunto constituye un aparato de transmisión de la energía vibrante hacia el sistema hidráulico formado por la cóclea. Vamos a estudiar la función de adaptación de impedancias del oído medio.

La ganancia G de presión desde el pabellón hasta la ventana oval viene dada por $G = S_t/S_o \times 1,3 = \frac{65 \text{ mm}^2}{3,2 \text{ mm}^2} \times 1,3 = 34,5$ donde S_t y S_o son las superficies efectivas de las ventanas timpánica y oval y el factor 1,3 es la ganancia debida al efecto de palanca de la cadena osicular.

El coeficiente de transmisión α_t de potencia del medio aéreo al medio líquido interno es

$$\alpha_t = G^2 \frac{\rho_a \times c_a}{\rho_c \times c_c} = (34,5)^2 \frac{1,18 \times 345}{10000 \times 1400} = 0,35$$

donde c_a y c_c son las velocidades de propagación del sonido en m/s en el aire y en el líquido coclear, y ρ_a y ρ_c sus densidades en kg/m^3 .

Un mecanismo reflejo mediante el músculo estapedial, protege al oído de los sonidos traumatizantes, aumentando la rigidez y disminuyendo por tanto el desplazamiento de la platina del estribo.

El correcto funcionamiento de este mecanismo reflejo es actualmente medible con los otoadmitancímetros.

El estudio del comportamiento hidrodinámico del oído se debe en gran parte a Békésy por lo cual obtuvo el premio Nobel.

Pasando ya al oído interno, éste está compuesto por a) una membrana llamada ventana oval, en la que apoya el estribo y b) la cóclea (caracol) que es una cavidad llena de líquido, con forma de concha de caracol y dividida longitudinalmente por una membrana llamada basilar de tal manera que el sonido recorre la parte superior del caracol y vuelve por la inferior (ya que las dos partes están comunicadas en la parte superior por una pequeña abertura) estando esta parte inferior comunicada con el oído medio por una pequeña membrana (ventana redonda).

A lo largo de la membrana basilar, y empapados en el líquido de la cóclea, se encuentran situadas las células capilares, cilios, (aproximadamente 23000) que están unidos a las terminaciones nerviosas del nervio auditivo en las cuales se crea un potencial eléctrico entre 0,1 nV y 1nV que se transmite al cerebro por el nervio auditivo.

Los fenómenos que se producen en la cóclea son muy complejos y en parte todavía no muy bien conocidos, sin embargo y de forma simplificada se puede decir que cada terminación capilar actúa como un sistema resonante capaz de responder a una banda muy estrecha de frecuencias de forma que el sonido descompuesto en sus frecuencias componentes es enviado al cerebro a través del nervio auditivo.

El conducto en espiral de la cóclea va ensanchándose hacia el interior. Los cilios de la parte fina exterior son sensibles a las altas frecuencias, mientras que la parte más gruesa del interior posee cilios más sensibles a las frecuencias más bajas, siendo éstas menos selectivas debido a lo cual nos es más difícil diferenciar tonos puros de frecuencias bajas.

Pasando al análisis del oído interno debemos empezar citando ciertas características.

a) El oído se comporta como un analizador armónico con 24 filtros de banda según Zwicker (bandas críticas), con un ancho de banda de un tercio de octava, aproximadamente en la parte central del espectro audible.

b) La membrana basilar, según las conclusiones de Ranke y Békésy, tienen un máximo de vibración a distancia diferente del extremo apical (extremo opuesto a la ventana oval) para cada frecuencia.

c) Las diferencias de intensidad sonora movilizan mayor o menor número de fibras nerviosas y las variaciones de frecuencia modifican la cadencia de los impulsos de cada fibra hacia el córtex cerebral. Esta cadencia tiene como valor máximo para cada fibra la frecuencia del estímulo. El límite superior máximo de esta cadencia es de 1000 Hz debido al tiempo refractario o de reposo de cada célula nerviosa (1 ms.). Al rebasar el estímulo la frecuencia de 1000 Hz, las fibras nerviosas se asocian por grupos de forma que no siendo simultánea la excitación de cada fibra, para el conjunto de todas las células la cadencia de los impulsos puede ser la de cualquier frecuencia audible.

d) La amplitud de los impulsos de cada fibra es independiente del estímulo (ley del todo o nada). Esto supone un proceso de conversión analógica a digital. Los impulsos nerviosos una vez codificados son enviados al córtex cerebral.

e) La posible contribución al proceso de selectividad a nivel del núcleo ventral coclear debido a procesos de inhibición y activación de determinados grupos de unidades sensoriales por cambios bioquímicos según la conclusión de Mol y Galambos.

Muy recientemente nuevos métodos de explotación han permitido estudiar las vibraciones de la membrana basilar con gran precisión, sobre todo a la base de la cóclea. El método utilizado es el de Mössbauer que consiste en depositar un microcristal de cobalto 58 radiactivo sobre la membrana basilar. Cuando ésta se desplaza, la frecuencia de radiación emitida por el cristal, varía por efecto Doppler. Esta frecuencia analizada a través de un filtro sintonizado, permite mediante ordenador, deducir los parámetros del movimiento de la membrana basilar.

Esta técnica ha permitido a los investigadores Johnstone, Rhodes y Robles (USA) obtener nuevos datos que permiten explicar la gran selectividad de frecuencias en la parte basal de la cóclea.

Para un punto dado de la membrana basilar, la amplitud de las vibraciones disminuye muy rápidamente cuando la frecuencia se separa de la resonancia. La disminución es de 24 dB por octava por el lado de las altas frecuencias y de 150 dB por octava por el lado de las frecuencias bajas.

f) La membrana basilar está dividida según Zwicker en 24 bandas críticas.

Una vez enumeradas estas características hemos de señalar que el interés del estudio del sistema auditivo, prociene de que podemos descubrir a la vez el origen de las deficiencias de la audición. Algunas de ellas pueden ser tratadas por amplificación (aparato auditivo), otras por operaciones quirúrgicas. Algunas malformaciones del oído no tienen remedio todavía, por ejemplo, la escucha continua de soplos por algunas personas. Hace falta buscar la causa en los huesos del oído externo

y medio, o en la cóclea, ó incluso, en la posible resonancia del nervio auditivo con otro nervio. Quedan todavía numerosas investigaciones por hacer. El ejemplo citado es uno entre tantos otros en que se precisa la colaboración de la electrónica y la medicina. La electrónica médica combina conocimientos médicos e ingeniería electrónica; es una ciencia relativamente reciente y con la que se han logrado importantes avances en el conocimiento de este sistema.

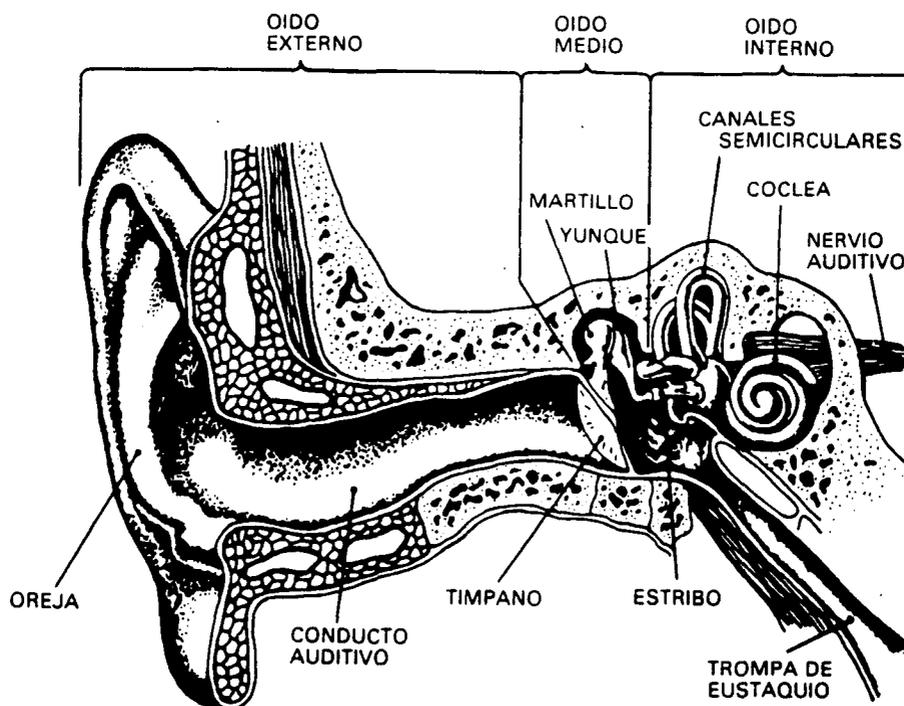
Otra característica importante del oído humano es que las propiedades de éste difieren de una persona a otra y se modifican con la edad. Los gráficos que siguen van representar por tanto, la media de los resultados obtenidos para un gran número de personas.

El oído humano es sensible a los sonidos cuyas frecuencias se extienden entre 20 Hz y 16KHz; algunas personas pueden percibir sonidos cuya frecuencia llega hasta 20 KHz. Con la edad, el oído se deteriora y el límite superior de frecuencia decrece algunos kilohertzios sin que se pueda hablar por ello de sordera.

No todas las pérdidas se atribuyen a la edad, algunas pueden deberse al ruido soportado por el individuo no solo en su trabajo, pero esto es difícil de cuantificar. Comparando medidas sobre individuos rurales y de ciudad se ha comprobado una menor pérdida auditiva con la edad de los primeros, aunque esto puede deberse también a otros factores no acústicos. De lo cual se deduce que se necesitan una serie de correcciones en los audiogramas tomando en cuenta la dependencia con la edad (Presbiacusia), para poder llegar a la cantidad de audición dañina la cual puede atribuirse claramente a los efectos de exposición al ruido.

Los audiogramas se trazan normalmente de forma que queden indicadas las diferencias de audibilidad a las diferentes frecuencias, expresadas en dBs. El examen audiométrico puede completarse con medidas del umbral diferencial, para niveles acústicos más o menos

altos, buscando los casos en los que la sensibilidad insuficiente para niveles bajos, se vuelva a hacer normal para altas intensidades, mediante la determinación de porcentaje de sonidos vocales que se perciben correctamente. Existen aparatos que corrigen la sordera, compuestos principalmente por un micrófono que recibe los sonidos de un amplificador electrónico con filtro, y de un emisor telefónico situado en el oído, tiene normalmente una sensibilidad ajustada al tipo de sordera al que está destinado.



Un sonido parece más fuerte cuanto mayor sean las amplitudes de las vibraciones en la proximidad del oído. Cuando nos alejamos de la fuente sonora la intensidad disminuye de forma inversamente proporcional a la distancia. La intensidad sonora es difícil de medir, midiéndonse generalmente la presión sonora en un número de puntos.

La experiencia pone de manifiesto que las variaciones de intensidad de un sonido son proporcionales a las variaciones de nivel de intensidad, estas variaciones siguen la ley de Weber-Fechner que establece que la magnitud de un nivel es proporcional al logaritmo del estímulo que lo provoca, válido sólo para intensidades y frecuencias medias. ($10 \log I/I_0$ dB) donde $I_0 = 10^{-12} \text{ w/m}^2$ referencia a 1000 Hz (intensidad umbral)

El máximo valor tolerable es de una intensidad de 1 w/m^2 , con el cual obtenemos $10 \log 1/10^{-12} = 120$ dB. De este modo obtenemos que el campo de audibilidad va de 0 a 120 dB.

Sin embargo, la sensación de sonido no depende exclusivamente de la intensidad del mismo sino que varía con la frecuencia característica del mismo. Así pues tenemos un sonido con una intensidad física de 10 dB con una frecuencia de 1 KHz, percibimos una sensación determinada de intensidad de este sonido, sin embargo si tenemos otra onda de sonido esta vez con una frecuencia de 100 Hz y con el mismo nivel de intensidad física (10 dB), simplemente no la oímos, para llegar a tener la misma sensación que teníamos con el sonido de frecuencia de 1 KHz debemos tener un nivel de intensidad física de 30 dB.

Teniendo en cuenta esta diferente percepción del oído con respecto a la frecuencia y al nivel de intensidad, Fletcher y Munson en 1933 efectuaron una serie de experiencias comparando un sonido de frecuencia 1 KHz, con otros de diferentes frecuencias para diversos valores de in-

tensidades objetivas ó físicas y de esta forma dibujaron las curvas de igual sensación sonora. Posteriormente, estas curvas fueron modificadas por diversos investigadores, siendo Robinson y Dadson los que lograron unas curvas de igual sensación sonora, normalizadas internacionalmente. En estas si sumamos niveles de dB se produce un desplazamiento de la curva umbral paralelamente en una cantidad constante. La sensación auditiva indicará que el incremento no ha sido equipotencial, sino más acusado para las bajas frecuencias.

Las curvas isofónicas de Robinson y Dadson se realizaron con sujetos normales desde el punto de vista acústico situados frente a la fuente sonora y con edades comprendidas entre los 18 y 25 años, por lo tanto se refieren a un oído medio y un oído individual puede diferir considerablemente de ellas.

También se debe considerar que se efectuaron con tonos de frecuencias puras y en campo libre, para efectuarlas en campo difuso se emplean tonos modulados en frecuencia ó con bandas estrechas de ruido, ya que con tonos puros se producirían efectos de ondas estacionarias que invalidarían la medida. Existen curvas que comparan las medidas en campo difuso y en campo libre y dan la diferencia en presión sonora que es necesaria para conseguir una misma sensación.

El tomar el dB como unidad tiene el inconveniente de que el nivel sensitivo es variable con la frecuencia como ya hemos señalado anteriormente, es por esto que se introduce el fonio, unidad de nivel sonoro de un sonido que es una unidad físicamente variable pero sensitivamente constante.

Observando las curvas de igual sensación sonora se pueden sacar las siguientes consideraciones:

a) La curva inferior corresponde al mínimo nivel que es posible escuchar, este es el umbral de audición.

b) El oído es más sensible para frecuencias entre 2 y 5 KHz, bajando mucho la sensibilidad para frecuencias bajas y altas (por encima de 5 KHz) cuando el nivel de intensidad es bajo.

c) La curva superior constituye el umbral de molestia, (curva a 120 fonios).

d) El nivel mínimo de intensidad que puede oírse a 1 KHz es de $2 \cdot 10^{-5}$ Nw/m^2 y es el nivel que se toma de referencia.

e) Las curvas superiores son relativamente rectas comparadas con las de niveles más bajos, lo que significa que el oído es más lineal para niveles altos de intensidad.

f) Las curvas están marcadas con un número que corresponde al nivel en dB a 1 KHz. La unidad de nivel de sonoridad, fonio, está basada en estas curvas y así podemos hablar de la curva de 40 fonios, cualquier punto de ella representa el mismo nivel de sonoridad. Observando a continuación la coordenada equivalente a dicho punto en el eje y, obtendremos los decibelios necesarios para alcanzar dicha nivel de sonoridad a la frecuencia escogida. Niveles superiores a 140 dB pueden ocasionar daños irreparables, siendo en ese valor donde aparece la sensación de dolor.

Una consecuencia directa de estas curvas es la necesidad de compensar o ponderar algunas medidas teniendo en cuenta la respuesta del oído y también la compensación para escuchar a bajos niveles que tienen algunos amplificadores que permite realzar las frecuencias a las que el oído es menos sensible en los niveles citados.

Estas curvas y la unidad relacionada con ellas, el fonio, presentan algunos problemas que obligan a introducir una nueva unidad.

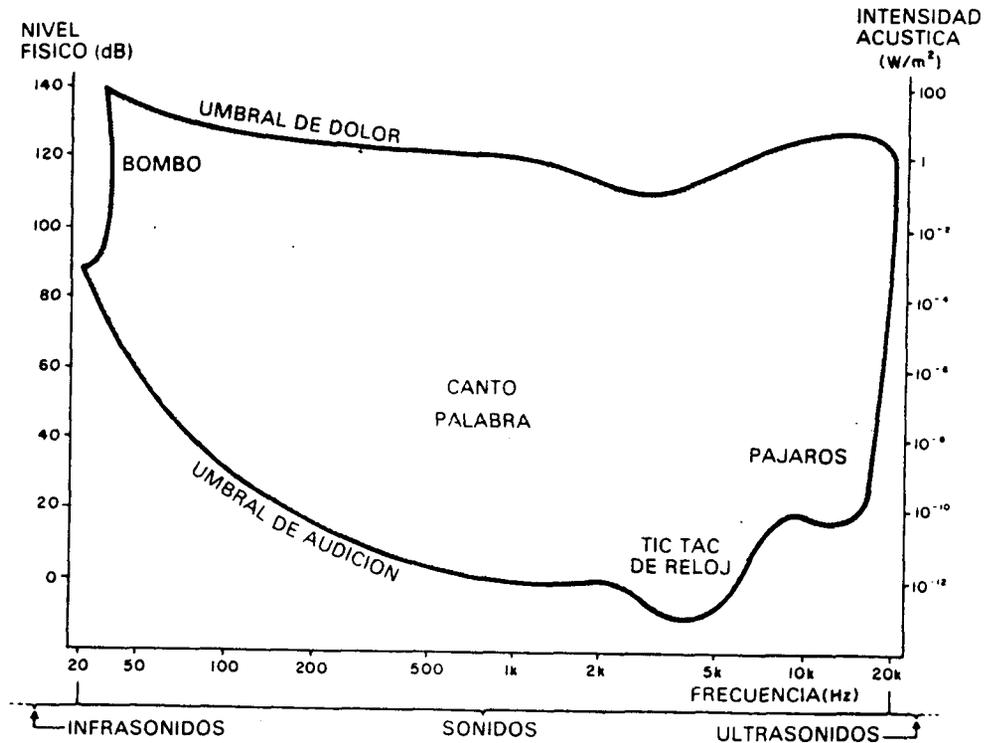
Efectivamente las curvas establecen la igualdad de sensación entre intensidades físicas de sonido de distinta frecuencia, pero no se pueden utilizar para comparar sonidos de distinto nivel. Por ejemplo, no quiere decir que un sonido de 60 fonios tenga doble sonoridad que uno de 30 (realizando pruebas, se observa que el sonido de 30 fonios no suena la mitad sino bastante menos).

Otro problema que no se puede abordar con las curvas citadas es el de la suma, si tenemos dos sonidos uno de 30 fonios y otro de 70, la resultante no es un sonido equivalente a 100 fonios sino bastante más bajo.

1.D) Relación entre los parámetros físicos y subjetivos del sonido.

La audibilidad de un sonido depende de su frecuencia, de su intensidad y también del oyente. Una intensidad muy débil no es percibida a ciertas frecuencias; existe una intensidad mínima que debe ser sobrepasada para que el oído sea sensible a ella, ésta tiene por nombre "umbral de audición". Intensidades muy fuertes pueden ser dolorosas y es preciso no sobrepasar un cierto valor llamado "umbral de dolor"; este último tiene una intensidad más o menos uniforme sobre el espectro de frecuencias.

En la siguiente figura se representan estos umbrales, así como los dominios de frecuencia y de intensidad característicos de los sonidos a los cuales estamos acostumbrados. La voz humana se extiende en un margen de frecuencias de aproximadamente 80 Hz a 6 KHz, a diferencia de la música instrumental. Esto nos permite comprender por qué un dominio de frecuencias restringido es suficiente para transmitir la voz humana.



Y por último un tercer problema reside en el hecho de que los incrementos de nivel de sonoridad no presentan efectos lineales al pasar de una curva a otra, un salto de 10 fonios en las curvas más bajas (por ejemplo de 20 a 30 fonios) produce una sensación de aumento de la sonoridad mucho mayor que si ese mismo aumento de 10 fonios se produce en las curvas más altas (por ejemplo de 80 a 90 fonios).

Por lo tanto fue preciso buscar una escala que resolviera todos estos problemas, permitiendo comparar y sumar distintos niveles de sonoridad.

Para lograrlo se han empleado dos sistemas:

1º) En este método se supone que un sonido escuchado con los dos oídos, produce una sonoridad doble que se lo escuchamos con uno sólo.

Al sujeto que realiza la prueba se le introduce un sonido a los cascos de forma que escuche alternativamente por los dos oídos y por uno solo y se le pide que varíe el nivel de sonido cuando está escuchando por un solo oído de forma que el nivel de sonoridad le parezca igual que cuando escuchaba con los dos oídos, entonces la relación de sonoridad es de 2 a 1. Variando el nivel de intensidad dentro de toda la gama se obtiene la curva completa.

2º) En este método se utilizan dos tonos de frecuencias bastante separadas que se supone estimulan partes distintas de la membrana basilar. Entonces alternando la escucha de los dos tonos juntos y la de uno sólo y ajustando el nivel de este último hasta que parezcan de igual sonoridad se logra establecer una escala partiendo de la suma de tonos simples.

Con estas experiencias se trazó una nueva curva que nos da la relación entre los fonios y la nueva unidad llamada "sonio".

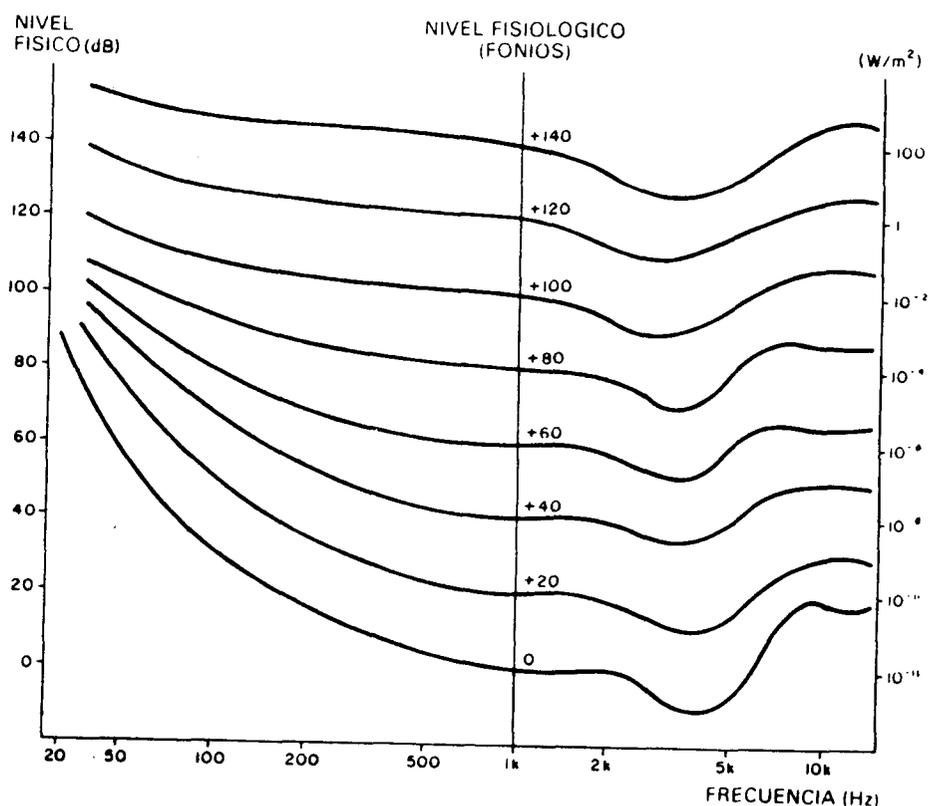
Un sonio es equivalente a 40 fonios y el umbral de audición ("0" fonios), corresponde al milisonio.

De esta forma se puede saber el nivel de sonoridad subjetiva que

tiene un sonido complejo, por ejemplo, si tenemos dos sonidos de 60 fonios, el equivalente de cada uno de ellos es de 4 sonios, por tanto sumados son de 8 sonios que volviendo a la curva nos dan un nivel de intensidad subjetiva de 70 fonios.

La relación entre las dos unidades para valores de P 40 fonios está dada por $S = 2^{(P-40)/10}$ y su equivalente aproximado $\lg S = 0,03 P - 1,2$

Se desprende de estas experiencias que para valores por encima de 40 fonios, el cambio mínimo de sonoridad que puede apreciarse es de medio fonio y también que incrementos de 10 fonios, suponen doblar la sonoridad.



Dado que la determinación de la sonoridad no es siempre practicable mediante sonos y fonos, existen otros métodos como los de Zwicker y el de Stevens. Estos se utilizan cuando deseamos medir la sonoridad de un ruido de espectro irregular tanto en condiciones de campo libre como difuso, con datos medidos en tercios de octavas, método de Zwicker, y en octavas, Stevens.

El de Zwicker parte de la valoración para cada banda crítica y tiene en cuenta el efecto enmascarante de las bandas entre sí.

Como no hay analizadores de bandas críticas se utilizan filtros de $1/3$ de octava. A partir de 250 Hz el ancho de la banda de $1/3$ de octava y la banda crítica prácticamente coinciden. En las inferiores a 250 Hz se agrupan tantas bandas de $1/3$ de octava como sean necesarias para completar una banda crítica. Por su parte el procedimiento de Stevens es en octavas, posee carácter empírico y, a diferencia del de Zwicker en el que se pueden efectuar análisis de sonidos con espectros irregulares, sólo se puede utilizar para sonidos de espectro plano que no contengan tonos puros.

1.D1) Altura tonal, mel y bark.

La altura tonal es una cualidad subjetiva, por la que percibimos e identificamos un tono a través de nuestros oídos.

En principio es dependiente de la frecuencia, pero puede ser afectada también por la sonoridad del tono, en otras palabras, la frecuencia en Hz no es una indicación exacta de la altura. Por ejemplo, si tenemos un tono fijo de 100 Hz a 40 fonios y aumentamos su nivel a 100 fonios la sensación de altura ha variado un 10%, es decir, que es preciso aumentar la frecuencia en 10 Hz, pasarla a 110 Hz, para tener la misma sensación de altura.

Esta variación con la sonoridad no es constante a lo largo de toda la gama de frecuencias, sino que es bastante pronunciada hasta los 1000 Hz, de 1000 a 5000 Hz la altura es independiente de la sonoridad y para frecuencias por encima de 5000 Hz aumenta ligeramente con la sonoridad.

Una consideración importante es que la altura cambia con la sonoridad mucho más apreciablemente para tonos puros que para tonos complejos, por lo que este efecto es mucho menos apreciado en la interpretación de un instrumento en la cual aparecen una serie de armónicos.

Se ha establecido una escala de alturas por medio de un experimento, en el cual el observador dispone de dos osciladores y se ajusta la frecuencia de uno de ellos hasta que le parezca de doble altura que el primero; variando la frecuencia de este oscilador se consigue la escala de alturas citada.

Como referencia se tomó una frecuencia de 1000 Hz a 60 fonios a la que se adjudican 1000 unidades llamadas "mels".

Otra unidad de altura subjetiva que se ha utilizado posteriormente es el "bark", que es equivalente a 100 "mels".

Esta unidad se adoptó debido a la observación del hecho de que 100 "mels" colocados en cualquier punto de la escala de alturas, coinciden con el ancho de banda crítico en ese punto.

1.D3) Mínima variación perceptible de frecuencia.

El oído sólo puede detectar un cambio en la frecuencia, cuando esta variación supera cierto valor, la escala de percepción no es lineal sino que está afectada por la frecuencia sobre la que se efectúe esta variación y por el nivel sonoro a que se produzca.

Para frecuencias mayores de 1000 Hz y presiones mayores de 40 dB, el cambio mínimo perceptible en frecuencia es del orden del 0,3%. Esto supone que una frecuencia de, por ejemplo, 5000 Hz puede variar 15 Hz arriba o abajo sin que se aprecie ninguna variación de la altura del tono.

Para frecuencias menores de 1000 Hz con un nivel de presión mayor de 40 dB, el nivel de percepción del cambio de frecuencia baja mucho y los valores antes citados pueden ser muy superiores.

De igual manera los cambios mínimos apreciables en el nivel sonoro dependen de la frecuencia a la que se efectúe dicha variación y del propio nivel sobre el que la efectuamos.

En condiciones normales, con un nivel sonoro por encima de 40 dB y frecuencia entre 50 y 10000 Hz, el cambio de nivel que se puede apreciar es de aproximadamente 1 dB, aunque bajo condiciones óptimas de laboratorio se pueden apreciar cambios de 0,3 dB (para frecuencias fuera de estos límites, los cambios mínimos perceptibles pueden ser de varias veces estos valores). Si el nivel sonoro está por debajo de 40 dB se necesitan cambios entre 1 y 3 dB para que sean apreciables.

1.D4) Enmascaramiento.

El fenómeno del enmascaramiento se produce cuando hay presentes dos sonidos diferentes, de los que, se supone, uno indeseable que afecta a la audición del primero.

En general, este fenómeno se presenta con sonidos complejos, pero en principio es mucho más fácil estudiarlo partiendo de tonos de frecuencias puras o bandas de ruido muy estrechas.

Se puede definir el término enmascaramiento como el número de decibelios que sube el umbral de audición de un sonido (enmascarado) ante la presencia de un sonido enmascarante.

Si tenemos un tono con una frecuencia de 1500 Hz, el umbral de audición es de + 1 dB, al tener presente otro tono de 1200 Hz a un nivel de 80 dB, el primer tono no es audible, hasta que no aumentemos su nivel a un valor de 54 dB. Entonces decimos que el enmascaramiento del primer tono por el segundo es de $54 - 1 = 53$ dB.

Puntos interesantes a considerar son: a) el efecto de enmascaramiento es mayor cuando las frecuencias están muy próximas; b) Es mayor el efecto de enmascaramiento de las bajas frecuencias sobre las altas que al contrario; c) Un sonido particularmente enmascarador es el ruido blando (aquel que posee igual densidad de energía en toda la gama de frecuencias).

El efecto de enmascaramiento es un tema a tener en cuenta cuando se trata de medir la sonoridad de un sonido complejo, ya que indica directamente sobre ella.

1.D5) Nivel de intensidad sonora (IL) y nivel de presión sonora (SPL).

El nivel de intensidad sonora está dado por la fórmula $I_1 = 10 \log I/I_0$, donde I_1 queda expresado en decibelios. I_0 es el nivel de referencia que corresponde al umbral de audición en la zona de máxima sensibilidad del oído (1000/3000 Hz) para un oído medio.

$$I_0 = 10^{-12} \text{ W/m}^2 = 10^{-16} \text{ W/cm}^2.$$

El nivel de presión sonora está dado por $SPL = 20 \log P/P_0$
donde P_0 corresponde igualmente al umbral de audición

$$P_0 = 2 \cdot 10^{-5} \text{ Nw/m}^2 = 2 \cdot 10^{-4} \text{ dinas/cm}^2.$$

El nivel de intensidad sonora y el nivel de presión sonora en el aire están relacionados por una fórmula en la que intervienen la temperatura y la presión estática por lo cual su relación no es constante.

Sin embargo, para consideraciones generales se los puede considerar iguales por lo que se puede hablar indiferentemente de nivel de intensidad sonora o de nivel de presión sonora sin cometer un error apreciable.

1.2) Reproducción del sonido.

Para la reproducción más o menos fiel del sonido se han desarrollado diversos equipos a lo largo del siglo aproximado de existencia de la Electroacústica. Estos equipos han ido evolucionando tanto técnica como estéticamente desde la aparición de los primeros gramófonos, micrófonos, etc., a finales del siglo pasado hasta nuestros días.

La Electroacústica, antes mencionada, no es más que la parte de la física del sonido encargada del diseño de los transductores electromecánicos, de las técnicas de conversión mutua de la energía eléctrica en mecánica y de los sistemas de registro y reproducción del sonido.

Una aplicación importante de la Electroacústica es la alta fidelidad, esto es, la restitución sonora de calidad excepcional con arreglo a unos criterios de ponderación determinados. Alguno de los requisitos que han de cumplir las cadenas de reproducción de alta fidelidad son: poseer una distorsión global inapreciable (menor del 1% a frecuencias medias) o una banda efectiva de frecuencias reproducidas desde 30 a 15000 Hz, tolerándose una reducción del límite superior hasta 12000 Hz, pues, como ya hemos visto en apartados anteriores, un cierto recorte de las altas frecuencias no afecta decisivamente a la inteligibilidad del sonido.

A continuación, vamos a analizar brevemente una cadena de reproducción del sonido, una cadena que, en principio, no exigiremos sea de una excesiva calidad pues se trata más de una reseña de sus cualidades como reproductor de unos sonidos de manera inteligible, que de hacer una valoración permenorizada de las condiciones óptimas que debería reunir para ser considerada, su reproducción, como de alta fidelidad.

En este sistema de reproducción acústica pueden distinguirse dos grandes cadenas independientes, aunque ligadas entre sí.

La primera podemos llamarla de "tratamiento" del sonido, puesto

que utiliza para la transmisión del sonido un lenguaje especial; es la destinada a recoger el sonido y transformarlo en señales eléctricas equivalentes, que pueden así ser amplificadas, modificadas y trasladadas para su empleo por la segunda de estas cadenas; que es la que recoge, amplifica y conforma estas señales eléctricas para transformarlas en sonidos similares a los originales.

El sonido en sí no es utilizable, en el estado técnico actual, para efectuar directamente las operaciones de transmisión en el tiempo o en el espacio, es preciso transformarlo en señales eléctricas, que son fácilmente manejables con equipos apropiados. El primer eslabón de la cadena lo constituye el micrófono, el cual transforma el sonido de señales sonoras en eléctricas para poder tratar y almacenar la información inmersa en dicha señal sonora.

La señal eléctrica que proporciona el micrófono es de muy bajo nivel, debido a esto ha de ser amplificada antes de ser llevada a los demás elementos de la cadena. El elemento encargado de amplificar la señal a la salida del micrófono se denomina preamplificador y proporcionará una elevación de la señal no excesivamente grande, pues se trata de un primer paso amplificador, cuya característica esencial es la de poseer una excepcionalmente alta señal/ruido.

Luego existen dos elementos accesorios como el mezclador, elemento encargado, como supropio nombre indica, de mezclar las señales procedentes de varios micrófonos, y el ecualizador, elemento encargado de mejorar, modificar las respuestas de las distintas fuentes de señal, antes de que la señal sea definitivamente amplificada. Estos elementos se encontrarán presentes siempre que estemos analizando una cadena profesional.

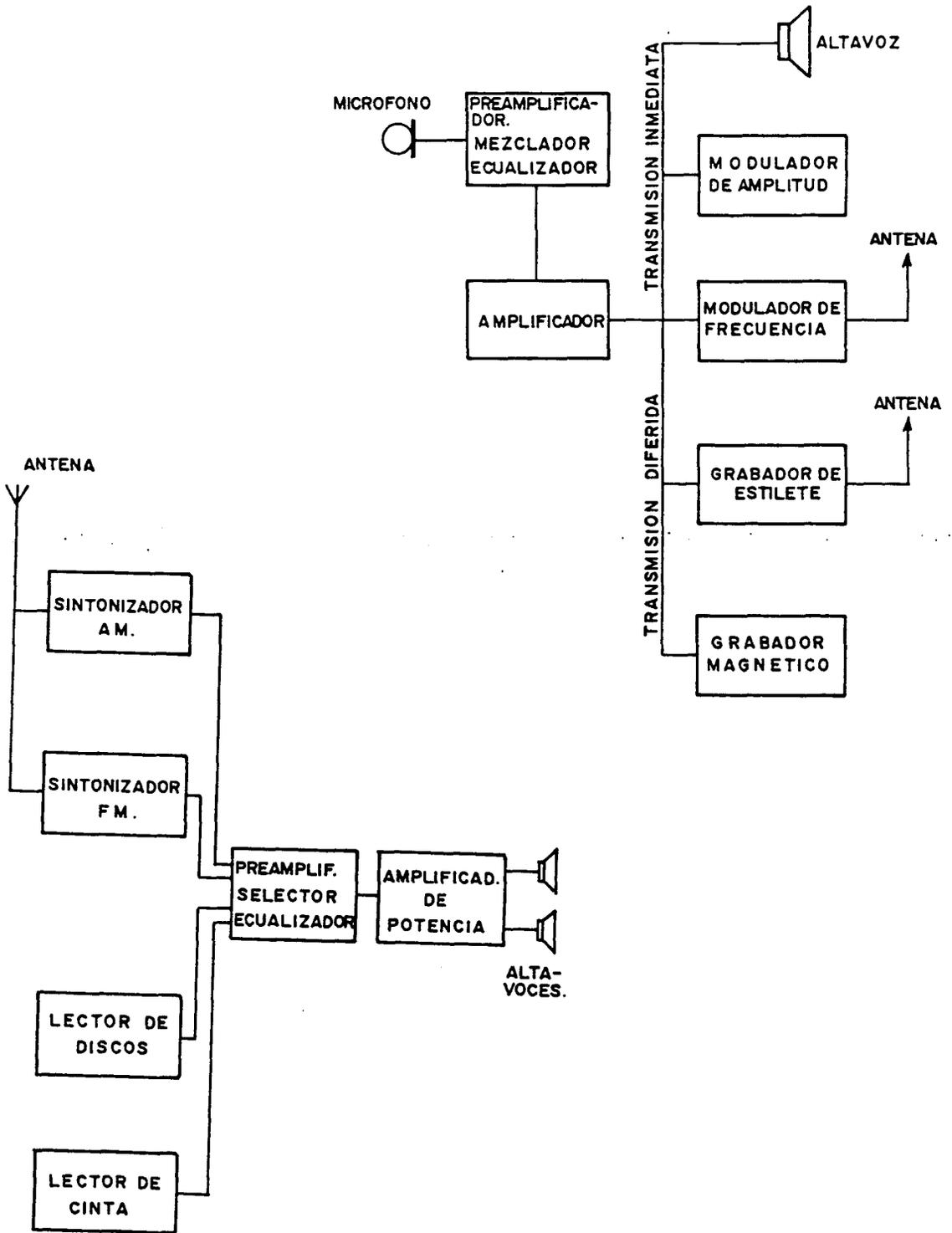
Después de pasar la señal por el mezclador y el ecualizador, se verá amplificada por la segunda etapa de amplificación.

Existen otros elementos intermedios de tratamiento de la señal como: reverberadores, generadores de eco, limitadores, comprensores, expansores, etc., que pueden ser utilizados para conseguir unos efectos especiales.

Una vez que hemos acabado el tratamiento de la señal propiamente dicho; ésta, bien es almacenada mediante la grabación en un soporte magnético o plástico (disco) según que el tipo de grabación sea magnética o mecánica respectivamente, bien es transmitida inmediatamente a través de los correspondientes equipos de radiodifusión, modulando la señal en frecuencia o en amplitud fundamentalmente.

Centrándome en la vía de la grabación, hay que señalar que la grabación mecánica sobre discos, es, históricamente, la primera en aparecer (Thomas A. Edison inventó el gramófono en 1877) y ha alcanzado notable desarrollo gracias a continuados perfeccionamientos del procedimiento original. Básicamente, consiste en tallar sobre un disco de materia blanda una espiral plana decreciente e imprimir al estilete de tallado movimientos vibratorios laterales y verticales, muy relacionados con la señal eléctrica originada en el micrófono. De este disco matriz se obtienen, por galvanoplastia, entre otros procedimientos, moldes con los que prensan las copias que se usarán para la posterior reproducción del sonido original.

Por su parte la grabación magnética del sonido es algo más moderna que la mecánica, año 1898, del ingeniero V. Poulsen, aunque los pobres resultados iniciales eclipsaron el procedimiento hasta los años 40, que las necesidades militares revivieron y desarrollaron el procedimiento; nació y creció en Europa, alcanzando en Estados Unidos su estado final. Consiste en magnetizar, con distinta intensidad, reducidas zonas de una sustancia magnética depositada en una cinta flexible y que pasa frente a un electroimán excitado por la señal eléctrica sonora; los pequeños imanes así formados retienen la información sonora que será luego extraída por un procedimiento inverso.



La segunda cadena efectúa un proceso inverso al que realiza la primera, esto es se encarga de transformar la señal eléctrica, que le suministra algún elemento de la primera cadena, en señal sonora y difundirla a unos oyentes.

Como quiera que el proceso es inverso, los elementos integrantes de esta segunda cadena tendrán en la misma un disposición invertida con respecto a la que poseían en la primera. Así poseemos a la entrada unos sintonizadores y unos lectores de discos y cintas, encargados de recoger la información de salida de la primera cadena en función del tipo de salida de que se trate.

A continuación nos encontramos con el preamplificador encargado de efectuar una primera amplificación, juntamente con la selección del elemento con el que vamos a trabajar de los citados anterioremente.

Entre el preamplificador y el amplificador de potencia se encuentra el ecualizador, elemento análogo al que veíamos en la primera cadena. También en este punto de la cadena se pueden introducir los elementos citados en el caso anterior, esto es reverberadores, generadores de eco, limitadores, expansores, etc., si deseamos hacer ciertas modificaciones en señal a reproducir.

Finalmente nos encontraremos con el amplificador de potencia, elemento encargado de suministrar el nivel de salida deseado, alimentando con la señal resultante a los altavoces, extremo final de la cadena, que reproducirá lo más exactamente posible el sonido original.

Los altavoces son los que operan la última transformación en el sistema, transformación exactamente inversa a la que se obra en el micrófono, en el que la energía sonora se convertía en eléctrica; en los altavoces es la energía eléctrica suministrada por el amplificador la que se transforma en energía sonora. Esta conversión se realiza con un rendimiento muy bajo, de uno al cinco por ciento, según el tipo de altavoz.

Es importante resaltar que en una cadena de reproducción de sonido todos los elementos tienen una importancia capital, de tal manera que dicha cadena será tan buena como lo sea el más débil de todos sus elementos. De poco vale disponer de un buen amplificador y unos excelentes altavoces si el giradiscos o el magnetófono son mediocres; tal vez la buena calidad de los primeros no haga sino poner aún más de manifiesto los defectos de las fuentes de señal.

1.21) Equipos para la reproducción del sonido.

En este apartado se efectuará un breve análisis de los equipos utilizados. Se hará mención a: micrófonos, amplificadores y preamplificadores, ecualizadores, platinas giradiscos, magnetófonos de bobina y de cassette, altavoces y otros equipos complementarios.

a) Micrófonos: es el elemento encargado de transformar la señal sonora en señal eléctrica, se trata pues de un transductor. Existen una serie de cualidades que los caracterizan como: sensibilidad, relación entre la tensión eléctrica expresada en voltios en bornes del micrófono en circuito abierto y la presión sonora, expresada en pascal, que actúa sobre la membrana a 1000 Hz; fidelidad, depende de tres factores, cuanto más amplia sea su respuesta en frecuencia mayor fidelidad, si no posee picos o valles acentuados en dicha respuesta y la tensión de salida ha de ser en todo momento proporcional a la presión de entrada; directividad, variación del nivel de sensibilidad en función del ángulo formado por el eje de simetría de la membrana y la dirección de propagación de las ondas sonoras; impedancia interna, de la cual depende la longitud del cable que es permitida para conectarla con el preamplificador; y ruido, que es una característica intrínseca a cualquier fuente de señal.

Existen varios procedimientos para clasificar los micrófonos. Así, según la técnica de conversión de la señal acústica en eléctrica pueden ser electrodinámicos, electrostáticos, electromagnéticos, cerámicos y de carbón. Según la característica direccional se clasifican en omnidireccionales, bidireccionales y unidireccionales.

b) Amplificadores y preamplificadores: son los elementos encargados de elevar los niveles de salida de micrófonos, cápsulas fonocaptoras, sintonizadores, etc. hasta alcanzar el suficiente para excitar a los transductores finales del sistema: los altavoces.

Suelen conformar un único sistema común de amplificación formado por la primera etapa, el preamplificador, y la segunda etapa, amplificador de potencia o etapa de salida.

El preamplificador es un simple amplificador de tensión que se va a ocupar de elevar la señal de la fuente a un nivel suficiente para poder atacar a la etapa de potencia. Pero, mientras la señal recorre este camino, va a sufrir además una serie de transformaciones en cuanto a nivel absoluto, nivel de las señales de unas frecuencias con respecto a otras, nivel de un canal con respecto al contrario (cuando nos referimos a equipos estereofónicos), etc. Al mismo tiempo, este elemento permite seleccionar la señal procedente de cualquiera, o varias, fuentes de programa existente en el sistema.

Así pues, el preamplificador puede, a su vez, subdividirse en varias partes; el selector de entradas, para seleccionar las diversas fuentes de señal presentes en un sistema; los controles de tono de agudos y graves, que permiten compensar en cierta medida los posibles desequilibrios existentes entre los diversos elementos del sistema o adaptar el sonido al gusto de cada oyente; el compensador (loudness), para compensar la desigual respuesta del oído a las diversas frecuencias, realizando automáticamente las frecuencias graves y agudas, conservando el nivel de las medias; el control de volumen, para adecuar el nivel de la señal al de-

seado por el oyente; equilibrio (balance), en sistemas estereofónicos para corregir diferencias de nivel entre canales.

Por su parte el amplificador de potencia eleva cientos de veces el nivel de salida del preamplificador para poder excitar adecuadamente los altavoces y mantener una reserva de potencia extra para poder salvar un fortísimo musical sin deformación de la señal.

Los tipos de amplificadores utilizados son los típicos clase A, B AB y los que posean técnicas de muestreo digital como los D.

c) Ecualizadores: son elementos de tratamiento del sonido, tratan de la alteración de la linealidad de la respuesta de la cadena para satisfacer las exigencias del oyente. Pueden ser activos, si en su realización intervienen componentes que introducen cierta amplificación de la señal (transistores, operacionales, etc.), o pasivos, si sus elementos son de este tipo, (resistencias, condensadores y bobinas). Por la zona de frecuencia se dividen en de baja, media y alta frecuencia. Además están los llamados gráficos, en octavas y tercios de octavas, y los paramétricos.

Los ecualizadores están formados por una serie de filtros sintonizados a una determinada frecuencia; filtros contruidos a base de operacionales (filtros activos) o por resistencias y condensadores (filtros pasivos). Dependiendo del tipo de ecualizador de que se trate actuaremos sólo sobre la ganancia que introduce el filtro a la frecuencia a la cual se encuentra sintonizado (ecualizador gráfico) o, además de la ganancia, actuaremos sobre la selectividad y la propia frecuencia de sintonía (ecualizador paramétrico).

d) Platinas giradiscos: son los encargados de reproducir la información acústica almacenada en los discos fonográficos, entregando una señal eléctrica fiel reflejo del sonido que se grabó en el disco.

Sus elementos son tres: el plato giradiscos, destinado a soportar el disco y hacerlo girar alrededor de su propio eje y en un plano horizontal (hay alguna excepción a esta condición de horizontalidad). Su

movimiento se consigue mediante un motor eléctrico y un sistema de transmisión entre el eje del motor y el plato propiamente dicho; el brazo fonocaptor, llamado así por su forma alargada y que va siguiendo el movimiento del disco surco a surco, desde la periferia al centro; cápsula o elemento que traduce en señal eléctrica la información contenida en el surco, señal que luego pasa a la etapa amplificadora, en donde alcanzará el nivel requerido para poder excitar un altavoz y restituir el mensaje acústico que se grabó en el disco, este elemento se subdivide en otros como la aguja, el cantilever, etc.

Existen varias formas de clasificar las platinas, según la característica que estemos analizando. Así, según el sistema de tracción tenemos: por polea intermedia, por correa según que dicho elemento sea una polea loca o una correa de goma, respectivamente, y por tracción directa, cuando el motor coincide con el plato girando a la misma velocidad de rotación que el plato. Según los motores de tracción tenemos de motores asíncronos, síncronos de alta velocidad, de corriente continua y de tracción directa. En función de su funcionamiento y manejo se dividen: manuales con o sin paro, semiautomáticos, automáticos y cambiadiscos; según el grado de intervención necesaria por parte del usuario van desde el primero en el que hemos de poner en marcha, colocar y hasta parar manualmente el brazo hasta el último en el que todo esto se realiza automáticamente e incluso es capaz de cambiar la cara del disco por sí solo. La última clasificación obedece al movimiento del brazo, aquí tenemos de movimiento radial o convencional y lineal o tangencial.

e) Magnetófonos de bobina y cassette: es el aparato que lleva a cabo la función de grabar y reproducir la señal de audio por medios magnéticos.

Los elementos relacionados con el proceso de grabación-reproducción comunes a cualquier magnetófono o platina magnetofónica son los siguientes: las cabezas magnéticas, los amplificadores de grabación reproducción y los generadores de corriente de polarización.

En las cabezas magnéticas se distinguen dos componentes principales: el núcleo magnético y el bobinado. Existen varios tipos; de grabación, con baja impedancia y el blindaje no es tan crítico como en otro tipo de cabezas; de reproducción con baja impedancia y blindaje con protección eficaz contra las intensidades de campo parásitas; de borrado, cuyas exigencias son mucho menos críticas que las anteriores, ya que su función es grabar en la cinta una frecuencia fija elevada.

Los amplificadores de grabación-reproducción tienen la función de amplificar señales de bajo nivel de amplitud, de modo que el principal requerimiento que deben cumplir es trabajar con un nivel de ruido muy reducido. De este modo se favorece la relación señal/ruido, aspecto éste muy importante para trabajar con los máximos niveles de calidad de respuesta.

En los generadores de corriente de polarización y borrado se producen corrientes alternas sinusoidales de alta frecuencia. Con el fin de evitar batidos indeseables, la frecuencia de trabajo ha de ser del orden de cinco veces mayor que la mayor frecuencia del espectro de audio a grabar y reproducir, pero no mucho mayor para no incrementar demasiado la impedancia de la cabeza de grabación ni elevar excesivamente las pérdidas de la cabeza de borrado que aumentan con la frecuencia.

Los magnetófonos se dividen en a carrete y a cassette. Los de carrete utilizan una cinta más ancha (6,35 mm.) que los de cassette (3,8 mm), además suelen disponer de 2 y hasta tres motores frente al único motor que poseen por lo general los de cassette. También existen diferencias en cuanto a la velocidad de trabajo que en los de carrete pueden ser de 9,5 cm., 19 cm., o 38 cm. frente a los 4,75 cm. o 9,5 cm. a lo sumo con que es posible reproducir un cassette. Además de estas diferencias existen otras tales como la posibilidad de generar reverberaciones y ecos, realizar dos registros sincronizados en pistas separadas que se reproducen a la vez, o registrar dos pistas separadamente pero quedando las informaciones de las dos pistas superpuestas en la segunda quedando libre la primera, para poder volver a utilizarla, de este modo una sola persona puede reemplazar a toda una orquesta; posibilidades todas que nos otorga el de carrete.

f) Altavoces: son los elementos que transforman la señal eléctrica en acústica. Es por tanto un transductor electroacústico y el elemento más importante de toda cadena de reproducción de sonido. Es muy difícil que un solo altavoz pueda reproducir toda la gama de frecuencias audibles, por lo que se recurre a un sistema de varios altavoces con el fin de que cada uno reproduzca la gama de frecuencias más apropiada a sus características. La distribución de las gamas de frecuencias a reproducir la efectúan los filtros divisores de frecuencias que normalmente se hallan en el interior del recinto.

La finalidad última de un altavoz es impartir movimiento al aire que lo rodea. Este movimiento, en un caso ideal de reproducción, deberá corresponder exactamente al de la señal aplicada al altavoz. Los oídos convertirán en sonido el movimiento del aire. El primer transductor que se usó fue el altavoz electrodinámico, o de bobina móvil, debido a Chester Rice. Esto ocurría por los años veinte y hoy se sigue empleando básicamente este altavoz, pero mejorado en muchos aspectos. Este tipo de altavoz está formado por dos elementos: uno de excitación, conectado al amplificador y otro acústico que incorpora un radiador de sonido que excita el aire que lo rodea, reproduciendo así el sonido.

En el elemento de excitación encontramos el motor magnético y la bobina móvil fundamentalmente. El motor del altavoz está formado por un imán, que puede ser cerámico o de fundición, y de unas partes metálicas que son las encargadas de concentrar el flujo magnético en el entrehierro. El principio de funcionamiento es como sigue: cuando un conductor eléctrico es recorrido por una corriente, se crea alrededor del hilo un campo magnético cuya polaridad y fuerza es proporcional a la corriente que lo atraviesa; si colocamos este conductor dentro de un campo magnético obtenemos una fuerza F que será proporcional al producto $B L I$, donde B es el flujo magnético que hay en el entrehierro, L es la longitud de hilo que está dentro del entrehierro e I es la intensidad de corriente que cir-

cula por el conductor. Es importante señalar que a mayor número de espiras mayor será el desplazamiento que se obtiene. La bobina móvil, por su parte, es un elemento muy importante en el que se llegan a producir temperaturas de hasta 200° debido a que ha de soportar toda la corriente proveniente del amplificador. La disposición usada normalmente es la de un cilindro de papel o aluminio sobre el cual se bobinan 2 ó 4 capas de espiras.

Pasando al sistema radiante de un altavoz electrodinámico, éste suele constar de un cono, generalmente de papel, que es solidario de la bobina móvil y sigue las oscilaciones de ésta, excitando así el aire que lo rodea. Para que este cono no pueda desplazarse lateralmente; está sujeta por la parte de su vértice por medio del centrador, que es una pieza de tela rígida moldeada en forma de acordeón que le proporciona elasticidad en el sentido vertical, pero le impide moverse lateralmente; por la parte exterior el cono está sujeto a la armadura por una parte elástica que puede estar formada por el mismo cono o bien puede ser de otro material, generalmente goma, usándose esta última cuando al altavoz se le exigen grandes desplazamientos (altavoces para graves).

Además del altavoz electrodinámico mencionado existen otros como los electrostáticos, los piezoeléctricos, los magnéticos planos, etc., cuya función es idéntica a la del electrodinámico diferenciándose en el elemento que actúa como transductor. En el electrostático se trata de un diafragma muy ligero colocado entre dos electrodos acústicamente transparentes; en magnético plano son dos paneles magnéticos, acústicamente transparentes, en medio de los cuales está situado el diafragma, constituido por un material ligero sobre el cual se ha pintado un conductor que forma la bobina móvil; en el piezoeléctrico actúa un material de este tipo que posee la propiedad de deformarse cuando se les aplica una corriente o, a la inversa, de producir corriente cuando son presionados.

Finalmente hay que hablar de los recintos acústicos pues sea cual sea el tipo de altavoz utilizado, será preciso separar la señal emitida por su parte frontal, de la emitida por la parte posterior. De no ser así se produciría una cancelación del sonido, ya que existe una oposición de fase entre las partes frontal y posterior del altavoz.

Básicamente se trata (hablando del recinto cerrado) de montar el altavoz en una caja completamente cerrada, de forma que la radiación posterior no pueda salir del interior del recinto. Para amortiguar la radiación posterior del altavoz debe llenarse el interior del recinto con material absorbente, que además hace al recinto más grande desde el punto de vista acústico.

g) Otros equipos complementarios. Entre estos vamos a citar a los compresores, expansores y generadores de eco y reverberación. La función de los compresores y expansores es controlar la dinámica de los programas sonoros, lo cual realizan de forma automática, partiendo de unas condiciones predeterminadas por el ingeniero.

El limitador es el equipo destinado a evitar que los transitorios de corta duración sobrepasen un nivel de pico preseleccionado. El efecto de limitación no puede considerarse como un cambio en la dinámica dado que la atenuación de nivel se produce durante períodos de tiempo muy cortos. El compresor tiene como misión introducir un incremento en la atenuación de la señal a medida que ésta decrece por debajo de un cierto nivel preseleccionado. Esta función implica el incremento de las señales de valor más bajo. Por su parte el expansor atenúa la señal a medida que ésta cae por debajo de un cierto nivel. Todas las funciones anteriormente descritas comportan el hecho de producir ganancias variables sobre los programas tratados, por lo que podríamos resumir el trabajo de estos equipos como "amplificadores de ganancia variable".

Para terminar analizaremos los generadores de eco y reverberación. Existen varios tipos según quien produzca estos fenómenos como los reverberadores por muelles o por registro magnético.

El de muelles consiste en llevar la señal hasta una bobina en cuyo interior una varilla magnética unida a un muelle, vibra de acuerdo con las variaciones de campo magnético que la señal induce, por medio de la bobina. En el otro extremo del muelle se sitúa un dispositivo similar con lo cual las vibraciones de la varilla (mivida por el muelle) induce una señal en la bobina, la cual es **amplificada** posteriormente. El conjunto formado por la varilla y la bobina actúa como elemento transductor. La propagación de la onda de sonido en los muelles es mucho más lenta que la velocidad del sonido en el aire. El retardo que introducirá la unidad de muelles dependerá del grueso de las espiras de los muelles, del número de vueltas de éste y de su longitud total; se pueden combinar unidades de muelles con diferentes retardos conectados en serie a fin de poder variar los resultados. En general, el sonido obtenido de esta forma resulta bastante irreal y muy metálico.

En la reverberación y eco producida por registro magnético se utiliza como retardo la diferencia de tiempo que se produce entre la cabeza de grabación y la de reproducción en un magnetófono, o grabador magnético especialmente preparado para ello. En magnetófonos ordinarios la realimentación entre las cabezas de grabación y reproducción es graduable por medio de R, que puede ser el propio control de nivel de salida del magnetófono. El retardo deseado se consigue variando la velocidad del equipo de registro. En equipos diseñados especialmente se sustituye la bobina de cinta por un disco magnético o un bucle de cinta sin fin. El principio de funcionamiento es el mismo, con la única diferencia de que se utilizan de una a dos cabezas de grabación y varias de reproducción, lo que permite variar los resultados y efectos deseados. En algunos modelos las cabezas pueden alejarse o acercarse (las de grabación a las de reproducción) con el fin de ajustar los tiempos de retardo.

ECUALIZADORES**EL ECUALIZADOR PARAMETRICO.**

2.) ECUALIZADORES. EL ECUALIZADOR PARAMETRICO.

2.A) Descripción y utilidad de los ecualizadores.

La misión de los ecualizadores es alterar la linealidad de la respuesta en frecuencia de una cadena de sonido o de un recinto de audición.

Esta alteración se efectúa de diversa forma dependiendo de la clase de ecualizador con el que estemos trabajando, sin embargo, en esencia, la alteración se produce al pasar la señal a tratar a través de los filtros de paso de banda que constituyen el ecualizador. Estos filtros, al solaparse, cubren todo el espectro de audiofrecuencia. Aumentando o reduciendo el nivel en cada banda modificamos la respuesta en frecuencia eléctrica del sistema hasta conseguir la respuesta total deseada. Amplificar, pues, las zonas de frecuencia donde exista atenuación por el local (o del sistema de sonido si trata de este) y atenuar aquellas en que haya excesiva ganancia sonora nos conducirá, dicho en forma simple, a la igualación acústica del local. Observemos que la finalidad primordial de la ecualización es corregir las deficiencias acústicas del recinto de escucha, igualando las irregularidades que se presenten y tratando de conseguir que la respuesta total del sistema sea la que nos interesa. Debemos notar aquí que esta respuesta acústica total buscada puede no ser neutra (es decir, aquella que proporcione la misma ganancia a cualquier frecuencia) sino que se deseen obtener ciertas tonalidades específicas acentuando o moderando los modos acústicos del recinto.

Para un sistema profesional es evidente la necesidad de disponer de ecualizadores suficientemente versátiles para compensar las características de equipos y locales que pueden ser muy diferentes entre sí.

Existen varias formas de utilizar un ecualizador según de que queramos mejorar la respuesta de un equipo cualquiera de una cadena musical, de un recinto acústico destinado a la propagación de voz (sala de conferencias, etc.) o a grabaciones musicales, etc.

Así las cabinas de control suelen incorporar ecualizadores para procesar las señales de cada uno de los canales de que dispone, ya sean de entrada o de salida, acondicionándola al resultado apetecido. El ecualizador también suele ser un elemento complementario importante de diversos instrumentos musicales, especialmente el sintetizador.

2.A1) Análisis del espectro de audiofrecuencias. Para efectuar una correcta ecualización hemos de conocer profundamente el espectro de frecuencias en las que nos desenvolvemos. En función de la influencia que ejercen sobre la audición podemos dividir el espectro en seis partes.

1ª) Muy bajas frecuencias, entre 16 y 60 Hz. Estas frecuencias dan a un programa musical la sensación de potencia, sobre todo si se producen de forma súbita. De producirse de manera continuada o con demasiado énfasis, producen un efecto de máscara sobre el programa musical y lo ensucian. Deben utilizarse con discreción.

2ª) Las frecuencias bajas comprendidas entre 60 y 250 Hz contienen las notas fundamentales de la sección de ritmo y la ecualización en esta banda puede producir un cambio de balance en el programa musical. Demasiado refuerzo en esta banda puede hacer que el programa musical resulte atronador. Con estas dos bandas podremos atenuar el rumble (ronroneo que producen algunos tocadiscos) y el zumbido que produce la red.

3ª) La banda media de frecuencias, comprendida entre 250 y 2000 Hz, contiene armónicos de bajo valor de algunos instrumentos musicales. Demasiado refuerzo en esta banda puede producir un sonido muy nasal o telefónico. Si el refuerzo se produce entre 500 Hz y 1 KHz, el sonido resultante dará la sensación de proceder del interior de un tubo. Si el refuerzo se produce entre 1 y 2 KHz, la impresión será de tubo metálico. Un exceso de refuerzo en esta banda produce fatiga en el oyente. Es decir un realce de estas frecuencias es contrario a la fidelidad, aunque ocasiona una sensación de acercamiento de la orquesta.

4ª) La banda media alta, comprendida entre 2 y 4 KHz, resulta muy importante para el reconocimiento de la voz; si es modificado excesivamente resultará la voz con acusado "ceceo". Los fonemas que se forman fundamentalmente con los labios y en las que intervienen la m, b y v resultarán confusos. Un refuerzo excesivo sobre los 3 KHz causa fatiga.

5ª) La banda de frecuencias, comprendida entre 4 y 6 KHz, es responsable de la "claridad" y "transparencia de la voz" y los instrumentos. El incremento de ecualización sobre los 5 KHz produce el mismo efecto sobre nuestro oído que si el programa se hubiera incrementado en 3 dB de nivel. Este sistema es empleado por algunos ingenieros de sonido para dar una mayor impresión de nivel al registro. La atenuación en esta frecuencia produce un sonido más distante y transparente.

6ª) La banda de 6 KHz a 16 KHz sirve para controlar el "brillo" y "claridad" de los sonidos. Demasiado refuerzo producirá un sonido cristalino y siseos en la s y vocales.

Así pues, conociendo las características de las distintas bandas, podremos conseguir distintos efectos. Para una ecualización eficaz hay que proceder siempre a comparar la señal natural con la ecualizada, no olvidando nunca la diferencia de nivel que ciertos tipos de ecualización exagerados comportan, lo cual (ante la mayor presencia de nivel) nos puede inducir a creer que es buena una ecualización que, de ser escuchada en condiciones normales, nos resultaría ingrata.

2.B) Tipos.

Una primera clasificación de ecualizadores la podemos hacer en función del tipo de componente electrónico que sea utilizado, de este modo podemos hablar de ecualizadores pasivos y activos. Los pasivos son aquellos en cuya realización no interviene ningún componente que implique amplificación de señal (válvulas, transistores, operacionales, etc.) y el tratamiento de esta señal es realizado por elementos totalmente pasivos (resistencias, condensadores, bobinas). Como generalmente el tratamiento efectuado de esta forma comporta una atenuación de la señal, ordinariamente tras el ecualizador se sitúa un paso amplificador a fin de restituir el nivel de entrada al circuito. Sin embargo, esta amplificación no interviene en el proceso de ecualización y por tanto se considera que el circuito es pasivo. A diferencia de este, los ecualizadores activos son aquellos en que la función es controlada por elementos que comportan amplificación, aunque como elementos que también intervienen en la función se encuentren asociadas resistencias, condensadores y bobinas.

Por la zona de frecuencia que tratan, los ecualizadores se dividen en de baja, media y alta frecuencia. El punto de frecuencia nominal vienen dado por el máximo refuerzo-atenuación que producen sobre una frecuencia dada. Así cuando veamos que las características de un ecualizador vienen señaladas como ± 16 dB a 60 Hz, interpretaremos que en este punto de frecuencia señalado, el máximo refuerzo atenuación que se puede conseguir es de 16 dB; evidentemente las frecuencias próximas a 60 Hz también quedarán modificadas aunque en menor cuantía, cuyo valor dependerá del tipo de ecualizador de que se trate.

Según el modo de efectuar la ecualización encontramos ecualizadores gráficos y paramétricos. Los gráficos reciben este nombre por la facilidad de visualizar la aplicación del ecualizador en el panel. Este ecualizador se presenta en la práctica con numerosas variantes, incluyendo los más completos, que presentan 27, 34 o más puntos de control de frecuencia,

los cuales se denominan de "tercios de octava" por estar así dispuesta la selección de frecuencias. Los más simples ecualizan por octavas, disponiendo de un control para cada centro de octava. En ambos casos estos instrumentos refuerzan o atenúan la señal en valores del orden de ± 12 dB aproximadamente, dependiendo su acción del Q de cada filtro. Los filtros de tercio de octava son utilizados generalmente para corregir la acústica de las salas, pero su ajuste debe hacerse con los medios adecuados (generador de ruido rosa, micrófono patrón y analizador de tiempo real). La utilización de estos ecualizadores sin conocimiento profundo del tema puede acarrear grandes distorsiones de fase, debido a la actuación de filtros con margen de frecuencia muy próximos.

Los ecualizadores paramétricos poseen la particularidad de que pueden seleccionar la frecuencia de trabajo y también la selectividad de los filtros del mismo; de esta forma puede hacerse más ancha o estrecha la banda de frecuencias sobre la que actúa, y por supuesto también tiene gobierno sobre la ganancia del filtro. Debido a estas características basta con 4 o 5 filtros para efectuar correcciones sobre todo el espectro de las audiodfrecuencias. Los controles sobre los tres parámetros citados han de poseer una particularidad: no existir ninguna interacción entre dichos controles, esto es, al aumentar la selectividad, por ejemplo, la curva de respuesta ha de hacerse más estrecha pero permaneciendo constantes la ganancia (que no se produzca amplificación ni atenuación de la banda a la frecuencia de trabajo) y la frecuencia a la cual se encuentra sintonizado el filtro.

2.B1) ¿ Ecualizador gráfico o paramétrico ? En este punto vamos a analizar las posibilidades de estos dos tipos de ecualizadores, los cuales, en principio, cuentan con un campo de actuación semejante; ambos poseen la finalidad de corregir la acústica de las salas y de los equipos de grabación y reproducción del sonido.

En principio, sin entrar en otras consideraciones, se observa que la unidad mínima básica (cada filtro individual de los que constituyen el ecualizador) es bastante más compleja en el paramétrico que en el gráfico, hecho lógico si tenemos en cuenta que en el gráfico únicamente controlamos la ganancia de cada uno de los filtros paso banda que posee, mientras que en el paramétrico controlamos además la selectividad y la frecuencia de trabajo a la cual queremos utilizar el filtro.

Junto a esta diferencia nos encontramos con otra, el número de filtros que posee cada uno, mucho mayor en los gráficos, pues está comprobado que en los paramétricos con un número reducido de filtros se consiguen resultados semejantes a los que se obtendrían al aumentar este número, debido a que podemos sintonizar la frecuencia en la posición deseada y a que con mayor número de filtros la complejidad aumentaría grandemente sin resultados favorables evidentes.

Dicho esto hay que señalar que el ecualizador paramétrico resulta más apropiado cuando nos interesa tener el máximo control posible sobre los distintos parámetros, cuando es importante la flexibilidad del sistema y cuando se trata de eliminar efectos indeseados. En los gráficos suele presentar el problema de que cuando se produce un excesivo realce sobre una zona concreta, aparece un exceso de coloramiento; fenómeno que no sucede con ajuste paramétrico óptimo

Sin embargo sería injusto descalificar sistemáticamente a los ecualizadores gráficos sólo por el hecho de poseer un único parámetro ajustable; los gráficos cuentan con la ventaja de su simplicidad y su bajo coste.

Para tener una idea más clara de la aplicabilidad de unos y otros vamos a analizar una gráfica, la que se inserta en siguiente página.

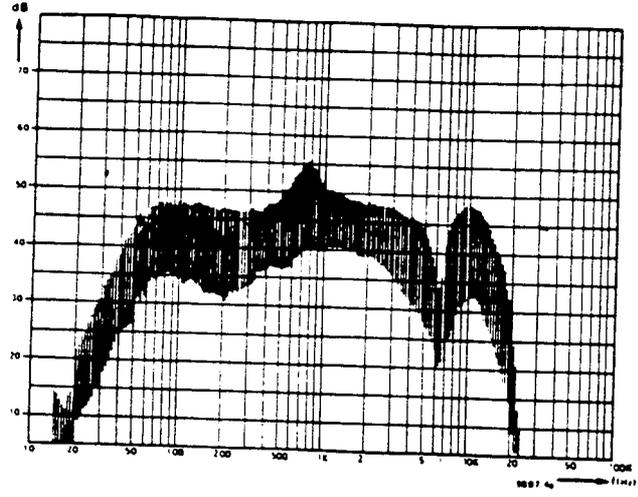
En dicha página se observan tres gráficas de una misma respuesta en frecuencia y en función de que consideremos la respuesta general de una cadena de reproducción y el recinto acústico en el que se desenvuelve (fig. a); que eliminemos los valles y las crestas separadas por al-

gunos hercios, los cuales serían muy difíciles de ecualizar y, aún en el caso de que se hiciese, el oyente no percibiría ninguna diferencia pues al estar dichos valles y crestas tan próximos pasan desapercibidos al oído humano, (fig b); y que eliminemos todos aquellos valles y crestas inferiores a 2 dB, pues se considera que por debajo de este nivel no somos capaces de percibirlo y, mucho menos, de que nos resulten molestos, (fig. c).

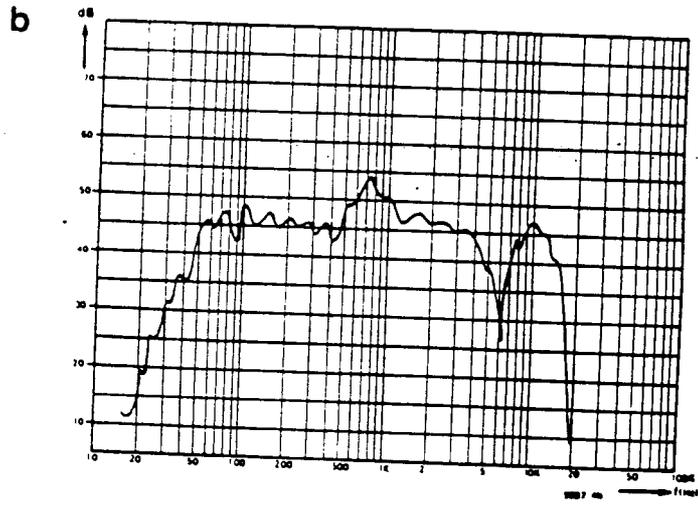
Una vez hechas estas depuraciones obtenemos una curva en la que destacan una serie de fenómenos. Así se observa una caída muy acentuada a partir de los 70 Hz, que en el límite de las audiofrecuencias (20 Hz) es de 30 dB; existe otra caída aún más acentuada desde los 10 KHz a los 20 KHz; finalmente se observa un valle a los 6 KHz y una cresta, de unos 7 dB, a los 700 Hz.

De este modo con un ecualizador paramétrico tendremos que sintonizar uno de sus filtros a los 700 Hz con una atenuación de - 7 dB, otro lo sintonizaremos a 6 KHz con una amplificación de unos 8 dB con una curva más selectiva que en el caso anterior. Para las zonas extremas de las bandas podríamos colocar una frecuencia de trabajo a 20 Hz con una selectividad similar al caso de los 700 Hz, o algo superior, con una ganancia máxima, (hay que señalar que por muy alta que sea esta ganancia nunca llegará a ser del orden de los 30 dB necesarios) con esto conseguiremos disminuir el problema pero no eliminarlo. De esta misma forma se operaría en el caso de la caída de las altas frecuencia, en el cual sintonizaremos un filtro a los 20 KHz con la ganancia máxima para corregir la atenuación existente. Estas dos atenuaciones en los extremos de la banda de audiofrecuencias se corregirían más fácilmente con los controles de tonos para graves y agudos que todos los amplificadores incorporan, dado que dichos controles poseen una respuesta apropiada para estos casos.

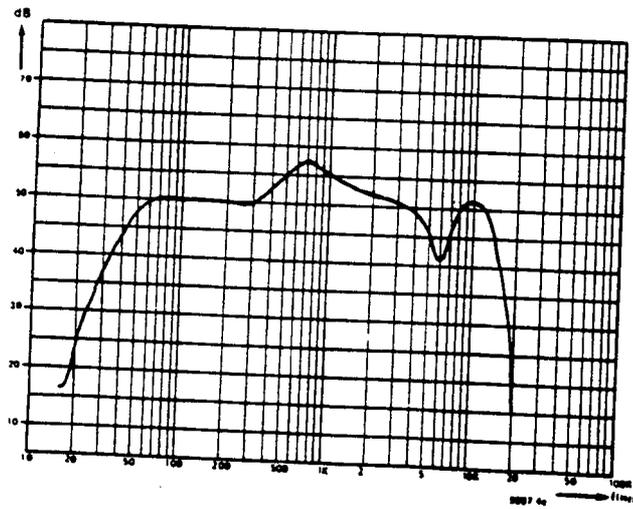
Con un ecualizador gráfico actuaríamos dándole una ganancia de 7 dB al filtro que estuviese más próximo a los 700 Hz y una atenuación de - 8 dB al más próximo a los 6 KHz. Es fácil deducir que raramente coincidirá un filtro del ecualizador gráfico con la frecuencia a la cual se produce la irregularidad, por esto no se podrá evitar que la curva de respuesta



a



b



c

final, presente un aspecto ligeramente ondulado. En los problemas de los extremos de la banda, el ecualizador gráfico no aporta nada nuevo a lo aportado por el paramétrico. De estos hechos podemos deducir que la corrección de la respuesta en frecuencia con un ecualizador gráfico, en pocos casos alcanza el grado óptimo o ideal.

De todo esto se deduce que cuando queremos corregir varias crestas o valles bastante acentuados con una total garantía hemos de recurrir a un ecualizador paramétrico, al poderlo sintonizar nosotros donde lo creamos oportuno, siendo además este tipo de irregularidades en la respuesta las que ocasionan mayores molestias al oyente si no son debidamente eliminadas. En cambio cuando nos encontremos con multitud de irregularidades, fundamentalmente cuando estas no son de un nivel excesivo, será más cómodo y perfecto trabajar con un ecualizador gráfico que, aunque no nos proporcione una curva perfectamente plana, si nos ofrece una mejora estimable hasta limitar las irregularidades a niveles no perceptibles. Sin embargo con el ecualizador gráfico es más factible que aparezcan problemas originados por la propia ecualización, por una deficiente ecualización.

2.C) Análisis de la utilización del ecualizador paramétrico.

En el curso de los últimos años, los ecualizadores han invadido el dominio de las aplicaciones domésticas hasta el punto de convertirse casi en una "moda". Conocidos fabricantes de equipos de audio así como los ingenieros especializados en acústica, se han preocupado seriamente de los problemas planteados por la corrección de respuesta en frecuencia.

Las características de las habitaciones han de ser analizadas, pues tienen sorprendentes efectos sobre el sonido reproducido.

En muchos sentidos una sala de audición es similar a la caja de un altavoz, con la diferencia de que el oyente se encuentra dentro. Hasta el presente no se ha tenido muy en cuenta la influencia mutua entre las cajas acústicas (o baffles) y el recinto de audición en las aplicaciones domésticas, y por tanto, nada se ha hecho para mejorar las posibles alteraciones acústicas debidas a estos fenómenos. Para mejorar la curva de respuesta en frecuencia de un recinto hay varias posibilidades; una de ellas puede ser realizando cambios formales en el medio acústico, como por ejemplo, cambiar de sitio las cortinas (o ponerlas más gruesas), enmoquetar el suelo, ensayar diferentes posiciones para las cajas acústicas, cambiar los muebles de sitio, etc. Todos los elementos citados anteriormente tienen gran influencia en la acústica de una habitación, y tales cambios pueden en muchos casos resolver el problema, pero también puede suceder que la disposición ideal (acústicamente hablando) haga inhabitable la casa. El ecualizador nos permite resolver el problema de forma muy diferente. Su misión consiste en compensar las deficiencias acústicas de la sala (frecuencias absorbidas o reflejadas por los elementos que componen la habitación) sin modificar el recinto de audición. El efecto de estas "deficiencias acústicas" se traduce en una distribución irregular de la amplitud de las frecuencias que llegan al oyente y se reflejan en la curva de respuesta confiriéndole ese tortuoso aspecto.

Al efectuar el análisis de un recinto acústico hemos de tener en cuenta que las señales acústicas que llegan al oyente son una mezcla de sonidos directos e indirectos (o reflejados). El sonido directo es aquel que llega directamente, valga la redundancia, desde el altavoz a nuestros oídos, mientras que el indirecto nos llega después de una o varias reflexiones en las paredes, suelo, muebles, etcétera, con lo cual queda afectado por una "coloración" producida por las características acústicas del recinto. De este hecho se pueden deducir dos consecuencias.

En primer lugar, la proporción relativa de sonido directo e indirecto variará en cada punto de la sala de audición, debido a que los distintos recorridos de las señales directa e indirecta, producen reforzamientos y anulaciones de fase, creándose nodos y anti-nodos en distintos puntos de la habitación. Por esta razón, sólo es posible ecualizar correctamente una posición determinada del oyente, y si ésta cambia, cambiará la respuesta de frecuencia.

En segundo lugar, el oído humano interpreta de diferente forma los sonidos directos y reflejados; sobre todo en la gama de las frecuencias vocales (300 Hz a 5 KHz). Mientras que el sonido directo informa sobre las características de la fuente sonora, el sonido indirecto da una idea del entorno que rodea la fuente sonora. Esta es la razón por la cual el empleo de un ecualizador sin el debido conocimiento puede producir algunos efectos indeseables: tratando de eliminar la influencia del recinto en el sonido indirecto, puede suceder que el sonido directo se vea fuertemente influenciado por la "coloración" que se pretendía evitar. Luego, como ya se ha dicho, la utilización irracional o abusiva de un ecualizador puede empeorar las cosas en lugar de arreglarlas.

Parece desprenderse de las conclusiones anteriores que los ecualizadores, e incluso los controles de tono de nuestro equipo, no resuelven

nada, pero esto es falso, ya que los resultados que se pueden obtener con este tipo de aparato en recintos de tamaño reducido (como habitaciones de una casa) son ciertamente notables. Y sin llegar a este punto, el ecualizador puede solucionar más de un problema en recintos de audición en los que aún siendo de tamaño adecuado se producen fuertes atenuaciones de unas ciertas frecuencias o simplemente tienen unas pobres condiciones acústicas.

En general, cualquier curva exige un número limitado de correcciones para obtener una curva plana, con lo cual el ecualizador paramétrico está perfectamente capacitado para ello.

2.01) Ecualización de un recinto destinado a la escucha de programas grabados. La ecualización de un recinto determinado puede realizarse mediante varios procedimientos. Uno consiste en aplicar una señal de ruido rosa, convenientemente filtrada, a un amplificador lineal que alimenta a un altavoz de referencia. El ruido rosa posee idéntica energía por octava y proporciona respuesta plana sobre una gráfica logarítmica, que es la usada normalmente en audio.

Primero se lee en el sonómetro el nivel de presión sonora producido; luego se ajusta el mando o mandos del ecualizador hasta obtener en el sonómetro el valor deseado. Repitiendo el proceso varias veces hasta cubrir la banda de audiofrecuencia obtendremos el resultado buscado. El resultado obtenido, el conjunto de valores alcanzados, nos dará idea de la respuesta del recinto. Lo ideal es utilizar un juego de filtros, asociados al generador de ruido, que coincida lo más posible con los mandos del ecualizador. Incluso, en vez de los filtros, se puede emplear otro ecualizador idéntico, en el que se deje sólo una banda con ganancia máxima y las demás completamente anuladas. Así el nivel de presión sonora que produce dicha banda de frecuencias en nuestro recinto. Repitiendo el proceso en cada una de las bandas tenemos el resultado total.

Debemos mencionar, no obstante, algunos de los inconvenientes que presenta este sistema tan aparentemente simple. En primer lugar, por muy bueno que sea el ecualizador, nunca será un filtro de paso de banda perfecto, es decir, dejará pasar algo de energía de las bandas adyacentes. Por otra parte, no poseerá igual ganancia en toda la banda, sino que la frecuencia central de la misma será la que, en general, se amplifique o atenúe más. Y, por último, el realizar el análisis banda tras banda nos impide observar lo que ocurre al resto del espectro cuando estamos trabajando con determinada zona de frecuencias.

Para superar esto precisamos de un analizador de espectro en tiempo real. Utilizando este equipo junto a un generador de ruido rosa, un ecualizador y un amplificador podremos efectuar la ecualización de forma más precisa.

En este 2º procedimiento inyectamos íntegramente la señal del generador de ruido rosa al amplificador, sin filtrarla. De este modo el analizador en tiempo real nos dará información sobre la respuesta del recinto, con sus valles y crestas, antes de la ecualización (el analizador recoge la información a través de un micrófono de precisión). Luego, al mover cada mando del ecualizador notaremos el efecto que produce en la respuesta acústica total deseada. El proceso es mucho más rápido que en el caso anterior y, por supuesto, más completo y exacto. Las posiciones de los mandos del ecualizador nos dan la inversa de la curva típica del salón, lo que nos valdrá para futuros trabajos acústicos en el mismo.

Es preciso advertir de las limitaciones de cualquiera de estos sistemas de ecualización:

a) Tanto el sonómetro como el micrófono empleado deben ser de máxima calidad para que no introduzcan deformaciones adicionales. Ambos transductores han de ser de tipo omnidireccional para integren el sonido directo con las reflexiones en las superficies del recinto.

b) El altavoz de referencia ha de ser igualmente de muy buena calidad en cuanto a la linealidad de respuesta, uniformidad de rendimiento a di-

versos niveles eléctricos y factor de directividad. En general habrá que introducir una ecualización para que dicho altavoz proporcione respuesta lineal, y convendrá poseer la suficiente información sobre su respuesta en cámara anecoica para efectuar las correcciones que pueden necesitarse. De ahora en adelante, cuando hablemos de "altavoz de referencia" entenderemos que es un transductor electroacústica con estas características de linealidad en respuesta, lleve o no sistema de ecualización propio para obtener estos fines.

c) La respuesta acústica obtenida es válida sólo para las condiciones en que se realiza la prueba; es decir, para el local con las personas, muebles, objetos, revestimientos, temperatura, etc. existentes en el momento de la prueba.

d) La respuesta es válida para el lugar donde se ha colocado el sonómetro y el micro. Distintas zonas del local darán distintas respuestas. Será necesario realizar pruebas en diversos puntos para definir la ecualización media a utilizar (o las ecualizaciones particulares por zonas, en sistemas más refinados). En cualquier caso, un ingeniero de sonido puede, salvo en lugares acústicamente indomables, obtener una ecualización suficiente con relativamente pocas medidas.

Hay que recalcar que el ecualizador utilizado para estos fines es un elemento de compensación de irregularidades propias de la combinación sistema/local, pero no debe emplearse para corregir defectos o carencias intrínsecas de los elementos electroacústicos. No debe, pues, pensarse que un ecualizador va a subsanar los defectos en respuesta de un mal altavoz; al contrario, si intentamos amplificar excesivamente una banda de frecuencia para ocultar tales defectos, lo probable es que sólo consigamos aumentar la distorsión y degradar la respuesta del sistema.

En general, conviene conocer primero las características del local y, en función de éstas, escoger los altavoces apropiados. Una vez instalados los mismos, hay que verificar el funcionamiento correcto del sistema y ecualizado íntegramente.

2.02) ecualización de un recinto para la audición del sonido en directo. El proceso es análogo al caso anterior pero con la particularidad de que debemos tener en cuenta un problema importante: la realimentación acústica. Esta surge en los sistemas de refuerzo sonoro que implican la utilización de micrófonos en directo. En estos casos se ha de considerar la ecualización del sistema completo, incluyendo el micrófono. Aquí es donde el local toma una preponderancia mucho mayor. No es ya únicamente el recinto receptor del sonido amplificado, sino también el recinto donde se crea el sonido: es el elemento que se encuentra tanto al principio como al final del sistema.

Para eliminar la realimentación acústica, o efecto Larsen, que consiste en que las señales producidas por los altavoces son captadas por el micrófono, ya sea por reflexión o directamente, con lo cual se establece un lazo de realimentación positiva, ya que la señal que llega al micrófono es amplificada y enviada nuevamente a los altavoces, produciendo el típico "pitido" debido a la entrada en oscilación del sistema, existen varios procedimientos.

Entre los métodos a emplear tenemos:

- Emplear un micrófono direccional que presenta una muy baja sensibilidad a los sonidos procedentes de la parte posterior del micrófono.
- Utilizar altavoces de respuesta direccional. Este tipo de altavoces son generalmente poco conocidos. Pueden conseguirse importantes reducciones del efecto Larsen, instalando altavoces direccionales, orientados en sentido opuesto al micrófono.
- Disminuir la potencia de los altavoces más próximos a los micrófonos. Muy a menudo, las columnas de sonorización incorporan la posibilidad de regulación de volumen; en aquellas que no lo posean, se obtiene un efecto similar, simplemente poniendo en serie con el altavoz una resistencia de bajo valor. En principio esto puede parecer una contradicción, sin embargo, en la práctica permite aumentar el volumen del amplificador sin

incrementar la realimentación acústica.

- Conectar sólo los micrófonos que se estén utilizando en un momento dado. Si es un solo orador el que habla, únicamente su micrófono será el que deberá estar conectado al sistema de sonorización. Téngase en cuenta que cuanto mayor sea el número de micrófonos conectados mayor será el riesgo de realimentación.

- Asegurarse de que el control de volumen esté correctamente ajustado. Esto resulta demasiado evidente, sin embargo, en la práctica no es tan sencillo como parece, por ello deberán tenerse en cuenta las dos reglas prácticas siguientes:

- La realimentación acústica se producirá antes en una habitación vacía que en una llena. Por esta razón se recomienda ajustar el volumen un punto antes de la realimentación acústica cuando la sala se encuentra vacía; con lo cual el volumen cuando la sala esté llena será perfecto.

- Existe una diferencia de 3 a 6 dB entre el ajuste correcto de volumen y la aparición del efecto Larsen. Es posible determinar cuando un sistema está en el umbral de la realimentación acústica, ya que ésta viene acompañada por una especie de eco o reverberación de los sonidos, similar a la que se consigue con medios mecánicos o electrónicos. Como conclusión de lo anterior se puede intuir que la instalación de atenuadores de 3 a 6 dB en los controles de volumen facilitará, grandemente, el ajuste del volumen. Para ello se procede de la siguiente forma: se pone fuera de servicio el atenuador y se va incrementando el volumen lentamente hasta que el efecto Larsen haga su aparición. (Si se varía bruscamente el volumen, no se sabrá con exactitud en que punto empezó a producirse dicho efecto, puesto que la realimentación tiene un tiempo de respuesta). A continuación se pone el atenuador en servicio, y la instalación ya está en condiciones de ser utilizada. Una vez solucionado el problema de la realimentación acústica, el paso siguiente será aumentar la inteligibilidad del sistema de sonorización, pero sin recurrir al control de volumen.

Con un ecualizador paramétrico se puede corregir de manera sencilla la realimentación acústica. A medida que se aumenta el volumen del amplificador general llega un momento en que aparece la realimentación; se atenúa entonces la banda correspondiente del ecualizador en lo necesario para que el acoplamiento desaparezca, previa búsqueda de la frecuenciencia crítica a la cual se produce el hecho. Se eleva de nuevo la ganancia hasta el punto donde aparece nuevamente la realimentación (volviendo a buscarse la frecuencia a la cual se produce el fenómeno, pues puede ser a la misma frecuencia que antes o a otra distinta) y se vuelve a atenuar la banda correspondiente. Repitiendo este proceso varias veces podemos llegar a un punto donde o bien tengamos potencia suficiente sin problemas de acoplamiento acústico, o bien sea imposible aumentar más el volumen sin caer en dichos problemas. En cualquiera de los dos casos habremos ganado algunos dB con respecto a la posición inicial.

En estos recintos de audición de sonido en directo hay que diferenciarlos según de que se trate de instalaciones de megafonía orientadas a celebrar mítines, conferencias, etc., o de instalaciones de alta fidelidad. Mientras que en estas últimas se persigue la máxima linealidad en toda la banda de las audiodfrecuencias, en las de megafonía se trabaja únicamente en el margen de 300 Hz a 5 kHz (o en ocaisiones de 100 Hz a 10 KHz), careciendo de importancia el hecho de que la curva de respuesta sea totalmente plana o no, pues caídas de 4 ó 5 dB son prácticamente inaudibles en el espectro vocal. En este sistema se persigue conseguir la máxima inteligibilidad aunque la calidad subjetiva no sea excesiva, así lo que realmente importa en estos casos es la presencia de grandes "picos" de resonancia en la curva de respuesta, puesto que, ellos son los que determinan el volumen máximo utilizable sin que aparezca el efecto de realimentación acústica; en consecuencia, el ajuste del ecualizador debe ser aquél que asegure un mismo nivel para todos los picos en la curva de respuesta.

2.03) Ecualización de música electrónica. Una aplicación no tan común de los ecualizadores, pero no por ello menos importante es el campo de la música electrónica, donde su flexibilidad y su capacidad de formación tonal hacen de él un útil complemento en órganos electrónicos y sintetizadores. Contrastando con los equipos domésticos de alta fidelidad y los sistemas sonorización pública, se aprecia enseguida una diferencia, mientras en estos dos primeros casos el ajuste del ecualizador se hace en un principio y no varía durante toda la audición, en las aplicaciones musicales el ajuste es variables y sigue las características del pasaje musical en particular o del gusto del intérprete. Por otra razón, los filtros del ecualizador deben estar perfectamente calibrados y en lo que concierne a la parte exterior, su aspecto y diseño ha de ser funcional.

Estos motivos son los que básicamente han dado su popularidad (y nombre) a los ecualizadores gráficos, ya que con sólo observar los potenciómetros deslizantes de su parte frontal nos proporciona una indicación visual inmediata de la curva correctora introducida en el sistema. No obstante esto no excluye el uso de un ecualizador paramétrico para realizar esta función, ya que sus grandes posibilidades (control sobre todos los parámetros del filtro) de regulación lo hacen mucho más flexible y capaz para conseguir un mayor número de efectos.

DESCRIPCION DEL ECUALIZADOR

PARAMETRICO REALIZADO PRACTICAMENTE

3) DESCRIPCION DEL ECUALIZADOR PARAMETRICO REALIZADO.

En este capítulo analizaremos la realización práctica del ecualizador concreto base de este trabajo. Además se hará un especial hincapié en el análisis teórico de los elementos fundamentales del ecualizador, como son los amplificadores operacionales y los filtros activos que se confeccionan con ellos.

3.A) Teoría sobre amplificadores operacionales.

Los primeros trabajos sobre amplificadores operacionales datan de la década de los cuarenta y estaban relacionados con las calculadoras analógicas capaces de resolver ecuaciones integro-diferenciales. De ahí procede el calificativo de operacional dado a estos amplificadores por ser capaces de resolver determinadas operaciones matemáticas.

Lógicamente los primeros amplificadores operacionales estaban realizados con válvulas y tenían todas las limitaciones que ello trae consigo, por lo que sus aplicaciones quedaron muy restringidas a las áreas indicadas de simulación analógica. En la década de los sesenta el amplificador operacional fue aumentando en popularidad al mismo tiempo que la tecnología de circuitos integrados permitía obtener dispositivos de mejores características y de más bajo coste.

Actualmente, puede considerarse que el amplificador operacional es un componente básico de la electrónica analógica, jugando en ella un papel comparable a otros elementos discretos.

Idealmente el amplificador operacional cuenta con las siguientes características:

- Ganancia de tensión infinita.
- Impedancia de entrada infinita.
- Impedancia de salida nula.

- Anchura de banda infinita.
- Tensión de offset nula.
- Corrientes de polarización nulas.
- Ruido nulo.
- Tiempo de conmutación nulo.

Obsérvese que no es una condición indispensable para la definición de un amplificador operacional que la entrada sea diferencial. No obstante la mayoría de los amplificadores operacionales actuales tienen entrada diferencial y salida asimétrica.

Generalmente se alimenta con dos baterías, una positiva y otra negativa con el fin de que la señal de salida pueda estar centrada respecto al nivel cero.

Los operacionales que tienen solamente una entrada (entrada asimétrica) deben tener ganancia negativa, es decir que su única entrada es precisamente la inversora.

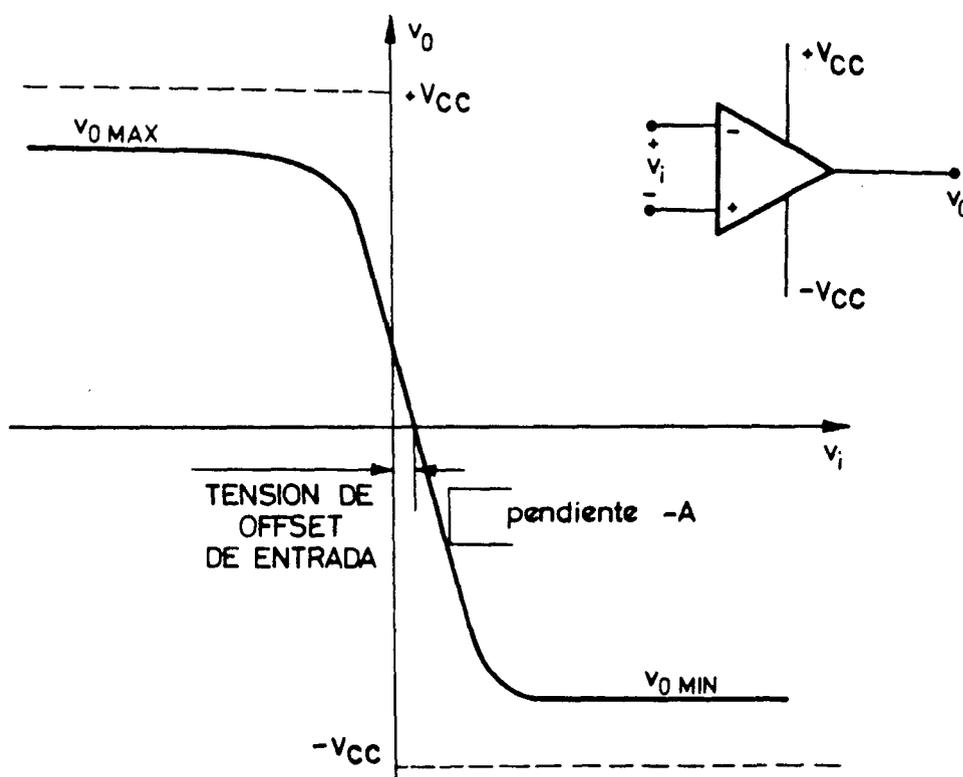
3.A1) Características no ideales e influencia de las mismas.

Característica de transferencia estática. La característica de transferencia tensión de salida - tensión de entrada de un amplificador operacional real difiere de la ideal en: no tener una ganancia infinita lo que se traduce en la inclinación de la característica de transferencia que adquiere una pendiente de valor $-A$; la excursión máxima de la señal de salida queda limitada por la saturación de alguna de las etapas que constituyen el operacional a los valores V_{omax} y V_{omin} que en cualquier caso son inferiores a las fuentes de tensión utilizadas para la alimentación; además, por último, la característica de transferencia no pasa por el origen debido a los errores introducidos por las tensiones de offset.

Los valores típicos de la ganancia en lazo abierto A son del orden de 100 decibelios, pudiendo llegar en algunos tipos excepcionales a valores del orden de 160 dB. También se encuentran amplificadores de ganancias mucho más bajas (60 dB), que distan mucho de lo ideal a pesar de lo cual

pueden realizar las funciones típicas de operacional sin más inconveniente que un incremento de los errores producidos y que en muchas ocasiones pueden ser tolerados.

- Impedancia de entrada. En el amplificador ideal se supone que la impedancia de entrada es infinita. En la realidad hay que tener en cuenta que la etapa de entrada es un amplificador diferencial de alguno de los tipos convencionales, por lo que cabe distinguir entre impedancia de entrada en modo diferencial e impedancia de entrada en modo común .



Característica de transferencia estática.

Resistencia de entrada diferencial. Se define como la resistencia efectiva entre las dos entradas en funcionamiento en lazo abierto. El orden de magnitud de la resistencia de entrada es muy variable según la forma en que se haya constituido la etapa de entrada. Los valores típicos oscilan entre algunas decenas de kilohmios para los tipos más simples con transistores bipolares hasta valores tan altos como 10^{15} óhmios en amplificadores a FET.

Resistencia de entrada en modo común. Es la resistencia entre cada una de las entradas y masa. Puede comprobarse fácilmente que la resistencia entre la entrada positiva y masa del seguidor es considerablemente mayor a la resistencia de entrada diferencial para los amplificadores con entrada a transistores bipolares y sensiblemente igual a esta en amplificadores a FET.

- Resistencia de salida. La resistencia de salida que se había supuesto nula en el caso ideal adopta, en la práctica valores no nulos, típicamente del orden de algunos centenares de ohmios, aunque puede ser tan baja como unos pocos ohmios en los tipos destinados a entregar corrientes apreciables ó, por el contrario, llegar a algunos kilohmios.

- Rechazo del modo común. El amplificador operacional ideal responde únicamente a la diferencia de tensiones aplicadas a sus entradas + y -. En la realidad se observa una cierta dependencia sobre la señal de salida de los valores absolutos de las señales aplicadas a la entrada, lo cual es atribuible a las asimetrías del amplificador diferencial constituidor de la primera etapa. Los valores más frecuentemente encontrados de CMRR en dispositivos comerciales, cubren el margen desde 60 dB hasta 120 dB, pudiéndose dar como valor típico el de 90 dB. Es de señalar que ésta especificación sólo tiene interés en las aplicaciones en que se hace uso de la entrada diferencial y, en general, en aquellas en que ninguna de las dos entradas se pone al potencial cero.

- Tensión de offset, corrientes de offset y derivas. En los operacionales no ideales aparecen los efectos de las tensiones y corrientes de offset. Sus consecuencias no son despreciables sobre todo en amplificadores de continua que trabajan con señales de muy bajo nivel en los cuales la señal no podrá distinguirse de las derivas con el tiempo, temperatura o fuentes de alimentación. Existen seis parámetros fundamentales relacionados con este tema son: Tensión de entrada de offset, que es la tensión que debe aplicarse entre los terminales de entrada para equilibrar el amplificador; deriva de la tensión de entrada con la temperatura, es la relación entre el cambio de la tensión de offset de entrada y la temperatura; corriente offset de entrada, es la diferencia entre las corrientes separadas que entran en los terminales de un amplificador equilibrado; deriva de la corriente offset de entrada, es la relación entre el cambio de dicha corriente de entrada y la variación de temperatura; tensión offset de salida, es la diferencia entre las tensiones continuas de los dos terminales de salida (o entre el terminal de salida y tierra para un amplificador con una sola salida) cuando los dos terminales de entrada están conectados a masa; corrientes de polarización de entrada, es la semisuma de las corrientes separadas que fluyen por los dos terminales de entrada de un amplificador equilibrado.

En general, un amplificador operacional suele tener una especificación muy buena para uno de los parámetros y en los restantes no ser tan sobresaliente. Casi todos los operacionales permiten la eliminación de la tensión de offset mediante el ajuste de un potenciómetro exterior. Debe tenerse en cuenta que la realización de este ajuste no resuelve totalmente el problema, pues cambios de temperatura, o simplemente, el paso del tiempo producen cambios de temperatura, o simplemente, el paso del tiempo producen cambios notables de la tensión de offset que requerirían un nuevo ajuste. Además, en aplicaciones críticas, los potenciómetros de ajuste utilizados pueden presen-

tar también derivas importantes. El fabricante suministra en cada caso las instrucciones pertinentes sobre la realización del ajuste de offset.

- Ruido. Cuando se trabaja con señales débiles, el ruido generado en el amplificador puede constituir una limitación importante. Para evaluar sus efectos se utiliza un modelo que contiene generadores de tensión y de corriente de ruido a la entrada, quedando determinado el ruido a la salida por el valor de estos generadores y por la ganancia en lazo cerrado del amplificador.

Cuando las resistencias exteriores son de pequeño valor se obtienen mejores resultados con etapas de entrada a transistores bipolares, siendo preferibles los amplificadores a entrada por FET cuando las resistencias son mayores.

La densidad de potencia de ruido es dependiente de la frecuencia adoptando la forma $1/f$, es decir que es mayor cuanto más abajo se sitúa el margen de frecuencias considerado.

- En cuanto a los efectos que ocasionan cada uno de estos parámetros no ideales tenemos que las corrientes de polarización y la tensión de offset se ponen de manifiesto por la aparición de una tensión continua superpuesta a la señal de salida, que en el caso de amplificadores de señales alternas no producirá error por este motivo aunque el desplazamiento del nivel de señal de salida puede producir saturaciones.

Por su parte el tener una impedancia de entrada finita y una de salida no nula provoca una disminución de la ganancia del circuito en un factor que es dependiente de dichas impedancias.

3.A2) Su estructura interna. La estructura general de un amplificador operacional consta de tres etapas; de entrada, intermedias y de salida.

La etapa de entrada es un amplificador diferencial y de ella dependen en alto grado las características más importantes del conjunto. Las

etapas intermedias proporcionan ganancia adicional y la etapa de salida es la encargada de aislar las características del amplificador de las condiciones de la carga.

Etapa de entrada. Las buenas características del amplificador diferencial son responsables de la precisión de esta etapa. Algunas de estas características son:

Impedancia de entrada. Se busca una impedancia de entrada alta para lo cual se emplean básicamente los siguientes procedimientos: uso de transistores de efecto de campo de unión y muy recientemente de puerta aislada; utilización de resistencias en serie con los emisores de la etapa diferencial y la utilización también de circuitos "darlington".

Rechazo del modo común. Las cualidades de rechazo del modo común dependen exclusivamente de la etapa de entrada. Tal como sucede en cualquier etapa diferencial los factores que influyen en el CMRR son la impedancia de salida de la fuente de corriente y los desequilibrios del circuito. La única forma de obtener un alto rechazo del modo común es la minimización de los desequilibrios, bien por la selección previa de los componentes si estos son discretos, ó con una optimización de la tecnología si se trata de integrados monolíticos.

Tensión de offset. Es un resultado adicional de la presencia de desequilibrios, por lo que la condición primaria para obtener un valor bajo de la tensión de offset es un buen apareamiento de los transistores de entrada. El tipo de configuración también influye pudiéndose establecer como regla general que las estructuras que incorporan un menor número de uniones pn entre las entradas producen los mejores resultados. Así, por ejemplo, las etapas con circuitos "darlington" no son aconsejables, siendo preferible la configuración cascode. También son preferibles los transistores bipolares a los FET en cuanto a tensión de offset se refiere.

Corrientes de polarización. Si excluimos los amplificadores a FET que presentan corrientes de polarización mínimas, los factores que afectan a esta especificación son básicamente: la corriente de colector y la ganancia

de corriente de los transistores. La clave para obtener pequeñas corrientes de entrada está, por tanto, en la polarización con bajas corrientes (lo cual produce además alta h_{ie}) y en la utilización de etapas de gran ganancia de corriente como son los montajes en "darlington".

Respuesta en frecuencia. Las condiciones de alta ganancia y alta impedancia de entrada pedidas a la etapa diferencial imponen severas restricciones a la anchura de banda alcanzable. Por otro lado, la red de compensación frecuentemente se realiza por medio de una capacidad que carga a esta etapa. Todas estas razones constituyen a que la anchura de banda del amplificador operacional depende fundamentalmente de la primera etapa.

- Etapas intermedias. La misión fundamental de las etapas intermedias es proporcionar la ganancia adicional necesaria para el conjunto. Adicionalmente sirve como preamplificador para atacar a la etapa final e incorpora los circuitos cambiadores de nivel destinados a conseguir que la salida sea de cero voltios cuando las entradas están a potencial cero. Debido a que la etapa de entrada ha sido diseñada de forma que caiga sobre ella la responsabilidad de los errores del conjunto. Los requisitos que debe cumplir la etapa intermedia son mucho menos críticos y solo estudiaremos aquí la forma de conseguir el desplazamiento de nivel requerido.

- Etapas de salida. La etapa de salida ha de poseer una impedancia tan baja como sea posible. Por otro lado, esta etapa debe ser capaz de manejar grandes señales sin introducir distorsión y de entregar a la carga una corriente apreciable. Además tiene que actuar como paso separador de modo que las características del amplificador no resulten afectadas por presencia de la carga. Estos son los requisitos que deberá cumplir la etapa de salida a los que podríamos añadir una buena respuesta en frecuencia y un grado de protección frente a sobrecargas bastante elevada. El seguidor de emisor cumple, en principio, todas estas demandas, aunque es preferible utilizar algunas variantes diseñadas para superar sus posibles inconvenientes. Puesto que esencialmente todos los tipos de etapas de salida

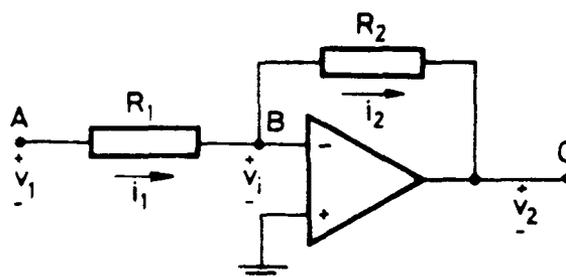
conservan algún parentesco con el seguidor de emisor, tales como las salidas clase B o Totem-pole.

3.A3) Circuitos básicos. Existen diversos circuitos fundamentales que se pueden implementar con operacionales, tales como: amplificadores inversores y no inversores, integradores, diferenciadores, separadores, convertidores de corriente en tensión y de tensión en corriente, sumadores, amplificadores diferenciales o de instrumentación ...

Algunos de estos circuitos básicos se describen a continuación.

Amplificador inversor. A través de la explicación del funcionamiento de este circuito se entenderá mejor como actúa un operacional.

El esquema es el siguiente.



En esta configuración la entrada no inversora se ha conectado directamente a masa, es decir que no se hace uso de la posibilidad de entrada diferencial. La resistencia R_2 realimenta directamente la salida a la entrada.

Si aplicamos a la entrada una tensión V_1 se establecerán las corrientes i_1 , i_2 y las tensiones v_i y v_2 que vamos a calcular.

A la vista del circuito podemos escribir las ecuaciones siguientes:

$$i_1 = \frac{v_1 - v_i}{R_1}$$

$$i_2 = \frac{v_i - v_2}{R_2}$$

La tensión de salida v_2 y la entrada del operacional están relacionadas por la ganancia del mismo que, de momento, consideraremos finita de valor A.

$$v_2 = -A v_i$$

Por otro lado, por ser infinita la impedancia de entrada del operacional ideal, no se va a derivar ninguna corriente del nudo B hacia la entrada inversora, con lo cual: $i_1 = i_2$. A partir de aquí combinando las ecuaciones anteriores se llega a

$$v_2 = \frac{-v_1 R_2}{R_1 + (R_1 + R_2)/A}$$

Si ahora introducimos la condición de que la ganancia A tienda a infinito queda

$$v_2 = -v_1 \frac{R_2}{R_1}$$

De este resultado podemos obtener las siguientes consecuencias:

- La ganancia del amplificador resalimentado según la figura vale $-R_2/R_1$, es decir que solamente depende del cociente de las dos resistencias R_1 y R_2 . Por tanto, se tratará de una ganancia muy estable y podrá ser controlada fácilmente.

- La tensión v_i en la entrada del operacional será $v_i = -(v_2/A)$. Si la ganancia A es infinita y v_2 una tensión finita, deberá ser $v_i = 0$. Esto quiere decir que el punto B estará a una tensión cero y se comportará como si estuviese unido a masa o sea en cortocircuito pero por este cortocircuito no circula corriente. Este hecho se conoce con el nombre de "principio de tierra virtual" y será utilizado a lo largo de este capítulo como equivalente a considerar la ganancia del operacional infinita.

- La impedancia de entrada del amplificador realimentado será, por tanto, R_1 .

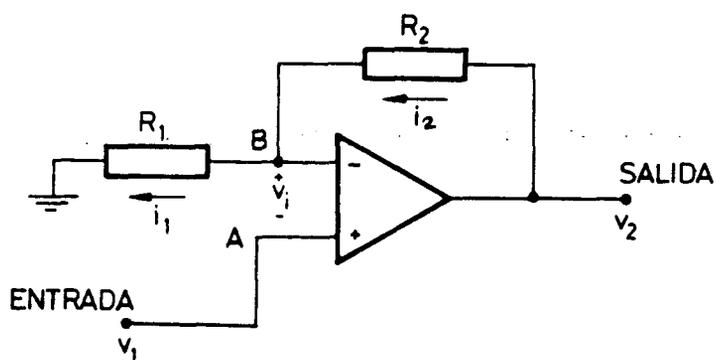
- Si se sustituyen R_1 y R_2 por dos impedancias cualquiera Z_1 y Z_2 se puede generalizar la expresión para señales sinusoidales si utilizamos este tipo de notación como

$$v_2 = -v_1 \frac{Z_2}{Z_1}$$

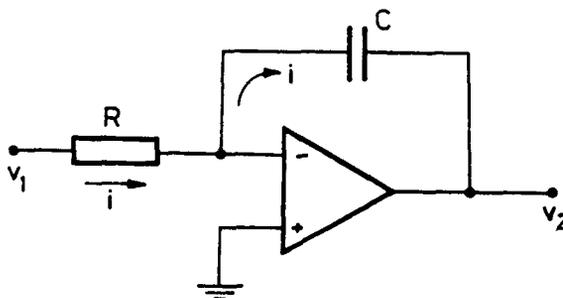
- El concepto es generalizable también para señales no sinusoida-

les si utilizamos el tratamiento adecuado (transformada de Laplace, por ejemplo).

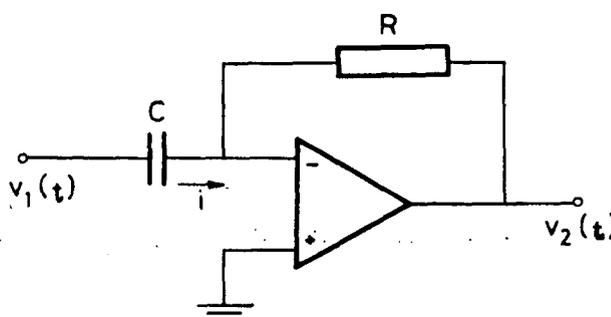
Amplificador no inversor. En esta aplicación se requiere que el operacional tenga entrada diferencial ya que se hace uso de la entrada no inversora. Responde a una expresión del tipo: $v_2 = v_1 (R_1 + R_2) / R_1$ y su configuración es:



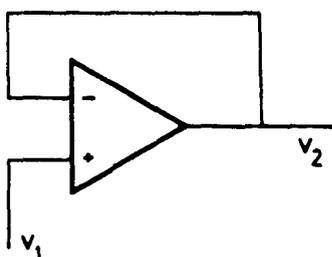
Integrador. Esta es una de las aplicaciones más clásicas del amplificador operacional. Responde a una expresión del tipo $v_2 = -\frac{1}{RC} \int v_1 dt$ Siendo su esquema el siguiente



Diferenciador. Un ejemplo sencillo de diferenciador es el que se observa en la siguiente figura, el cual sólo tiene interés teórico ya que en la práctica presenta serios problemas de inestabilidad y ruido. Responde a la expresión: $v_2 = -RC (dv_1/dt)$



Seguidor. Este es el último circuito básico que vamos a citar (a continuación en la explicación del ecualizador diseñado se verán otras con más profundidad). En este circuito $v_2 = v_1$ pero obsérvese que el generador v_1 , se encuentra con una impedancia teóricamente infinita por lo que no entrega corriente. Sin embargo, la salida se comporta como un generador ideal v_2 del que es posible, teóricamente también, obtener cualquier corriente.



3.B) Filtros activos.

Consideremos la respuesta de un filtro de paso bajo ideal. En este caso, todas las señales comprendidas en la banda $0 < f < f_0$ se transmiten sin pérdida, mientras que frecuencias de entrada fuera de esta banda, $f > f_0$, dan salida nula. Pero, como sabemos, una característica como la ideal resulta totalmente irrealizable con elementos físicos, y por lo tanto cualquier circuito será necesariamente una aproximación. Una de estas aproximaciones para un filtro de paso bajo ideal tendría la forma:

$$\frac{A_v(s)}{A_{vo}} = \frac{1}{P_n(s)} \quad \text{donde } P_n(s) \text{ es un polinomio de la}$$

variable s con ceros en la izquierda del plano. Los filtros activos permiten la realización de polos arbitrarios a la izquierda para $A_v(s)$; éstos, hasta la aparición de los amplificadores operacionales de bajo coste y alto rendimiento, eran normalmente realizados con componentes pasivos, salvo dignas excepciones construidas con válvulas de vacío. Los filtros activos actuales diseñados con la precisión de los amplificadores operacionales ofrecen un rendimiento superior a más bajo coste.

Un filtro activo es un conjunto de resistencias, condensadores y amplificadores operacionales, en otras palabras es un circuito sin bobinas. Para la realización de filtros de alta selectividad, es decir con factor de sobretensión Q grande, o lo que es lo mismo con factor de amortiguamiento pequeño, son solamente posibles con redes RLC o con filtros activos. La ventaja de los filtros activos sobre las RLC son evidentes si se piensa que una bobina es un elemento relativamente grande y pesado, además de no existir en el mercado una variedad de valores, tiene problemas de disipación de la resistencia asociada, no linealidad y coste. Por otro lado la alta impedancia de entrada y la baja impedancia de salida, permiten en filtros activos combinaciones de estos, sin la interacción existente en las cascadas de filtros pasivos.

Al ser comercialmente posible la obtención de amplificadores operacionales con productos de ganancia por ancho de banda del orden de 100 MHz,

cabe diseñar filtros activos de frecuencias hasta varios megahertz.

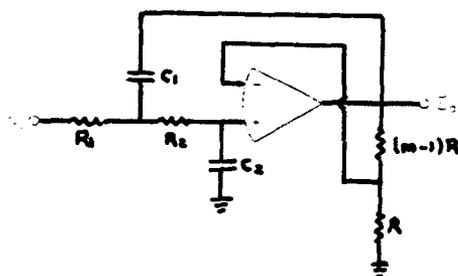
3.B1) Circuitos típicos de filtros activos.

Estos circuitos se refieren a los diversos tipos de respuesta que se pueden construir con componentes activos como amplificadores operacionales, se trata de los circuitos típicos paso bajo, alto, banda y banda eliminada o rechazo de banda.

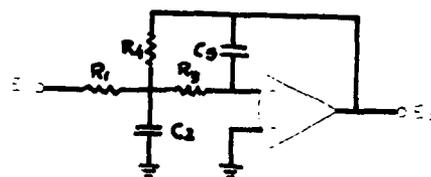
- Filtro paso bajo de segundo orden. Para un filtro paso bajo de segundo orden con polos complejos conjugados, la función de transferencia de tensión es

$$\frac{E_o(s)}{E_i(s)} = \frac{K \omega_0^2}{s^2 + s \omega_0 / Q + \omega_0^2}$$

donde K es el factor de ganancia, ω_0 es la frecuencia de corte, y Q es una constante que determina la selectividad de la respuesta en frecuencia alrededor de ω_0 . Dos son los circuitos que se utilizan generalmente como filtro paso bajo, el tensión controlada por tensión (VCVS) y el de realimentación de ganancia infinita (MF). Sus respectivos circuitos son los siguientes:



Tensión controlada por tensión



Realimentación múltiple de ganancia infinita.

En los VCVS la función de transferencia de tensión es

$$\frac{E_o(s)}{E_i(s)} = \frac{m/(R_1 R_2 C_1 C_2)}{s^2 + s(1/R_1 C_1 + 1/R_2 C_1 - (m-1)/R_2 C_2) + 1/R_1 R_2 C_1 C_2}$$

Comparando esta expresión con la ecuación general anterior, nosotros podemos escribir tres ecuaciones simultáneas:

$$Kw_o^2 = \frac{m}{R_1 R_2 C_1 C_2} ; w_o/Q = \frac{1}{R_1 C_1} + \frac{1}{R_2 C_1} - \frac{m-1}{R_2 C_2} ; w_o^2 = \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}$$

En los de realimentación múltiple (MF) la función de transferencia es

$$\frac{E_o(s)}{E_i(s)} = \frac{-1/R_1 R_3 C_2 C_5}{s^2 + s(1/C_2)(1/R_1 + 1/R_3 + 1/R_4) + 1/R_3 R_4 C_2 C_5}$$

Igualando coeficientes entre esta ecuación y la general obtenemos el valor de los elementos en función de los parámetros w_o , Q , y K . Tal proceso nos lleva a tres ecuaciones no lineales simultáneas. Solventando los resultados de las ecuaciones se obtienen las siguientes fórmulas de diseño:

$$R_1 = \frac{1/Q^2 + 1/Q^2 - 4(K+1)(C_5/C_2)}{2Kw_o C_5} ; R_4 = K/R_1 ; R_3 = \frac{1}{w_o^2 R_4 C_2 C_5}$$

- Filtro paso alto de segundo orden. Los filtros paso alto atenúan las señales cuyas frecuencias sean inferiores a la frecuencia de corte. Suelen ser usados para bloquear la componente continua de una señal mientras que permite el paso de la componente alterna de la señal con baja distorsión. Filtros activos paso alto con polos complejos conjugados son de un orden de magnitud superior que el simple a base de capacitores. Otra aplicación para estos filtros consiste en la detección de señales débiles de alta frecuencia que se encuentran superpuestas sobre señales fuertes de frecuencia baja. El filtro paso alto rechazaría la señal de baja frecuencia mientras que pasaría la señal de alta frecuencia.

La función de transferencia para un filtro paso alto de segundo orden con polos complejos conjugados es de la forma:

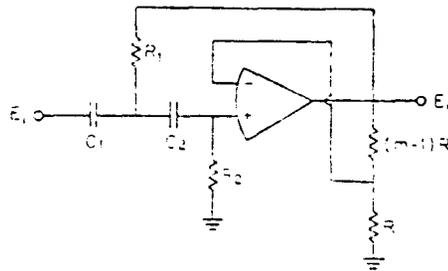
$$\frac{E_o(s)}{E_i(s)} = \frac{K s^2}{s^2 + s w_o/Q + w_o^2}$$

donde K es el factor de ganancia en la banda de paso, w_o es la frecuencia de corte, y Q es la constante de selectividad. Existen muchos circuitos paso alto, los de ganancia infinita con realimentación múltiple y sencilla, los de convertidores de inmitancia negativa, o los de estado variable. Para aplicaciones paso alto de propósito general la técnica de tensión controlada por tensión es relativamente simple y fácil de usar. Su función de transferencia es la siguiente:

$$\frac{E_o(s)}{E_i(s)} = \frac{s^2 m}{s^2 + s \left[\frac{1}{R_2 C_2} + \frac{1}{R_2 C_1} - \frac{(m-1)}{R_1 C_1} \right] + \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}}$$

Por la igualación de los coeficientes correspondientes de esta ecuación y la general antes indicada, se obtienen tres ecuaciones no lineales simultáneas:

$$K = m ; \quad w_o^2 = \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2} ; \quad \frac{w_o}{Q} = \frac{1}{R_2 C_2} + \frac{1}{R_2 C_1} - \frac{m-1}{R_1 C_1}$$



Filtro paso alto de tensión controlada por tensión.

- Filtros activos paso banda. Los filtros paso banda frecuentemente utilizados para eliminar el ruido o la influencia de la banda adyacente de una señal consistente en una frecuencia simple o bandas de frecuencia estrechas. La mayoría de las aplicaciones de los filtros paso banda requieren que el factor Q sea alto. Esto hace que aumenten las dificultades de diseño ya que la estabilidad de los filtros llega a ser crítica para factores de Q altos. La mayoría de los filtros paso banda son simétricos. Las siguientes dos ecuaciones se utilizan en cualquier filtro paso banda simétrico $f_0^2 = f_1 f_2$ y $Q = f_0 / f_2 - f_1$, donde f_0 es la frecuencia central, f_1 y f_2 son las frecuencias superior e inferior a -3 dB con respecto al valor de la señal a la frecuencia central, y Q es la constante de selectividad.

La función de transferencia de un filtro paso banda de segundo orden es de la forma
$$\frac{E_o(s)}{E_i(s)} = \frac{s K w_0 / Q}{s^2 + s w_0 / Q + w_0^2}$$
 donde $w_0 = 2 f_0$ y K es la ganancia constante a f_0 .

Observar que el desfase a $w = w_0$ es cero. Esta característica única proporciona un método útil para sintonizar la frecuencia central de los filtros paso banda.

Para construir filtros paso banda de alto Q , la técnica de estado variable podría ser usada, dado que esta tiene una sensibilidad baja a los elementos del circuito y con una fácil sintonía. En aplicaciones de propósito general de bajo coste, los circuitos de realimentación múltiple de ganancia infinita requiere un número mínimo de componentes y da resultados satisfactorios para factores Q bajos ($Q < 10$). En la figura de esta sección se representa un filtro paso banda de realimentación múltiple de ganancia infinita. La función de transferencia puede ser escrita en función de los elementos del circuito como

$$\frac{E_o(s)}{E_i(s)} = \frac{-s/R_1 C_4}{s^2 + s(1/C_3 + 1/C_4)/R_2 + 1/R_1 R_2 C_3 C_4}$$

Por igualación de los coeficientes correspondientes a las dos ecuaciones citadas para el filtro paso banda, y resolviendo las tres ecuaciones no lineales simultáneas, obtenemos las fórmulas de diseño de R_1 , R_2 , y K ,

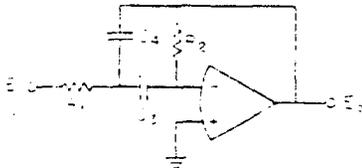
$$R_1 = \frac{1}{\omega_0 Q (C_3 + C_4)} ; \quad R_2 = \frac{Q}{\omega_0} \left(\frac{1}{C_3} + \frac{1}{C_4} \right) ; \quad K = Q^2 (1 + (C_3/C_4))$$

- Filtros activos de rechazo de banda. Los filtros de rechazo de banda provoca una atenuación en la respuesta de frecuencia a la frecuencia central f_0 . Como con filtros paso banda simétricos, el factor Q determina la selectividad del filtro y viene dada por $Q = f_0 / (f_2 - f_1)$ y $f_0^2 = f_1 f_2$ donde f_1 y f_2 son las frecuencias en las que se produce una caída de 3 dB.

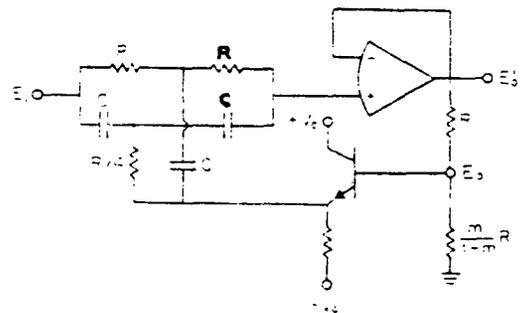
Estos filtros suelen ser usados para eliminar frecuencias de interferencia específicas. Ellos a menudo son cascados con otros filtros para eliminar señales con más precisión y conseguir características de respuesta especiales. La función de respuesta normalizada simétrica de segundo orden es de la forma:

$$\frac{E_o(s)}{E_i(s)} = \frac{K(s^2 + \omega_0^2)}{s^2 + s\omega_0/Q + \omega_0^2} \quad \text{donde } \omega_0 = 2\pi f_0 \text{ y } K \text{ es}$$

la ganancia constante en la banda pasante.



Filtro paso banda de múltiple realimentación de ganancia infinita.



Filtro de rechazo de banda activo en red de T-Twin.

3.B2) Tipos de respuestas características.

Un método de síntesis de filtros consiste en aproximar los tipos de respuesta a funciones matemáticas cuya variación es bien conocida, según que lo que se pretenda sea planicidad en la banda de paso, caídas muy abruptas en la banda de atenuación o variación lineal de la fase, y que definirían el comportamiento del filtro.

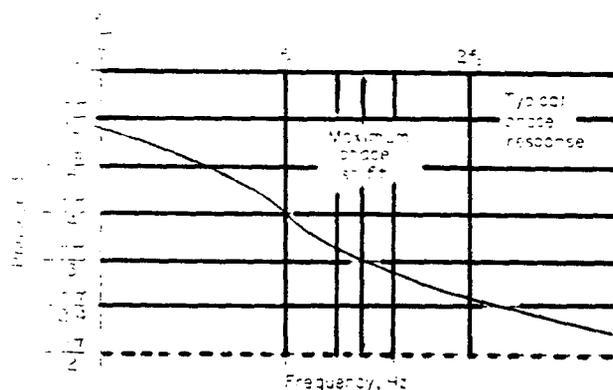
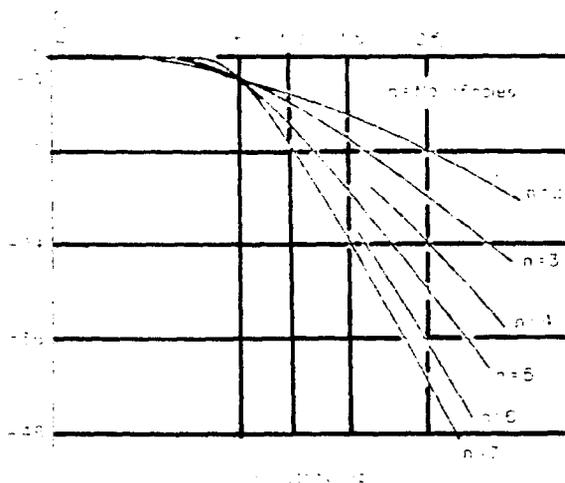
Los principales tipos de respuesta de filtros que conforman el denominador de la función de transferencia, y que se elegirán según las exigencias de diseño se comentan a continuación.

a) Respuesta de Butterworth. Su característica principal es la de proporcionar la respuesta de amplitud más plana en la banda de paso. La figura siguiente representa la respuesta en amplitud de un filtro con respuesta de Butterworth para diferentes órdenes del filtro. A su lado se encuentra la que nos indica la variación de la fase con la frecuencia.

F_c = frecuencia de corte cuando la respuesta a caído 3 dB.

Un resumen de sus características es el siguiente:

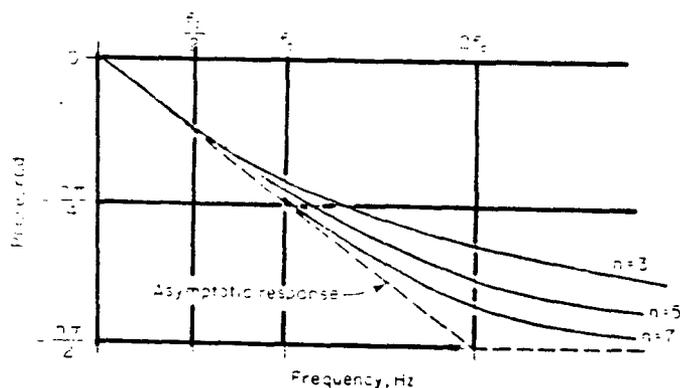
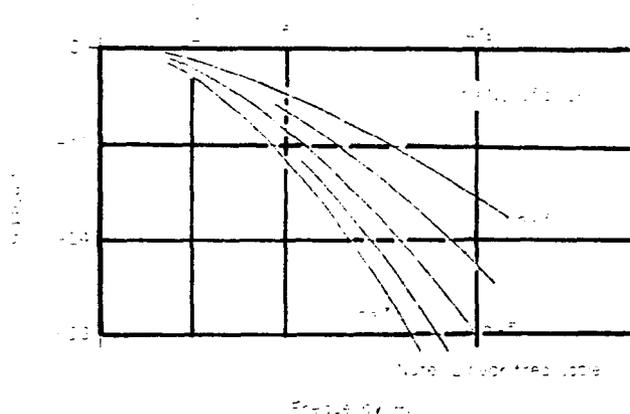
1. Respuesta en amplitud más plana posible.
2. Excelente precisión de ganancia en las frecuencias finales de la banda de paso.



b) Respuesta de Bessel. Su principal característica es la respuesta de fase lineal. Por su comportamiento de fase lineal estos filtros pueden aproximarse a un tiempo de retardo constante, en un limitado rango de frecuencias. Permiten el paso de señales transitorias con un mínimo de distorsión. En las figuras siguientes se muestran las respuestas en amplitud y fase de Bessel. F_c = frecuencia a la que la variación de fase es la mitad de la máxima desviación de fase.

Las características más importantes de la respuesta de Bessel son:

1. No ser tan selectiva como las de Chebyshev y Butterworth.
2. Muy pequeño sobreimpulso de respuesta al escalón de entrada.
3. Rápido tiempo de subida.



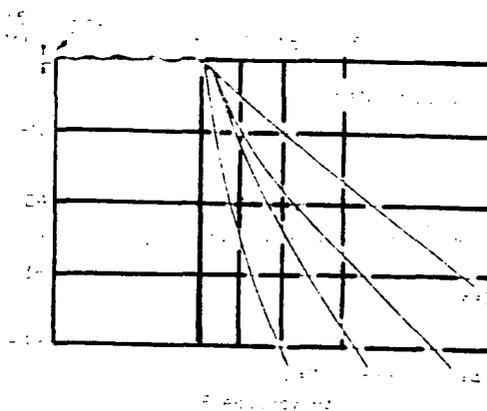
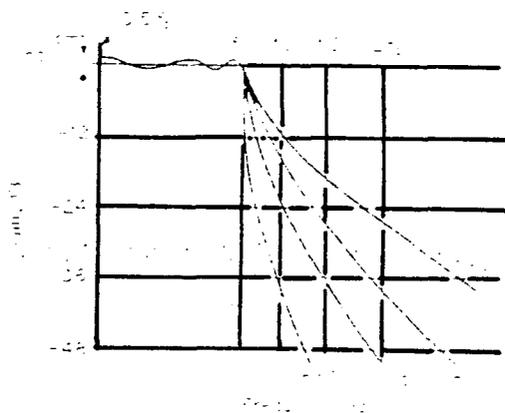
c) Respuesta de Chebyshev. Los filtrados de este tipo de respuesta tienen mayor selectividad, es decir son más abruptas en la banda de atenuación, que las de Bessel o Butterworth, a costa de un rizado en la banda pasante. El rizado de la banda de paso determinará el comportamiento del filtro. Un aumento del rizado permitirá aumentar la atenuación por encima de la frecuencia de corte.

A continuación, se representan las curvas de atenuación - frecuencia para rizados en la banda de paso de 0,4 dB y 1,6 dB respectivamente.

F_c = frecuencia a la cual la respuesta de amplitud atraviesa el máximo de rizado y entra en la banda atenuada

Características de la respuesta de Chebyshev:

1. Es la más selectiva.
2. Respuesta en fase no lineal.
3. Elevado sobreimpulso de respuesta al escalón de entrada.



Las pautas de actuación para diseñar un filtro con cualquiera de estos tres criterios, las vamos a analizar con el diseño de un filtro paso bajo con los polinomios de Butterworth.

Ya se ha indicado que un filtro paso bajo se puede expresar como

$$\frac{A_v(s)}{A_{vo}} = \frac{1}{P_n(s)}, \text{ donde } P_n(s) \text{ es un polinomio de la variable } s \text{ con ceros}$$

en la izquierda del plano; pues bien una aproximación corriente de esta ecuación utiliza los polinomios de Butterworth $B_n(s)$ por $P_n(s)$, siendo la magnitud de $B_n(w)$ dada por

$$B_n(w) = \sqrt{1 + (w/w_0)^{2n}}$$

En la figura de la respuesta en frecuencia de Butterworth se observa que la magnitud de A_V baja 3 dB para cualquier valor de n cuando $w = w_0$, siendo continuamente decreciente. A mayor valor de n , la curva se aproxima más a la respuesta del filtro paso bajo ideal.

Si normalizamos la frecuencia suponiendo que $w_0 = 1$ rad/seg, existen tablas de los polinomios de Butterworth para valores de n diversos, donde se nos indican los factores del polinomio $B_n(s)$. En estas tablas se observa que si n es par, los polinomios son productos de forma cuadrática, y si n es impar, existe un factor adicional $s+1$. Se define factor de amortiguación a la mitad del coeficiente s en cada uno de los factores cuadráticos de una tabla dada. Por ejemplo, para $n=4$ hay dos factores de amortiguación, o sea, $0,765/2 = 0,383$ y $1,848/2 = 0,924$.

Así podemos deducir la función de transferencia del filtro típico de Butterworth de segundo orden, a través de la ecuación general del filtro paso bajo y las tablas de factores del polinomio $B_n(s)$ de Butterworth, quedando así

$$\frac{A_V(s)}{A_{V0}} = \frac{1}{(s/w_0)^2 + 2k(s/w_0) + 1} \quad \text{en donde } w_0 = 2\pi f_0$$

es el punto de la frecuencia superior de 3 dB. Análogamente, para el filtro de primer orden

$$\frac{A_V(s)}{A_{V0}} = \frac{1}{s/w_0 + 1}$$

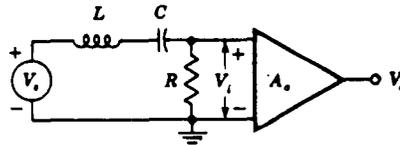
Para realizarlo prácticamente bastará con considerar un circuito determinado con el que queremos construir el filtro, calculando su ganancia a frecuencias medias y en función de s . Luego, comparando la expresión que obtengamos y alguna de las expresiones de la función de transferencia del filtro típico de Butterworth, (dependerá del orden del filtro que deseemos), conseguiremos la relación entre la frecuencia y las componentes RC del filtro, así como el margen de variación de la ganancia.

Si deseamos realizar el filtro con arreglo a otro criterio, de Bessel o Chebyshev, el proceso será el mismo, solo que en estos casos tendremos que utilizar tablas con valores de polinomios de estas configuraciones.

3. B3) Filtros pasabanda resonantes activos.

Un filtro ideal pasabanda tiene respuesta constante para f_{oL} f_o f_{oH} y ganancia nula fuera de esta banda, necesitándose un número infinito de secciones de Butterworth para obtener la respuesta de este filtro. Cabe obtener una aproximación muy sencilla de la característica de banda estrecha empleando un circuito resonante LC. Normalmente, el filtro de paso de banda tiene una respuesta cuyo pico se halla en una frecuencia central f_o y desciende a ambos lados de f_o .

Un prototipo básico de filtro resonante es la sección de segundo orden representada en la figura siguiente.



La respuesta que se obtiene mediante este circuito también se puede conseguir utilizando un operacional en combinación con una red de resistencias y condensadores pero sin inductancias.

La función de transferencia es de la forma siguiente, considerando que el amplificador tiene una ganancia $A_o = V_o/V_i$ positiva y constante para todas las frecuencias, tenemos:

$$A_v(j\omega) = V_o/V_s = V_o V_i / V_i V_s = \frac{R A_o}{R + j(\omega L - 1/\omega C)}$$

La frecuencia central o de resonancia $f_o = \omega_o/2\pi$ se define como la frecuencia a la cual la inductancia resuena con la capacidad, o sea aquella a

la que las reactancias inductiva y capacitiva son iguales (en magnitud), es decir: $\omega_0^2 = 1/LC$; conviene definir el factor de calidad Q de este sistema: $Q = \omega_0 L/R = 1/\omega_0 CR = 1/R (L/C)$.

Sustituyendo este valor en la ecuación inicial de $A_V(j\omega)$ obtenemos el valor y la fase de la función

$$A_V(j\omega) = \frac{A_0}{1 + Q^2((\omega/\omega_0) - (\omega_0/\omega))^2} ; \quad (\omega) = - \arctan Q ((\omega/\omega_0) - (\omega_0/\omega))$$

En las curvas $A_V(j\omega)$ se comprueba que, para cualquier frecuencia ω ω_0 existe otra frecuencia ω'' ω_0 a la que $A_V(j\omega)$ tiene el mismo valor. La media geométrica de estas frecuencias es ω_0 , es decir que $\omega_0^2 = \omega \omega''$.

Por su parte el ancho de banda se define considerando las frecuencias ω_1 ω_0 y ω_2 ω_0 a ambos lados de ω_0 , para las que la caída es de 3 dB a partir de su valor A_0 a ω_0 , de tal manera que llegamos a la ecuación

$$BW = (\omega_2 - \omega_1)/2 = 1/2 (\omega_2 - (\omega_0^2/\omega_1)). \quad \text{La frecuencia } \omega_2 \text{ se halla haciendo: } \frac{A_V(j\omega)}{A_0} = \frac{1}{2}$$

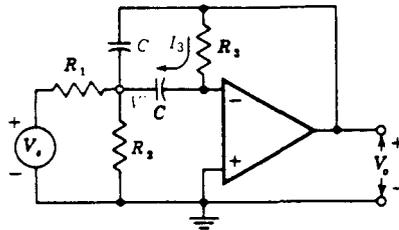
En función de Q el ancho de banda queda $BW = 1/2 \omega_0/Q = f_0/Q$, es decir el ancho de banda se obtiene dividiendo la frecuencia central por Q .

Pasando al análisis de estos filtros eliminando las inductancias, esto es con resistencias y condensadores, además de un amplificador operacional, tenemos que su respuesta es de la forma

$$A_V(s) = \frac{(\omega_0/Q) A_0 s}{s^2 + (2/R_3 C) s + 1/R_3 R_3 C^2}$$

que se obtiene de la expresión general de los filtros resonantes activos cambiando $j\omega$ por s .

El circuito que sustituiría al que posee bobinas sería el siguiente



Debido a la tierra virtual en la entrada del operacional, la tensión a través de R_3 es V_o y la corriente I_3 es V_o/R_3 . Si suponemos que la corriente de polarización es despreciable, V vendrá dada por $V = -\frac{I_3}{sC} = -\frac{V_o}{sCR_3}$

Aplicando la ley de Kirchoff al nudo V vemos que:

$$\frac{V_o(s)}{V_s} = \frac{-s/R_1 C}{s^2 + (2/R_3 C)s + 1/R R_3 C^2}$$

siendo R la combinación en paralelo de R_1 y R_2 , o sea: $R = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$

Igualando los coeficientes de s en los numeradores de $A_v(s)$ y $V_o(s)/V_s$, tendremos $R_1 C = \frac{Q}{\omega_o (-A_o)}$ e igualando los coeficientes de s en los denominadores de esas mismas ecuaciones $\frac{R_3 C}{2} = \frac{Q}{\omega_o}$

Al igualar los términos constantes en los denominadores de dichas ecuaciones se obtiene $R R_3 C^2 = 1/\omega_o^2$. Dividiendo esta ecuación por la anterior se elimina R_3 quedando para R la ecuación $2 R C = 1/\omega_o Q$. Puesto que sólo tenemos tres ecuaciones independiente con las que determinar los 4 parámetros R_1, R_3, R y C , uno de ellos, generalmente C , se elige arbitrariamente.

3.B4) Filtro universal activo.

El filtro universal activo utiliza la técnica de estado variable para producir una función de transferencia de segundo orden. Proporciona tres salidas diferentes paso bajo, paso alto y paso banda. Una función de transferencia de rechazo de banda puede ser reslizada simplemente por suma de las salidas paso alto y paso bajo. Dada su versatilidad, se le da el nombre de filtro universal activo (UAF). El UAF está especialemnte indicado en aplicaciones de alto Q porque cuenta una sensibilidad baja a las influencias de las variaciones de ganancia y Q . Esto proporciona al usuario un fácil control de los factores Q , frecuencia de resonancia y ganancia. Cualquier respuesta de filtro compleja puede ser obtenida colocando unidades en cascada.

La técnica de estado variables utiliza dos operacionales como integradores y uno como sumador. La función de transferencia entre E_L/E_i , E_H/E_i , y E_B/E_i son, respectivamente,

$$\frac{E_L(s)}{E_i(s)} = \frac{K_L w_o^2}{s^2 + sw_o/Q + w_o^2} \quad \text{paso bajo}; \quad \frac{E_H(s)}{E_i(s)} = \frac{K_H s^2}{s^2 + sw_o/Q + w_o^2} \quad \text{paso alto}$$

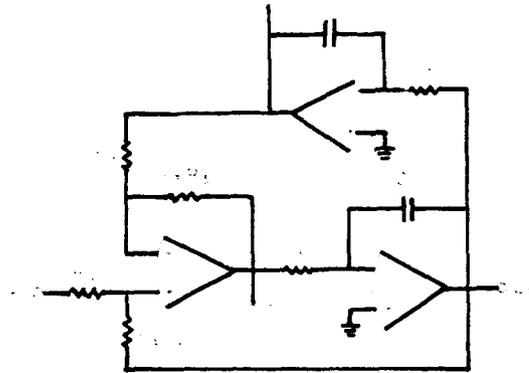
$$\frac{E_B(s)}{E_i(s)} = \frac{K_B sw_o/Q}{s^2 + sw_o/Q + w_o^2} \quad \text{paso banda}; \quad \text{donde } w_o = \frac{K_3}{R_1 R_2 C_1 C_2}$$

$$Q = \frac{1+K_4}{1+K_3} \quad \frac{K_3 R_1 C_1}{R_2 C_2}; \quad K_L = \frac{K_4(1+K_3)}{K_3(1+K_4)}; \quad K_H = \frac{K_4(1+K_3)}{1+K_4}; \quad K_B = -K_4$$

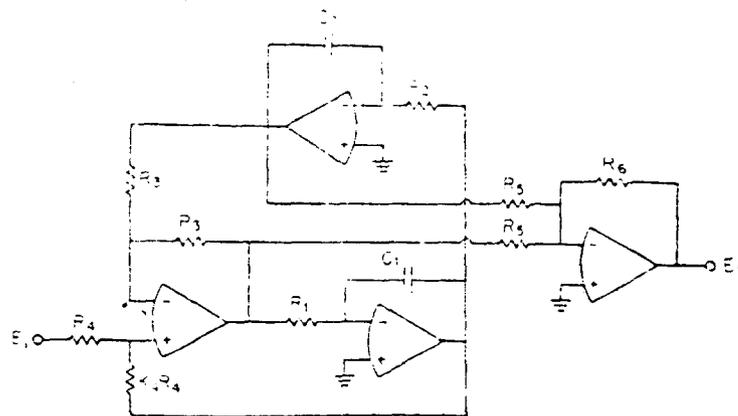
Se obtienen características de rechazo de banda añadiendo un operacional para sumar las salidas paso alto y paso bajo y asi formar un par de ceros en el eje jw :

$$\frac{E_R(s)}{E_i(s)} = \frac{K_B(s^2 + w_o^2)}{s^2 + sw_o/Q + w_o^2} \quad \text{donde } K_R = K_L = K_H.$$

Así pues el filtro universal activo posee unas características que lo hacen ideal para el montaje del ecualizador paramétrico en el que hemos de controlar los tres parámetros que intervienen en sus filtros, sin que exista interacción entre ellos.



Filtro universal activo.



Filtro de rechazo de banda utilizando la técnica de estado variable.

REALIZACION PRACTICA.

3.C) Realización práctica.

3.C1) Descripción general.

El ecualizador paramétrico, que constituye este trabajo, consta de 4 filtros, los cuales son la estructura básica del mismo.

Los cuatro bloques de filtros paramétricos se han conseguido aprovechando las características de asegurada no interacción, entre los distintos parámetros, que presenta el filtro universal activo analizado en el apartado anterior.

Además de este elemento base, cada filtro posee un amplificador operacional dispuesto en forma de amplificador diferencial o de instrumentación para producir las variaciones de ganancia, y un separador, entre este amplificador diferencial y el filtro concreto, para tener una mayor garantía sobre la no influencia entre los distintos parámetros.

Cada filtro cuenta con una primera atenuación de las frecuencias muy bajas (inferiores a 2 Hz) mediante una red pasiva RC dispuesta en forma de paso alto, de este modo se evitan las distorsiones que pueden ocasionar este tipo de señales que, aunque caen claramente por debajo del umbral de audición, si son de un nivel elevado pueden ocasionar influencias sobre señales audibles próximas a ellas, con el consiguiente deterioro de la señal.

Cada filtro paramétrico posee una banda de frecuencias de trabajo concreta, son estas: banda 1, entre 20 y 200 Hz; banda 2, entre 165Hz y 1,25 kHz; banda 3, entre 700 Hz y 8,3 KHz; banda 4, entre 3,8 kHz y 22 kHz. De este modo tenemos un filtro que actúa sobre frecuencias bajas, con las que podemos reforzar de manera importante el nivel de audición, así como provocar modificaciones en el balance del programa audiomusical al estar presentes en esta banda las notas fundamentales de la sección de ritmo y de sensación de potencia, es por todo esto por lo que ha de ser utilizada con sumo cuidado. Otro filtro es utilizable a frecuencias medias-bajas, en la que se encuentran armónicos de bajo valor de las notas fundamentales de algunos instrumentos musicales. Demasiado refuerzo en esta banda ocasiona

un sonido muy telefónico, como si el sonido se produjese en el interior de un tubo. El filtro de la banda de 700 Hz a 8,3 kHz, que afecta a frecuencias medias-altas, es importante para el reconocimiento de la voz; si es modificada excesivamente resultará la voz con acusado "ceceo" y los fonemas que se forman fundamentalmente con los labios y en los que intervienen la m, b, y v resultarán confusos. También será esta zona la responsable, en gran medida, de la claridad y transparencia de la voz y los instrumentos.

Por último, el filtro de altas frecuencias influye también sobre el brillo y la claridad de los sonidos. Demasiado refuerzo producirá un sonido cristalino y siseos en la s y vocales.

Continuando con la descripción del circuito, tenemos que el primer elemento que ha de atravesar la señal, una vez que haya ingresado en el ecualizador paramétrico, es un separador de entrada, encargado de evitar la carga de nuestro equipo sobre la fuente de señal.

Existen tres posibles vías de entrada a este separador desde la entrada, según que deseemos una atenuación de la señal de 0, -3 dB ó -6 dB. Esto se consigue a través de sendos divisores, designándose el camino a seguir a través de un conmutador.

La salida de este separador de entrada va directamente a los cuatro filtros.

Por su parte, la salida de dichos filtros se dirige cada una a un separador de alterna. Este se encarga de eliminar cualquier componente continua, cualquier offset que lleve la señal y colabora en la evitación de interacciones entre los filtros, de tal manera que la salida del ecualizador a cualquier frecuencia será sencillamente la suma de las componentes de dicha frecuencia que posea cada filtro.

Las salidas de estos separadores de alterna se dirigen a un sumador no inversor, cuya salida proporciona una combinación lineal de las entradas sin cambio de signo. La salida de este sumador, junto con la señal de entrada a los filtros (esto es la señal de salida del separador de entrada, previo paso a través de otro separador y de amplificador no inversor de pequeña ganancia), se dirigen a un amplificador de instrumentación constituido por 3 operacionales que, aunque más caro que el convencional, mejora la relación de rechazo en modo común e incrementa la resistencia de entrada.

Para terminar se coloca un filtro paso bajo a 30 kHz y otro paso alto a 10 Hz para eliminar todas las señales que se encuentren fuera del espectro de las audiofrecuencias, a continuación de estos se encuentra un separador que da paso a una salida de 600 Hz.

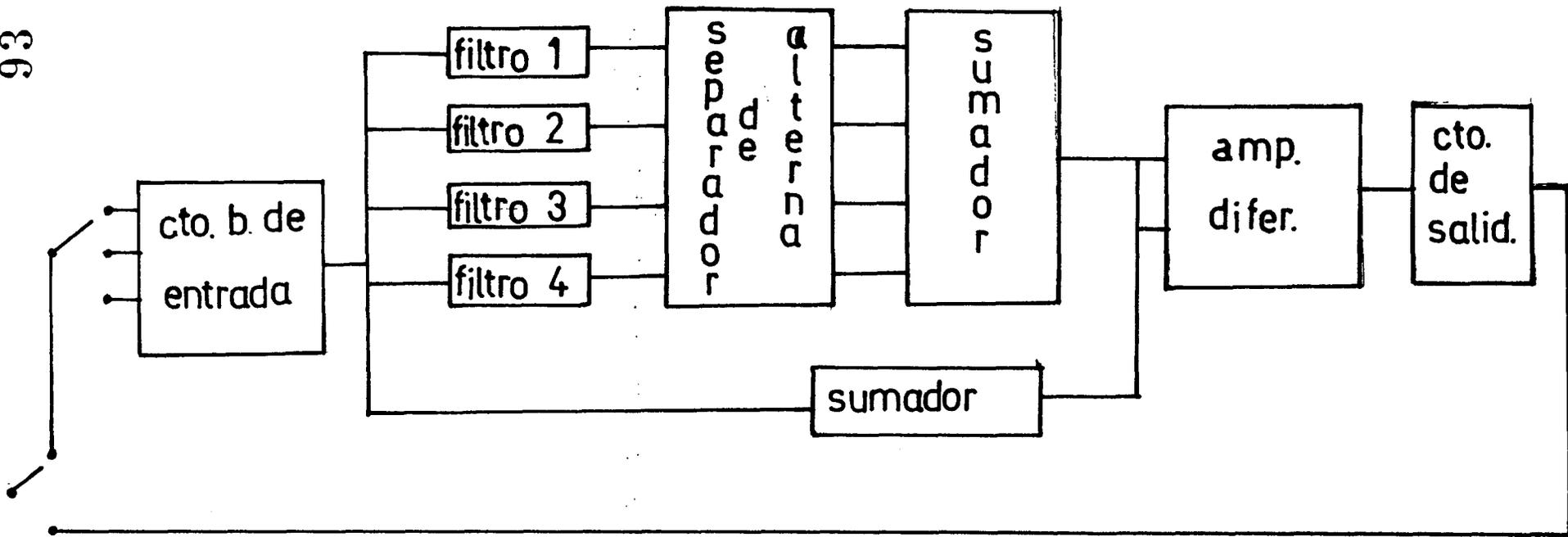
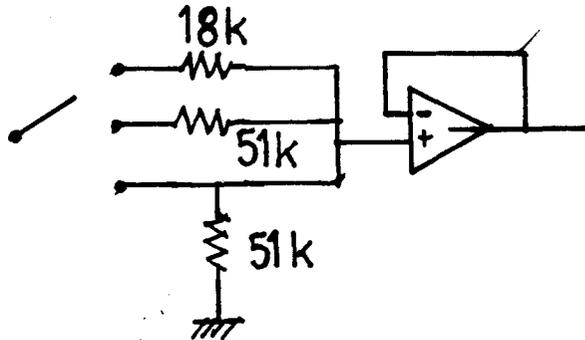


diagrama
de
bloques

3.C2) Descripción detallada de los distintos elementos del ecualizador.

Circuito de entrada:



Este circuito está constituido por tres entradas encargadas de provocar atenuaciones de -3 dB o -6 dB, o dejar pasar la señal tal cual la genera la fuente de señal con que estamos trabajando. Para esta vía la impedancia de entrada, esto es, la impedancia que "ve" la señal es de 50 k , valor normalizado. En las otras dos entradas se produce una variación de esta impedancia (en -3 dB pasa a 66 k y en -6 dB a 90 k) pero dentro de unos márgenes que no dificultan su utilización con cualquier otro equipo, salvo excepciones.

A continuación contamos con un separador para evitar una posible carga del resto del circuito sobre el generador de señal. Esto se consigue al contar el operacional con el que estamos trabajando, TL 084, con una muy alta impedancia de entrada 10^{12} .

Filtros:

Este es sin duda el apartado más importante, puesto que es el encargado de introducir las modificaciones pertinentes a la señal. Estas modificaciones van desde el hecho de parcelar el espectro de audiofrecuencias en 4 bandas, a variar en cada una de esas bandas los 3 parámetros fundamentales, ganancia, selectividad, esto es el mayor o menor número de frecuencias que se ven afectadas, y la frecuencia, es decir el punto exacto dentro de una banda determinada sobre el que vamos a hacer las variaciones de ganancia y selectividad.

Son cuatro los filtros empleados, los cuales son suficientes, en un ecualizador paramétrico, para introducir cualquier modificación que deseemos, como ya se vió en el apartado 2.C de esta memoria.

Cada filtro consta de una estructura de filtro universal activo, esto es, un circuito con 2 integradores y un sumador que proporciona las 3 salidas: paso bajo, paso alto y paso banda, un operacional exterior al UAF, en forma de amplificador de instrumentación, encargado de generar las variaciones de ganancia y, por último, otro operacional separador entre el UAF y el variador de ganancia.

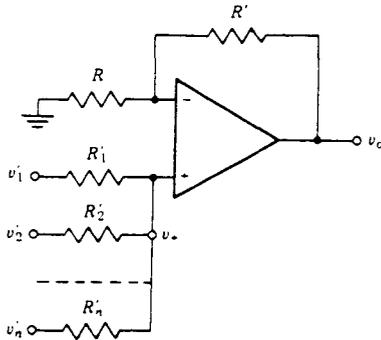
El UAF está especialmente recomendado para aplicaciones de este tipo, como ya vimos, pues nos permite variar los tres parámetros del filtro, sin que se produzcan influencias entre ellos.

Se ha escogido variar la ganancia exteriormente a él, para disminuir la complejidad de los controles sobre el filtro universal.

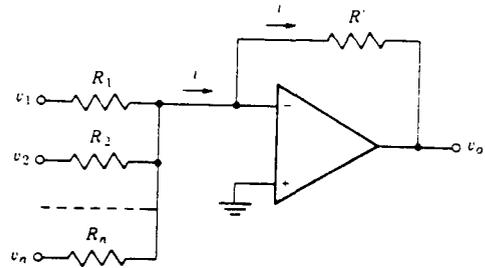
De este escogemos para nuestra aplicación la salida paso banda.

El sumador y el integrador que forman parte de este filtro son dos aplicaciones típicas de los operacionales, en apartados anteriores, concretamente en el 3.A3, ya hemos analizado el circuito básico de un integrador, analicemos ahora el sumador.

Existen dos tipos de sumadores, inversores y no inversores, cuyas configuraciones son las siguientes



Sumador no inversor.



Sumador inversor.

Empleando el amplificador inversor con varias líneas conectadas en su entrada negativa, se puede obtener una salida que sea combinación lineal de un cierto número de señales de entrada. Como existe una tierra virtual en la entrada del amplificador operacional, tendremos:

$$i = (V_1/R_1) + (V_2/R_2) + (V_3/R_3) + \dots + (V_n/R_n) \quad y$$

$$V_o = -R i = -\left(\frac{R V_1}{R_1} + \frac{R V_2}{R_2} + \dots + \frac{R V_n}{R_n}\right)$$

si tenemos $R_1/R_2 = R_3 = \dots = R_n$ entonces:

$$V_o = -\frac{R}{R_1} (V_1 + V_2 + \dots + V_n) \quad y \text{ la salida es proporcional}$$

a la suma de las entradas.

Cabe emplear otros procedimientos para combinar señales. El método del sumador tiene la ventaja de que puede extenderse a un gran número de entradas y se requiere solamente una resistencia adicional por cada nueva entrada. El resultado depende, en el caso límite de un amplificador de gran ganancia, tan sólo de las resistencias colocadas y, debido a la tierra virtual, hay una interacción mínima entre las fuentes de entrada.

Por su parte el sumador no inversor se consigue empleando el amplificador no inversor. La salida en este caso viene dada por:

$$V_o = (1 + (R/R)) V_+ = \left(\frac{R+R}{R}\right) V_+ \quad \text{en la que la}$$

tensión V_+ en el terminal no inversor se halla por superposición. Por ejemplo, la contribución a V_+ debida a V_2 es $V_2 \frac{R_{p2}}{(R_2 + R_{p2})}$ siendo R_{p2} la combinación en paralelo de todas las resistencias unidas al nudo no inversor excepto R_2 ; es decir, $R_{p2} = R_1 \parallel R_3 \parallel R_4 \dots \parallel R_n$

Con n resistencias iguales, de valor R_2 cada una

$$\frac{R_{p2}}{R_2 + R_{p2}} = \frac{R_2/(n-1)}{R_2 + R_2/(n-1)} = 1/n \quad \text{y}$$

$$V_+ = 1/n (V_1 + V_2 + \dots + V_n) \quad \text{que sustituida en la ecuación de } V_o$$

nos da el valor de la salida.

Existe la posibilidad de realizar simultáneamente sumas y restas con un amplificador único, susstituyendo la resistencia R del sumador no inversor por las n tensiones de entrada y resistencias del sumador inversor.

Continuando con la descripción de los filtros tenemos que a la entrada del sumador del UAF se conectan la señal de entrada y la salida de los 2 integradores. Una de las salidas de los integradores, junto con la señal de entrada, se conecta a la entrada negativa (-) y la salida del otro a la entrada positiva (+).

De este modo según la constante de tiempo RC del integrador se produce una atenuación de un cierto valor de frecuencias. A mayor valor de RC , la frecuencia de trabajo será menor.

En nuestro caso, al tener 2 constantes RC iguales y añadirse por un lado y sustraerse por otro se producirá a la salida del sumador un filtro paso alto, que será más o menos selectivo en función del valor del poten-

ciómetro situado en la línea de enlace entre el primer integrador y la entrada positiva del sumador.

A continuación, la señal atraviesa el primer integrador que posee una característica de paso bajo con lo cual se obtiene el filtro paso banda que es la salida que nos interesa.

La frecuencia, a la cual se sintoniza la banda, depende del potenciómetro y de las resistencias situadas a la entrada del integrador y del condensador localizado entre la salida y la entrada (-).

Es necesario que las resistencias y los condensadores de los dos integradores sean iguales. Del mismo modo es imprescindible que los potenciómetros de variación de frecuencia central sean tandem y logarítmicos; tandem para que las variaciones que se produzcan a la entrada de los dos integradores, se produzcan al unísono, y logarítmicos dado que la variación en el espectro de frecuencias no es lineal, sino logarítmico, de este modo tendremos una idea más clara de cual es la distancia real en el espectro entre dos frecuencias determinadas si nuestros potenciómetros son logarítmicos.

La ecuación a la que responde el cálculo de la frecuencia central es la siguiente: $f_0 = \frac{1}{2 R C}$, donde C es el condensador situado en el integrador y R_c es combinación de $\frac{R_{19} P3}{R_{18}} + R_{19}$, donde P3 es el valor del po-

tenciómetro de control de la frecuencia central y R_{18} y R_{19} son dos resistencias situadas en este mismo circuito. (Ver esquema del filtro de la página siguiente).

Por otra parte la selectividad, como ya se indicó antes, vendrá dada en función del aumento o disminución de la señal que le llega desde la entrada y, fundamentalmente, de la que le llega procedente del primer in-

tegrador, al variar sendos potenciómetros de 100 K logarítmicos.

En este caso, al igual que en el caso anterior, interesa este tipo de variación logarítmica para conseguir una respuesta más acorde con la realidad, pues con este parámetro también actuamos sobre valores de frecuencia, aunque en este caso sobre ancho de banda de actuación.

En este parámetro, la ecuación de respuesta es $Q = \frac{P2 + R13}{R_{16}}$

Hay que señalar que el potenciómetro colocado en la entrada (-) del sumador, en tandem con el de la entrada (+), es para compensar las variaciones de ganancia que ocasiona éste. Siendo el potenciómetro de la entrada (+) el que en realidad determina la selectividad, junto con la señal procedente del segundo integrador y que llega a la entrada (-) del sumador. De este modo al aumentar el valor del potenciómetro disminuye el nivel de las señales y la selectividad aumenta, disminuyendo el ancho de banda, y viceversa.

Este problema del aumento de la ganancia con la selectividad dentro de unos márgenes, es debido al propio AUF y la única interacción que existe entre los distintos parámetros. Debido a esto resultarían falseados los valores de ganancia y, por ello, se introduce un potenciómetro en tandem con la variación de selectividad con el consiguiente ajuste automático, dentro de unos límites, del nivel de señal a la salida del filtro, compensando de este modo la variación de amplitud que se produciría y, garantizando que las lecturas de corrección de la ganancia se mantienen con independencia del ancho de banda escogido. Debido a que cuanto mayor queramos hacer la selectividad, mayores van a ser las dificultades para mitigar estos problemas nos vemos limitados en los valores de selectividad que podemos conseguir.

a masa provoca un mínimo de ganancia, mientras que en la posición opuesta se obtiene un máximo de la misma.

Esto sucede dado que el amplificador diferencial nos proporciona una salida equivalente a la diferencia de las señales de entrada; estas señales son la señal de la fuente conectada a su entrada positiva, una señal de realimentación de su salida a su entrada negativa y la señal procedente del UAF conectada también a la entrada negativa.

De este modo según el camino que siga esta última señal, tendremos a la salida del amplificador de instrumentación una señal con una banda de frecuencias atenuadas o amplificadas según el posicionamiento del potenciómetro de 22 k.

La atenuación máxima se produce al restarle a la señal de la fuente la procedente del UAF con P1b a masa y P1a permitiendo el acceso directo de la señal a través de R_3 hasta la entrada negativa.

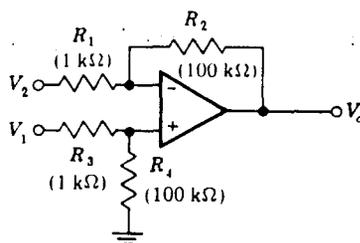
La amplificación máxima sucede en la situación opuesta, esto es, P1a a masa y P1b dando vía libre a la señal del UAF hasta la salida, a través de una $R_5 = R_3$.

Poseer 2 resistencias iguales en estas 2 líneas, y a la salida del amplificador de instrumentación, tanto en la línea de salida como en la de realimentación, es para asegurar la simetría de los valores de realce y atenuación, esto es para que se el realce máximo alcanzable es de +12 dB, la atenuación sea de -12 dB, márgenes estos que verifica este ecualizador paramétrico.

En realidad los filtros individuales poseen unos márgenes de ± 15 dB que al conectarlos se limitan a ± 12 dB, al ser necesario introducir una señal de realimentación desde la entrada para permitir la existencia de atenuaciones y realces, después de sumar las salidas de los filtros individuales.

La obtención de los 15 dB se explica analizando la respuesta del amplificador de instrumentación. Este, en su configuración más sencilla, que es la utilizada en esta etapa, y sin entrar en mayores profundidades (pues lo analizaremos posteriormente) cuenta con una ecuación de respuesta del tipo:

$$V_o = - \frac{R_2}{R_1} V_2 - \frac{1}{R_3/R_4 + 1} \left(\frac{R_1}{R_2} + 1 \right) V_1 \quad \text{siendo su esquema:}$$



En nuestro caso $R_1 = 3,9 \text{ k} +$ el valor del potenciómetro.

$R_2 = 18 \text{ k}$; $R_4 = 100 \text{ k}$ y $R_3 = X_o$ que en cualquier caso para audiofrecuencias es inferior a 8 k , lo cual permite despreciar el cociente R_3/R_4 frente a la unidad.

De estos valores se deduce: (en el caso de mayor atenuación, esto es, con P1b a masa)

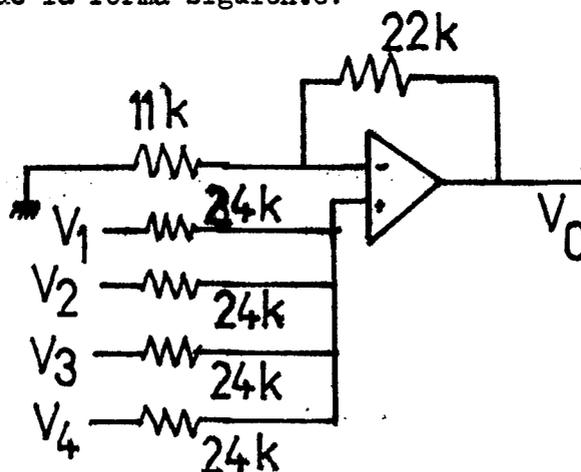
$$\begin{aligned} V_o &= - \frac{18 \cdot 10^3}{3,9 \cdot 10^3} \left(V_2 - \frac{1}{1} \left(\frac{3,9 \cdot 10^3}{18 \cdot 10^3} + 1 \right) V_1 \right) = - 4,6 (V_2 - 1,216 V_1) = \\ &= - 4,6 (V_2 - 1,216 V_1) = 4,6 (1,216 V_1 - V_2) \end{aligned}$$

En este caso $V_2 = V_1 + 3,9 \text{ k} V_1 / (18 \text{ k} + 3,9 \text{ k}) = V_1 (1,178)$

$$V_o = 4,6 \cdot 0,038 V_1 = 0,175 V_1 \quad \text{=== } V_o/V_1 = - 15 \text{ dB.}$$

emplean para tener un acoplamiento RC y dar vía libre a la entrada de tensión continua en el terminal no inversor. De este modo conseguimos un seguidor de alterna que bloquea cualquier componente continua mediante C_1 y C_2 . Esta estructura colabora en la eliminación de toda influencia entre filtros, hecho fundamental para la correcta utilización del ecualizador.

Finalmente el elemento empleado para asociar los 4 filtros es un sencillo sumador de la forma siguiente:



$$\text{que posee una respuesta } V_0 = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \frac{1}{4} (V_1 + V_2 + V_3 + V_4) = \\ = \frac{3}{4} (V_1 + V_2 + V_3 + V_4)$$

En realidad el valor teórico debería ser tal que $R_2/R_1 = 3$ para obtener así a la salida la suma algebraica de las señales de los cuatro filtros. Sin embargo, se comprueba experimentalmente que resulta más idónea esta configuración.

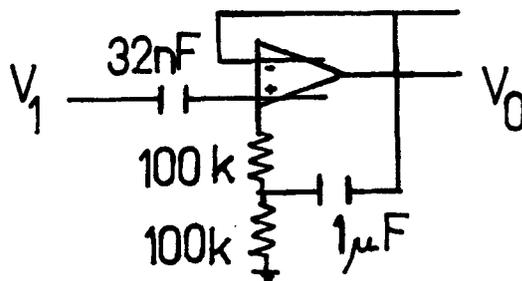
De igual forma obtendríamos una señal cinco veces superior para el caso de máximo realce; al ser en este caso $V_2 = 0$, esto provoca

$V_o = 4,6 \cdot 1,216 V_1 = 5,6 V_1$, añadiendo a continuación el término del divisor, esto es,

$$V_o = 5,6 V_1 + 3,9 \text{ k} / (18 \text{ k} + 3,9 \text{ k}) V_1 = 5,775 V_1 \implies \frac{V_o}{V_1} = 15 \text{ dB.}$$

Separadores y asociación de los filtros.

En principio contamos con un separador de alterna a la salida de cada uno de los filtros, de la forma:



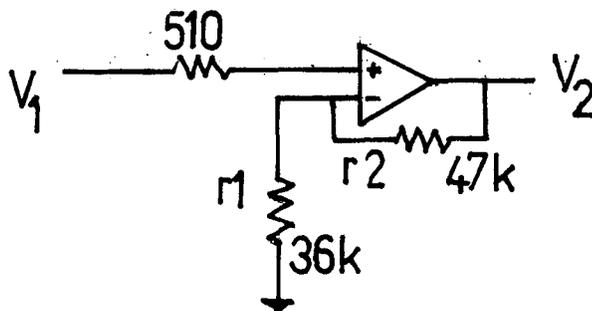
que es un dispositivo que presenta una alta impedancia de entrada, siendo utilizado como adaptador de impedancias y para eliminar cualquier componente de continua asociada a la señal, esto es, cualquier offset.

Es importante la eliminación de esta componente, pues puede provocar saturaciones de la señal, elevar el nivel de ruido, empeorando la relación S/N y dificultar la perfecta reproducción de la señal.

En el circuito C_1 y C_2 representan cortocircuitos para todas las frecuencias de funcionamiento de este circuito. Las resistencias R_1 y R_2 se

A la salida del sumador tenemos un margen de variación de la tensión entre 2,5 v. y 6,4 v que mantiene aproximadamente el margen dinámico pero pierde la posibilidad de introducir atenuaciones, es por esto que introducimos el amplificador de instrumentación de salida.

A este amplificador se dirigen la salida de este sumador y la salida de un amplificador no inversor en cuyo terminal positivo se encuentra conectada la señal de la fuente, previo paso a través de dos separadores, siendo este amplificador una estructura del siguiente tipo:



$$\text{donde } V_o = V_1 \left(\frac{R_1 + R_2}{R_1} \right) = 2,3V_1$$

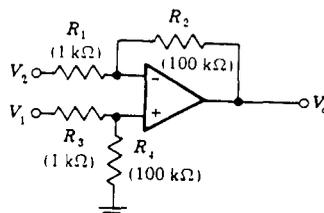
Circuito de salida.

Este circuito está formado básicamente por un amplificador de instrumentación de 3 etapas.

Ya analizamos brevemente un amplificador de este tipo, pero de una sola etapa en el circuito del filtro, ahora vamos a tratarlo con mayor profundidad.

Este tipo de amplificador se suele utilizar para amplificar entradas procedentes de transductores que convierten un parámetro físico y sus va-

riaciones en una señal eléctrica. Existen varias estructuras, la más sencilla es la ya vista de una etapa:



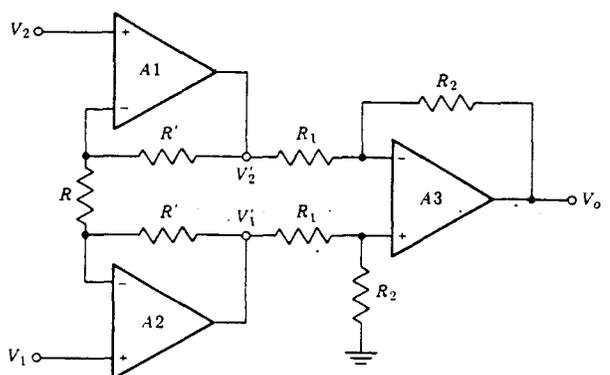
Para hallar V_o se emplea el teorema de superposición. Si fijamos $V_1=0$ y despreciamos la corriente de polarización, la tensión V_+ en el terminal no inversor es nula resultando la configuración inversora normal. Por tanto, $V_o = -(R_2/R_1) V_2$. Por otro lado, si $V_2 = 0$ entonces $V_+ = R_4/(R_3+R_4) V_1$ y V_o vendrá dada por la ecuación: $V_o = (1 + R_2/R_1)V_+$, en la que sustituyendo el valor de V_+ , obtenemos

$$\begin{aligned} V_o &= -\frac{R_2 V_2}{R_1} + \frac{R_4}{R_3+R_4} \frac{R_1+R_2}{R_1} V_1 = \\ &= -\frac{R_2}{R_1} V_2 - \frac{1}{R_3/R_4+1} (R_1/R_2 + 1) V_1 \end{aligned}$$

$$\text{si } R_1/R_2 = R_3/R_4 \quad V_o = (V_1 - V_2) \frac{R_2}{R_1}$$

Si las señales V_1 y V_2 tienen resistencias de fuente R_{s1} y R_{s2} , estas resistencias se sumarán a R_3 y a R_1 respectivamente. Obsérvese que la fuente de señal V_1 ve una resistencia R_3+R_4 . Si $V_1=0$, la entrada inversora está a potencial de tierra y por tanto V_2 queda cargada por R_1 . Si esta carga es excesiva para el transductor, puede usarse un seguidor de tensión de alta resistencia precediendo cada entrada. El sistema resultante de tres amplificadores operacionales representa un amplificador de instrumentación en continua, de muy alta resistencia de entrada, y con relación de rechazo de modo común mejorada.

A continuación se representa un amplificador de instrumentación de tres etapas.

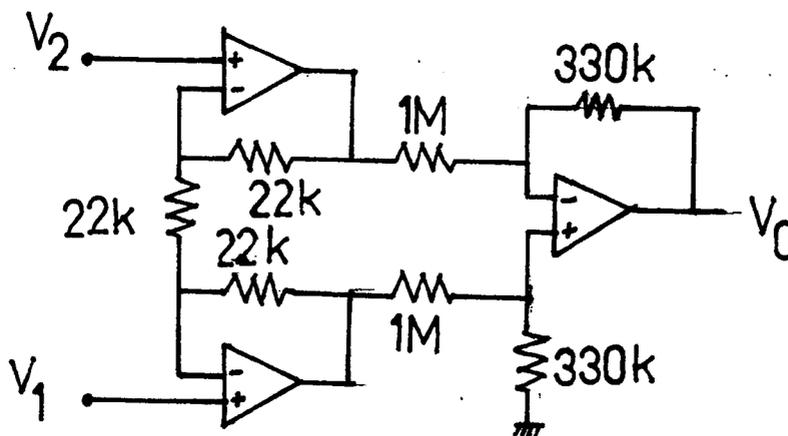


Es fácil demostrar que la ganancia de cada seguidor A1 y A2 es igual a la unidad para la tensión de modo común, pero es alta para la señal diferencial. Como la tensión entre los terminales de entrada del amplificador es casi nula, el extremo superior de R está a tensión V_2 y el inferior a V_1 . Si consideramos una señal de modo común, $V_1 = V_2$ y la tensión a través de R es cero, por tanto no existe corriente en R y en R. En consecuencia $V_2 = V_2$ y V_1 , y A1 y A2 actúan como amplificadores de ganancia unidad. No obstante, si $V_1 \neq V_2$ habrá corriente en R y R teniendo entonces que $V_2 - V_1$. Vemos que se ha aumentado la ganancia diferencial y la relación de rechazo de modo común del sistema de dos etapas respecto al de

una etapa. Siguiendo con este análisis tendremos:

$$V_o = \left(1 + \frac{2R}{R}\right) \frac{R_2}{R_1} (V_1 - V_2).$$

Debido a estas mejores características se escoge para esta etapa final, el amplificador de instrumentación de tres etapas, con la configuración siguiente:



Finalmente obtenemos una señal que varía entre 4 v. y 0,25 v., esto es, tenemos un margen de variación de ± 12 dB, sin interacción entre los distintos parámetros de los filtros, ni de unos filtros sobre otros.

De este modo el valor en cada frecuencia será la suma algebraica del nivel que posea cada filtro en esa frecuencia.

En el circuito de selectividad contamos con una resistencia de 150 k en paralelo con el potenciómetro de 100 k con lo que conseguimos un margen de

variación de 60 k , y aunque se pierde algo su característica logarítmica, que en este caso no es tan fundamental como en el de la frecuencia central, mejoramos la no interacción entre ganancia y selectividad.

Por último, indicar que todos los integrados cuentan con desacoplos a base de condensadores de 100 nF en las líneas de alimentación para eliminar señales de alta frecuencia y la circulación de componentes alternas por las líneas de ± 15 v y que, ocasionalmente, podrían intermodular y ensuciar el sonido.

Todos los operacionales utilizados se encuentran integrados de 4 en 4 en el circuito integrado TL 084, excepción hecha del amplificador diferencial de control de ganancia de los filtros en el que se ha utilizado el LF 357, que cuenta con único operacional. Ambos circuitos integrados son de tecnología BIFET, esto es cuentan con entrada FET para asegurar una muy alta impedancia de entrada, y salida bipolar para permitir la extracción de cierto nivel de corriente.

Las hojas de características de estos circuitos integrados se adjuntan en un apéndice dispuesto a tal efecto.

Fuente de alimentación.

La alimentación que requieren los circuitos integrados utilizados es simétrica de ± 15 voltios continuos.

La fuente es bastante típica. Cuenta con dos reguladores, 7915 y 7815, que proporcionan salidas fijas de -15v y $+15\text{v}$ respectivamente, obteniéndose así los niveles simétricos deseados.

Haciendo una enumeración de tallada de los elementos comenzando por la entrada tenemos: un transformador toroidal, sin núcleo con unas excepcionales prestaciones en su inmunidad al ruido, que pasa los 220v alternos de entrada a $2 \times 15\text{v}$, estas dos salidas se dirigen a un puente rectificador, el fagor 3700, cuya misión, como su nombre indica, es rectificar la señal alterna y convertirla en continua de valor $15 \sqrt{2}$, aproximadamente 21,2 voltios.

Después del puente tenemos dos condensadores electrolíticos, uno para cada línea, de 2200 microfaradios, para filtrar toda posible señal alterna que aún tengamos, esto es, el rizado de la señal. El siguiente elemento lo constituyen 2 condensadores situados a las entradas de los 2 reguladores de tensión, cuya misión es también actuar de desacoplo de señales de altas frecuencias. Como queda dicho a continuación vienen los reguladores 7815 y 7915, encargados de mantener fijas las dos tensiones de referencia de $+15\text{v}$ y -15v . Estos reguladores requieren una tensión en su entrada algunos voltios superior a la tensión nominal que desarrollan, para poder funcionar convenientemente.

A la salida de los reguladores se localizan sendos condensadores para disminuir la impedancia de salida de ambos. Finalmente, el circuito de la fuente acaba con unos diodos, uno en cada línea, como todos los elementos después del puente rectificador, los cuales poseen la función de proteger los circuitos conectados a la fuente de cualquier cortocircuito de entrada.

Además contamos con un fusible de protección colocado en la línea de entrada al transformador.

3.D) Parámetros a analizar en un equipo de audio.

3.D1) Impedancias de entrada y salida.

La impedancia de entrada es aquella que "ve" la fuente de señal al ser conedtda al equipo. Interesa que sea bastante elevada para que dicha fuente no se vea cargada por nuestro dispositivo, esto es para impedir la solici- tud, por parte de éste, de una excesiva corriente que pueda llegar a provo- car distorsiones de la señal e, incluso, el deterioro irreversible de la fuente. Es un parámetro normalizado en estos equipos en valores que varían entre 45 k y 55 k, con valores típicos de 47 k y 50 k .

Por suparte la impedancia de salida es aquella a través de la cual se conecta nuestro equipo a otros. Del mismo modo que la impedancia de entrada interesa alta, esta interesa relativamente baja, precisamente para evitar fenómenos indeseados. En los equipos de audio el valor más común es el de 600 óhmios.

3.D 2) Distorsión armónica.

Se produce cuando al introducir en un equipo una señal de frecuencia f determinada, a la salida se encuentran además de la frecuencia original, una serie de señales cuyas frecuencias ($2f$, $3f$, etc.) son armónicos de la que tiene la señal de entrada. Por ejemplo: si la frecuencia de la señal de entrada es de 1 kHz, a la salida tendremos además de la frecuencia de 1 kHz señales de frecuencias 2 kHz, 3 kHz, etc.

Está comprobado que los armónicos impares producen al oído una sen- sación más molesta que los pares, dando lugar a una cierta fatiga, pues da la impresión de que la señal se reproduce de forma incompleta.

Esta distorsión se suele medir generalmente a 1 kHz, sin embargo, para tener una imagen más completa del funcionamiento del equipo resulta intere- sante realizar la medida no solamente en esta frecuencia sino en varias, en la parte superior e inferior del espectro de audio, para tener una vi- sión más global de esta distorsión.

Existen dos métodos principales para la medida de este tipo de dis- torsión: el primero consiste en eliminar la frecuencia fundamental por

medio de circuitos selectivos que presenten una atenuación máxima de la fundamental y una atenuación muy reducida de los componente armónicos y medir entonces conjuntamente todos los armónicos más el ruido que pueda existir. En muchos medidores de distorsión se utiliza una fracción de la tensión total que se ajusta para que indique un 100 % y después se mide la desviación obtenida tras eliminar la componente fundamental (el aparato está graduado de forma que nos da directamente el tanto por ciento de distorsión). Este sistema sin ser perfecto es más que suficiente para comprobar anomalías importantes.

El segundo método consiste en medir individualmente los armónicos deseados (generalmente hasta el armónico nº 5), por medio de analizadores de frecuencia que pueden sintonizarse continuamente en bandas muy estrechas o con analizadores en tiempo real que tienen la ventaja de poder observar simultáneamente todos los componentes de la distorsión.

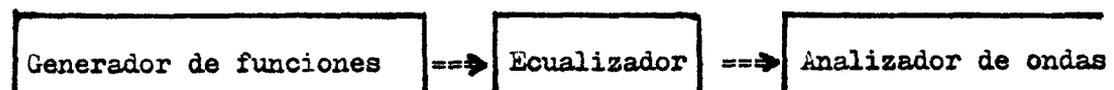
La distorsión armónica total se calcula por medio de la fórmula (media cuadrática).

$$d(\%) = 100 \frac{a_2^2 + a_3^2 + \dots}{a_1^2 + a_2^2 + \dots} \quad \text{siendo } a_1 \text{ la amplitud de la frecuencia fundamental}$$

y a_2 , a_3 , etc., las amplitudes de los armónicos.

Este último método es mucho más perfecto que el anterior y se utiliza frecuentemente para medidas de laboratorio, ya que se consigue un mejor conocimiento del comportamiento de un equipo.

La conexión utilizada para efectuar esta medida en el ecualizador paramétrico es la siguiente:



3.D3) Distorsión por intermodulación.

La distorsión por intermodulación es la interacción de los componentes de una señal compleja para producir componentes de frecuencia no encontrados en la señal original.

En la práctica las no linealidades del sistema provocan esta distorsión por modulación de amplitud y frecuencia de los componentes de más alta frecuencia por los componentes de frecuencia más baja, lo que da lugar a la aparición de componentes que son suma y diferencia de la frecuencia de entrada.

Si las frecuencias a la entrada son f_1 y f_2 , a la salida aparecerán componentes $(f_1 + f_2)$, $(f_1 - f_2)$, $(2f_1 + f_2)$, $(f_2 - 2f_1)$, etc. ...

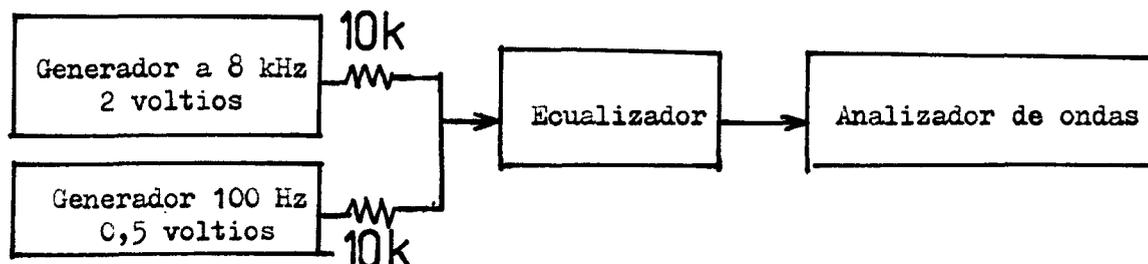
La distorsión por intermodulación es más desagradable que la armónica, ya que los componentes de la distorsión armónica son de frecuencias múltiples de la fundamental y a menudo, coinciden con los componentes armónicos encontrados en la señal musical original mientras que los componentes suma y diferencia no tienen relaciones musicales armónicas y por tanto su efecto es más desagradable.

Esta distorsión se mide tradicionalmente mediante dos generadores de baja distorsión uno de los cuales entrega una señal de baja frecuencia, del nivel específico deseado. El otro generador produce un barrido de frecuencias a un nivel de tensión que, en general, es la cuarta parte del tono fijo.

El analizador de espectro se decala convenientemente y se obtiene un registro de distorsión por intermodulación.

Otro método, más moderno, consiste en la medida de la distorsión por diferencia de frecuencia. En este procedimiento se utilizan dos tonos del mismo nivel eléctrico que entran en el sistema; ambos tonos barren el espectro de audiofrecuencia y se hallan a una distancia fija entre ellos, o bien a una distancia proporcional.

El utilizado para analizar la distorsión del ecualizador paramétrico fue el siguiente:



Es decir, un sistema híbrido entre los 2 citados con un nivel de tensión en el segundo generador que es un cuarto del nivel del primer generador. Se escogen dos señales bastante separadas y fijas, no un barrido como se indicaba en el primer caso.

3.D4) Relación señal-ruido.

Nos da idea de la calidad del equipo, de la posible distorsión que se introduce.

Se mide así: hemos de contar con un generador que nos proporcione una señal sinusoidal de audiofrecuencia elevada y otro que nos da señales cuadradas de frecuencia menor que la anterior, de tal manera que esta es moduladora de la anterior. Así conseguimos unos *burst*, formados por pulsos cuadrados de señales sinusoidales a la frecuencia de la señal cuadrada.

En estos *burst* se obtiene un valor, que representará el nivel de señal, luego en las zonas sin *burst* obtendremos el nivel de ruido. Hemos de calcular ambas en dB para que la diferencia de ambas represente la S/N. El período de la señal moduladora ha de ser bastante elevado para permitir la fácil medida de las señales.

3.D5) Niveles de entrada y salida.

El conocimiento preciso de estos niveles es fundamental pues, en general el ecualizador irá conectado entre el preamplificador y la etapa de potencia, de tal manera que ha de poseer unas especificaciones bien concretas. Los preamplificadores suelen ofrecer unos niveles máximos del orden de 1,5 a 2 voltios (valores de pico) con impedancias de entrada de 50 kΩ e impedancia de salida de 600 Ω. Así pues, el ecualizador ha de estar capa-

citado para soportar estos niveles a su entrada y ofrecer una impedancia de salida similar a la del previo.

En ausencia de preamplificador podemos conectar el ecualizador directamente a cualquier equipo generador de señal, como magnetofón, giradisco o sintonizador, cuyos niveles de salida son inferiores a los del preamplificador, por lo cual resultan menos críticos los niveles en los cuales ha de trabajar el ecualizador.

ANALISIS PRACTICO DEL APARATO.

DATOS TECNICOS.

4.) ANALISIS PRACTICO DEL APARATO.

4.1) Datos técnicos.

Impedancia de entrada (Z_i): 51 k sin atenuación

Impedancia de salida (Z_o): 600

Respuesta en frecuencia: 20 Hz - 20 kHz

Niveles máximos de entrada: sin amplificación $12 V_{pp}$; con máxima ganancia (+12 dB) $6 V_{pp}$

Ritmo de variación (slew rate): igual o superior a $6V/seg$

Distorsión armónica: $2,7 \cdot 10^{-4}\%$ medida a 1 kHz; garantizada en todo el margen de frecuencias $4,1 \cdot 10^{-3}\%$

Distorsión por intermodulación: $3,7 \cdot 10^{-2}\%$

Relación señal/ruido: 56 dB

Bandas de frecuencia: B1= 20 Hz - 200 Hz; B2= 165 Hz - 1k25 Hz;

B3= 700 Hz - 8k3 Hz; B4= 3k8 Hz - 22 kHz

Margen de variación de la ganancia: ± 12 dB en todas las bandas.

Margen de ajuste del Q: 1 - 3,5 en todas las bandas.

Alimentación: 220 v AC a 50 Hz.

Se adjuntan gráficas de las 4 bandas con variaciones de ganancia, selectividad y frecuencia central.

Además aparecen la curva de distorsión armónica y una con los cuatro filtros con variaciones de ganancia.

Cada gráfica indica en el margen inferior izquierdo los datos de resolución y tiempo de barrido a los que se ha efectuado y en el inferior derecho el parámetro y la banda afectados.

Las gráficas de variación de frecuencia consta de 4 frecuencias centrales distintas, cuyos valores se indican en el eje X de la misma, habiéndose efectuado a ganancia y selectividad máximas

Las de varación de ganancia cuentan con 6 curvas distintas, indicándose los distintos niveles en el eje Y y la frecuencia de sintonía en el X.

Por su parte la variación de selectividad consta de entre 4 y 6 curvas, según la banda, efectuadas a máxima ganancia y a la frecuencia que se indica en el eje X, y con selectividades que van desde el máximo al mínimo. En esta curva se pone de manifiesto el hecho curioso de que da la impresión de no poseer simetría la misma, esto obedece a que el equipo está preparado para tener una variación de frecuencias de tipo logarítmico, siendo el barrido con el que se han trazado estas curvas lineal.

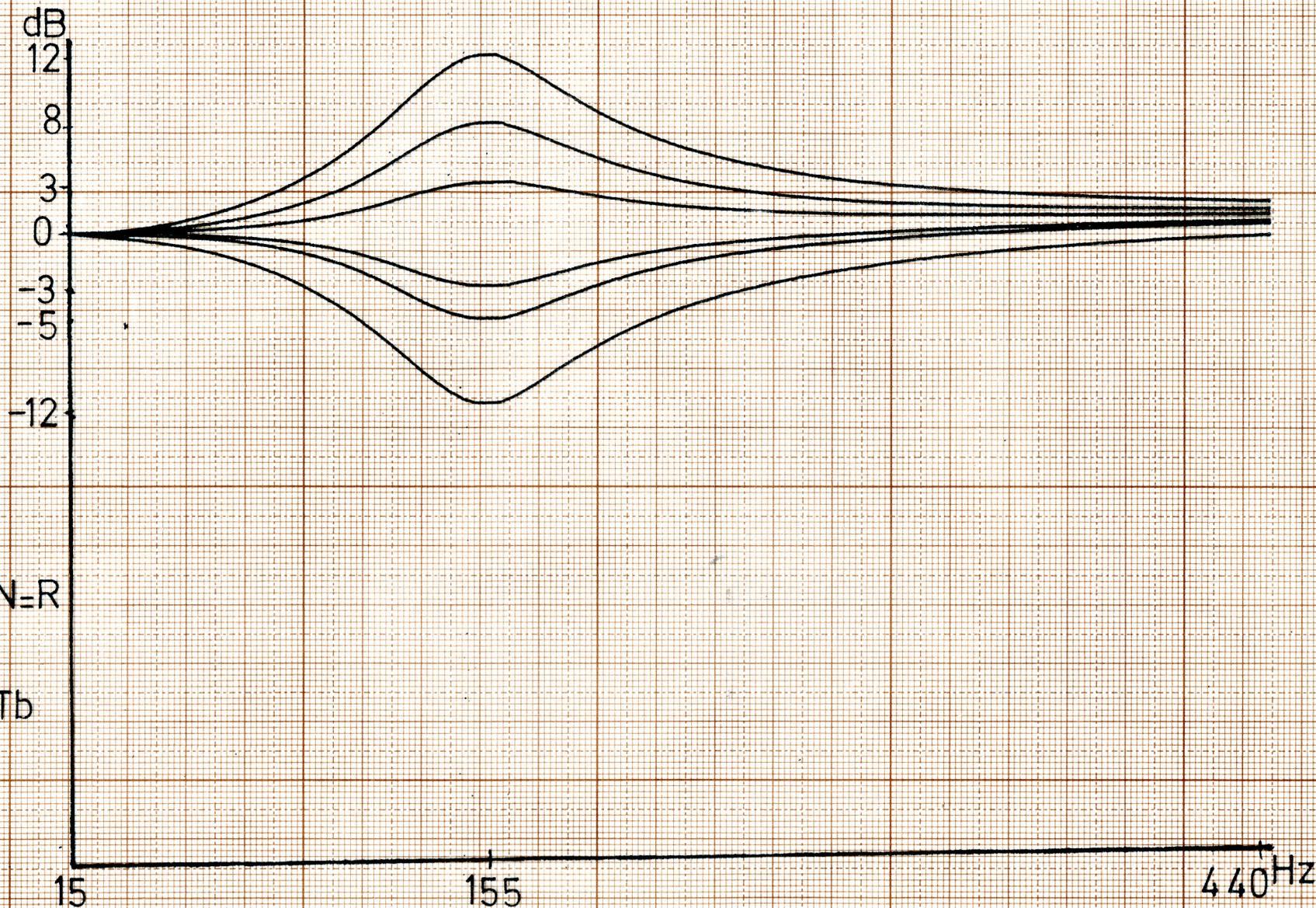
Para hallar la distorsión armónica los valores calculados fueron:

Frecuencia fundamental: 1KHz = - 5 dB = 0,56

2K = - 67 = $4,46 \cdot 10^{-4}$	6K = - 73 dB = $2,24 \cdot 10^{-4}$
3K = - 65 dB = $5,6 \cdot 10^{-4}$	7K = - 78 dB = $1,26 \cdot 10^{-4}$
4K = - 65 dB = $5,6 \cdot 10^{-4}$	8K = - 78 dB = $1,26 \cdot 10^{-4}$
5K = -78 dB = $1,26 \cdot 10^{-4}$	9K = - 72 dB = $2,5 \cdot 10^{-4}$

En cuanto a la respuesta en fase, sólo indicar que los filtros poseen desfase cero a la frecuencia central, cumpliendo el precepto teórico de que los filtros paso banda posean desfase cero a su frecuencia central, mientras el resto quedan desfasadas en un porcentaje proporcional a la frecuencia. Dentro de la banda cuanto más nos alejemos de la frecuencia de sintonía mayor desfase.

⁺Ver apartado 3.C2), indicaciones sobre el circuito de entrada.



RESOLUCION=R
TIEMPO DE
BARRIDO=Tb
R=30Hz
Tb=20s

VARIACION DE LA GANANCIA EN LA BI

120

dB
121

$R = 30\text{H}$
 $T_b = 20\text{S}$

15

92

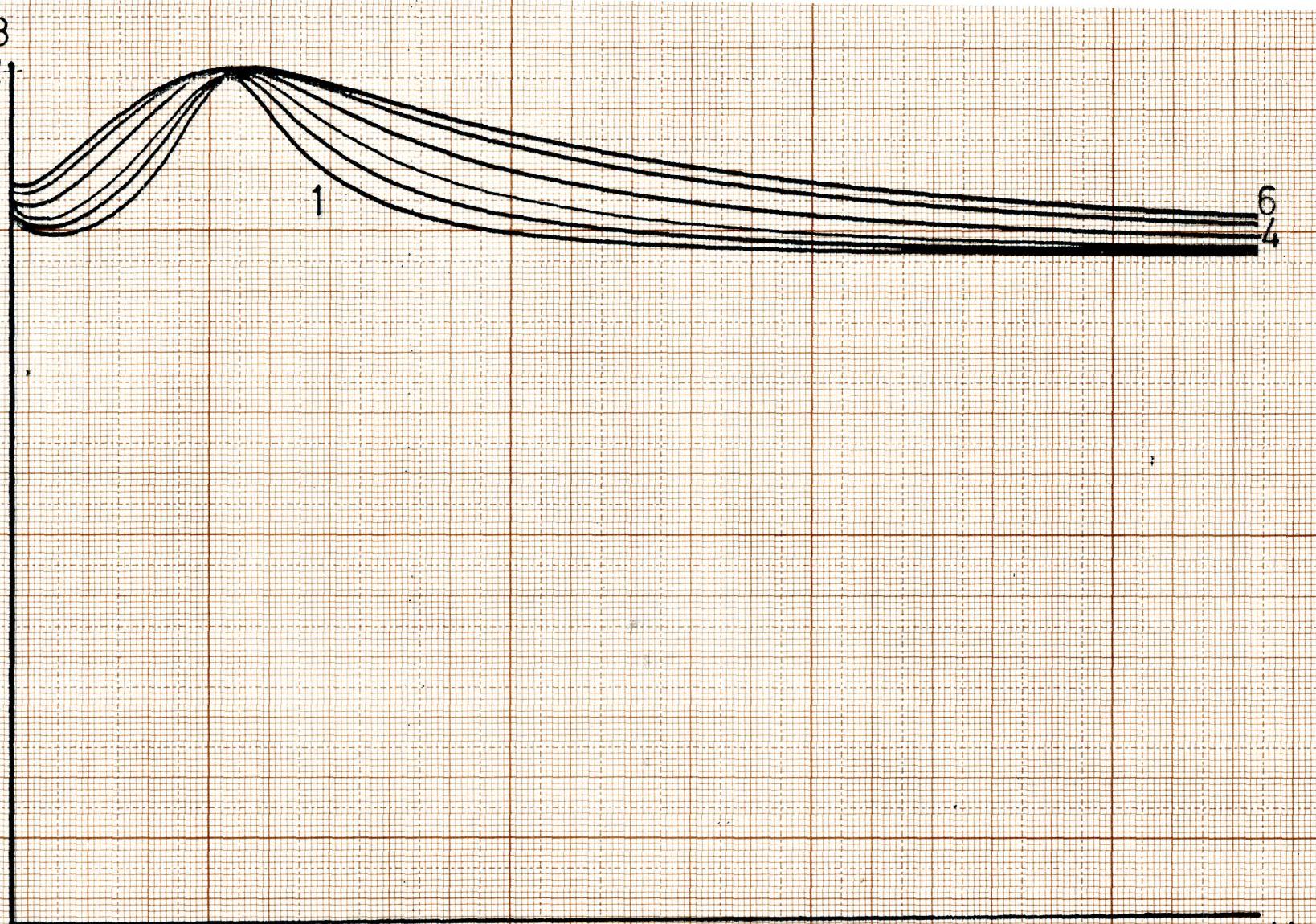
440Hz

VARIACION DE LA SELECTIVIDAD EN LA BI

1

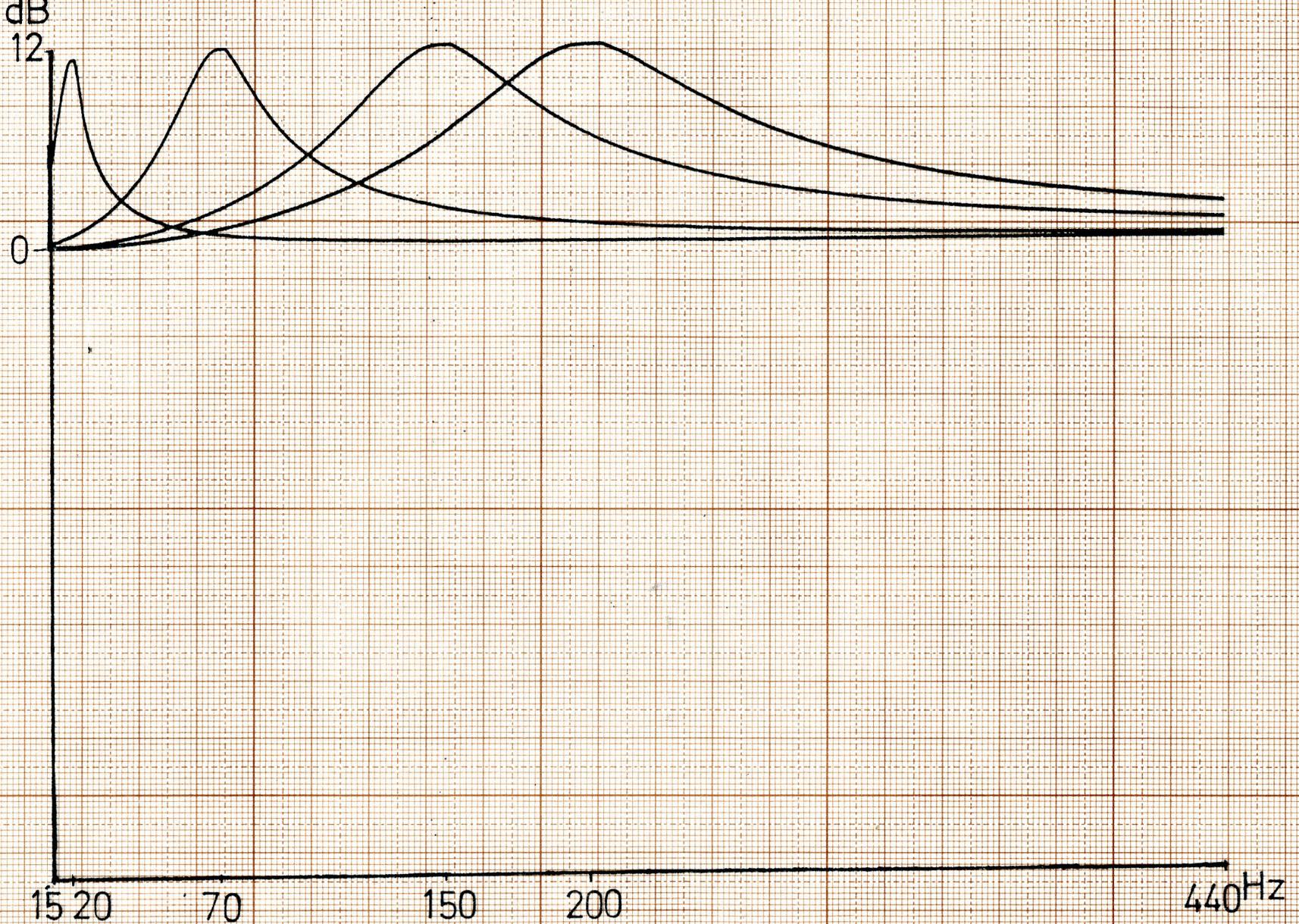
6

4



121

$R = 30\text{Hz}$
 $T_b = 20\text{s}$



VARIACION DE LA F CENTRAL EN LA BI

122

dB
12
8
4
-3
-6
-10

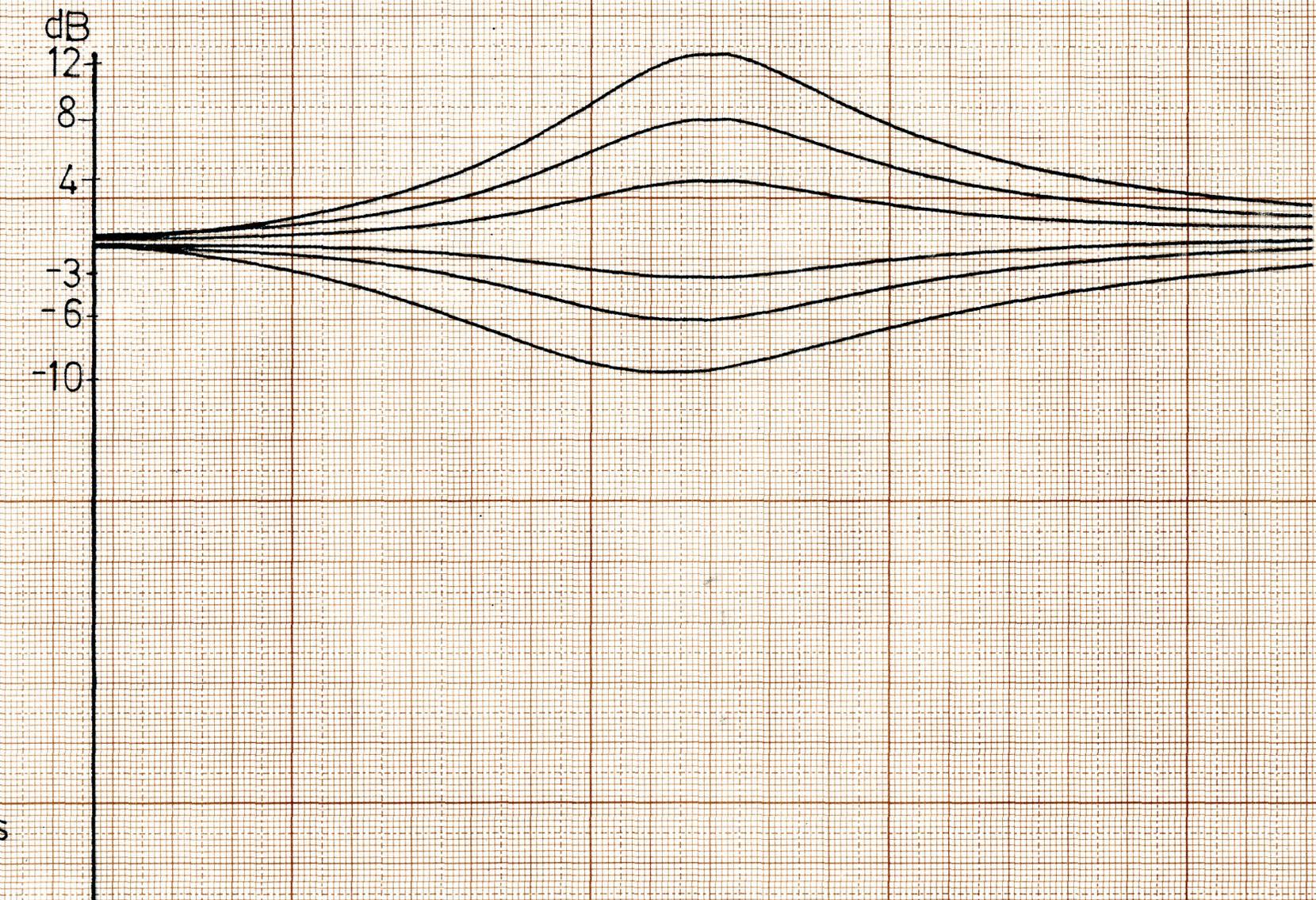
$R = 30\text{Hz}$
 $T_b = 0.1\text{Ks}$

150

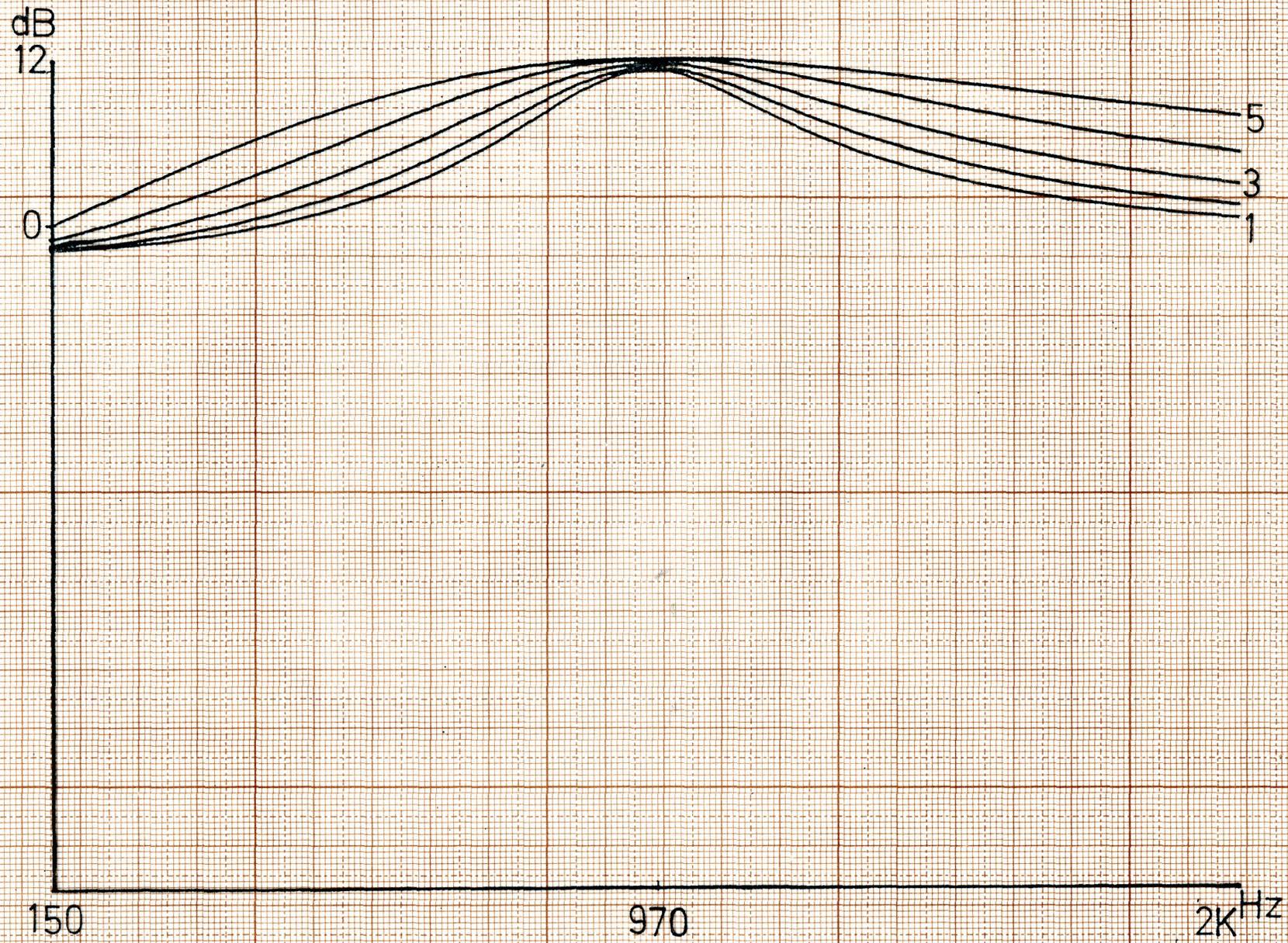
970

2KHz

VARIACION DE LA GANANCIA EN LA BII

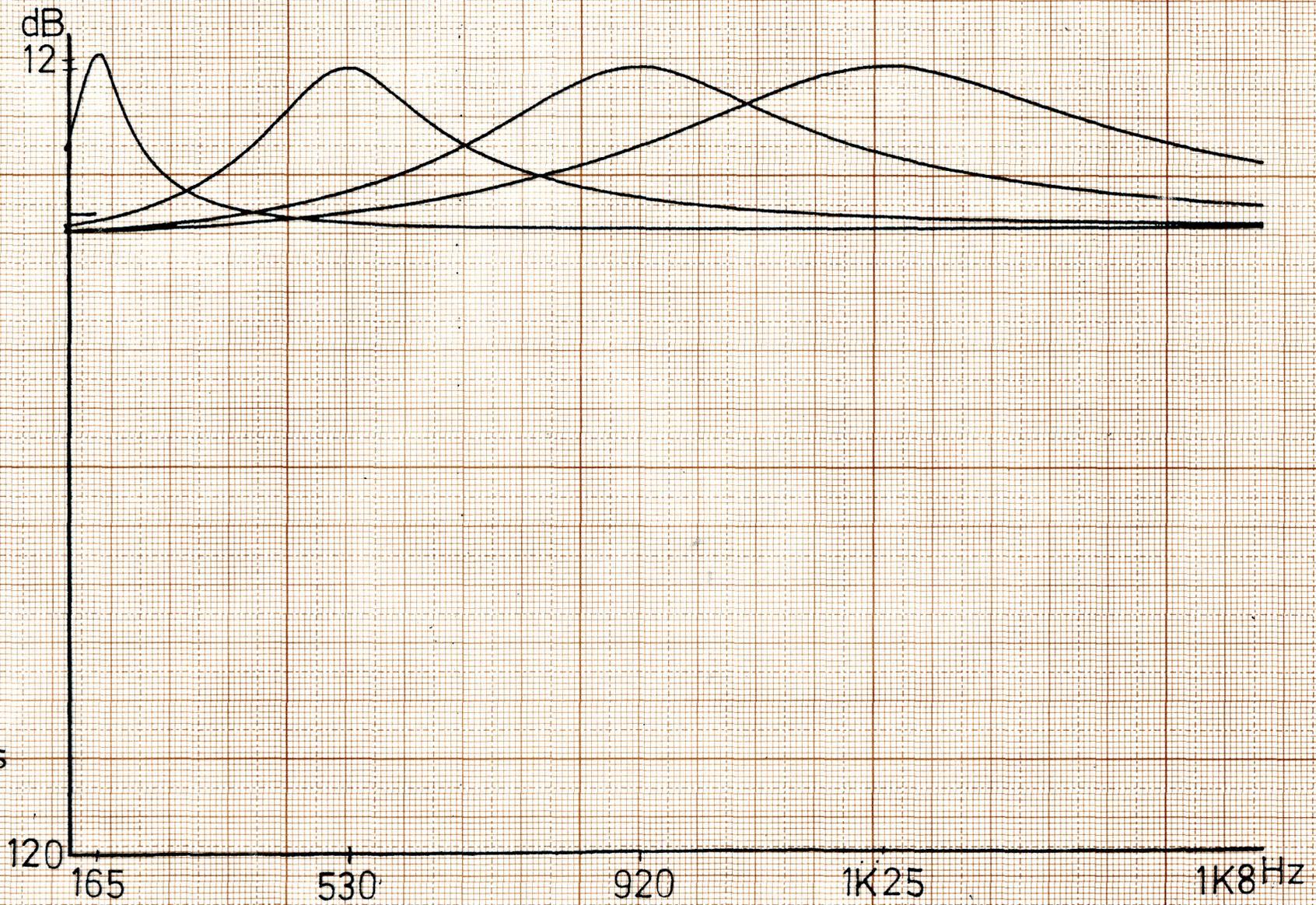


R=30Hz
Tb=0.1Ks

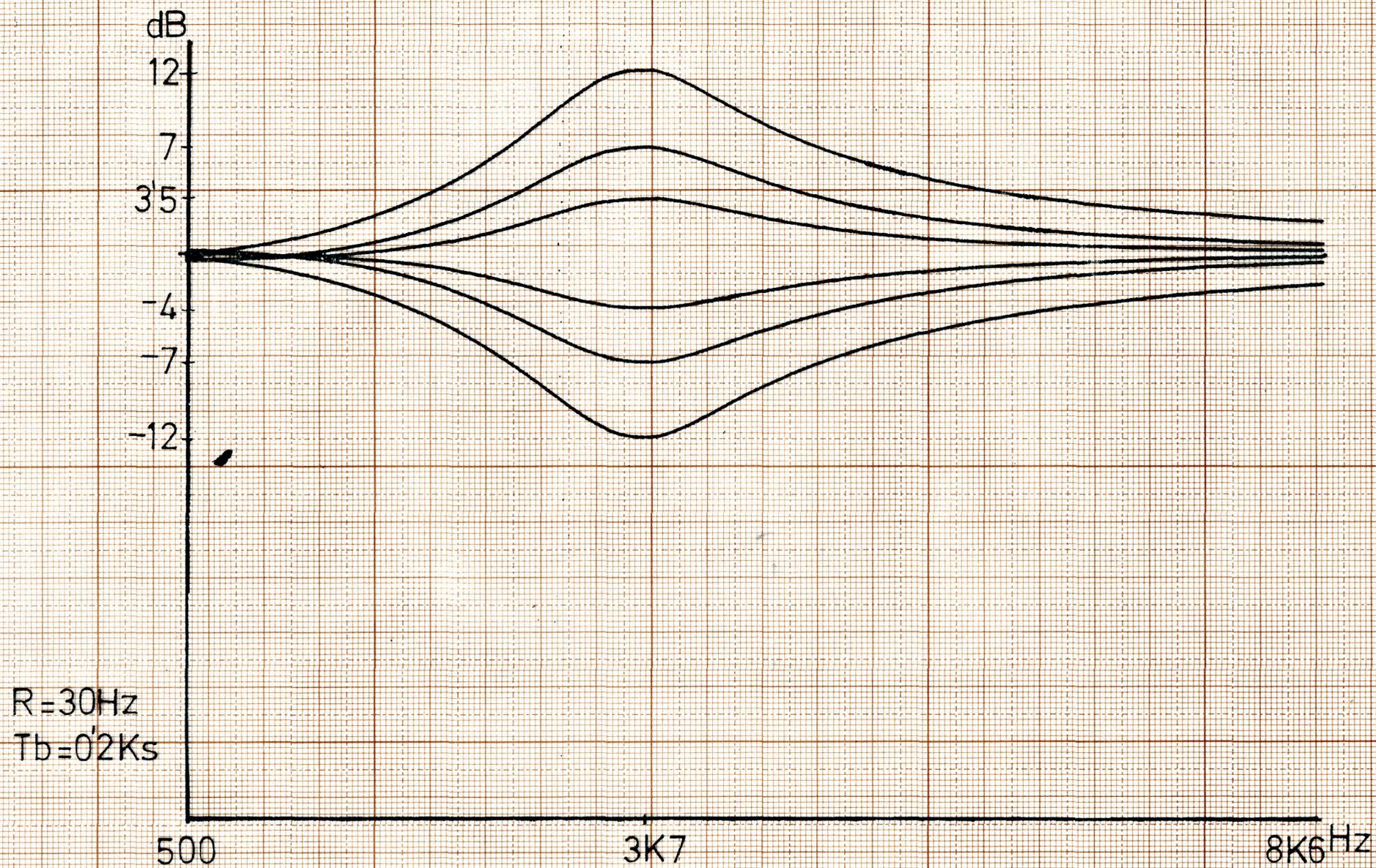


VARIACION DE LA SELECTIVIDAD EN LA BII

$R = 30\text{Hz}$
 $T_b = 0.1\text{Ks}$



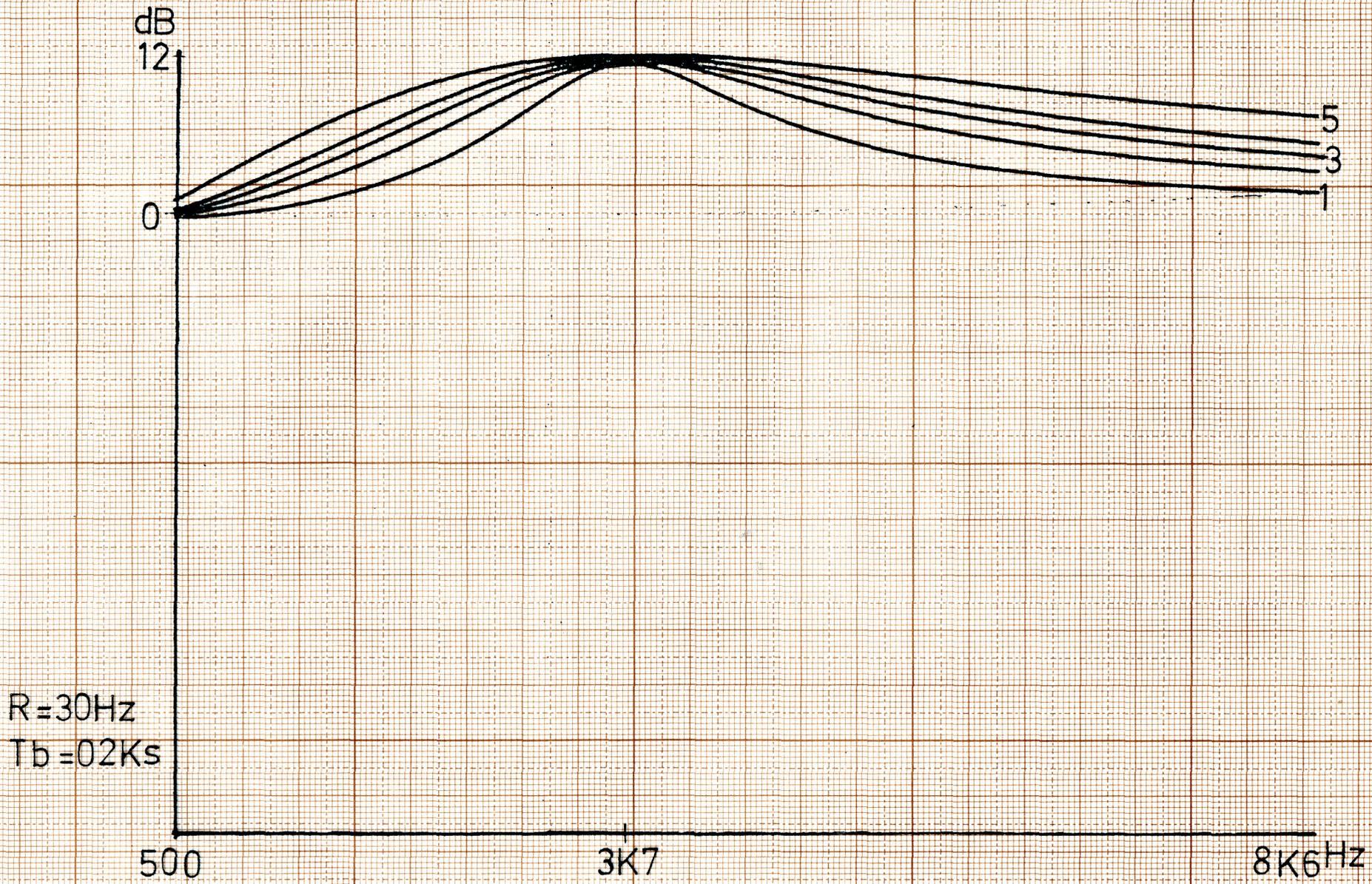
VARIACION DE LA F CENTRAL EN LA BII



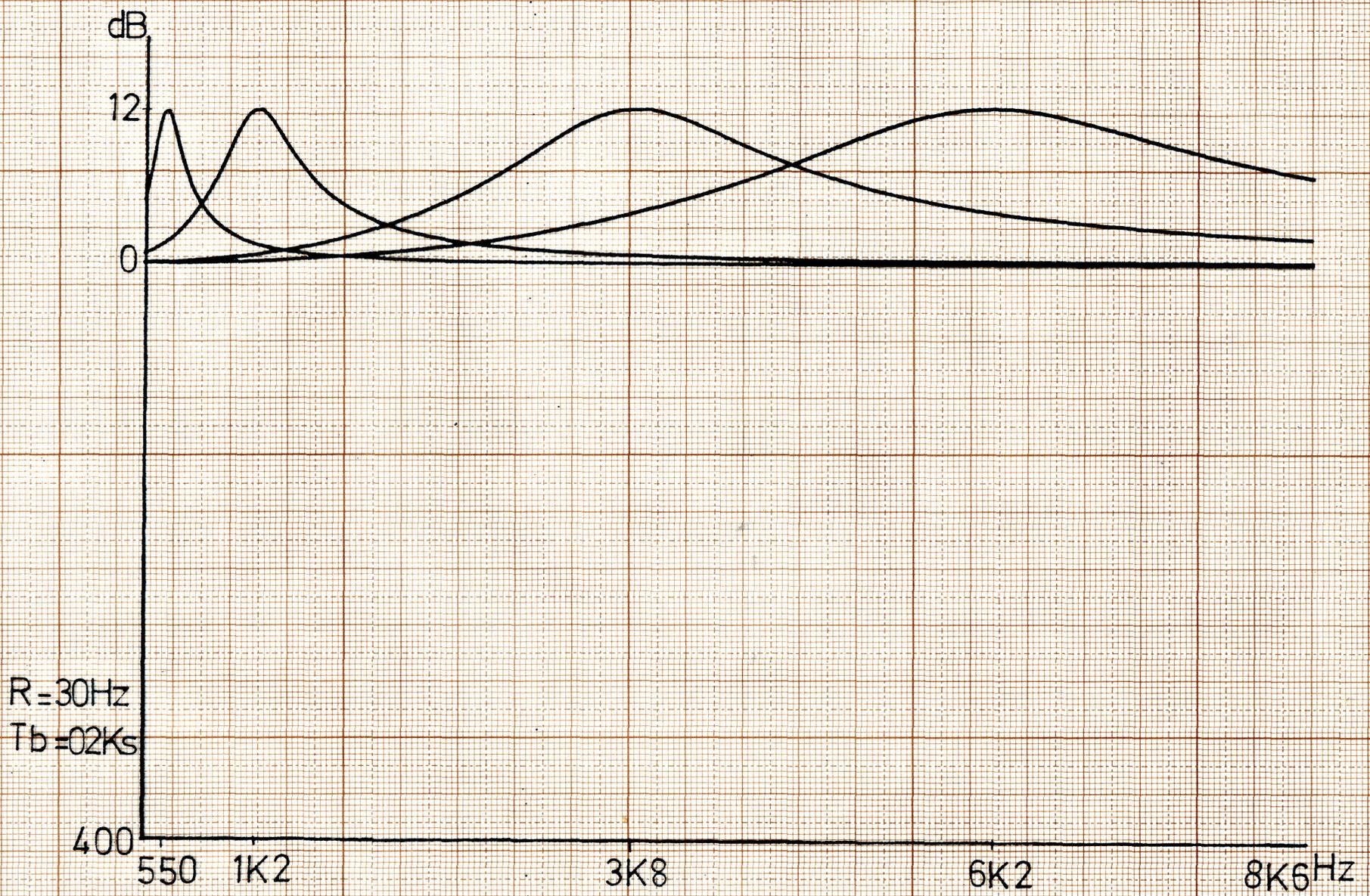
$R=30\text{Hz}$
 $T_b=0.2\text{Ks}$

VARIACION DE LA GANANCIA EN LA BIII

1.26

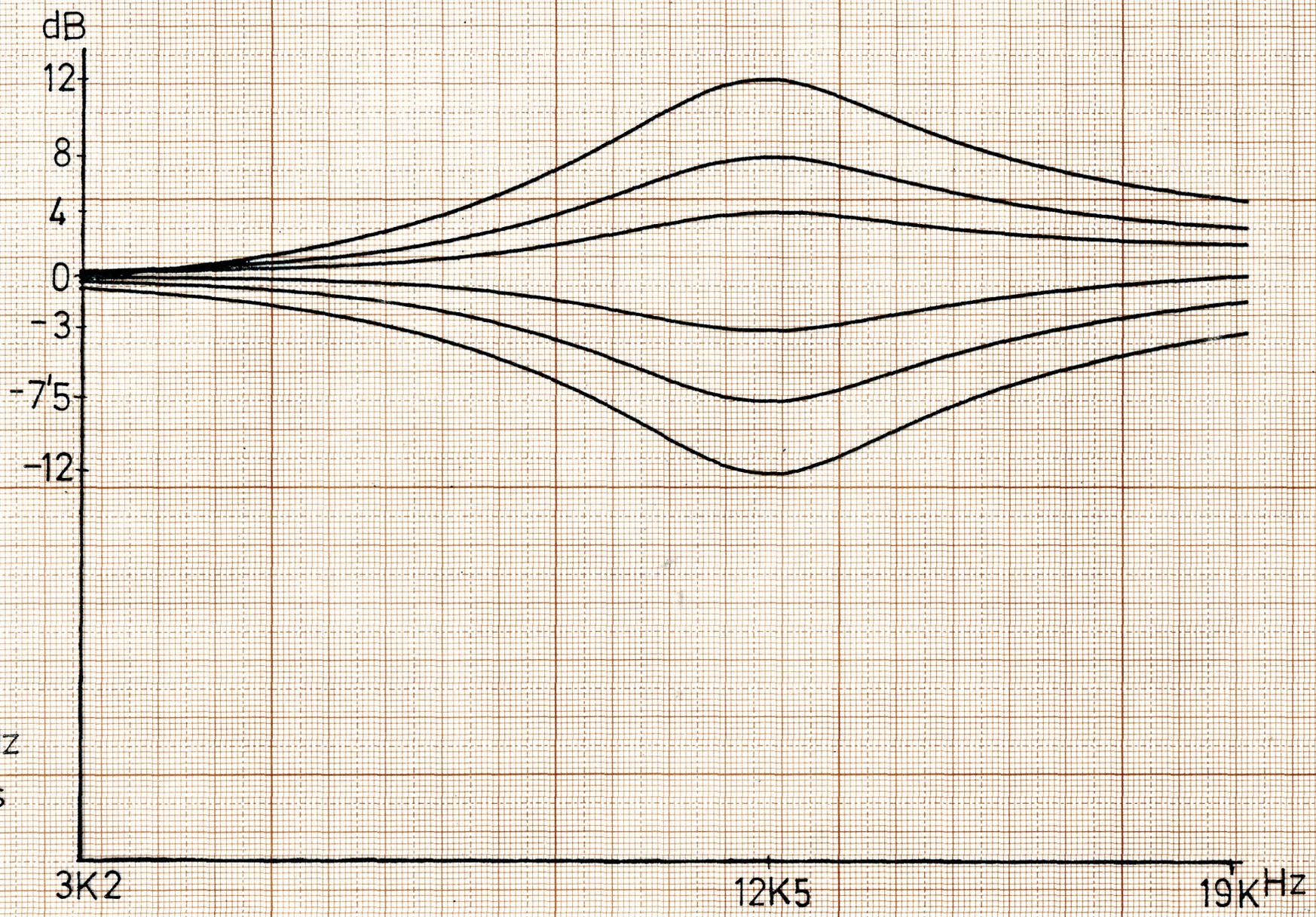


VARIACION DE LA SELECTIVIDAD EN LA BIII



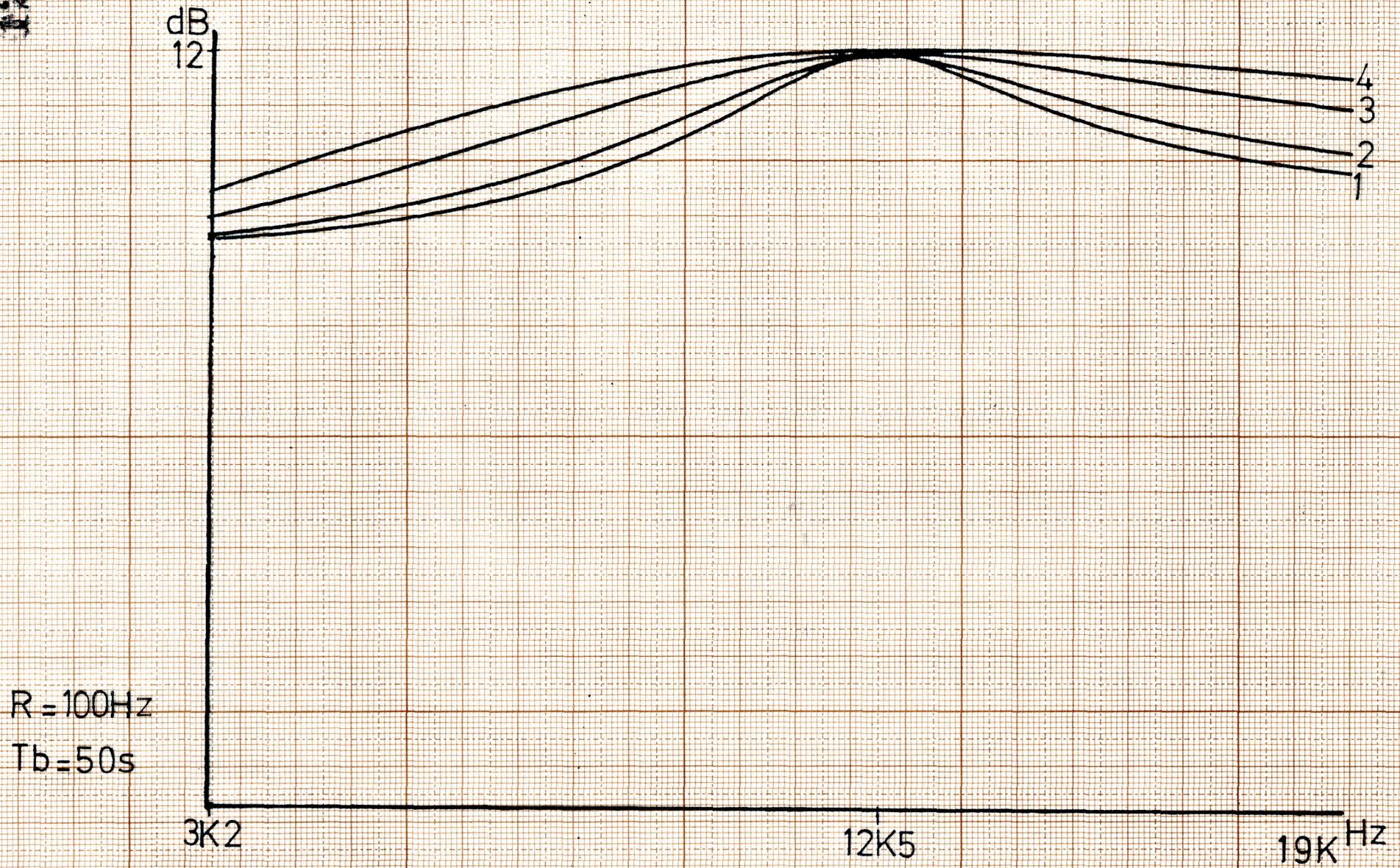
R = 30Hz
Tb = 02Ks

VARIACION DE LA F CENTRAL EN LA B III



$R=100\text{Hz}$
 $T_b=50\text{s}$

VARIACION DE LA GANANCIA EN LA BIV



VARIACION DE LA SELECTIVIDAD EN LA BIV



dB
12

$R = 100\text{Hz}$
 $T_b = 0.1\text{Ks}$

3K

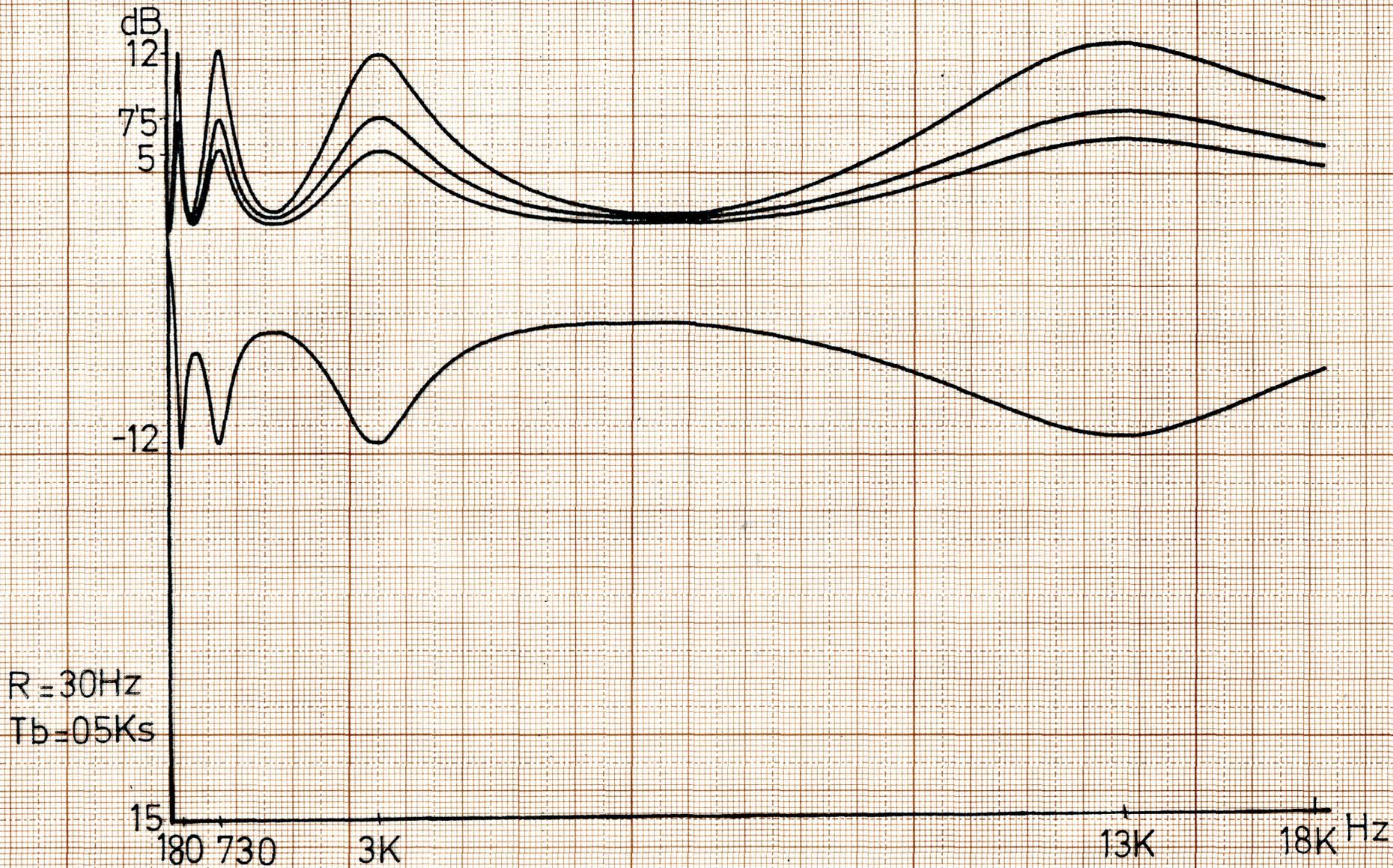
3K8 5K3

13K

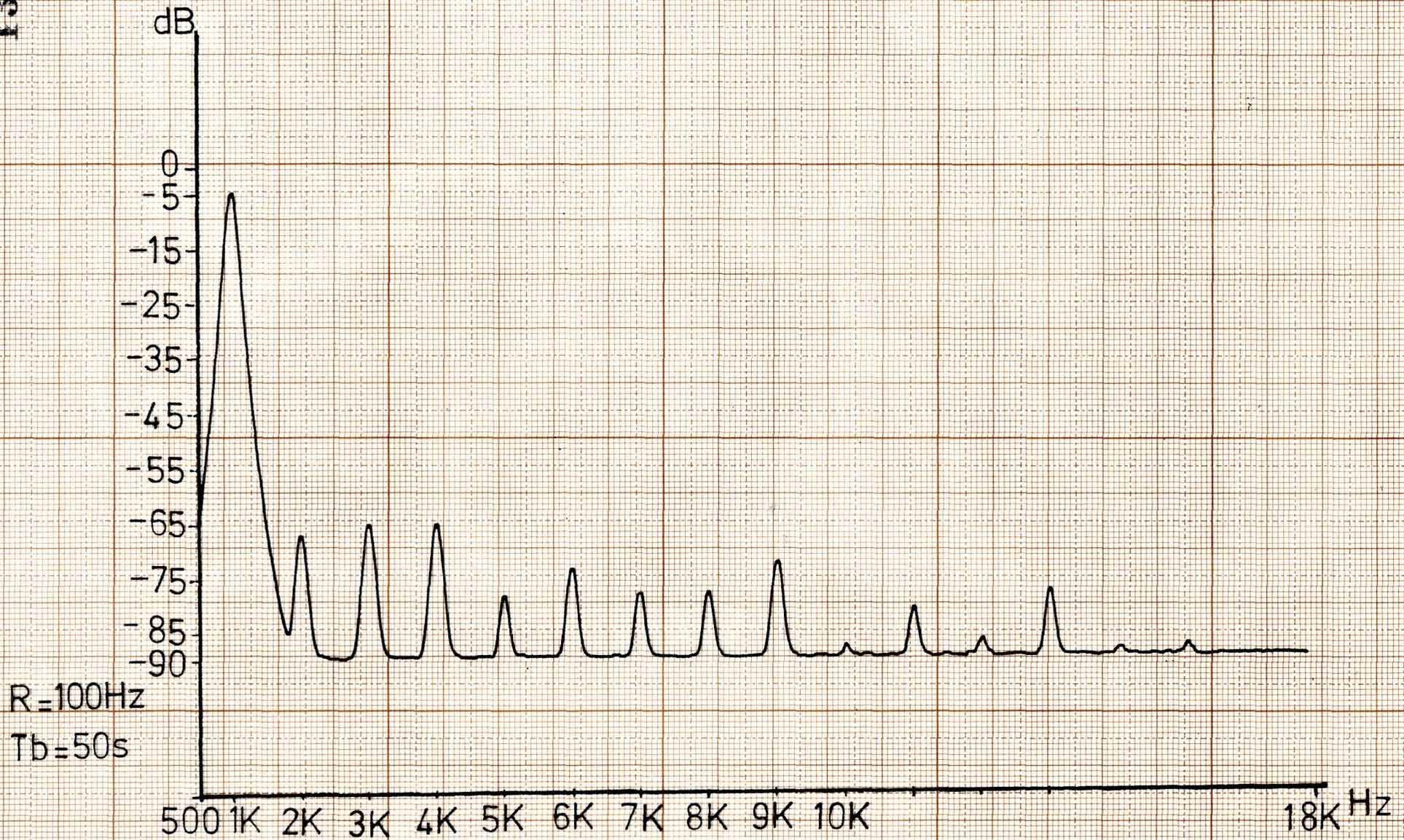
22K

48K^{Hz}

VARIACION DE LA F CENTRAL EN LA BIV



VARIACION DE LA GANANCIA DE LOS 4 FILTROS



R=100Hz
Tb=50s

DISTORSION ARMONICA

APENDICE A.

HOJAS DE CARACTERISTICAS.

Quad BiFET Operational Amplifier

GENERAL DESCRIPTION

The XR-084 junction FET input quad operational amplifier is designed to offer higher performance than conventional bipolar quad op-amps. Each of the four op-amps on the chip is closely matched in performance characteristics, and each amplifier features high slew-rate, low input bias and offset currents, and low offset voltage drift with temperature. The XR-084 FET input quad op-amp is fabricated using ion implanted bipolar/FET or "BiFET" technology which combines well-matched junction FETs and high-performance bipolar transistors on the same monolithic integrated circuit.

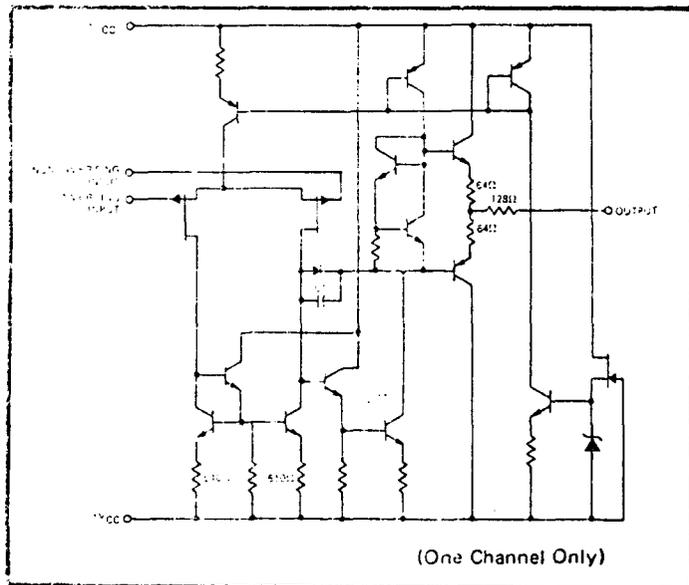
FEATURES

- Direct Replacement for Texas Instruments TL084
- Same Pin Configuration as XR-3403 LM324
- High-Impedance Junction FET Input Stage
- Internal Frequency Compensation
- Low Power Consumption
- Wide Common-Mode and Differential Voltage Ranges
- Low Input Bias and Offset Currents
- Output Short-Circuit Protection
- Latch-Up-Free Operation
- High Slew-Rate . . . 13 V/ μ s, Typical

APPLICATIONS

- Active Filter Design
- Sample-and-Hold and Servo Systems
- Audio Signal Processing
- Analog Control Systems

EQUIVALENT SCHEMATIC



ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

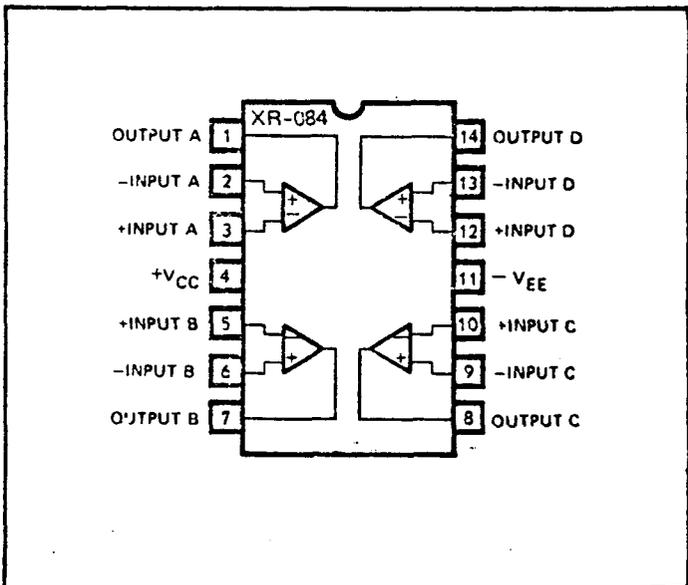
Supply Voltage	$\pm 18V$
Differential Input Voltage	$\pm 30V$
Input Voltage Range (Note 1)	$\pm 15V$
Output Short-Circuit Duration (Note 2)	Indefinite
Package Power Dissipation:	
Plastic Package	625 mW
Derate Above $T_A = +25^\circ C$	5.0 mW/ $^\circ C$
Ceramic Package	750 mW
Derate Above $T_A = +25^\circ C$	6.0 mW/ $^\circ C$
Storage Temperature Range	$-65^\circ C$ to $+150^\circ C$

Note 1: For Supply Voltage less than $\pm 15V$, the absolute maximum input voltage is equal to the supply voltage.
 Note 2: The output may be shorted to ground or to either supply. Temperature and/or supply voltages must be limited to ensure that the dissipation rating is not exceeded.

AVAILABLE TYPES

Part Number	Package	Operating Temperature
XR-084M	Ceramic	$-55^\circ C$ to $+125^\circ C$
XR-084N	Ceramic	$-25^\circ C$ to $+85^\circ C$
XR-084P	Plastic	$-25^\circ C$ to $+85^\circ C$
XR-084CN	Ceramic	$0^\circ C$ to $+75^\circ C$
XR-084CP	Plastic	$0^\circ C$ to $+75^\circ C$

FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM

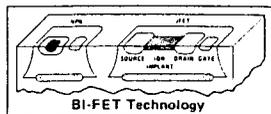


ELECTRICAL CHARACTERISTICS

135

 $T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_{CC} = \pm 15\text{V}$, unless otherwise specified.

CHARACTERISTICS	XR-084M			XR-084			XR-084C			UNITS	SYMBOL	CONDITIONS
	MIN.	TYP.	MAX.	MIN.	TYP.	MAX.	MIN.	TYP.	MAX.			
Input Offset Voltage		3	6 9		3	6 9		5	15 20	mV mV	V_{OS} V_{OS}	$R_S = 50\Omega$, $T_A = 25^\circ\text{C}$ $R_S = 50\Omega$, $T_A = \text{Full Range}$
Offset Voltage Temp. Coef.		10			10			10		$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$	$\Delta V_{OS}/\Delta T$	$R_S = 50\Omega$, $T_A = \text{Full Range}$
Input Bias Current		30	200 50		30	200 20		30	400 20	pA nA	I_B	$T_A = 25^\circ\text{C}$ $T_A = \text{Full Range}$
Input Offset Current		5	100 20		5	100 10		5	200 5	pA nA	I_{OS}	$T_A = 25^\circ\text{C}$ $T_A = \text{Full Range}$
Supply Current (per amplifier)		1.4	2.8		1.4	2.8		1.4	2.8	mA	I_{CC}	No Load, No Input Signal
Input Common Mode Range	± 12			± 12				± 10		V	V_{ICM}	
Voltage Gain	50 25	200		50 25	200		25 15	200		V/mV	A_{VOL}	$R_L \geq 2\text{K}\Omega$, $V_o = \pm 10\text{V}$ $T_A = 25^\circ\text{C}$ $T_A = \text{Full Range}$
Max. Output Swing (peak-to-peak)	24 24	27		24 24	27		24 24	27		V	V_{OPP}	$R_L \geq 10\text{K}\Omega$ $T_A = 25^\circ\text{C}$ $T_A = \text{Full Range}$
Input Resistance		10^{12}			10^{12}			10^{12}		Ω	R_{in}	$T_A = 25^\circ\text{C}$
Unity-Gain Bandwidth		3			3			3		MHz	BW	$T_A = 25^\circ\text{C}$
Common-Mode Rejection	80	86		80	86		70	76		dB	CMRR	$R_S \leq 10\text{K}\Omega$
Supply-Voltage Rejection	80	86		80	86		70	76		dB	PSRR	
Channel Separation		120			120			120		dB		$A_V = 100$, Freq. = 1 kHz
Slew Rate		13			13			13		V/ μS	dV_{out}/dt	$A_V = 1$, $R_L = 2\text{K}\Omega$ $C_L = 100\text{pF}$, $V_i = 10\text{V}$
Rise Time Overshoot		0.1 10			0.1 10			0.1 10		μsec %	t_r t_o	$A_V = 1$, $R_L = 2\text{K}\Omega$ $C_L = 100\text{pF}$, $V_i = 20\text{mV}$
Equivalent Input Noise Voltage		47			47			47		nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$	e_n	$R_S = 100\Omega$ $f = 1\text{kHz}$



LF155/LF156/LF157 Series Monolithic JFET Input Operational Amplifiers

LF155, LF155A, LF255, LF355, LF355A, LF355B Low Supply Current
 LF156, LF156A, LF256, LF356, LF356A, LF356B Wide Band
 LF157, LF157A, LF257, LF357, LF357A, LF357B Wide Band Decompensated ($A_{V_{MIN}} = 5$)

General Description

These are the first monolithic JFET input operational amplifiers to incorporate well matched, high voltage JFETs on the same chip with standard bipolar transistors (BI-FET Technology). These amplifiers feature low input bias and offset currents, low offset voltage and offset voltage drift, coupled with offset adjust which does not degrade drift or common-mode rejection. The devices are also designed for high slew rate, wide bandwidth, extremely fast settling time, low voltage and current noise and a low $1/f$ noise corner.

Advantages

- Replace expensive hybrid and module FET op amps
- Rugged JFETs allow blow-out free handling compared with MOSFET input devices
- Excellent for low noise applications using either high or low source impedance—very low $1/f$ corner
- Offset adjust does not degrade drift or common-mode rejection as in most monolithic amplifiers
- New output stage allows use of large capacitive loads (10,000 pF) without stability problems
- Internal compensation and large differential input voltage capability

Applications

- Precision high speed integrators
- Fast D/A and A/D converters
- High impedance buffers
- Wideband, low noise, low drift amplifiers
- Logarithmic amplifiers

- Photocell amplifiers
- Sample and Hold circuits

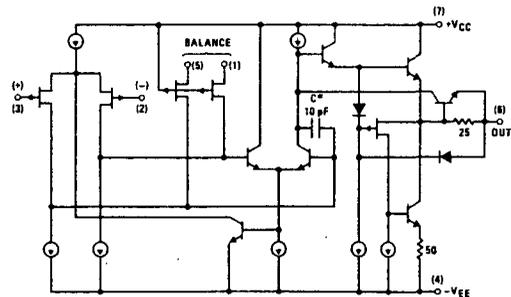
Common Features
(LF155A, LF156A, LF157A)

- Low input bias current 30 pA
- Low Input Offset Current 3 pA
- High input impedance $10^{12} \Omega$
- Low input offset voltage 1 mV
- Low input offset voltage temperature drift $3 \mu V/^\circ C$
- Low input noise current 0.01 pA/\sqrt{Hz}
- High common-mode rejection ratio 100 dB
- Large dc voltage gain 106 dB

Uncommon Features

	LF155A	LF156A	LF157A ($A_V = 5$)	UNITS
Extremely fast settling time to 0.01%	4	1.5	1.5	μs
Fast slew rate	5	12	50	$V/\mu s$
Wide gain bandwidth	2.5	5	20	MHz
Low input noise voltage	20	12	12	nV/\sqrt{Hz}

Simplified Schematic



*C = 2 pF on LF157

Absolute Maximum Ratings

	LF155A/6A/7A	LF155/6/7	LF355B/6B/7B LF255/6/7 LF355B/6B/7B	LF355A/6A/7A LF355/6/7
Supply Voltage	$\pm 22V$	$\pm 22V$	$\pm 22V$	$\pm 18V$
Power Dissipation (P_d at $25^\circ C$) and Thermal Resistance (θ_{JA}) (Note 1)				
T_{jMAX} (H Package)	$150^\circ C$	$150^\circ C$	$115^\circ C$	$115^\circ C$
(N Package)			$100^\circ C$	$100^\circ C$
(H Package) P_d	670 mW	670 mW	570 mW	570 mW
θ_{JA}	$150^\circ C/W$	$150^\circ C/W$	$150^\circ C/W$	$150^\circ C/W$
(N Package) P_d			500 mW	500 mW
θ_{JA}			$155^\circ C/W$	$155^\circ C/W$
Differential Input Voltage	$\pm 40V$	$\pm 40V$	$\pm 40V$	$\pm 30V$
Input Voltage Range (Note 2)	$\pm 20V$	$\pm 20V$	$\pm 20V$	$\pm 16V$
Output Short Circuit Duration	Continuous	Continuous	Continuous	Continuous
Storage Temperature Range	$-65^\circ C$ to $+150^\circ C$	$-65^\circ C$ to $+150^\circ C$	$-65^\circ C$ to $+150^\circ C$	$-65^\circ C$ to $+150^\circ C$
Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)	$300^\circ C$	$300^\circ C$	$300^\circ C$	$300^\circ C$

DC Electrical Characteristics (Note 3)

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	LF155A/6A/7A			LF355A/6A/7A			UNITS
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
V_{OS}	Input Offset Voltage	$R_S = 50 \Omega, T_A = 25^\circ C$ Over Temperature		1	2		1	2	mV
$\Delta V_{OS}/\Delta T$	Average TC of Input Offset Voltage	$R_S = 50 \Omega$		3	5		3	5	$\mu V/^\circ C$
$\Delta TC/\Delta V_{OS}$	Change in Average TC with V_{OS} Adjust	$R_S = 50 \Omega$, (Note 4)		0.5			0.5		$\mu V/^\circ C$ per mV
I_{OS}	Input Offset Current	$T_J = 25^\circ C$, (Notes 3, 5) $T_J \leq T_{HIGH}$		3	10		3	10	pA
I_B	Input Bias Current	$T_J = 25^\circ C$, (Notes 3, 5) $T_J \leq T_{HIGH}$		30	50		30	50	pA
R_{IN}	Input Resistance	$T_J = 25^\circ C$		10^{12}			10^{12}		Ω
A_{VOL}	Large Signal Voltage Gain	$V_S = \pm 15V, T_A = 25^\circ C$ $V_O = \pm 10V, R_L = 2k$ Over Temperature	50	200		50	200		V/mV
V_O	Output Voltage Swing	$V_S = \pm 15V, R_L = 10k$ $V_S = \pm 15V, R_L = 2k$	± 12 ± 10	-13 ± 12		± 12 ± 10	± 13 ± 12		V
V_{CM}	Input Common-Mode Voltage Range	$V_S = \pm 15V$	± 11	$+15.1$ -12		± 11	$+15.1$ -12		V
CMRR	Common-Mode Rejection Ratio		85	100		85	100		dB
PSRR	Supply Voltage Rejection Ratio	(Note 6)	85	100		85	100		dB

AC Electrical Characteristics $T_A = 25^\circ C, V_S = \pm 15V$

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	LF155A/355A			LF156A/356A			LF157A/357A			UNITS
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
SR	Slew Rate	LF155A/6A; $A_V = 1$, LF157A; $A_V = 5$	3	5		10	12		40	50		$V/\mu s$
GBW	Gain Bandwidth Product			2.5		4	4.5		15	20		MHz
t_s	Settling Time to 0.01%	(Note 7)		4			1.5			1.5		μs
e_n	Equivalent Input Noise Voltage	$R_S = 100 \Omega$ $f = 100 Hz$ $f = 1000 Hz$		25			15			15		nV/\sqrt{Hz}
i_n	Equivalent Input Noise Current	$f = 100 Hz$ $f = 1000 Hz$		0.01			0.01			0.01		pA/\sqrt{Hz}
C_{IN}	Input Capacitance			3			3			3		pF



DC Electrical Characteristics (Note 3)

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	LF155/6/7			LF255/6/7 LF355B/6B/7B			LF355/6/7			UNITS
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
V _{OS}	Input Offset Voltage	R _S = 50Ω, T _A = 25°C Over Temperature		3	5		3	5		3	10	mV
ΔV _{OS} /ΔT	Average TC of Input Offset Voltage	R _S = 50Ω		5	7		5	6.5		5	13	mV/°C
ΔTC/ΔV _{OS}	Change in Average TC with V _{OS} Adjust	R _S = 50Ω, (Note 4)		0.5			0.5			0.5		mV/°C
I _{OS}	Input Offset Current	T _J = 25°C, (Notes 3, 5) T _J ≤ T _{HIGH}		3	20		3	20		3	50	per mV
I _B	Input Bias Current	T _J = 25°C, (Notes 3, 5) T _J ≤ T _{HIGH}		30	100		30	100		30	200	nA
R _{IN}	Input Resistance	T _J = 25°C		10 ¹²			10 ¹²			10 ¹²		Ω
A _{VOL}	Large Signal Voltage Gain	V _S = ±15V, T _A = 25°C V _O = ±10V, R _L = 2k Over Temperature	50	200		50	200		25	200		V/mV
V _O	Output Voltage Swing	V _S = ±15V, R _L = 10k V _S = ±15V, R _L = 2k	±12	±13		±12	±13		±12	±13		V
V _{CM}	Input Common-Mode Voltage Range	V _S = ±15V	±11	+15.1 -12		±11	+15.1 -12		±10	+15.1 -12		V
CMRR	Common-Mode Rejection Ratio		85	100		85	100		80	100		dB
PSRR	Supply Voltage Rejection Ratio	(Note 6)	85	100		85	100		80	100		dB

DC Electrical Characteristics T_A = 25°C, V_S = ±15V

PARAMETER	LF155A/155, LF255, LF355A/355B		LF355		LF156A/156, LF256/356B		LF356A/356		LF157A/157, LF257/357B		LF357A/357		UNITS
	TYP	MAX	TYP	MAX	TYP	MAX	TYP	MAX	TYP	MAX	TYP	MAX	
Supply Current	2	4	2	4	5	7	5	10	5	7	5	10	mA

AC Electrical Characteristics T_A = 25°C, V_S = ±15V

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	LF155/255/355/355B	LF156/256, LF356B	LF156/256/356/356B	LF157/257, LF357B	LF157/257/357/357B	UNITS
			TYP	MIN	TYP	MIN	TYP	
SR	Slew Rate	LF155/6: A _V = 1, LF157: A _V = 5	5	7.5	12	30	50	V/μs
GBW	Gain Bandwidth Product		2.5		5		20	MHz
t _s	Settling Time to 0.01%	(Note 7)	4		1.5		1.5	μs
e _n	Equivalent Input Noise Voltage	R _S = 100Ω f = 100 Hz f = 100Q Hz	25		15		15	nV/√Hz
i _n	Equivalent Input Current Noise	f = 100 Hz f = 1000 Hz	0.01		0.01		0.01	pA/√Hz
C _{IN}	Input Capacitance		3		3		3	pF

Notes for Electrical Characteristics

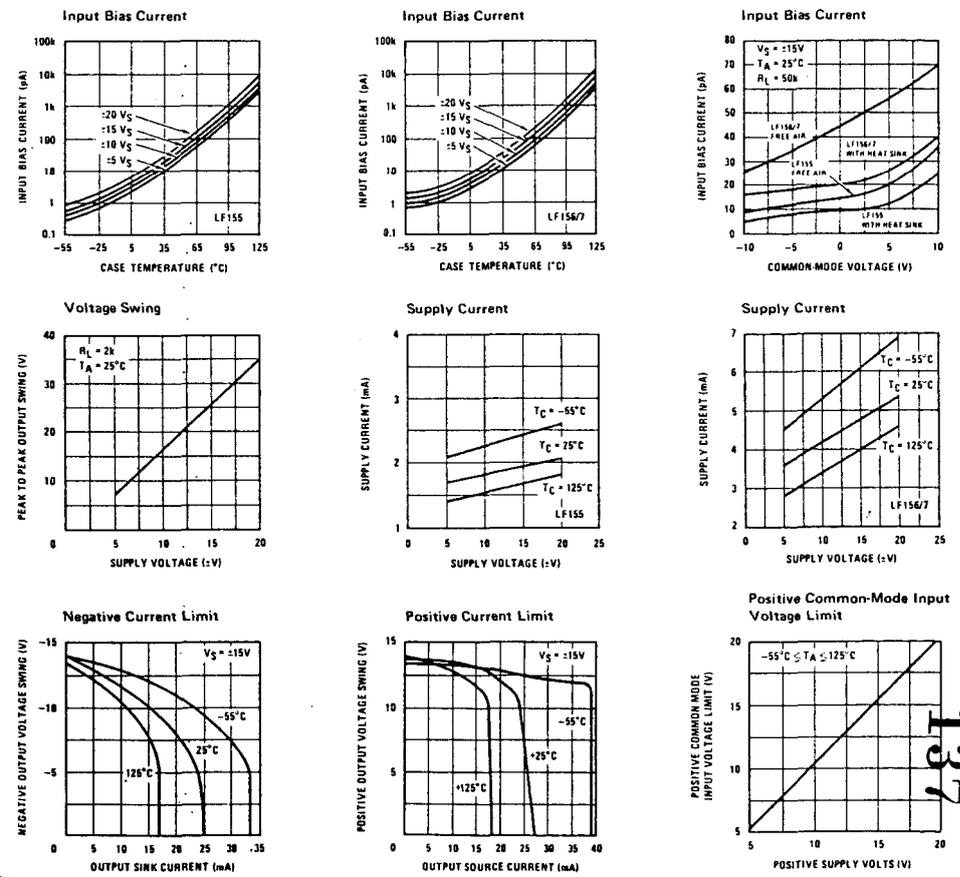
Note 1: The maximum power dissipation for these devices must be derated at elevated temperatures and is dictated by T_JMAX, θ_{JA}, and the ambient temperature, T_A. The maximum available power dissipation at any temperature is P_D = (T_JMAX - T_A)/θ_{JA} or the 25°C P_DMAX, whichever is less.
 Note 2: Unless otherwise specified the absolute maximum negative input voltage is equal to the negative power supply voltage.
 Note 3: Unless otherwise stated, these test conditions apply:

	LF155A/6A/7A LF155/6/7	LF255/6/7	LF355A/6A/7A	LF355B/6B/7B	LF355/6/7
Supply Voltage, V _S	±15V ≤ V _S ≤ ±20V	±15V ≤ V _S ≤ ±20V	±15V ≤ V _S ≤ ±18V	±15V ≤ V _S ≤ ±20V	V _S = ±15V
T _A	-55°C ≤ T _A ≤ +125°C	-25°C ≤ T _A ≤ +85°C	0°C ≤ T _A ≤ +70°C	0°C ≤ T _A ≤ +70°C	0°C ≤ T _A ≤ +70°C
T _{HIGH}	+125°C	+85°C	+70°C	+70°C	+70°C

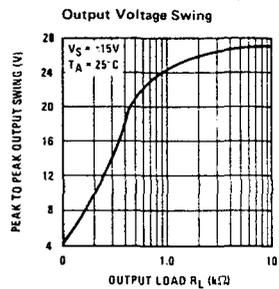
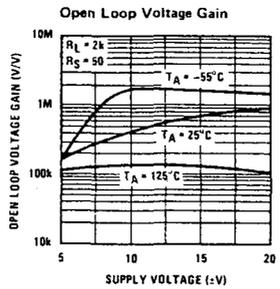
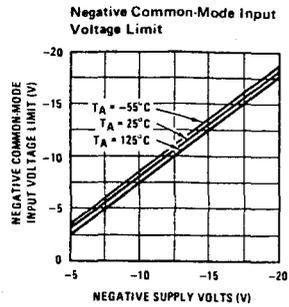
and V_{OS}, I_B and I_{OS} are measured at V_{CM} = 0.
 Note 4: The Temperature Coefficient of the adjusted input offset voltage changes only a small amount (0.5μV/°C typically) for each mV of adjustment from its original unadjusted value. Common-mode rejection and open loop voltage gain are also unaffected by offset adjustment.
 Note 5: The input bias currents are junction leakage currents which approximately double for every 10°C increase in the junction temperature, T_J. Due to limited production test time, the input bias currents measured are correlated to junction temperature. In normal operation the junction temperature rises above the ambient temperature as a result of internal power dissipation, P_D. T_J = T_A + θ_{JA} P_D where θ_{JA} is the thermal resistance from junction to ambient. Use of a heat sink is recommended if input bias current is to be kept to a minimum.
 Note 6: Supply Voltage Rejection is measured for both supply magnitudes increasing or decreasing simultaneously, in accordance with common practice.
 Note 7: Settling time is defined here, for a unity gain inverter connection using 2 kΩ resistors for the LF155/6. It is the time required for the error voltage (the voltage at the inverting input pin on the amplifier) to settle to within 0.01% of its final value from the time a 10V step input is applied to the inverter. For the LF157, A_V = -5, the feedback resistor from output to input is 2 kΩ and the output step is 10V (See Settling Time Test Circuit, page 3-30).

Typical DC Performance Characteristics

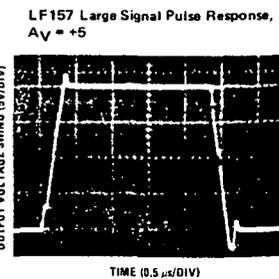
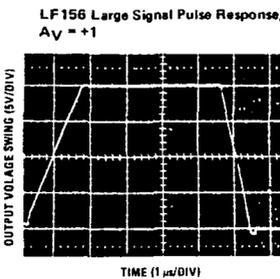
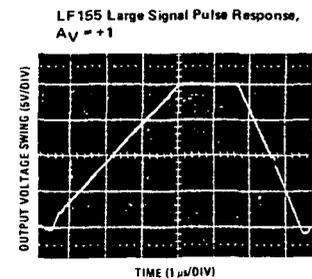
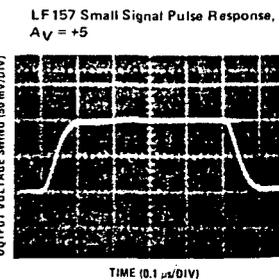
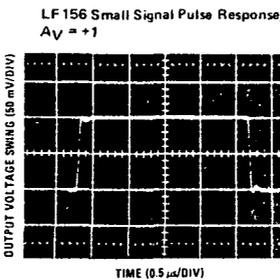
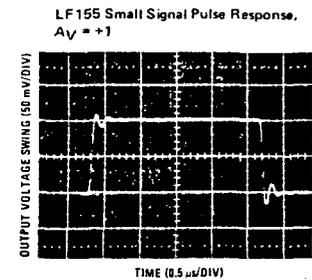
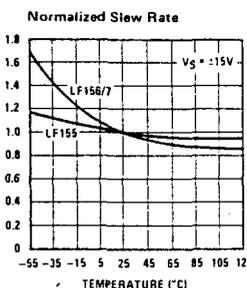
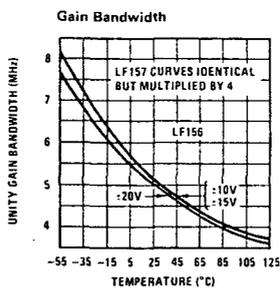
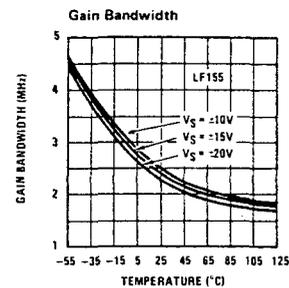
are for LF155, LF156 and LF157 unless otherwise specified.



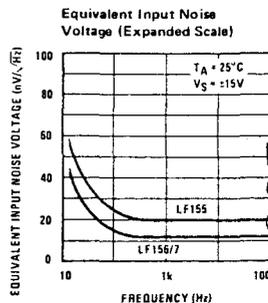
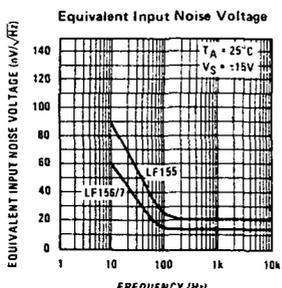
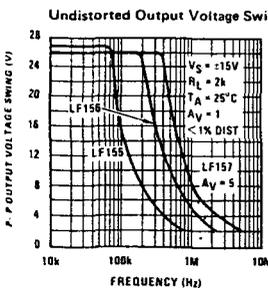
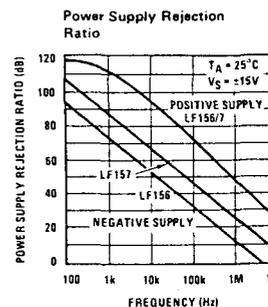
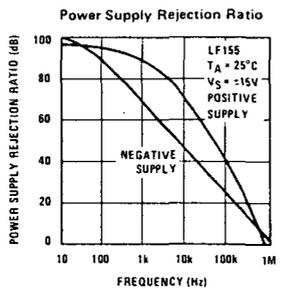
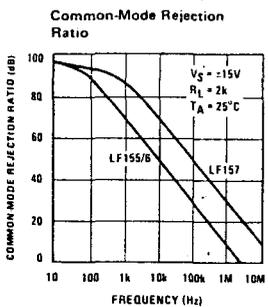
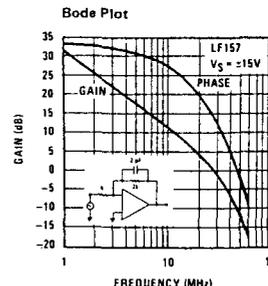
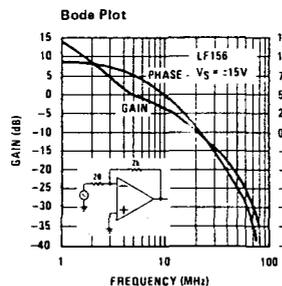
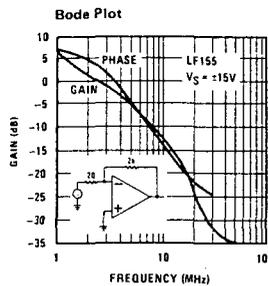
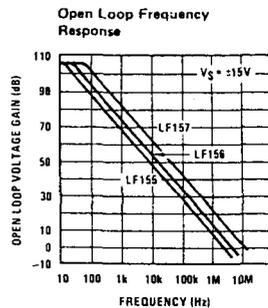
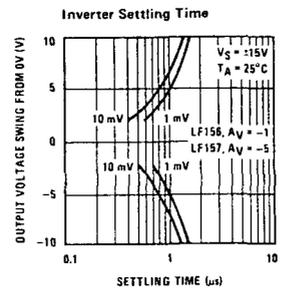
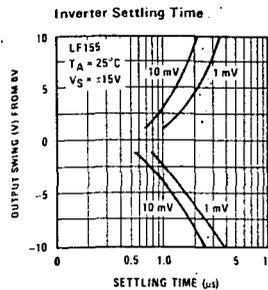
Typical DC Performance Characteristics (Continued)



Typical AC Performance Characteristics



Typical AC Performance Characteristics (Continued)

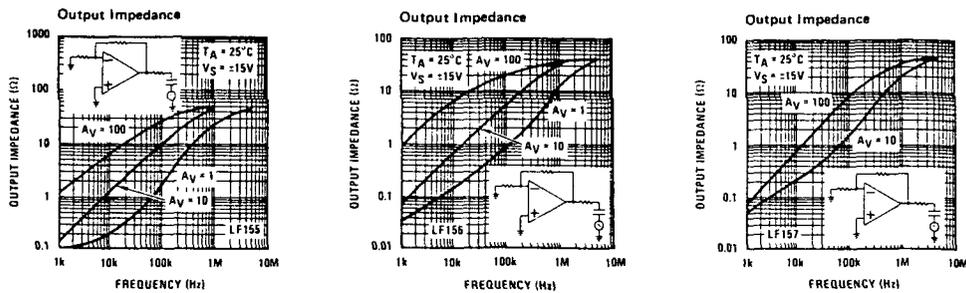


LF155/LF156/LF157 Series

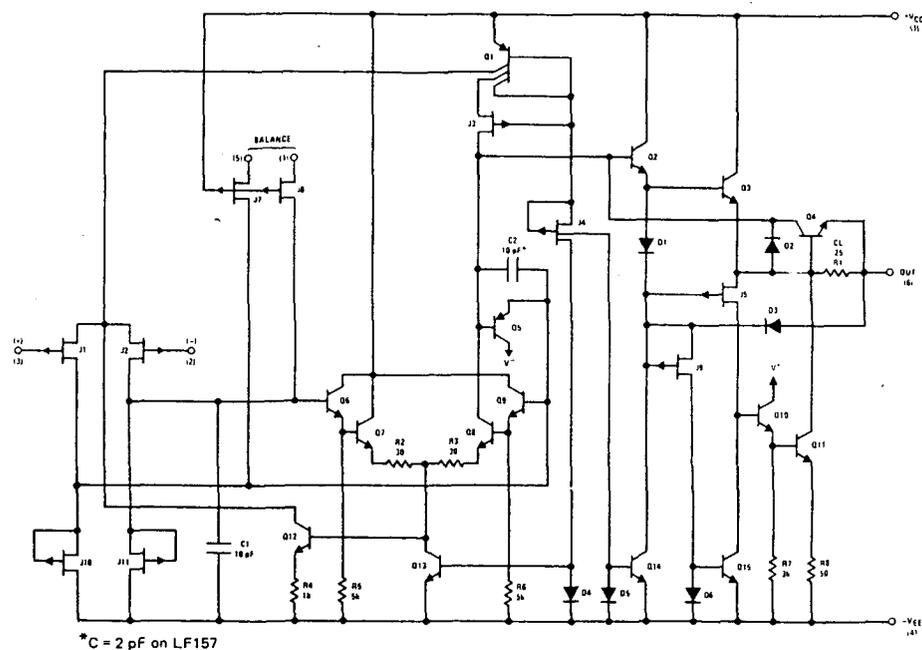
3

138

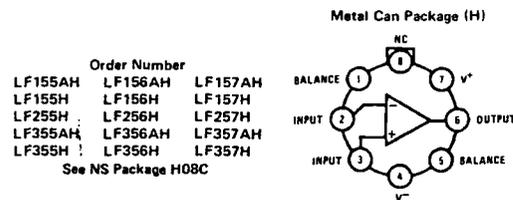
Typical AC Performance Characteristics (Continued)



Detailed Schematic

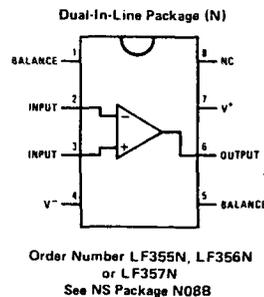


Connection Diagrams (Top Views)



Order Number		
LF155AH	LF156AH	LF157AH
LF155H	LF156H	LF157H
LF255H	LF256H	LF257H
LF355AH	LF356AH	LF357AH
LF355H	LF356H	LF357H

See NS Package H08C



Order Number LF355N, LF356N or LF357N
See NS Package N08B

Application Hints

The LF155/6/7 series are op amps with JFET input devices. These JFETs have large reverse breakdown voltages from gate to source and drain eliminating the need for clamps across the inputs. Therefore large differential input voltages can easily be accommodated without a large increase in input current. The maximum differential input voltage is independent of the supply voltages. However, neither of the input voltages should be allowed to exceed the negative supply as this will cause large currents to flow which can result in a destroyed unit.

Exceeding the negative common-mode limit on either input will cause a reversal of the phase to the output and force the amplifier output to the corresponding high or low state. Exceeding the negative common-mode limit on both inputs will force the amplifier output to a high state. In neither case does a latch occur since raising the input back within the common-mode range again puts the input stage and thus the amplifier in a normal operating mode.

Exceeding the positive common-mode limit on a single input will not change the phase of the output however, if both inputs exceed the limit, the output of the amplifier will be forced to a high state.

These amplifiers will operate with the common-mode input voltage equal to the positive supply. In fact, the common-mode voltage can exceed the positive supply by approximately 100 mV independent of supply voltage and over the full operating temperature range. The positive supply can therefore be used as a reference on an input as, for example, in a supply current monitor and/or limiter.

Precautions should be taken to ensure that the power supply for the integrated circuit never becomes reversed

in polarity or that the unit is not inadvertently installed backwards in a socket as an unlimited current surge through the resulting forward diode within the IC could cause fusing of the internal conductors and result in a destroyed unit.

Because these amplifiers are JFET rather than MOSFET input op amps they do not require special handling.

All of the bias currents in these amplifiers are set by FET current sources. The drain currents for the amplifiers are therefore essentially independent of supply voltage.

As with most amplifiers, care should be taken with lead dress, component placement and supply decoupling in order to ensure stability. For example, resistors from the output to an input should be placed with the body close to the input to minimize "pickup" and maximize the frequency of the feedback pole by minimizing the capacitance from the input to ground.

A feedback pole is created when the feedback around any amplifier is resistive. The parallel resistance and capacitance from the input of the device (usually the inverting input) to ac ground set the frequency of the pole. In many instances the frequency of this pole is much greater than the expected 3 dB frequency of the closed loop gain and consequently there is negligible effect on stability margin. However, if the feedback pole is less than approximately six times the expected 3 dB frequency a lead capacitor should be placed from the output to the input of the op amp. The value of the added capacitor should be such that the RC time constant of this capacitor and the resistance it parallels is greater than or equal to the original feedback pole time constant.

Typical Circuit Connections

VOS Adjustment

Driving Capacitive Loads

LF157. A Large Power BW Amplifier

- VOS is adjusted with a 25k potentiometer
- The potentiometer wiper is connected to V+
- For potentiometers with temperature coefficient of 100 ppm/°C or less the additional drift with adjust is $\approx 0.5 \mu V/^\circ C/mV$ of adjustment
- Typical overall drift: $5 \mu V/^\circ C \pm (0.5 \mu V/^\circ C/mV \text{ of adj.})$

*LF155/6 R = 5k
LF157 R = 1.25k

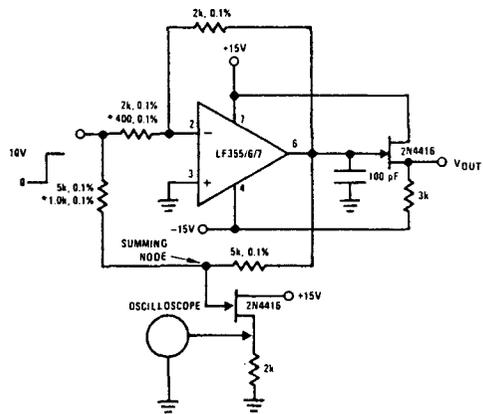
Due to a unique output stage design, these amplifiers have the ability to drive large capacitive loads and still maintain stability. $C_{L(MAX)} \approx 0.01 \mu F$.

Overshoot $\leq 20\%$
Settling time (t_s) $\approx 5 \mu s$

For distortion $\leq 1\%$ and a 20 V_{p-p} V_{OUT} swing, power bandwidth 500 kHz.

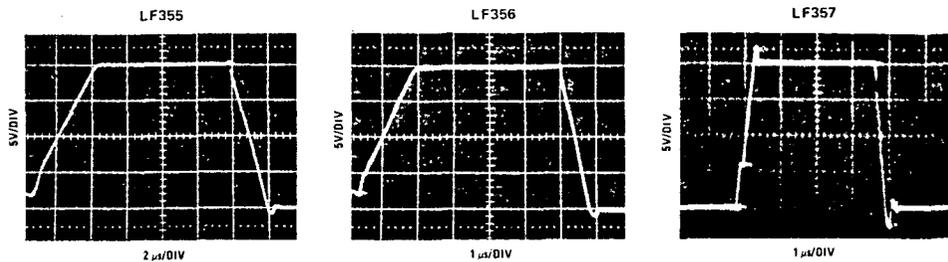
Typical Applications

Setting Time Test Circuit

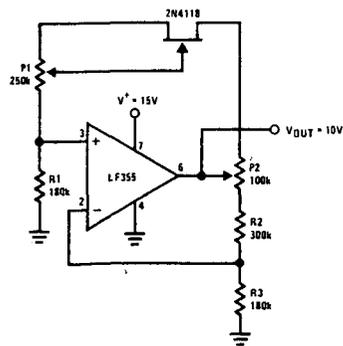


- Settling time is tested with the LF155/6 connected as unity gain inverter and LF157 connected for $A_V = -5$
- FET used to isolate the probe capacitance
- Output = 10V step
- $A_V = -5$ for LF157

Large Signal Inverter Output, V_{OUT} (from Settling Time Circuit)



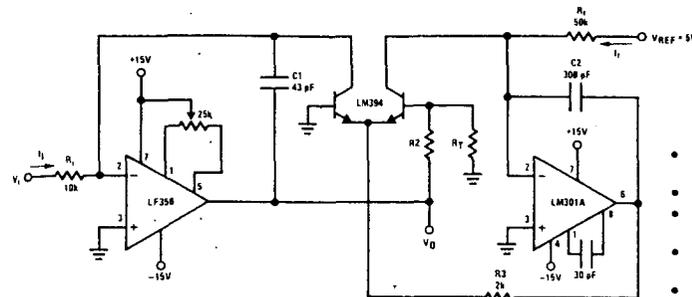
Low Drift Adjustable Voltage Reference



- $\Delta V_{OUT}/\Delta T = \pm 0.002\%/^{\circ}\text{C}$
- All resistors and potentiometers should be wire-wound
- P1: drift adjust
- P2: V_{OUT} adjust
- Use LF155 for
 - ▲ Low I_B
 - ▲ Low drift
 - ▲ Low supply current

Typical Applications (Continued)

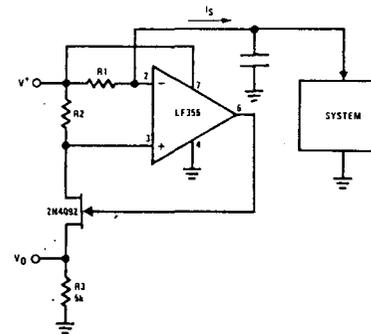
Fast Logarithmic Converter



- Dynamic range: $100 \mu\text{A} \leq I_i \leq 1 \text{ mA}$ (5 decades), $|V_{OI}| = 1\text{V/decade}$
- Transient response: $3 \mu\text{s}$ for $\Delta I_i = 1$ decade
- C1, C2, R2, R3: added dynamic compensation
- V_{OS} adjust the LF156 to minimize quiescent error
- R_T : Tel Labs type Q81 + $0.3\%/^{\circ}\text{C}$

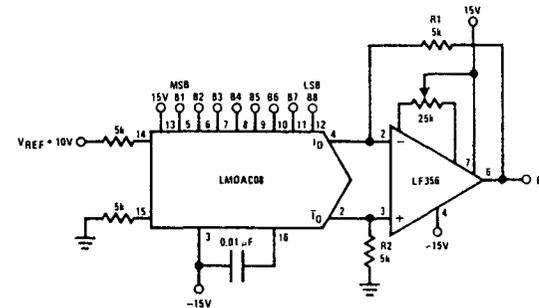
$$|V_{OUT}| = \left[1 + \frac{R_2}{R_T} \right] \frac{kT}{q} \ln V_i \left[\frac{R_T}{V_{REF} R_i} \right] = \log V_i \frac{1}{R_i I_f} \quad R_2 = 15.7k, R_T = 1k, 0.3\%/^{\circ}\text{C} \text{ (for temperature compensation)}$$

Precision Current Monitor



- $V_O = 5 R_1/R_2$ (V/mA of I_S)
- R1, R2, R3: 0.1% resistors
- Use LF155 for
 - ▲ Common-mode range to supply range
 - ▲ Low I_B
 - ▲ Low V_{OS}
 - ▲ Low supply current

8-Bit D/A Converter with Symmetrical Offset Binary Operation

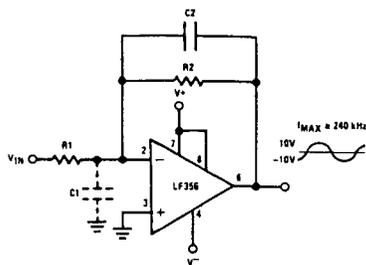


- R1, R2 should be matched within $\pm 0.05\%$
- Full-scale response time: $3 \mu\text{s}$

E_O	B1	B2	B3	B4	B5	B6	B7	B8	COMMENTS
+9.920	1	1	1	1	1	1	1	1	Positive Full-Scale
+0.040	1	0	0	0	0	0	0	0	(+) Zero-Scale
-0.040	0	1	1	1	1	1	1	1	(-) Zero-Scale
-9.920	0	0	0	0	0	0	0	0	Negative Full-Scale

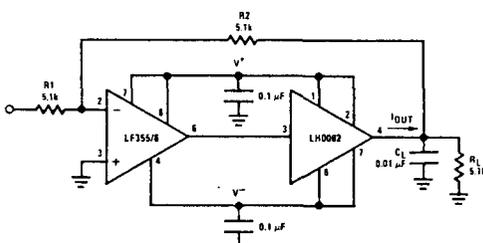
Typical Applications (Continued)

Wide BW Low Noise, Low Drift Amplifier



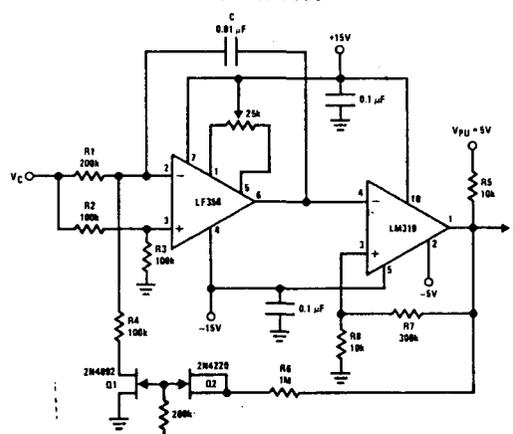
- Power BW: $f_{MAX} = \frac{S_r}{2\pi V_p} \approx 240 \text{ kHz}$
- Parasitic input capacitance $C_1 \approx 3 \text{ pF}$ for LF155, LF156 and LF157 plus any additional layout capacitance) interacts with feedback elements and creates undesirable high frequency pole. To compensate add C2 such that: $R_2 C_2 \approx R_1 C_1$.

Boosting the LF156 with a Current Amplifier



- $I_{OUT(MAX)} \approx 150 \text{ mA}$ (will drive $R_L \geq 100\Omega$)
- $\frac{\Delta V_{OUT}}{\Delta T} = \frac{0.15}{10^{-2}} \text{ V}/\mu\text{s}$ (with C_L shown)
- No additional phase shift added by the current amplifier

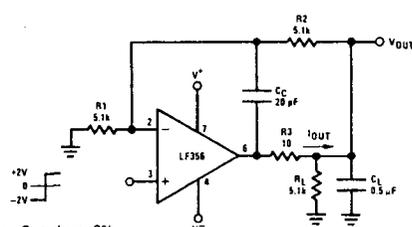
3 Decades VCO



$$f = \frac{V_C (R_8 + R_7)}{[8 V_{PU} R_8 R_1] C}, 0 \leq V_C \leq 30V, 10 \text{ Hz} \leq f \leq 10 \text{ kHz}$$

R_1, R_4 matched. Linearity 0.1% over 2 decades.

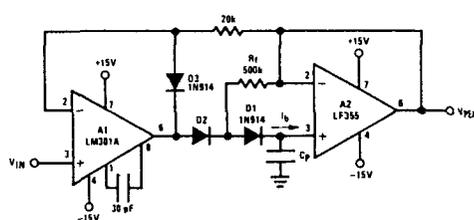
Isolating Large Capacitive Loads



- Overshoot 6%
- $t_s \approx 10 \mu\text{s}$
- When driving large C_L , the V_{OUT} slew rate determined by C_L and $I_{OUT(MAX)}$:

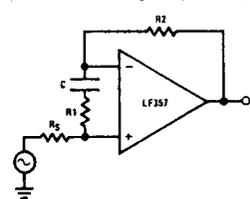
$$\frac{\Delta V_{OUT}}{\Delta T} = \frac{I_{OUT}}{C_L} \approx \frac{0.02}{0.5} \text{ V}/\mu\text{s} = 0.04 \text{ V}/\mu\text{s} \text{ (with } C_L \text{ shown)}$$

Low Drift Peak Detector



- By adding D_1 and R_f , $V_{D1} = 0$ during hold mode. Leakage of D_2 provided by feedback path through R_f .
- Leakage of circuit is essentially I_D (LF155, LF156) plus capacitor leakage of C_p .
- Diode D_3 clamps V_{OUT} (A1) to $V_{IN} - V_{D3}$ to improve speed and to limit reverse bias of D_2 .
- Maximum input frequency should be $\ll 1/2\pi R_f C_{D2}$ where C_{D2} is the shunt capacitance of D_2 .

Non-Inverting Unity Gain Operation for LF157



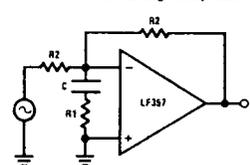
$$R_1 C \geq \frac{1}{(2\pi) (5 \text{ MHz})}$$

$$R_1 = \frac{R_2 + R_S}{4}$$

$$A_v(\text{DC}) = 1$$

$$f_{-3 \text{ dB}} \approx 5 \text{ MHz}$$

Inverting Unity Gain for LF157



$$R_1 C \geq \frac{1}{(2\pi) (5 \text{ MHz})}$$

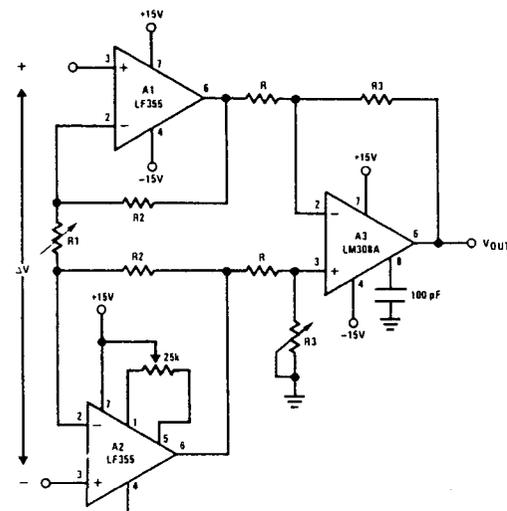
$$R_1 = \frac{R_2}{4}$$

$$A_v(\text{DC}) = -1$$

$$f_{-3 \text{ dB}} \approx 5 \text{ MHz}$$

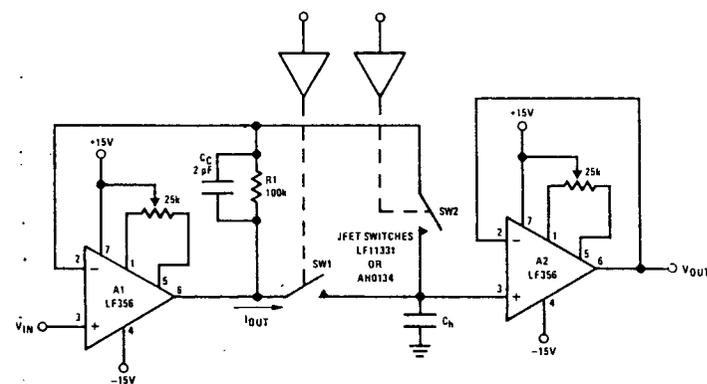
Typical Applications (Continued)

High Impedance, Low Drift Instrumentation Amplifier



- $V_{OUT} = \frac{R_3}{R} \left[\frac{2R_2}{R_1} + 1 \right] \Delta V, V^- + 2V \leq V_{IN} \text{ common-mode} \leq V^+$
- System V_{OS} adjusted via A2 V_{OS} adjust
- Trim R_3 to boost up CMRR to 120 dB. Instrumentation amplifier Resistor array RA201 (National Semiconductor) recommended

Fast Sample and Hold



- Both amplifiers (A1, A2) have feedback loops individually closed with stable responses (overshoot negligible)
- Acquisition time T_A , estimated by:

$$T_A \approx \left[\frac{2R_{ON} V_{IN} C_h}{S_r} \right]^{1/2} \text{ provided that:}$$

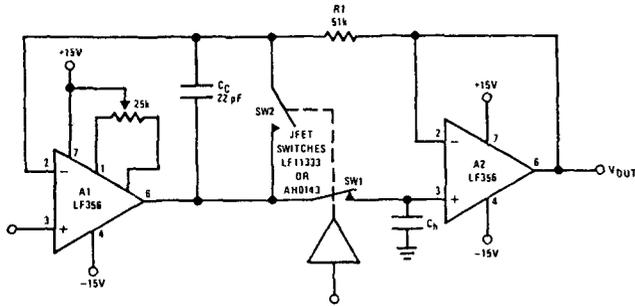
$$V_{IN} < 2\pi S_r R_{ON} C_h \text{ and } T_A > \frac{V_{IN} C_h}{I_{OUT(MAX)}}, R_{ON} \text{ is of SW1}$$

$$\text{If inequality not satisfied: } T_A \approx \frac{V_{IN} C_h}{20 \text{ mA}}$$

- LF156 develops full S_r output capability for $V_{IN} \geq 1V$
- Addition of SW_2 improves accuracy by putting the voltage drop across SW_1 inside the feedback loop
- Overall accuracy of system determined by the accuracy of both amplifiers, A1 and A2

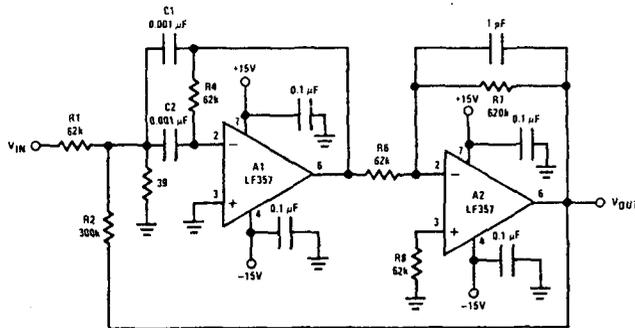
Typical Applications (Continued)

High Accuracy Sample and Hold



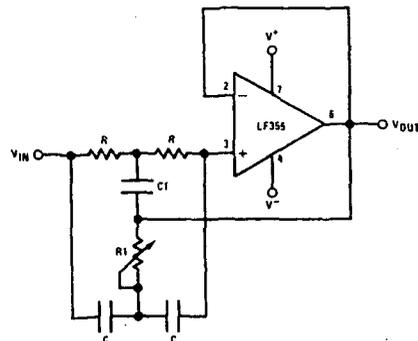
- By closing the loop through A2, the V_{OUT} accuracy will be determined uniquely by A1. No V_{OS} adjust required for A2.
- T_A can be estimated by same considerations as previously but, because of the added propagation delay in the feedback loop (A2) the overshoot is not negligible.
- Overall system slower than fast sample and hold
- R1, C_c : additional compensation
- Use LF156 for
 - ▲ Fast settling time
 - ▲ Low V_{OS}

High Q Band Pass Filter



- By adding positive feedback (R2) Q increases to 40
- $f_{BP} = 100$ kHz
- $\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = 10\sqrt{Q}$
- Clean layout recommended
- Response to a 1 Vp-p tone burst: 300 μ s

High Q Notch Filter



- $2R1 = R = 10$ M Ω
- $2C = C1 = 300$ pF
- Capacitors should be matched to obtain high Q
- $f_{NOTCH} = 120$ Hz, notch = -55 dB, $Q > 100$.
- Use LF155 for
 - ▲ Low I_g
 - ▲ Low supply current

National Semiconductor

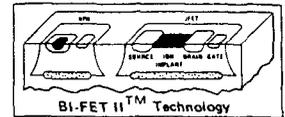
LF351 Wide Bandwidth JFET Input Operational Amplifier

General Description

The LF351 is a low cost high speed JFET input operational amplifier with an internally trimmed input offset voltage (Bi-FET II™ technology). The device requires a low supply current and yet maintains a large gain bandwidth product and a fast slew rate. In addition, well matched high voltage JFET input devices provide very low input bias and offset currents. The LF351 is pin compatible with the standard LM741 and uses the same offset voltage adjustment circuitry. This feature allows designers to immediately upgrade the overall performance of existing LM741 designs.

The LF351 may be used in applications such as high speed integrators, fast D/A converters, sample-and-hold circuits and many other circuits requiring low input offset voltage, low input bias current, high input impedance, high slew rate and wide bandwidth. The device has low noise and offset voltage drift, but for applica-

Operational Amplifiers/Buffers

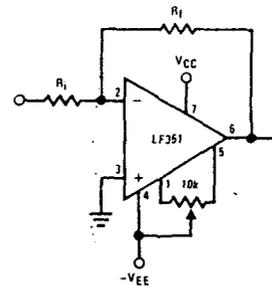


tions where these requirements are critical, the LF356 is recommended. If maximum supply current is important, however, the LF351 is the better choice.

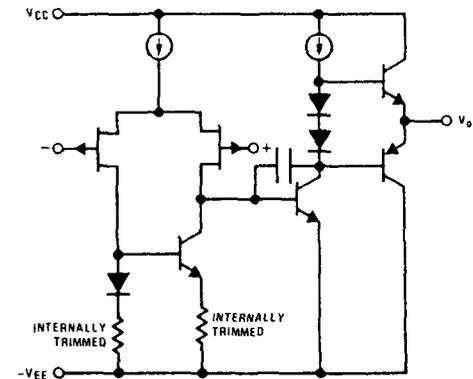
Features

- Internally trimmed offset voltage 10 mV
- Low input bias current 50 pA
- Low input noise voltage 16 nV/√Hz
- Low input noise current 0.01 pA/√Hz
- Wide gain bandwidth 4 MHz
- High slew rate 13 V/μs
- Low supply current 1.8 mA
- High input impedance 10¹² Ω
- Low total harmonic distortion $A_v = 10$, $R_L = 10k$, $V_O = 20$ Vp-p, BW = 20 Hz-20 kHz < 0.02%
- Low 1/f noise corner 50 Hz
- Fast settling time to 0.01% 2 μs

Typical Connection

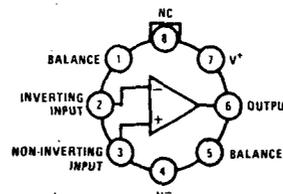


Simplified Schematic



Connection Diagrams (Top Views)

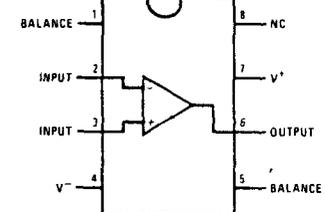
Metal Can Package



Note. Pin 4 connected to case.

Order Number LF351H
See NS Package H08C

Dual-In-Line Package



TOP VIEW

Order Number LF351N
See NS Package N08A

APENDICE B.

PRESUPUESTO, PLACAS Y ESQUEMAS.

ECUALIZADOR PARAMETRICO

PRESUPUESTO

HOJA 1

<u>Und.</u>	<u>Descripción</u>	<u>Importes</u>	
		<u>parciales</u>	<u>totales</u>
7	Integrado TL 084	400	2800
4	" LF 357	100	400
12	Potenc. dobles desl.	550	6600
1	Regulador 7815	175	175
1	Regulador 7915	175	175
2	Diodo 1N4007	20	40
95	Resistencia 1/4 W	5	475
2	Condensadores elect. 2200 μ F	275	550
1	Condensador tántalo 4,7 μ F	50	50
8	" " 1 μ F	50	400
4	" poliéster 22nF	40	160
4	" " 0,1 μ F	40	160
1	" disco 8n2 F	10	10
2	" " 3n3 F	10	20
2	" " 2n2 F	10	20
2	" " 3nF	10	20
2	" poliéster 0,22 μ F	50	100
1	Transformador toloidal 15+15	2700	2700
1	Puente de diodos	150	150
1	Interruptor 2 posic.	250	250
1	" mini 2 posic.	155	155

ECUALIZADOR PARAMETRICO

PRESUPUESTO

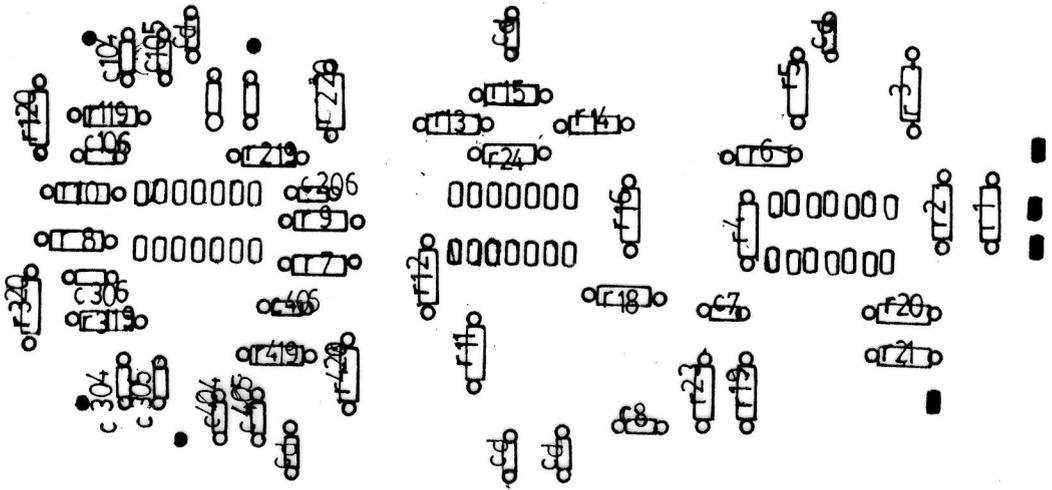
HOJA 2

<u>Und</u>	<u>Descripción</u>	<u>Importes</u>	
		<u>parciales</u>	<u>totales</u>
1	Conmutador de 3 posciones	250	250
2	Radiadores para regulador	100	200
1	Portafusible	90	90
1	Fusible	10	10
1	Conector de red	130	130
12	Separadores de placa	8	96
1	Bolsa de espadines macho	260	260
1	" " " hembra	260	260
1	Placa fotosensible	879	879
1	Caja	4100	4100
4	Conectores RCA chasis	125	500

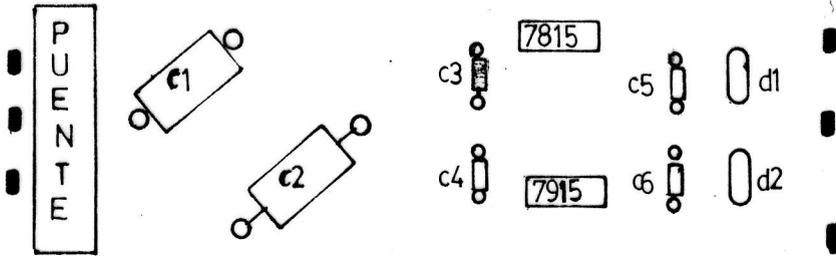
TOTAL DEL PRESUPUESTO..... 22285 pts

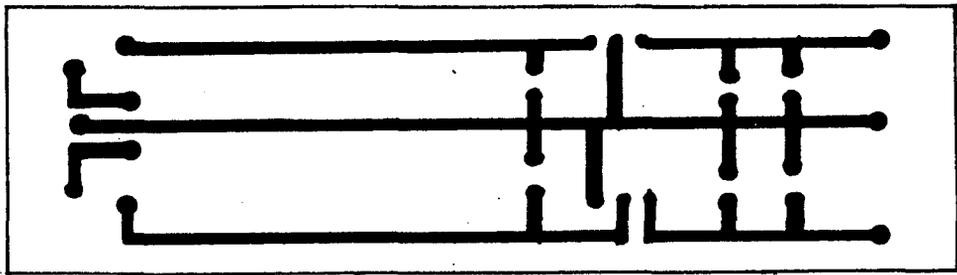
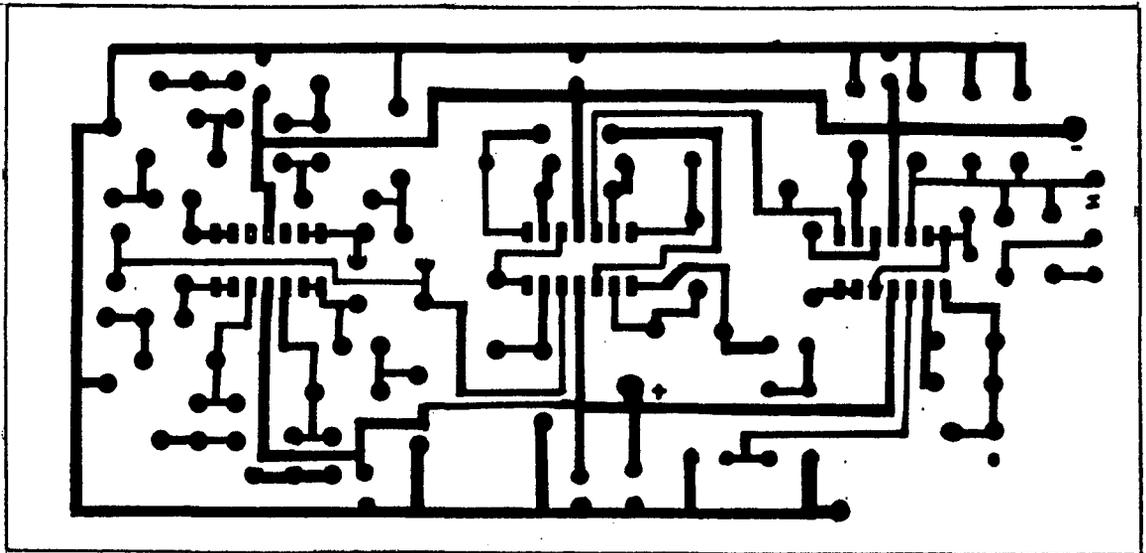
PLACAS DEL MONTAJE DEL ECUALIZADOR

PARAMETRICO



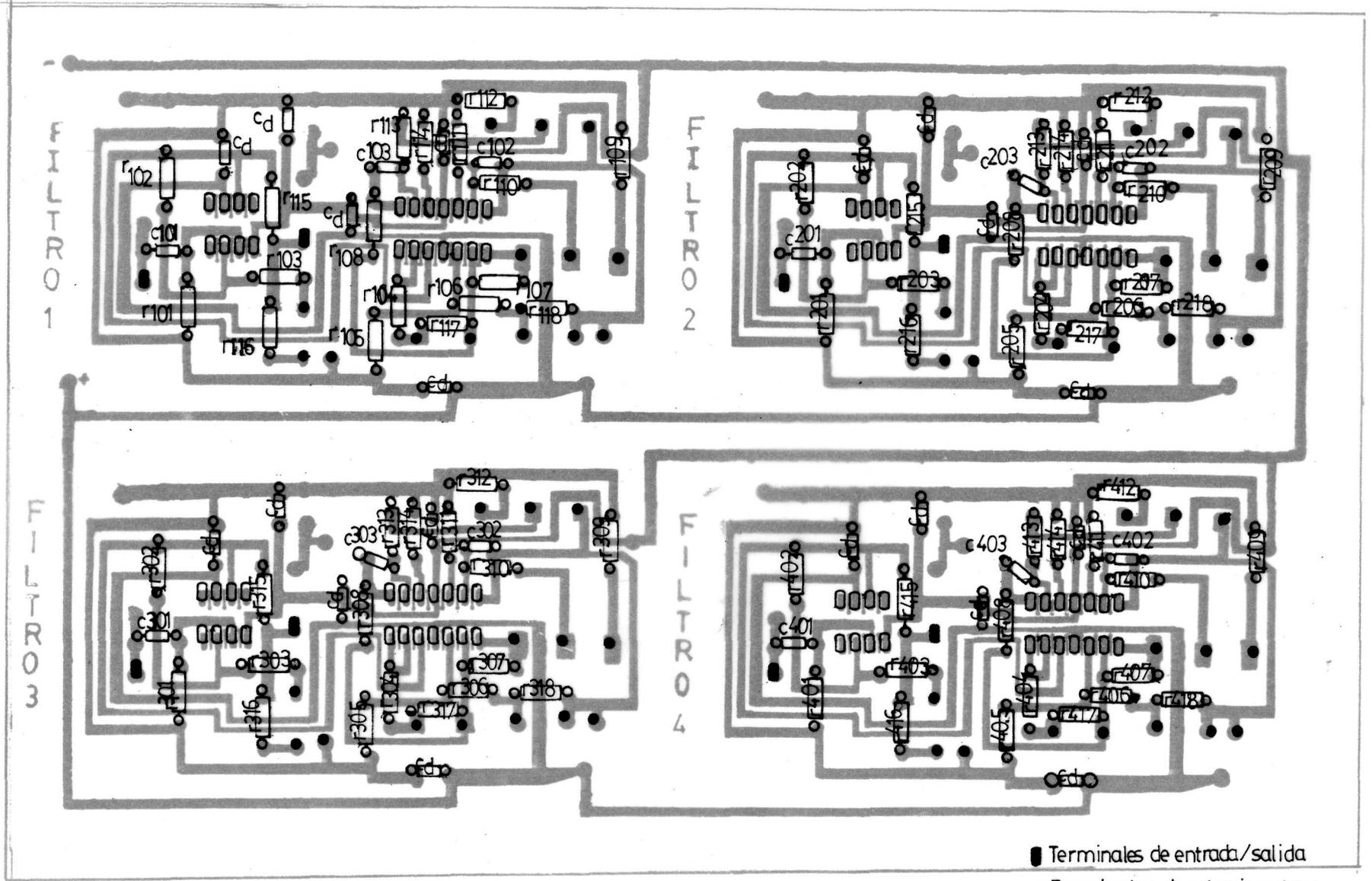
- Conexión con filtros
- Terminales de entrada/salida





PLACAS DE ENTRADA/SALIDA Y FUENTE DE ALIMENTACION

PLACAS DE FILTROS



- Terminales de entrada/salida
- Terminales de potenciómetros
-

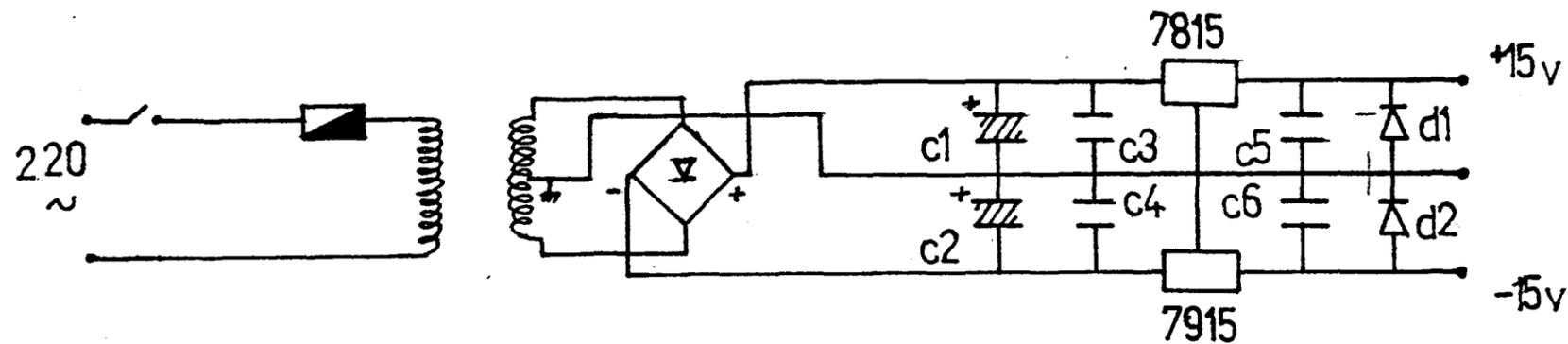
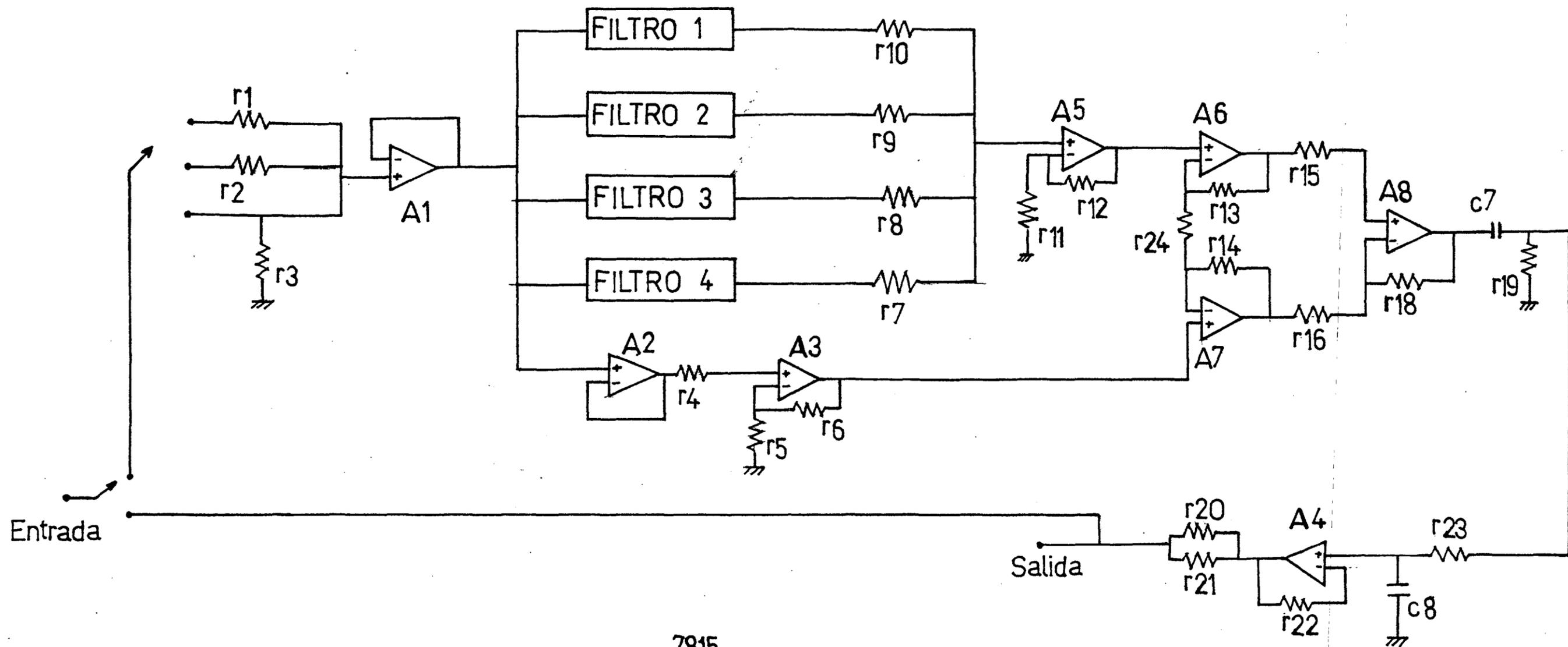
Lista de componentes.

R1=R3= 51 k
 R2= 18 k
 R4= 510
 R5= 36k
 R6= 47k
 R7=R8=R9=R10= 24k
 R11= 11k
 R12=R13=R14=R24= 22k
 R15=R16= 1M
 R18= 330 k
 R19= 3k3
 R20=R21= 1k2
 R22= 51
 R23= 620
 R101=R201=R301=R401= 100k
 R103=R203=R303=R403= 3k9
 R102= 22k
 R202=R302=R402= 18k
 R104=R204=R304=R404= 22k
 R105=R205=R305=R405= 11k
 R106=R206=R306=R406= 22k
 R107= 18k
 R207=R307=R407=22k
 R108=18k
 R208=R308=R408= 22k
 R109= 1k1
 R209= 1k5
 R309= 910
 R409= 15k
 R110= 240k
 R210= 39k
 R310= 9k1
 R410= 2k7
 R111=R211=R311=R411= 12k
 R112=1k1
 R113= 240k
 R212= 1k5
 R213= 39k
 R312=910
 R313= 9k1
 R412= 15k
 R413= 2k7
 R114=R214=R314=R414= 12k
 R115=22k
 R215=R315=R415= 18k
 R116=R216=R316=R416= 3k9
 R117=R217=R317=R417= 150k
 R118=R218=R318=R418= 150k
 R119=R219=R319=R419= 110k
 R120=R220=R320=R420= 110k
 C1=C2=electrolítico 2200 μ F, 40v
 C3=C4=poliester 0,22 μ F
 C5=C6= " 0,1 μ F
 C7=tántalo 4,7 μ F
 C8= disco 8n2
 C101=C201=C301=C401=tántalo 1 μ F
 C102=C103=C202=C203= disco 3n3
 C302=C303=disco 2n2

C402=C403= disco 3n
 C104=C204=C304=C404= 22n poliester
 C105=C205=C305=C405= 10n "
 C106=C206=C306=C406= tántalo $1\mu\text{F}$
 P10=P20=P30=P40= potenc. dobles deslizantes de 22k
 P11=P21=P31=P41= " " " logarítmico de 100k
 P12=P22=P32=P42= " " " " " 10k
 D1=D2=1N4007
 Regulador de tensión fija 7815
 " " $\frac{1}{2}$ " " 7915
 A1,A2,A3,A4 = 1 TL 084
 A5,A6,A7,A8 = 1 TL 084
 B2,B3,B4,B5= 1 TL 084
 C2,C3,C4,C5= "
 D2,D3,D4,D5= "
 E2,E3,E4,E5= "
 B6,C6,D6,E6= "
 B1,C1,D1,E1= "

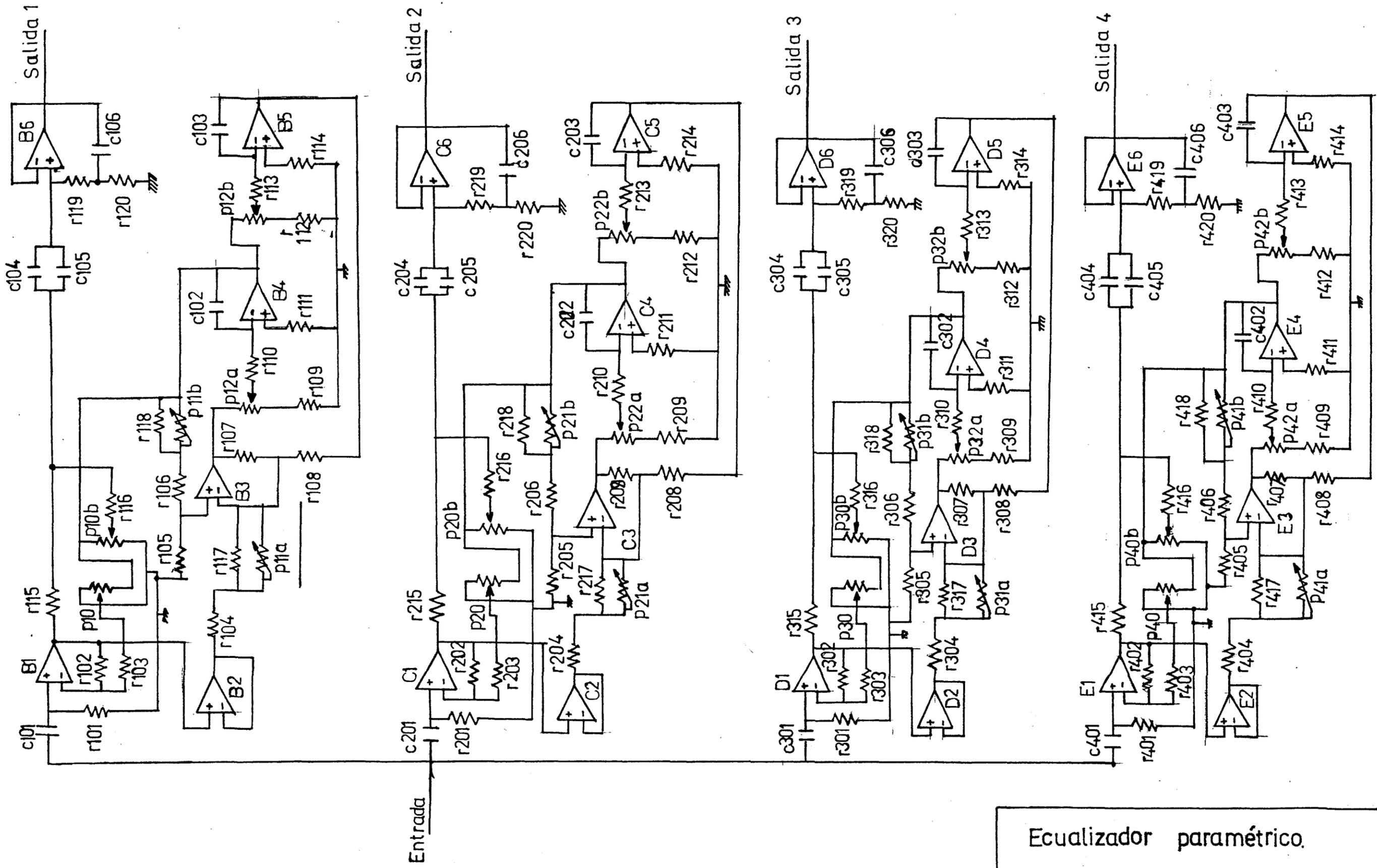
Además todos los circuitos integrados cuentan con condensadores de desacoplo en sus patillas de alimentación que no se encuentran reflejados en los esquemas, son de perámicos de $0,1\mu\text{F}$.

Se ha prescindido de R22, lo cual no modifica en absoluto las características del equipo.



Ecualizador paramétrico.

Circuito total con fuente de alimentación



Ecualizador paramétrico.
Filtros y separadores de alterna.

BIBLIOGRAFIA.

- Manual de alta fidelidad y sonido profesional. Ed. Marcombo. Varios autores. 1981.
- Equipos musicales. Ed. Paraninfo. Alfredo Borque. 1984.
- Reproducción del sonido. Ed. IORTV. D. Bensoussan. 1985.
- Monografía "Introducción al sonido". Ed. IORTV. Varios autores. 1982.
- Circuitos electrónicos II. Ed. E.I.T.S.T. de Madrid. Muñoz Merino. 1982.
- Revista española de electrónica. Abril 1986.
- Operacional amplifiers. Burr-Brown. Tobey, Graeme y Huelsman. 1977.
- Microelectrónica. Ed. Hispano-europea. Millman. 1981.
- Funcion Circuits. Burr-Brown.
- Revista elektor. Marzo 1981.
- Introducción a la teoría y sistemas de comunicación. Ed. Limusa. Lathi. 1980
- Monografía "Mesas de audio y distorsiones". Ed. IORTV. 1982.