



24' 128

Universidad Nacional Autónoma de México

Facultad de Ingeniería

DISEÑO E IMPLEMENTACION DE
CIRCUITOS PARA EL PROCESAMIENTO DE
SEÑALES DE AUDIO

T E S I S
Que para obtener el Título de :
INGENIERO MECANICO ELECTRICISTA
P r e s e n t a n :
IRMA CAROLINA TORRES SALINAS
JOSE ENRIQUE LOBATO GUDIÑO
ARTURO HERNANDEZ FERNANDEZ

México, D. F.

1981



Universidad Nacional
Autónoma de México

Dirección General de Bibliotecas de la UNAM

Biblioteca Central



UNAM – Dirección General de Bibliotecas
Tesis Digitales
Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS ©
PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

Todo el material contenido en esta tesis esta protegido por la Ley Federal del Derecho de Autor (LFDA) de los Estados Unidos Mexicanos (México).

El uso de imágenes, fragmentos de videos, y demás material que sea objeto de protección de los derechos de autor, será exclusivamente para fines educativos e informativos y deberá citar la fuente donde la obtuvo mencionando el autor o autores. Cualquier uso distinto como el lucro, reproducción, edición o modificación, será perseguido y sancionado por el respectivo titular de los Derechos de Autor.

I N D I C E

Págs.

CAPITULO	I		
		<u>DEFINICIONES</u> -----	1
CAPITULO	II		
		<u>CONTROLES DE TONO</u>	
	I.	INTRODUCCION -----	5
	II.	COMPONENTES DE UN CONTROL DE TONOS-	6
		Controles de Tono y Filtros Pasivos	6
		Controles de Tono y Filtros Activos	7
	III.	DISEÑO DEL CONTROL DE TONOS-----	9
		Características -----	9
		Selección -----	10
		Diseño -----	18
		Características de los circuitos in- tegrados que se compararon para el- diseño del control de tonos -----	35
CAPITULO	III		
		<u>REDUCTOR DE RUIDO DOLBY</u>	
	I.	ANTECEDENTES-----	37
	II.	EL TIPO "B" EN GRABADORAS COMUNES--	38

	Págs.
III. EL SISTEMA TIPO "B" COMO UNIDAD INDEPENDIENTE -----	41
IV. EL SISTEMA DOLBY EN OPERACION -----	43
V. CONSIDERACIONES PARA EL DISEÑO DEL SISTEMA DOLBY -----	44
VI. EL SISTEMA DOLBY TIPO "B" COMO CIRCUITO -----	49
Red Combinadora -----	54
Amplificador de Control -----	54
El Filtro Paso Altas -----	55
Amplificador de Señal -----	55
Supresor de Sobretiro -----	56
Integrador y Rectificador -----	57
VII. EFECTOS ARRIBA DEL ESPECTRO DE RUIDO	66
VIII. COMPATIBILIDAD DEL SISTEMA-----	68

CAPITULO IV

ECUALIZADOR GRAFICO

I. INTRODUCCION-----	70
II. ECUALIZADOR -----	71
Definición -----	71
III. FILTROS ACTIVOS -----	72
Definición -----	72
Características de los Filtros Activos. -----	73
Amplificador Operacional -----	74
Parámetros del Amplificador operacional -----	76
Características de los Dispositivos de Alta Eficiencia en Audio-----	76
IV. TIPOS DE ECUALIZADORES-----	78
Ecualizador Gráfico-----	81
Ecualizadores Paramétricos -----	82

	Págs.
Especificaciones Particulares para - Ecualesadores -----	90
VI. DISEÑO DEL CIRCUITO ECUALIZADOR ----	91
Acerca del Circuito -----	91
VII. FUENTE DE VOLTAJE DEL ECUALIZADOR --	105
Diseño de la Fuente de Alimentación- del Circuito Ecualesador -----	105
Construcción del Circuito -----	106
VIII. CONEXIONES DE ECUALIZADORES-----	112
Efectos de la Ecualesación sobre la- Relación de Impedancias de un Circui- to -----	113
CONCLUSIONES -----	116
BIBLIOGRAFIA -----	119

C A P I T U L O I

I N T R O D U C C I O N

INTRODUCCION

DEFINICIONES:

SONIDO: Cuando un cuerpo vibra y se pone en contacto con un medio elástico (sólido, líquido, gaseoso), las moléculas de este medio empiezan a oscilar; esa oscilación se propaga por todo el medio en direcciones longitudinal y transversal. Si alguien pone su oído en contacto con ese medio elástico, podrá decir que está escuchando el sonido.

SEÑAL: Es una función de tiempo que tiene un solo valor - para cada instante.- Generalmente es de naturaleza eléctrica.

Desde este punto de vista el sonido no se considera como una señal sino hasta que ha sido convertido a una magnitud eléctrica.

SEÑAL DE AUDIO: Señal producida por un transductor o por un dispositivo electrónico, cuyo ancho de banda no rebase el rango de frecuencias audible, y cuyos efectos sean similares a los del sonido.

Una señal de audio se puede caracterizar en cuanto a su amplitud y a su frecuencia.

Procesar una señal de audio es alterar su amplitud, su contenido de frecuencias y su fase, de tal manera que sea agradable a la persona que la escucha.

Tales modificaciones pueden ser:

AMPLIFICACION y ATENUACION, las cuales consisten en aumentar y disminuir respectivamente la amplitud de una señal, independientemente de su frecuencia.

FILTRADO : El cual consiste en la amplificación o atenuación de señales dentro de un determinado rango de frecuencias.

ECO NATURAL , Es la repetición de un sonido causado por la reflexión de una superficie.

ECO ELECTRONICO , Consiste en la realimentación a la señal original de la señal con un tiempo de retardo muy grande (mayor de 1/17 de seg.)

REVERBERACION: Al igual que el eco, es la realimentación de una señal pero su tiempo de retardo es mucho más pequeño (menor de 1/17 de seg.)

ECUALIZACION: Consiste en la alteración de la curva de respuesta a la frecuencia de un cierto dispositivo electrónico.

MEZCLADO: Al conectar varias fuentes de señal simultáneamente a un mismo dispositivo con el objeto de lograr la suma de tales señales, se dice que dichas señales serán mezcladas. No confundir con el mezclador de modulación, el cual multiplica las señales.

La finalidad de procesar una señal de audio es lograr:

- Sonidos más fieles
- Efectos especiales
- Máxima eficiencia en la transmisión de las señales
- Reducción de ruido, etc.

Como podemos apreciar, no siempre la señal de más alta fidelidad es la más agradable, ya que un audiófilo podría tener preferencia por sonidos agudos más intensos o grandes niveles de reverberación y, en suma, cualquier persona puede tener preferencia por algún efecto especial.

Por este motivo los diseñadores de equipo electrónico de audio se han avocado a la tarea de diseñar circuitos para dar satisfacción a cualquier gusto.

En esta tésis, nos limitaremos a tratar las siguientes modificaciones: Filtrado, ecualización y reducción de ruido, para ello, se hará la descripción y el estudio de un control de tonos, un ecualizador y del sistema reductor de ruido - DOLBY.

C A P I T U L O I I

CONTROLES DE TONO

CONTROLES DE TONO.

1.- INTRODUCCION.

Los controles de tono, son dispositivos electrónicos -- que permiten ajustar manualmente la respuesta a la frecuencia de un amplificador. Están compuestos generalmente por uno o varios filtros acoplados y la respuesta a la frecuencia de estos controles, es la superposición de las respuestas de los filtros que los constituyen.

Los controles de tono se clasifican de acuerdo al tipo de filtros que lo compongan:

- a). Control de Tonos Pasivos, si contiene filtros pasivos. Y
- b). Control de Tonos Activos, si utiliza filtros activos.

A su vez, estos tipos de controles se clasifican de acuerdo a la respuesta de los filtros que utilice, así, tenemos:

- a). Control de Graves, si esta formado por filtros paso bajas.
- b). Control de Agudos, si utiliza filtros paso altas.
- c). Control de Medios, si utiliza filtros paso banda.

d). Control de presencia, cuando el nivel de volumen de la señal es muy bajo, el oído tiene la sensación de que los tonos graves y los muy agudos tienden a desaparecer. El control de presencia refuerza un poco los graves y los agudos cuando el oyente reduce el volumen intencionalmente y, para altos niveles de audición, el control de presencia no actúa.

II. COMPONENTES DE UN CONTROL DE TONOS.

Como se dijo anteriormente, los controles de tono se dividen en dos grupos, de acuerdo al tipo de filtros de que estén compuestos. En esta sección, analizaremos someramente ambos grupos.

CONTROLES DE TONO Y FILTROS PASIVOS.

Este tipo de circuitos, están contruidos solamente de elementos pasivos, lo cual ofrece la ventaja de bajo costo y mínimos componentes, pero tienen muy altas pérdidas, las cuales crean la necesidad de adicionar un amplificador que compense dichas pérdidas. Estas pérdidas, son aproximadamente iguales a la elevación disponible, lo cual se debe a que los filtros pasivos trabajan como divisores de voltaje de A.C. y realmente solo cortan la señal.

Los principales tipos de filtros pasivos son:

Filtro Paso Bajas: Si permite el paso de las bajas frecuencias y elimina las altas frecuencias.

Filtro Paso Altas: Si pasan las altas frecuencias.

Filtro Paso Banda: Si pasa solamente determinado rango de frecuencias.

Filtro Supresor de Banda: Si elimina solo cierto rango de frecuencias.

CONTROLES DE TONO Y FILTROS ACTIVOS.

El elemento activo de este grupo de filtros, puede ser el amplificador operacional o el transistor, los cuales son necesarios para permitir la realización de polos en el lado izquierdo del plano complejo en el lugar geométrico de las raíces, así como para compensar las pérdidas del circuito pasivo, utilizando solo resistencias y capacitores como elemento pasivos.

El uso del amplificador operacional, permite la utilización de resistencias, capacitores e inductancias de razonable valor, aún a frecuencias tan bajas como 10 Hz.

Algunas características de los filtros activos son:

Las salidas de los filtros tienen un voltaje de offset que varía con los cambios de temperatura; este voltaje puede variar de algunos microvolts a varios cientos de milivolts.

La constante de temperatura puede variar de uno a 100 microvolts/°C, para un filtro paso bajas de polos múltiples construidos por varias etapas de dos polos.

Las entradas de los filtros activos pueden tener una corriente de Bías, lo cual sucede en todos los tipos de filtros.- La corriente de Bías, puede variar de unos picoamperes para el amplificador operacional con FET's, a algunos microamperes para el realizado con transistores bipolares y en amplificadores integrados.

Los filtros activos pueden proporcionar una excelente capacidad de aislamiento, esto es, una impedancia de entrada alta que puede variar de algunos $K\Omega$ a varios miles de $M\Omega$, si son utilizados buffers en la entrada; también proporciona una impedancia de salida baja, cuyo rango está entre los cientos de ohms a menos de un ohm.

Los filtros activos pueden tener ganancias tan altas como 40 dB. en filtros de baja frecuencia y baja Q. Tienen tam-

bién la capacidad de poder atenuar o reforzar la señal de entrada

Los diferentes filtros activos son:

BUTTERWORTH.

CHEBYSHEV.

BESSEL (THOMPSON)

SINGLE-TUNED

STAGOER-PASO BANDA SINTONIZADO, etc.

III. DISEÑO DEL CONTROL DE TONOS.

CARACTERISTICAS.

Se desea un control de tonos, tanto de graves como de agudos, cuya ganancia sea de ± 20 dB. Diseñado de modo que las frecuencias medias no sufran alteración, que su pendientes sea de ± 20 dB/década. Sus frecuencias de corte serán 30 Hz. y 10 KHz. como lo especifica la figura 1:

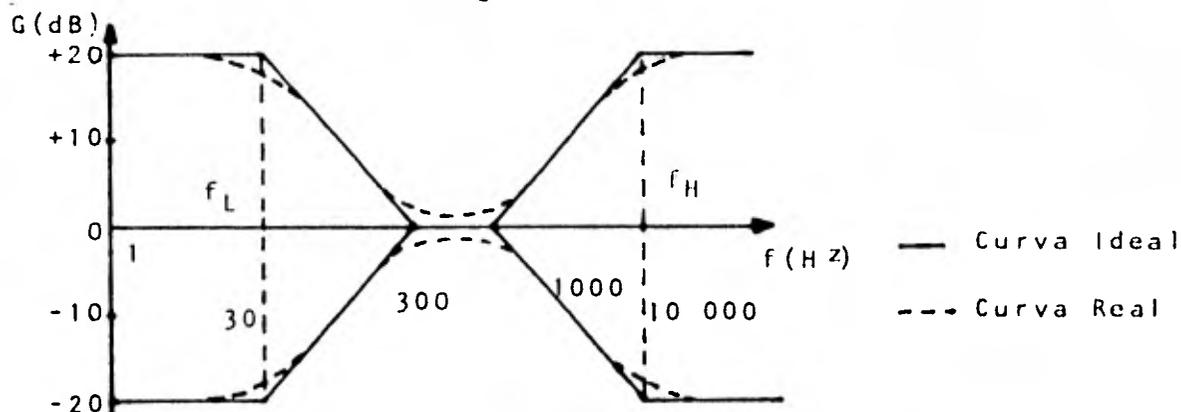


Figura 1. Respuesta a la frecuencia de un control de tonos

SELECCION.

Los posibles circuitos a utilizar son:

Control de tonos de graves y agudos pasivo, como el que se muestra en la figura 2:

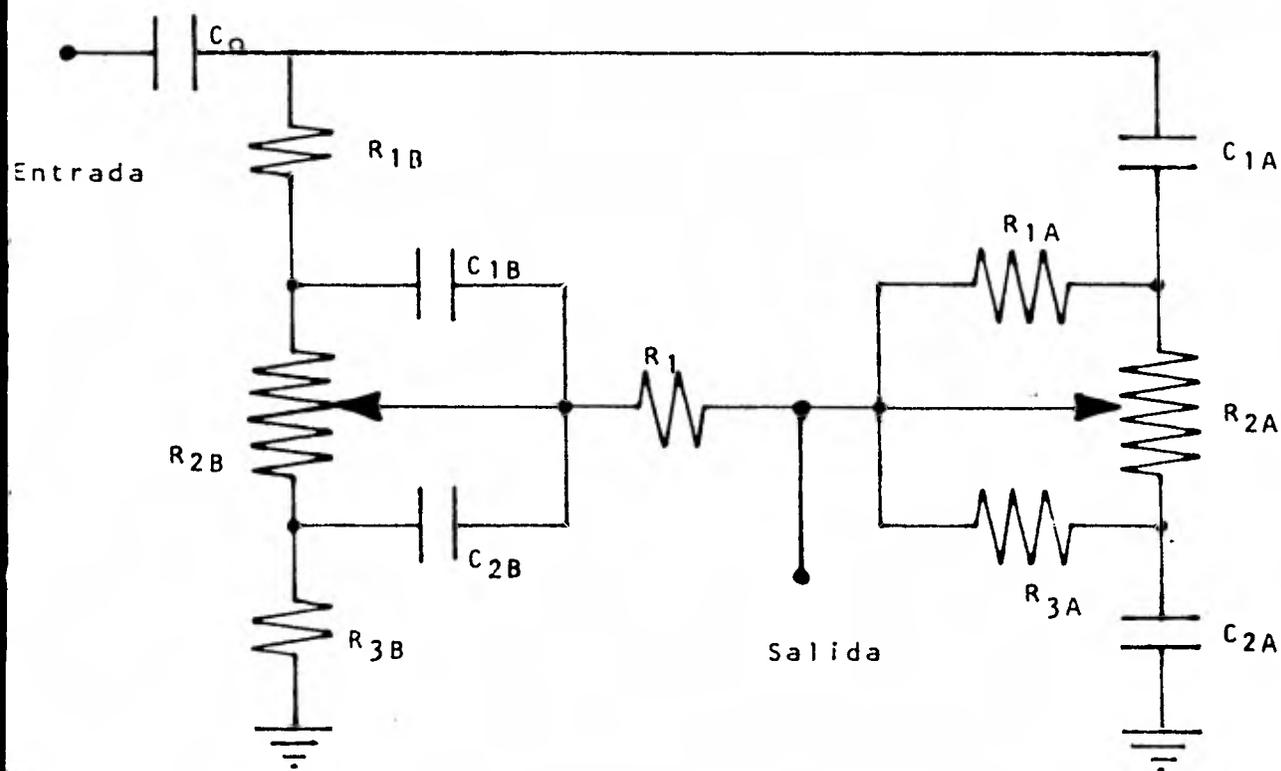


Figura 2. Control de tonos pasivos.

La principal característica de este control de tonos, es que no tiene capacidad para amplificar, sino que solo atenúa, como se puede observar en la figura 3

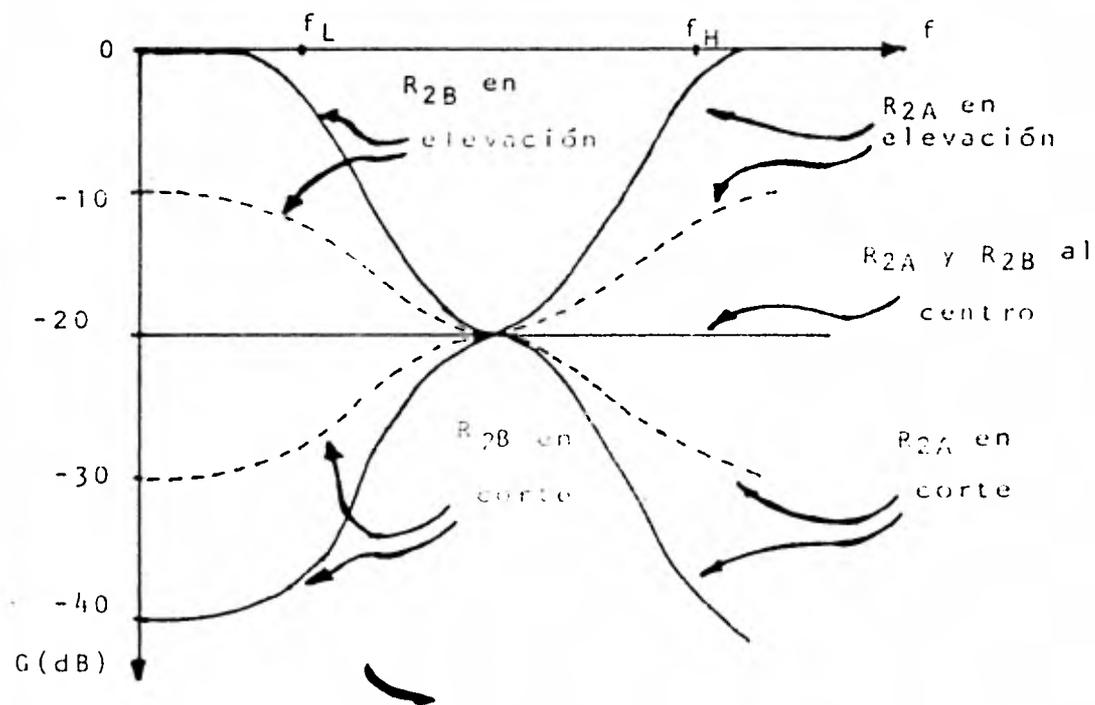


Figura 3. Respuesta a la frecuencia del control de tonos pasivo.

En la figura 3, se observa que la respuesta es dependiente de la posición de los controles R_{2A} y R_{2B} , ya que la respuesta con línea continua, solo es válida para posiciones en los extremos de los potenciómetros, en otras posiciones, se obtiene la respuesta punteada.

Otro posible control, es el control de tonos activo --
mostrado en la figura 4.

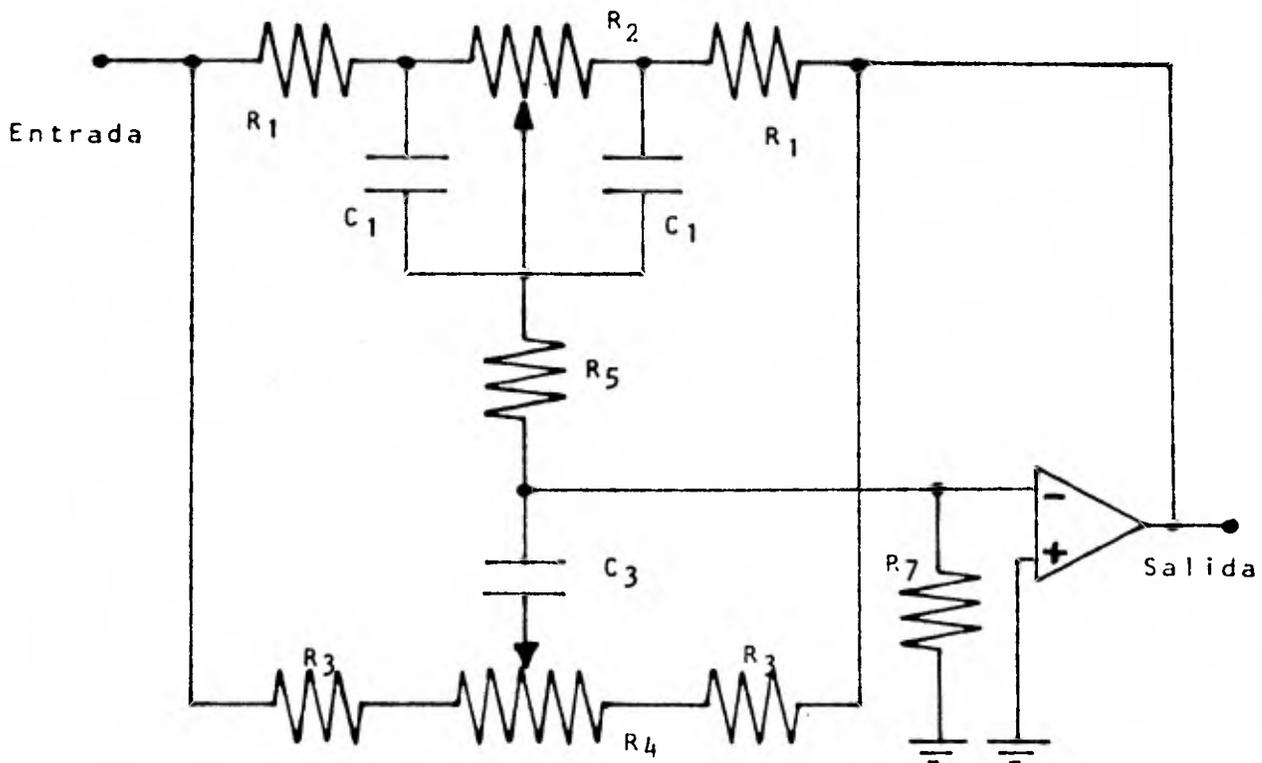


Figura 4. Control de tonos activo.
Sus características principales son:

Simetría respecto al eje de frecuencias en sus operaciones de amplificación y atenuación. Tiene realimentación negativa su gráfica de respuesta a la frecuencia se muestra a continuación

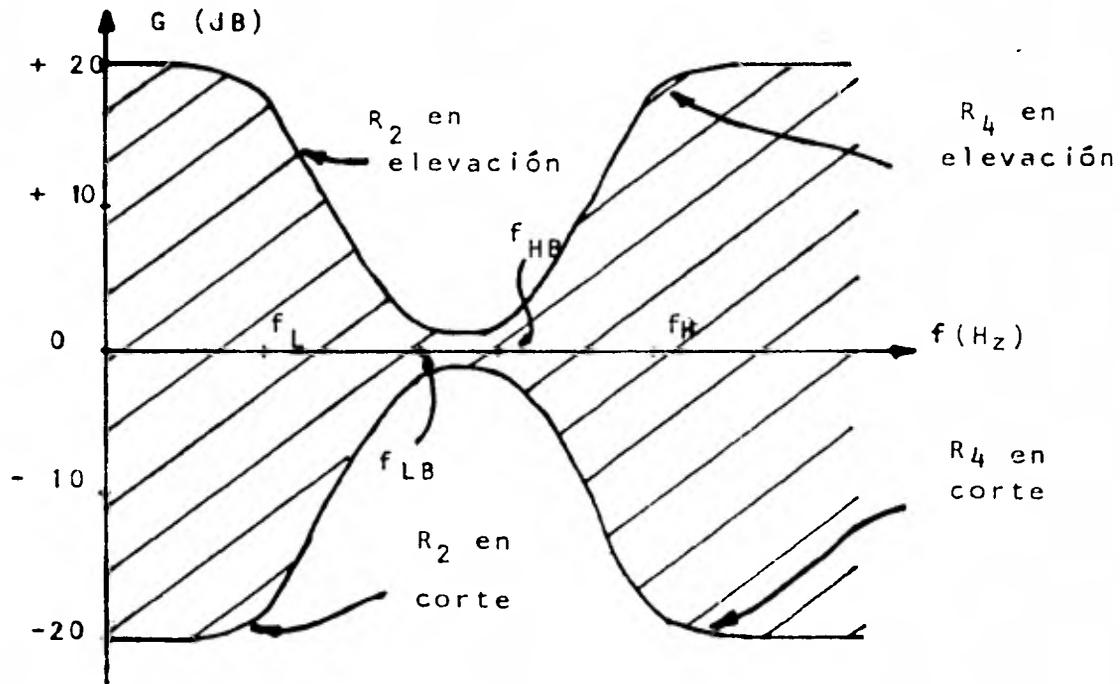


Figura 5. Respuesta a la frecuencia del control de tonos activo.

Como se observa en la figura 5 la respuesta del circuito puede ocupar cualquier posición dentro del área ashurada, dependiendo de las posiciones de los controles R_2 y R_4 . En la gráfica también se observa que las frecuencias de corte son f_L y f_H y donde $f_{LB} = 10f_L$ y $f_{HB} = \frac{1}{10} f_H$.

Otro control posible es el mostrado en la figura 6, el cual es un control de tonos activo de tres bandas (graves, medios y agudos).

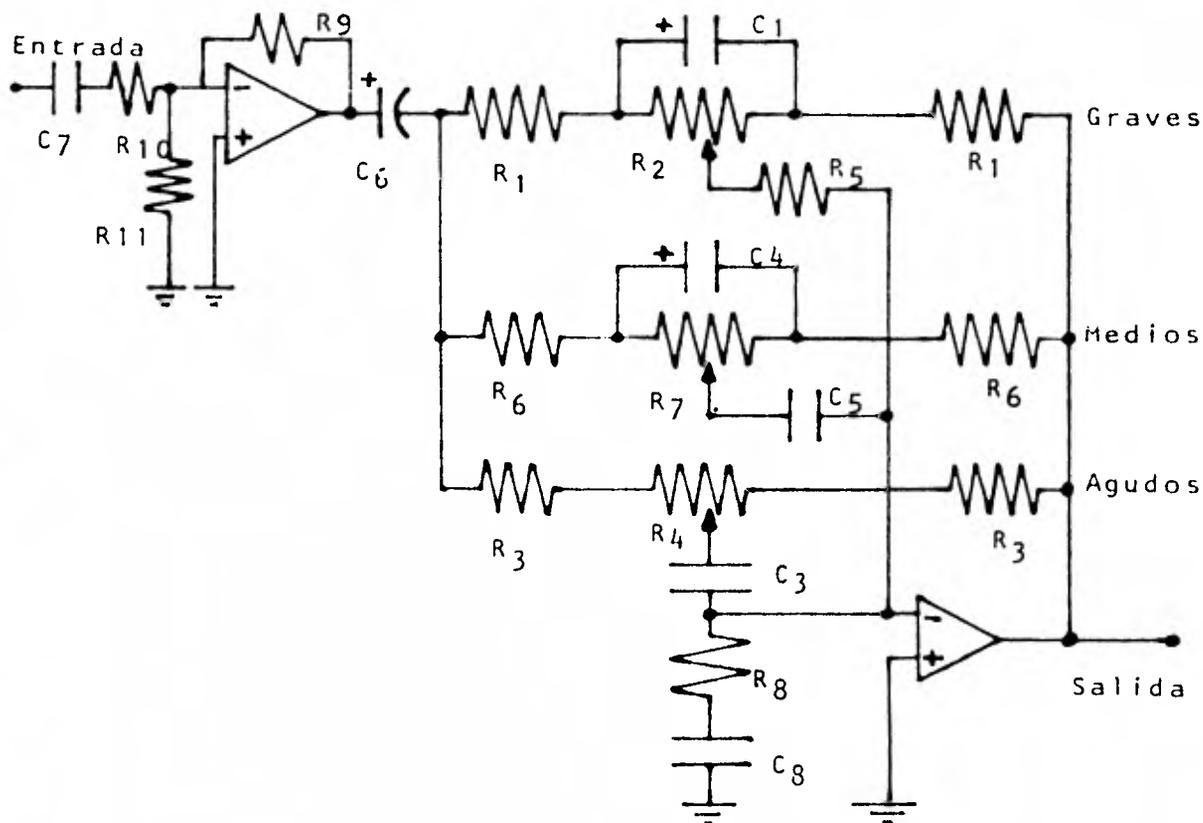


Figura 6. Control de tonos activo de tres bandas.

La gráfica de respuesta a la frecuencia de este circuito, se muestra a continuación, en donde se observa que su comportamiento depende de las posiciones de los potenciómetros, de acuerdo a las siguientes combinaciones:

1. Todos los controles en el centro.
2. Controles de graves y agudos en elevación, control de medios al centro.
3. Controles de graves y agudos en corte, control de medios al centro.
4. Control de medios en elevación, controles de bajos y agudos al centro.
5. Control de medios en corte, controles de graves y agudos al centro.

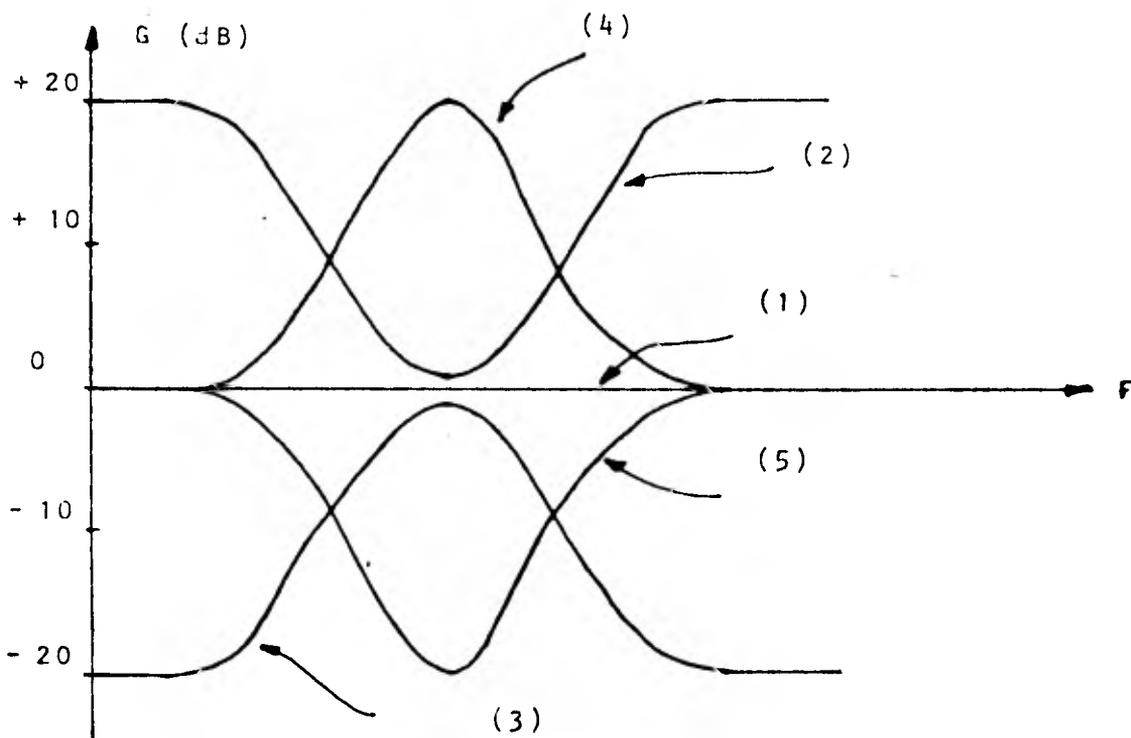


Figura 7. Respuesta a la frecuencia del control de tonos activo de tres bandas.

Otros filtros activos como los mencionados anteriormente

podría ser utilizados, pero tienen la desventaja que son diseñados

dos para dar un solo tipo de respuesta (refuerzo o atenuación), así, para obtener el control de tonos deseado, se necesitarían - cuando menos dos amplificadores operacionales y aumentarían su - costo; para los controles pasivos, existe la desventaja de que no proporciona ganancias.

Al analizar los controles de tonos que podrían ser utilizados para el diseño requerido, el circuito que se eligió, fue el control de tonos activo mostrado en la figura 8, ya que sus características de respuesta (puede atenuar o amplificar la señal) son las más cercanas a las requeridas.

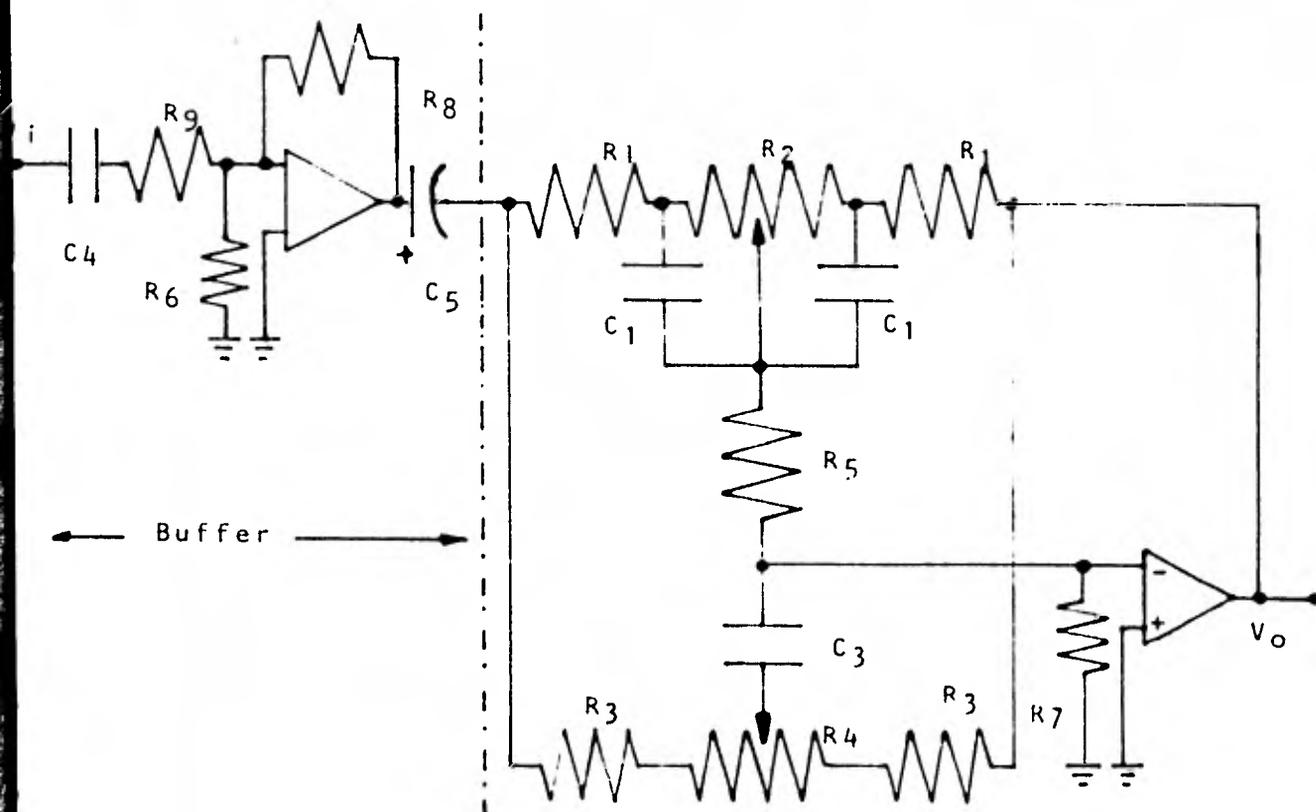


Figura 8. Circuito completo del control de tonos activo

Al añadirse el amplificador que hace las veces de buffer se asegura una baja impedancia hacia el circuito de control de tonos y una alta impedancia de entrada (aproximadamente $100\text{ K}\Omega$).

Otras características adicionales son:

Los capacitores C_4 y C_5 se utilizan para bloquear señales de D.C.

Para la selección del circuito integrado que se utilizaría en el diseño, se compararon las características de varios amplificadores operacionales, entre ellos están: LM348, LM349, 741, 747 y L044, etc. El circuito integrado elegido, fue el LM349, ya que tiene el más alto slew rate ($2.0\text{ v}/\mu\text{s}$) y la capacidad de no distorsionar la señal arriba de 25 KHz.

El THD medido fue típicamente de 0.05% @ 0.0 dBm entre las frecuencias de 10 Hz a 50 KHz. R_6 y R_7 se añadieron al circuito original para asegurar la estabilidad a ganancia unitaria, ya que el circuito integrado LM349 está compensado internamente para ganancias de 5 dB y mayores.

Para la obtención de los valores de los elementos del circuito, se analizará éste en dos partes, obteniéndose para cada una su función de transferencia. Estas funciones se obtendrán tomando en cuenta las posiciones de los potenciómetros de control.

DISEÑO

La primera parte a analizar del circuito, es el filtro-paso bajas mostrado en la figura 9.

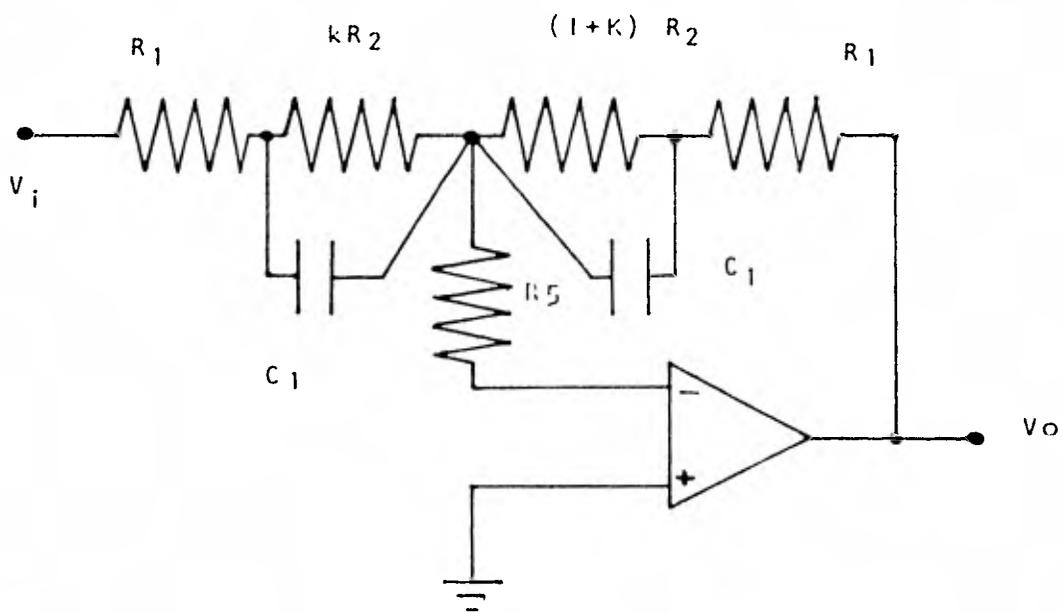


Figura 9 Filtro paso bajas.

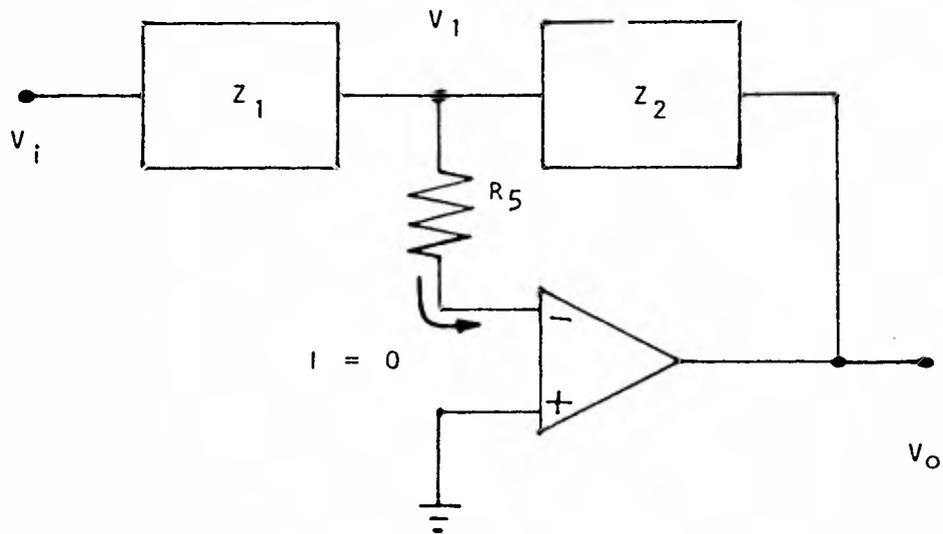


Figura 10. Circuito equivalente por impedancias del filtro paso-bajas.

Para la obtención de su función de transferencia, analizaremos el circuito por impedancias (Fig. 10) en donde:

$$R_5 \ll Z_{in} \text{ amplificador}$$

$$Z_1 = R_1 + \frac{\frac{KR_2}{SC_1}}{KR_2 + \frac{1}{SC_1}} \quad \text{y} \quad Z_2 = R_1 + \frac{(1-K)R_2}{SC_1} \frac{1}{(1-K)R_2 + \frac{1}{SC_1}}$$

Simplificando las expresiones anteriores:

$$Z_1 = \frac{SC_1 R_1 R_2 K + R_1 + KR_2}{SC_1 R_2 K + 1} \quad \text{y} \quad Z_2 = \frac{SC_1 R_1 R_2 (1-K) + R_1 + (1-K)R_2}{SC_1 R_2 (1-K) + 1}$$

Aplicando la ley de corrientes de Kirchhoff:

$$V_i \left(\frac{1}{Z_1} \right) - V_1 \left(\frac{1}{Z_1} + \frac{1}{R_5} + \frac{1}{Z_2} \right) = 0 \quad - I$$

$$-V_o \left(\frac{1}{Z_2} \right) - V_1 \left(\frac{1}{Z_1} + \frac{1}{R_5} + \frac{1}{Z_2} \right) = 0 \quad - II$$

Despejando V_1 de la ecuación II y substituyendo en la ecuación I -

obtenemos:

$$V_i \left(\frac{1}{Z_1} \right) - \frac{-V_o \left(\frac{1}{Z_2} \right)}{\frac{1}{Z_1} + \frac{1}{R_5} + \frac{1}{Z_2}} \left(\frac{1}{Z_1} + \frac{1}{R_5} + \frac{1}{Z_2} \right) = 0$$

eliminando términos y substituyendo Z_1 y Z_2 obtenemos:

$$V_i \frac{SC_1 R_2 K + 1}{SC_1 R_1 R_2 K + R_1 + KR_2} + V_o \frac{SC_1 R_2 (1-K) + 1}{SC_1 R_1 R_2 (1-K) + R_1 + (1-K) R_2} = 0$$

de donde:

$$\frac{V_o}{V_i} = - \frac{Z_2}{Z_1} = - \frac{\frac{SC_1 R_1 R_2 (1-K) + R_1 + (1-K) R_2}{SC_1 R_2 (1-K) + 1}}{\frac{SC_1 R_1 R_2 K + R_1 + R_2}{SC_1 R_2 K + 1}}$$

efectuando las operaciones y sumando términos semejantes la función de transferencia será:

$$H(s) = \frac{V_o}{V_i} = - \frac{S^2 C_1^2 R_1 R_2^2 K (1-K) + S C_1 R_2^2 K (1-K) + C_1 R_1 R_2 + R_1 + (1-K) R_2}{S^2 C_1^2 R_1 R_2^2 K (1-K) + S C_1 R_2^2 K (1-K) + C_1 R_1 R_2 + R_1 + KR_2}$$

Si damos amplificación a las bajas frecuencias, hacemos $K=0$ con lo cual, la función de transferencia quedaría:

$$H(s) = - \frac{SC_1 R_1 R_2 + R_2 + R_1}{SC_1 R_1 R_2 + R_1}$$

Al analizar su respuesta a la frecuencia, obtenemos su diagrama de Bode con su respectiva gráfica de funciones normalizadas, donde $\omega_L = 2^{-f_L}$ Y $\omega_{LB} = 10\omega_L$. Al analizar la gráfica, obtenemos de la función de transferencia de su ecuación característica que:--

$$\omega_L = \frac{1}{R_2 C_1}$$

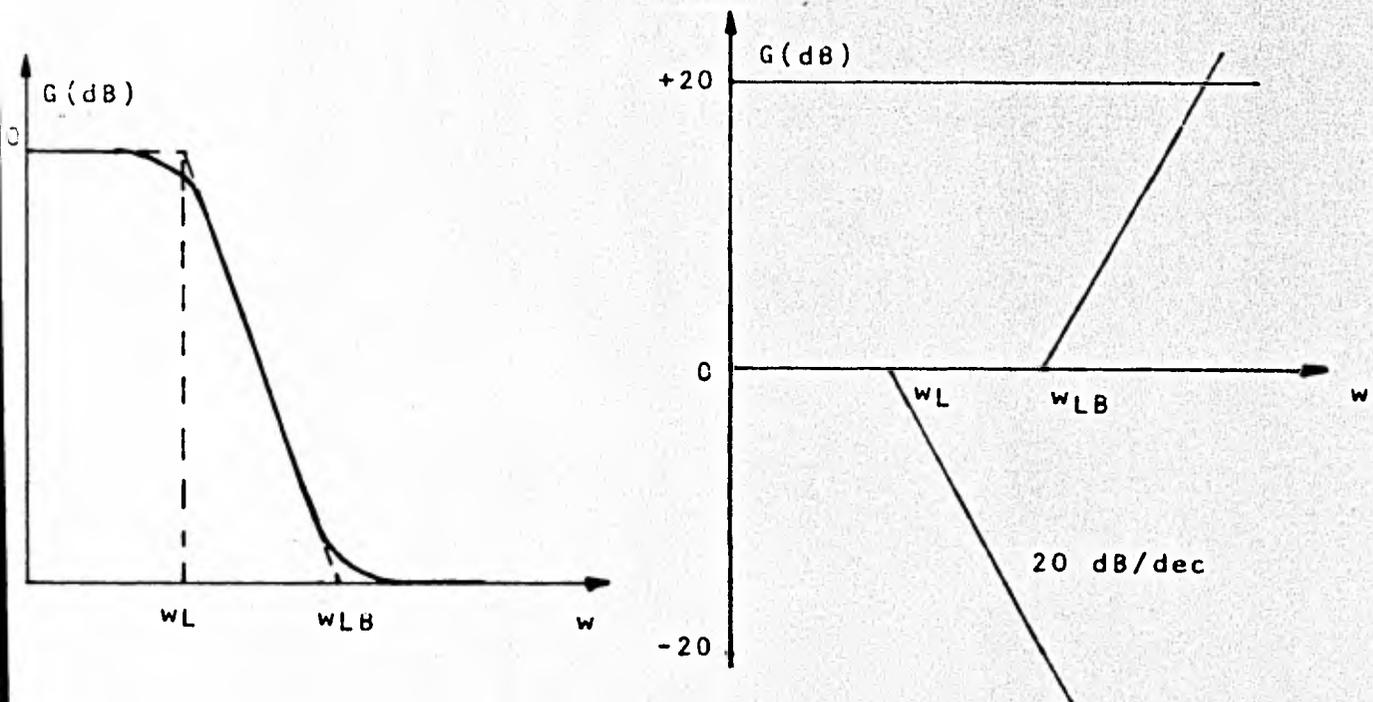


Figura 11. Diagrama de Bode y Gráfica de funciones normalizadas, para el filtro paso bajas en posición de refuerzo.

Si hacemos $K=1$, las bajas frecuencias estarán atenuadas y la función de transferencia quedaría:

$$H(s) = - \frac{SC_1 R_1 R_2 + R_1}{SC_1 R_1 R_2 + R_1 + R_2}$$

Si analizamos su respuesta a la frecuencia, obtenemos - su diagrama de Bode y su gráfica de funciones normalizadas. Analizando la gráfica, de la ecuación característica obtenemos:

$$w_{LB} = \frac{R_1 + R_2}{C_1 R_1 R_2}$$

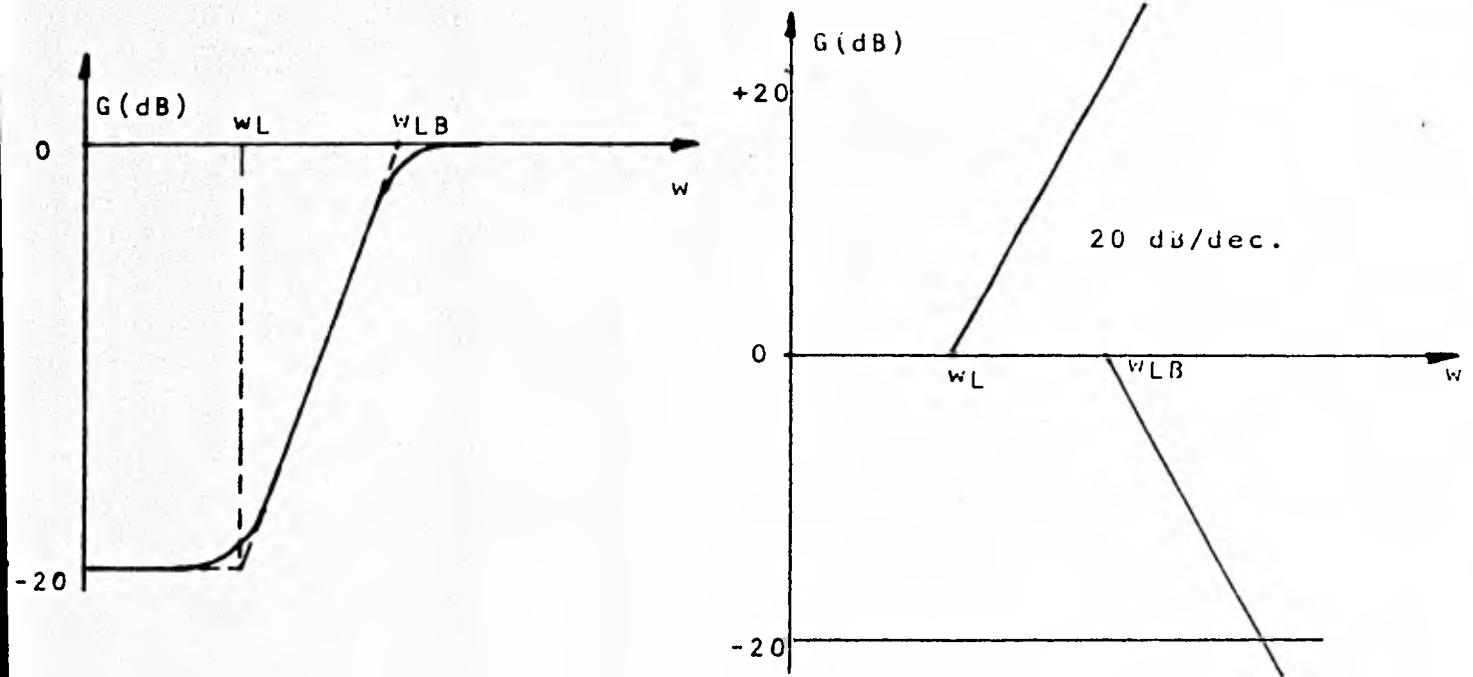


Figura 12. Diagrama de Bode y Gráfica de funciones normalizadas, para el filtro paso bajas en posición de atenuación.

La segunda parte a analizar, es el filtro paso altas, - el cual es mostrado en función de las posiciones del potenciómetro R_4 en la figura 13.

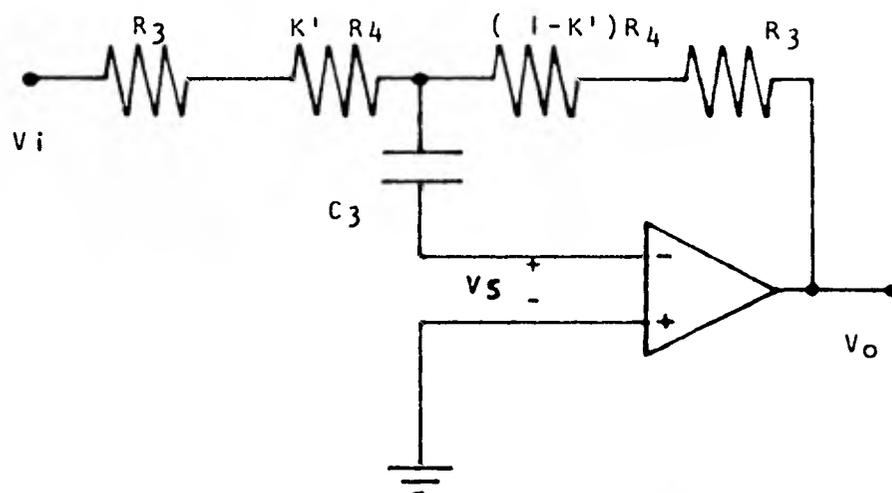


Figura 13. Filtro paso altas

Un circuito equivalente al anterior, es el mostrado en la figura 14, al cual, aplicando la ley de voltajes de Kirchhoff- obtenemos:

$$V_{C3} = \frac{(V_i - V_S) \left(\frac{1}{sC_3}\right)}{R_3 + K'R_4 + \frac{1}{sC_3}} = \frac{(V_i - V_S)}{sC_3(R_3 + K'R_4) + 1}$$

$$V_{C3} = \frac{-(V_o + V_S) \left(\frac{1}{sC_3}\right)}{R_3 + (1-K')R_4 + \frac{1}{sC_3}} = \frac{-(V_o + V_S)}{sC_3(R_3 + (1-K')R_4) + 1}$$

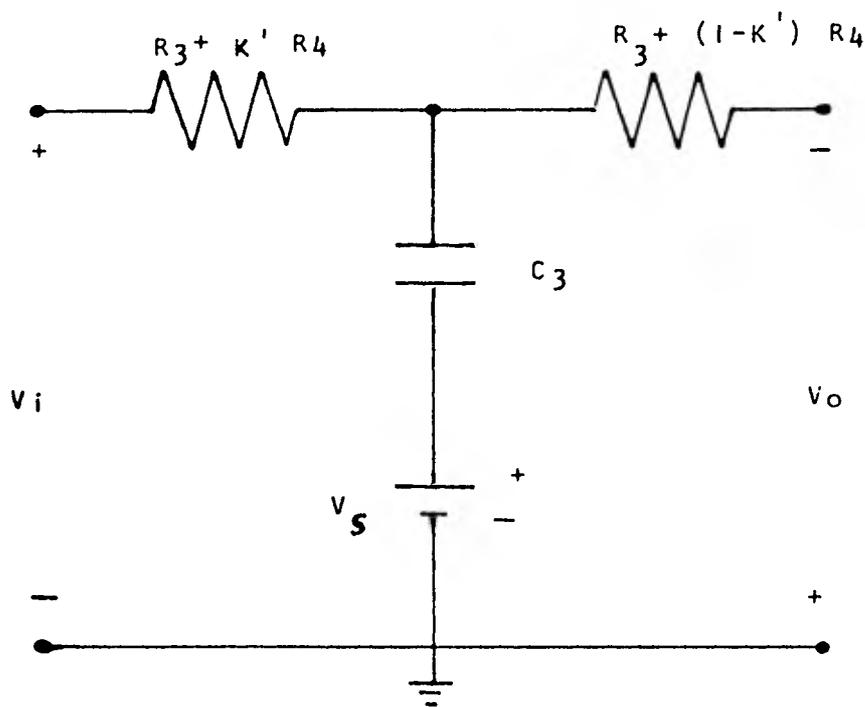


Figura 14. Circuito equivalente del filtro paso altas.

Igualando ambas ecuaciones y tomando en cuenta que ---
 $V_S = -V_O/A$, donde A, es la ganancia del amplificador y para el -
 análisis se tomará con un valor que tiende a infinito quedando -
 entonces:

$$\frac{V_O - \frac{V_O}{A}}{V_i + \frac{V_O}{A}} = \frac{V_O}{V_i} = - \frac{SC_3 (R_3 + (1-K') R_4) + 1}{SC_3 (R_3 + K' R_4) + 1}$$

La función de transferencia será:

$$H(S) = \frac{V_O}{V_i} = - \frac{SC_3 (R_3 + (1-K') R_4) + 1}{SC_3 (R_3 + K' R_4) + 1}$$

Al dar amplificación a las altas frecuencias, hacemos -
 $K' = 0$ quedando la función de transferencia al substituir ese va -
 lor:

$$H(S) = - \frac{SC_3 (R_3 + R_4) + 1}{SC_3 R_3 + 1}$$

En su gráfica de respuesta a la frecuencia se tendrían-
 los siguientes valores: $\omega_H = 2\pi f_H$ Y $\omega_{HB} = \frac{1}{10} \omega_H$. En base a la --
 gráfica de funciones normalizadas y de la ecuación característica
 de la función de transferencia, obtenemos: $\omega_H = \frac{1}{C_3} R_3$

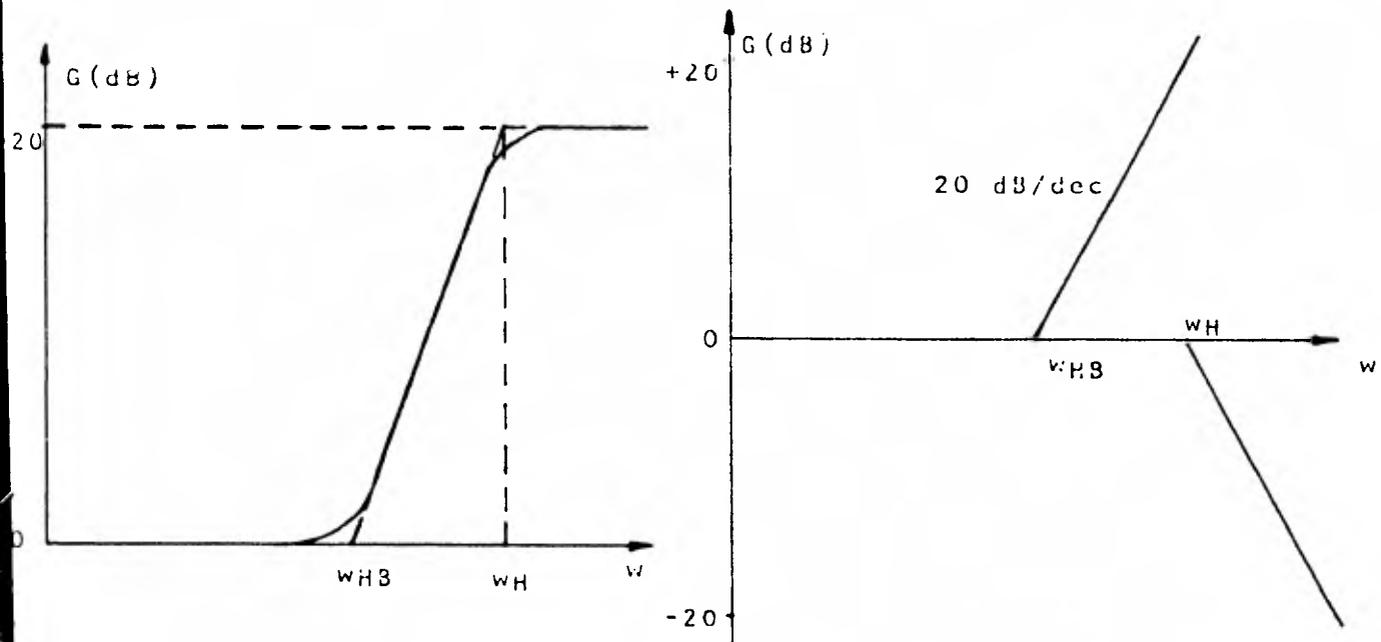


Figura 15. Diagrama de Bode y Gráfica de funciones normalizadas, para el filtro paso altas en posición de refuerzo.

Si hacemos $K'=1$, atenúamos las altas frecuencias, y la función de transferencia quedaría:

$$H(s) = - \frac{SC_3 R_3 + 1}{SC_3 (R_3 + R_4) + 1}$$

Analizando su respuesta a la frecuencia, obtenemos su diagrama de Bode con su respectiva gráfica de funciones normalizadas; de la ecuación característica, obtenemos: $w_{HB} = \frac{1}{C_3 (R_3 + R_4)}$

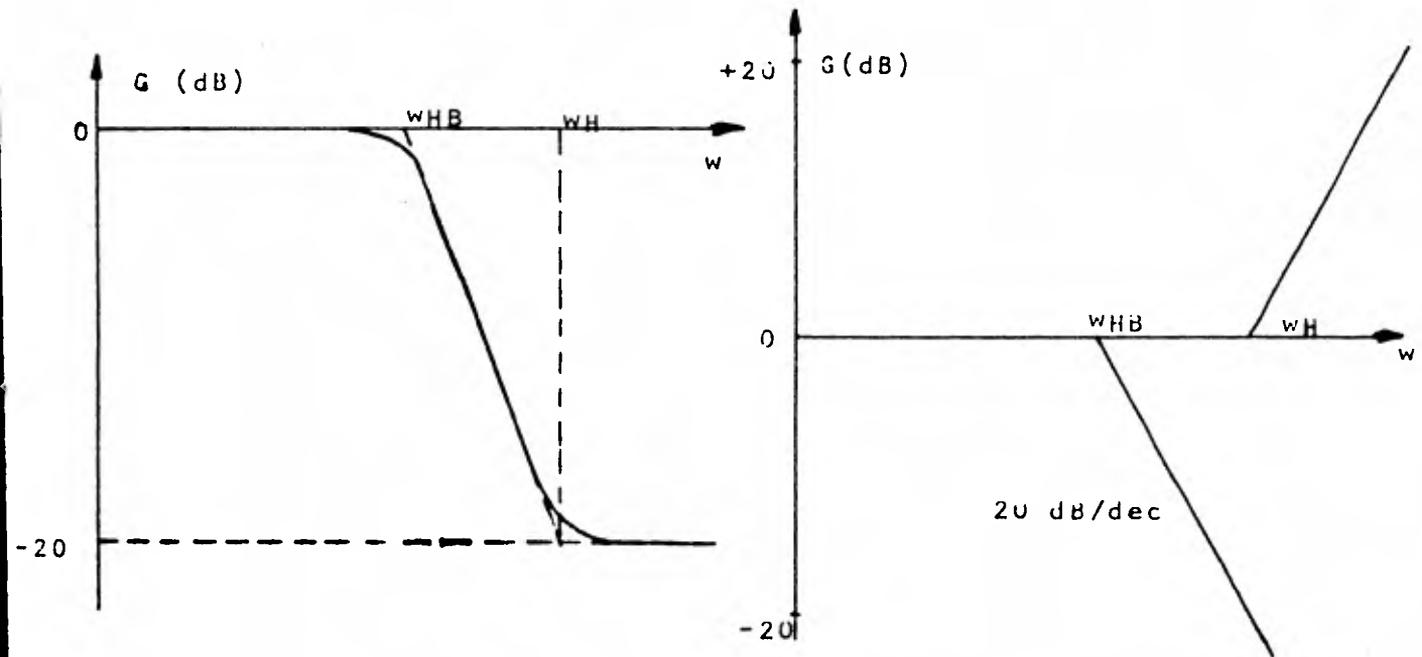


Figura 16. Diagrama de Bode y Gráfica de funciones normalizadas para el filtro paso altas en posición de atenuación.

Para simplificar el diseño, daremos a algunas variables valores arbitrarios y se harán algunas consideraciones para eliminar a otras variables, así:

$$R_5 = R_1 \quad \text{y} \quad R_2 = 100 \text{ K}\Omega$$

Si consideramos el circuito a muy bajas frecuencias, las impedancias de los capacitores serían muy grandes comparadas con las resistencias, por lo que, para la obtención de la ganancia de graves, se pueden considerar como circuitos abiertos con lo cual la ganancia está controlada por el potenciómetro de graves R_2 siendo el circuito equivalente el mostrado en la figura 17.

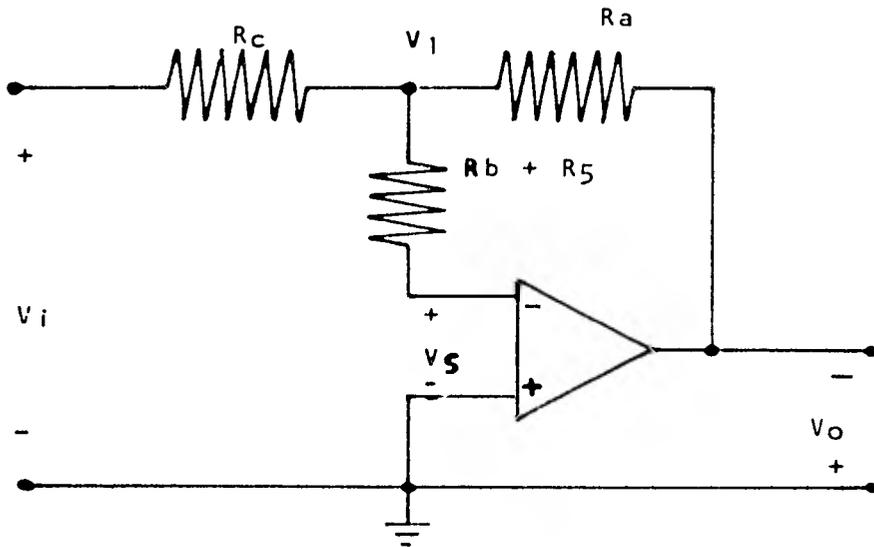


Figura 17. Circuito equivalente del control de tonos para muy bajas frecuencias.

donde:

$$R_a = \frac{(2R_3 + R_4)(R_2 + R_1)}{R_1 + R_4 + 2R_3 + R_2 + R_1} = \frac{2R_3R_2 + 2R_3R_1 + R_4R_2 + R_4R_1}{2R_1 + 2R_3 + R_4 + R_2}$$

$$R_b = \frac{R_1(R_2 + R_1)}{R_1 + R_4 + 2R_3 + R_2 + R_1} = \frac{R_1R_2 + R_1^2}{2R_1 + 2R_3 + R_4 + R_2}$$

y

$$R_c = \frac{R_1(2R_3 + R_4)}{R_1 + R_4 + 2R_3 + R_2 + R_1} = \frac{2R_1R_3 + R_1R_4}{2R_1 + 2R_3 + R_4 + R_2}$$

Obtenidas por transformación del circuito de conexión - delta a estrella. Por análisis de nodos obtenemos:

$$V_i \left(\frac{1}{R_c} \right) - V_1 \left(\frac{1}{R_c} + \frac{1}{R_a} + \frac{1}{R_b + R_5} \right) = 0 \quad \dots (1)$$

$$- V_o \left(\frac{1}{R_a} \right) - V_1 \left(\frac{1}{R_c} + \frac{1}{R_a} + \frac{1}{R_b + R_5} \right) = 0 \quad \dots (2)$$

de donde obtenemos que la ganancia de graves es:

$$\Delta v_B = \left| \frac{V_o}{V_i} \right| = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \quad (\text{máxima})$$

por lo que: $\frac{R_1 + R_2}{R_1} = 10 \quad (20 \text{ dB}) \quad \dots$

Al considera muy altas frecuencias, las impedancias de-

los capacitores son bastante pequeñas, por lo que, los podemos considerar como cortos circuitos, siendo entonces la ganancia -- controlada por el control de agudos R_4 obteniéndose el circuito, de la figura 18 obtenido por transformación del circuito de conexión de estrella a delta:

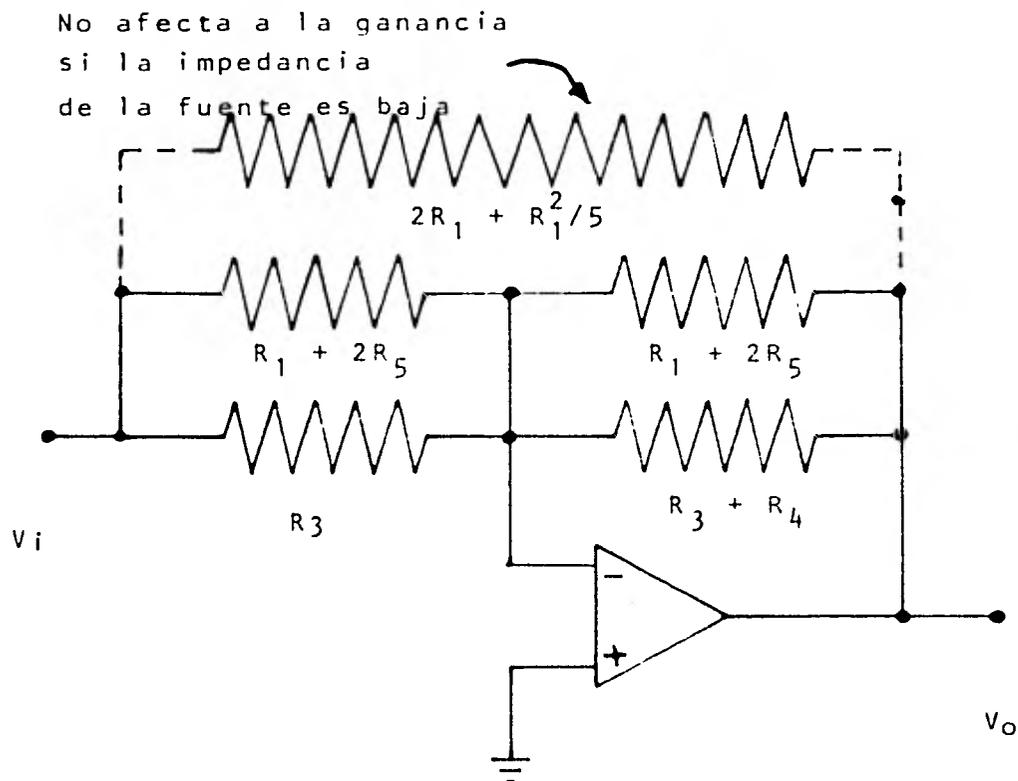


Figura 18. Circuito equivalente del control de tonos a muy altas frecuencias.

Obtenemos la ganancia de voltaje:

$$\Delta v_A = \frac{R_3 + R_1 + 2R_5}{R_3} \quad (\text{m\u00e1xima}) \text{ s\u00f3lo si } R_4 \gg R_1 + R_3 + 2R_5$$

$$\text{por lo tanto } \frac{R_3 + R_1 + 2R_5}{R_3} = 10 \text{ (20 dB) } \dots 11$$

De la ecuaci\u00f3n 1, y con el valor de R_2 dado obtenemos -

$$9R_1 = R_2$$

$$R_1 = \frac{R_2}{9} = \frac{100}{9} = 11.11 \text{ k}\Omega$$

aproximando: $R_1 = R_5 = 11 \text{ K}\Omega$

De la ecuación 11 y considerando que $R_5 = R_1$:

$$\frac{R_3 + 3R_1}{R_3} = 10$$

$$R_3 = \frac{3R_1}{9} = \frac{3(11)}{9} = 3.67 \text{ K}\Omega$$

$$R_3 = 3.6 \text{ K}\Omega$$

obtención de R_4 . Como $R_4 \gg R_3 + R_1 + 2R_5$, hacemos que:

$$R_4 \geq 10 (R_3 + R_1 + 2R_5)$$

$$R_4 \geq 10 (3.6 + 3 \times 11)$$

$$R_4 \geq 10 \times 36.6 \quad \text{por lo que consideraremos --}$$

que $R_4 = 500 \text{ K}\Omega$

Substituyendo los valores de resistencia antes obteni--
das en la ecuación

$$w_L = R_2 \frac{1}{C_1}$$

obtenemos

$$C_1 = \frac{1}{R_2 w_L} = \frac{1}{100 \times 60\pi} = 0.053 \mu\text{f}$$

aproximando

$$C_1 = 0.05 \mu\text{f}$$

de la ecuación

$$w_H = \frac{1}{C_3 R_3}$$

obtenemos

$$C_3 = \frac{1}{R_3 w_H} = \frac{1}{3.6 \times 20\,000\pi} = 0.005 \mu\text{f}$$

$$C_3 = 0.005 \mu\text{f}$$

con lo cual quedan obtenidas todas las variables del control de tonos.

CARACTERISTICAS DE LOS CIRCUITOS INTEGRADOS
QUE SE COMPARARON PARA EL DISEÑO DEL CONTROL DE TONOS

Los subsiguientes circuitos integrados contienen cuatro
amplificadores operacionales.

Caract. Circ. nt.	Voltaje Suministrado (V)	Corriente Suministrada (mA)	Slew Rate (v/ μ s)	CMRR mínimo
M348	18	4.5	0.5	70
M349	18	4.5	2.0	70
M741	18	2.8	0.5	70
M747	18	2.8	0.5	70
N52L044	22	0.4	0.5	60

C A P I T U L O I I I

REDUCTOR DE RUIDO DOLBY

ANTECEDENTES DEL SISTEMADOLBY

En 1949, aparece la estandarización de las cintas magnéticas (al mismo tiempo que la introducción del disco de 33 1/3 RPM), pudiendo palpar su fácil manejo y edición, y por otro lado, baja distorsión en todo el ancho de banda y su elevado rango dinámico.

Desde entonces también se hicieron notar los problemas existentes en las cintas como el hiss, atravesamiento de impresiones (print-trough) y diafonía (crosstalk).

Esto trajo como consecuencia que se hicieran cambios en la estructura de las cabezas magnéticas, en los estándares de ecualización y en los óxidos de las cintas; fue hasta 1966, después de 17 años, que Ray Dolby introduce su revolucionaria versión de su sistema reductor de ruido para cinta.

Esto va a significar el uso de este sistema por casi todas las industrias de grabación, y debido a los resultados obtenidos en el sistema, se hace inevitable que todas las grabaciones se hagan bajo los principios que impone el sistema Dolby. El primer sistema Dolby que se manufacturó, fue el Dolby A301, que es una versión profesional para estudios de grabación. A sólo cuatro años de su presentación, las principales compañías de la Industria de la Grabación, adquirieron con mucho entusiasmo varias unidades.

Siendo esto así, se puede considerar al sistema Dolby como la herramienta principal del ingeniero de grabación hoy en día. Los audiófilos -- conocedores, ya consideran al Dolby como una palabra común entre ellos, y en cuanto a las grabaciones de tipo hogareño se puede visualizar una alta potencialidad de consumo de un sistema reductor para grabaciones y para cintas pregrabadas.

El problema se presenta ahora, en torno a una versión hogareña del sistema Dolby A 301 ya que debido a su sofisticación, sería demasiado profesional y costoso como para lanzarlo al alcance de cualquier audiófilo aficionado. En este caso, el Dr. Dolby diseñó entonces un sistema que se adaptara a estas condiciones y lo llamó tipo "B".

EL TIPO "B" EN GRABADORAS COMUNES

El primer paso que el Dr. Dolby dió en el campo del consumo, fué otorgar una licencia para incorporar el sistema tipo "B" en la manufactura de una cierta grabadora. Una vez hecho esto, se presentó ante la prensa de alta fidelidad, una máquina grabadora Deck que contenía el sistema tipo "B". La prensa de alta fidelidad probó satisfactoriamente el reductor de ruido tipo "B" grandemente aceptado. Al haberse hecho esta presentación, sería ilógico pensar que se tuviera que comprar una grabadora nueva para poder tener este sistema. Se debe de tomar también en cuenta que existe un buen número de grabadoras en las manos del público, por lo que lo ideal sería poder tener un sistema reductor ya sea como unidad aparte en caso de poseer una grabadora, o poder tener la opción de incluir el sistema tipo "B" en la compra de una grabadora nueva. Para poder satisfacer ambos casos, sería necesario tener una versión externa como unidad independiente, similar a la que se tendría, como en la grabadora dicha anteriormente, que tiene incorporado el sistema tipo "B".

El 10 de febrero de 1970, la Advent Corp. introdujo su propia versión de una unidad independiente del sistema reductor tipo "B", la cual

llamaron "Caja Negra". Todo esto fué bajo la licencia de Dolby Laboratories y en la presentación de prensa a esta unidad se le llamó " Centro reductor de ruido para cintas ".

Habiéndose hecho esto se extendían las posibilidades a poder reducir el ruido de la cinta en diferentes formatos, como riel abierto, cartucho de ocho tracks y cassettes; así mismo se podrá tener la reproducción correcta de grabaciones pregrabadas con Dolby en cualquiera de estos formatos.

Ahora describiremos brevemente como trabaja el sistema profesional Dolby A 301 y el sistema Dolby tipo "B".

El sistema Dolby A 301, es una forma altamente sofisticada de compresión/expansión, que evade de una forma elegante los problemas que presentan este tipo de formas. Los sistemas de compresión/expansión generalmente operan a través de toda la banda de frecuencias a todos los niveles de señal y con condiciones dinámicas que puede llegarse a escuchar el --swishing y el resuello que son característicos en este tipo de circuitos. El sistema A 301 trabaja con señal a bajo nivel, de cuatro bandas de frecuencias independientes. Dichas bandas están colocadas para que el umbral de compresión esté a 40 db abajo del nivel pico de operación. Las bandas se encuentran divididas de la siguiente manera: Banda-uno, 80 Hz paso-bajas; Banda-dos, 80 Hz-3 KHz paso-banda; Banda-tres, 3 KHz paso-altas; Banda-cuatro 9 KHz paso-altas. La banda uno hace reducción de ruido en el rango de --frecuencias del zumbido (hum) y el rumble; la banda dos en el rango medio de audio (crosstalk , print-trough); banda tres y cuatro son las que se encargan de reducir el rango del hiss. Las bandas actúan conjuntamente en sus diferentes grados de reducción en sus respectivos rangos de frecuencias.

El A 301 está dividido en dos secciones, siendo una la encargada del proceso de grabación y la otra la encargada del proceso de reproducción. Cabe mencionar que aquellas señales que sean de alto nivel en amplitud, no van a ser alteradas por el sistema, ya que con estas características de amplitud el ruido de fondo llega a ser inaudible; por lo tanto, se puede deducir que el ruido que se llega a percibir se encuentra precisamente en los pasajes de bajo nivel. En el proceso de grabación, las señales de bajo nivel van a ser amplificadas 10 db hasta una frecuencia de 5KHz; más arriba de los 5 KHz la amplificación se va incrementando lentamente hasta llegar a 15 db a los 15 KHz y de ahí en adelante la ganancia se mantiene constante.

Una vez que la señal ya tuvo este proceso, va a poder ser grabada en cualquier grabadora profesional que no necesitará de ninguna modificación para poder usar el sistema Dolby. El proceso de la reproducción, sucederá inversamente al proceso de grabación, esto es que habrá una atenuación complementaria y exacta de las señales que fueron amplificadas.

Durante este proceso es cuando se va a efectuar la atenuación de ruido, que va a ser igual que la amplificación lograda por el compresor, 10 db hasta 5 KHz subiendo a 15 db hasta 15 KHz. De esta forma han quedado reducidos el hiss, print-trough y diafonía (crosstalk) a niveles donde quedan inaudibles. Todo este proceso no llega a alterar la respuesta en frecuencia ni se llega a presentar distorsión; así mismo no se llega a percibir la acción del sistema.

El sistema Dolby tipo "B" se va a desempeñar en la misma forma que el sistema Dolby A 301 sólo que debido a las limitaciones que se le presentan, sólo va a tener una banda diseñada para reducir el hiss. En las grabaciones de tipo hogareño el hiss ha sido el mayor obstáculo desde que estas se pudieron efectuar de manera tal, que esto ha frenado el crecimiento

de la grabación de cintas e inclusive ha llegado a limitar la venta de cintas pre-grabadas. En cuanto al print-trough y diafonía (crosstalk) no ha representado un problema de tal magnitud como en el caso del hiss, y en la mayoría de los casos, a éstos efectos no se les ha tomado en cuenta ultimamente. De la misma forma que el sistema A 301, el sistema tipo "B" tiene un procesador de grabado y otro de reproducción, y a la hora de ponerlo en práctica no existe ninguna alteración en la señal de audio bajo ningún parámetro. Básicamente la finalidad del sistema tipo "B" es reducir el hiss de la cinta en una sola banda de frecuencia.

EL SISTEMA TIPO "B" COMO UNIDAD INDEPENDIENTE

El sistema tipo "B" en su versión independiente es lo que se le denominó "Caja Negra", y en un equipo de "Alta Fidelidad" se debe operar entre el amplificador y la máquina grabadora, o en el caso de tener un preamplificador, estará entre éste y el amplificador de mando. En las primeras versiones de la "Caja Negra" que salieron al mercado, los fabricantes llegaron a ofrecer algunas características que hacían más atractiva la versión, como: controles de nivel de entrada independientes para cada canal, tanto para micrófonos como para la línea, y a su vez existía la posibilidad de mezclados de estas dos entradas, facilidad que no en todas las grabadoras se presenta; también existían controles de nivel de salida para poder satisfacer correctamente las limitaciones de cualquier preamplificador, amplificador o receptor de radio; se contaba también con un filtro multiplex que elimina la interferencia de una portadora multiplex o un tono piloto de frecuencia ocasionado por un sincronizador; se presentó a su vez la facilidad de un llamado control

master para ambos canales que permite tener un nivel de grabación determinado sin que se llegue a afectar el balance estéreo de los canales o de las entradas individuales.

Esta versión de Dolby es necesario calibrarla para su uso óptimo, por lo que en las "Cajas Negras" se encontraban también, indicadores de calibración, un oscilador interno de tono-test y dos niveles Dolby que permiten llegar a la unidad a un estándar de características de -- cintas Dolbyizadas, que abarca también a las cintas pregrabadas comercialmente. La manera de hacer las conexiones correctas de este sistema es de la siguiente forma:

Las salidas para grabadora del preamplificador serán conectadas a las de entradas de la Caja Negra; de las salidas "a la grabadora" de la Caja Negra, se conectarán a las entradas de la máquina grabadora, y de las salidas de la máquina grabadora, se conectarán a las entradas de la caja negra llamadas "De La Cinta", para que finalmente la "Salida - amp" de la caja negra se conecte a la entrada "Tape Monitor in" del preamplificador. Una vez realizadas correctamente estas conexiones, lo que resta es calibrar el sistema, y para ello se usarán cintas que tienen un cierto nivel de flujo magnético a una cierta frecuencia. Para el caso de una grabadora de riel se deberá de usar una velocidad de 7 1/2 ips., y se tendrá una referencia de flujo de 185 nanoweber a 700 Hz. Si sólo se va a reproducir una cinta, se deberá de poner por medio de los controles de nivel de reproducción en la Caja Negra a la aguja de los indicadores de calibración en una marca inscrita; una vez hecho esto, dichos controles ya no se deberán mover ni tampoco los de ganancia de salida en la grabadora de cinta.

Si se desea grabar una cinta con Dolby, primeramente se operará el oscilador interno de la caja negra, después se pondrán en alguna posición determinada (digamos cerca de la media) los controles de ganancia de entrada en la grabadora de cintas, de igual forma se pondrán en alguna posición cerca de la media de los controles de nivel de calibración en la caja negra, una vez hecho esto, se grabará la señal por algunos segundos y a la hora de reproducirla los indicadores de calibración deberán tener una deflexión hacia la marca inscrita. En caso de que no llegue a suceder esto, se deberá repetir el proceso ya sea modificando los controles de ganancia de entrada en la grabadora o de los controles de calibración en la caja negra, según sea el caso. Una vez que todo ha quedado calibrado, los controles mencionados ya no se deberán mover. En el caso de que se vaya a utilizar una máquina grabadora de cassettes, el proceso de calibración será el mismo, sólo cambiará la referencia de flujo que ahora será de 200 nanoweber/metro a 440 HZ.

EL SISTEMA DOLBY EN OPERACION

De las primeras grabaciones hechas con Dolby, se logró que éstas fueran sumamente claras lo cual se notó especialmente en los pasajes de silencio, el hiss había desaparecido casi totalmente; lógicamente esto trajo como consecuencia una alta claridad de grabación, y en la presencia de pasajes extremos se notaba un gran rango dinámico. Esto se puede verificar si el sistema se pone a prueba con alguna grabación en la que se muestra la fuerza llena de una orquesta y a la vez hay pasajes de descanso con el solo de algún instrumento. Si se va a grabar la señal

de un receptor FM o de un disco, usando el circuito Dolby, la relación señal - ruido lograda, será tan buena como la existente en la fuente de señal. El sistema reductor de ruido "Dolby" no puede remover el ruido que ya viene en la señal. Si se desea poner a prueba el sistema reductor y obtener resultados satisfactorios, la mejor forma de hacerlo es mediante una grabación en vivo usando adecuadamente los micrófonos y su colocación.

El siguiente paso que el Dr. Dolby debió considerar fue el de la manera de economizar el sistema para poder estar al alcance de la mayoría. El sistema Dolby como unidad independiente representaría un costo de -- alrededor de \$ 200.00 dls. para poder tener acceso en esa forma; de igual forma sería ilógico pensar que sólo hubiera una versión para la manufactura de grabadoras, y sólo de esta forma se pudiera tener acceso al sistema.

Después de hacer nuevos proyectos en los laboratorios Dolby, se llegó a obtener un sistema como unidad independiente con un costo entre \$50 dls. y 100.00 dls, que sería un caso mucho más accesible al sistema.

De cualquier forma otra de las ventajas que presenta el sistema -- Dolby es que se pueden obtener resultados satisfactorios a bajas velocidades de grabación y por consiguiente un ahorro en la cinta, lo que es muy favorable si se va a usar cassettes. El sistema Dolby por consiguiente incrementará el consumo de cintas pregrabadas.

CONSIDERACIONES PARA EL DISEÑO DEL SISTEMA DOLBY

El mayor impedimento para poder reproducir música a nivel de un consumidor, ha sido la indeseable relación señal-ruido. Desde la aparición

del cassette, no se ha podido llegar a un nivel que se le pueda considerar propiamente de alta fidelidad tanto en la reproducción como en el grabado de esta forma, y en la transmisión de FM STEREO y el disco fonógrafo los resultados no han sido del todo satisfactorios. Estos problemas, se creyó en gran parte se iban a solucionar con los descubrimientos de las nuevas cubiertas de cintas magnéticas, pero en los estudios hechos se pudo asegurar que la relación señal-ruido de las cintas está muy próxima al valor impuesto por la teoría.

Dada esta situación se hicieron numerosos intentos de poder idear un sistema de reducción de ruido, pero todos estos intentos han mostrado finalmente alguna deficiencia por lo que su futuro fué muy reducido.

En los sistemas de sólo reproducción se trata al ruido como si ocupase un lugar independiente que la señal, por lo que para poder diseñar un sistema de reducción de ruido, se tendrá que tratar a la señal y al ruido en diferentes términos lo que podría ser frecuencia y/o nivel. En la siguiente figura (1) se puede ver que el ruido cuando pasa a través de una red de ponderación standar que simula la sensibilidad del oído, se encuentra en un rango de 1 a 4 KHZ; dicho experimento fué hecho con un cassette de óxido férrico. En este rango están muchas de las armónicas bajas y tonos fundamentales en la música, por lo que si se llegara a suprimir esto en el caso de bajos niveles habría una pérdida de información considerable.

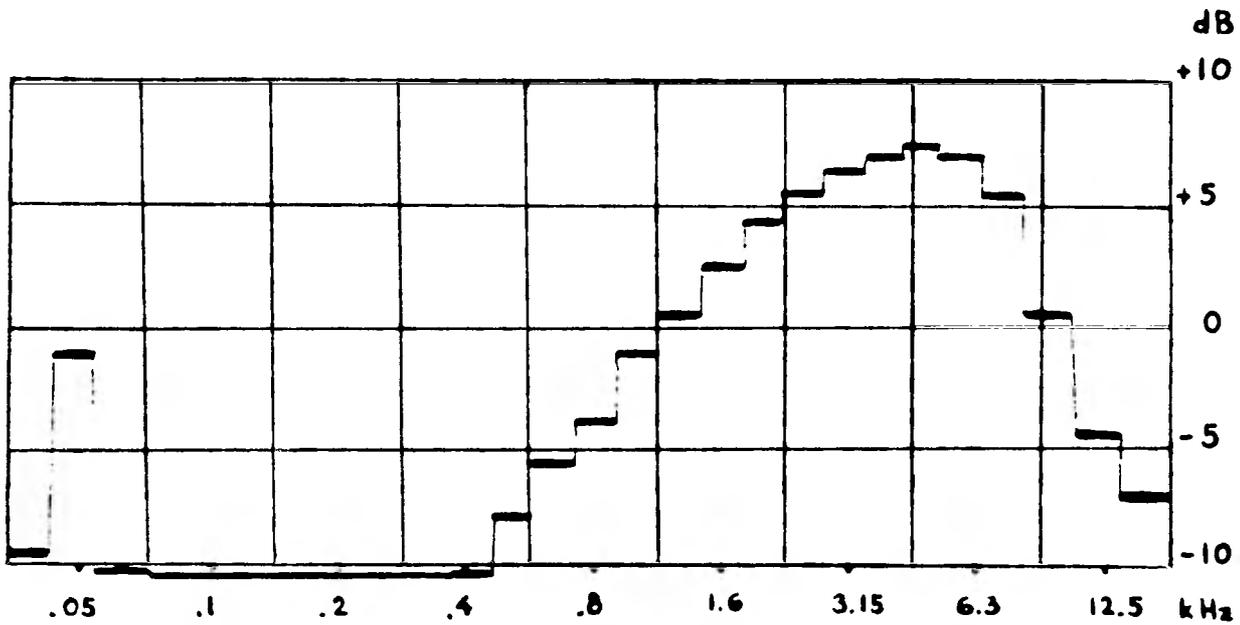


FIG. (1)

Espectro de ruido de una red de ponderación DIN de un cassette de óxido férrico de bajo-ruido tomado de la pantalla de un analizador de tiempo real. La escala vertical es únicamente relativa, las mediciones DIN de ruido mostrados fueron a -47db con respecto a 200 nwb/m. El contenido substancial de ruido presente cae -- correctamente justo dentro del rango de los tonos musicales fundamentales.

Los métodos en los que es necesario un procesamiento de señal o codificación en la grabación y reproducción, teóricamente son buenos pero en la práctica presentan algunos problemas. En el caso de pre y post-énfasis, la ganancia de las señales de alta frecuencia será mayor que la ganancia de las señales de baja frecuencia independientemente del nivel original; por lo que una señal de alta frecuencia y alto nivel puede saturar a los circuitos o a la cinta magnética, y su valor es muy limitado, como se puede ver en el caso de transmisiones de F.M. donde estos sistemas se han empleado por varios años y su beneficio no ha quedado totalmente definido. Debido a que los micrófonos modernos y los equipos de grabación reproducen altas frecuencias a amplitudes muy altas que llegan a rebasar a los estándares corrientes de FM, es necesario que en las transmisiones se usen limitadores para evitar sobremodulación y mantener así niveles adecuados de frecuencias medias y altas. En el caso de la grabación de cintas magnéticas, el uso de pre-énfasis no es recomendable debido a que la cinta se satura a bajos niveles en altas frecuencias; en el caso de los cassettes este problema llega a ser aún mayor, debido a su corta longitud de onda que hace aun más dificultoso el manejo de las altas frecuencias.

Otra forma de reducir ruido, sería mediante un compresor-expansor el cual va a comprimir el rango dinámico durante la grabación y lo expandirá en la reproducción. Este tipo de sistemas deberán de tener una operación muy precisa ya que, el compresor puede llegar a rebasar el nivel de la señal y como consecuencia se presentará distorsión o sobremodulación en caso de que la señal sea transmitida.

Al escuchar una grabación que ha sido tratada con compresor se presenta una modulación de ruido, que es otro de los inconvenientes de estos sistemas. En una grabación haciendo uso de un compresor de banda completa, los pasajes de bajo nivel serán grabados a un nivel más alto, para que la reproducción sea a un nivel más bajo restaurando en forma correcta las dinámicas de la señal y reduciendo el ruido. En los pasajes de alto nivel por consiguiente no se podrá hacer reducción de ruido, ya que se necesitaría aumentar su nivel, trayendo como consecuencia una sobrecarga. Para poder hacer el uso de un compresor de este tipo se necesitaría eliminar por otro medio el ruido cuando el nivel sea alto. Si para el caso de un golpe de alto nivel de una batería, este no produciría hiss en altas frecuencias; en este caso la batería y otros instrumentos presentarán modulación de ruido durante la reproducción, cada nota es acompañada con un "swish" cuando los niveles aumentan en la duración de la nota. Existen algunos materiales en los que casos como este no son audibles, por lo que el uso de un compresor se limita aún más.

En la actualidad, las grabaciones master son de muy alta calidad, y dada la variedad, de materiales que actualmente se tienen, es de donde se debe partir para encontrar un sistema reductor de ruido con resultados satisfactorios para el uso casero. Los equipos de reproducción de nuestros días para uso casero, llegan a presentar muy baja distorsión y un rango ancho de frecuencias, lo que hace que sean más notorios efectos que anteriormente pasaban desapercibidos. Así

mismo a la hora de la reproducción, ésta debe ser exacta y no debe de venir acompañada de algún ruido audible; el sistema no debe de requerir ajustes especiales para los parámetros según sea el caso del programa y su uso práctico en la industria no va a requerir modificaciones en la práctica profesional de grabaciones master, duplicaciones o transmisiones.

EL SISTEMA DOLBY TIPO "B" COMO CIRCUITO

El circuito Dolby tipo "B" es un diseño especial de un compresor que no presenta los problemas de los compresores comunes. En pocas palabras el circuito es de compresión y expansión de bajo nivel en un rango de frecuencias que varía en ancho de banda conforme cambia la señal.

En las grabaciones de tipo casero se ha podido determinar que la mayor parte del ruido se presenta en las frecuencias medias y altas esto es de los 500 Hz. hasta el límite superior de audibilidad. Bajo estas condiciones se diseñó el circuito Dolby tipo "B". Para poder ajustar los parámetros del sistema automáticamente en función del nivel de la señal y su espectro, se hizo un circuito de realimentación de control que complementa la obturación psicoacústica que ocurre naturalmente en el curso del programa. En la siguiente Fig. (2), se presenta el sistema reductor de ruido Dolby tipo "B" en su versión de bloques. Para poder codificar y decodificar (durante la grabación o transmisión y durante la reproducción o recepción), habrá necesidad de hacer switcheo para tener acceso a los dos circuitos que son muy similares, casi iguales.

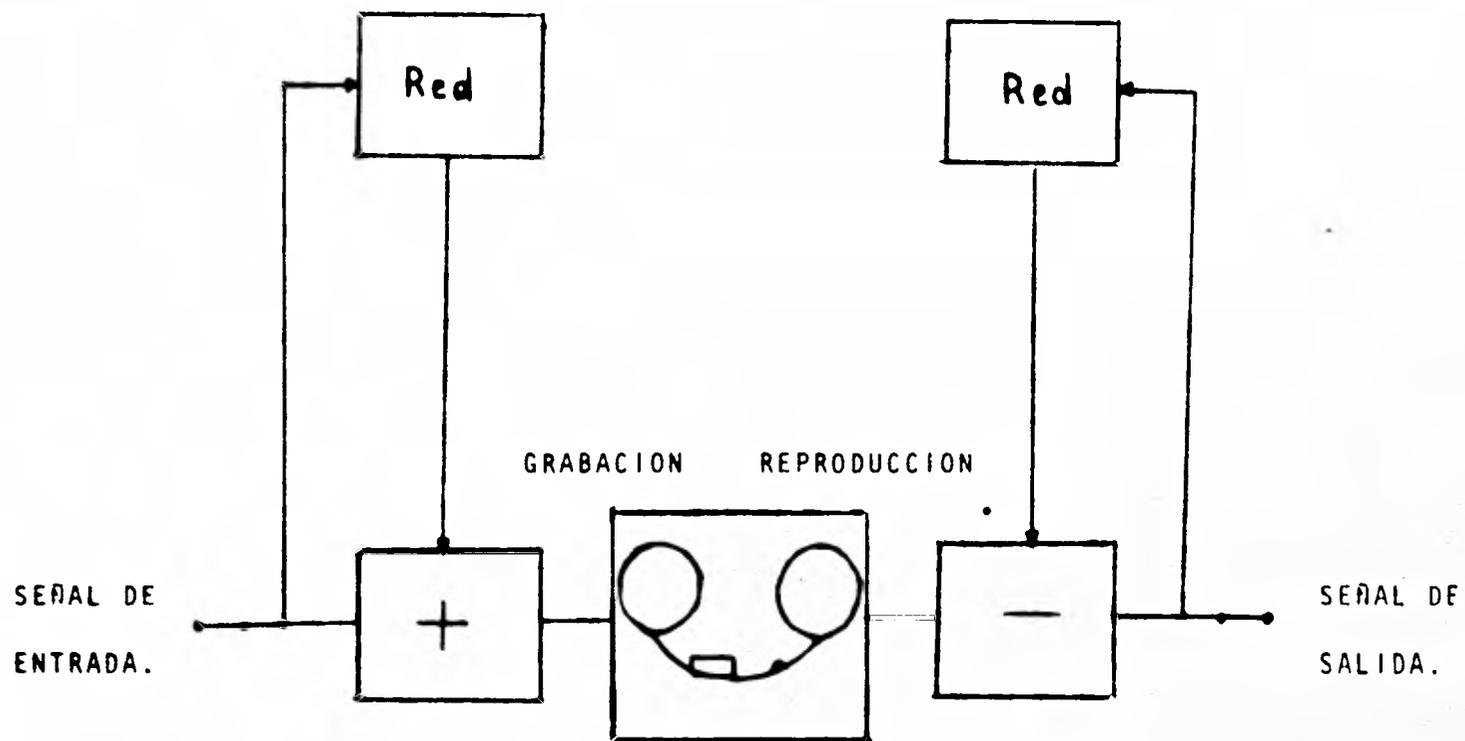


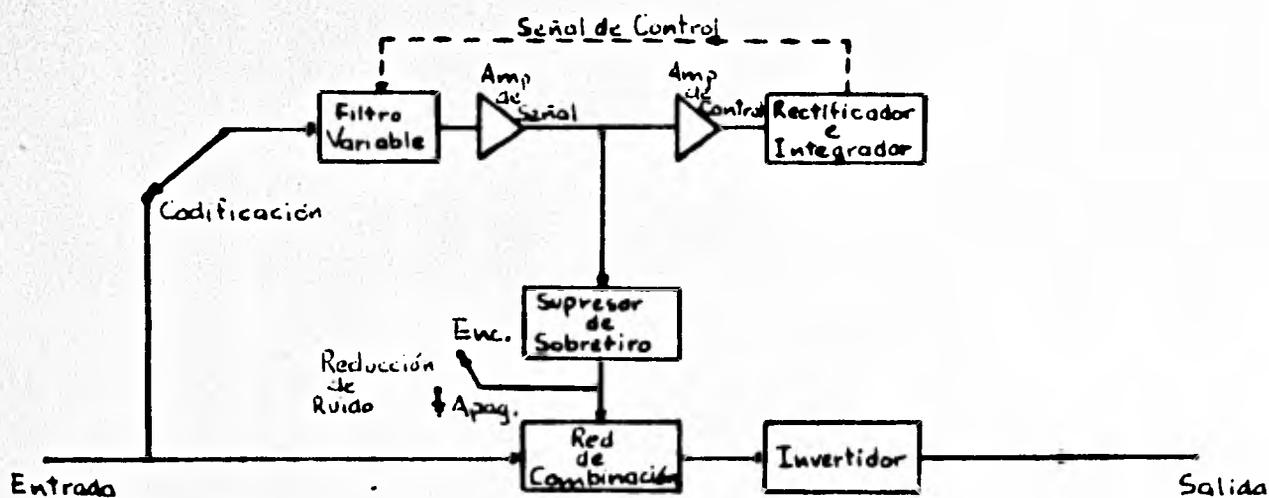
FIG. (2)

Diagrama de bloques de un circuito reductor de ruido tipo Dolby como se usa en una típica cadena de grabación - reproducción.

Para poder llevar a cabo la compresión y la expansión, las características del sistema tienen que ser fijadas y referidas a un nivel Dolby estandarizado, que para los cassettes es de 200 nanowebers/m y para el caso de una estación de FM el nivel tiene una variación de ± 37.5 KHz.

En la siguiente FIG. (3) se puede ver un diagrama de bloques donde se observa el circuito tipo "B" con codificación y decodificación. Del diagrama anterior, el filtro variable es un paso altas que va a tener una frecuencia de corte que es función directa del voltaje de la señal de entrada; el rectificador e integrador va a ser el que le va a entregar al filtro un nivel de voltaje proporcional de C.D. con respecto a la señal de entrada.

Durante la codificación, la trayectoria que se va a seguir va a ser la siguiente:



Las señales que sean menores de 500 Hz. no van a poder pasar por el filtro. Las señales que sean mayores de 500 Hz. pero de bajo nivel, pasarán por el filtro y seguirán el camino marcado hasta llegar a la red combinadora. Si se llegan a presentar señales de más de 500 Hz. pero de

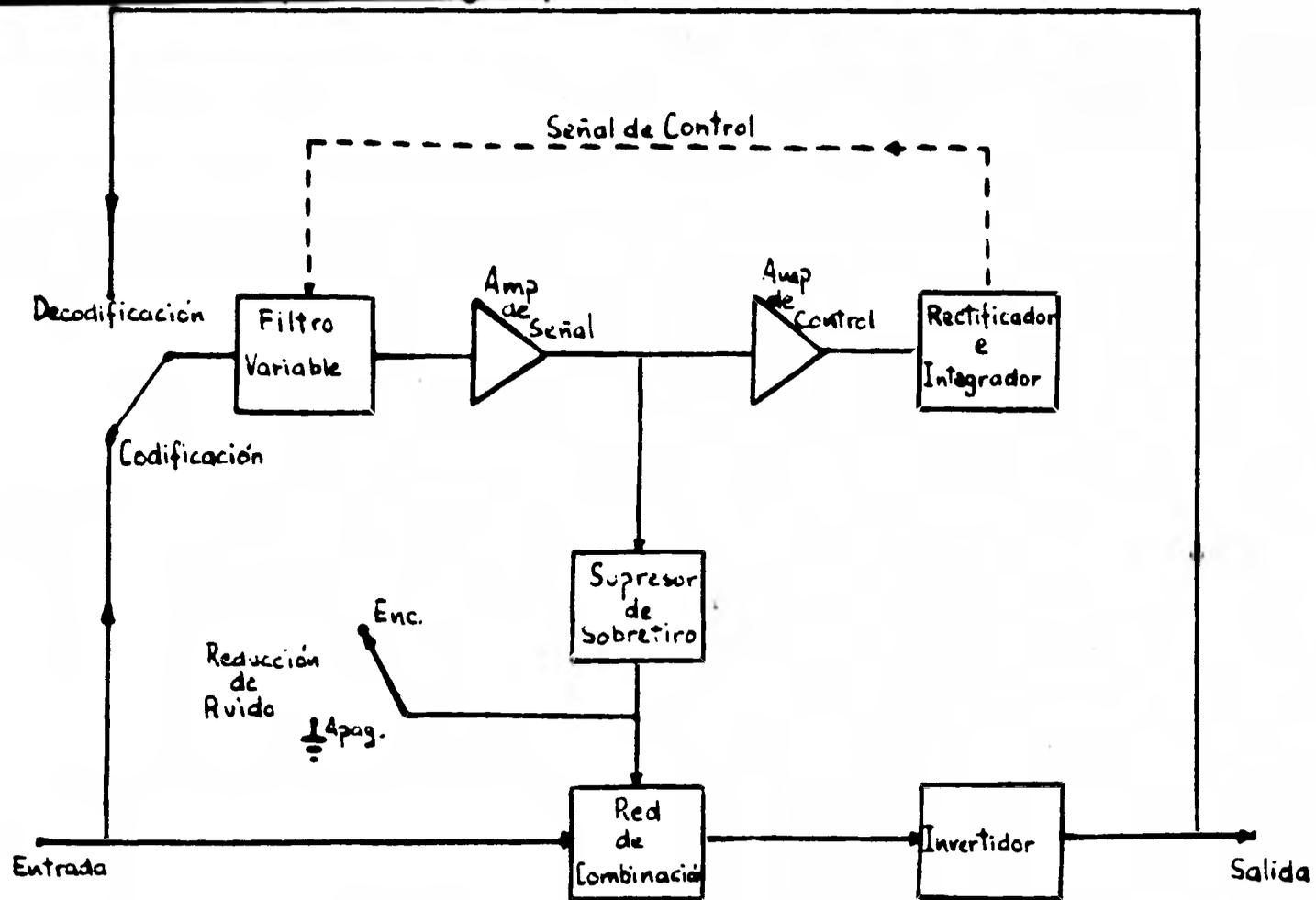


FIG. (3)

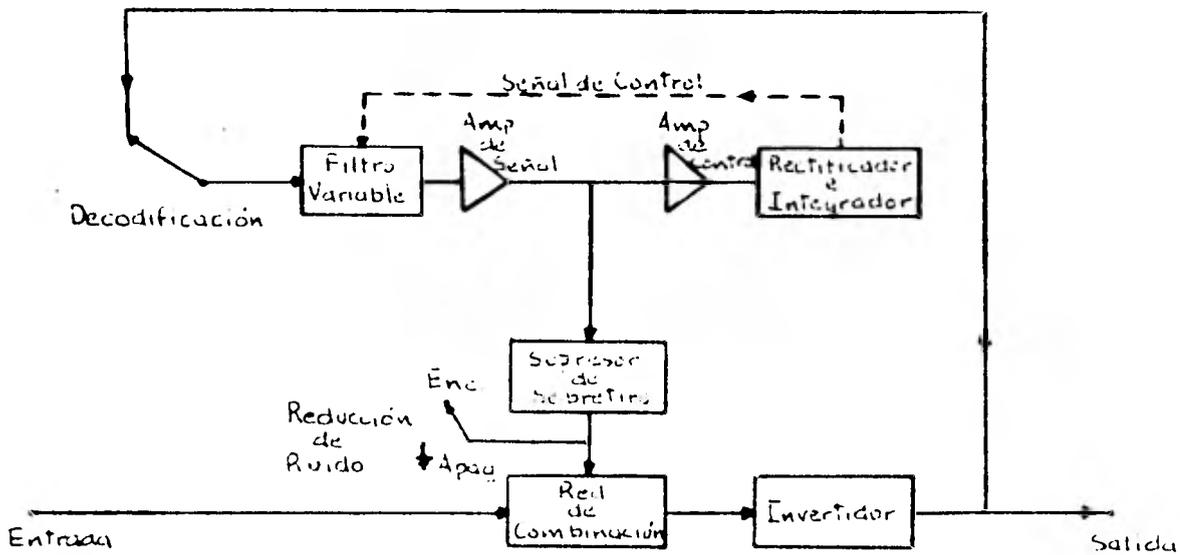
Diagrama de bloques de un circuito reductor de ruido Dolby tipo "B"

La configuración mostrada puede ser conmutada para codificar o decodificar una señal.

alto nivel, van a ser bloqueadas por el filtro ya que actúa el rectificador e integrador y se aumenta la frecuencia de corte.

Una vez efectuado lo anterior a la salida, se logrará que las señales de alta frecuencia (a partir de los 500 Hz.), sean de alto nivel.

Para la decodificación al señal va a seguir la siguiente trayectoria:



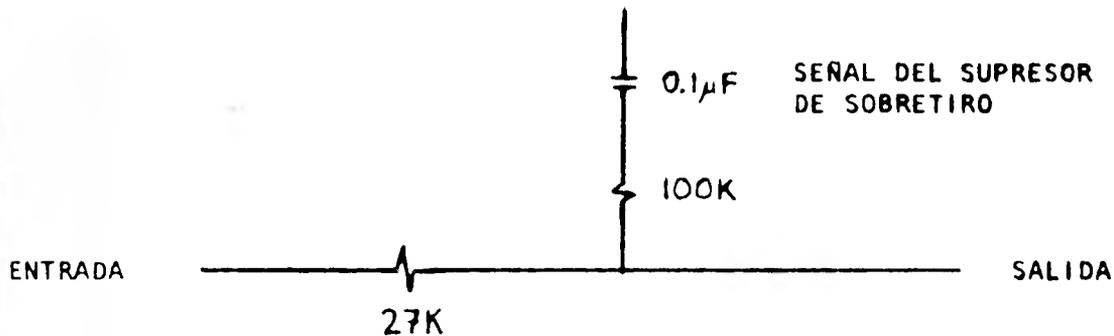
A la entrada se va a tener una señal previamente codificada, la cual va a pasar por la red combinadora para luego ser invertida 180° y de ahí pasar al filtro variable. En el filtro se van a presentar componentes de alto nivel por lo que la frecuencia de corte va a aumentar y sólo van a pasar componentes de muy alta frecuencia; una vez que pasan por el filtro, dichos componentes llegarán a la red combinadora lo que hará que se reduzca el nivel de la señal; posteriormente la señal reducida pasará por el inversor y llegará otra vez al filtro variable haciendo que éste baje la frecuencia de corte por medio de la señal de control, permitiendo que las señales de frecuencias medias sufran estos efectos.

RED COMBINADORA

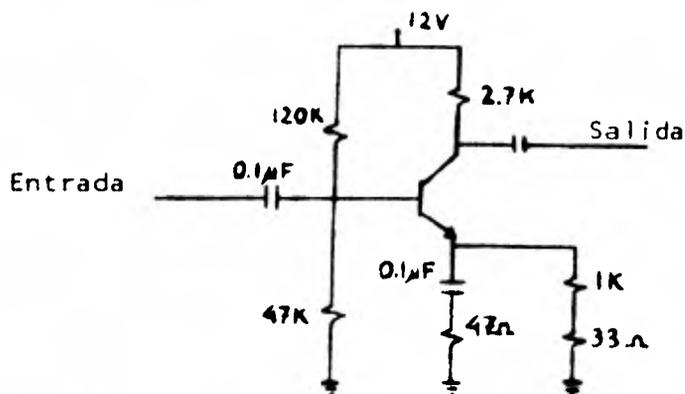
La red combinadora es simplemente un punto en donde se combina la porción de señal que no pasó por el filtro, y la porción que pasó a través de él y sale por el supresor de sobretiro.

Una vez que las señales llegan a dicho punto, se van a sumar para de ahí pasar al inversor.

Partiendo del diagrama, la red combinadora tiene la siguiente configuración:

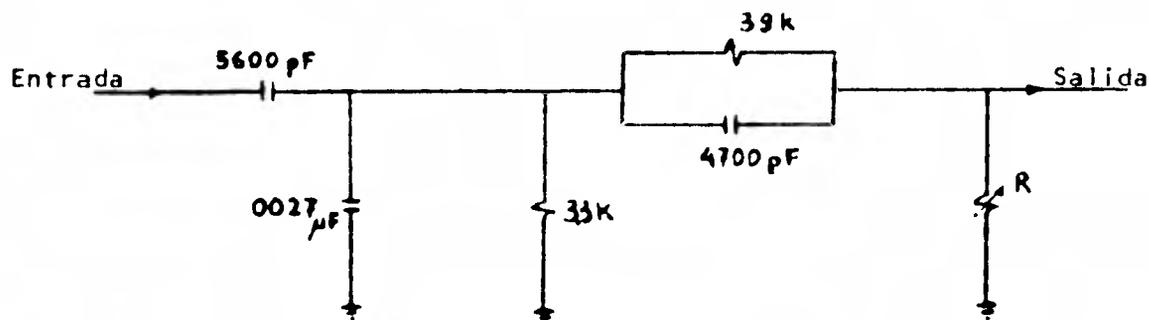
AMPLIFICADOR DE CONTROL

El amplificador de control consta de un transistor cuya configuración es del tipo Emisor común. En este tipo de configuración la señal de entrada se aplica a la base del transistor y la salida se toma por el colector; la ganancia de voltaje tiende a ser grande y existe una inversión de 180° a la salida. La configuración de este amplificador es la siguiente:



EL FILTRO PASO ALTAS

La frecuencia de corte del filtro puede variar de 500 Hz. en adelante, abajo de dicha frecuencia simplemente se atenúan las señales. La frecuencia de corte del filtro irá variando dependiendo de la resistencia que se presente entre Drain y Source del FET, la cual es función del voltaje que se aplique al Gate del FET. En general se puede decir que este filtro opera como un filtro paso altas. Su configuración es la siguiente, donde R es la resistencia del FET.

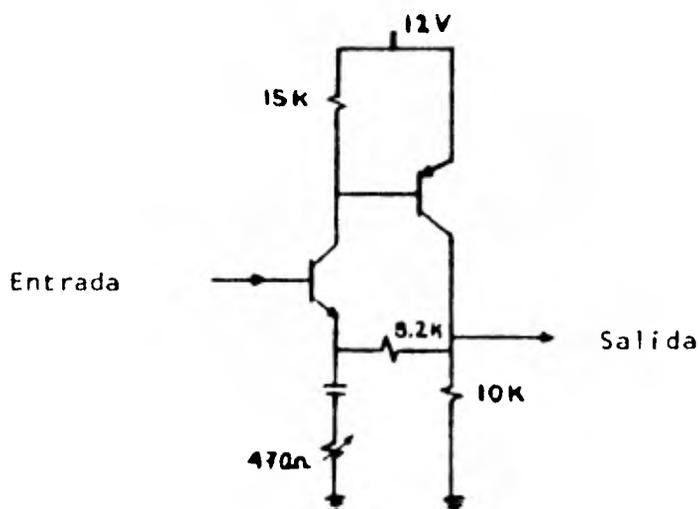


AMPLIFICADOR DE SEÑAL

Este amplificador consta de un arreglo de dos transistores que operan como un Darlington. Para nuestro caso el arreglo será de un transistor NPN con un PNP, lo que en el Darlington es de dos NPN. La señal entrará por la base del NPN y su colector estará conectado a la

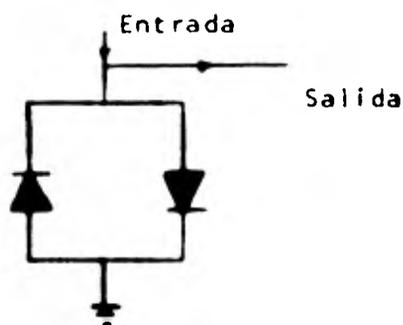
base del PNP el cual tendrá su emisor a V_{cc} . El emisor del primer transistor y el colector del segundo se unirán a través de una resistencia de 8.2 K y la salida de este arreglo se tomará del colector del segundo transistor. Un Darlington común y corriente tendrá los colectores a un mismo punto y el emisor del primer transistor irá a la base del segundo transistor.

El diagrama de este arreglo es el siguiente:



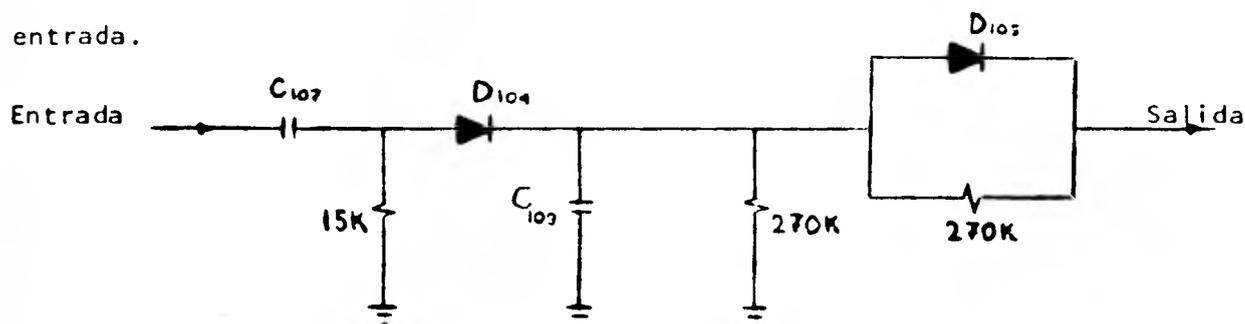
SUPRESOR DE SOBRETIRO

Este es un arreglo de dos diodos colocados al mismo punto e inversos uno del otro, de manera que en ciertos casos conducirá uno de ellos y para otros casos el otro. Cuando el nivel de la señal sea mayor de 0.7V uno de los diodos se activará y la señal se irá a tierra; lo mismo sucederá si la señal llega a ser menor a -0.7 V. El diagrama de este arreglo es el siguiente:



INTEGRADOR Y RECTIFICADOR

El capacitor C_{107} va a servir para eliminar la componente de directa que se presenta con la señal de entrada, y la resistencia de 15 K va a servir para que dicho capacitor se descargue. La señal se va a rectificar por medio del diodo D_{104} y posteriormente la señal se integrará por medio de C_{109} y la resistencia de 270K. El diodo D_{105} y la resistencia de 270K operan como un limitador y a la salida de este arreglo se tendrá una señal de directa proporcional a la señal de alterna que se tenía a la entrada.



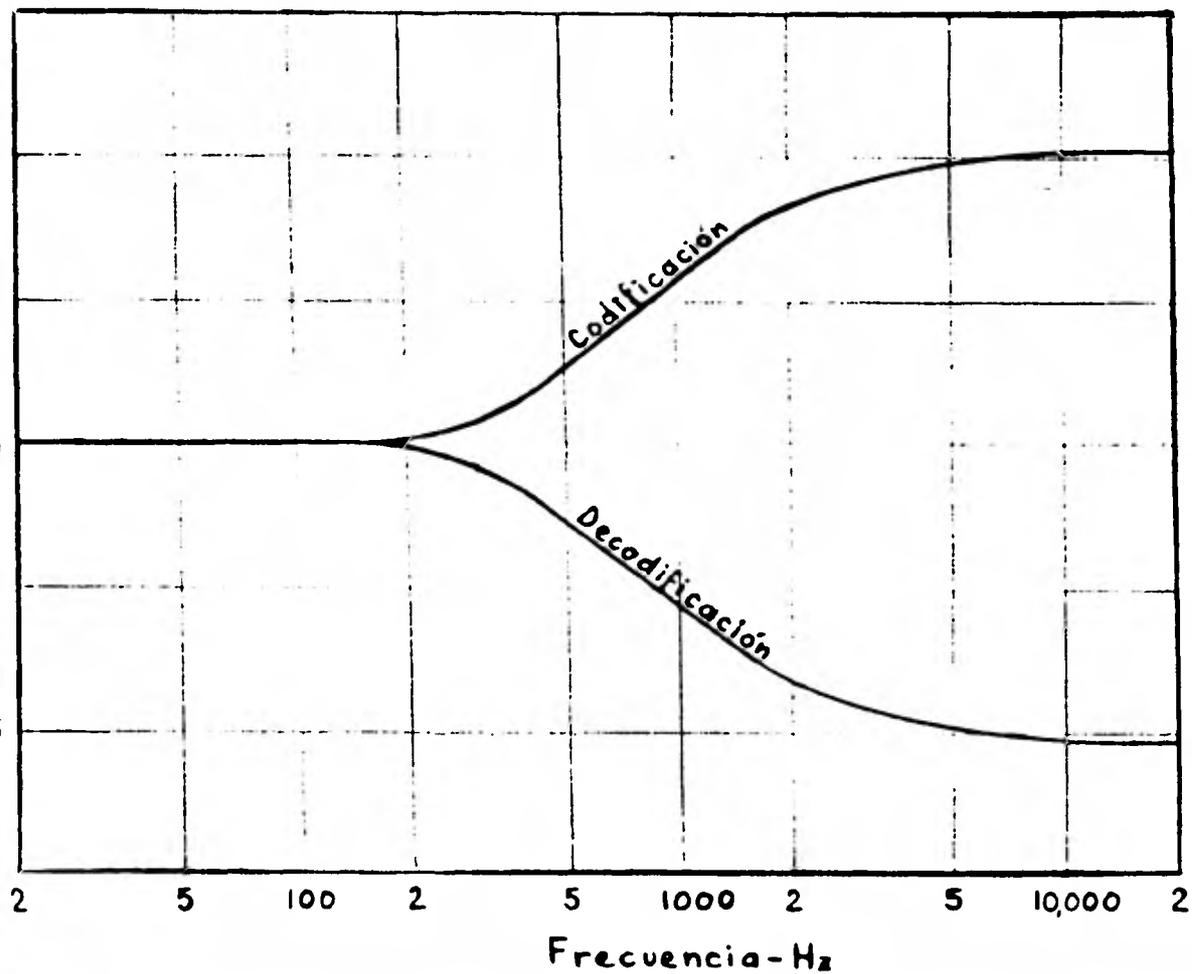
Cuando los niveles son muy bajos cerca del umbral, el cual a altas frecuencias está a 40 db debajo del nivel Dolby, la salida del filtro es débil y no se genera realimentación de d.c.; el nivel de señal de la salida de la trayectoria secundaria es proporcional al nivel de señal del filtro paso banda. La salida de todo el circuito será como se ve en la figura (4).

Si el nivel de la señal llega a rebasar el nivel de umbral, la salida rectificadora del filtro va a ser llevada al gate del FET donde se toma como realimentación negativa, y de esta manera se va a subir la frecuencia de corte para que la salida de la trayectoria secundaria no haga tan largo su incremento en proporción al cambio de nivel de la señal. Si se llegan a presentar niveles de señal grandes, el avance de ancho de banda del filtro será controlado por la realimentación de d.c., por lo que a la sa-

lida de la trayectoria secundaria se tendrán restos casi constantes junto al nivel Dolby. Por lo tanto a la salida del camino secundario no habrá efecto audible a bajas frecuencias y el efecto irá aumentando conforme aumenta la frecuencia y el nivel se decrementa alrededor de 40 db debajo del nivel Dolby. Cuando se presentan niveles altos el efecto de señal extra es angosto y no tiene significado; cuando los niveles de señal son bajos, en la codificación se incrementarán 10 db y se reducirá el ruido en el espectro requerido, siendo éstos niveles de mucha importancia.

El ajuste de la ganancia del lazo de realimentación logrará que la trayectoria secundaria cambie de ganancia-constante a salida-constante. Si se hace dependiente la frecuencia del amplificador de control, se hará una exacta variación óptima en el filtro paso banda cuando el nivel es cambiante. En las siguientes figuras (4 y 5) se puede ver la salida del circuito y la respuesta en frecuencia a diferentes niveles de un codificador tipo "B".

Para poder hacer el diseño de un compresor que maneje un ancho rango de frecuencias, se debe de tomar en cuenta el problema de la modulación del ruido. Si se presenta un pasaje de alto nivel en el programa con frecuencias diferentes a las del ruido existente, éste último permanecerá audible durante el programa en muchos casos. Estos pasajes no pueden ser incrementados durante la codificación ya que se presentaría una sobremodulación. Estas condiciones determinan que la compresión puede ser aplicada intermitentemente, y el ruido de altas frecuencias va a ser modulado audiblemente por componentes de la señal de medias frecuencias. El daño de la sobremodulación va a ser superado por el circuito tipo "B" ya que éste continúa su función cuando se presenten señales de alto nivel en su rango de operación y el control de realimentación no va a relevar el rango ascendente en frecuencia. Esto presenta completa reducción de ruido a frecuencias más altas que las contenidas por la señal.



Salida de un circuito tipo-B codificador y decodificador bajo condiciones de una señal de entrada de bajo nivel. las dos operaciones son simétricas y el resultado es una respuesta en frecuencia plana.

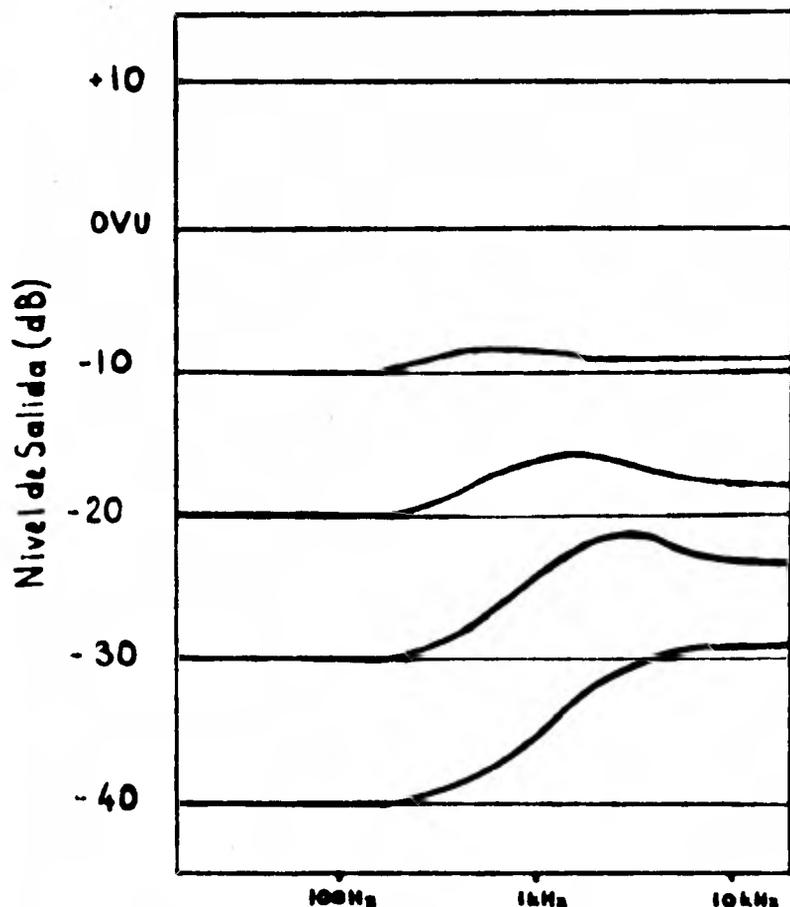


FIG. 5 Características de un procesador de codificación a diferentes niveles. La gradual reducción en refuerzo al incrementar el nivel elimina una posible saturación en la cinta.

Dado que el integrador tiene un diseño no lineal, el tiempo de ataque del circuito tipo "B" va ser desde 1 hasta 100 milisegundos y va a depender de la cantidad y rapidéz de cambio de la señal. En cuanto al tiempo de recuperación del integrador-rectificador va a ser de casi 100 milisegundos que es mas rápido que el del sistema auditivo humano.

Se ha comprobado que todos los compresores presentan sobretiro, inclusive el circuito tipo "B" pero mediante el uso de las dos trayectorias existe una reducción significativa en la amplitud del sobretiro, que sólo puede ocurrir en la trayectoria secundaria (donde puede ser suprimido sin llegar a afectar la señal principal), y dado que el sobretiro es angosto va a desaparecer cuando la señal sea decodificada. Si se llegan a presentar niveles bajos ó los cambios de nivel en la señal son lentos, no existe problema de sobretiro; si por el contrario se presentan cambios de señal rápidos y grandes, existen los diodos mencionados en el supresor de sobretiro que limitan los picos. La acción del supresor es limitar el sobretiro de la señal a una fracción relativamente pequeña del nivel máximo de la señal en la trayectoria principal.

Además, restringiendo la supresión del sobretiro a la trayectoria secundaria, se va a poder eliminar la distorsión audible que se llegue a introducir en la señal codificada. Mediante una acción complementaria que se presenta durante la decodificación, va a ser eliminado el pequeño sobretiro a que se hizo referencia anteriormente y junto con otros efectos en la codificación, la señal original va a ser restaurada. En la siguiente figura (6) se puede observar la codificación y la decodificación de una pequeña muestra de señal a 3 KHZ y su nivel va a cambiar de -40 a +6 db.

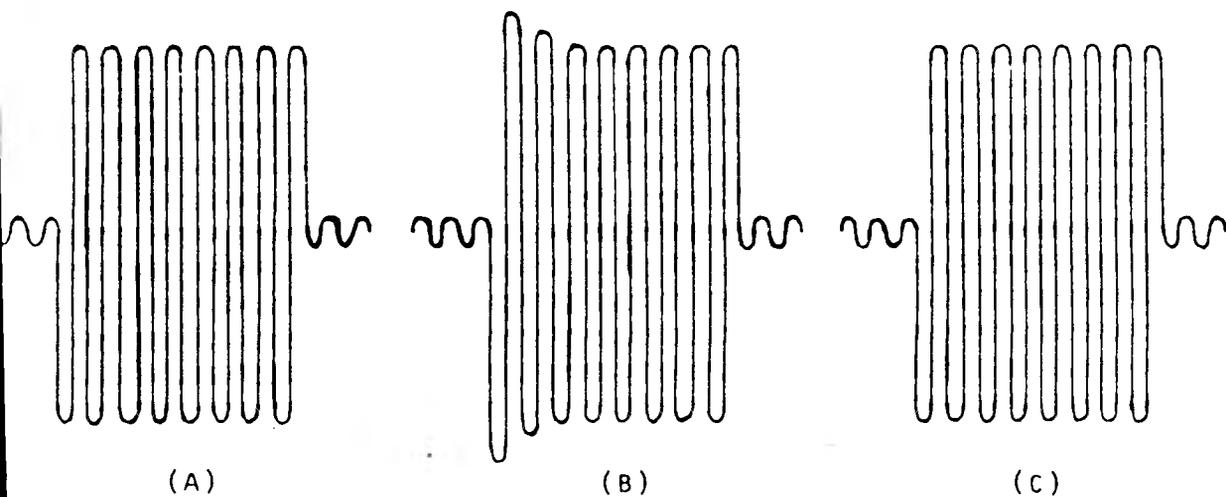


FIG. (6). Efecto del circuito-B con una ráfaga de señal; frecuencia de 3 KHZ; duración de la ráfaga, 12 milisegundos; nivel bajo, -40 dB; nivel alto, +6 dB; (A) entrada del sistema, (B) codificación, (C) decodificación.

En la siguiente figura (7) se puede observar el diagrama de un circuito tipo "B" de sólo codificación; el circuito decodificador es muy similar ya que tiene muy pocas variantes. Para el circuito de la codificación se puede observar que sólo se necesitan cinco transistores y un FET: el costo aproximado de un circuito como éste es de \$2.40 dls.

En la figura que sigue (8) se puede ver el diagrama de un circuito de un procesador completo tipo "B" que fué diseñado para efectuar la reducción de ruido dependiendo de los requerimientos electrónicos de las grabadoras de cinta. Este circuito va a proporcionar una ganancia de 26 db independientemente si se usa o no reducción de ruido, va a tener filtrado de bías y multiplex, y amplificadores de monitor y contadores. Por lo tanto lo único que hay que agregar es un oscilador de bías, un amplificador de grabación (un transistor) y un amplificador cerebro para micrófono (dos transistores). Para tener un procesador switcheable de dos canales, los elementos activos necesarios son 22 transistores y dos FET's. El costo aproximado para un circuito con éstas características es de \$3.20 sin tomar en cuenta el filtro bías y multiplex, que deben tenerlos cualquier tuner o grabadora. Posteriormente los laboratorios Dolby y Signetics, obtuvieron una versión de circuito integrado del sistema tipo "B". Esto proporciona economía en la manufactura del ensamble, eliminación de ajustes y lógicamente ocupa mucho menor espacio que la versión discreta. Concluyendo, podemos resumir las características del sistema reductor de ruido Dolby tipo "B" de la siguiente forma:

- 1.- Se recupera el programa sin alterar la respuesta en frecuencia, la respuesta de fase, oscilaciones momentáneas y dinámicas de la señal; el circuito puesto en practica tiene una alta exactitud, cerca del funcionamiento ideal. La distorsión que presenta el circuito tipo "B", se le considera mas

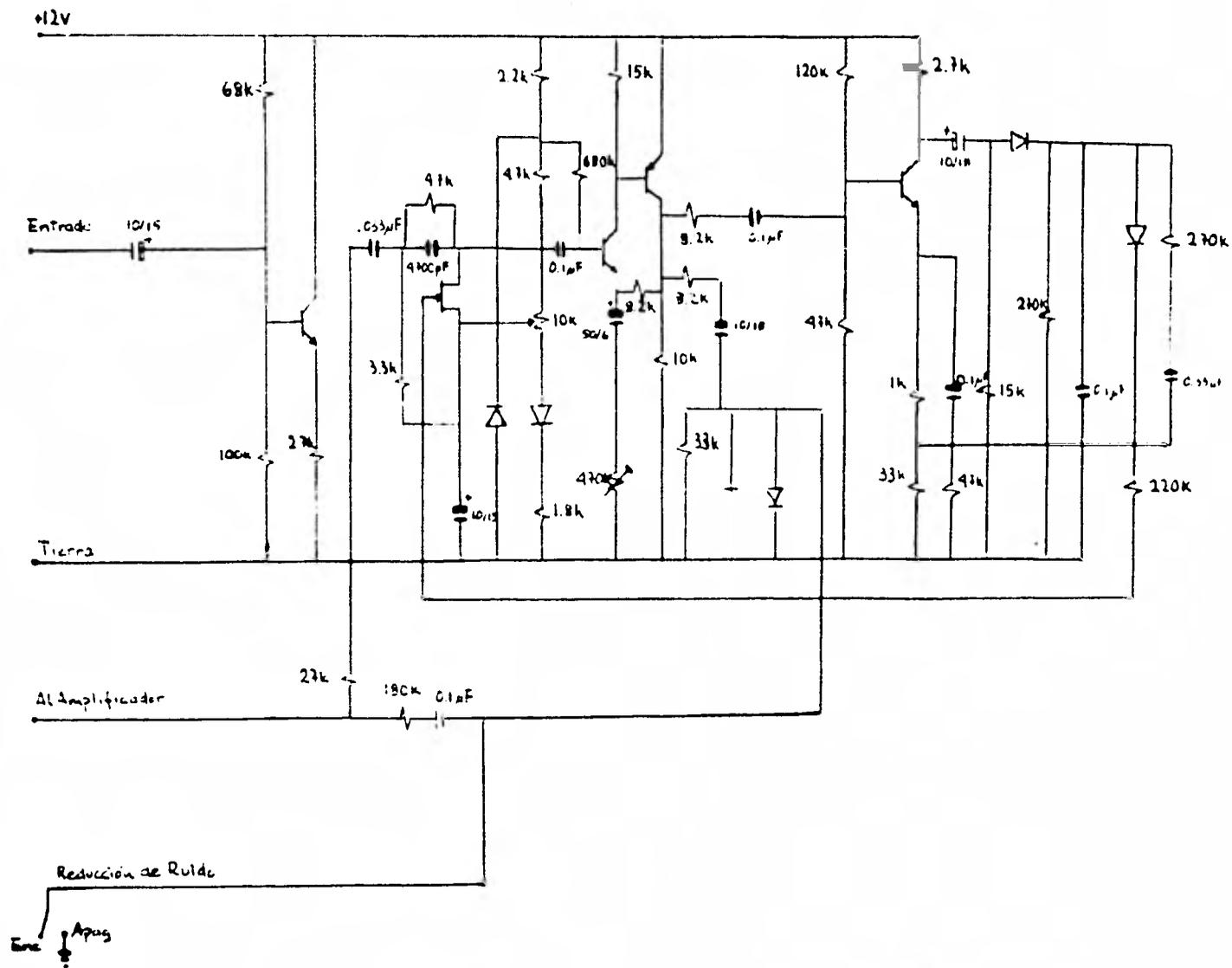


FIG 7. Diagrama de un circuito codificador tipo-B. El circuito puede convertirse en un decodificador haciendo algunos simples cambios.

- aja que la que presentan las grabadoras de cintas o los tuners. Durante la codificación y decodificación no habrá pérdida del material procesado.
- El circuito no tiene un alto costo, es simple, de tamaño pequeño y existe versión de circuito integrado.
 - El circuito es de fácil manufactura, su uso es sencillo ya que no tiene componentes críticos. En caso de requerir calibración es rápida, fácil y no hay que estarla haciendo constantemente. Solamente hay que hacerle un ajuste de nivel en caso de usar una cinta que tenga mayor sensibilidad que las que se usan normalmente.
 - En caso de usar codificación tipo "B" en transmisiones, no será necesaria ninguna modificación. Si su uso se hace constante, se puede llegar a hacer otras mejoras, como en la respuesta en frecuencia, el rango dinámico, la reducción de distorsión por el uso de niveles bajos de modulación.

EFFECTOS APRIBA DEL ESPECTRO DE RUIDO

En la siguiente figura (9) se va a poder observar el espectro de ruido en la salida de una grabadora de cassette de alta calidad, usando diferentes tipos de cintas, con el uso y sin el uso del reductor de ruido Dolby tipo "B". La curva 1 se ven los efectos producidos por una cinta de óxido férrico; la curva 2 se ven los efectos de una cinta de dióxido de cromo; la curva 3 es la que produjo la cinta de óxido férrico haciendo uso del circuito tipo "A"; la curva 4 es la que produjo la cinta de dióxido de cromo haciendo uso del circuito tipo "B"; las cintas fueron previamente polarizadas antes de tomar las mediciones; no se modificó la ganancia ni algún otro control durante el test, lo único que se modificó fué la ecualización para la cinta de dióxido de cromo (70 microsegundos). Las cintas de dióxido de cromo han ayudado en gran parte a mejorar los niveles de ruido. Por otro lado se puede ver en

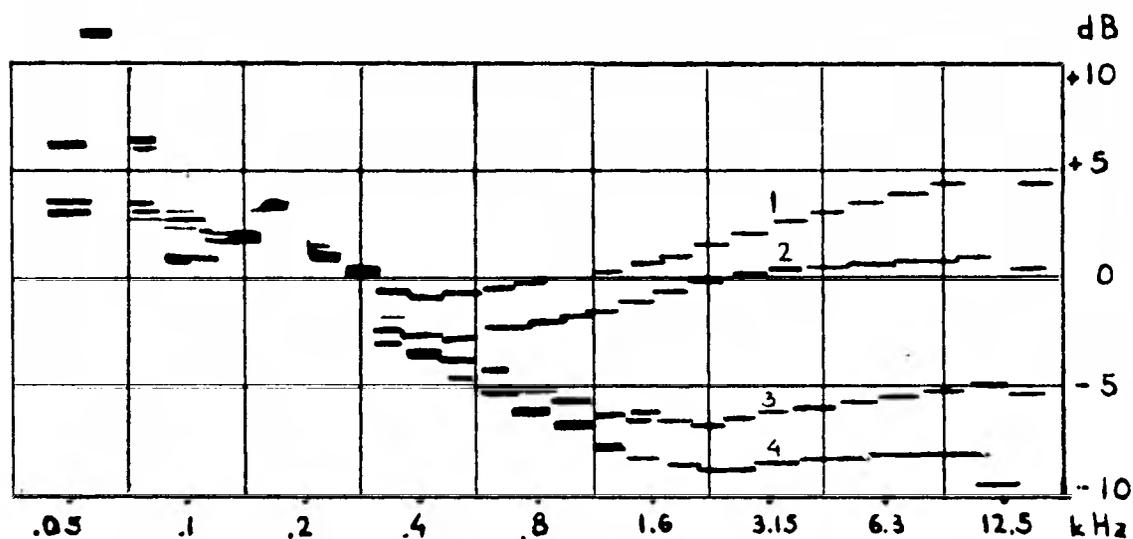


FIG (9)

Espectro del ruido de la salida de una grabadora durante la reproducción de cuatro tipos diferentes de cinta. Todas las cintas fueron polarizadas y la posición de los controles fue la misma para las cuatro pruebas. (1) óxido férrico bajo-ruido 45.7 db DIN 45405; (2) Dióxido de cromo C 90 , 48 db; (3) misma que (1), con reducción de ruido tipo "B" 55 db; (4) misma que (2), con reducción de ruido tipo "B" 57.1 db. Todas las mediciones de ruido fueron referidas a niveles Dolby = 200n Wb/m.

la figura que la curva 4 se presenta 57 db abajo del nivel Dolby, y se puede decir que es un excelente resultado la combinación de la cinta de dióxido de cromo a 70 microsegundos de ecualización con el sistema reductor de ruido Dolby tipo "B".

Igualmente el Dolby tipo "B" ofrece mejoras en la transmisión de FM lo mismo que en la recepción. Las mejoras son en la relación señal-ruido y son las mismas que las producidas por un incremento de 10 db en la intensidad de campo. El significado de estas mejoras se puede apreciar cuando se realiza un incremento de un factor de 10 en la potencia del transmisor. Así mismo, el uso del sistema reductor de ruido tipo "B" en las transmisiones extiende el área de satisfacción del escucha, y hace que las transmisiones sean mas escuchadas.

COMPATIBILIDAD DEL SISTEMA

Dado que el uso del compact-cassette se ha extendido por todo el mundo, es de suma importancia tener en cuenta que si se hace una mejora en la grabación y reproducción de cassettes, los cassettes mejorados deben ser compatibles con los equipos ya existentes. Esto es posible para el caso de cassettes tratados con el sistema Dolby tipo "B" que además de ser totalmente compatibles con cualquier equipo, en algunos casos los cassettes codificados con Dolby tipo B llegan a presentar mejoras en la respuesta de alta frecuencia en equipos de bajo costo. La mayoría de la gente posee máquinas de cassette no muy sofisticadas, por lo que el incremento de bajo nivel en contenido de alta frecuencia en un cassette codificado con un sistema tipo B, es usualmente bienvenido a éstos equipos. Por consiguiente, si hablamos de cassettes pregrabados, sería absurdo en la actualidad hablar de cintas pregrabadas sin haber sido "Dolbilizadas".

C A P I T U L O I V

ECUALIZADOR GRAFICO

I. INTRODUCCION

En esta sección de la tesis se intenta diseñar y construir un dispositivo para modificar la curva de respuesta a la frecuencia de un amplificador de audio al gusto de cualquier persona.

El dispositivo que se quiere desarrollar se conoce en el ambiente del audio con el nombre de ECUALIZADOR.

Este nombre viene del término EQUALIZER que en una traducción más correcta significa IGUALADOR.

Se puede apreciar que esta palabra no expresa la función que realiza el aparato la cual consiste básicamente en alterar la curva de respuesta de un amplificador según gustos y preferencias personales.

La palabra equalizer se deriva de que antiguamente tales aparatos tenían la finalidad de hacer que la ganancia del sistema fuera igual para todas las frecuencias, o sea lograr una curva de respuesta a la frecuencia lineal dentro de toda la gama de audio.

Mas adelante se observó que a la gente le gustaba más una curva de respuesta no plana en sus equipos de audio, por lo tanto se diseñaron y construyeron ecualizadores para que atenuaran o amplificaran las señales graves o los sonidos agudos o las frecuencias medias, al gusto del usuario.

10. ECUALIZADOR

DEFINICION:

Un ecualizador es un dispositivo consistente en elementos reactivos, los cuales pueden ser conectados dentro de un circuito eléctrico con el propósito de alterar las características de respuesta en frecuencia de un sistema.

Otros nombres que reciben también los ecualizadores son los de COMPENSADORES o IGUALADORES.

Cuando la ecualización se realiza en la etapa de grabación de discos, cintas, etc., se le dá el nombre de PREECUALIZACION. Cuando la ecualización se realiza en la etapa de reproducción de la señal de audio, recibe el nombre de POSTECUALIZACION.

Existe otro tipo de dispositivos semejantes a los ecualizadores como son los atenuadores. Podemos decir que la diferencia entre un ecualizador y un atenuador en un sistema de señales de audio radica en que mientras la ganancia del ecualizador es función de la frecuencia, el atenuador tiene una ganancia $K < 1$ constante en todo el rango de frecuencias; consecuentemente ambos dispositivos pueden trabajar juntos dentro de un mismo sistema de audio.

III. FILTROS ACTIVOS

DEFINICION.-

El principal componente de un ecualizador es el filtro paso banda. Podemos encontrar filtros paso banda activos y pasivos.

Pasando por alto toda la variedad de filtros que hay para altas frecuencias, mencionaremos que entre los circuitos pasivos existen los LC y los RC y que los filtros activos básicamente están compuestos de un amplificador operacional y una red pasiva RC.

Se ha demostrado que el uso de elementos activos dentro de un filtro:

1. Nos permite diseñar un filtro entre un rango de frecuencias sumamente amplio.
2. Tienen una impedancia de salida sumamente baja lo que evita tener que hacer un acoplamiento de impedancias como en los filtros pasivos.
3. Lo mismo sucede en la entrada, al presentar una alta impedancia de entrada, no es necesaria una red de acoplamiento.
4. Los filtros activos pueden ser diseñados para proveer ganancia, cosa que los filtros pasivos generalmente no logran ni siquiera dar ganancia unitaria en todo el rango de frecuencias.

5. Los filtros activos utilizan sólo resistencias, capacitores y amplificadores operacionales para su funcionamiento y pueden simular a circuitos con inductores teniendo la ventaja de eliminar los problemas que los inductores físicos presentan como son: no linealidad, histéresis, radiación, desacoplamiento, gran tamaño y dificultad de fabricación.

CARACTERISTICAS DE LOS FILTROS ACTIVOS.-

Aislamiento.-

La mayoría de los filtros activos tienen una alta impedancia de entrada y muy baja impedancia de salida, esto logra que su respuesta sea esencialmente independiente de los cambios de impedancia que se genera en la fuente y en la carga.

Ganancia.-

Los filtros activos pueden proveer ganancia o pérdida, según los requerimientos del filtro. Generalmente la ganancia de corriente siempre existe, siendo la ganancia de voltaje la más indicada para controlar.

Poco sensibles a cambios exteriores.-

La necesidad de añadir circuitos de protección contra campos electromagnéticos exteriores no es necesario en los filtros activos.

Límites de señal.-

Esto es debido a los límites de señal del amplificador operacional en función de su ruido de entrada, su rango dinámico, su respuesta a altas frecuencias y de su habilidad para manejar señales de alta ganancia.

Conexión en cascada.-

Los filtros activos se construyen acoplando en serie secciones de filtros de primero y segundo orden. Estas secciones nunca son idénticas y cada una contribuye con su frecuencia de corte relativa.

Para diseño de un filtro se consideran dos bandas de frecuencia, la de paso y la de rechazo. Se considera que una señal pasa a través del filtro cuando la potencia de salida es mayor del 50% de la potencia de entrada; se considera que una señal no pasa a través del filtro, cuando la potencia de salida es menor del 50% de su potencia de entrada. El punto de separación entre ambas bandas se llama frecuencia de corte y corresponde a una señal cuya potencia de salida es exactamente el 50% de la potencia de entrada.

Con filtros activos en cascada de primero y segundo orden se pueden lograr filtros de orden superior. El orden de un filtro representa la rapidez de cambio entre la banda de paso y la banda atenuada. El número de capacitores en la mayoría de los filtros activos determina el orden. Un filtro de quinto orden generalmente tiene cinco capacitores y así sucesivamente.

Se ha mencionado anteriormente las ventajas que presenta el uso de amplificadores operacionales en el diseño de filtros activos. Por esta razón será necesario analizar a este tipo de dispositivos, mencionando sus características más importantes y en particular aquellas que son las más recomendables para los circuitos de audio.

AMPLIFICADOR OPERACIONAL.-

El amplificador operacional es un amplificador de alta ganancia

acoplado directamente, el cual utiliza una realimentación para controlar sus características de funcionamiento.

El amplificador operacional contiene una salida la cual es controlada por dos terminales de entrada.

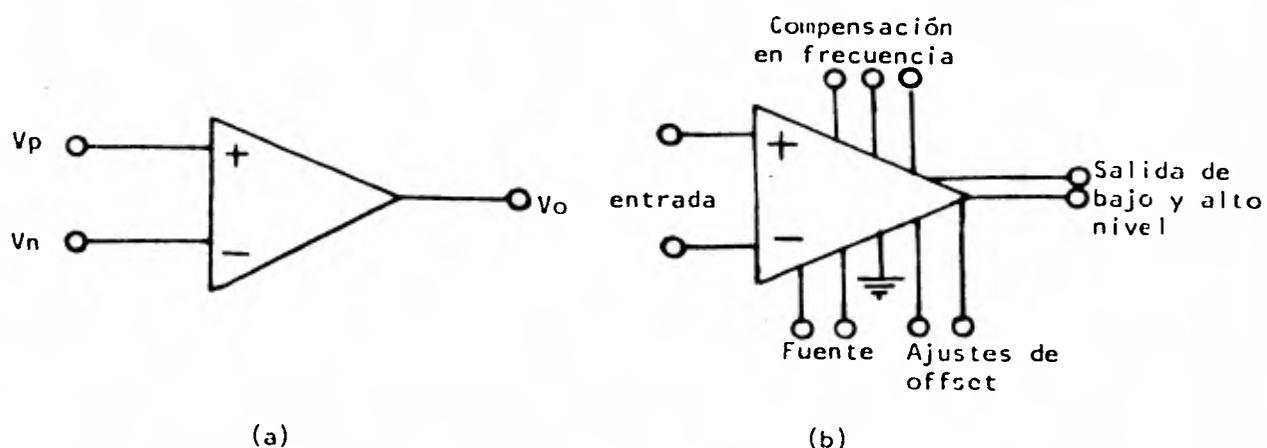


Figura 1.

Si un voltaje positivo es aplicado a la entrada (+), la salida del amplificador operacional será positiva. Así mismo, si una señal de voltaje positivo es aplicada a la entrada (-) la salida será negativa.

Esto indica que el amplificador operacional puede ser representado por una fuente de voltaje la cual es controlada por dos terminales de entrada flotantes.

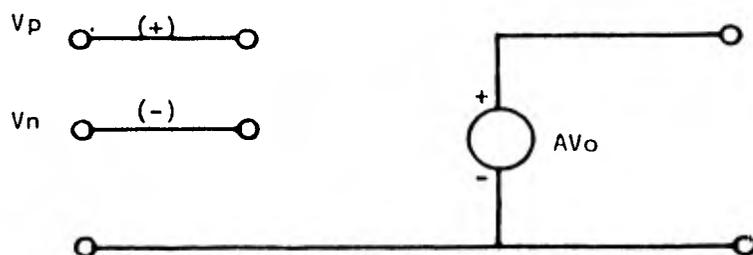


Fig.2. Circuito representativo de un amplificador operacional.

Existe una gran variedad de circuitos que pueden ser construídos con los amplificadores operacionales, haciendo mención de algunos como el amplificador inversor, amplificador no inversor, amplificador diferencial, circuito sumador, circuito integrador, circuito diferenciador, circuito convertidor de voltaje a corriente, circuito convertidor de corriente a voltaje, etc. etc.

PARAMETROS DEL AMPLIFICADOR OPERACIONAL IDEAL.-

Un amplificador operacional ejecutará más satisfactoriamente sus funciones cuando más se acerquen sus propiedades a las de un amplificador ideal. Las características de un amplificador ideal son:

1. Ganancia de voltaje diferencial = infinito.
2. Ganancia de voltaje de modo común = 0.
3. Ancho de banda = infinito.
4. Impedancia de entrada = infinito.
5. Impedancia de salida = 0.
6. Voltaje de salida = 0 (cuando el voltaje de entrada es igual a cero).
7. Variación con respecto a la temperatura = 0.
8. Ruido interno = 0.

A continuación se muestran las características básicas de los IC AMP OP, para uso específico en AUDIO.

CARACTERISTICAS DE LOS DISPOSITIVOS DE ALTA EFICIENCIA EN AUDIO.

- a) Alta ganancia unitaria en el rango de frecuencias.
- b) Alto producto ganancia ancho de banda, y/o la capacidad de una respuesta óptima.
- c) Alto slew rate.

- d) Bajo ruido de entrada (de voltaje y/o de corriente).
- e) Alta resistencia de entrada y/o baja corriente de entrada.
- f) Alto voltaje y/o potencia de salida.
- g) Baja distorsión inherente del IC.

Los circuitos integrados con estas características son lo mejor para funcionamiento de circuitos de audio. Son circuitos de fácil polarización, normalmente tienen ocho patas y son circuitos duales o hasta cuádruple operacional.

Como ejemplo de este tipo de circuitos de alta eficiencia en audio podemos encontrar los siguientes:

- NE5534
- NE5533 (dual)
- HA2625
- LM318
- AD518
- MC4136 (cuádruple op) etc. etc.

IV. TIPOS DE ECUALIZADORES

Se cuenta con una amplia gama de ecualizadores que satisfacen los requisitos de las diferentes aplicaciones. Los mas sencillos los podemos encontrar en los filtros de primer orden. Pueden estar constituidos por un simple capacitor a tierra o por una red RC y algún elemento activo.

Como ejemplo se muestra una red RC para un filtro de primer orden en la que analizaremos la respuesta en frecuencia por medio de la función de transferencia del circuito y en dónde gráficamente observamos cómo el circuito puede funcionar para un ecualizador de bajas frecuencias.

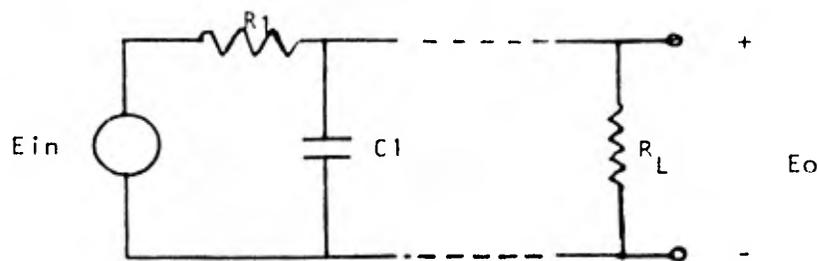


Fig. 3.- Circuito que representa a un filtro paso bajas de primer orden.

$$F(S) = \frac{E_o}{E_i}$$

$$E_o = \frac{Z_c(E_i)}{Z_c + R}$$

$$\frac{E_o}{E_i} = \frac{Z_c}{Z_c + R}$$

$$\frac{E_o}{E_i} = \frac{1/SC}{1/SC + R}$$

$$\frac{E_o}{E_i} = \frac{1}{RSC + 1}$$

Sustituyendo a S por $j\omega$ en la función de transferencia nos queda:

$$\frac{E_o}{E_i} = \frac{1}{1 + j\omega RC}$$

Observando esta última expresión nos damos cuenta que al incrementarse la frecuencia, la ganancia del filtro tiende a caer como se muestra a continuación:

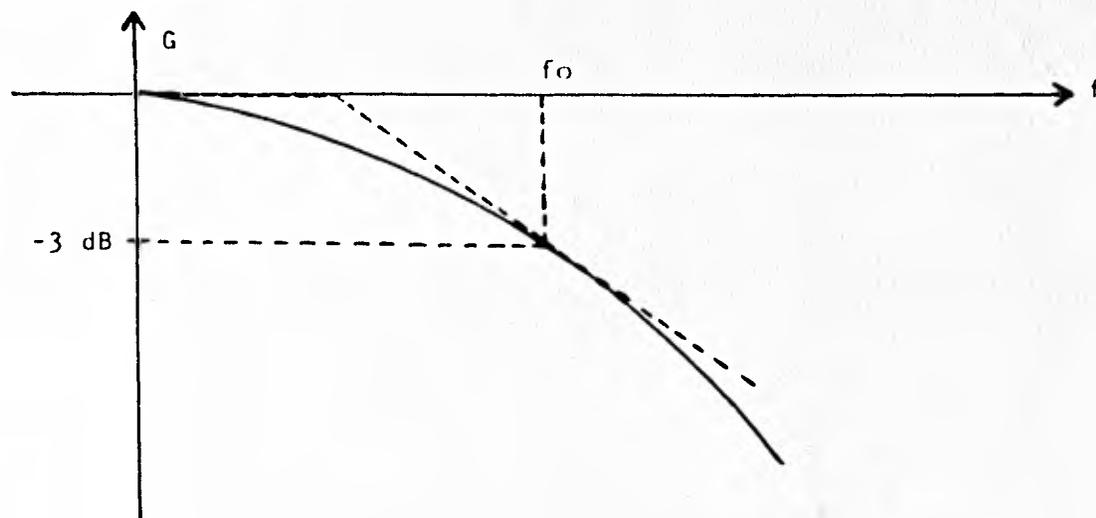


Fig. 4.- Gráfica que representa la ganancia en función de la frecuencia para un filtro paso bajas de primer orden.

Con un mayor grado de complejidad están los ecualizadores fijos, diseñados específicamente para compensar la curva de respuesta de cier-

tos dispositivos tales como las líneas de transmisión.

Gráficamente tenemos en la figura 5, una red que representa a una línea de transmisión y su respuesta a la frecuencia. En la figura 6, observamos un circuito ecualizador diseñado específicamente para compensar la curva de respuesta de la línea, donde se puede observar gráficamente que es la inversa de la curva de la línea de transmisión. Finalmente la curva resultante, muestra una ganancia constante en donde no se atenúan, ni acentúan las bajas y las altas frecuencias.

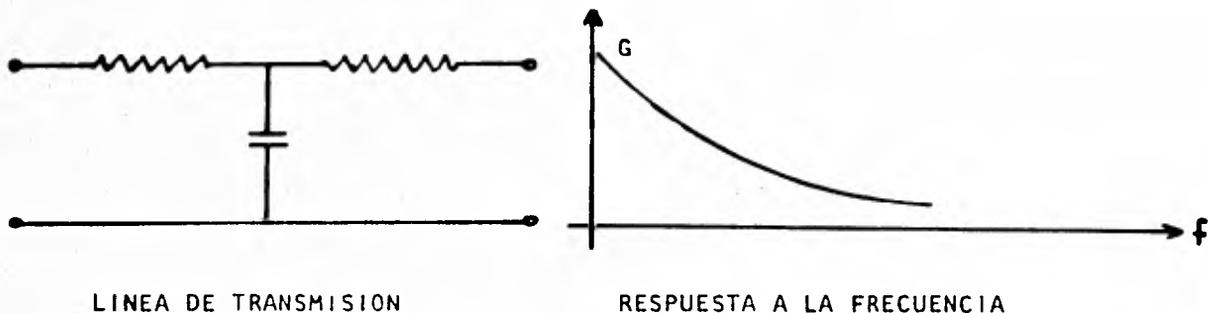


Figura 5

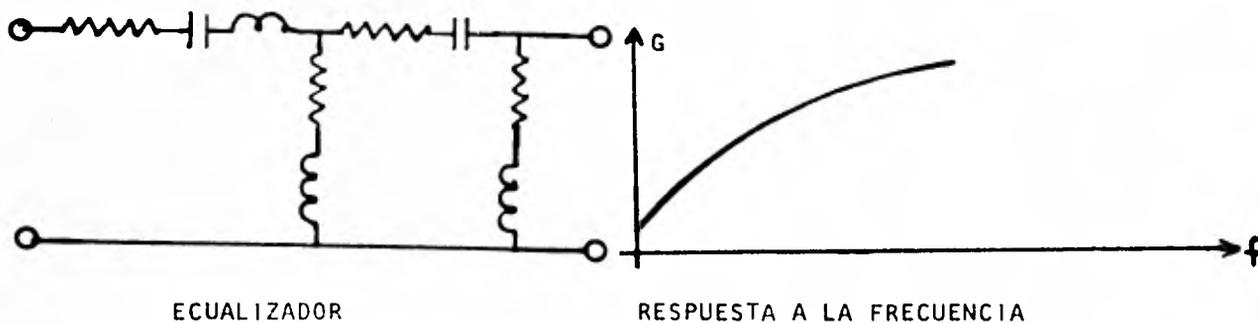
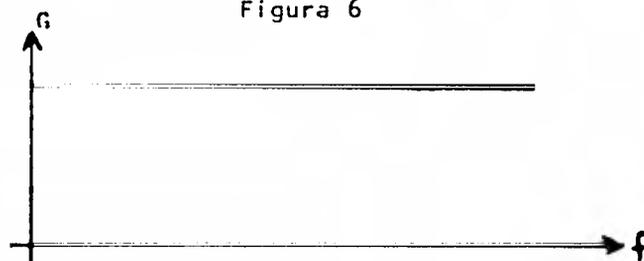


Figura 6



CURVA RESULTANTE ECUALIZADA

Figura 7

Otro caso en el que se requiere también de la ecualización fija, está constituido por los sistemas de monitoreo de los estudios de grabación, cuartos de control y cabinas de grabación. También en las radiodifusoras para compensar la respuesta de todo el sistema de transmisión. En estos casos la ecualización es fija porque se requiere simplemente que la curva de respuesta del sistema sea plana en todo momento. En estos casos se utilizan ecualizadores con un filtro por cada tercio de octava para obtener la curva de respuesta ideal o deseada.

Los igualadores empleados se ajustan con la ayuda de equipos de medición con los que es posible determinar la curva de respuesta en frecuencia del sistema y una vez que se obtiene la mejor aproximación se instala algún medio de seguridad para evitar que sean alterados accidentalmente. Posteriormente conviene checar la respuesta periódicamente con el objeto de asegurar uniformidad en la respuesta.

A continuación están los ecualizadores gráficos y los paramétricos, que además de ser mucho más versátiles en cuanto a respuesta en frecuencia se refieren, generalmente incluyen redes activas.

ECUALIZADOR GRAFICO.-

En la figura 8 se muestra el diagrama de un ecualizador gráfico. Consta de un amplificador de entrada y otro de salida; entre ambos se localiza un grupo de filtros paso banda conectados en paralelo. Cada filtro está provisto de un control de ganancia que permite reforzar o atenuar las señales dentro de la banda de paso del filtro.

Generalmente el conjunto de los controles está en el panel frontal del aparato y se construye con potenciómetros deslizables de movi-

miento rectilíneo de modo que la posición del cursor indica gráficamente el grado de ganancia o atenuación de la señal.

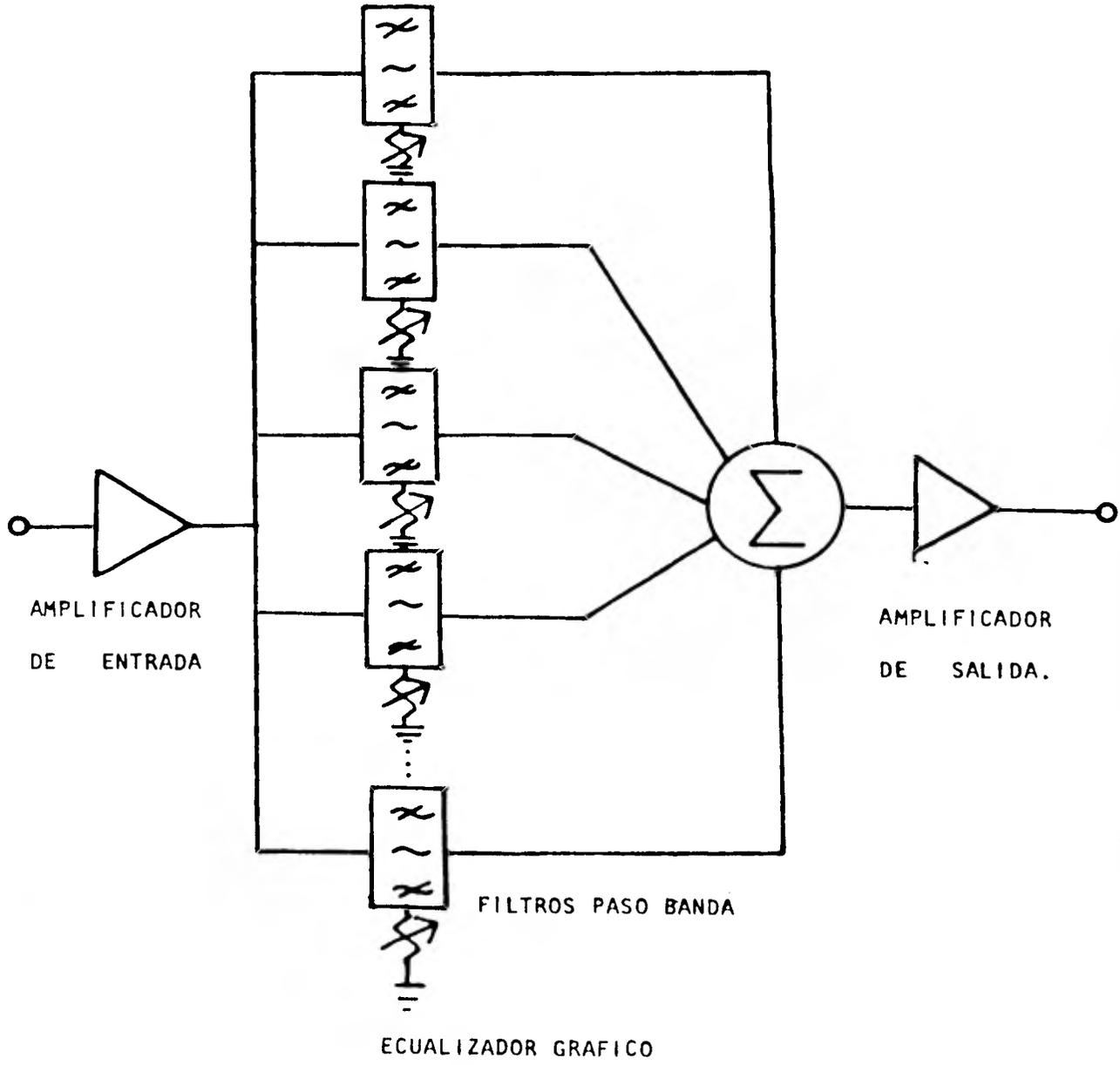


Figura 8.- Diagrama de bloques que representa los componentes de un ecualizador gráfico.

ECUALIZADORES PARAMETRICOS.-

Este tipo de ecualizadores es muy parecido a los gráficos descritos anteriormente. Los ecualizadores paramétricos también están provis

tos de potenciómetros para cambiar los valores de los componentes de la red. Se diseñan de tal forma que pueden variarse durante la grabación o reproducción sin afectar la ganancia o la impedancia o reducir la relación señal a ruido de un programa.

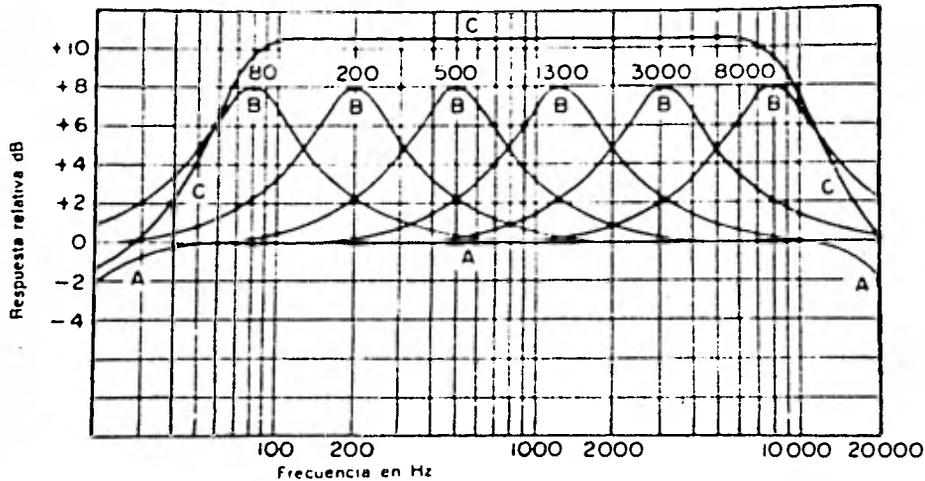
También se suelen llamar ecualizadores variables, y la diferencia con los gráficos radica en que los potenciómetros pueden controlar tanto la ganancia o atenuación deseada, como la selección de la frecuencia de pico en todo el ancho de banda.

En ambos tipos de ecualizadores la respuesta de los circuitos de filtro es tal, que cuando los cursores están mecánicamente puestos en línea, el circuito tiene una respuesta plana.

En la Figura 9, se muestran las características de frecuencia del conjunto de todos los controles puestos a cero (en la curva A); la respuesta de frecuencia individual de cada control a +8 dB de ecualización (en la curva B) y la respuesta de frecuencia de todos los controles puestos a +8 dB de ecualización (curva C).

En las posiciones de atenuación, las características de frecuencia de los controles individuales son inversos cuando los controles están puestos para ecualización.

Los ecualizadores gráficos pueden diseñarse también con redes pasivas que no requieren amplificadores. La ganancia del sistema se ajusta para compensar la pérdida de inserción fija de la red ecualizadora.



FRECUENCIA EN HERTZ

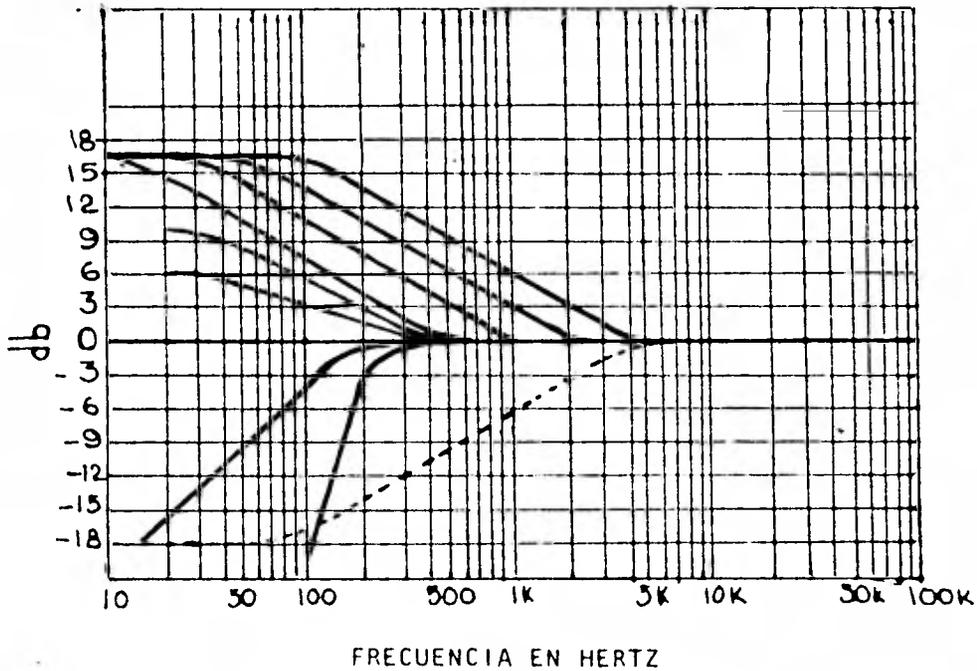
Figura 9.- Gráfica resultante de colocar a los potenciómetros de un ecualizador en tres posiciones diferentes:
 a) todos los controles puestos A 0 db,
 b) cada uno de los controles puestos A +8 dB,
 c) todos los controles puestos A +8 dB.

TIPOS DE ECUALIZACION EN FUNCION DE LA FRECUENCIA.-

a) Ecualización de baja frecuencia.

Puede realizarse de dos maneras, una de ellas consiste en elevar o disminuir el nivel de las bajas frecuencias con una curva cuya pendiente eventualmente tiende a la horizontal, considerándose como frecuencia de ecualización aquella que tiene tres decibeles de diferencia con respecto a la máxima atenuación o elevación.

La otra forma consiste en un filtro paso altas con una pendiente fija a partir de la frecuencia de corte, la cual se encuentra con un nivel de tres decibeles por debajo del nivel normal.

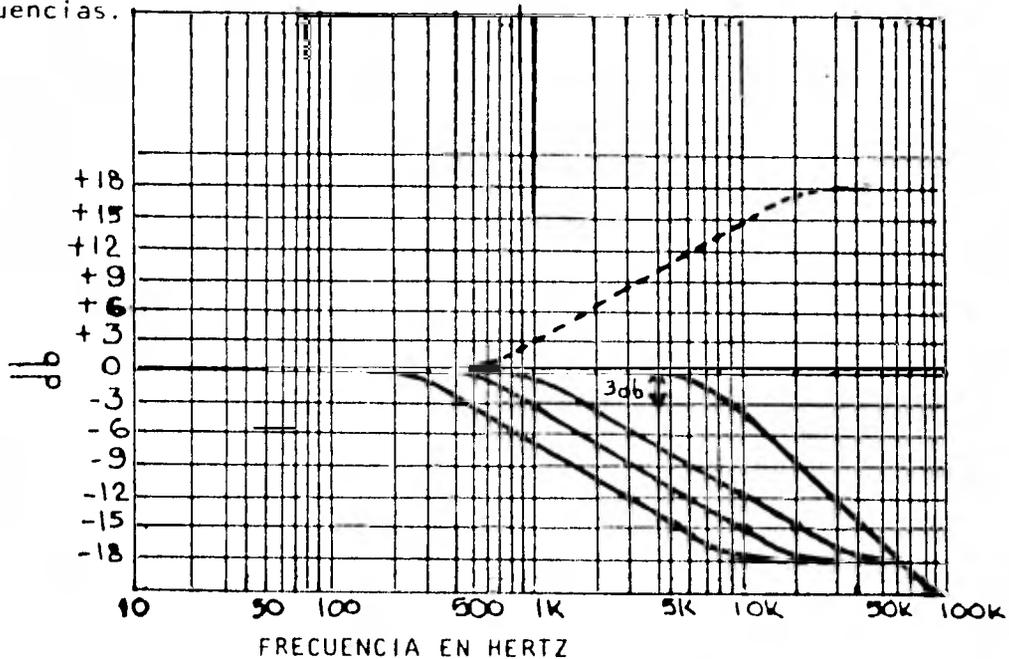


FRECUENCIA EN HERTZ
CURVA DE ECUALIZACION DE BAJA FRECUENCIA

Figura 10.- Curva de respuesta a la frecuencia para un ecualizador de bajas frecuencias.

b) Ecualización de alta frecuencia.

Igual que en el caso anterior, pero en el extremo alto de la banda de frecuencias.



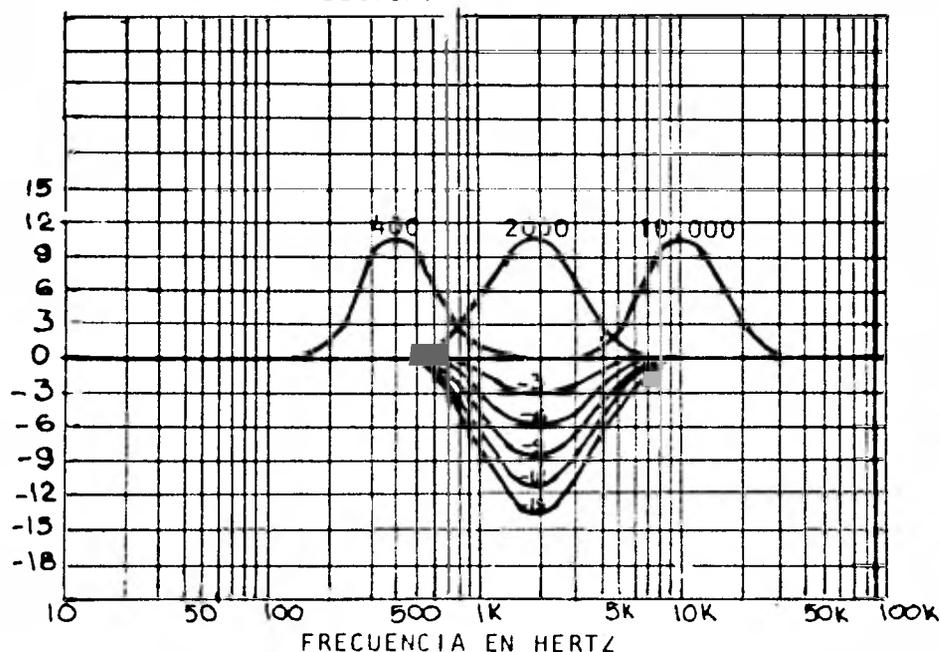
FRECUENCIA EN HERTZ
CURVA DE ECUALIZACION EN ALTA FRECUENCIA

Figura 11.- Curva de respuesta a la frecuencia para un ecualizador de altas frecuencias.

c) Ecuación de frecuencias medias.

Esta se lleva a cabo con la ayuda de una curva en forma de campana. La respuesta alcanza su máximo de elevación a la frecuencia seleccionada y regresa a cero conforme la frecuencia se aleja, tanto hacia arriba como hacia abajo del espectro.

La ecualización puede realizarse abarcando un ancho de banda muy estrecho o muy amplio, dependiendo del diseño del ecualizador y de las necesidades de ecualización.



CURVA DE ECUALIZACION DE FRECUENCIAS MEDIAS

Figura 12.- Curva de respuesta a la frecuencia para un ecualizador de frecuencias medias.

EFFECTOS DE LA ECUALIZACION EN EL RANGO DINAMICO.-

Al aplicar cualquier clase de ecualización a señales de alto nivel, es importante recordar que al acentuar alguna región del espectro de frecuencias, el nivel de dicha región se aproxima aún más al máximo permisible. Si el nivel global de la señal se encuentra muy cerca del máximo, la ecualización puede generar una distorsión considerable y perfectamente audible.

Para eliminar este efecto, es necesario reducir el nivel global de la señal para mantener la región de frecuencias acentuadas a un nivel inferior al límite superior del rango dinámico del equipo empleado. Aunque de esta manera el rango dinámico permanece igual, los niveles máximos permitidos son disfrutados sólomente por las frecuencias dentro de la región acentuada. El resultado es una disminución acentuada del rango dinámico comparado con el de la señal sin ecualización.

Por otro lado, la atenuación de alguna banda de frecuencias que presente picos muy altos, permitirá la posibilidad de elevar el nivel general de la señal, resultando un programa con mayor volumen y sin distorsión.

Es importante hacer notar que acompañando a la ganancia o atenuación que se produce con la ecualización, se encuentra una cierta cantidad de desplazamiento de fase de la señal, como se puede observar gráficamente a continuación:

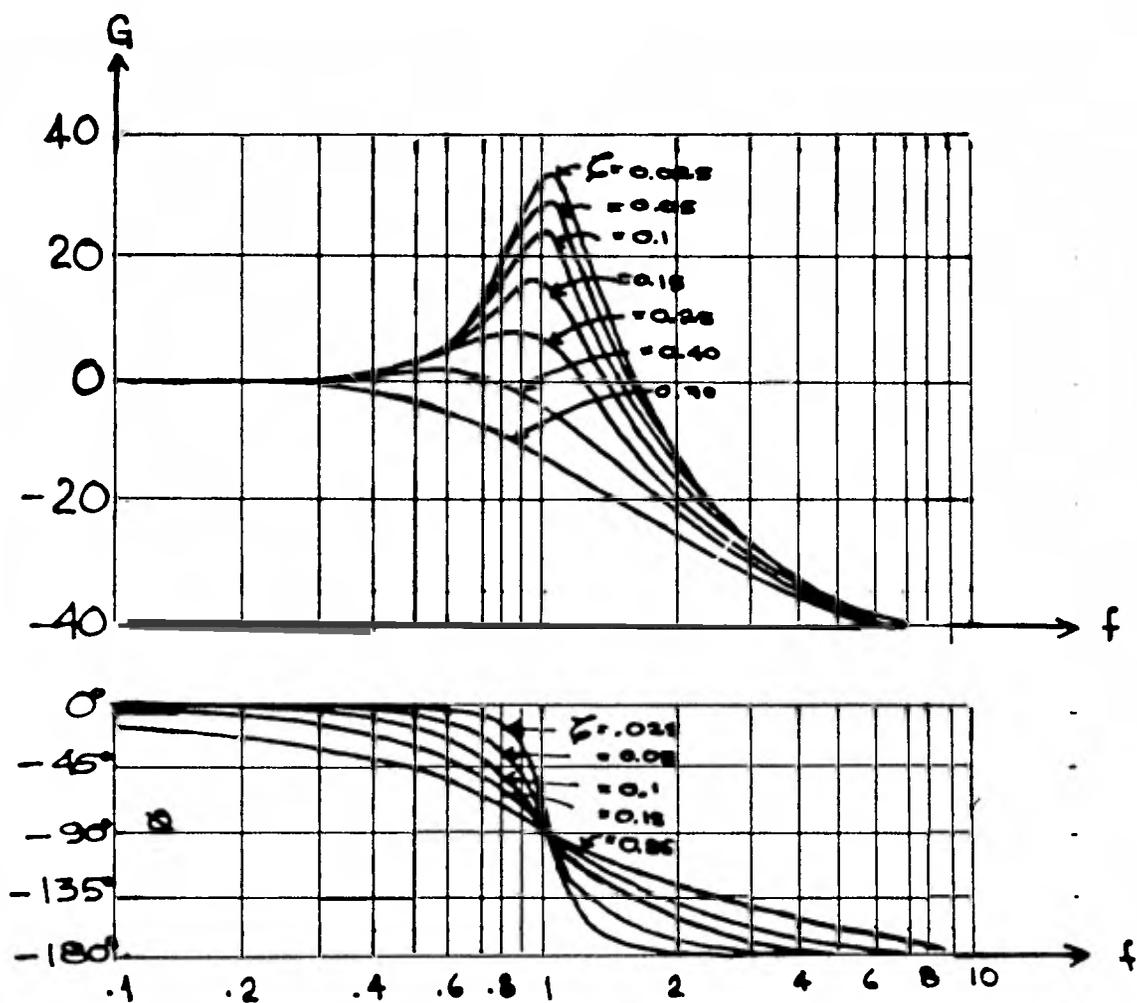


Figura 13.- Representación gráfica de la variación de fase que se produce al aumentar o disminuir la ganancia de un filtro de segundo orden tipo paso banda.

V. ESPECIFICACIONES DE LOS ECUALIZADORES

Los ecualizadores, así como todo equipo no sólo de audio sino para cualquier función que éste realice, tienen una serie de especificaciones que los caracterizan en su funcionamiento y que se deben tomar en cuenta precisamente en la etapa de diseño del ecualizador.

Las especificaciones más importantes que los ecualizadores presentan son las siguientes:

ESPECIFICACIONES GENERALES PARA CIRCUITOS DE AUDIO.

- Primer grupo:

1. Respuesta en Frecuencia.-

Es una indicación que nos muestra el rango de frecuencias que puede manejar el circuito.

2. Rango Dinámico.-

Es el rango en decibeles (dB) entre la máxima y la mínima salida no distorsionadas. El rango dinámico varía con la frecuencia.

3. Relación Señal a Ruido.-

Es el cociente expresado en decibeles de la magnitud de una señal en tre la magnitud del ruido asociado a ella.

4. Ancho de Banda.-

Es el intervalo de frecuencias en el que la ganancia se puede considerar constante, **es decir**, por convención, con variaciones menores de 3 db.

5. Impedancia de entrada.-

Es el cociente del voltaje de entrada entre la corriente de entrada de un circuito. Lo mismo ocurre con la impedancia de salida, y para equipos profesionales, esta es generalmente de 600 ohms.

6. Distorsión Armónica.-

La distorsión armónica se define como:

$$DA = \frac{V \text{ armónicas}}{V \text{ fundamental}} \times 100 \quad (\%)$$

$$DA = \frac{(V_2^2 + V_3^2 + V_4^2 + \dots)^{1/2}}{V_1} \times 100$$

en donde V armónicas, representa el voltaje de todas las frecuencias armónicas de la señal, y V fundamental, representa el voltaje de la frecuencia fundamental de la señal en análisis.

ESPECIFICACIONES PARTICULARES PARA ECUALIZADORES.

- Segundo grupo:

1. Número de Bandas.-

Representa el número de filtros paso banda que el ecualizador puede comandar.

2. Rango de Refuerzo o Atenuación.-

Es el nivel que puede darse a la ganancia de la señal que va a ser ecualizada.

3. Ancho de cada Banda.-

Es el rango de frecuencias de cada una de las bandas del ecualizador hasta una caída de 3 dB como máximo en su ganancia.

4. Frecuencia central de cada Banda.-

Es la frecuencia en la cual cada una de las bandas del ecualizador tiene un punto de máxima ganancia.

VI. DISEÑO DEL CIRCUITO ECUALIZADOR

En los capítulos anteriores se ha tratado de ir progresivamente adelantando hacia los conceptos fundamentales de los ecualizadores como su funcionamiento, sus componentes, sus parámetros principales, etc. etc.

En esta sección se tratará de conjuntar todos los conceptos anteriores en la construcción de un ecualizador. Se tomará en cuenta su construcción en función de las características más próximas a la realidad de este tipo de aparatos.

ACERCA DEL CIRCUITO.-

La primera consideración que se puede tomar en cuenta, es el número de bandas que el ecualizador sea capaz de operar. Muchos ecualizadores ofrecen un número limitado de bandas de control (generalmente cinco), lo que significa una selectividad muy pobre, pues una sola banda tendría que abarcar a 2 ó 3 octavas. Una buena aproximación sería el dividir todo el ancho de banda de audio en diez secciones, una para cada octava de control, logrando así una buena selectividad para cada octava.

El siguiente paso consiste en seleccionar el tipo de filtro adecuado a las necesidades y conveniencias de cada octava. Primeramente se parte de un circuito básico como un circuito RLC serie y se analiza sus características o parámetros para que, tomándolos como base, se pueda lograr el filtro que sea más conveniente.

Sea entonces el siguiente circuito:



cuya impedancia es:

$$\begin{aligned}
 Z &= R + j\omega L + \frac{1}{j\omega C} \\
 &= R + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right) \\
 &= R + jX
 \end{aligned}$$

éste circuito estará en resonancia cuando $X = 0$, es decir cuando:

$$\omega L = \frac{1}{\omega C}$$

o bien cuando:

$$\omega_0 = 1/(LC)^{1/2}$$

Es importante considerar en que punto se localiza la frecuencia de resonancia ya que es el punto en donde la ganancia en dB de la octava a la que corresponde es máxima.

Aquí nos encontramos en un gran problema y es que para filtros cuya frecuencia central es baja, los inductores que se necesitan son de gran magnitud.

SEA COMO EJEMPLO EL SIGUIENTE CIRCUITO



FILTRO PASIVO

Vin

Vout TIPO PASO BANDA



Figura 15.- Filtro pasivo tipo paso banda.

que corresponde a un filtro paso banda porque su impedancia es mínima cuando $WL = 1/WC$, o sea que:

$$Z = R + j(WL - \frac{1}{WC})$$

por lo tanto:

$$Z = R$$

A frecuencias muy altas $1/WC$ es despreciable mientras que WL se incrementa, a frecuencias bajas $1/WC$ es grande y WL despreciable, de ahí su característica de ser paso banda.

El valor de la bobina necesaria para que el filtro tenga una frecuencia de resonancia $f_0 = 30$ Hz, con una capacitancia de 2.2×10^{-6} faradios sería:

$$\omega_0 = 1/(LC)^{1/2}$$

$$(LC)^{1/2} = 1/\omega_0 = 1/2\pi \times f_0$$

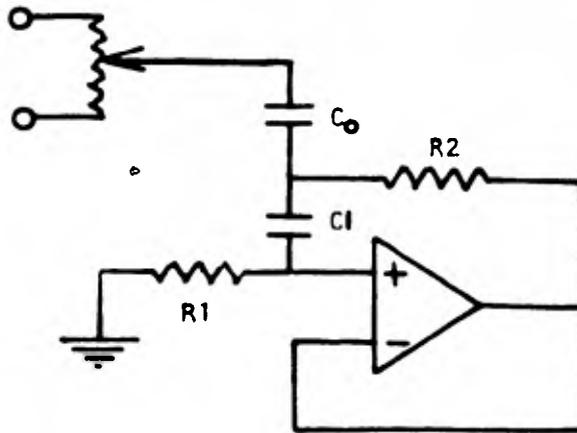
$$L = (1/2\pi \times (30))^2 (1/2.2 \times 10^{-6})$$

$$L = 12.79 \text{ Hy .}$$

Como se puede observar, necesitaría un ecualizador con bobinas muy grandes para los filtros de bajas frecuencias y medias frecuencias también, por lo que es necesario sustituir el tipo de filtro mostrado anteriormente a otro capaz de realizar la misma función evitando el uso de inductores al menos en donde éste sea de tamaño grande.

Después de alguna búsqueda se ha decidido implementar el filtro paso banda con circuitos RLC serie en los que el inductor es sustituido por un girador. Analicemos ahora como opera tal circuito.

SEA EL SIGUIENTE CIRCUITO

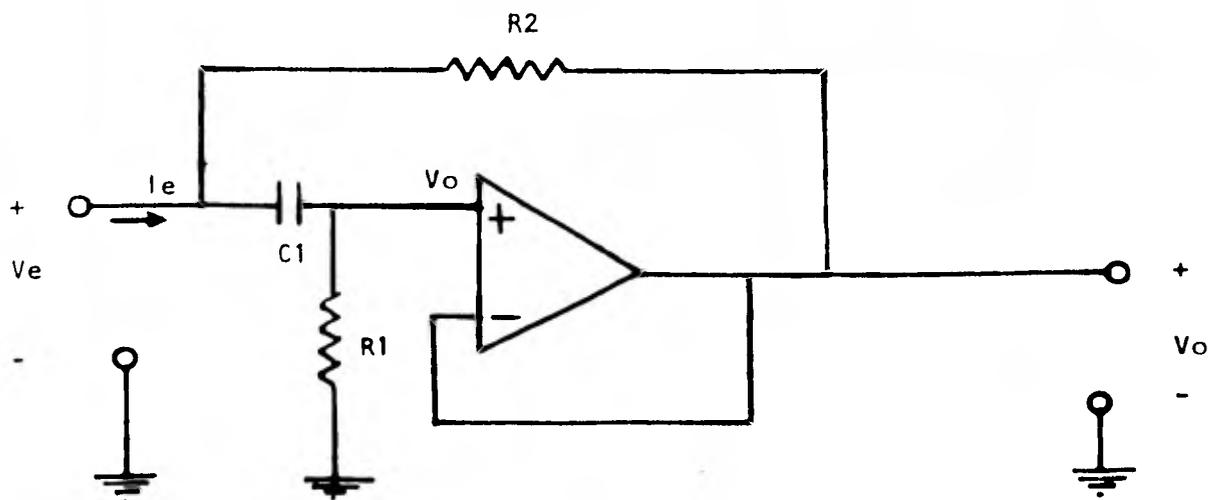


Se trata de demostrar que este arreglo es capaz de simular una red RL serie que unido con C_o se obtiene un circuito girador tipo RLC serie.

Analizamos primeramente la función de transferencia del circuito en estudio:

(NOTA: se efectuará la demostración para una sola octava ya que todas las demás son similares)

CIRCUITO



DEL CIRCUITO ANTERIOR TENEMOS:

$$\begin{aligned}
 i_e &= \frac{V_e - V_o}{R_2} + (V_e - V_o) \frac{1}{1/SC_1} \\
 &= (V_e - V_o) \left(\frac{1}{R_2} + SC_1 \right) \\
 &= (V_e - V_o) \left(\frac{1 + SC_1 R_2}{R_2} \right) \text{----- A}
 \end{aligned}$$

PERO:

$$V_o = V_e \frac{R_1}{R_1 + 1/SC_1} = V_e \left(\frac{SC_1 R_1}{1 + SC_1 R_1} \right) \text{----- B}$$

ENTONCES $(V_e - V_o)$ ES:

$$(V_e - V_o) = \left(1 - \frac{SC_1 R_1}{1 + SC_1 R_1} \right) V_e = V_e \left(\frac{1}{1 + SC_1 R_1} \right) \text{----- C}$$

SUSTITUIMOS AHORA LA EC. (C) EN LA EC. (A)

$$\frac{i_e}{V_e} = \left(\frac{1}{1 + SC_1 R_1} \right) \left(\frac{1 + SC_1 R_2}{R_2} \right)$$

LA ADMITANCIA DEL CIRCUITO DE ENTRADA ES:

$$\frac{i_e}{V_e} = \left(\frac{1}{1 + SC_1 R_1} \right) \left(\frac{1 + SC_1 R_2}{R_2} \right) = \frac{1 + SC_1 R_2}{R_2 + SC_1 R_1 R_2}$$

ENTONCES LA IMPEDANCIA DE ENTRADA ES:

$$Z = \frac{V_e}{i_e} = \frac{R_2 + SC_1 R_1 R_2}{1 + SC_1 R_2} = \frac{R_2 + j\omega C_1 R_1 R_2}{1 + j\omega C_1 R_2}$$

ESTABLECEMOS LA SIG. CONDICION:

SI $j\omega C_1 R_2 \ll 1 \Rightarrow 2\pi f C_1 R_2 \rightarrow 0$ (o sea $j\omega$ muy pequeña)

$$Z(j\omega) \doteq R_2 + j\omega C_1 R_1 R_2 = R_{eq} + j\omega L_{eq}$$

EN DONDE:

$$R_{eq} = R_2 \quad \text{y} \quad L_{eq} = C_1 R_1 R_2$$

La siguiente característica del diseño del circuito ecualizador es la de determinar la frecuencia central y ancho de banda para cada octava, para que de esta forma podamos calcular la selectividad de cada banda.

Tomando una frecuencia central de 30 HZ para la primera octava y un ancho de banda de 20 HZ (a tres decibeles de atenuación) obtendremos la selectividad mediante la siguiente fórmula:

$$Q = \frac{f_0}{BW}$$

sustituyendo nos queda:

$$Q = \frac{30}{20} = 1.5$$

Una vez obtenidos los parámetros deseados para la primera octava, necesitamos ahora determinar los valores de los capacitores y la bobina necesarios para que se cumplan los parámetros antes seleccionados.

Obtenemos la inductancia L mediante la siguiente fórmula, utilizando una resistencia arbitraria R2 del girador de 1 Kohm:

$$Q = \frac{\omega_0 \cdot L}{R_2}$$

despejando a L tenemos , (sustituyendo a ω_0 por $2\pi f_0$):

$$L = \frac{Q \cdot R_2}{2\pi f_0}$$

sustituyendo valores:

$$L = \frac{1.5 \cdot 1000}{2\pi \cdot 30} = 7.95 \text{ Hys.}$$

A continuación calculamos el valor de C_0 para la primera octava con la siguiente fórmula:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi(LC)^{1/2}}$$

despejando a C nos queda:

$$(LC)^{1/2} = \frac{1}{2\pi f_0}$$

$$LC_0 = \left(\frac{1}{2\pi f_0} \right)^2$$

$$C_0 = \left(\frac{1}{2\pi f_0} \right)^2 \times \frac{1}{L}$$

sustituyendo valores:

$$C_0 = (1/2\pi(30))^2 \times 1/7.95$$

$$C_0 = 3.0 \times 10^{-6} \text{ fD}$$

Notamos aquí que comercialmente no es posible obtener ese valor, salvo casos especiales, sin embargo seleccionaremos el valor comercial mas cercano al -- teórico, recordando que todos los elementos tienen una cierta tolerancia que nos permite obtener valores muy cercanos a los calculados teóricamente. Por lo tanto pondremos tres elementos de 1 microfarad en paralelo

El valor de C1 lo calcularemos utilizando la inductancia calculada anteriormente mediante la fórmula obtenida en la demostración del circuito girador (utilizando nuevamente una resistencia arbitraria R1 igual a 62 Kohms. ya que tenemos dos incógnitas y una sola ecuación)

$$L = C1 \cdot R1 \cdot R2$$

despejando a C1 tenemos:

$$C1 = \frac{L}{R1 \cdot R2}$$

$$C1 = \frac{7.95}{1K \times 62K} = 0.12 \times 10^{-6}$$

$$\therefore C1 = 0.1 \times 10^{-6} \text{ Farads}$$

Por lo tanto, para la primera octava tenemos los siguientes valores de parámetros y componentes:

$$\begin{aligned} F_c &= 30 \text{ Hz} \\ BW &= 20 \text{ Hz} \\ R_1 &= 62 \text{ Kohms} \\ R_2 &= 1 \text{ Kohm} \\ Q &= 1.5 \\ C_o &= 2.2 \text{ uF} \\ C_1 &= 0.1 \text{ uF} \end{aligned}$$

De la misma forma calcularemos los valores para las siguientes octavas, dando como datos a F_c , R_1 , R_2 y BW .

2a OCTAVA

$$\begin{aligned} F_c &= 60 \text{ Hz} \\ BW &= 40 \text{ Hz} \\ Q &= F_c/BW = 60/40 = 1.5 \\ L &= Q \times R_1/2\pi \times F_o \\ L &= 1.5 \times 1000/2\pi \times 60 = 3.97 \text{ Hy} \\ C_o &= (1/2\pi \times F_o)^2 \times 1 / L \\ C_o &= (1/2\pi \times 60)^2 \times 1 / 3.9 = 1.0 \text{ uF} \\ C_1 &= 3.97 / 1K \times 56K = 0.68 \text{ uF} \\ R_1 &= 56 \text{ Kohms} \\ R_2 &= 1 \text{ Kohm} \end{aligned}$$

3a OCTAVA

$$\begin{aligned} F_c &= 120 \text{ Hz} \\ BW &= 80 \text{ Hz} \\ Q &= 120 / 80 = 1.5 \\ L &= 1.5 \times 1000 / 2\pi \times 120 = 1.98 \\ C_o &= (1/2\pi \times 60)^2 \times 1 / 1.98 = 0.47 \text{ uF} \\ C_1 &= 1.98 / 1K \times 62K = 0.033 \text{ uF} \\ R_1 &= 62 \text{ Kohms} \\ R_2 &= 1 \text{ Kohm} \end{aligned}$$

4a. OCTAVA

$$f_c = 250 \text{ Hz}$$

$$BW = 180 \text{ Hz}$$

$$Q = 250/180 = 1.5$$

$$L = 1.5 \times 1000 / 2\pi \times 250 = 0.9549 \text{ Hy}$$

$$C_o = (1/2\pi \times 250)^2 \times 1/0.95 = 0.27 \text{ uF}$$

$$C1 = 0.9549 / (1K \times 62K) = 0.015 \text{ uF}$$

$$R1 = 62 \text{ Kohms}$$

$$R2 = 1 \text{ Kohm}$$

5a OCTAVA

$$f_c = 500 \text{ Hz}$$

$$BW = 320 \text{ Hz}$$

$$Q = 500/320 = 1.5$$

$$L = 1.5 \times 1000 / 2\pi \times 500 = 0.47 \text{ Hy}$$

$$C_o = (1/2\pi \times 500)^2 \times 1/0.47 = 0.12 \text{ uF}$$

$$C1 = 0.47 / (1K \times 56K) = 0.0082 \text{ uF}$$

$$R1 = 56 \text{ Kohms}$$

$$R2 = 1 \text{ Kohm}$$

6a OCTAVA

$$f_c = 1000 \text{ Hz}$$

$$BW = 540 \text{ Hz}$$

$$Q = 1000/540 = 1.5$$

$$L = 1.5 \times 1000 / 2\pi \times 1000 = 0.24 \text{ Hy}$$

$$C_o = (1/2\pi \times 1000)^2 \times 1/0.24 = 0.068 \text{ uF}$$

$$C1 = 0.24 / (1K \times 62K) = 0.0039 \text{ uF}$$

$$R1 = 62 \text{ Kohms}$$

$$R2 = 1 \text{ Kohm}$$

7a OCTAVA

$$f_c = 2000 \text{ Hz}$$

$$BW = 680 \text{ Hz}$$

$$Q = 2000/680 = 1.6$$

$$L = 1.6 \times 1000 / 2\pi \times 2000 = 0.12 \text{ Hy}$$

$$C_o = (1/2\pi \times 2000)^2 \times 1/0.12 = 0.033 \text{ uF}$$

$$C1 = 0.12 / (1K \times 56K) = 0.0022 \text{ uF}$$

$$R1 = 56 \text{ Kohms}$$

$$R2 = 1 \text{ Kohm}$$

8a OCTAVA

$$f_c = 4000 \text{ Hz}$$

$$BW = 2680 \text{ Hz}$$

$$Q = 4000/2680 = 1.5$$

$$L = 1.5 \times 1000 / 2\pi \times 4000 = 0.059 \text{ Hy}$$

$$C_o = (1/2\pi \times 4000)^2 \times 1/0.059 = 0.015 \text{ uf}$$

$$C1 = 0.059$$

$$R1 = 68 \text{ Kohms}$$

$$R2 = 1 \text{ Kohm}$$

9a OCTAVA

$$f_c = 8000 \text{ Hz}$$

$$BW = 5320 \text{ Hz}$$

$$Q = 8000/5320 = 1.5$$

$$L = 1.5 \times 1000 / 2\pi \times 8000 = 0.029 \text{ Hy}$$

$$C_o = (1/2\pi \times 8000)^2 \times 1/0.029 = 0.0082 \text{ uF}$$

$$C1 = 0.029 / (1K \times 62K) = 470 \text{ pf}$$

$$R1 = 62 \text{ Kohms}$$

$$R2 = 1 \text{ Kohm}$$

10a OCTAVA

$$F_c = 16000 \text{ Hz}$$

$$BW = 10680 \text{ Hz}$$

$$Q = 16000/10680 = 1.5$$

$$L = 1.5 \times 1000 / 2\pi \times 16000 = 15 \text{ mHy}$$
$$C_0 = (1 / 2\pi \times 16000)^2 \times 1 / 0.015 = 0.0039 \text{ uF}$$

A continuación se muestra el circuito que contiene todas las etapas de los filtros necesarios para cubrir el ancho de banda de frecuencias de audio del ecualizador gráfico en diseño:

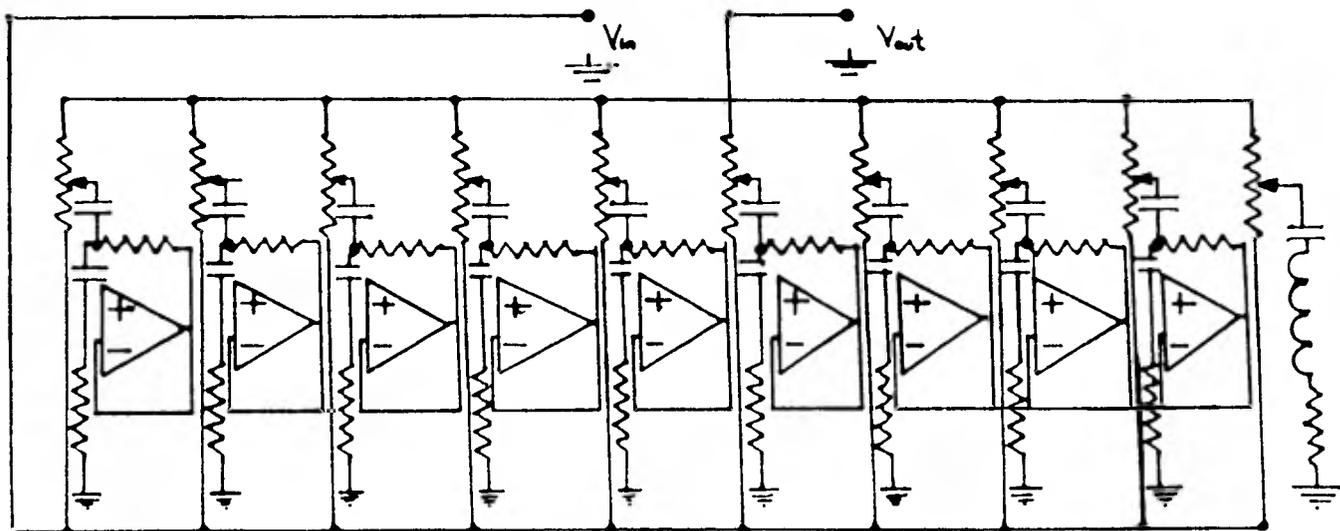


Figura 20.- Grupo de filtros utilizados para un ecualizador de 10 bandas.

En todo equipo de audio profesional se tiene una red de impedancias de acoplamiento, tanto a la entrada como a la salida que generalmente es balanceada, esto es con el fin de eliminar cualquier ruido que trate de introducirse en el circuito.

Generalmente dichos acoplamientos son construidos por redes pasivas tipo RC, pero se ha encontrado que el uso de circuitos integrados como elementos de acoplamiento, es altamente eficiente. Por esa razón se diseñan y continuación los circuitos correspondientes a los acoplamientos de entrada y salida del ecualizador.

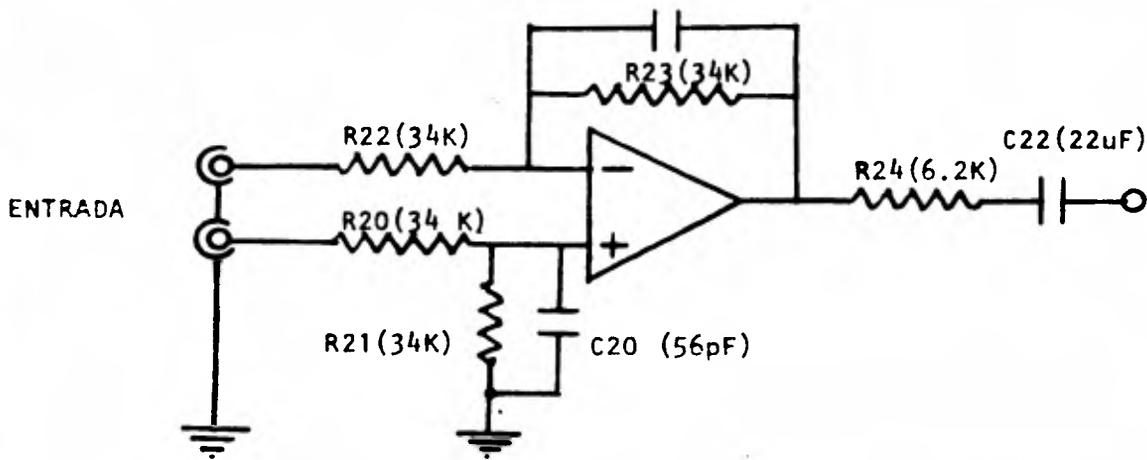


Figura 21 (a).- Circuito de acoplamiento de entrada.

Es importante hacer notar que cuando la entrada al circuito ecualizador no es balanceada, tan solo aterrizamos una de las entradas al ecualizador (generalmente la inversora) y el acoplamiento no se alterado.

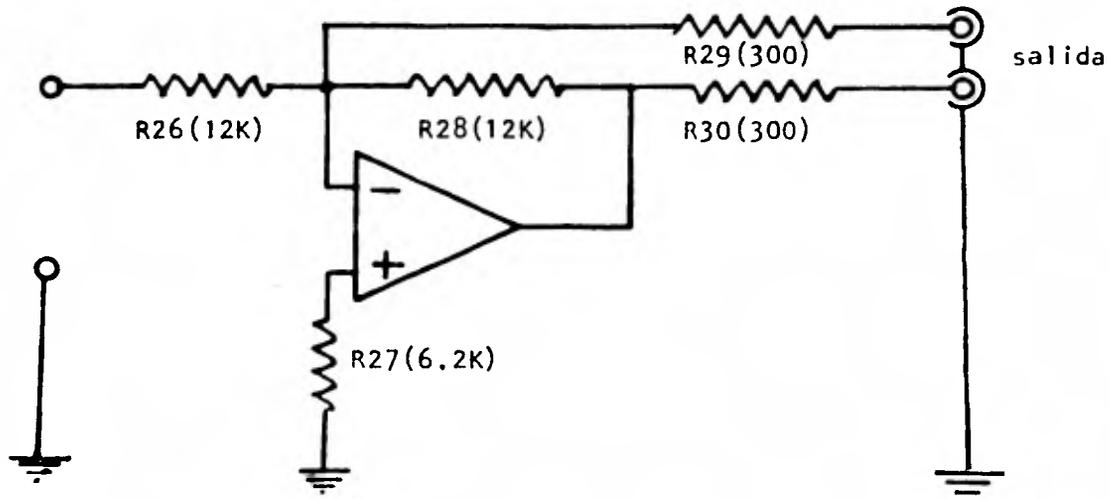


Figura 21 (b).- Circuito de acoplamiento de salida.

La salida del ecualizador es fijada en 600 ohms para circuitos balanceados como en todo equipo profesional, sin embargo es posible tomar una sola salida como circuito desbalanceado el cual nos dará una impedancia de 300 ohms dejando abierto el otro punto.

A continuación se muestra todo el circuito ecualizador en diseño.

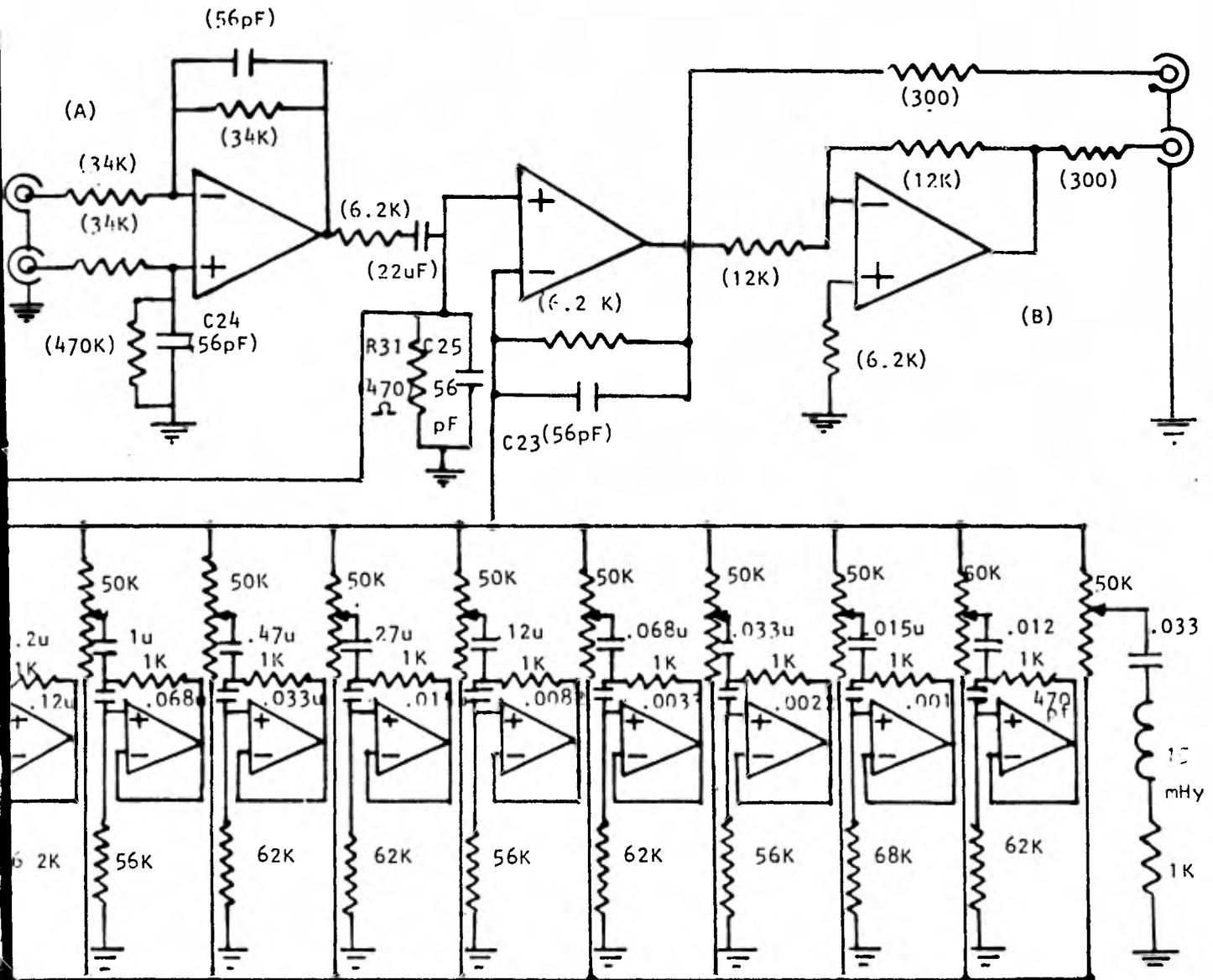


Figura 22.- Circuito en el cual ^(C) se representan todas las etapas del ecualizador gráfico:

- A) Circuito de acoplamiento de entrada ya sea balanceada o desbalanceada.
- B) Acoplamiento para salida balanceada o desbalanceada, y
- C) Circuito que representa todas las bandas que el ecualizador puede comandar.

Utilizando giradores en todas las bandas octavas excepto en la mas alta, el ecualizador es altamente inmune a campos electromagnéticos, reduce la distorsión de armónicos y de intermodulación, tiene además un nivel de saturación mas predecible y exacto y puede simular un ancho rango de inductancias sin cambios en las medidas de los elementos.

Las resistencias R20 a R24 logran una entrada balanceada muy precisa. Cuando una entrada desbalanceada es necesaria como en cualquier sistema de audio no profesional, la entrada inversora puede ser aterrizada aplicando la señal a la entrada no inversora (+).

Los capacitores C21, C22 y C23 estabilizan la operación de los amplificadores operacionales. Los capacitores C24 y C25 proveen una suficiente eliminación del rango de respuesta en frecuencia por encima del máximo punto del espectro de audio para eliminar el ruido y la interferencia de radiofrecuencia.

La resistencia R31 aterriza a las frecuencias no deseadas de la ecualización del amplificador operacional en su entrada positiva.

La salida del ecualizador es fijada en 600 ohms para salida balanceada y en 300 ohms para salida desbalanceada a través de las resistencias R29 y R30 las cuales también proporcionan protección contra corto circuito (aunque el amplificador operacional 4136 está protegido contra sobrecarga, éste es un factor de seguridad adicional).

Las resistencias R26, R27, R28 y el operacional forman una salida que está desfasada 180° desde la entrada positiva.

VII. FUENTE DE VOLTAJE DEL ECUALIZADOR

DISEÑO DE LA FUENTE DE ALIMENTACION DEL CIRCUITO ECUALIZADOR.

El diseño de la fuente de voltaje del circuito ecualizador se lleva a cabo tomando en cuenta a los componentes que intervendrán en el circuito.

Cuando se trabaja con transistores, la fuente de voltaje será de la capacidad necesaria para alcanzar a polarizar a todos los dispositivos semiconductores de acuerdo a sus características de operación que las tablas nos proporcionan.

En el caso donde tenemos amplificadores operacionales en forma de circuitos integrados tenemos el mismo caso. Sabemos que el circuito integrado 4136 se polariza en su punto óptimo de funcionamiento a + 18 volts; sabemos también que el ecualizador no tiene transistores los cuales haya que polarizar, por lo tanto el diseño se realizará para una fuente de + 18 volts y corriente variable.

Pero en este caso, dado que se trata de polarizar a circuitos integrados, esta fuente deberá ser de buena regulación además de asegurarnos de que mantendrá el voltaje lo más constante posible, pueda a su vez suministrar la suficiente corriente para todas las caídas de

potencial que el circuito ecualizador realiza. Por lo tanto diseñaremos una fuente para ± 18 volts con regulador tipo serie por ser el más indicado.

CONSTRUCCION DEL CIRCUITO.

a) Seleccionamos un transformador de 117 ± 18 volts de AC, ya que comercialmente es posible de encontrar.

Este tipo de transformador por lo general tiene un voltaje pico que llega a ser muy superior a los 18 volts nominales ($18\sqrt{2} = 25 \text{ V}_{\text{pico}}$).

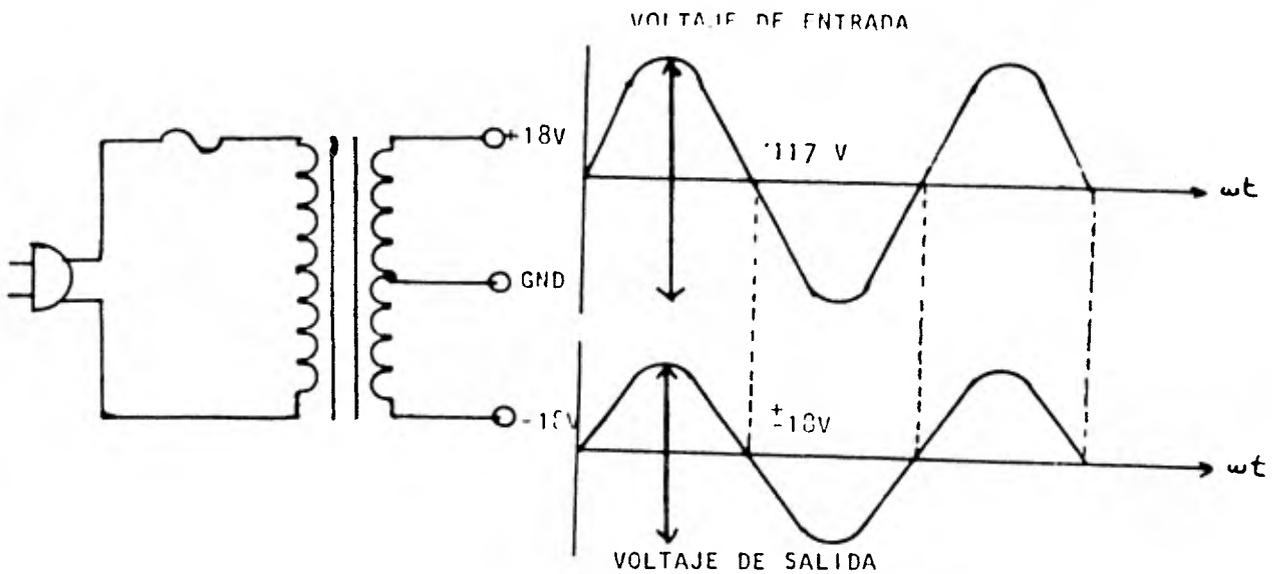


Figura 23.- Circuito transformador de voltaje donde gráficamente observamos el efecto que se produce en el voltaje de salida del transformador. Primera etapa de la fuente.

b) Construimos el rectificador de onda completa tipo puente con diodos rectificadores de silicio tipo BY127 y tenemos:

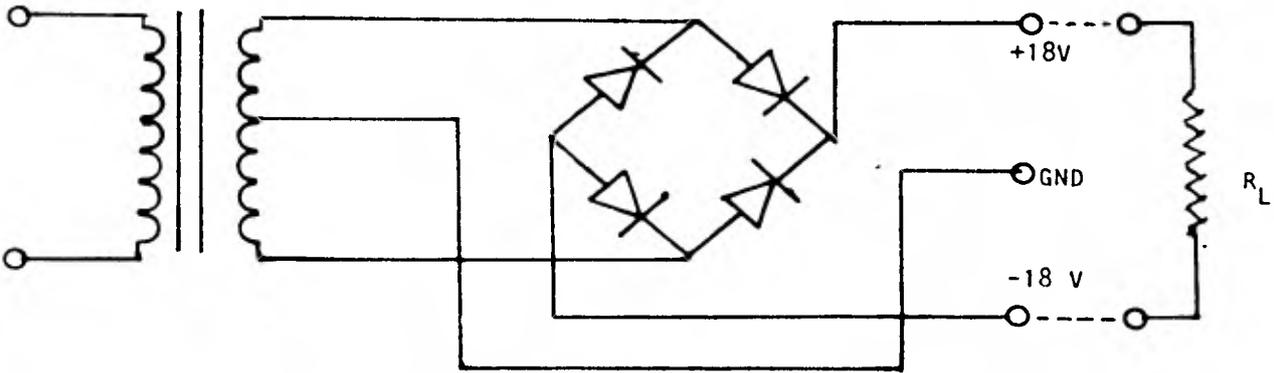


Figura 24.- Circuito rectificador de voltaje como segunda etapa de una fuente.

analizando el circuito tenemos:

i) para la forma de onda del voltaje positivo:

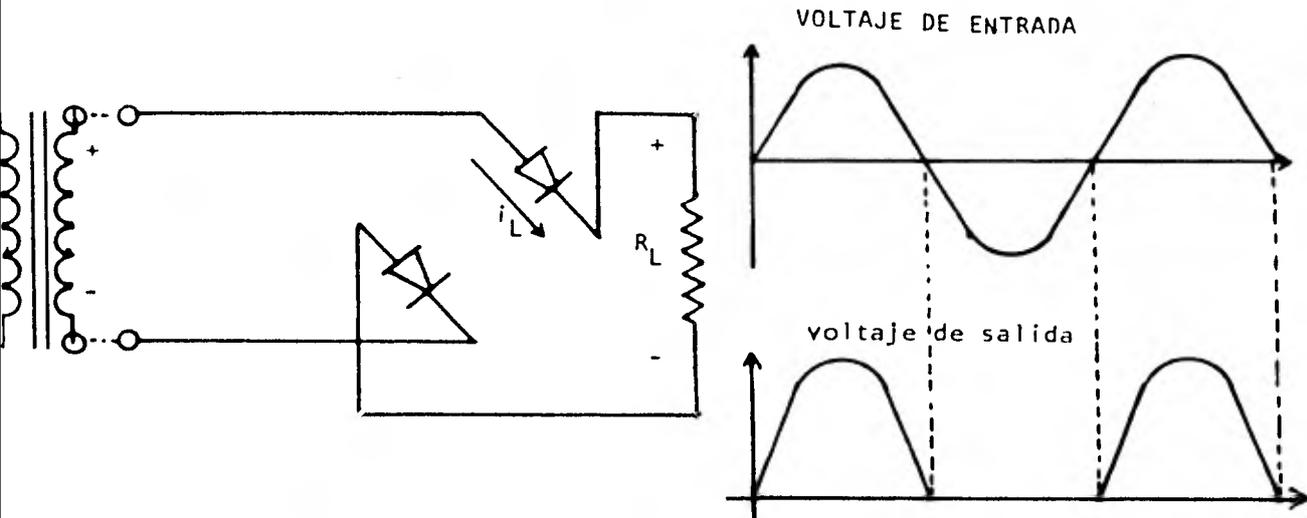


Figura 25.- Circulación de corriente para la forma de onda de voltaje positivo de la etapa rectificadora.

ii) para la forma de onda del voltaje negativo:

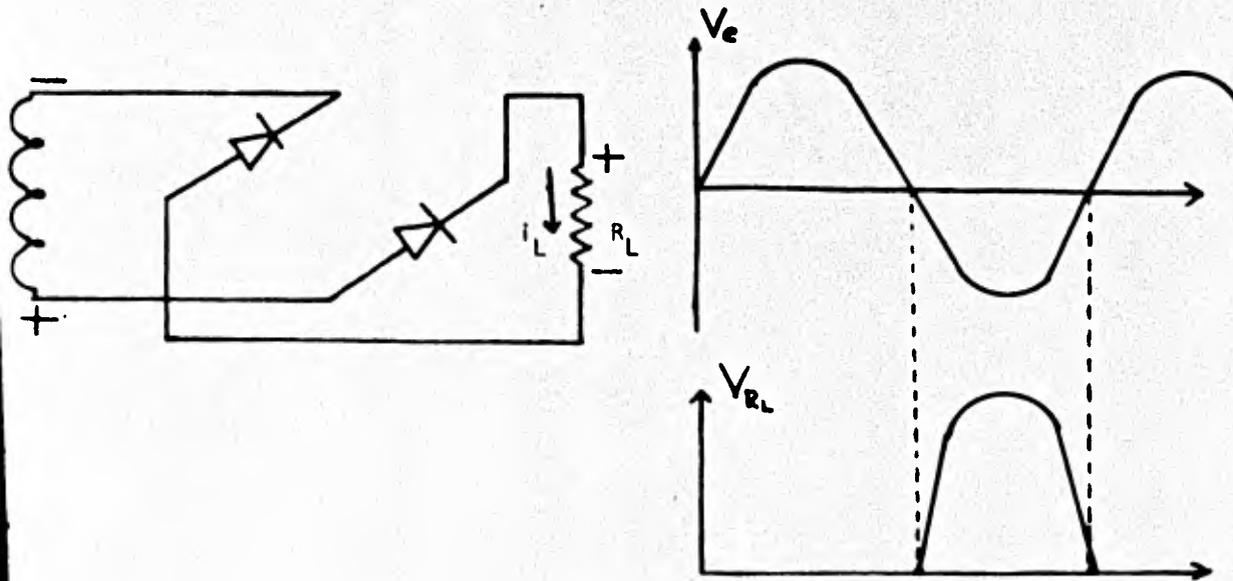


Figura 26.- Circulación de corriente para la forma de onda de voltaje negativo de la etapa rectificadora.

Por lo tanto la circulación total de corriente será:

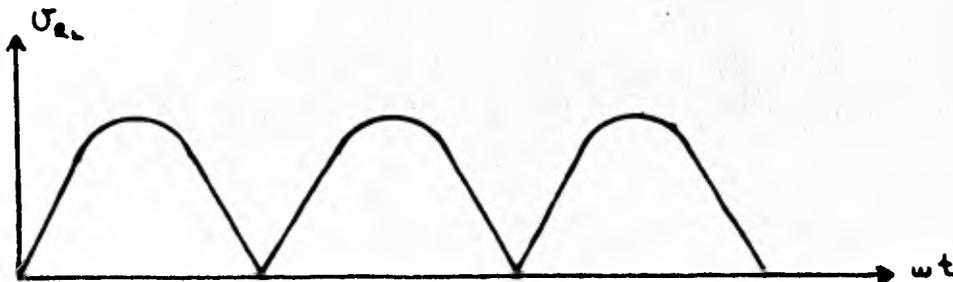


Figura 27.- Circulación total de corriente para ambas formas de voltaje rectificado.

si añadimos un capacitor a la salida del circuito, tipo puente, tendremos:

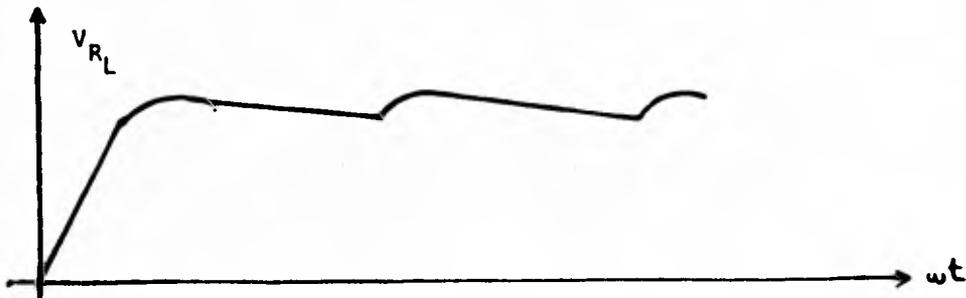


Figura 28.- Efectos del capacitor sobre el voltaje rectificado.

c) Circuito Regulador.- Después de la etapa rectificadora, solo añadimos una red reguladora para suministrar la corriente en caso de ser necesario con transistores en colector común.

Sea entonces el siguiente circuito:

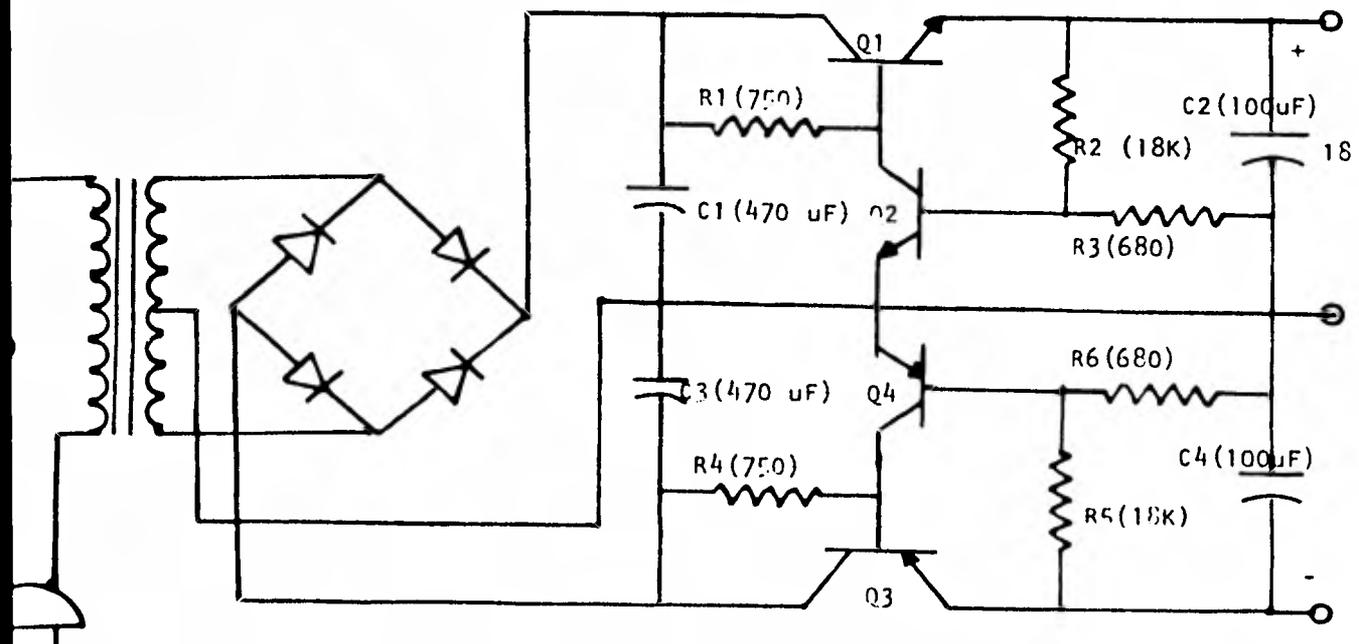


Figura 29.- Circuito que cubre las 3 etapas de una fuente, como son: a) Transformador; b) Rectificador; c) Regulador.

Haciendo un análisis para una sola etapa, esto es, para la de +18 volts a tierra (ya que la etapa de -18 volts es simétrica) tenemos:

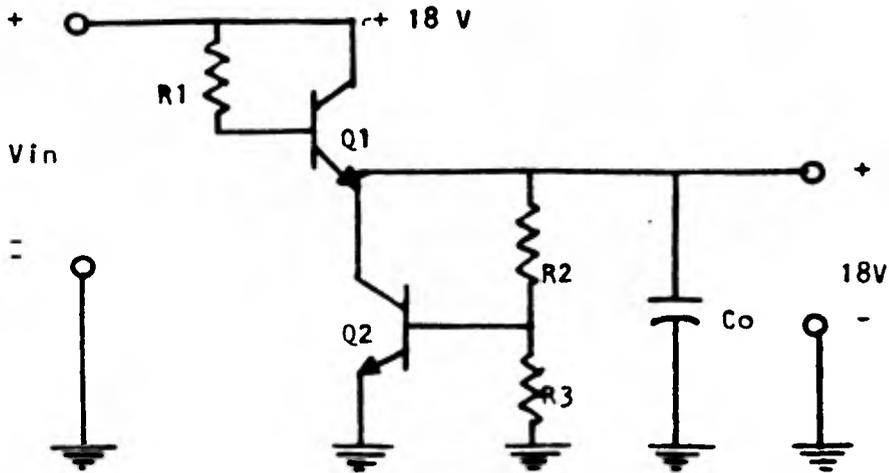


Figura 30.- Etapa reguladora de voltaje positivo de una fuente regulada por corriente.

del circuito anterior:

$$V_i = V_{ceQ1} + V_o \dots\dots\dots (1)$$

también:

$$V_i = V_{R1} + V_{ceQ2} \dots\dots\dots (2)$$

entonces (1) es igual a (2) es decir:

$$V_{ceQ1} + V_o = V_{R1} + V_{ceQ2} \dots\dots\dots (3)$$

despejando a V_o tenemos:

$$V_o = V_{R1} + V_{ceQ2} - V_{ceQ1} \dots\dots\dots (4)$$

regresando a la tensión de entrada:

$$V_i = V_{ceQ1} + iR2 + iR3 \dots\dots\dots (5)$$

pero

$$i_o = i_o + i_o' \quad \text{donde } i_o' \approx 0$$

por lo tanto:

$$V_i = V_{ce_{Q1}} + i_o(R_2 + R_3) \dots\dots\dots (6)$$

$$i_o = i_{c_{Q1}} \approx i_{e_{Q1}} = \text{Beta} \times I_{b_{Q1}} \dots\dots\dots (7)$$

entonces sustituyendo (7) en (6)

$$V_i = \text{Beta} \times I_{b_{Q1}} (R_2 + R_3)$$

de lo anterior podemos concluir que:

R_L (la resistencia de carga) está en paralelo con $(R_2 + R_3)$ por lo que al aumentar R_L automáticamente la corriente circulará por $(R_2 + R_3)$ suministrada por Q_1 . Inversamente, al disminuir R_L la mayor parte de la corriente circulará por la resistencia que nuevamente suministra Q_1 . Consecuentemente siempre existirá un suministro de corriente cuando sea necesario, manteniéndose la tensión constante.

Finalmente añadimos un circuito más con un regulador zener para asegurar estabilidad en los circuitos integrados y todo el circuito en conjunto sirve realmente para asegurar también que los circuitos integrados no se dañen y que trabajen en condiciones óptimas.

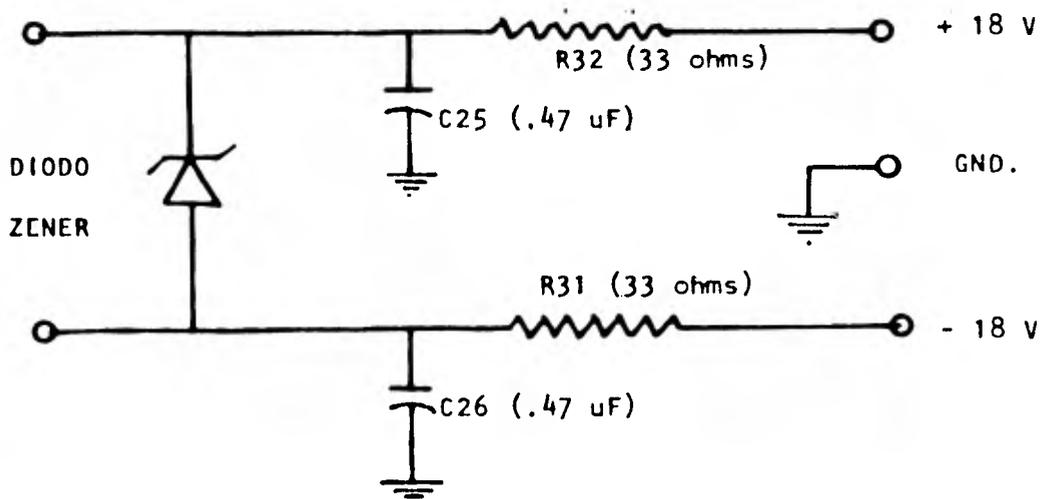


Figura 31.- Circuito de salida de voltaje regulado.

VIII.- CONEXIONES DE ECUALIZADORES

El método habitual de conexión de un ecualizador es insertarlo entre la salida de un preamplificador, de un micrófono una máquina de reproducción, etc., y la entrada de la consola mezcladora como se muestra en la entrada de la consola mezcladora como se muestra en la siguiente figura:

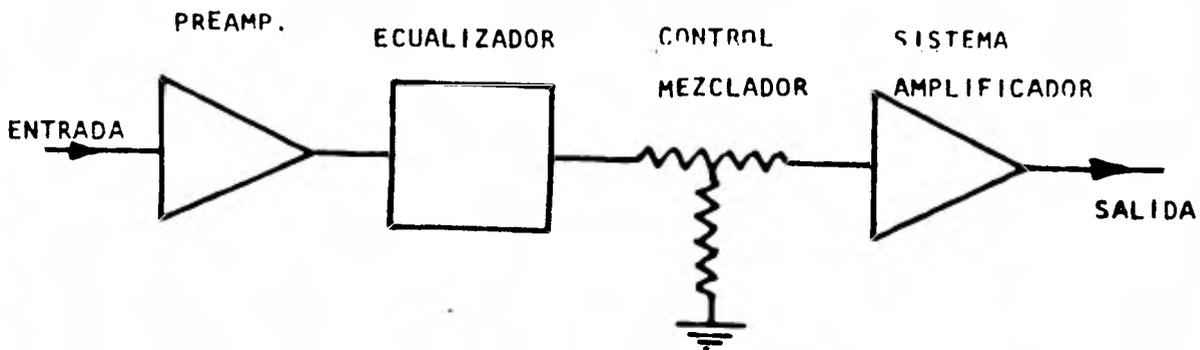


Figura 32.- Conexiones para un ecualizador gráfico y red de mezcla.

Otra forma de conexión es la siguiente:

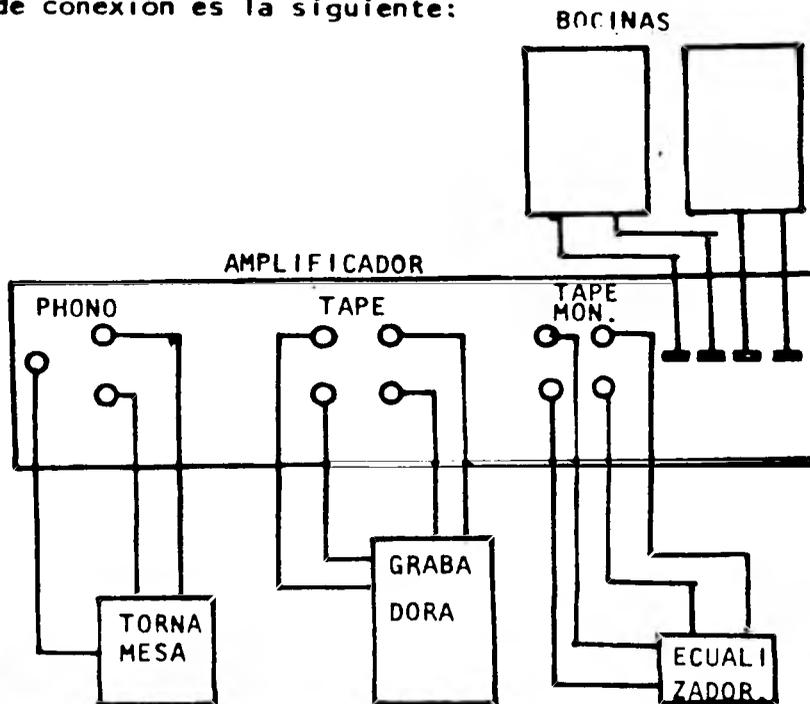


Figura 33.- Notamos aquí que el ecualizador va conectado a la entrada denominada "Tape Monitor".

Es necesario hacer notar que si se requiere más ecualización de la que pueda obtenerse con un solo ecualizador, pueden conectarse dos ecualizadores en tándem y si estos tienen las mismas características de frecuencia, la ecualización total será la suma de ambos, pero si no se tienen las mismas características de frecuencia, entonces la ecualización total será la suma algebraica de ambos ecualizadores.

EFFECTOS DE LA ECUALIZACION SOBRE LA RELACION DE IMPEDANCIAS DE UN CIRCUITO.-

Si un ecualizador no presenta una resistencia o una impedancia constante ante un circuito, éste se verá afectado en su impedancia característica y puede no obtenerse la ecualización deseada; es por eso que siempre es recomendable que un ecualizador sea de resistencia constante.

Con el objeto de utilizar estos procesadores de audio a su máxima capacidad, es importante observar las condiciones de ganancia en el sistema. La mayoría de los dispositivos tienen su óptimo rango de operación en el punto de ganancia unitaria. Este no es un problema en los ecualizadores pasivos, pero en los activos resulta imperativo conocer los niveles de entrada y salida.

Un ejemplo facilitará la comprensión de lo anterior. El sistema de audio consiste de un mezclador, un ecualizador y un amplificador de potencia. La salida nominal del mezclador es 4 decibeles y la entrada del ecualizador es 0 decibeles. Para optimizar el sistema en este punto deberá colocarse un atenuador resistivo de -4 db entre los dos aparatos para eliminar la ganancia excesiva. Si en lugar de ésto se reduce la ganancia del mezclador, el efecto sería un nivel de ruido aparentemente mayor.

Ahora el ecualizador recibe 0 db en la entrada y entrega 0 db a la salida (ganancia unitaria) pero el amplificador de potencia requiere 4 db en su entrada para máxima eficiencia. Un amplificador de línea con 4 db de ganancia resolverá el problema, de otra manera se estaría desperdiciando parte de la capacidad del ecualizador. No importa que tan complicado sea el sistema de sonido las condiciones de ganancia de los diversos aparatos empleados deberán optimizarse antes de hacer ajustes con la señal de programa.

Para evitar distorsión de fase, es aconsejable no acentuar una frecuencia y atenuar la adyacente, a menos que exista una diferencia mínima de media octava. La distorsión de fase disminuye la definición y el índice de articulación.

El problema principal de ecualización es que se le usa demasiado. Si se acentúan o atenúan mucho los niveles de las diferentes regiones del espectro, se generan problemas de ganancia en el sistema con la posibilidad de que el nivel de ruido aumente, mas los problemas de fase mencionados de tal suerte que la mejoría en el balance de frecuencias quede oscurecido por los problemas generados.

El ecualizador es un sistema que puede mejorar sensiblemente la calidad de una señal de audio siempre que se le use adecuadamente. La primera regla consiste en obtener el mejor sonido posible utilizando los demás elementos del sistema. Ecualización es al sonido lo que las especias a los alimentos, utilizando la cantidad adecuada se logra perfección, demasiada arruina la creación.

C O N C L U S I O N E S

Del trabajo realizado se pueden obtener dos tipos de conclusiones: las derivadas del funcionamiento electrónico de los aparatos que se estudiaron y las derivadas del desempeño y aprendizaje de los que intervenimos en la realización de dicho trabajo.

Las conclusiones obtenidas, derivadas del funcionamiento electrónico de los aparatos estudiados aquí y en base al estudio de las distintas formas de procesamiento de una señal de audio, fueron las siguientes:

El control de tonos es un dispositivo que modifica la respuesta a la frecuencia de una señal, pero en una forma muy limitada; en cambio, el ecualizador tiene mayor capacidad de modificar la respuesta a la frecuencia, dependiendo de las características de su diseño, ya que su funcionamiento depende esencialmente del número de bandas que se tenga.

El sistema reductor de ruido Dolby, que reducirá el ruido que se presenta en una grabación de cinta magnética, sin comportarse como un filtro y su acción no modificará las características de la señal original, únicamente atenuará el ruido.

Y respecto al segundo tipo de conclusiones, podemos mencionar que el programa original consistía en la ejecución de un procesador de señales de audio con el siguiente contenido:

1.- Análisis de fuentes de señal de audio.

1.- Micrófonos

2.- Fonocaptores

3.- Sintonizadores de A.M. y F.M.

4.- Grabadoras

5.- Instrumentos musicales eléctricos y electrónicos, etc.

II.- Diseño y construcción de los amplificadores de acoplamiento.

1.- Balanceados

2.- Desbalanceados

III.-Diseño y construcción de circuitos correctores de distorsión.

IV.- Diseño y construcción de eliminadores de ruido.

1.- Filtros de corte variable

2.- Sistema Dolby

3.- Sistema DBX

V.- Diseño y construcción de circuitos de procesamiento.

1.- Control de tono.

2.- Control de presencia.

3.- Control de ecualización

4.- Control de reverberación y eco (mecánico y electrónico)

5.- Control de paneo

6.- Control de vibratos

7.- Control de amplitud (C.A.A.)

VI.- Diseño y construcción del mezclador

VII.- Diseño y construcción de amplificadores de monitoreo.

VIII.- Diseño y construcción de circuitos de alimentación de corriente directa.

La idea original de integrar este procesador de audio, tema de nuestro examen profesional, contemplaba la intervención de ocho compañeros que trabajarían coordinadamente, de acuerdo a

lo dispuesto por nuestro director de Tesis, señor Ingeniero Mario A. Ibarra Pereyra.

Lamentablemente, cinco del grupo, desistieron de realizar sus respectivos trabajos y de examinarse finalmente. No obstante - la deserción de la mayoría de los compañeros, ésta Tesis cumplió uno de sus objetivos: permitirnos desarrollar habilidad para resolver los problemas inherentes a la obtención de los fines propuestos, entre otros: aprender a consultar bibliografías para asentar o reafirmar nuestros conocimientos sobre - electrónica, control y sistemas de audio; ejecutar el diseño del equipo deseado, etc.,etc.,.

Con la práctica adquirida, y disponiendo de mejores recursos y más tiempo, lograríamos el diseño y construcción de dispositivos más perfeccionados, lo creemos firmemente.

De cualquier manera, todo esto significó para nosotros, una experiencia muy grata, interesante y provechosa para nuestro futuro profesional.

BIBLIOGRAFIA

1. HARRY F. OLSON
Acoustical Engineering
Ed. D. Van Nostrand Co.
Reimpresión 1977 U.S.A.
2. PAUL BILDSTEIN
Filtros Activos
Ed. Marcombo España 1979
3. DON LANCASTER
Active Filter Cookbook
Ed. Howard W. Sams Co.
2a. Edición 1979 U.S.A.
4. TOBEY, GRAEME, HUELSMAN
Amplificadores Operativos.
Diseño y Aplicación
Ed. Diana 1978 México.
5. WALTER G. JUNG
Sound System Engineering
Ed. Howard W. Sams Co.
3a. Impresión 1977
Indiana U. S. A.
6. DON AND CAROLYN DAVIS
Audio IC. OP. AMP. APPLICATIONS
Ed. Howaerd W. Sams Co. 1a. Edición
Indiana 1979 U. S. A.
7. JOHN M. WORAM
The Recording Studio Handbook
Ed. Sagamote Publishing Co.
1a. Edición
New York U.S.A.

8. HOWAERD M. TRAMEINE
Audio Cyclopedia
Ed. Howard W Sams Co.
2a. Edición 1973 U.S.A.

9. JAMES G. HOLBROOK
Transformadas de Laplace para
Ings. en Electrónica
Ed. Limusa 1a. Edición
México 1979.

10. VICTOR GEREZ, V. CZITROM
Circuitos y Sistemas Electromecánicos
Ed. Representaciones y Servicios de Ingeniería
1a. Edición 1974 México D.F.

11. U. L. S. A.
Memorias sobre el curso: "Ingeniería
de Audio"
México D.F. Noviembre de 1979

12. Revista "Electronics Experimenters Handbook"
Popular Electronics. 1980

13. GRAEME
"Applications of Operational Amplifiers"
MC. Graw Hill

14. OGATA KATSUHIKO
Ingeniería de Control Moderna
Ed. Prentice Hall International.

15. Revista "Electronics" Mayo del 1980.

