

Es Copia

PROYECTO:

MEZCLADOR
DE
AUDIO

REALIZADO POR:

LUIS ROMERO MAYORAL

BAJO LA TUTORIA DE:

D. MANUEL CUBERO ENRICI

CAPITULO 1

CONSOLAS DE MEZCLA

1.1.- INTRODUCCION.-

Las consolas de mezcla o mezcladores son necesarias cuando necesitamos combinar la señal de salida, de un número determinado de fuentes, para obtener una salida común.

Estos mezcladores pueden variar desde un sencillo sistema de control de volúmenes hasta otros altamente sofisticados con toda clase de correcciones y efectos.

Vamos a diseñar una consola de mezcla modular, es decir, estudiaremos una serie de módulos y su interconexión para formar un mezclador. Este sistema modular nos permitirá un montaje final con una cierta flexibilidad ya que se podrán agregar o sustituir módulos según las necesidades requeridas.

1.2.- TIPOS DE MODULOS.-

Emplearemos fundamentalmente siete tipos distintos que son: MIC, PHONO, TAPE, MIXER, PREESCUCHA, MONITOR, ALIMENTACION.

Evidentemente se podría añadir todo tipo de módulos que le darían un alto grado de sofisticación: Vu-meter, Mic no balanceado, Phono cerámico, detector de picos, eco, reverberación, así como toda clase de efectos.

Vamos a ver una descripción superficial de los módulos antes de explicar su diseño.

++ MODULO MICRO.-

Está compuesto por un preamplificador para micrófono balanceado de baja impedancia, un corrector de tonos y un circuito de control panorámico.

++ MODULO PHONO.-

Compuesto por un preamplificador para cápsula magnética con una curva de ecualización RIAA, también incorpora un control de tonos.

++ MODULO TAPE.-

Como es sabido los magnetófonos no necesitan preamplificador por tener un nivel de señal de salida muy superior a los dos casos anteriores, en cambio seguimos manteniendo el control individual de tonos que nos van a permitir corregir los posibles defectos de linealidad en la respuesta de una señal, sin alterar la ecualización prevista por el ecualizador de salida.

++ MODULO MIXER.-

Podemos asemejarlo a la unidad de control del circuito siendo su cometido la mezcla o suma de todas las señales que en él se introducen. Incorpora un control de volumen general (master) así como un ecualizador de octava sobre la señal de salida con un factor de corrección de ± 12 dB.

++ MODULO PREESCUCHA.-

Está constituido por una pequeña etapa de potencia que permite al operador de la consola controlar la señal en los diferentes puntos de la mesa para efectuar correcciones o ajustes.

++ MODULO MONITOR.-

Módulo constituido por un amplificador de potencia que permite al operador escuchar la señal de salida. Este módulo es muy útil en los casos en que la consola se encuentre cerca de la sala de audiciones.

++ MODULO DE ALIMENTACION.-

Es el encargado de suministrar a los demás módulos las tensiones necesarias para su funcionamiento. Incluye un interruptor de desconexión de toda la consola.

Estos módulos pueden considerarse como los básicos de la consola, si bien introduciremos algunos módulos suplementarios para lograr acomodarla al amplio margen de utilización citado anteriormente.

1.3.- PRINCIPIOS DE DISEÑO.-

Un punto muy importante a la hora del diseño de la consola es la idea de la posible utilización de la misma.

Personalmente he pensado en cubrir un posible salto entre los distintos tipos de consolas existentes en el mercado, es decir, crear un tipo adaptable a todas las necesidades.

Se trata, pues, de diseñar una consola que nos permita utilizar simultáneamente un determinado número de micrófonos, tocadiscos, magnetófonos, etc.

Vamos a definir, en rasgos generales, algunas características del sistema.

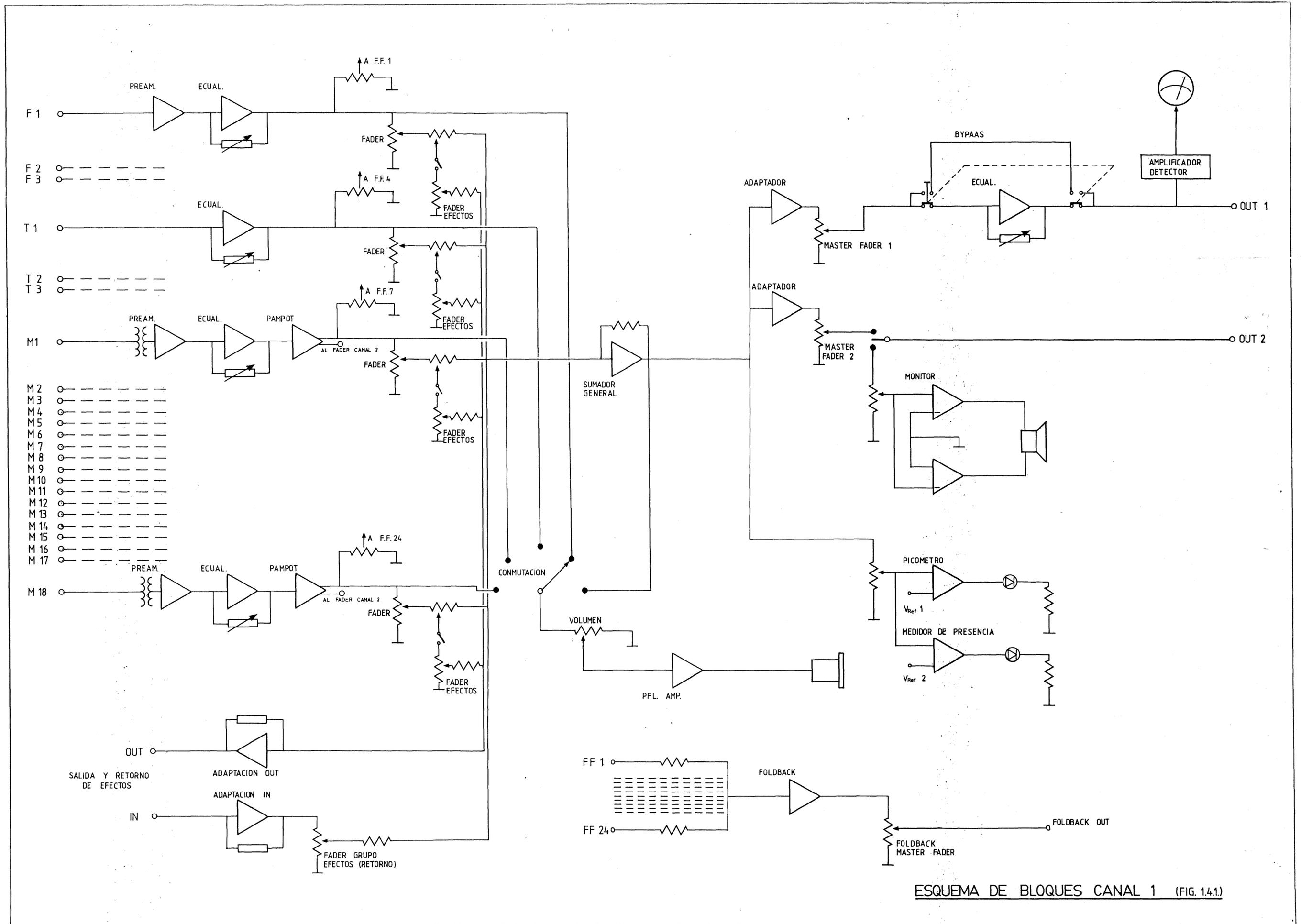
1.4.- CARACTERISTICAS GENERALES.-

++ ENTRADAS.- El sistema dispone de 24 entradas distribuidas de la siguiente forma:

- + 4 entradas de tocadiscos.
- + 4 entradas de magnetófono.
- + 18 entradas de micrófono.

Como anteriormente se ha dicho, al tratarse de un sistema modular, estos valores pueden ser alterados, y son válidos sólo como una idea de principio.

++ SALIDAS.- Se han previsto dos salidas del sistema, si bien, mientras una pasa a través del ecualizador de salida (podrá ser puenteadada mediante bypass), la otra es salida directa, pudiendo emplearla para la amplificación o grabación. También se ha dispuesto una salida con retorno de efectos.



++ ECUALIZACION.- Está dividida en dos etapas. Una primera de canal y una segunda sobre la señal total de salida. Mientras la primera se trata de un simple corrector de tonos, la segunda estará formada por un sistema ecualizador de una octava.

Vamos a ver, ahora, un diagrama de bloques del sistema completo, el cual puede apreciarse en la lámina de la hoja siguiente (Fig.1.4.1).

1.5.- CONTROL DE EFECTOS.-

Vamos a ver el funcionamiento general de los equipos de eco y reverberación para comprender esta parte del sistema.

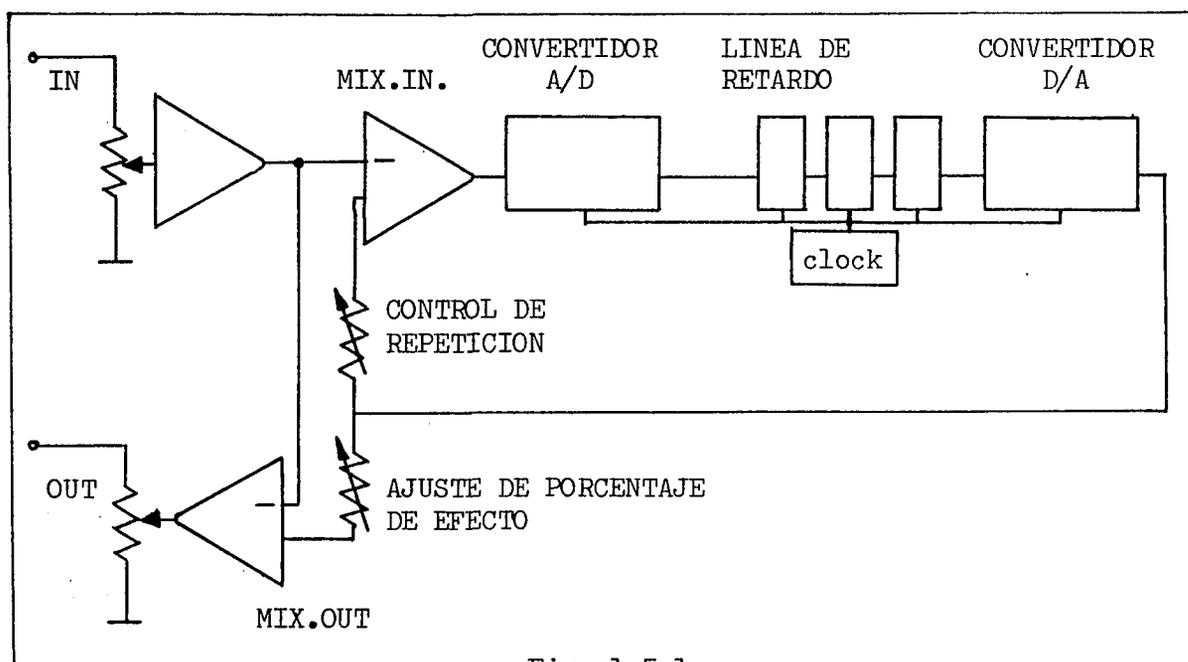


Fig. 1.5.1

Atendiendo a la Fig. 1.5.1 vemos que a partir del amplificador de acoplo, la señal sigue dos caminos, uno que va directamente al mezclador de salida (los sonidos originales se escuchan directamente), y otro sobre el que se efectúa el efecto.

En este segundo camino la señal pasa por un mezclador que le añade los residuos de ecos anteriores. Despues esta señal es aplicada a un convertidor A/D que transforma la señal mediante un modulador delta controlado por un reloj, pasando a las memorias donde permanece la información una vuelta completa de reloj. Posteriormente se efectúa la conversión D/A, mezclando una proporción de esta señal con la de entrada.

Es decir, a la salida del circuito dispondremos de una señal que no es más que la suma de una porción de la señal de entrada y una porción de la señal sometida al efecto. Mediante el ajuste de proporciones se regula el nivel de efecto.

En este caso los mezcladores de entrada y salida se incorporan a la mesa, siendo este último a su vez incorporado dentro del sumador de las señales de cada canal.

ANALIZAREMOS AHORA SEPARADAMENTE LOS CIRCUITOS ELECTRONICOS QUE COMPONEN LA CONSOLA. EL ANALISIS SE EFECTUARA SOLO PARA UN CANAL YA QUE EL SISTEMA ES IDENTICO PARA AMBOS.

CAPITULO 2

MEZCLA DE SEÑALES

2.1.- ADICION DE NIVELES.-

Para realizar una suma de señales debemos conocer la relación existente entre ellas. Así pues, si se trata de señales coincidentes en fase, se efectuará una suma en niveles de tensión, en cambio, cuando se trata de señales cuyas relaciones de fase sean aleatorias la suma puede ser realizada directamente en forma de suma de potencias definidas en vatios.

Vamos a suponer dos señales de niveles n_1 y n_2 (dBm):

$$n_1 = 10 \lg \frac{P_1}{1 \text{ mW}} = 10 \lg P_1 \text{ (mW)}$$

$$n_2 = 10 \lg \frac{P_2}{1 \text{ mW}} = 10 \lg P_2 \text{ (mW)}$$

La suma de potencias será:

$$P_s = P_1 + P_2 = 10^{n_1/10} + 10^{n_2/10}$$

Vamos ahora a considerar nuestro caso particular donde tenemos 24 señales con un nivel de tensión de 1 V. sobre una impedancia de entrada de 47 K. (Ver 2.5)

La potencia de cada señal de entrada será:

$$P = \frac{V^2}{R} = \frac{1}{47K}$$

y la potencia que tendremos a la entrada del sumador será:

$$P_t = \frac{1}{47K} + \frac{1}{47K} + \dots + \overset{24}{\dots} = \frac{24}{47K} = 0,5 \text{ mW (potencia total)}$$

siendo el nivel de tensión:

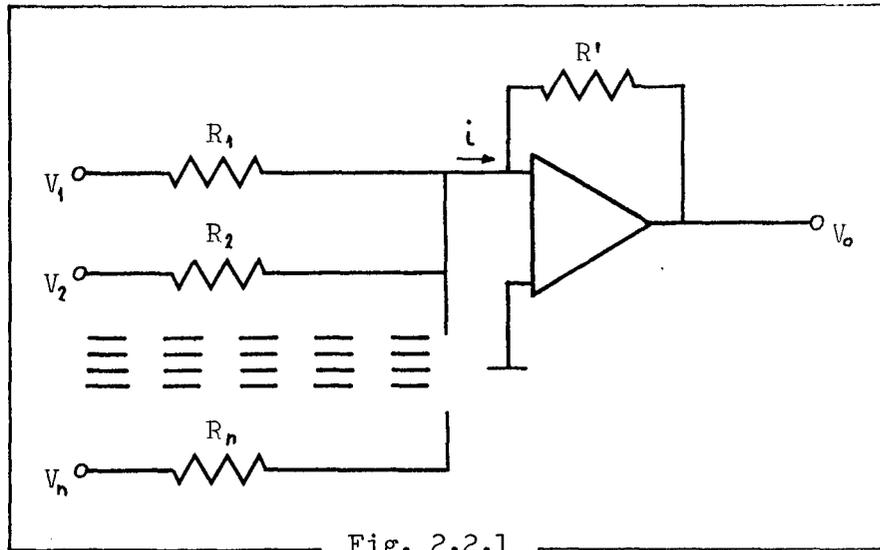
$$V = \sqrt{P R} = \sqrt{0,5 \cdot 47} \simeq 5 \text{ V.}$$

2.2.- CIRCUITO SUMADOR.

Como hemos mencionado en el capítulo anterior, una vez que obtenemos la igualación de las diferentes señales de entrada, procederemos a su mezcla. Esta no es otra cosa que una dosificación de los niveles requeridos en cada caso, para proceder posteriormente a la suma de estos. Vamos a ver como podemos realizar esta suma.

La Fig. 2.2.1 nos muestra el esquema de un circuito sumador operacional o amplificador sumador.

Este dispositivo puede ser empleado para obtener una salida que sea combinación lineal de un cierto número de señales de entrada. Como existe una tierra virtual en la entrada del amplificador operacio-



nal, tendremos:

$$i = \frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_2} + \dots + \frac{V_n}{R_n}$$

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

Si: $R_1 = R_2 = \dots = R_n$, entonces:

$$V_o = \frac{R'}{R_1} (V_1 + V_2 + \dots + V_n)$$

Así pues, obtenemos una salida proporcional a la suma de las entradas.

Este método nos permite sumar un gran número de entradas mediante la simple adicción de una resistencia por cada una de ellas, y debido a la masa virtual, hay una interacción mínima entre las fuentes de entrada.

2.3.- COMPENSACION POR AVANCE.

La compensación por avance suele preverse modificando la red β , de forma específica, colocando en paralelo con la resistencia R'

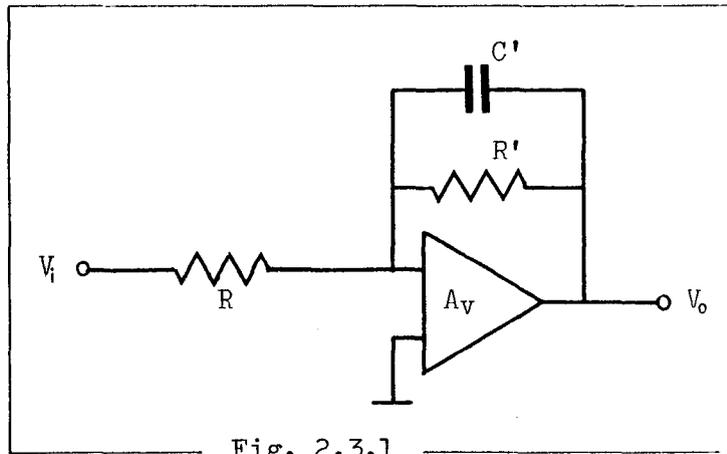


Fig. 2.3.1

un condensador \$C'\$ como vemos en la Fig. 2.3.1 de modo que la ganancia del lazo tenga un desfase positivo añadido en el margen de frecuencias cercano al punto de ganancia unidad del lazo.

La ecuación:

$$\beta R_M = \frac{R A_V}{R + R'} = 1 \quad \underline{180^\circ}$$

siendo: $\beta = -\frac{1}{R'}$, $R_M = \frac{A_V R R'}{R + R'}$, $A_{Vf} = \frac{R_M}{R}$,

con: $R_{Mf} = \frac{R_M}{1 + \beta R_M}$

nos da la ganancia de lazo de un amplificador descompensado. Si sustituimos \$R'\$ por una impedancia \$Z'\$, resultante de la combinación en paralelo de \$R'\$ y \$C'\$, la ecuación se transforma en:

$$1 \quad \underline{180^\circ} = -\frac{R A_V}{R + Z'} = -\frac{R A A_V}{R + R'}$$

donde \$A\$ viene dada por: $A \equiv \frac{1 + j(f/f_z)}{1 + j(f/f_p)}$

$$f_z \approx \frac{1}{2\pi C' R'} \quad \text{y} \quad f_p \approx \frac{R + R'}{R} f_z$$

Hay que observar que la frecuencia del polo siempre es mayor que la frecuencia del cero.

2.4.- CADENAS DE SUMADORES.-

En mezcladores destinados a estudios de grabación se hace necesario el empleo de sistemas con un número elevado de salidas.

Los magnetófonos empleados en estudios de grabación suelen tener 24 pistas de entrada, así pues, necesitaríamos un sistema que nos permitiera grabar estas 24 pistas. Para ello se emplean redes de sumadores. Veamos un ejemplo.

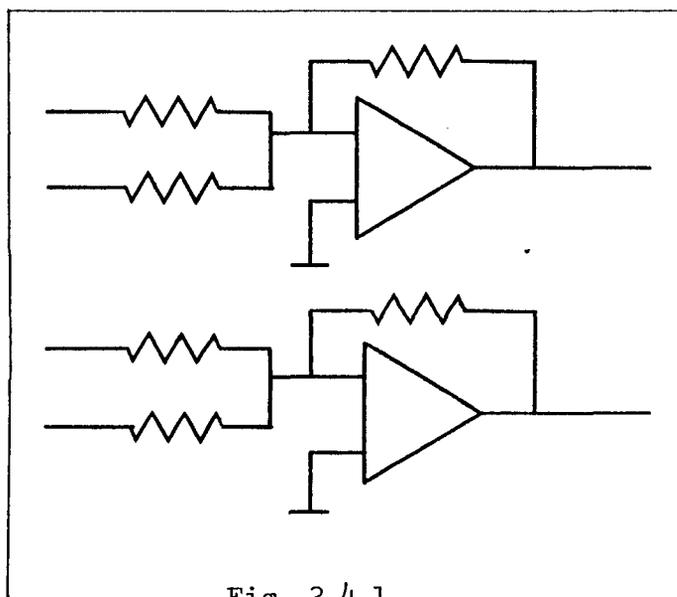


Fig. 2.4.1

En la Fig. 2.4.1 vemos un sistema de 4 entradas y dos salidas. Mediante un sistema análogo podemos llegar al modelo requerido en cada caso.

2.5.- DISEÑO DEL CIRCUITO.-

En la Fig. 2.5.1 vemos un circuito sumador compensado por avance. Los condensadores C_1 limitan el ancho de banda en baja frecuencia, mientras que el condensador C lo hace en alta frecuencia. Asimismo, C evita que el circuito entre en molestas oscilaciones en alta frecuencia.

El módulo de la ganancia en medias frecuencias vendrá dado por:

$$|A_v| = \frac{R'}{R} = \frac{V_o}{V_i} \implies V_o = \frac{R'}{R} V_i$$

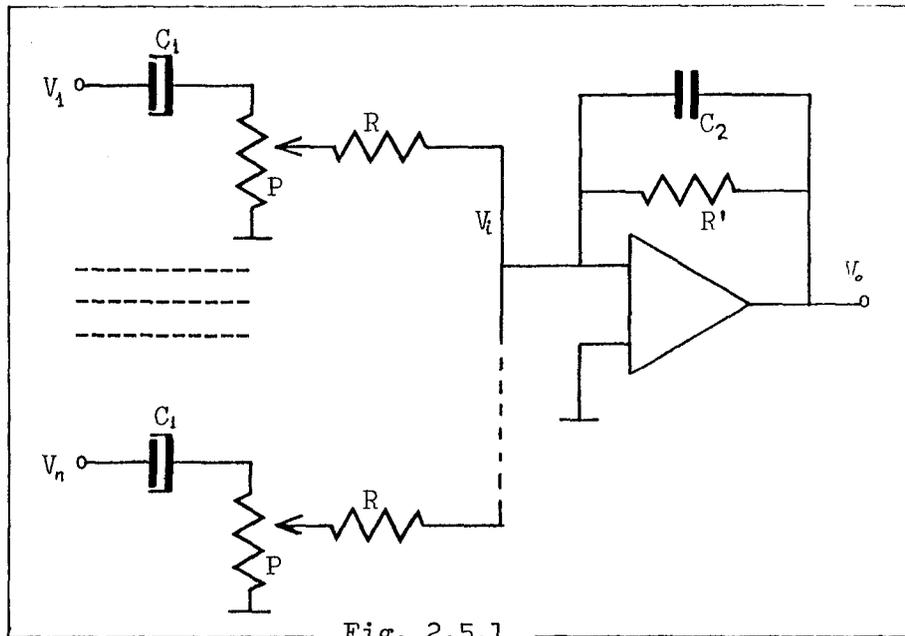


Fig. 2.5.1

Fijamos el valor de R' en 100 K y variando R obtendremos la ganancia deseada. Vamos a analizar nuestro caso. Teniendo en cuenta lo visto en el apartado 2.1, y suponiendo todas las entradas a nivel medio, tendremos 24 entradas de 0,5V.

$$\left. \begin{aligned} P &= \frac{V^2}{R} = \frac{0,25}{R} \\ R &= 47K \end{aligned} \right\} \Rightarrow P = 5,3 \cdot 10^{-6} \text{ W.}$$

$$P_t = 24P = 0,12 \text{ mW}$$

El nivel de tensión medio a la entrada será:

$$V_i = \sqrt{P_t \cdot 47K} = 2,37V.$$

Teniendo en cuenta de que hemos tomado un valor de $R = 47K$:

$$V_o = \frac{100K}{47K} 2,37 \approx 5V.$$

Este será el valor máximo a la salida del sumador, con los fader de canal a mitad de recorrido. Si suponemos el caso extremo en que todos los fader de canal estén dando la máxima señal de salida, tendremos:

$$V_i = 5V \implies V_o = \frac{100K}{47K} 5 \approx 10,5V.$$

siendo este el nivel de salida máximo de la consola en cualquier condición.

El operacional empleado es el TL081 (Bifet), que permite una salida máxima $V_{cc} - 2V = 24 - 2 = 22V$. (alimentamos el operacional con $\pm 12V$), luego no tendremos problemas de saturación.

Vamos a ver las frecuencias de corte introducidas por los condensadores:

$$f_b = \frac{1}{2\pi RC_1} \implies C_1 = 1\mu F \implies f_b \approx 4 \text{ Hz.}$$

$$\left. \begin{aligned} C_2 &= \frac{1}{2\pi f_H(R+R')} \\ f_H &= 22\text{KHz.} \end{aligned} \right\} \implies C_2 \approx 50\text{pF.}$$

Con estos valores queda asegurado el paso de la banda de audio. El valor es intrascendente ya que solamente actúa como divisor de la señal de entrada.

2.6.- SALIDA Y RETORNO DE EFECTOS.-

Realizaremos los cálculos de tal forma que el porcentaje de nivel de efectos máximo sobre la señal de entrada sea del 50%.

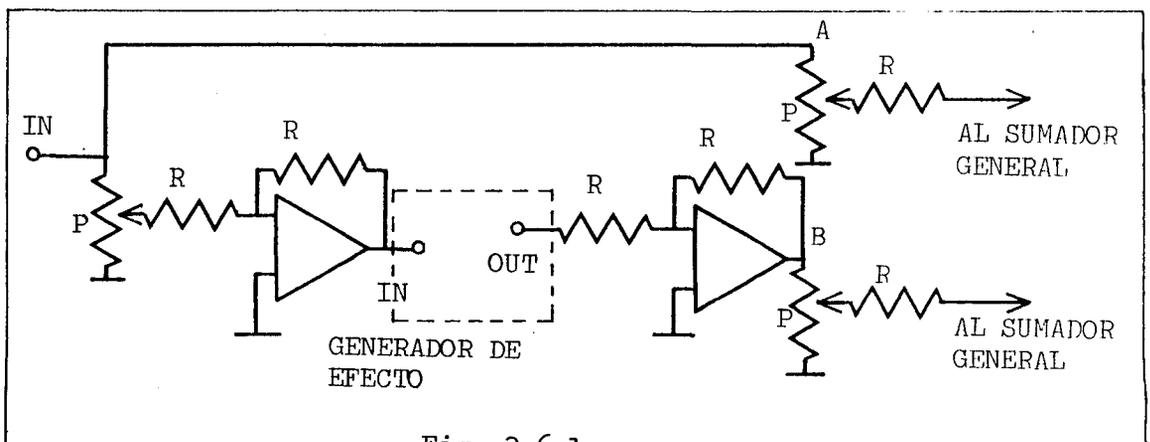


Fig. 2.6.1

La Fig. 2.6.1 representa los mezcladores de entrada-salida del sistema de efectos. Para que se cumpla lo anteriormente expuesto (50% de porcentaje), los niveles de señal en los puntos A y B deben de ser iguales. Para lograr esto nos basta que:

$$R_5 = R = 47K.$$

y que el conjunto tenga una ganancia unitaria. Hacemos:

$$R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = 50K.$$

Teniendo en cuenta lo visto en el apartado 2.5, la potencia de esta entrada con todos los fades de entrada de efectos en su punto medio será:

$$P = \frac{V^2}{R} = \frac{0,25}{47K}$$

$$P_{t1} = 24P = 0,12mW = P_t$$

$$P_T = P_t + P_{t1} = 0,12 + 0,12 = 0,24mW.$$

luego:

$$V_i' = \sqrt{P_T \cdot 47K} = 3,36V.$$

$$V_o' = \frac{100K}{47K} 3,36 \simeq 7V.$$

$$V_{o_{max}}' \simeq 12V.$$

Este valor $V_{o_{max}}'$ sería el valor extremo máximo de salida que podría llegar a dar el sistema a la salida. Se dice extremo ya que para lograr esta condición tendrían que estar todos los fader (señal + efectos) entregando el máximo nivel, y análogamente todas las fuentes de sonido dando una respuesta similar.

CAPITULO 3

CONTROLES DE TONO

3.1.- INTRODUCCION.-

Vamos a emplear dos sistemas para la ecualización de la señal: un control de tonos independiente por canal, y un ecualizador de octava para la corrección de la señal de salida de la consola.

El fin del corrector de tono es simple: con él logramos una corrección parcial de la señal, independientemente de la ecualización seleccionada a la salida. Este sistema nos concede la posibilidad de corregir los defectos de una de las fuentes sin alterar la señal final.

3.2.- DISEÑOS PASIVOS.-

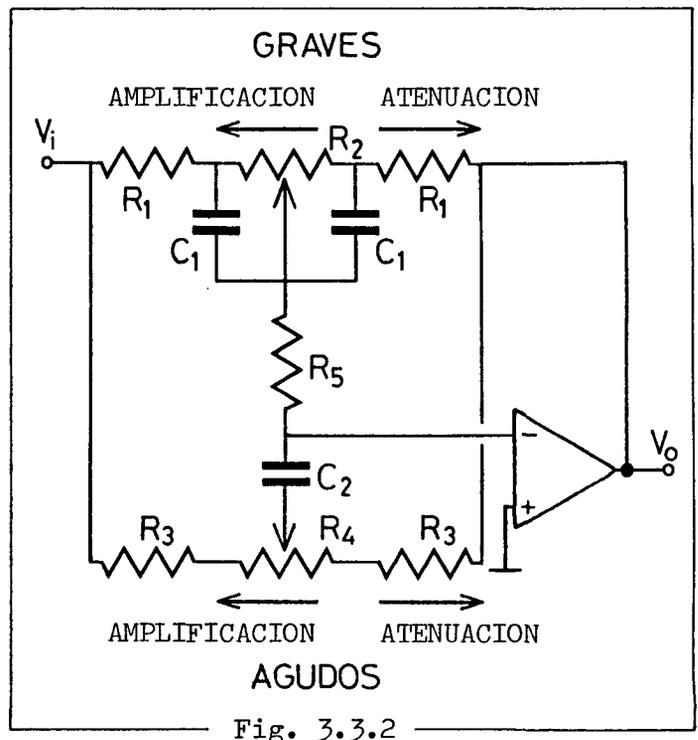
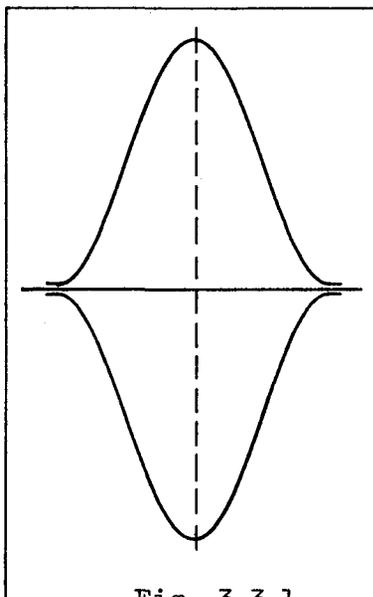
Los circuitos de ecualización pasivos tienen como ventajas un bajo precio y un mínimo de componentes, en cambio producen pérdidas en el nivel de salida.

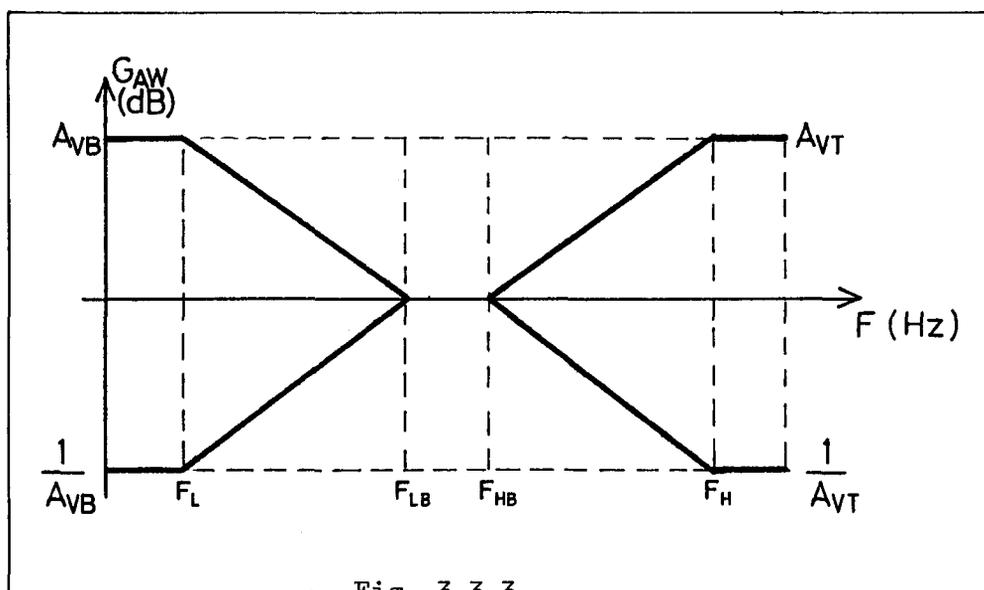
3.3.- DISEÑOS ACTIVOS.-

Este tipo de correctores ofrecen la ventaja de una simetría sobre el eje, es decir, pueden trabajar en atenuación y amplificación (Fig. 3.3.1). Además la distorsión armónica de estos sistemas es pequeña y el número de elementos reducido.

El circuito más común para la corrección de tonos es el sistema denominado Baxandall.

Vamos a estudiar uno de estos sistemas (Fig. 3.3.2) que representa un sistema de control de bajos y agudos.





En la Fig. 3.3.3 vemos la respuesta en frecuencia del circuito. Teniendo en cuenta que en baja frecuencia C_1 y C_2 pueden considerarse en circuito abierto:

$$|A_{vB}| = \frac{R_1 + R_2}{R_1}$$

$$\left| \frac{1}{A_{vB}} \right| = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

Para estas fórmulas se supone el potenciómetro R_2 en la posición de máxima amplificación. En cambio, en altas frecuencias, los condensadores pueden considerarse como un cortocircuito, en este momento, la ganancia en alta frecuencia pasa a ser controlada por el potenciómetro de agudos.

En el circuito resultante (Fig. 3.3.4) procedemos a efectuar una transformación estrella-triángulo (este circuito supone el potenciómetro R_4 en la posición de ganancia máxima) obteniendo otro circuito (Fig. 3.3.5).

$$Z_1 = \frac{R_5 R_1 + R_5 R_1 + R_1^2}{R_5} = 2 R_1 + \frac{R_1^2}{R_5}$$

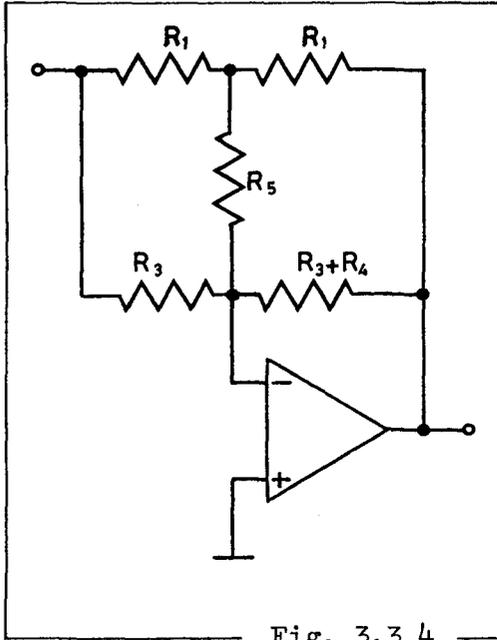


Fig. 3.3.4

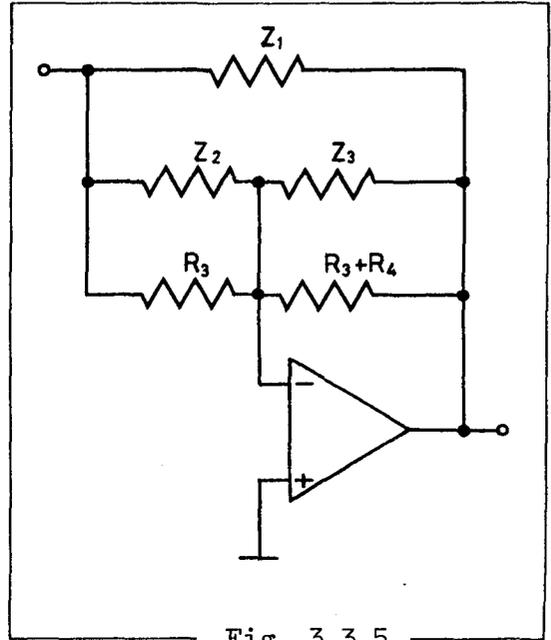


Fig. 3.3.5

$$Z_2 = \frac{2R_1 R_5 + R_1^2}{R_1} = 2R_5 + R_1$$

$$Z_3 = \frac{2R_1 R_5 + R_1^2}{R_1} = 2R_5 + R_1$$

Podemos despreciar Z_1 , ya que no influye sobre la ganancia si la impedancia de la fuente es baja:

$$A_V = \frac{(R_1 + 2R_5) \parallel (R_3 + R_4)}{(R_1 + 2R_5) \parallel R_3} = \frac{R_3 + R_1 + 2R_5}{R_3}$$

si se cumple que: $R_4 \gg R_1 + R_3 + 2R_5$

Así, pues, podemos poner:

$$|A_{VT}| = \frac{R_3 + R_1 + 2R_5}{R_3}$$

$$\left| \frac{1}{A_{VT}} \right| = \frac{R_3}{R_3 + R_1 + 2R_5}$$

y para las frecuencias de corte tendremos las expresiones de la página siguiente:

$f_L = \frac{1}{2\pi R_2 C_1}$	$f_H = \frac{1}{2\pi R_3 C_2}$
$f_{LB} = \frac{1}{2\pi R_1 C_1}$	$f_{HB} = \frac{1}{2\pi (R_1 + R_3 + 2R_5) C_2}$

De bajas a medias frecuencias la impedancia de C_1 disminuye (está en paralelo con R_2) en consecuencia la resistencia efectiva disminuye, reduciéndose con esto la ganancia. Este proceso continua hasta que la resistencia R_1 se hace dominante, y con esto la ganancia se hace unitaria.

La acción del circuito de agudos es similar y deja de actuar cuando la resistencia R_3 se hace dominante.

Las ecuaciones de diseño serán:

$$C_1 = \frac{1}{2\pi f_{LB} R_1}$$

$$R_2 = \frac{1}{2\pi f_L C_1}$$

$$C_2 = \frac{1}{2\pi f_H R_3}$$

$$R_5 = \frac{1}{2} \left(\frac{1}{2\pi f_{HB} C_2} - R_1 - R_3 \right)$$

Vamos a ver la relación entre las frecuencias f_L , f_{LB} , f_H , f_{HB} . Sabemos que representan los puntos (en el medio de la banda y en los extremos) donde la ganancia varía en $\pm 3\text{dB}$. Comunmente, en en diseños de controles de tono, se emplea en extremos un nivel de variación de $\pm 20\text{dB}$.

También hay que hacer notar que la ganancia en las medias frecuencias no es exactamente unitaria y puede considerarse aproximadamente la caída en $\pm 2\text{dB}$. Podemos verlo en la gráfica de la Fig.3.3.6.

Esto es debido a la proximidad de los polos y los ceros de la función de transferencia. Otro efecto de esta proximidad es la va-

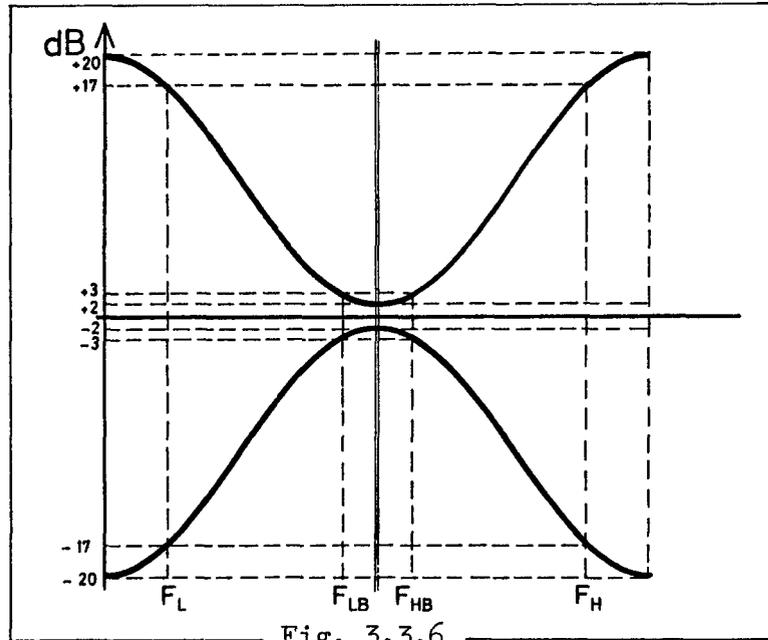


Fig. 3.3.6

riación de la pendiente de $\pm 6\text{dB/octava}$ a $\pm 4\text{dB/octava}$. Sabiendo que f_l y f_{LB} están separados en una magnitud de 14dB y que la pendiente es de 4dB/octava . La relación será:

$$\frac{F_{LB}}{F_L} = \frac{F_H}{F_{HB}} \approx 10$$

Hemos dicho que F_l y F_{LB} están separadas en 14dB que corresponden: $14\text{dB} = 20 \lg A \Rightarrow A = 10^{14/20} \approx 5$.

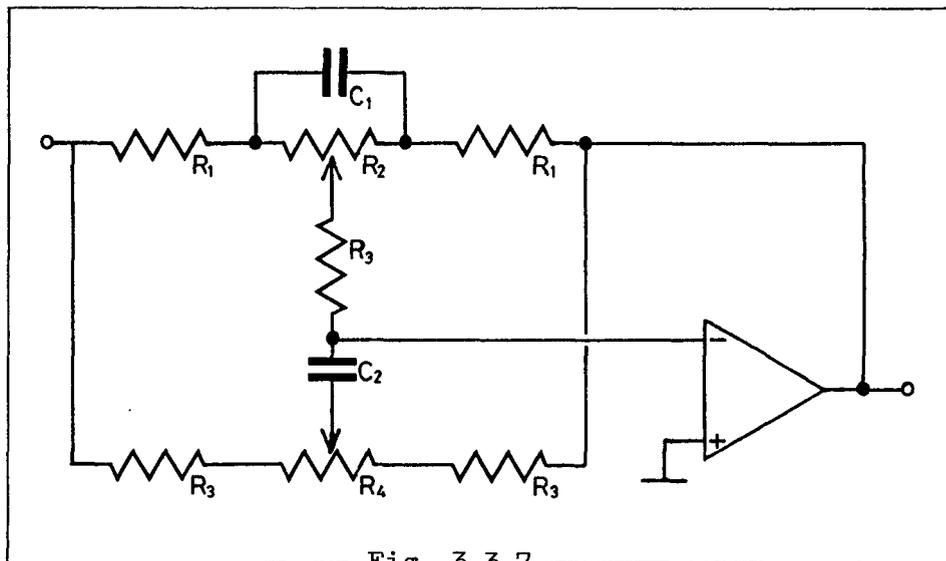


Fig. 3.3.7

Hay que tener en cuenta que la función de transferencia es simétrica respecto al eje de ganancia 0dB.

La Fig. 3.3.7 muestra un diseño alternativo de control de bajos con la ventaja de emplear un sólo condensador C_1 .

3.4.- CONTROL DE MEDIOS.

Hasta ahora hemos visto un control de bajos y agudos. Cabe también la posibilidad de un control de medios para una mayor flexibilidad del sistema, empleando uno de corrección análogo al usado en los casos anteriores.

Este control incluye dos condensadores: C_4 para el control de bajos y C_5 para el de agudos. Esta combinación constituye un filtro de paso de banda.

El cálculo real de este sistema nos lleva a ecuaciones de difícil resolución, ya que habría que tener en cuenta los efectos del filtrado de bajos y agudos.

Vamos a analizar el circuito de una forma simple:

Haciendo variar el valor de R_6 controlamos la ganancia en medias frecuencias. La relación de valores de C_4 y C_5 para que no intervengan en los controles de graves y agudos es: $C_5 \simeq 5C_4$. Mediante la variación de C_5 variamos la frecuencia central teniendo en cuenta que si f_0 era la frecuencia del primero y f_0' la del segundo tendremos:

$$\frac{C_5'}{C_5} \simeq \frac{f_0}{f_0'}$$

Las ecuaciones aproximadas de cálculo serán:

$$f_l = \frac{1}{2\pi R_7 C_4}$$

$$f = \frac{1}{2\pi R_6 C_5}$$

3.5.- DISEÑO DEL CIRCUITO.-

++ CONTROL DE BAJOS.-

Tomamos un valor arbitrario $R_2 = 100 \text{ K}$.

$$A_{VB} = 1 + \frac{R_2}{R_1} = 10 \text{ (20dB)}$$

$$R_1 = \frac{R_2}{10-1} = 1,11 \cdot 10^4 \simeq 11 \text{ K}$$

Teniendo en cuenta que $f_l = 30\text{Hz}$.

$$\frac{f_{LB}}{f_l} = 10 \implies f_{LB} = 300\text{Hz}.$$

$$C_1 = \frac{1}{2\pi f_{LB} R_1} = \frac{1}{2\pi 300 \cdot 11\text{K}} = 4,82 \cdot 10^{-8} \simeq 0,05 \mu\text{F}.$$

++ CONTROL DE AGUDOS.-

Tomando como valor arbitrario $R_5 = 11 \text{ K}$.

$$A_{VT} = 1 + \frac{R_1 + 2R_5}{R_3} = 10 \text{ (20dB)}$$

$$R_3 = \frac{R_1 + 2R_5}{10-1} = \frac{11\text{K} + 2(11\text{K})}{9} = 3,67 \cdot 10^3 \simeq 3,6\text{K}$$

Si tomamos $f_H = 10\text{KHz}$.

$$C_2 = \frac{1}{2\pi f_H R_3} = \frac{1}{2\pi 10K \cdot 3,6K} = 4,42 \cdot 10^{-9} \simeq 0,005 \mu F.$$

Teniendo en cuenta que:

$$R_4 > 10(R_3 + R_1 + 2R_5)$$

$$R_4 > 10(3,6K + 11K + 22K)$$

$$R_4 > 3,66 \cdot 10^5$$

$$R_4 = 500 K$$

++ CONTROL DE MEDIOS.-

Tomando $f_L = 300 \text{ Hz}$, $f_H = 1800 \text{ Hz}$, $R_7 = 100 K$.

$$A_V = 1 + \frac{R_1 + 2R_5}{R_6} = 10 (20 \text{ dB})$$

$$R_6 = \frac{11K + 22K}{10-1} = \frac{33K}{9} \simeq 3,6K$$

$$C_4 = \frac{1}{2\pi R_7 f_L} \simeq 0,005 \mu F$$

$$C_5 = \frac{1}{2\pi R_6 f_H} \simeq 0,022 \mu F$$

La Fig. 3.5.1 nos da una visión del circuito completo, al que se le ha añadido un separador de impedancias de ganancia unitaria.

Teniendo en cuenta que: $R_{10} = \left(\frac{V_{cc}}{2,6} - 1\right)R_{11}$, si hacemos $R_{10} = 100K$ tendremos que: $R_{11} \simeq 25K$.

En los módulos de micrófono emplearemos el control de tres vías, al igual que en el módulo tape, en cambio, en el módulo phono emplearemos el corrector de dos vías por considerarlo suficiente.

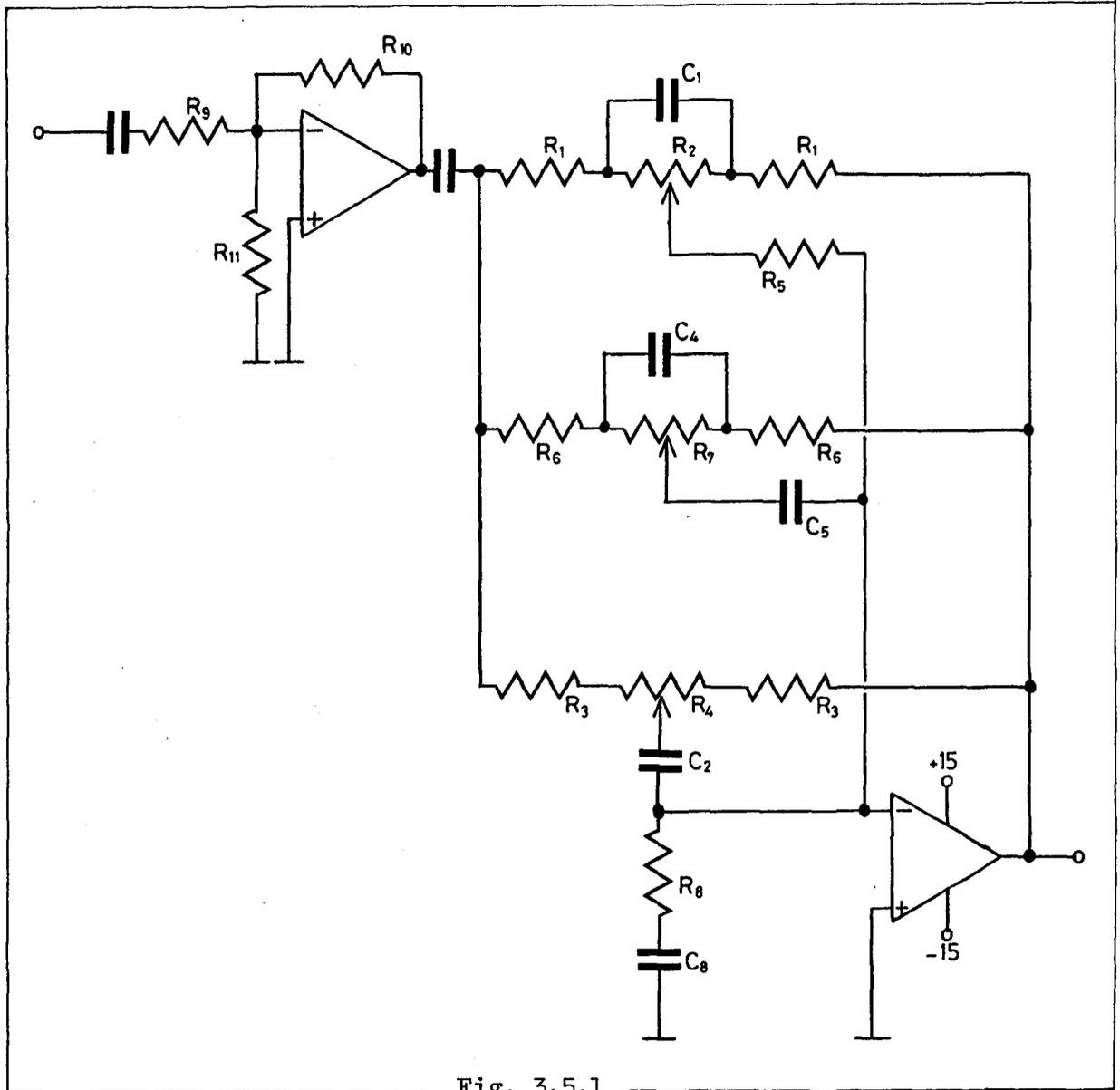


Fig. 3.5.1

CAPITULO 4

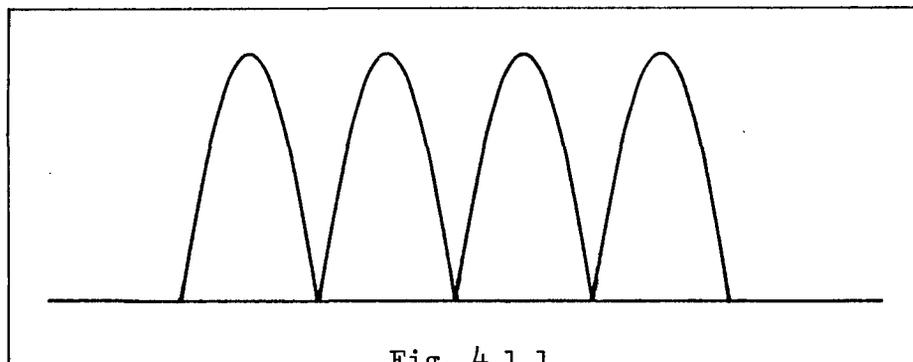
ECUALIZACION DE SALIDA

4.1.- INTRODUCCION.-

Un ecualizador es un sistema que permite una corrección de tono estremadamente flexible con la que compensar la respuesta de frecuencia incorrecta de un sistema de alta fidelidad, es decir, el ecualizador realza o atenúa cualquier parte del espectro audible, posibilitando la corrección en límites muy precisos de la respuesta de un sistema.

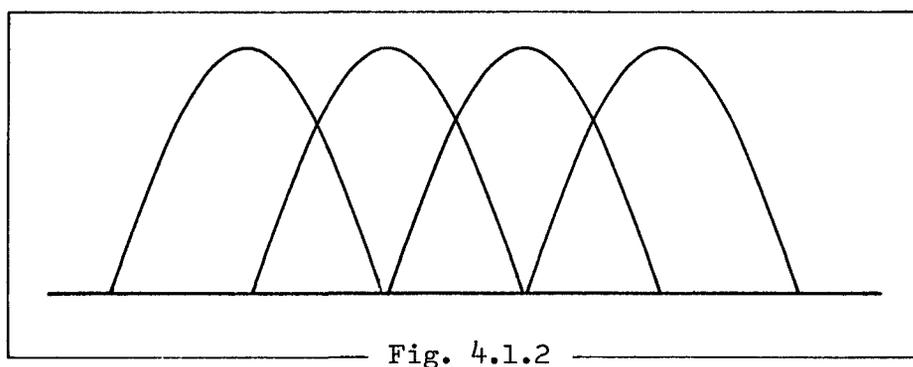
El espectro audible (20 Hz a 20 KHz) contiene aproximadamente diez octavas (una octava representa una frecuencia doble de la octava anterior, tomando 16 Hz como frecuencia más baja). Los ecualizadores corrigen este espectro en márgenes que pueden ser: $\frac{1}{3}$ octava, $\frac{1}{2}$ octava, 1 octava, 2 octavas, etc. Hay que tener en cuenta que cuanto más pequeñas sean estas divisiones tendremos la posibilidad de una corrección más perfecta.

Cuando nos enfrentamos con el diseño de un ecualizador nos encontramos con una situación de compromiso, y esta es la selectividad.



Si la selectividad es grande los picos son distantes y los márgenes de actuación son estrechos (Fig. 4.1.1).

En cambio si la selectividad es pequeña las curvas son planas y se superponen (Fig. 4.1.2).



Ambos casos son indeseables puesto que no permiten una corrección correcta.

Pasemos ahora al estudio en sí de la ecualización, con los cálculos pertinentes.

4.2.- SISTEMA DE FILTRADO.-

Vamos a diseñar un sistema ecualizador basado en filtros resonantes activos pasabanda. Miremos primero un estudio previo del sistema.

Este tipo de filtros tienen una respuesta en frecuencia teórica constante $f_{OL} < f_0 < f_{OH}$ y ganancia nula fuera de este margen (Fig.4.2.1).

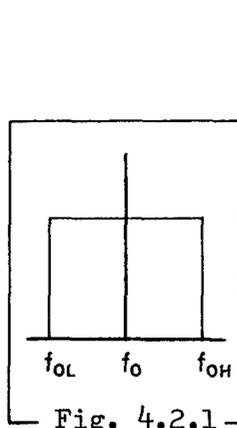


Fig. 4.2.1

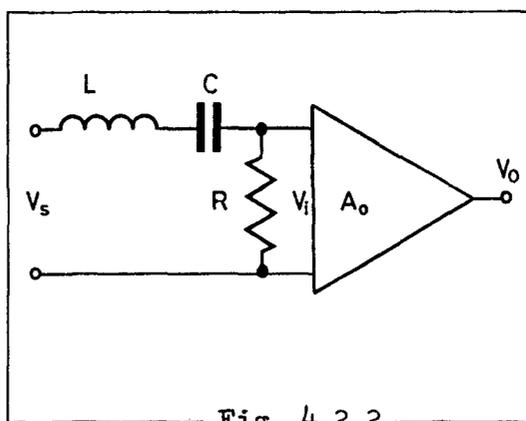


Fig. 4.2.2

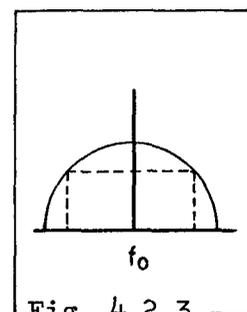


Fig. 4.2.3

Se necesita un número indefinido de secciones de Butterworth para obtener la respuesta a este tipo de filtro. Vamos a ver como podemos obtener una respuesta aproximada.

La Fig. 4.2.2 nos muestra un circuito resonante LC. Este tipo de filtros tiene una frecuencia central f tal que a ambos lados de ella se produce una pérdida de ganancia (Fig. 4.2.3).

El filtro resonante de 2º orden (Fig. 4.2.2) tiene una función de transferencia:

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

Cuando $|X_L|$ es igual a $|X_C|$ tendremos una frecuencia de resonancia que vendrá dada por la expresión:

$$f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi}$$

siendo: $\omega_0^2 = \frac{1}{LC}$

El factor de calidad (selectividad) viene dado por la expresión:

$$Q = \frac{\omega_0 L}{R} = \frac{1}{\omega_0 C R} = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}}$$

4.3.- ANCHO DE BANDA.-

Si $\omega_1 < \omega_0$ y $\omega_2 > \omega_0$, es decir ω_1 y ω_2 son las dos pulsaciones a ambos lados de ω_0 para las cuales la caída de ganancia es de 3dB a partir de su valor A_0 , para ω_0 , se define como ancho de banda:

$$B = \frac{\omega_2 - \omega_1}{2\pi} = \frac{1}{2\pi} \left(\omega_2 - \frac{\omega_0^2}{\omega_2} \right)$$

La frecuencia de corte se halla haciendo:

$$\left| \frac{A_v(j\omega)}{A_0} \right| = \frac{1}{\sqrt{2}}$$

Si tenemos en cuenta que:

$$Q \left(\frac{\omega_2}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega_2} \right) = 1 = \left(\omega_2 - \frac{\omega_0^2}{\omega_2} \right) \frac{Q}{\omega_0}$$

tendremos:

$$B = \frac{1}{2\pi} \frac{\omega_0}{Q} = \frac{f_0}{Q}$$

4.4.- FILTRO PASABANDA ACTIVO RC.-

La forma general de un filtro pasabanda activo de segundo orden se obtiene haciendo $S = j\omega$

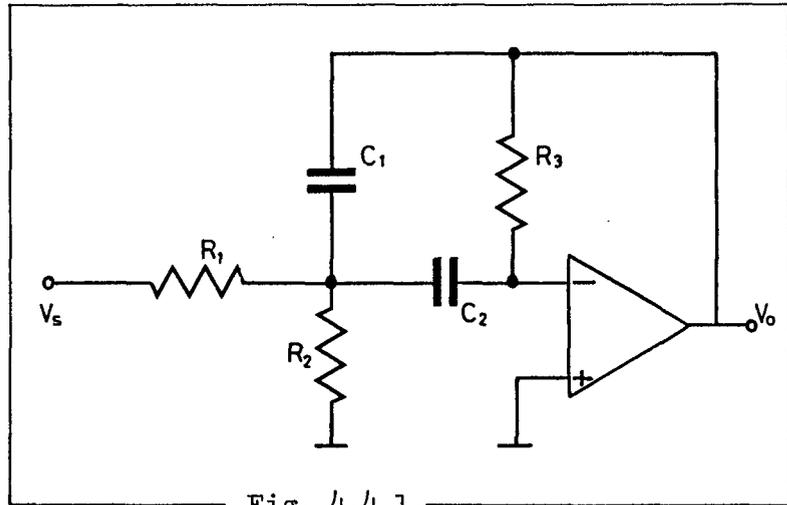


Fig. 4.4.1

$$A_v(S) = \frac{RA_o}{R+SL+\frac{1}{SC}} = \frac{\left(\frac{R}{L}\right)A_oS}{S^2+S\left(\frac{R}{L}\right)+\frac{1}{LC}}$$

$$A_v(S) = \frac{(\omega_o/Q)A_oS}{S^2(\omega_o/Q)+\omega_o^2}$$

La función de transferencia del circuito RLC puede obtenerse mediante un circuito de realimentación múltiple (Fig. 4.4.1), donde se eliminan las inductancias. La función de transferencia del circuito viene dada por:

$$\frac{V_o(S)}{V_s} = \frac{S/R_1 C_1}{S^2 + \frac{C_1 + C_2}{R_3 C_1 C_2} + \frac{1}{R' R_3 C_1 C_2}}$$

siendo: $R' = R_1 \parallel R_2 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$

Igualando coeficientes en las tres ecuaciones anteriores obtendremos:

$$R_1 C_1 = \frac{L}{RA_o} = \frac{Q}{\omega_o A_o}$$

$$R_3 \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} = \frac{L}{R} = \frac{Q}{\omega_o}$$

$$R' R_3 C_1 C_2 = LC = \frac{1}{\omega_o^2}$$

Si hacemos $C_1 = C_2 = C$ nos quedará:

$$R_1 = \frac{Q}{2 \pi f_0 A_0 C}$$

$$R_3 = \frac{Q}{\pi f_0 C}$$

$$R_2 = \frac{Q}{(2Q^2 - A_0) 2 \pi f_0 C} = \frac{A_0 R_1}{2Q^2 - A_0}$$

siendo: $Q = \pi f_0 C R_3$ y $f_0 = \frac{1}{2 \pi C} \sqrt{\frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2 R_3}}$

4.5.- CALCULO DE LOS FILTROS.-

Vamos a calcular los filtros para un sistema ecualizador de diez bandas (filtros de una octava). El primer paso consiste en establecer los valores de ganancia y selectividad de una forma relativamente arbitraria (ver apartado 4.1).

Tomamos los valores $A_0 = 4(12\text{dB})$

$Q = 2$

Seguidamente fijamos el valor de R_1 que nos dará la impedancia de entrada del sistema, esta viene dada por: $(R_1 + R_2)/10$ (tendremos diez secciones en paralelo).

Tomamos: $R_1 = 120 \text{ K}$

$$R_2 = \frac{A_0 R_1}{2Q - A_0} = \frac{4R_1}{8-4} = R_1 \implies R_1 = R_2 = 120 \text{ K}$$

$$R_3 = \frac{Q}{2 \pi f_0 A_0 R_1} = \frac{R_1 2 \pi f_0 A_0 C}{\pi f_0 C} = 2A_0 R_1 \implies R_3 = 960 \text{ K}$$

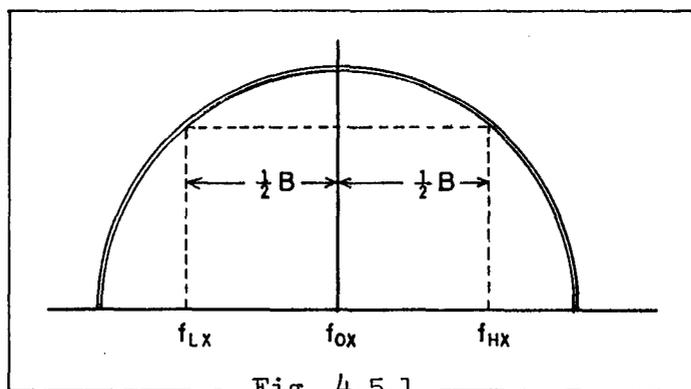
$$C = \frac{Q}{2 \pi f_0 A_0 R_1} = \frac{2}{2 \pi f_0 4 \cdot 120 \text{ K}} = \frac{6,63 \cdot 10^{-7}}{f_0}$$

Hemos fijado los valores de todas las resistencias conformantes del circuito, estableciendo una ecuación para obtener los valores de los condensadores en función de las frecuencias de corte fijadas. Operando obtendremos el cuadro siguiente:

Filtros	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
f (Hz)	32	64	125	250	500	1K	2K	4K	8K	16K
C	22n	11n	5,6n	2,7n	1,5n	680p	330p	160p	82p	43p

Como vimos en la sección 4.3, $B = f_0/Q$, con esta expresión podemos calcular el ancho de banda de cada filtro:

Filtros	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
B (Hz)	16	32	64	125	250	500	1K	2K	4K	8K



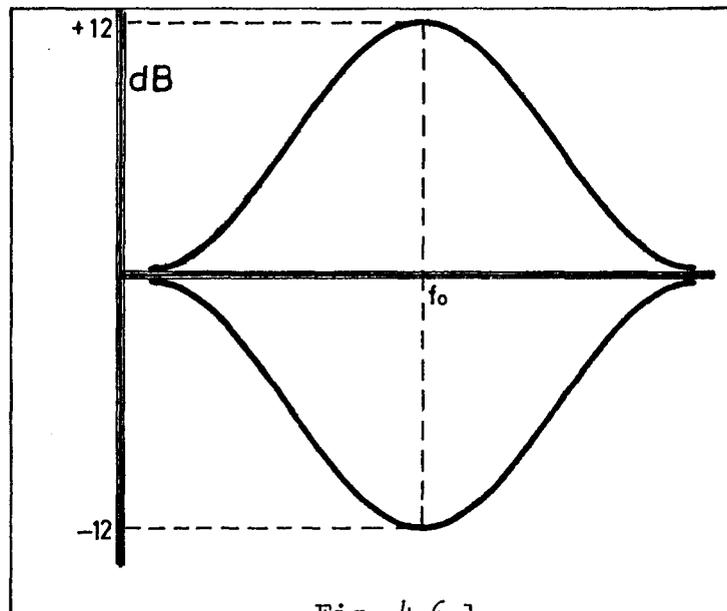
Vamos a calcular las frecuencias de corte de cada filtro f_{LX} y f_{HX} (Fig. 4.5.1) para ver el intervalo de acción de cada uno y realizar el espectro de frecuencias:

Filtros	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
F_L (Hz)	24	48	93	186	375	750	1500	3K	6K	12K
F_H (Hz)	40	76	157	314	625	1250	2500	5K	10K	20K

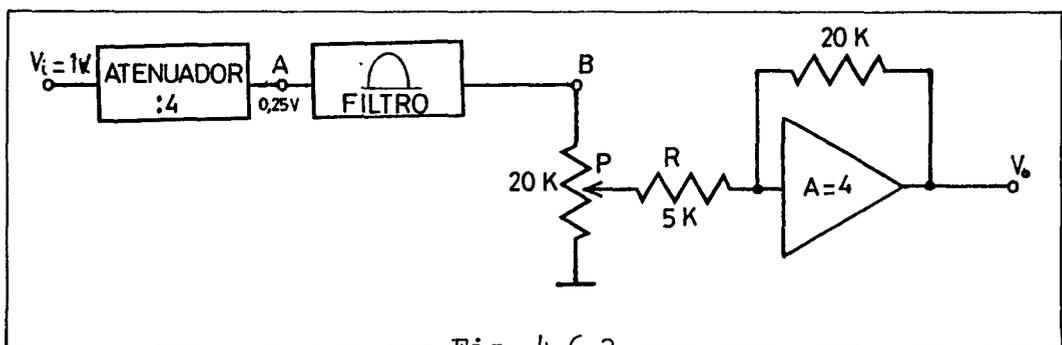
Con esta tabla trazaremos el espectro de frecuencias del sistema ecualizador (ver el diagrama de anchuras de banda).

4.6.- CIRCUITOS COMPLEMENTARIOS.

Los filtros hasta ahora estudiados son simples de paso de banda, que componen un sistema meramente de corte. Los ecualizadores profesionales reúnen una doble característica no reflejada en este sistema, siendo capaces de producir una atenuación o realce que varía entre unos niveles más o menos estandarizados ($\pm 10\text{dB}$, $\pm 12\text{dB}$, $\pm 14\text{dB}$, ...), es decir, tendrían una respuesta semejante a la mostrada en la Fig.4.6.1 (representativa de un solo filtro).



Así pues, debemos de buscar un sistema cuya característica de transferencia sea análoga a la anteriormente descrita. Vamos a ver como podemos hacer esto:



La Fig. 4.6.2 nos muestra el diagrama de bloques del circuito propuesto. Vamos a tomar para su estudio una tensión de entrada de 1 V, y estudiaremos la transición.

En el punto A, y debido al efecto del atenuador, tenemos un nivel de señal de 0,25 V. En el punto B volvemos a tener nuevamente 1 V ya que la ganancia del filtro es de 4. Vamos a ver el resto del circuito (Fig. 4.6.3).

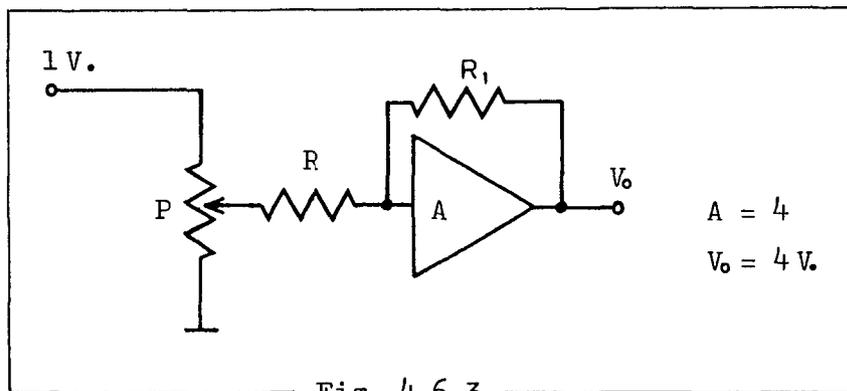


Fig. 4.6.3

La ganancia total del circuito en dB será:

$$A_{\text{total}} \text{ (dB)} = 20 \log \frac{V_o}{V_i} = 20 \log \frac{4}{1} \simeq 12\text{dB}$$

Cuando el cursor del potenciómetro P esté en la mitad de su recorrido tendremos una resistencia R en paralelo con $\frac{1}{2}P$, como se indica en la Fig. 4.6.4.

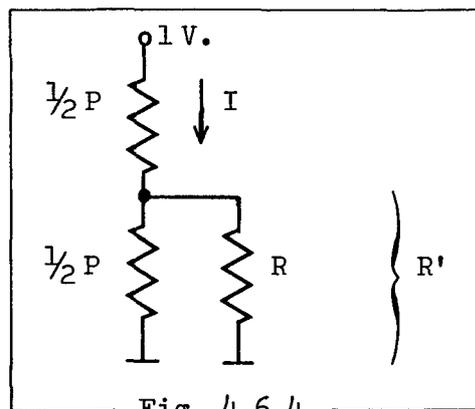


Fig. 4.6.4

$$\begin{aligned}
 P = 20 \text{ K} &\Rightarrow \left. \begin{aligned} \frac{P}{2} = 10 \text{ K} \\ R = 5 \text{ K} \end{aligned} \right\} R' = 5 \text{ K} \parallel 10 \text{ K} \simeq 3 \text{ K} 2 \\
 I = \frac{1 \text{ V.}}{13 \text{ K} 2} & \left. \begin{aligned} V_{R'} = I \cdot R' \\ V_{R'} = \frac{3 \text{ K} 2}{13 \text{ K} 2} \simeq 0,25 \text{ V.} \end{aligned} \right\}
 \end{aligned}$$

Este valor pasa a través de un sumador con una ganancia: $A = 4$. Así, pues, tenemos un valor $V_o = 0,25 \cdot 4 = 1 \text{ V}$, siendo la ganancia total del sistema en este caso:

$$A_{\text{total}} (\text{dB}) = 20 \log \frac{1}{1} = 0 \text{ dB}$$

es decir, el sistema da una relación lineal, sin atenuamiento ni amplificación.

Vamos a ver que sucede cuando llevamos el cursor del potenciómetro a un 95% de su valor nominal (Fig. 4.6.5).

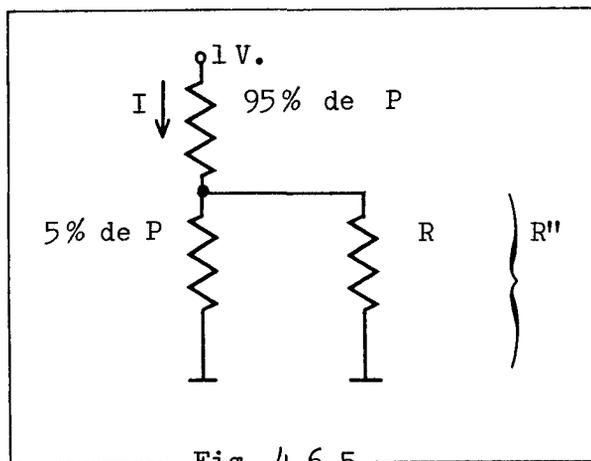


Fig. 4.6.5

$$\begin{aligned}
 5\%P = 1 \text{ K} 5 \\
 95\%P = 18 \text{ K} 5 \\
 R = 5 \text{ K}
 \end{aligned}
 \left. \vphantom{\begin{aligned} 5\%P = 1 \text{ K} 5 \\ 95\%P = 18 \text{ K} 5 \\ R = 5 \text{ K} \end{aligned}} \right\} R'' = R \parallel 5\%P = 5 \text{ K} \parallel 1 \text{ K} 5 \simeq 1154$$

$$I = \frac{1 \text{ V.}}{19654}$$

$$V_{R'} = \frac{1154}{19654} \simeq 0,06$$

$$V_o = 4 \cdot 0,06 \simeq 0,25$$

La ganancia total del sistema vendrá dada por:

$$A_{\text{total}} \text{ (dB)} = 20 \log \frac{0,25}{1} \simeq -12\text{dB}$$

El efecto así creado es el de una función de transferencia de ganancia $\pm 12\text{dB}$ partiendo de la base de un sistema de corte.

Es evidente que en el caso de que uno de los cursores sea desviado a masa no habrá señal de salida en esa sección, pero la acción de los bordes de los filtros adyacentes tienden a crear un corte a -12dB a la salida.

4.7.- CIRCUITO DE ENTRADA.-

Necesitamos un atenuador activo de ganancia $1/4$.

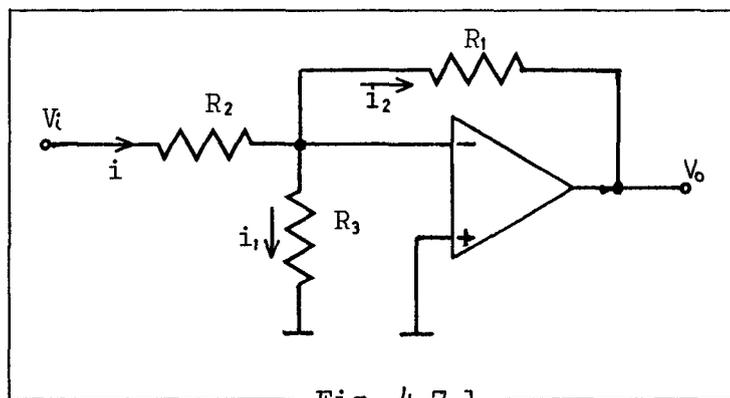


Fig. 4.7.1

$$V_- = V_+ = 0 \text{ V.}$$

$$i_2 = \frac{V_- - V_o}{R_1} = \frac{-V_o}{R}$$

$$i = \frac{V_i - V}{R_2} = \frac{V_i}{R_2}$$

$$i_1 = V_- \cdot R_3 = 0$$

$$\left. \begin{array}{l} i_2 = \frac{-V_o}{R} \\ i = \frac{V_i}{R_2} \end{array} \right\} i = i_2 \quad \frac{-V_o}{R_1} = \frac{V_i}{R_2}$$

$$A = - \frac{R_1}{R_2} = \frac{1}{4}$$

Fijando R_2 en 100 K obtendremos que:

$$R_1 = \frac{1}{4} R_2 = 25 \text{ K}$$

4.6.- CIRCUITO DE SALIDA.-

Está formado por un circuito sumador.

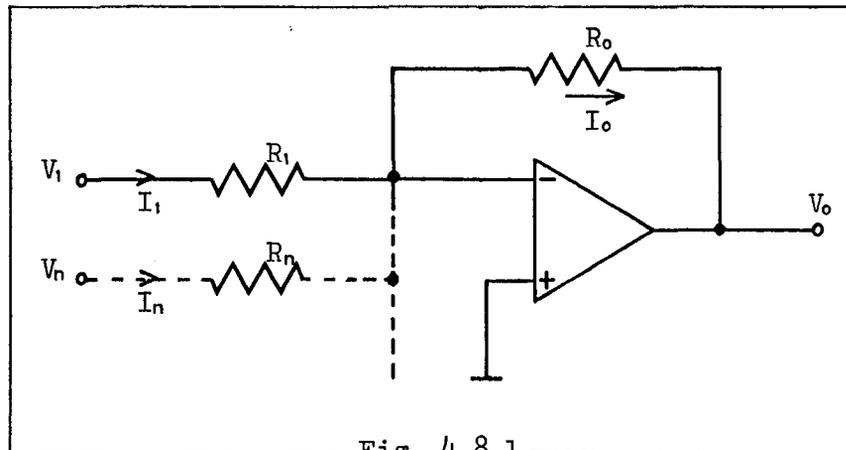


Fig. 4.8.1

$$I_o = I_1 + I_2 + \dots + I_n$$

$$I_o = - \frac{V_o}{R_o},$$

$$I_1 = \frac{V_1}{R_1}, \dots, I_n = \frac{V_n}{R_n}, \quad - \frac{V_o}{R_o} = \frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_2} + \dots + \frac{V_n}{R_n}$$

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

Si: $R_1 = R_2 = \dots = R_n = R$

$$V_o = - \frac{R_o}{R} (V_1 + V_2 + \dots + V_n)$$

Donde tenemos: $|A| = \frac{R_o}{R} = 4$, entonces, fijando $R_o = 20 \text{ K}$, tendremos:
 $R = R_o/4 = 5 \text{ K}$. Podemos ver el circuito al completo en la Fig. 4.8.2.

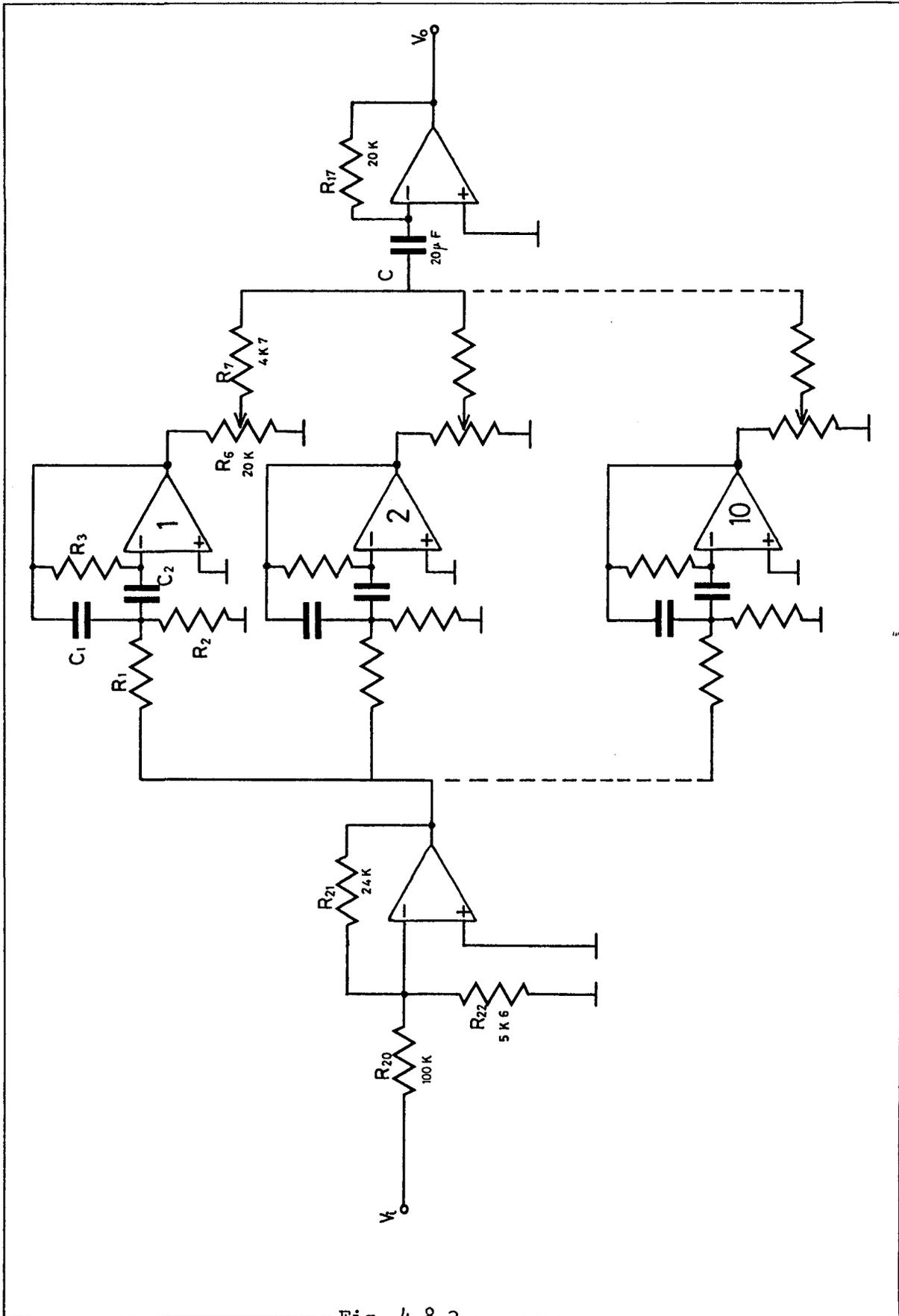
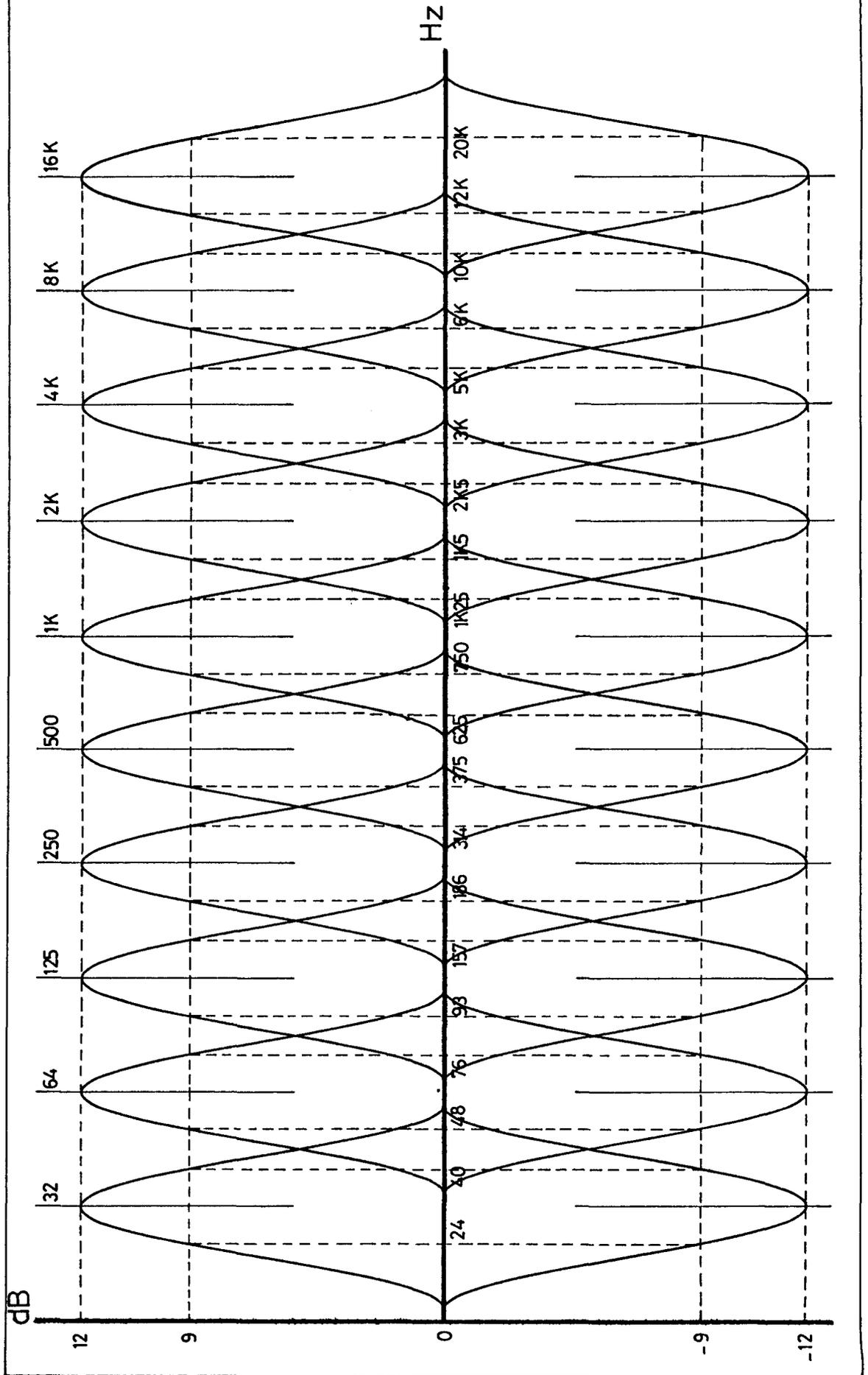


Fig. 4.8.2

DIAGRAMA DE ANCHURAS DE BANDA



CAPITULO 5

PREAMPLIFICADORES DE MICROFONO

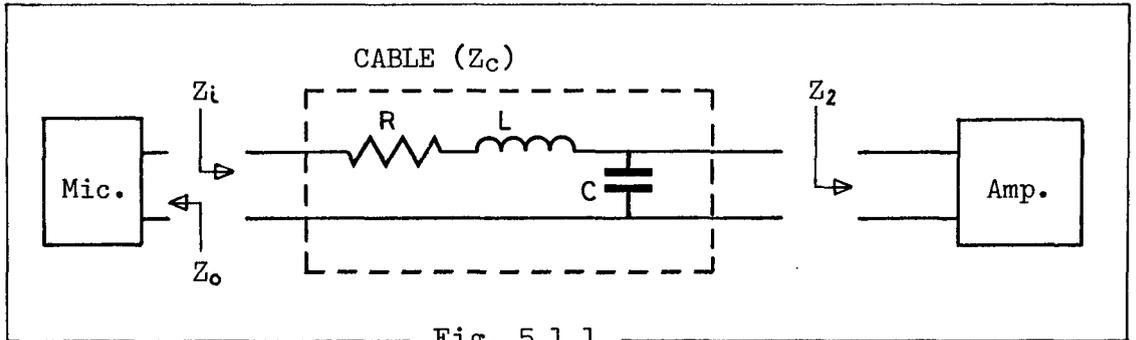
5.1.- INTRODUCCION.-

Los micrófonos pueden clasificarse en dos grandes grupos, micrófonos de alta impedancia ($\approx 20\text{ K}\Omega$) y alto nivel de salida (20 mV), y micrófonos de baja impedancia (200Ω) y bajo nivel de salida (2 mV).

Los pertenecientes al primer grupo no precisan un preamplificador especial, tampoco se presentan problemas especiales de ruido.

En la Fig. 5.1.1 vemos la conexión de un micrófono con un sistema amplificador mediante un cable.

$$\begin{array}{l} \text{En el cable podemos considerar:} \\ R \simeq 0 \\ L \simeq 0 \\ C \neq 0 \end{array} \left. \vphantom{\begin{array}{l} R \simeq 0 \\ L \simeq 0 \\ C \neq 0 \end{array}} \right\} \Rightarrow Z_c \simeq \frac{1}{C\omega}$$



$$Z_i = Z_2 + Z_c = Z_2 + \frac{1}{C\omega}$$

Para que el acoplamiento sea bueno debe de cumplirse que:

$$Z_o \ll Z_i$$

Vamos a suponer que el micrófono empleado sea uno correspondiente al grupo de baja impedancia, es decir, Z_o tiene un valor muy pequeño. Esto implica que Z_i puede no tomar un valor muy grande. En consecuencia Z_c puede tomar un valor relativamente pequeño.

De la conclusión de que Z_c pueda tomar un valor pequeño y de la fórmula de Z_c podemos decir que la longitud del cable empleada puede ser larga.

Esta es la principal causa por la que se emplean este tipo de micrófonos en aplicaciones profesionales.

Los micrófonos de baja impedancia también poseen una respuesta de frecuencia plana por lo que no necesitan una curva de ecualización especial.

Tenemos, por otra parte, un nuevo problema ya que este tipo de micrófonos entregan un bajo nivel de señal que debe ser muy amplificado. Por esto los preamplificadores han de tener una gran ganancia.

Un factor importante ha de ser la relación S/N (señal/ruido), la cual debe mantenerse por encima de los 65 dB con una señal de entrada de 2 mV:

$$65 \text{ dB} = 20 \log \frac{2\text{mV}}{X}$$

$$X = 1,12 \mu\text{V}$$

es decir, la entrada equivalente total de ruido (E_{in} : equivalent input noise) deberá ser inferior a $1,12 \mu\text{V}$.

El operacional integrado LM 387 A tiene un valor $E_{in} \leq 0,9 \mu\text{V}$, esto nos da una relación S/N :

$$S/N \text{ (dB)} = 20 \log \frac{2\text{mV}}{0,9 \mu\text{V}} \simeq 67 \text{ dB}$$

Esta relación puede ser mejorada notablemente empleando operacionales de menor nivel de ruido como el LM 381 A, con un valor $E_{in} \leq 0,7 \mu\text{V}$.

Dentro de la clasificación de micrófonos de baja impedancia hay dos grupos:

- ++ NO BALANCEADOS: Dos hilos, uno de salida y uno de masa.
- ++ BALANCEADOS: Tres hilos, dos de señal y uno de masa.

Normalmente en sistemas profesionales predomina el uso de micrófonos balanceados puesto que se reduce el nivel de ruido gracias al empleo de esquemas de montaje de entrada diferencial. Estos diseños pueden emplearse con transformadores o amplificadores operacionales en configuración diferencial.

Los amplificadores con transformadores son caros debido al diseño y construcción de transformadores para trabajar con un gran ancho de banda, pero producen distorsiones armónicas.

También podemos emplear amplificadores operacionales, aprovechando su excelente cualidad como amplificador diferencial y rechazo al modo común, eliminando los transformadores de entrada.

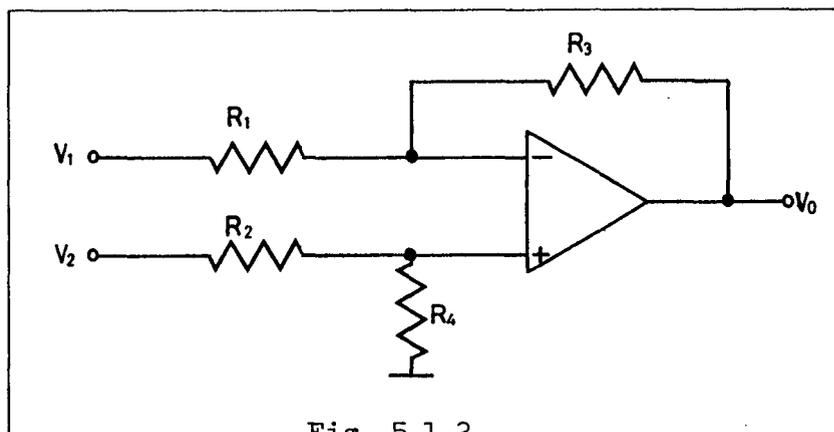


Fig. 5.1.2

En la Fig. 5.1.2 podemos ver un circuito diferenciador en el que se verifica:

$$V_0 = \frac{R_3}{R_1} (V_2 - V_1)$$

siendo: $\frac{R_2}{R_4} = \frac{R_1}{R_3}$

Las resistencias de entrada R_1 y R_2 son grandes comparadas con la impedancia de la fuente, pero deben de tener el valor más pequeño posible para obtener un mejor nivel de ruido.

Haciendo $R_1 + R_2$ igual a diez veces la impedancia de la fuente obtendremos un buen valor de compromiso.

5.2.- DISEÑO DEL PREAMPLIFICADOR.-

Podemos emplear un diseño de bajo ruido montando un LM 387 A frente a un LF 356. Esta configuración es muy empleada en amplificadores de instrumentación (Fig. 5.2.1).

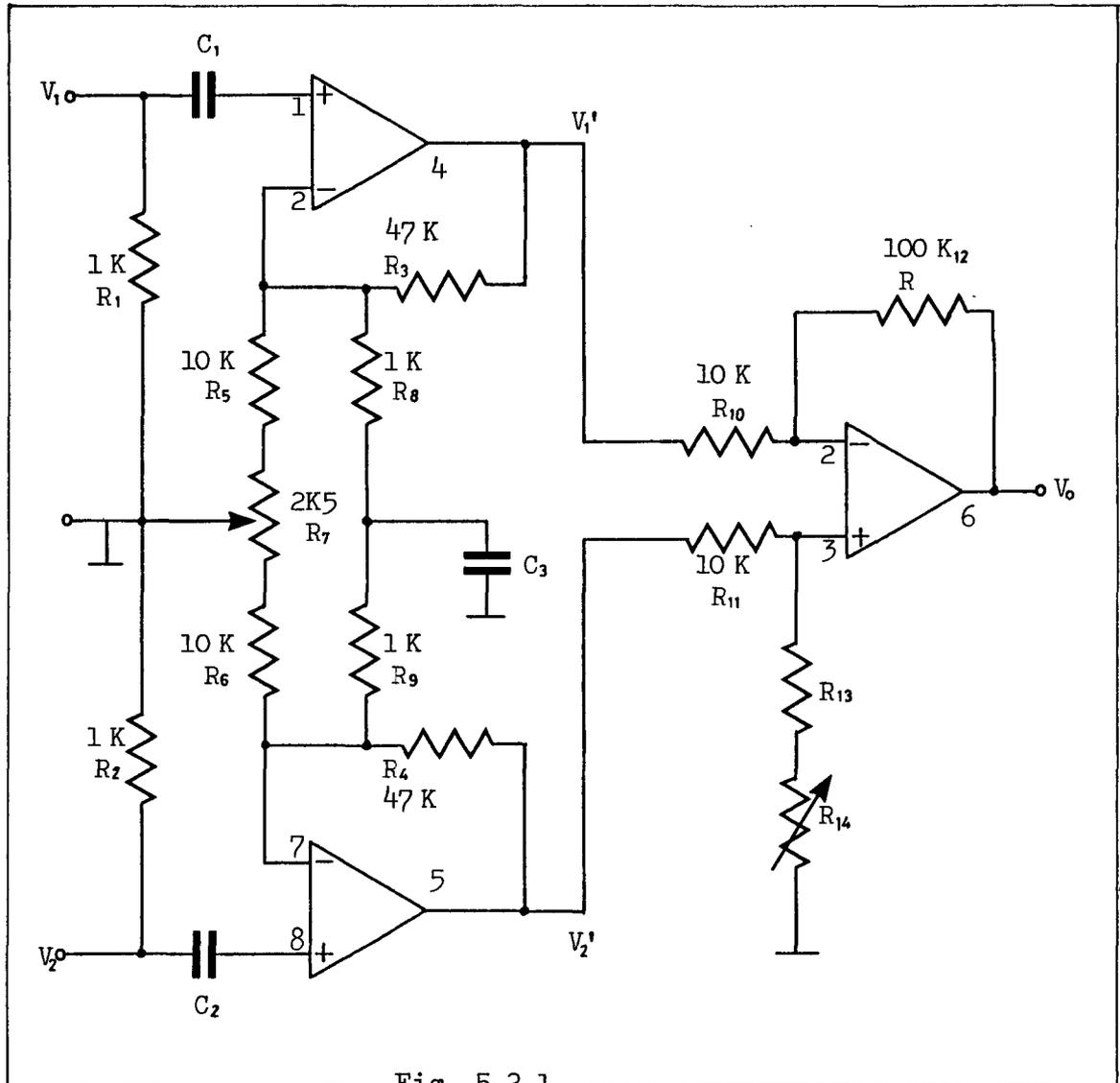


Fig. 5.2.1

En este diseño cada mitad del LM 387 A trabaja en configuración de amplificador no inversor. Las resistencias R_1 y R_2 fijan la impedancia de entrada (balanceada). El resistor R_7 es empleado para fijar la magnitud del nivel de salida en continua en cero voltios, jugando con los niveles de las patillas 4 y 5 del LM 387 A.

Se emplea acoplo directo en ambas etapas para obtener un óptimo CMRR. Las resistencias de ganancia en alterna R_8 y R_9 son

cortocircuitadas a masa por un único condensador C (evitando otro). Para asegurar el CMRR es necesaria la mayor precisión posible en los resistores en torno al LM 387 A.

Así pues, la misión de la primera etapa es la de amplificar una señal de bajo nivel, añadiendo el menor ruido posible. El control del CMRR es cedido a la segunda etapa.

Vamos a estudiar el circuito estudiando sus dos etapas.

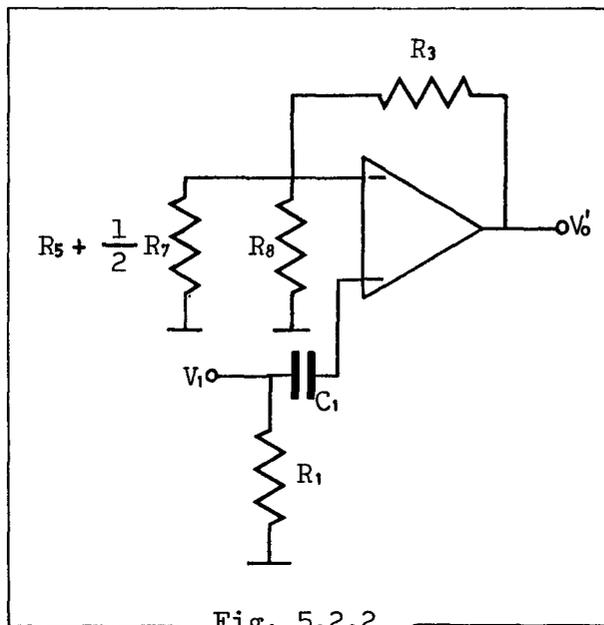


Fig. 5.2.2

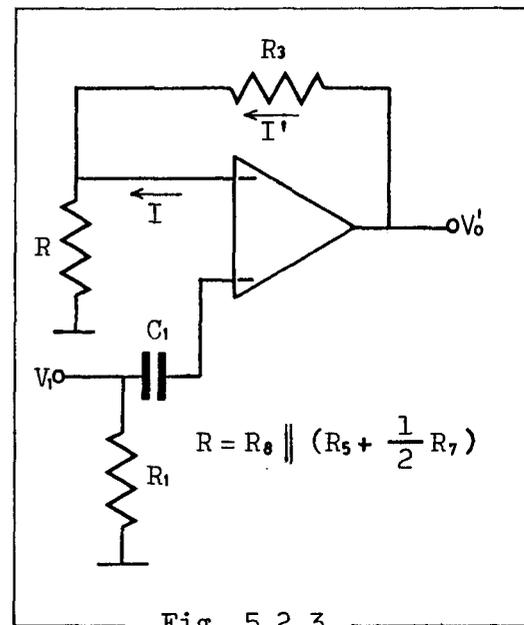


Fig. 5.2.3

En la Fig. 5.2.2 vemos parte del circuito que comprende $\frac{1}{2}$ del LM 387 A.

Si suponemos que el circuito trabaja con un micrófono cuya impedancia sea de 200 ohmios, la impedancia de entrada ha de ser aproximadamente de diez veces este valor (2 K).

Hacemos pues: $R_1 = R_2 = 1\text{ K}$, y fijando la ganancia de la primera etapa en 34 dB: $34 = 20 \log A \Rightarrow A \simeq 50$, entonces:

$$\left. \begin{aligned} I' &= \frac{V_0 - V_1}{R_3} \\ I &= \frac{V_1}{R} \end{aligned} \right\} I = I' \Rightarrow \frac{V_0 - V_1}{R_3} = \frac{V_1}{R}$$

$$\frac{V_0}{V_1} = \frac{R_3 + R}{R} = 50$$

Le damos a R_3 un valor arbitrario: $R_3 = 45 \text{ K}$, entonces:
 $R = 918 \text{ ohmios}$.

$$R_8 \parallel \left(R_5 + \frac{1}{2} R_7 \right) = 918$$

Dando los valores: $R_8 = 1 \text{ K}$

$R_5 = 10 \text{ K}$

$$R = \frac{R_8 (R_5 + \frac{1}{2} R_7)}{R_8 + R_5 + \frac{1}{2} R_7} = 918$$

$$R_7 = \frac{98 \text{ K}}{41} = 2 \text{ K } 39$$

Así pues tendremos (Fig. 5.2.1): $V_1' = 50 V_1$, $V_2' = 50 V_2$.

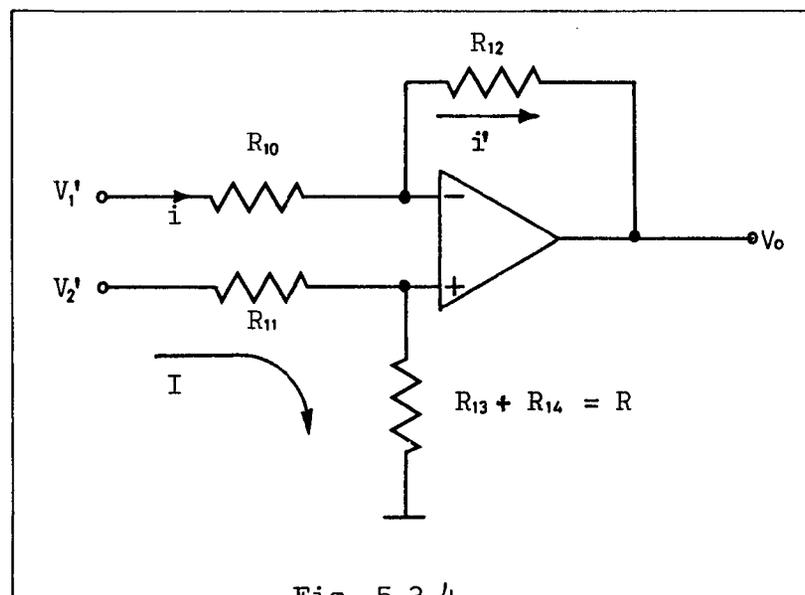


Fig. 5.2.4

En la Fig. 5.2.4 vemos la segunda etapa del circuito.

$$\left. \begin{aligned} V_+ &= V_- \\ V_2' &= I(R_{11} + R) \\ V_+ &= I R \end{aligned} \right\} V_+ = \frac{V_2' R}{R_{11} + R} = V_-$$

$$\left. \begin{aligned} i &= \frac{V_1' - V_-}{R_{10}} \\ i' &= \frac{V_- - V_0}{R_{12}} \end{aligned} \right\} i = i' = \frac{V_1' - V_-}{R_{10}} = \frac{V_- - V_0}{R_{12}}$$

y sustituyendo en esta última ecuación V_- por su valor, y despejando V_0 tendremos:

$$V_0 = \frac{V_2' R}{R_{11} + R} + \frac{V_2' R}{R_{11} + R} \frac{R_{12}}{R_{10}} - V_1' \frac{R_{12}}{R_{10}} \quad (\text{I})$$

Teniendo en cuenta que: A_d = ganancia diferencial

A_c = ganancia modo común

tendremos:

$$V_0 = A_d V_d + A_c V_c = A_d(V_2' - V_1') + A_c \left(\frac{V_1 + V_2}{2} \right) = V_1 (A_c/2 - A_d) + V_2 (A_c/2 + A_d)$$

$$V_0 = A_1 V_1' + A_2 V_2'$$

$$\left. \begin{aligned} A_1 &= \frac{A_c}{2} - A_d \\ A_2 &= \frac{A_c}{2} + A_d \end{aligned} \right\} \begin{aligned} A_1 + A_2 &= A_c \\ A_2 - A_1 &= 2 A_d \end{aligned} \Rightarrow A_d = \frac{A_2 - A_1}{2}$$

y en la ecuación (I) tendremos:

$$\frac{A_c}{2} - A_d = \frac{R_{12}}{R_{10}}$$

$$\frac{A_c}{2} + A_d = \left(1 + \frac{R_{12}}{R_{10}} \right) \frac{R}{R_{11} + R}$$

Para que el circuito tenga un buen rechazo al modo común ha de cumplirse que A_c sea lo menor posible:

$$A_c \simeq 0$$

$$\left(1 + \frac{R_{12}}{R_{10}}\right) \frac{R}{R_{11} + R} = \frac{R_{12}}{R_{10}}$$

$$\frac{R_{10} + R_{12}}{R_{10}} \frac{R}{R_{11} + R} = \frac{R_{12}}{R_{10}} \Rightarrow \frac{R}{R_{11} + R} = \frac{R_{12}}{R_{10} + R_{12}}$$

$$\frac{R_{11}}{R} = \frac{R_{10}}{R_{12}}$$

y esta es la condición para que el circuito se comporte como un diferenciador.

Necesitamos una señal de 1V a la salida del preamplificador a partir de una señal de entrada de 2mV.

A la salida de la primera etapa tendremos:

$$V_1' = 50 V_1$$

$$V_2' = 50 V_2$$

$$V_0 = \frac{R_{12}}{R_{10}} (V_2' - V_1') = \frac{R_{12}}{R_{10}} (50 V_1 - 50 V_2) = \frac{50 R_{12}}{R_{10}} (V_1 - V_2)$$

$$A = \frac{1V}{2mV} = 500 \Rightarrow \frac{R_{12}}{R_{10}} = 10$$

Tomando un valor: $R_{10} = 10 \text{ K} \Rightarrow R_{12} = 100 \text{ K}$

$$\frac{R_{12}}{R_{10}} = \frac{R}{R_{11}} = \frac{R_{13} + R_{14}}{R_{11}} = 10$$

Tomando: $R_{11} = 10 \text{ K} \Rightarrow R_{13} + R_{14} = 100 \text{ K}$

Haciendo $R_{13} = 82 \text{ K}$ tendremos $R_{14} = 22 \text{ K}$. Estos valores nos dan la posibilidad de un ajuste con una señal común.

5.3.- CIRCUITO PANORAMICO.-

Gracias a este sistema podemos crear un efecto de estereofonía partiendo de la base de fuentes de señales monofónicas, como son los micrófonos. Su funcionamiento es parecido al control de balance.

Tomemos la señal de un micrófono, mediante un control panorámico podemos desplazar su salida de un canal a otro.

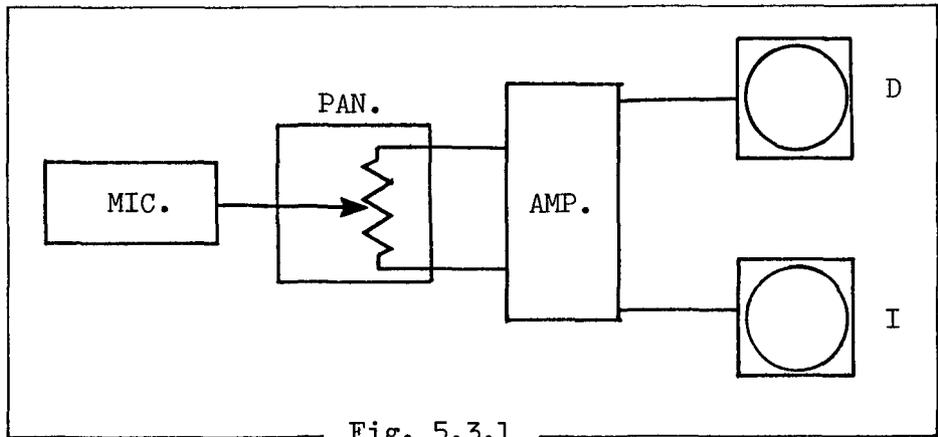


Fig. 5.3.1

En la Fig. 5.3.1 podemos ver el principio de funcionamiento del sistema panorámico, también llamado panning o panpot.

En la salida del circuito panorámico se debe conservar la ganancia unitaria cuando el circuito entrega la totalidad de la señal a un canal, dando un nivel de señal cero en el otro canal. Así mismo, cuando el panpot está centrado deberá haber una salida de -3dB por cada canal.

Vamos a estudiar un sistema panpot real como el mostrado en la Fig. 5.3.2.

Cuando el resistor R esté en uno de los extremos, el circuito será el de la Fig. 5.3.3 puesto que la entrada de la otra unidad quedará a masa.

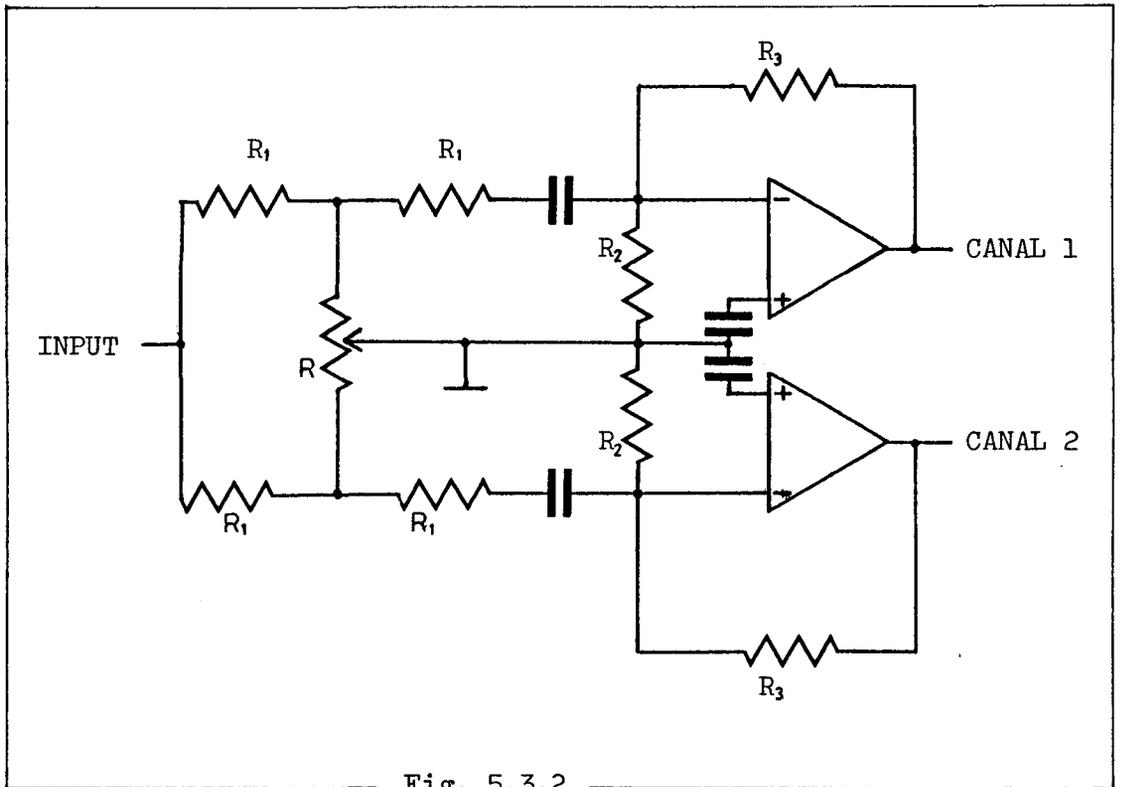


Fig. 5.3.2

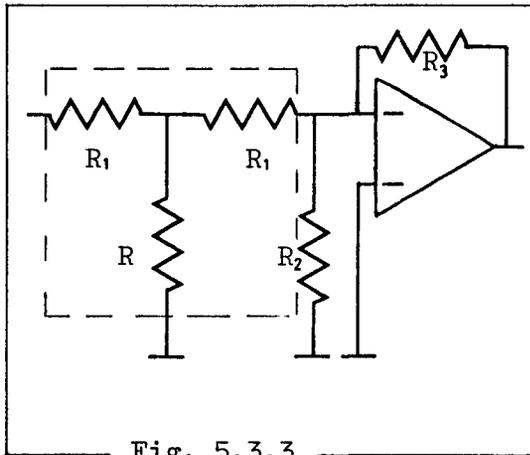


Fig. 5.3.3

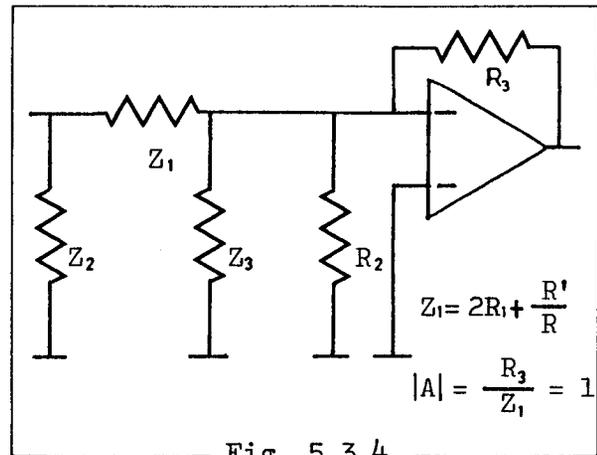


Fig. 5.3.4

Aplicando la transformación estrella-triángulo a este circuito (Fig. 5.3.3) obtendremos el de la Fig. 5.3.4.

Si el cursor de R está en el centro de su recorrido, el circuito queda de forma análoga, debiendo ser sustituido el valor R por $\frac{R}{2}$. En este caso tendremos:

$$Z_1 = 2R_1 + \frac{2R'}{R}, \quad |A| = \frac{R_3}{Z_1} = 0,707$$

Podemos formar un sistema de dos ecuaciones con dos incognitas:

$$\left. \begin{aligned} \frac{R_3}{2R_1 + \frac{2R_1^2}{R}} &= 0,707 = \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \frac{R_3}{2R_1 + \frac{R_1^2}{R}} &= 1 \end{aligned} \right\}$$

$$R_3 = 2R_1 + \frac{R_1^2}{R}$$

$$\frac{2R_1 + \frac{R_1^2}{R}}{2R_1 + \frac{2R_1^2}{R}} = \frac{1}{\sqrt{2}} = \frac{\frac{2R_1R + R_1^2}{R}}{\frac{2R_1R + 2R_1^2}{R}}$$

$$\frac{2R_1R + R_1^2}{2R_1R + 2R_1^2} = \frac{1}{\sqrt{2}} = \frac{R_1(2R + R_1)}{R_1(2R + 2R_1)}$$

y despejando R obtendremos:

$$R = 0,707 R_1$$

Por otro lado:

$$R_3 = \frac{1}{\sqrt{2}} \left(2R_1 + \frac{2R_1^2}{R} \right)$$

$$R_3 = \frac{2}{\sqrt{2}} R_1 + \frac{2}{\sqrt{2}} \frac{R_1^2}{R_1/\sqrt{2}}$$

$$R_3 = 3,41 R_1$$

Dándole a R_1 un valor arbitrario: $R_1 = 15 \text{ K}$

$$R \simeq 10 \text{ K}$$

$$R_3 \simeq 51 \text{ K}$$

Cuando el potenciómetro está en el punto centro hay una impedancia de entrada efectiva de:

$$Z_{in} = 2(2 + \sqrt{2})R_1 \simeq 3,83 R_1$$

siendo las dos ganancias de -3 dB.

Empleando resistencias estandard del 5% la ganancia puede sufrir una alteración:

$$\left. \begin{array}{l} 51\text{ K} \text{ ————— } 1 \\ 48450 \text{ ————— } x \end{array} \right\} x = 0,95 = 0,4 \text{ dB}$$

Este defecto puede atenuarse empleando una resistencia R_1 del 1%. Vamos a calcular la resistencia de polarización R_2 , tomando una tensión de alimentación $V_{cc} = 15\text{ V}$.

$$R_3 = \left(\frac{V_{cc}}{2,6} - 1 \right) R_2$$

$$R_2 = 10\text{ K } 7$$

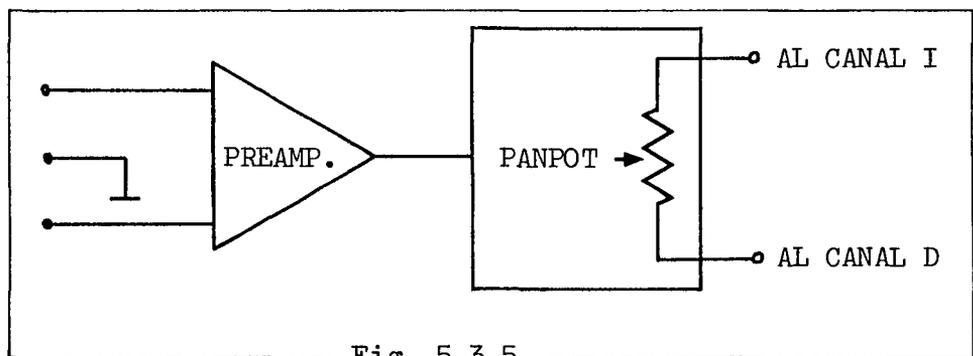


Fig. 5.3.5

En la Fig. 5.3.5 vemos el montaje conjunto de ambos sistemas.

CAPITULO 6

PREAMPLIFICADORES DE PHONO

6.1.- INTRODUCCION.-

Este tipo de amplificadores se diferencia de los demás en su respuesta de frecuencia. Se necesita una ecualización especial para compensar las características de grabación.

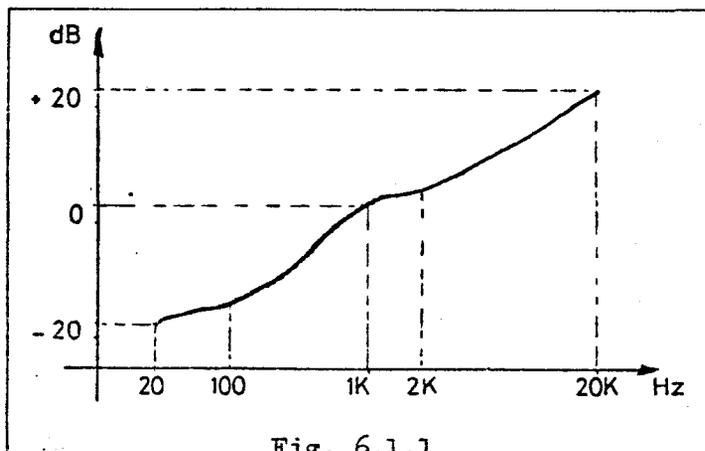


Fig. 6.1.1

La Fig. 6.1.1 nos muestra la relación amplitud frecuencia en la función de salida de una cápsula. Debemos tratar de linealizar la respuesta mediante ecualización.

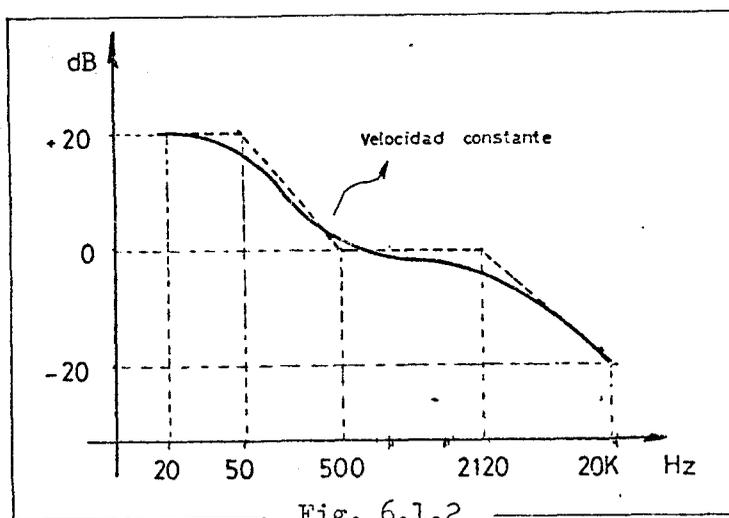


Fig. 6.1.2

En la Fig. 6.1.2 podemos ver la respuesta de ecualización según normas RIAA (Record Industry Association of America), nos muestra un caso actualizado de ecualización.

Hay tres frecuencias de referencia en el diseño estándar, siempre referidas a las constantes de tiempo, teniendo en cuenta que las esquinas de la curva se logran mediante circuitos RC ($t = RC$). La conversión la realizamos teniendo en cuenta que $t = \frac{1}{2\pi f}$, resultando unas constantes de tiempo:

$$f_1 \Rightarrow t_1 = 3180 \mu s$$

$$f_2 \Rightarrow t_2 = 318 \mu s$$

$$f_3 \Rightarrow t_3 = 75 \mu s$$

El punto f_2 es donde el sistema cambia de amplitud constante a velocidad constante.

Hz.	dB	Hz.	dB	Hz.	dB	Hz.	dB
20	19,3	100	13,1	800	0,7	5K	-8,2
30	18,6	150	10,3	1K	0,0	6K	-9,6
40	17,8	200	8,2	1K5	-1,4	8K	-11,9
50	17,0	300	5,5	2K	-2,6	10K	-13,7
60	16,1	400	3,8	3K	-4,8	15K	-17,2
80	14,5	500	2,6	4K	-6,6	20K	-19,6

RESPUESTA STANDARD RIAA

6.2.- CAPSULAS CERAMICAS Y DE CRISTAL.-

En contraposición con la velocidad constante de los pickups magnéticos, los cerámicos tienen un mecanismo de amplitud constante, por esto no requieren un sistema especial de ecualización. Esto ocasiona el problema de crear una pobre reproducción de frecuencias en las zonas donde la velocidad es constante.

También podemos decir que los pickups cerámicos tienen un gran nivel de salida ($\approx 100 \text{ mV}$ a 2 V), por lo que no necesitan preamplificación, pudiendo atacar directamente a un amplificador.

Las cápsulas magnéticas tienen, en cambio, un nivel de salida muy bajo, necesitando preamplificación. Es también de gran importancia en estos preamplificadores que tengan un bajo nivel de ruido, debido a los grandes niveles de amplificación empleados, teniendo en cuenta que el ruido se amplifica con la señal podríamos tener problemas con la relación señal/ruido.

MARCA	MODELO	SALIDA A 5cm/s.
empire scientific	999	5 mV
	888	8 mV
shure	V-15	3,5 mV
	M91	5 mV
pickering	V-15AT3	5 mV

CARACTERISTICAS TIPICAS

La tensión de salida es específica para una velocidad de modulación conocida. Los dispositivos de velocidad de un pickup magnético son, por ejemplo:

Una cápsula produciendo 5 mV a 5 cm/s puede producir 1 mV a 1 cm/s , esto se expresa 1 mV/cm/s .

Para el diseño de estos preamplificadores necesitamos conocer los valores típicos y máximos de la velocidad de modulación.

Las grabaciones RIAA tienen unas características de velocidad máxima de 25 cm/s en un rango de 800 a 2500 Hz , siendo el valor típico de una grabación de buena calidad de 3 a 5 cm/s .

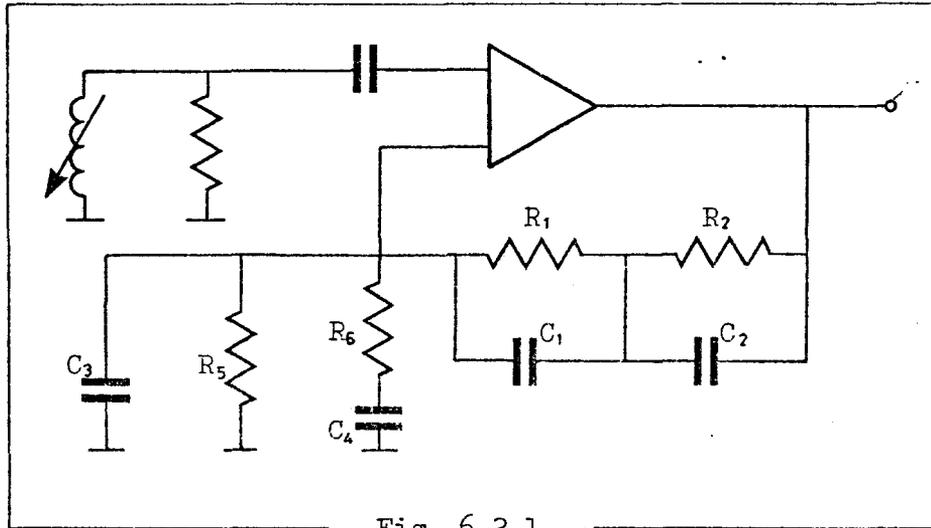


Fig. 6.2.1

La Fig. 6.2.1 nos muestra un preamplificador de equalización RIAA, y su función de transferencia viene dada por:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{A(S + 2\pi 500)}{(S + 2\pi 50)(S + 2\pi 2120)}$$

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{k S + \frac{R_1 + R_2}{(C_1 + C_2) R_1 R_2}}{R_6 \left(S + \frac{1}{C_1 R_1} \right) \left(S + \frac{1}{C_2 R_2} \right)}$$

Iguando coeficientes en ambas ecuaciones:

$$R_1 C_1 = \frac{1}{2\pi 50} = 3180 \mu s$$

$$R_2 C_2 = \frac{1}{2\pi 2120} = 75 \mu s$$

$$\frac{R_1 R_2 (C_1 + C_2)}{R_1 + R_2} = 318 \mu s$$

Sustituyendo las dos primeras ecuaciones en la tercera obtendremos:

$$R_1 = 11,78 R_2$$

$$O_{dB} = \frac{Z + R_6}{R_6}, \quad \text{con: } Z = \left(R_1 \parallel \frac{1}{2\pi f C_1} \right) + \left(R_2 \parallel \frac{1}{2\pi f C_2} \right)$$

La resistencia R_5 junto con R_1 y R_2 forman la polarización y el condensador C_3 actúa de estabilizador en altas frecuencias.

6.3.- DISEÑO DEL PREAMPLIFICADOR.-

Queremos diseñar un preamplificador con una alimentación de 24V. para una cápsula standard de 0,5mV/cm/s. y una señal de salida máxima de 1,26V_{RMS}.

La salida máxima a 25cm/s. será:

$$(0,5\text{mV/cm/s.})(25\text{cm/s}) = 12,5\text{mV}_{\text{RMS}}$$

La ganancia requerida a media frecuencia será:

$$\frac{1,25\text{V}_{\text{RMS}}}{12,5\text{mV}_{\text{RMS}}} = 100 \quad \text{Que en dBs será:}$$

$$20 \log 100 = 40 \text{ dB.}$$

Antes de seleccionar R_6 para dar una ganancia de 40dB a 1KHz debemos determinar la impedancia compleja de la malla R_1, R_2, C_1, C_2 a 1KHz, idealmente esto se hace de forma de que R_6 sea realmente pequeña para minimizar cualquier contribución de ruido de la red de realimentación.

Si asumimos que la del amplificador debe admitir hasta 20KHz, el Slew rate será:

$$S_r = 2\pi E_p f, \quad \text{siendo} \begin{cases} f = 20\text{KHz} = 20 \cdot 10^3 \\ E_p = 1,25 \cdot \sqrt{2} \end{cases}$$

$$S_r = 2 \pi 1,77 \cdot 20 \cdot 10^3 = 0,22\text{V}/\mu\text{s.}$$

Tomando 1V/ μ s. para dar un margen de seguridad, y teniendo en cuenta que la corriente de fugas del LM 387 es de 2mA, la capacidad de la red de realimentación será:

$$\leq \frac{2 \cdot 10^{-3}}{1 \cdot 10^{-6}}$$

$$\leq 0,002 \mu\text{F}$$

Fijamos $C_2 = 0,0027 \mu\text{F}$

$$R_2 C_2 = 75 \mu\text{s.} \implies R_2 = \frac{75 \cdot 10^{-6}}{0,0027 \cdot 10^{-6}} = 28\text{K} \approx 30\text{K}$$

$$R_1 = 11,78 R_2 \implies R_1 = 353\text{K} \approx 360\text{K}$$

$$R_1 C_1 = 3180 \mu s \implies C_1 = \frac{3180 \cdot 10^{-6}}{360 \cdot 10^{-3}} = 0,0088 \mu F \quad 0,01 \mu F.$$

A 1KHz, la impedancia de la red de realimentación es:

$$Z = (R_1 \parallel \frac{1}{2\pi f C_1}) + (R_2 \parallel \frac{1}{2\pi f C_2}) = 37,6K \underline{490}$$

$$100 = \frac{Z+R_6}{R_6} \implies R_6 = \frac{Z}{99} = 379R \approx 390R$$

Teniendo en cuenta que:

$$\left(\frac{V_{cc}}{2,6} - 1\right) R_5 = R_1 + R_2$$

$$R_5 = \frac{390 \cdot 10^3}{8,23} = 47K$$

El valor de esta resistencia es muy importante puesto que centrará el nivel de la señal de salida.

Para que el LM 387 tenga una salida simétrica sin que se produzcan recortes ha de estar a 0,3V. de tierra y 1,7V. de V_{cc} .

Para centrar el nivel de salida tendremos (Fig. 6.3.1):

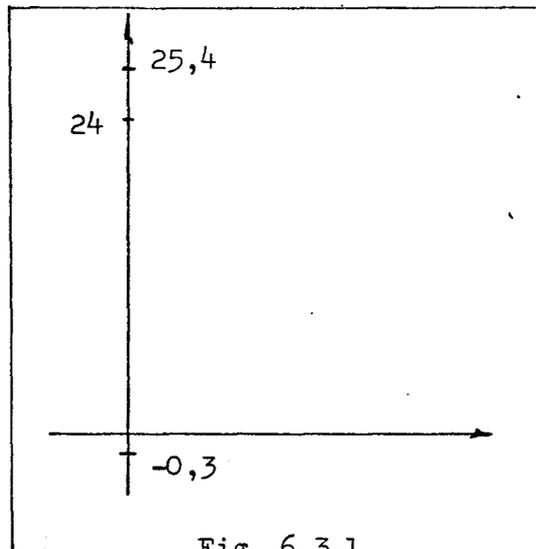


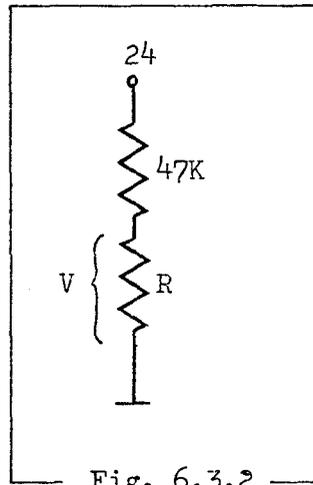
Fig. 6.3.1

$$24 + 1,7 - 0,3 = 25,4$$

Centrando la señal tendríamos:

$$\frac{25,4}{2} = 12,7$$

$$24 - 12,7 = 11,3$$



$$V = I R \implies I = \frac{V}{R} = \frac{24}{47K+R}$$

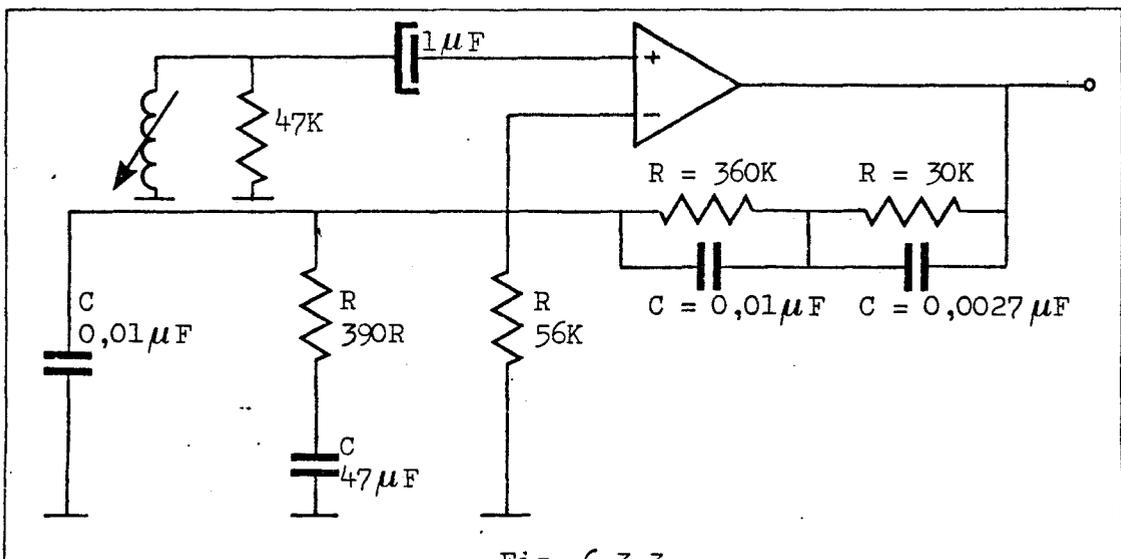
$$V_i = I R$$

$$12,7 = \frac{24}{47K+R} R \implies R = \frac{12,7 \cdot 47K}{11,3}$$

$$R = R_5 = 52K823 \approx 56K$$

$$C_4 = \frac{1}{2\pi f_0 R_6} = \frac{1}{2\pi \cdot 10 \cdot 390} = 40,8 \cdot 10^{-6} = 47 \mu F$$

El circuito total quedará:



La resistencia de entrada de 47K se introduce siendo la carga estandar de las cápsulas RIAA.

6.4.- ANALISIS DE RUIDO.-

Teniendo en cuenta que el E_{IN} (equivalent input noise) del LM 387 es:

$$E_{INtip.} = 0,8 \mu V_{RMS}$$

tomando una señal media de 5mV.

$$s/n = \frac{5mV}{0,8 \mu V}$$

$$s/n \text{ (dB)} = 20 \log \frac{5mV}{0,8 \mu V} = 75,9 \text{ dB.}$$

CAPITULO 7

MODULO PFL

7.1.- PREESCUCHA.-

El sistema está formado por una línea de conmutación y una etapa de pequeña potencia. Las señales obtenidas mediante el sistema de conmutación son aplicadas a un amplificador, que alimenta a los auriculares. Así podremos escuchar las señales en los puntos donde nos pueda interesar.

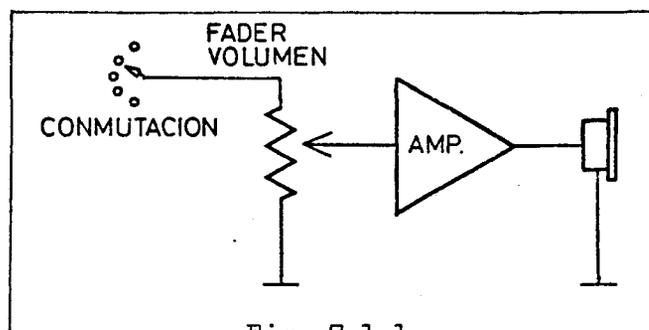


Fig. 7.1.1

La Fig.7.1.1 representa el esquema básico del circuito de preescucha.

Para la etapa amplificadora se emplea un operacional de baja potencia, el TAA 611 B de la firma SGS.

Para el montaje del mismo emplearemos el esquema facilitado por el fabricante. El integrado posee 14 terminales distribuidos en sus laterales según la configuración "dual in line", y de forma alternada, por lo que se procede a enderezar las patillas del mismo para su colocación sobre zócalo. A continuación se pueden observar algunas características de este integrado:

Tensión de alimentación	6-22V
Potencia de salida (sobre 8Ω)	0,9-1,8W
Impedancia de entrada	5MΩ
Ganancia (lazo abierto)	68-72 dB
Distorsión (1KHz)	0,2-0,3%

El conexionado de su patillaje se muestra en la Fig.7.1.2.

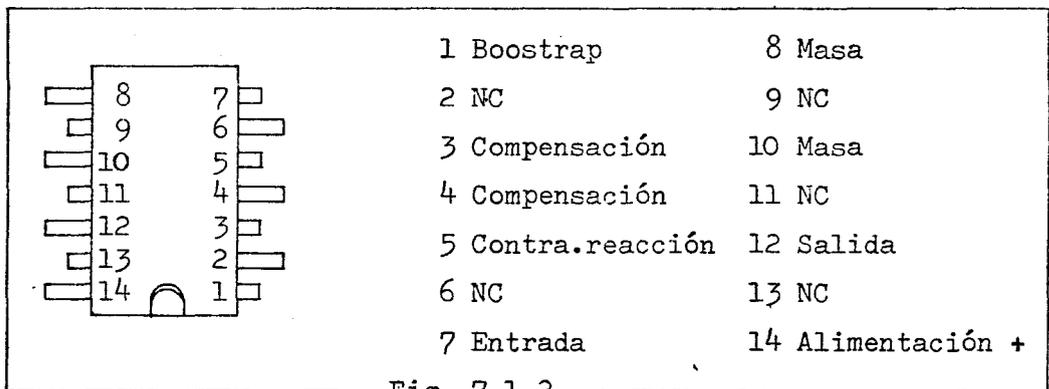


Fig. 7.1.2

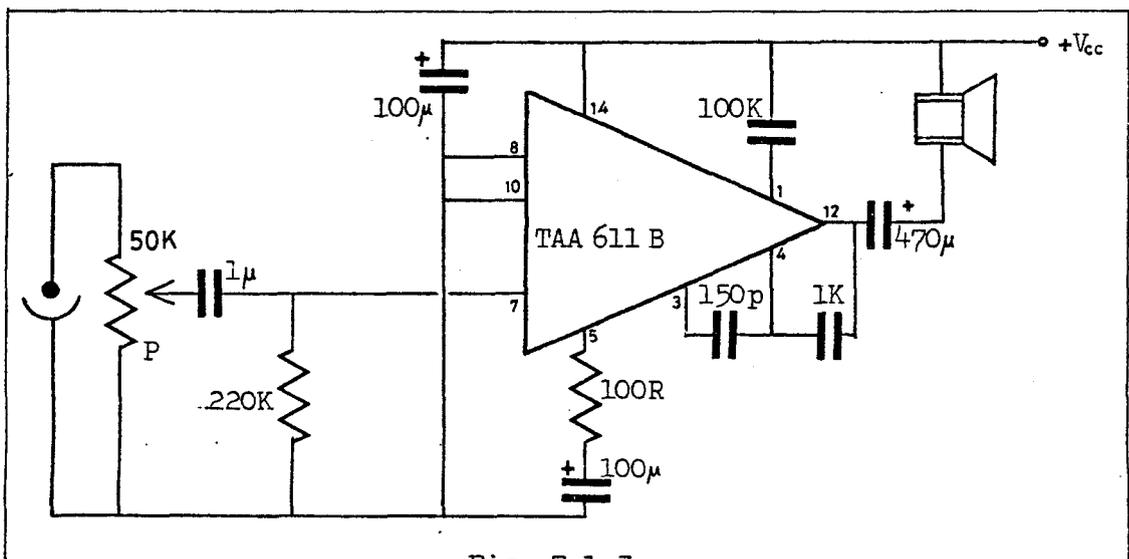


Fig. 7.1.3

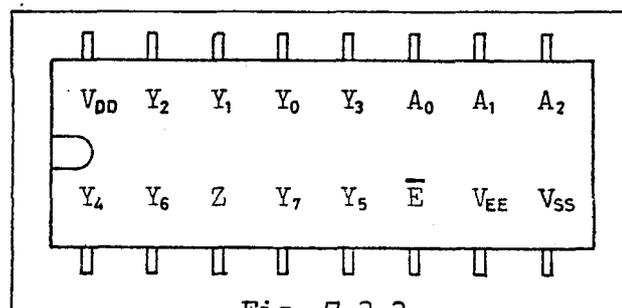
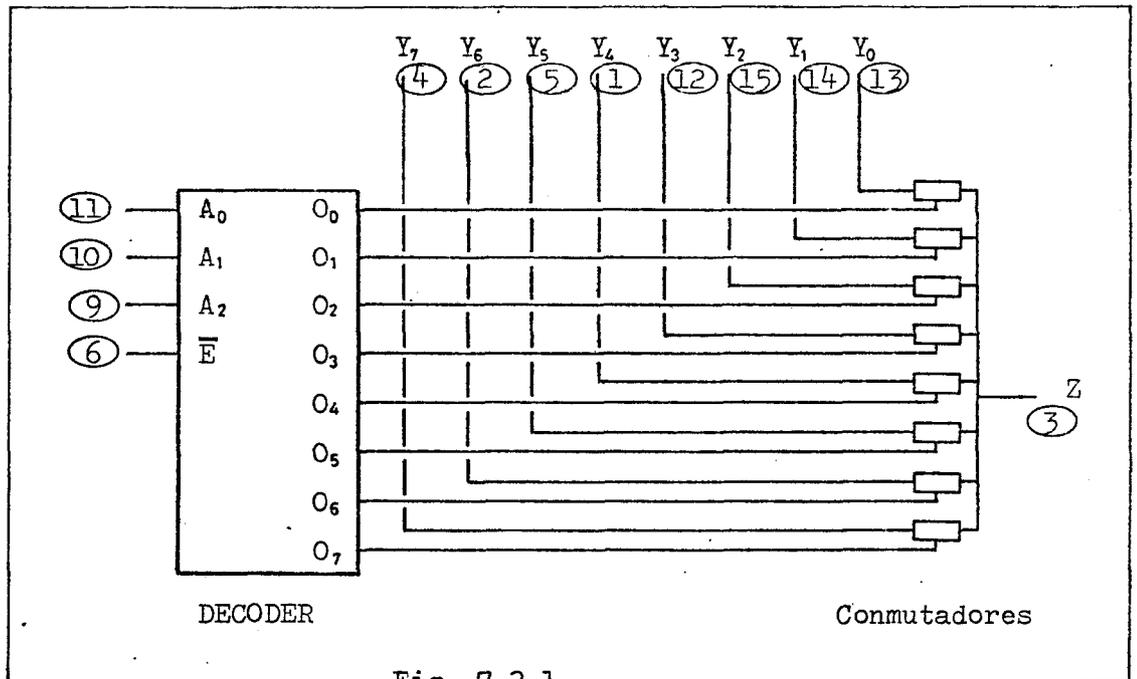
En la Fig.7.1.3 se aprecia el esquema del conexaso externo del integrado con su control de volumen (P).

7.2.- MATRIZ DE CONMUTACION.-

Vamos a ver ahora el sistema de conmutación, con el que emplearemos una matriz de conmutación, por lo que analizaremos antes los CI empleados:

+++ 4051 B

Circuito de la familia C-MOS, contiene en su interior un circuito multiplexor-demultiplexor analógico de ocho entradas, es decir, capaz de codificar en una salida en serie las señales aplicadas en paralelo.



El circuito puede verse en la Fig.7.2.2, y está constituido por una parte digital, consistente en un decodificador de código binario a decimal, que maneja directamente ocho interruptores electrónicos con uno de sus extremos común.

El mando o elección de canal se realiza mediante un número binario de tres cifras aplicado a tres de sus terminales (9,10,11). Estos tres terminales constituyen, pues, las tres direcciones accesibles del decodificador.

El terminal \bar{E} (6) constituye un enganche de salida, quedando todos los interruptores en posición abiertos, cuando en el mismo se aplique un nivel alto ó 1 lógico.

ENTRADAS				CANALES								
\bar{E}	A ₂	A ₁	A ₀	Y ₀ -Z	Y ₁ -Z	Y ₂ -Z	Y ₃ -Z	Y ₄ -Z	Y ₅ -Z	Y ₆ -Z	Y ₇ -Z	
L	L	L	L	ON	OFF							
L	L	L	H	OFF	ON	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	
L	L	H	L	OFF	OFF	ON	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	
L	L	H	H	OFF	OFF	OFF	ON	OFF	OFF	OFF	OFF	
L	H	L	L	OFF	OFF	OFF	OFF	ON	OFF	OFF	OFF	
L	H	L	H	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	ON	OFF	OFF	
L	H	H	L	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	ON	OFF	
L	H	H	H	OFF	ON							
H	X	X	X	OFF								

Tabla 7.2.1

*** 4052 B

Este circuito es similar al anterior salvo en que contiene dos multiplexores-demultiplexores analógicos de cuatro canales cada uno, de estos cuatro canales, como se verá, sólo emplearemos tres.

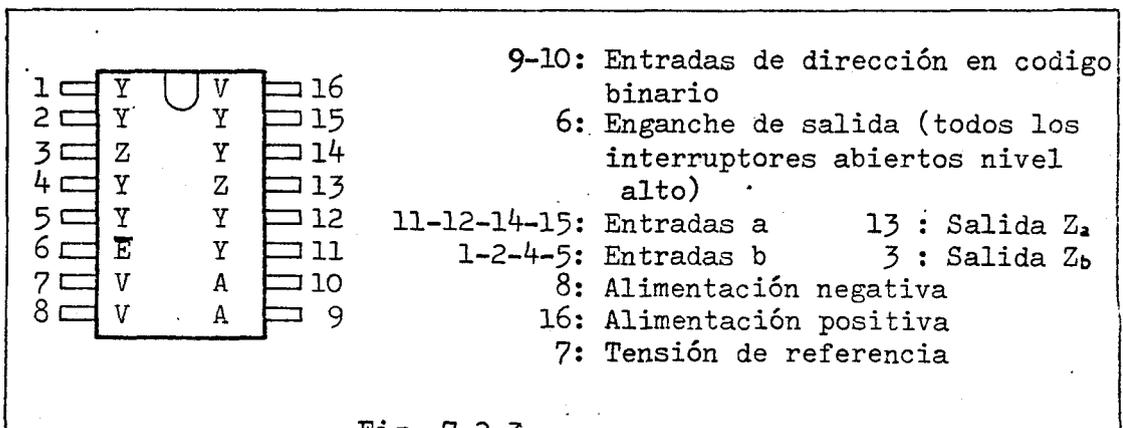


Fig. 7.2.3

ENTRADAS			CANALES			
\bar{E}	A ₁	A ₀	Y ₀ -Z	Y ₁ -Z	Y ₂ -Z	Y ₃ -Z
L	L	L	ON	OFF	OFF	OFF
L	L	H	OFF	ON	OFF	OFF
L	H	L	OFF	OFF	ON	OFF
L	H	H	OFF	OFF	OFF	ON
H	X	X	OFF	OFF	OFF	OFF

Tabla 7.2.2

Vamos a ver un esquema general

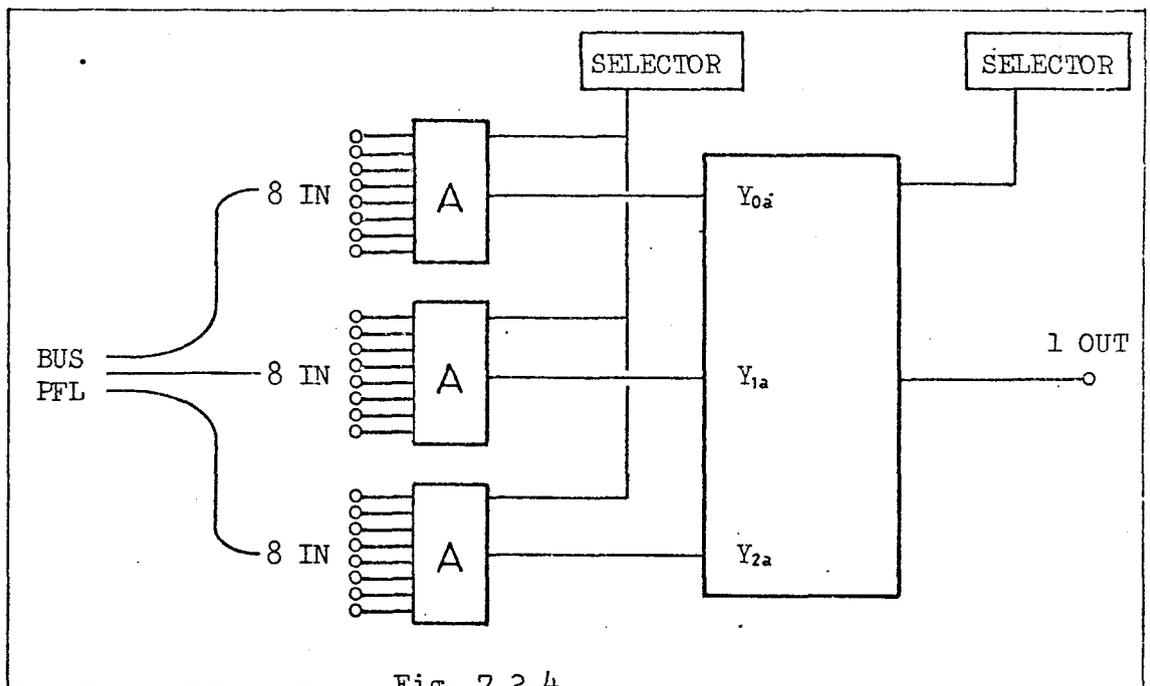


Fig. 7.2.4

Los circuitos A estarán basados en el integrado 4051B mientras que el B estará basado en un 4052B, del que emplearemos sus M/D a y b uno para cada canal (estereofonía).

El sistema de conmutación divide las 24 entradas en tres grupos de 8 (representados por "A"), dentro de cada uno de estos grupos tendremos de una matriz (8x2) mediante la cual podremos seleccionar cada una de las ocho entradas disponibles.

Asimismo dispondremos de una matriz (4x2) para seleccionar cada uno de los tres grupos.

*** DM 9318

Dispone de ocho entradas mas una de validación, cuya misión es la permisión para representar la salida.

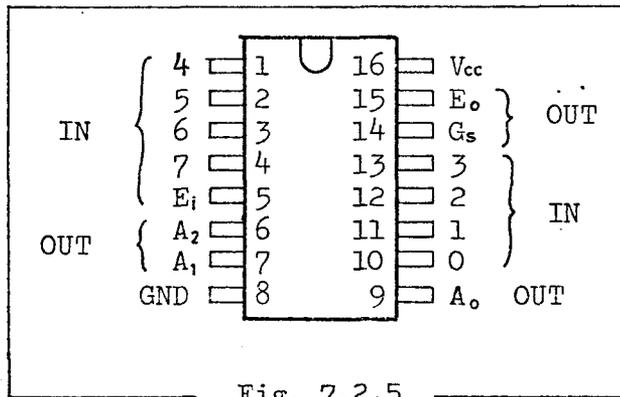


Fig. 7.2.5

INPUTS									OUTPUTS				
E _i	0	1	2	3	4	5	6	7	A ₂	A ₁	A ₀	G _s	E _o
1	X	X	X	X	X	X	X	X	1	1	1	1	1
0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0
0	X	X	X	X	X	X	X	1	0	0	0	0	1
0	X	X	X	X	X	X	0	1	0	0	1	0	1
0	X	X	X	X	X	0	1	1	0	1	0	0	1
0	X	X	X	0	1	1	1	1	1	0	0	0	1
0	X	X	0	1	1	1	1	1	1	0	1	0	1
0	X	0	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	1
0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0	1

Tabla 7.2.3

Como salidas posee tres de código mas dos:

G_s: indicará que se ha presentado una o más entradas.

E_o: indicará que no se ha presentado ninguna entrada.

*** LATCH

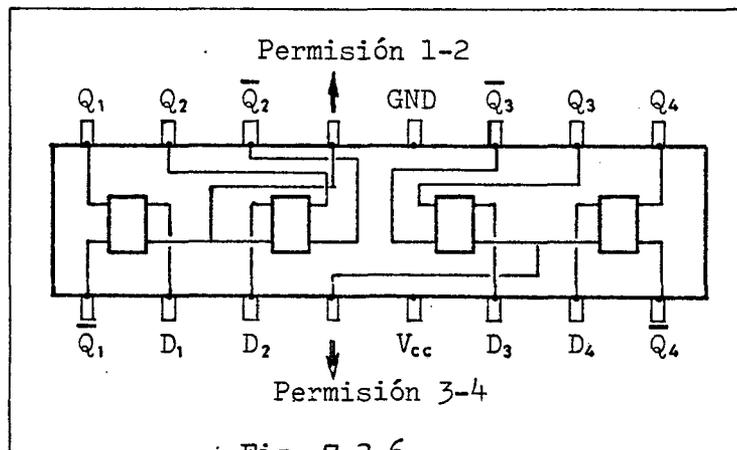
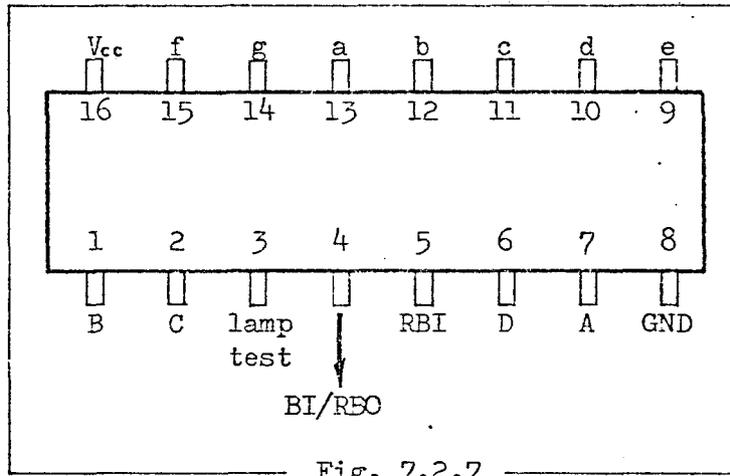


Fig. 7.2.6

IN		OUT	
D	G	Q	\bar{Q}
0	1	0	1
1	1	1	0
X	0	Q_0	\bar{Q}_0

Tabla 7.2.4

*** DM 7447



Decimal	INPUTS						BI/RBO	OUTPUTS						
	LT	RBI	D	C	B	A		a	b	c	d	e	f	g
0	1	1	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	1
1	1	X	0	0	0	1	1	1	0	0	1	1	1	1
2	1	X	0	0	1	0	1	0	0	1	0	0	1	0
3	1	X	0	0	1	1	1	0	0	0	0	1	1	0
4	1	X	0	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0
5	1	X	0	1	0	1	1	0	1	0	0	1	0	0
6	1	X	0	1	1	0	1	1	1	0	0	0	0	0
7	1	X	0	1	1	1	1	0	0	0	1	1	1	1

Tabla 7.2.5

*** MAN 72 A 133 C (ANODO COMUN)

El fabricante recomienda una resistencia en serie de 330R (para cada segmento) con una alimentación de 5V.

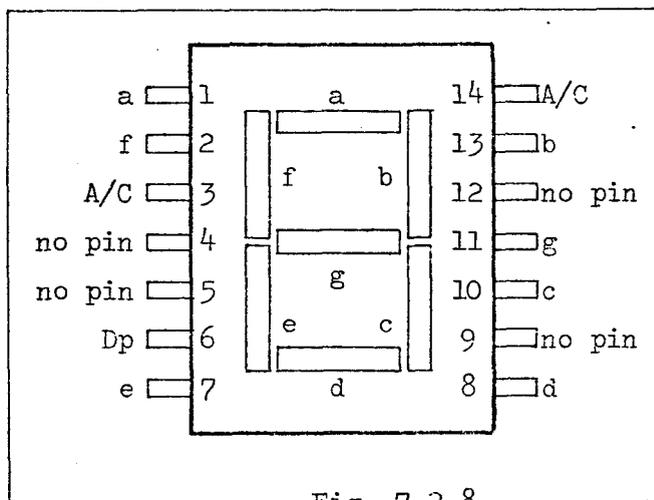


Fig. 7.2.8

7.3.- MODO DE FUNCIONAMIENTO.-

Vamos a ver el funcionamiento general del sistema de una forma genérica.

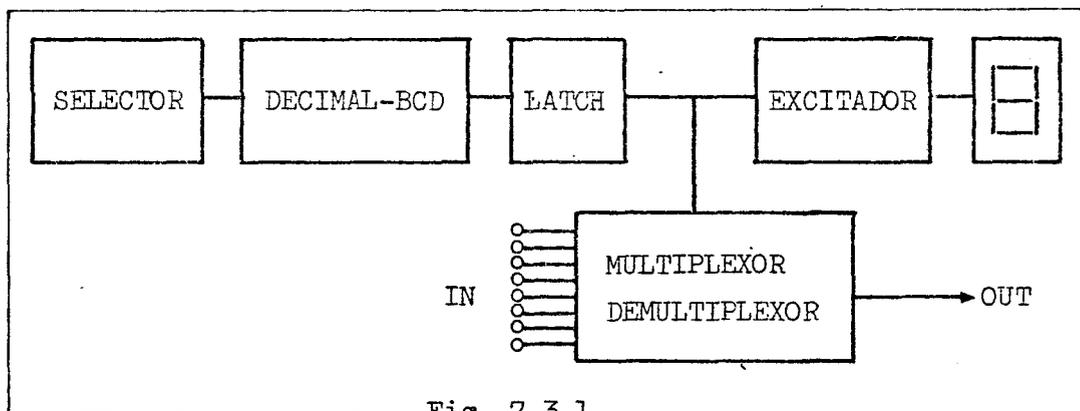


Fig. 7.3.1

El selector está formado por una serie de once pulsadores, ocho de ellos seleccionan la salida en los M/D de ocho canales, mientras que los otros tres activan el M/D de tres canales. La información proporcionada con los pulsadores se codifica en BCD y se almacena en bistables (latch), con esto evitamos que al soltar los pulsadores el sistema vuelva a la posición inicial.

El codificador (DM 9318) es de prioridad, es decir, en caso de recibir más de una entrada (accionando más de un pulsador) la combinación de salida correspondería a la entrada de mayor valor decimal.

La información así obtenida ataca al M/D y a su vez a un excitador de siete segmentos.

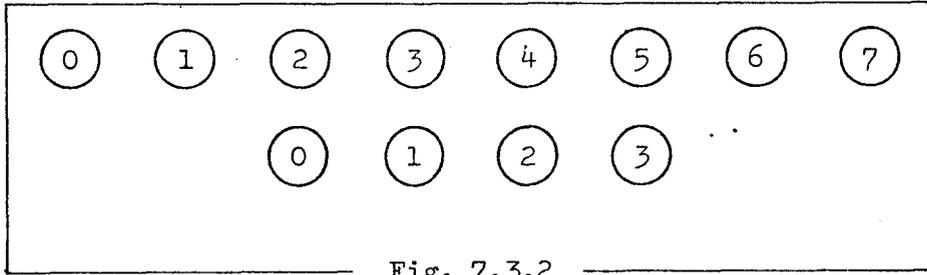


Fig. 7.3.2

En la Fig.7.3.2 podemos ver la distribución de los pulsadores. La codificación 0.0 nos permitirá escuchar la señal de salida del módulo master.

0.0 salida mezclada	1.0 canal 1	2.0 canal 9	3.0 canal 17
	1.1 " 2	2.1 " 10	3.1 " 18
	1.2 " 3	2.2 " 11	3.2 " 19
	1.3 " 4	2.3 " 12	3.3 " 20
	1.4 " 5	2.4 " 13	3.4 " 21
	1.5 " 6	2.5 " 14	3.5 " 22
	1.6 " 7	2.6 " 15	3.6 " 23
	1.7 " 8	2.7 " 16	3.6 " 24

Tabla 7.3.1

En la tabla 7.3.1 se puede apreciar la codificación por canales de los pulsadores del selector.

Vamos a ver ahora el esquema electrónico del módulo. Podemos ver que cada entrada va provista de un amplificador separador, con esto logramos evitar que el circuito cargue las salidas de los demás módulos.

Vamos a ver la configuración de los adaptadores:

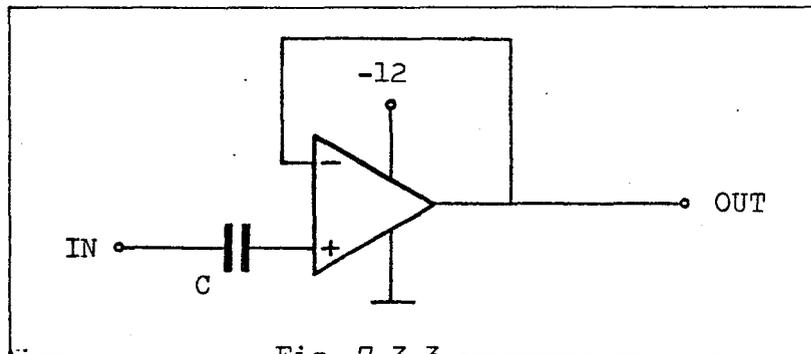


Fig. 7.3.3

Empleamos integrados del tipo LM 349 que contienen cuatro operacionales. Teniendo en cuenta las 48 entradas (24 estereo) más dos corres-

pendientes a la salida necesitaremos 50 operacionales. Necesitaremos, pues, 13 integrados alimentados con $\pm 12V$.

7.4.- CONSIDERACIONES ANEXAS.-

El consumo dado por el fabricante para el LM 349 es de $4,9mA \approx 5mA$, así pues, para las 13 unidades serán $65mA$, las tensiones del circuito de conmutación tendrán unos consumos de:

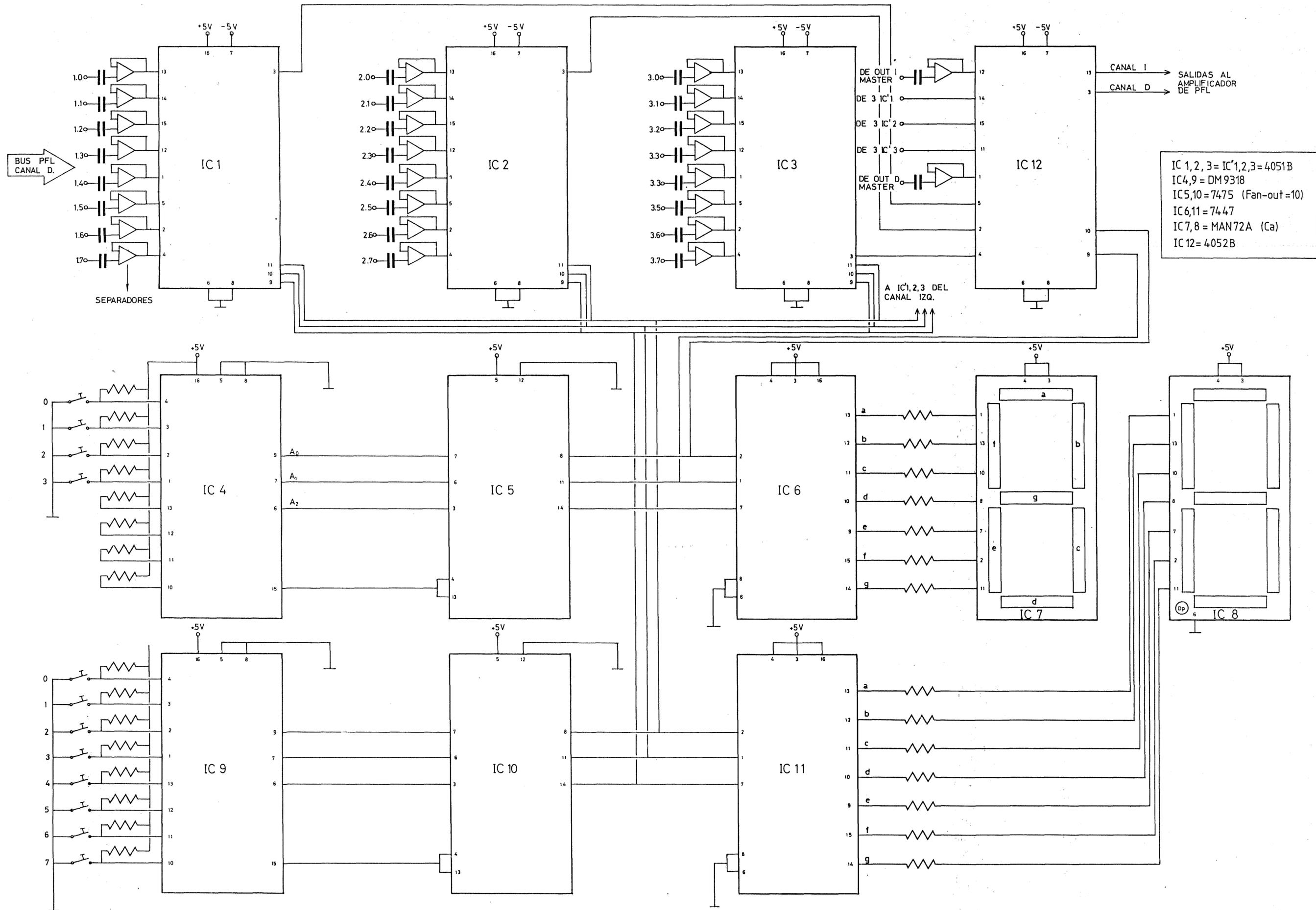
+5 \longrightarrow 410mA.

-5 \longrightarrow 70mA.

y el amplificador: +12 \longrightarrow 470mA.

Resumiendo, tendremos unos consumos por cada fuente de tensión de:

+5	\longrightarrow	410mA.
-5	\longrightarrow	70mA.
+12	\longrightarrow	535mA.



75.- Esquema electronico

CAPITULO 8

MONITOR

8.1.- INTRODUCCION.-

Este circuito se puede definir como una etapa de media potencia. Para su diseño empleamos integrados del tipo TDA 2003 montados en circuito puente.

8.2.- CIRCUITO PUENTE.-

Observando la Fig. 8.2.1, donde suponemos A y A' como dos amplificadores de iguales características, se puede comprobar que la carga está conectada entre las dos salidas de estos amplificadores.

Generalmente estas salidas se encuentran al mismo potencial. cuando entre los puntos B y B' aplicamos señales de la misma fase y amplitud, las señales a la salida son también de igual fase y amplitud, siendo nula la potencia entregada a la carga. Es decir, el sistema ofrece

un gran rechazo de señales de modo común, así pues, ruidos y zumbidos comunes a los dos puntos son eliminados.

Por el contrario, cuando aplicamos a las entradas señales de la misma amplitud pero desfasadas 180° , las salidas aparecerán también con ese desfase, de esta forma, cuando una salida alcance un pico po-

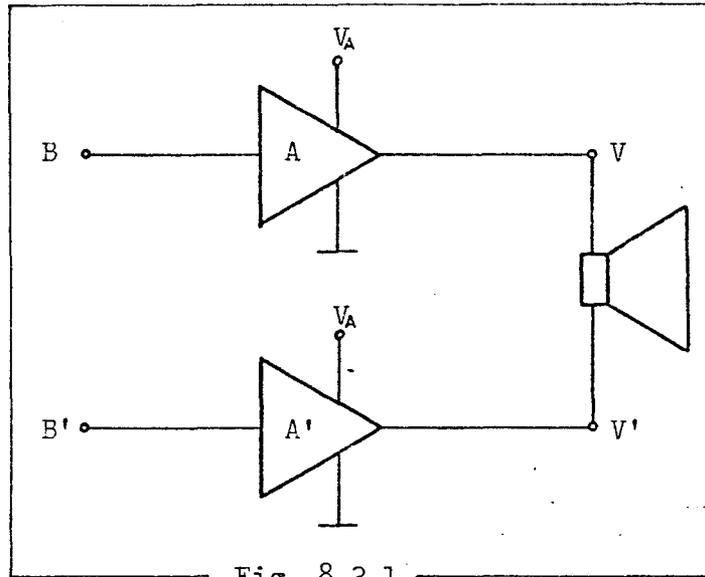


Fig. 8.2.1

sitivo, la otra alcanza un pico negativo, llamando a estas tensiones V y V' , la tensión pico a pico presente en la carga será $V - V'$. Como las señales a la salida son iguales pero de sentido contrario, la tensión presente en la carga será:

$$V - (-V) = 2V.$$

Al ser la tensión en la carga el doble de la suministrada por un amplificador convencional, la potencia será de cuatro veces a la conseguida por un solo amplificador:

$$P = V \cdot I = \frac{V^2}{R}$$

$$V \rightarrow P = \frac{V^2}{R}$$

$$2V \rightarrow P = \frac{4V^2}{R}$$

8.3.- EL TDA 2003.-

La Fig. 8.3.1 nos da una vista exterior e interior de este integra-

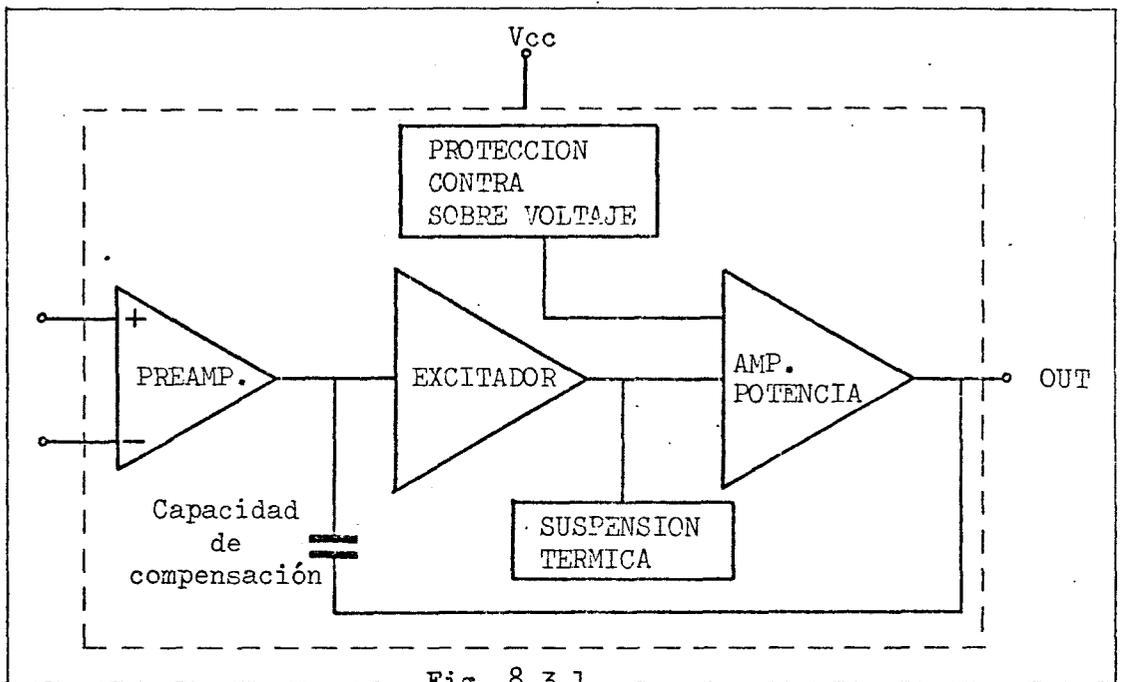
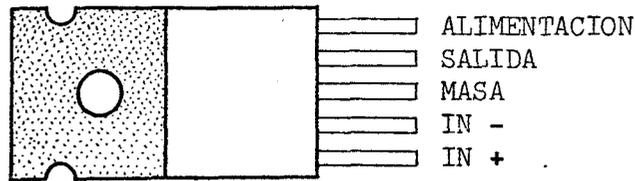


Fig. 8.3.1

do. Su interior contiene: 16 transistores, 4 zener, 10 resistencias, 2 condensadores y 5 generadores de corriente. la tensión máxima de alimentación es de 18V.

La potencia máxima suministrada por este integrado es de 5W sobre una impedancia de 4 ohm, en un circuito puente utilizando dos integrados se obtienen 20W.

8.4.- DISEÑO DEL CIRCUITO.-

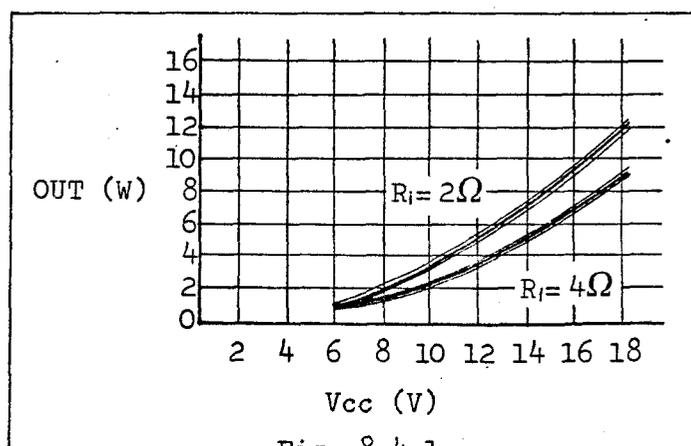


Fig. 8.4.1

Empleamos el sistema de montaje dado por la casa Siemens.

Alimentando el circuito con 15V, obtenemos aproximadamente 5W. Teniendo en cuenta la característica del circuito puente: $5W \cdot 4 = 20W$, potencia suministrada sobre una impedancia de carga de 4 ohm.

El integrado puede ser alimentado con una tensión de 5 a 18V., obteniendo en función de la tensión diferentes potencias de salida tal y como se muestra en la Fig. 8.4.1.

Vamos a ver el circuito al completo.

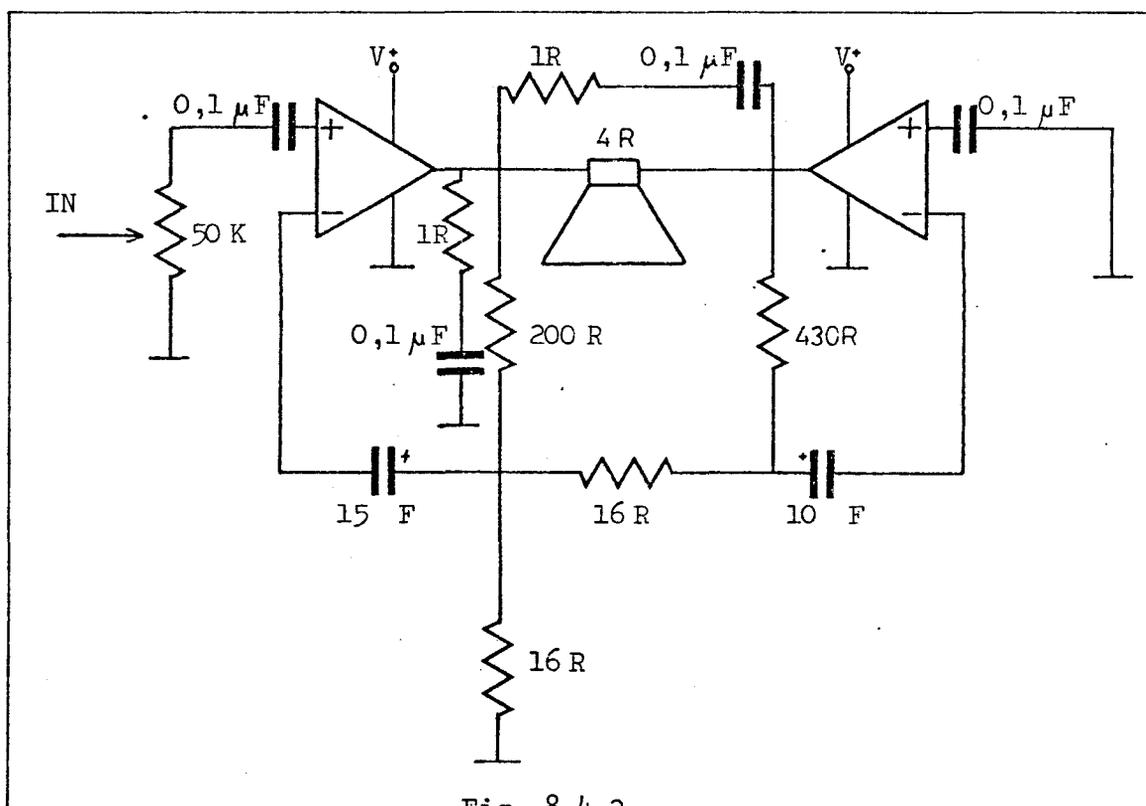


Fig. 8.4.2

En la Fig. 8.4.2 podemos ver la forma más sencilla de desfasar las dos señales. Puesto que estos circuitos integrados son amplificadores operacionales de potencia, bastará con inyectar la señal a uno de los amplificadores por la entrada inversora y al otro por la entrada no inversora.

Para la realización del módulo estereo será necesario utilizar dos circuitos iguales.

Se ha previsto interponer un control de volumen a la entrada de la etapa de potencia.

8.5.- ALIMENTACION.-

Este módulo, para su total independencia, va provisto de su propia alimentación.

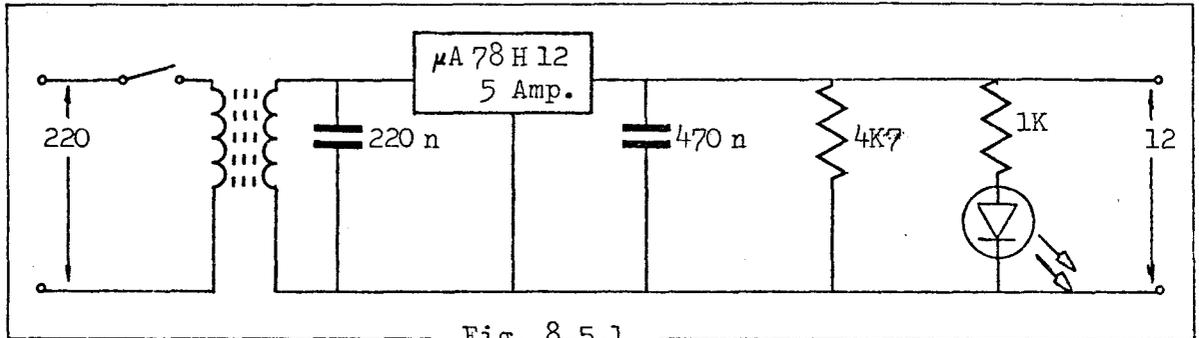


Fig. 8.5.1

CAPITULO 9

MODULO MASTER

9.1.- DIAGRAMA DE BLOQUES.-

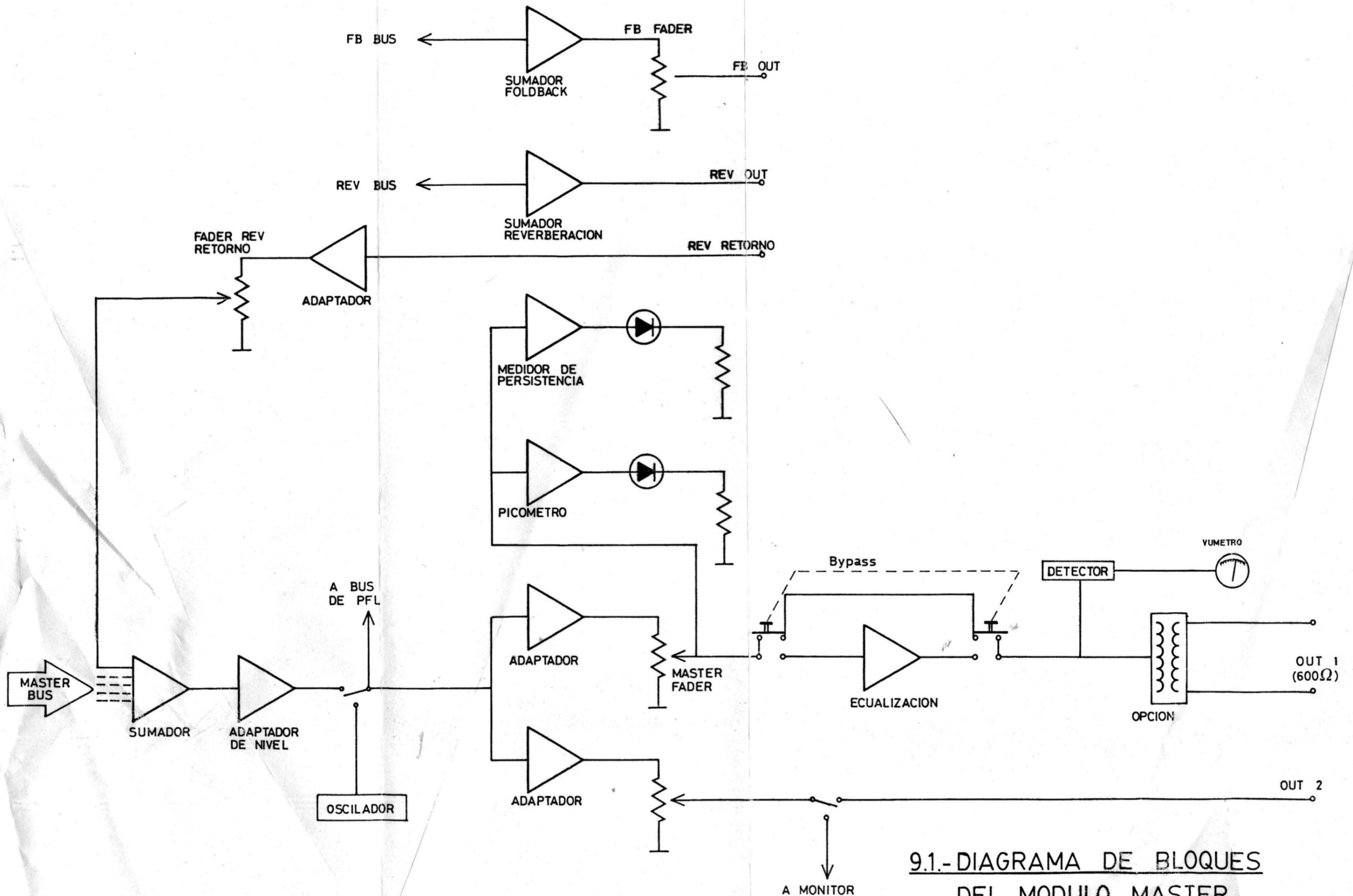
Este diagrama de bloques se muestra en la lámina de la página siguiente

9.2.- ESQUEMA ELECTRONICO.-

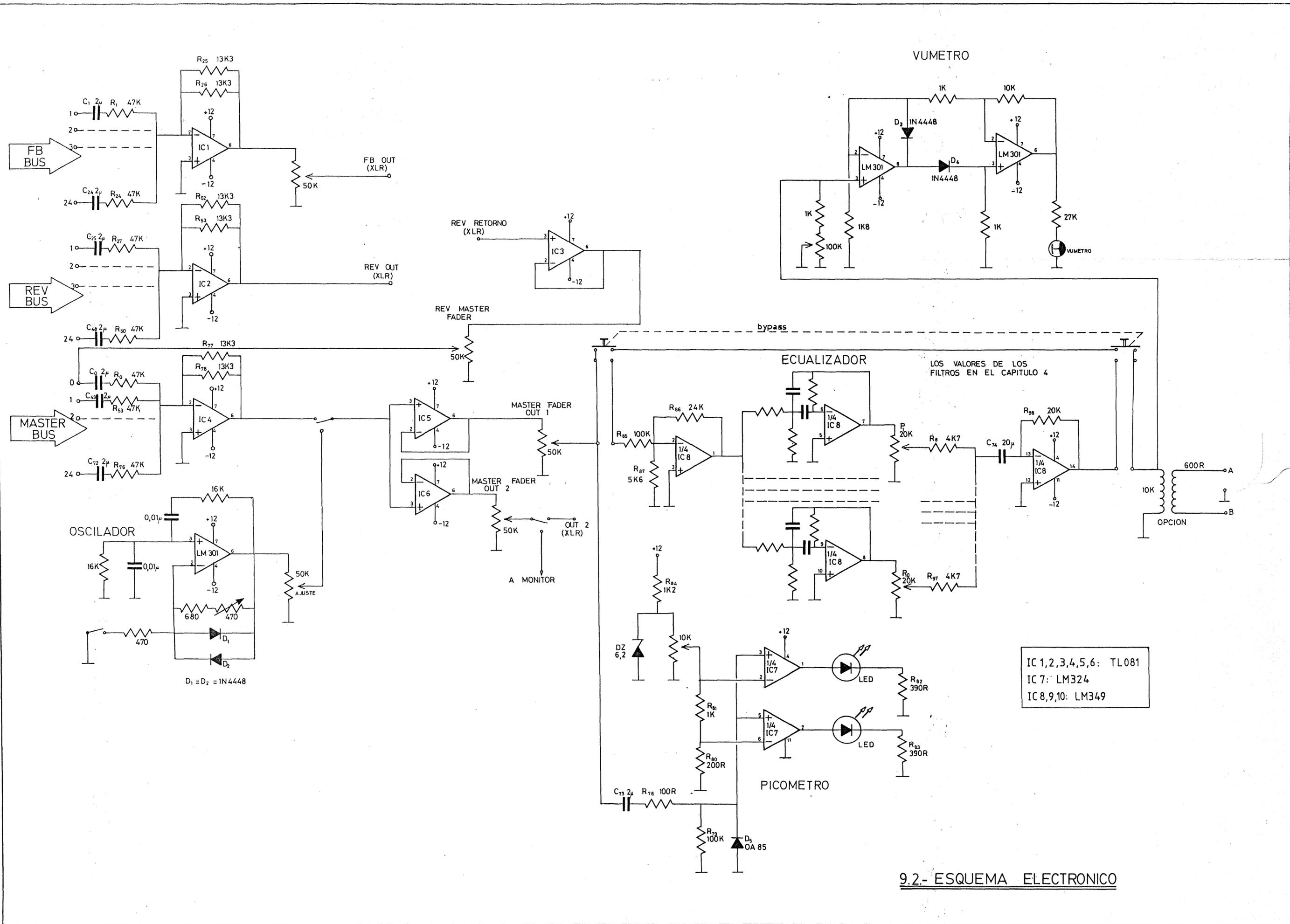
Este esquema se muestra en la lámina de dentro de dos páginas.

9.3.- PICOMETRO.-

El circuito está basado en un sistema comparador que detecta cuando el nivel de la señal sobrepasa un cierto valor. La indicación se hace



9.1.- DIAGRAMA DE BLOQUES
DEL MODULO MASTER



9.2.- ESQUEMA ELECTRONICO

patente mediante un diodo luminoso.

Así mismo se ha previsto un segundo sistema comparador con el fin de detectar un nivel lo suficientemente bajo como para que pueda ser empleado como detector de presencia.

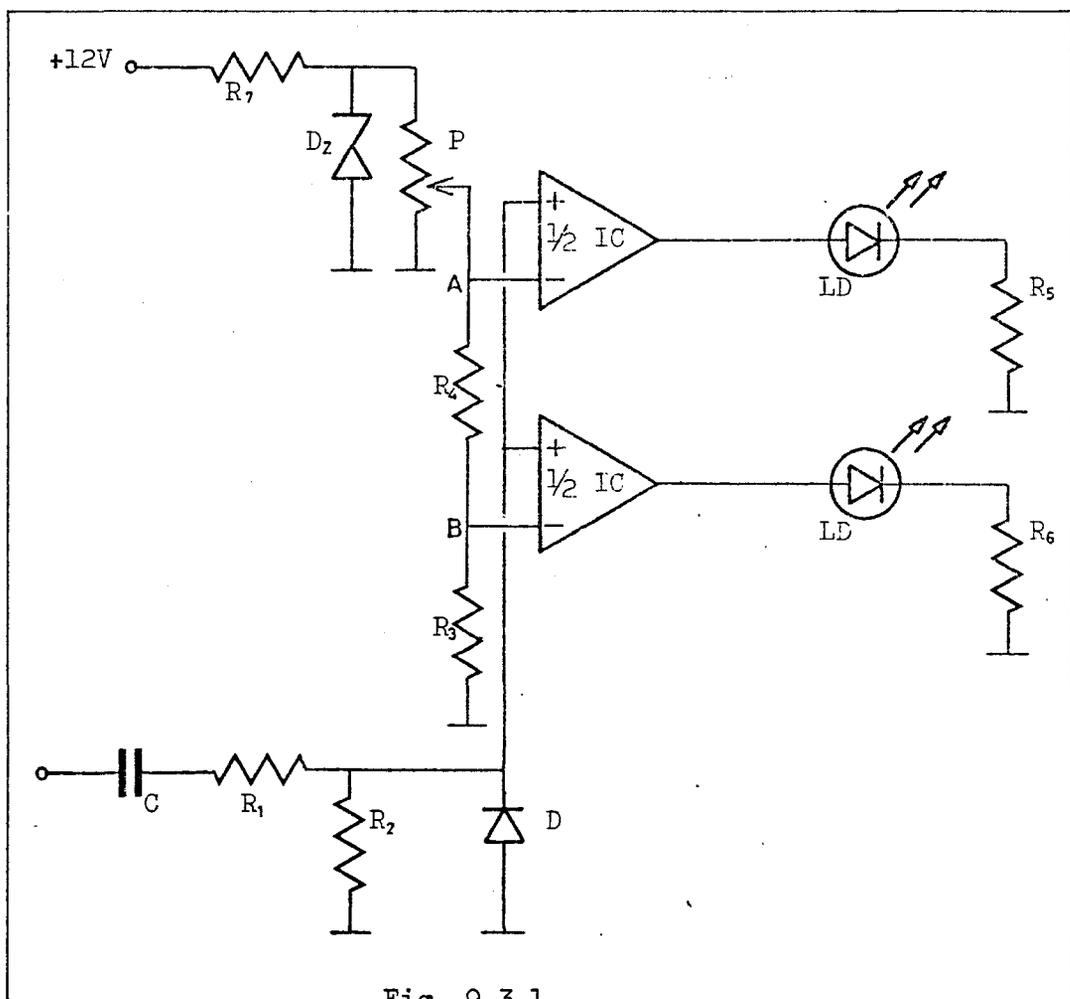


Fig. 9.3.1

El circuito integrado empleado es el LM 324 que contiene cuatro amplificadores operacionales de respuesta rápida, empleando dos por canal (uno para el detector de presencia y uno para el picómetro).

Vamos a ver el funcionamiento básico del circuito:

Las resistencias R_1 y R_2 forman un atenuador para adaptar la señal, mediante D eliminamos los semiciclos negativos, pasando una señal continua pulsante a la entrada de los comparadores.

El conjunto R_7, D_2, P nos permite fijar la tensión de referen-

cia de los comparadores estando presente esta tensión en el punto A, el nivel del segundo comparador se establece con R_3 y R_4 en el punto B.

Las resistencias R_5 y R_6 proporcionan la tensión necesaria a los diodos led.

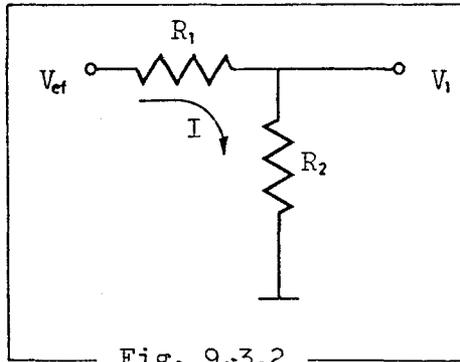


Fig. 9.3.2

$$I = \frac{V_1}{R_1 + R_2} \Rightarrow V_1 = \frac{VR_2}{R_1 + R_2}$$

Imponiendo que el sistema entregue un nivel de salida de $V_{ef} = 0,707V$

$$\left. \begin{array}{l} R_1 = 100R \\ V_{ef} = 0,707V \end{array} \right\} \Rightarrow R_2 = 100K$$

Queremos que $V_{ef} \approx V_1$

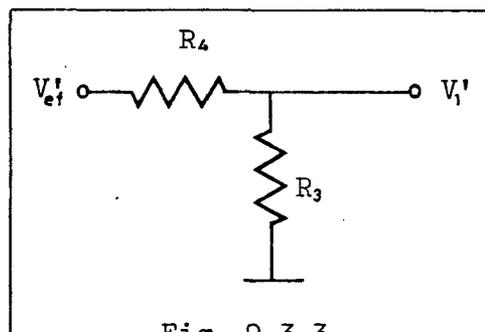


Fig. 9.3.3

$$V_1 = \frac{0,707 \cdot 100K}{100100} = 0,706 \approx 0,707$$

En el segundo divisor de tensión queremos fijar un valor que corresponda a $\frac{1}{6} V_{ef}$ para activar el detector de presencia

$$\frac{V_1'}{V_{ef}'} = \frac{R_3}{R_4 + R_3} = \frac{0,12}{0,707}$$

Si: $R_4 = 1K \Rightarrow R_3 \approx 200 \text{ ohm.}$

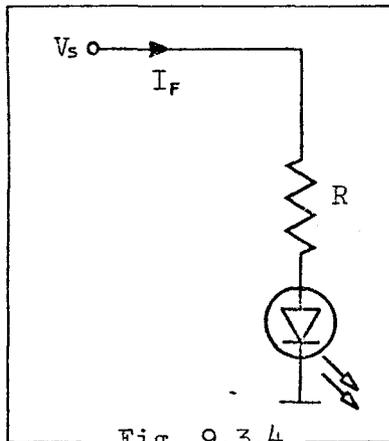


Fig. 9.3.4

$$R = \frac{V_s - V_F}{I_F}$$

La salida máxima del comparador viene dada por: $V_{cc} - 2 = 12 - 2 = 10V.$

$$\left. \begin{array}{l} V_F = 2V \\ I_F = 20mA \end{array} \right\} \Rightarrow R = 400 \text{ ohm.}$$

Los valores de R_7, D_z, P, D no son críticos, y podemos fijarlos de una forma totalmente arbitraria.

$$R_7 = 1K2$$

$$D_z = 6,2V$$

$$P = 10K$$

$$D = \text{Germanio}$$

Para D escogemos un diodo de germanio por tener una respuesta más sensible y, en consecuencia, más adaptable a nuestras necesidades.

9.4.- ADAPTADOR DE NIVEL.-

Teniendo en cuenta que los circuitos posteriores al ahora tratado no alteran el nivel de la señal (Ganancia = 0dB), este

será el circuito encargado de proporcionar el nivel deseado a la salida.

Según lo visto en el apartado 5 del capítulo 2, el nivel de entrada al sumador es $V_i = 5V$ (nivel medio).

Evidentemente es más económico emplear el mismo circuito como sumador y como adaptador de nivel.

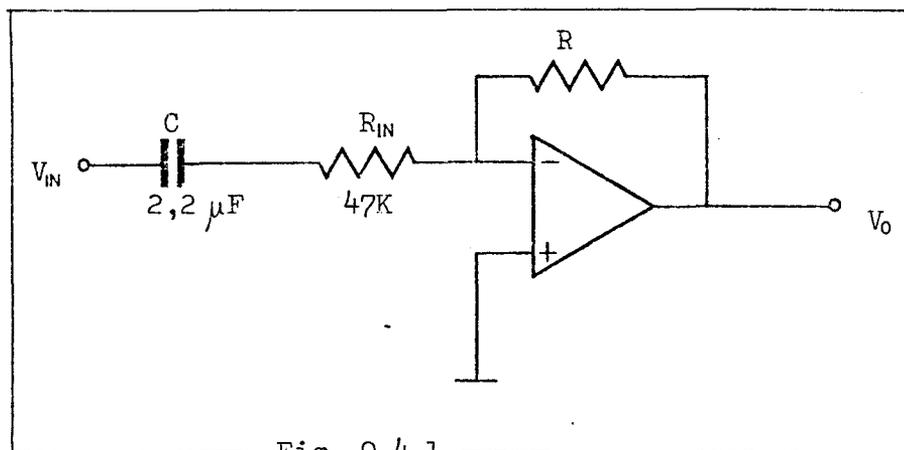


Fig. 9.4.1

Queremos un nivel de salida de 0,707V RMS

$$G = \frac{V_o}{V_{IN}} = \frac{0,707}{5} = 0,14$$

$$G = \frac{R}{R_{IN}} = \frac{R}{47K} = 0,14 \implies R = 6K58$$

R estará formada por dos resistencias de precisión ($\pm 2\%$) de 13K3 en paralelo.

Este circuito es el mismo que emplearemos en el sumador de efectos y para el sumador de Fold Back.

La frecuencia de corte introducida por los condensadores, vendrá dada aproximadamente por:

$$f = \frac{1}{2\pi RC}$$

9.5.- VUMETRO.-

En la Fig. 9.5.1 vemos el esquema del vumetro. Consta de dos etapas, una primera rectificadora formada por IC1, D₁, D₂ y una eta-

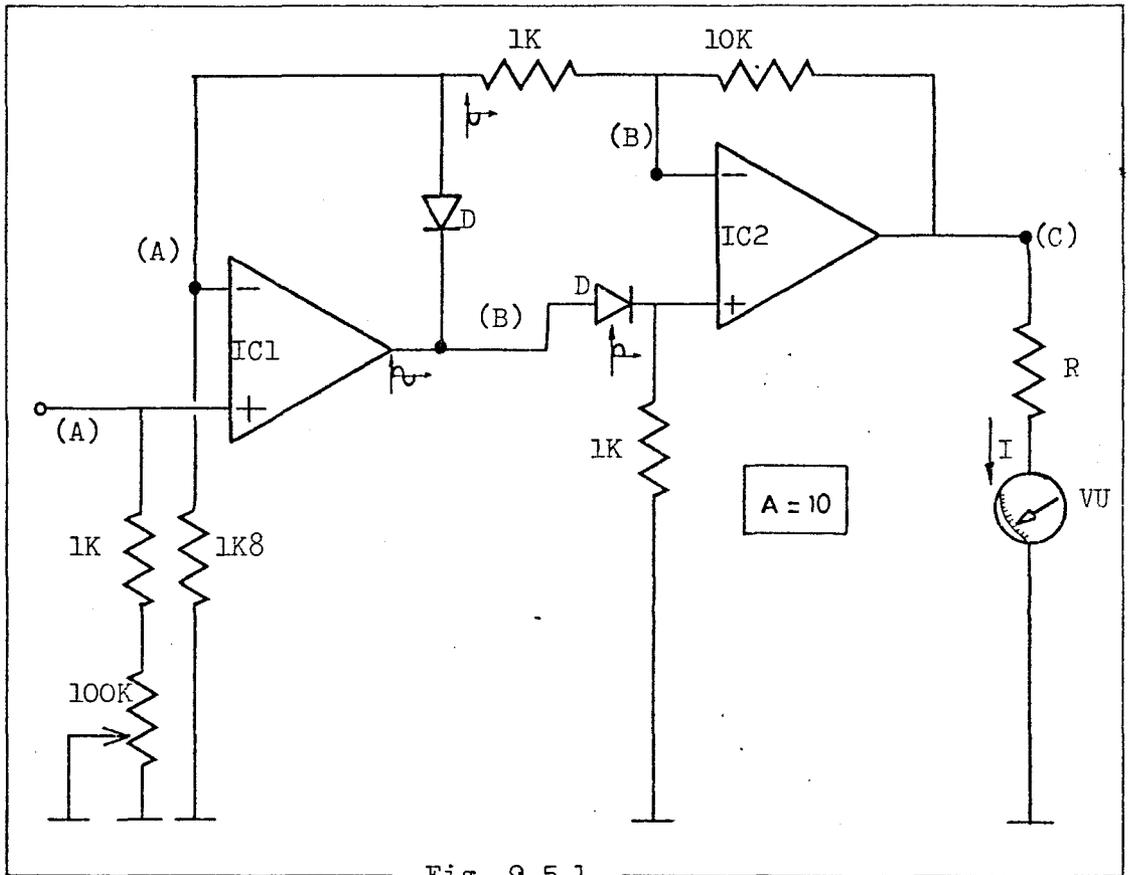


Fig. 9.5.1

pa driver.

En el punto (A) tenemos una señal de $1V_{pp}$ ($0,707V_{ef}$) que es rectificadora. El restador nos da a la salida una corriente continua pulsante de $10V$, en (C).

Si empleamos un instrumento con una resistencia interna de 3900 ohm . dando una lectura de $0VU$, cuando se le aplique una tensión de $1,23V$ (valores estandar)

$$\left. \begin{array}{l} 3.900 \text{ ————— } 1,23 \\ R \text{ ————— } 8,77 \end{array} \right\} R = 27K8$$

Mediante la célula $100K + 1K$ regulamos el nivel de entrada y aseguramos una impedancia de entrada elevada.

9.6.- OSCILADOR.-

La Figura 9.6.1 nos muestra el sistema oscilador donde

$$f = \frac{1}{2\pi RC}$$

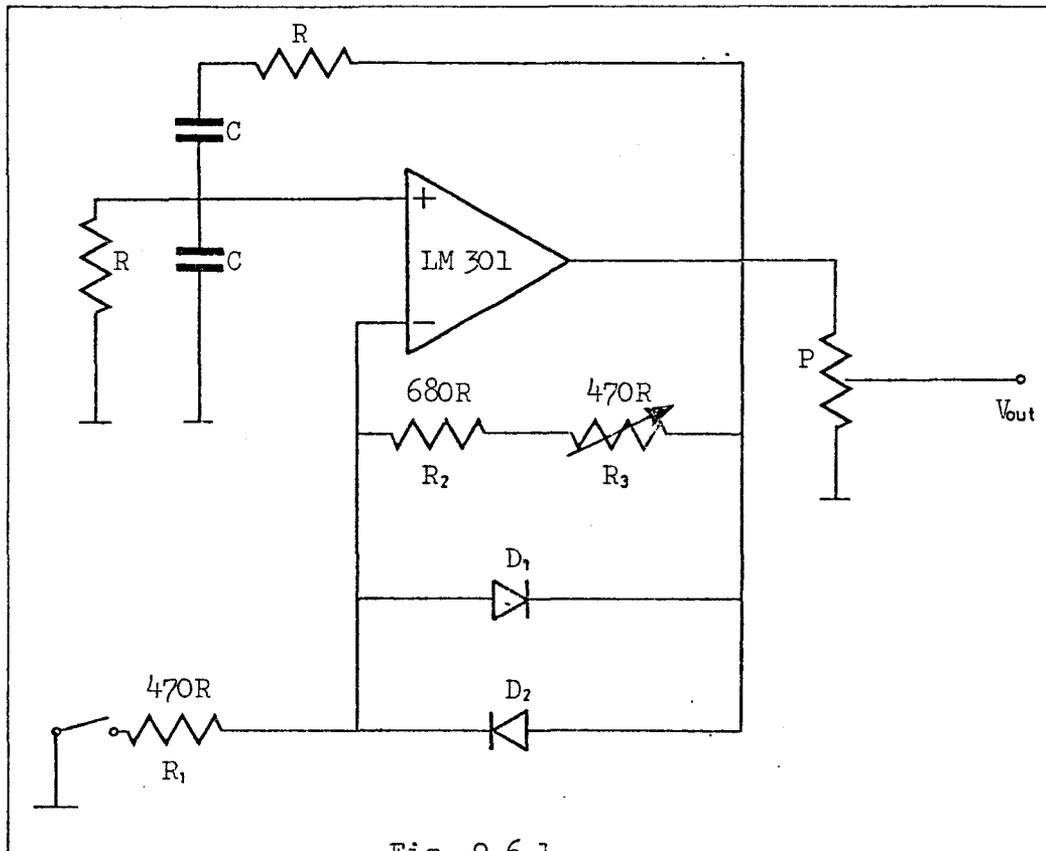


Fig. 9.6.1

para: $f = 1\text{kHz} \implies \begin{cases} R = 16\text{K} \\ C = 0,01 \mu\text{F} \end{cases}$

Mediante R_3 ajustamos la ganancia para que se produzca la oscilación, y mediante P ajustamos el nivel de salida.

9.7.- CONSIDERACIONES ANEXAS.-

Picómetro	+12	30mA.	} x 2 (para el estereo)
Sumadores	+12	36mA.	
	-12	36mA.	
Separadores	+12	36mA.	
	-12	36mA.	
Ecuilización	+12	10mA.	
	-12	10mA.	
Vumetro	+12	3mA.	
	-12	3mA.	
Oscilador	+12	2mA.	
	-12	2mA.	

Resumiendo:

+12	→	232mA.
-12	→	172mA.

CAPITULO 10

MODULO PHONO

10.1.- DIAGRAMA DE BLOQUES.-

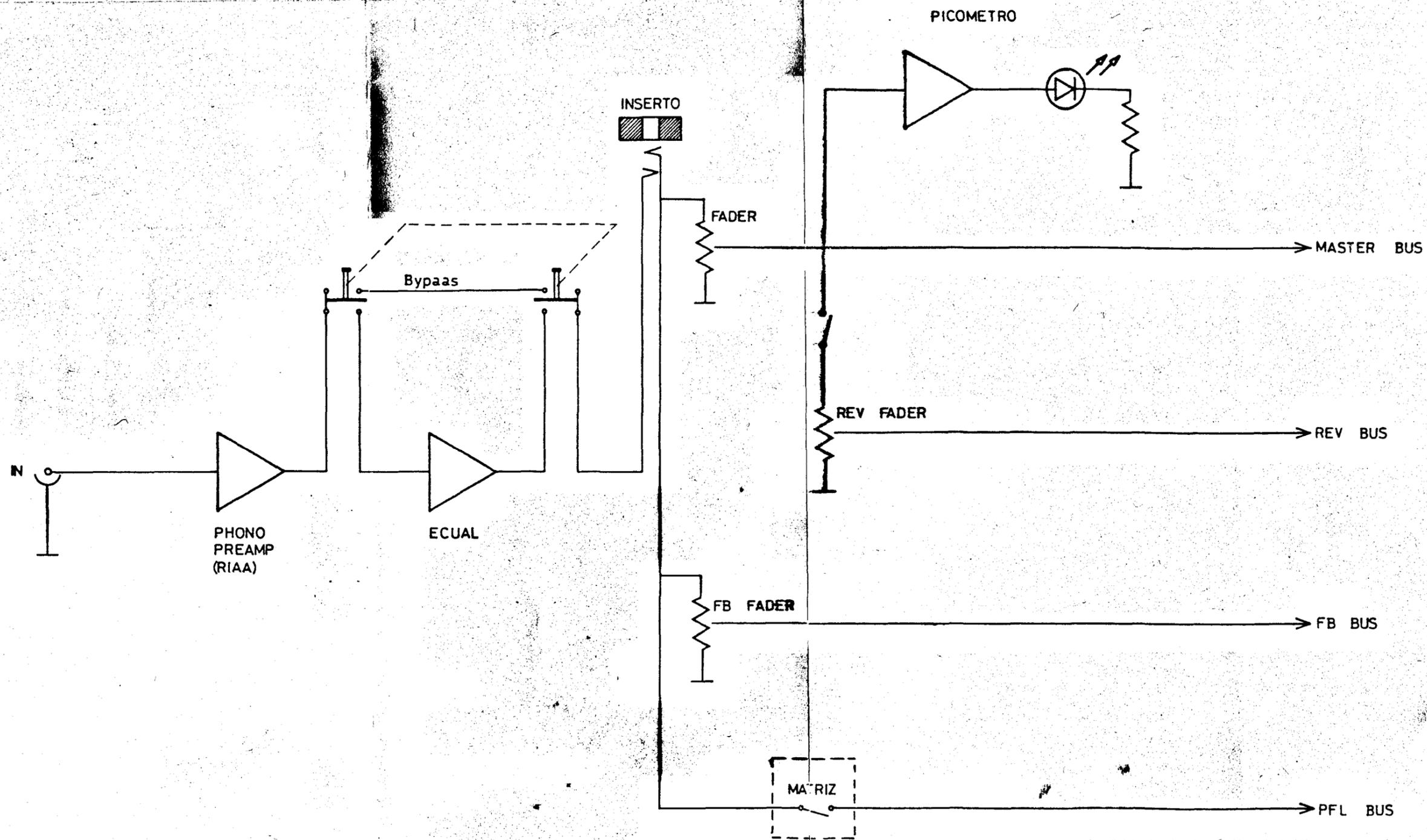
Este diagrama de bloques se muestra en la lámina de la página siguiente.

10.2.- ESQUEMA ELECTRONICO.-

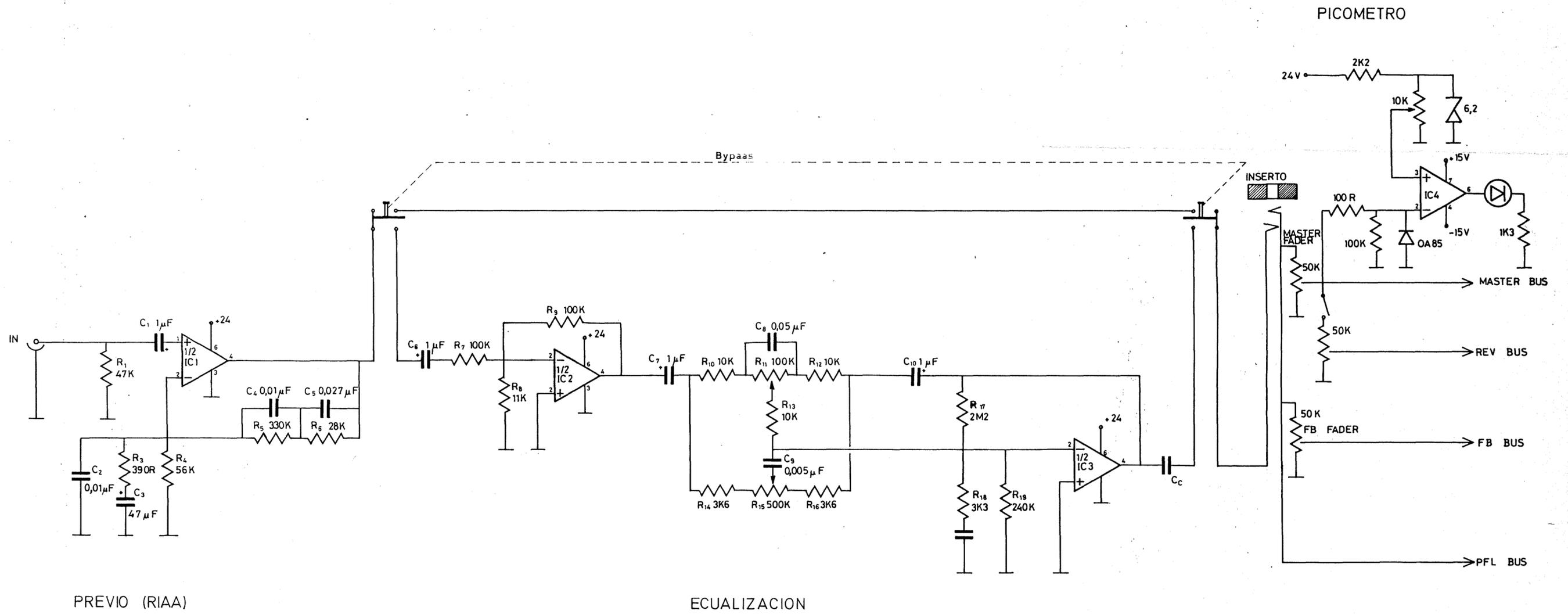
Este esquema se muestra en la lámina de dentro de dos páginas.

10.3.- CALCULOS ANEXOS.-

Vamos a calcular los elementos correspondientes para lograr unos óptimos factores de estabilidad.



10.1.- DIAGRAMA DE BLOQUES



IC1,2,3 = LM387
 IC4 = LM324

$$\frac{R_9}{R_7} = 1 \implies R_9 = R_7 = 100K$$

$$R_9 = \left(\frac{V_{cc}}{2,6} - 1 \right) R_8 \implies R_9 \approx 10K$$

$$R_{17} = \left(\frac{V_{cc}}{2,6} - 1 \right) R_{19} \implies R_{17} \approx 2M$$

$$C_{11} = \frac{1}{2 \pi F R_{18}}$$

$$R_{18} = 3K3$$

$$F_{cH} = 20KHz$$

$$\implies C_{11} \approx 0,002 \mu F$$

Para F_{3dB} el corte será introducido por los pares $R_1 C_1$ y $R_L C_L$, siendo R_L la impedancia de entrada de la siguiente etapa. Debemos calcular el valor de esta frecuencia con un factor cuatro veces inferior al deseado ($F_c < 5Hz$)

$$F_{c1} = \frac{1}{2 \pi R_1 C_1} = 3,39Hz \quad (\text{cumple la condición})$$

Tomando $R_L \approx 47K$, entonces:

$$C_c = \frac{1}{2 \pi R_L F} \approx 0,6 \mu F$$

10.4.- CONSIDERACIONES ANEXAS.-

El consumo total del módulo es de 30mA. con una tensión única de alimentación de +24V.

10.5.- ESPECIFICACIONES.-

Impedancia de entrada	47K.
Sensibilidad	2mV
Relación S/N	67dB
Curva de respuesta	RIAA

Amortiguamiento a la diafonía 60dB
Respuesta de frecuencia > 20-20KHz
Controles de tono: ± 14 dB

CAPITULO 11

MODULO MICRO

11.1.- DIAGRAMA DE BLOQUES.-

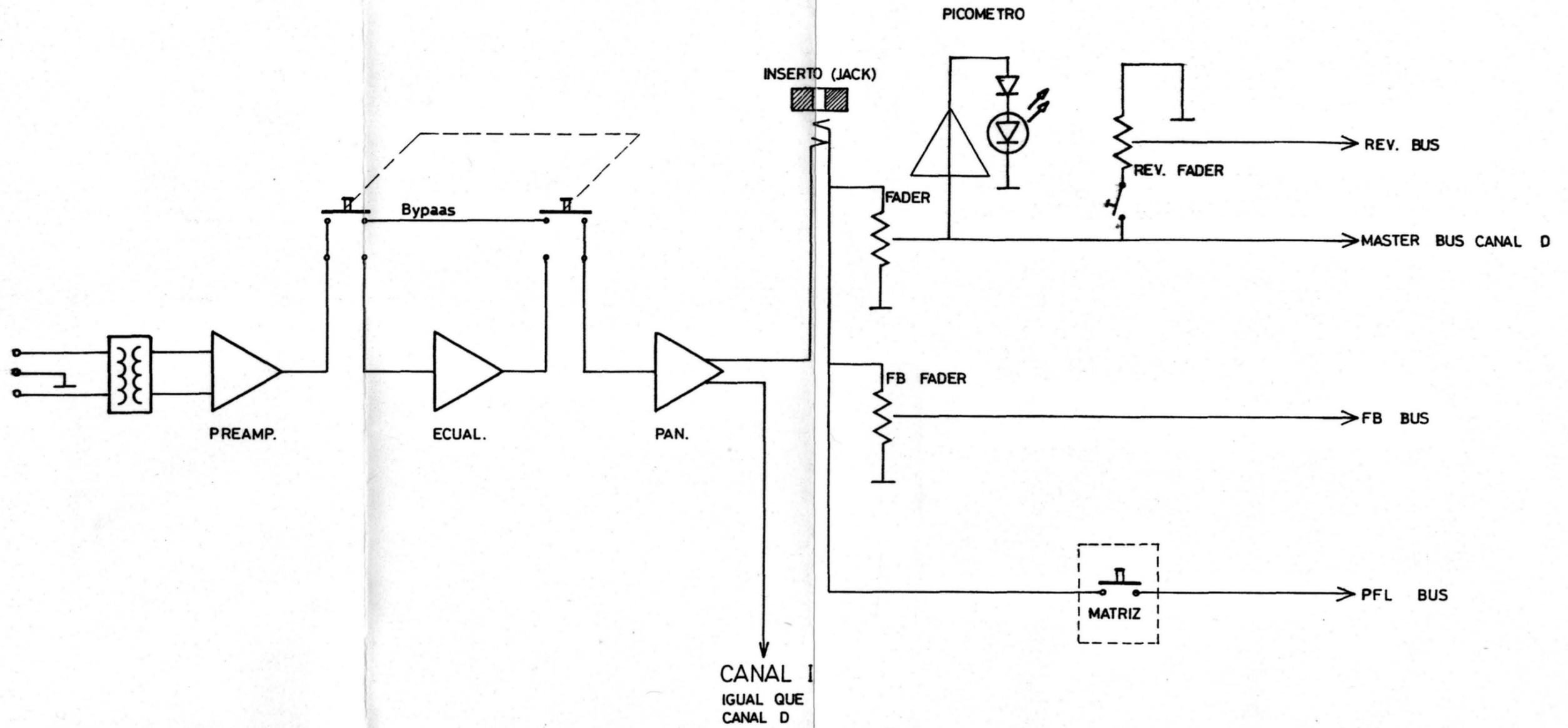
Este diagrama de bloques se muestra en la lámina de la página siguiente.

11.2.- ESQUEMA ELECTRONICO.-

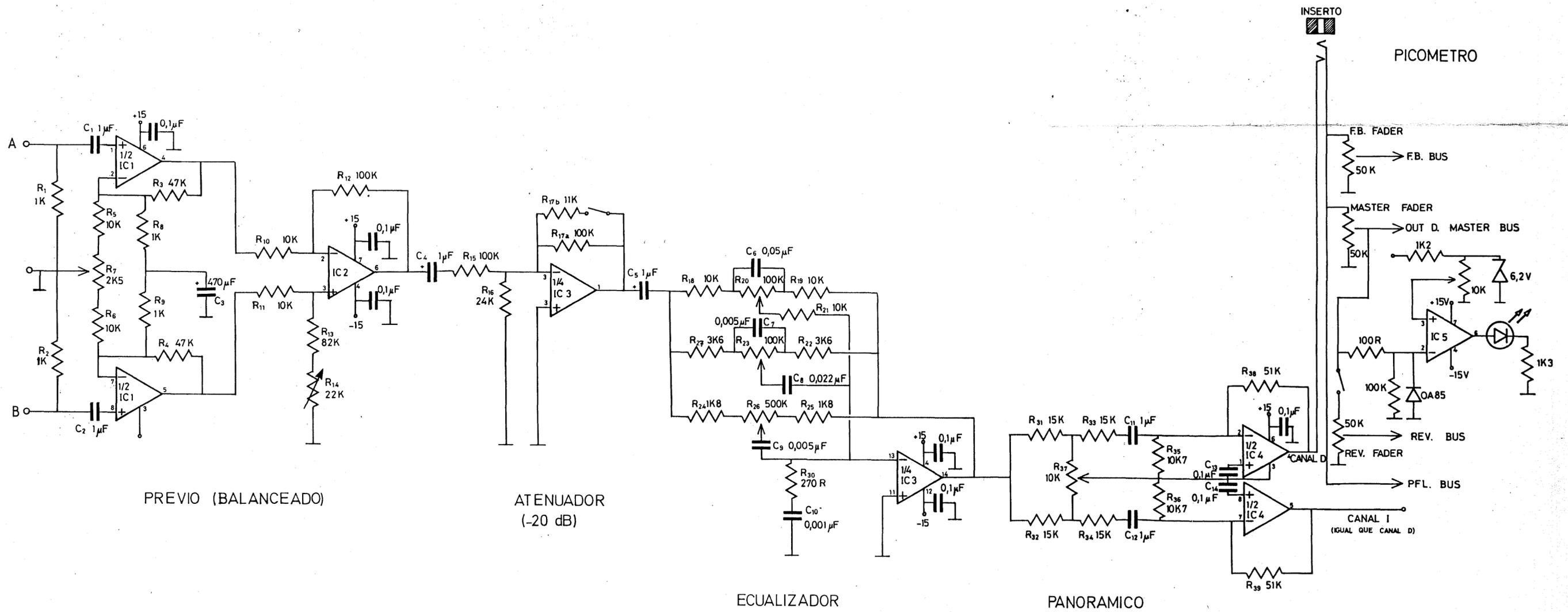
Este esquema se muestra en la lámina de dentro de dos páginas.

11.3.- ATENUADOR.-

Ya hemos visto (5.2) que la ganancia del preamplificador de entrada balanceada es $A=500$, si expresamos este valor en dBs:



11.1.- DIAGRAMA DE BLOQUES



PREVIO (BALANCEADO)

ATENUADOR (-20 dB)

ECUALIZADOR

PANORAMICO

PICOMETRO

- IC 1: LM 387
- IC 2: LF 356
- IC 3: LM 349
- IC 4: LM 387
- IC 5: TL 081

© del documento, los autores. Digitalización realizada por ULPIC. Biblioteca Universitaria, 2008

$$A(\text{dBs}) = 20 \lg 500 \approx 54\text{dB}$$

Pues bien, como es sabido, el nivel producido por una persona al cantar es muy superior al que produciría esa misma persona durante una conversación. Así pues, necesitamos un sistema que nos permita realizar una rápida igualación de estos niveles y, que al mismo tiempo, no nos obligue a alterar excesivamente los controles de nivel. Nos estamos refiriendo a un atenuador.

Empleamos un sistema atenuador de -20dB :

$$-20 = 20 \lg G \implies G = \frac{1}{10}$$

Con esto la ganancia del sistema quedará en $A=50$, que representado en dBs pasará a ser: $A=34\text{dB}$.

Podemos constituir el atenuador empleando el separador de la etapa ecualizadora con lo que evidentemente obtendríamos un ahorro.

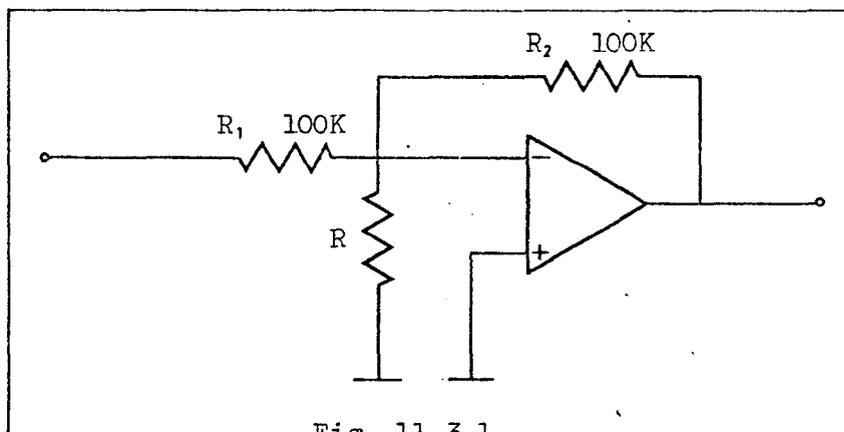


Fig. 11.3.1

Queremos alterar el circuito de la Fig. 11.3.1 de forma que la ganancia varíe de 1 a $\frac{1}{10}$. Vamos a ver como podemos hacerlo.

Teniendo en cuenta que: $G = \frac{R_2}{R_1}$

Para $G=1 \implies R_1 = R_2$

Para $G=\frac{1}{10} \implies R_1 = 10R_2$

Como $R_1 = 100\text{K}$ $R_2 = R_a \parallel R_b$ } $\implies 10\text{K} = \frac{100\text{K} \cdot R_a}{100\text{K} + R_b} \implies R_b \approx 11\text{K}$

$R_2 = 10\text{K}$

$R_a = 100\text{K}$

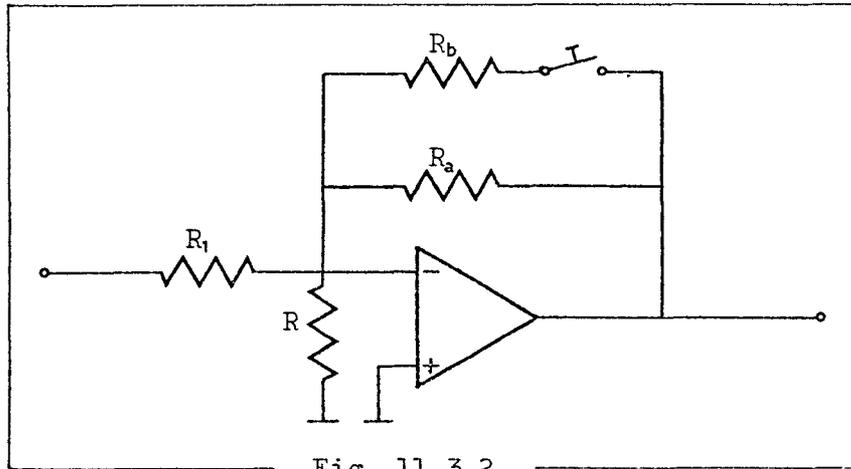


Fig. 11.3.2

Como no se trata de un valor estandar y, en este caso, necesitamos bastante precisión para atenernos a los valores calculados, emplearemos para R_a y R_b resistencias de película metálica ($\pm 2\%$) de 100K y 11K respectivamente.

11.4.- PICOMETRO.-

En este caso el picómetro está alimentado con $\pm 15V$

$$V_{out} = V_{cc} - 2 \approx 28V$$

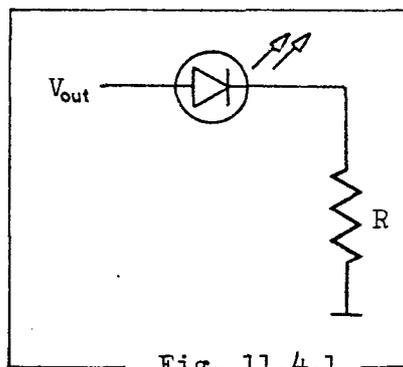


Fig. 11.4.1

$$R = \frac{V_{out} - V_F}{I}$$

$$\left. \begin{array}{l} I_F = 20mA \\ V_F = 2V \end{array} \right\} R = 1K3$$

11.5.- CONSIDERACIONES ANEXAS.-

Vamos a ver los consumos y tensiones del circuito.

Preamplificador	{ +15	15mA.
	{ -15	5mA.
Ecualización	{ +15	2,5mA.
	{ -15	2,5mA.
Panpot	+15	10mA.
Picómetro	{ +15	20mA.
	{ -15	20mA.

Resumiendo

+15V	→	47,5mA.
-15V	→	27,5mA.

11.6.- ESPECIFICACIONES.-

Impedancia de entrada	2K
Sensibilidad	2mV
Relación S/N	67dB
CMRR (aproximadamente)	100dB
Controles de tono	±14dB

CAPITULO 12

MODULO DE ALTO NIVEL

12.1.- DIAGRAMA DE BLOQUES.-

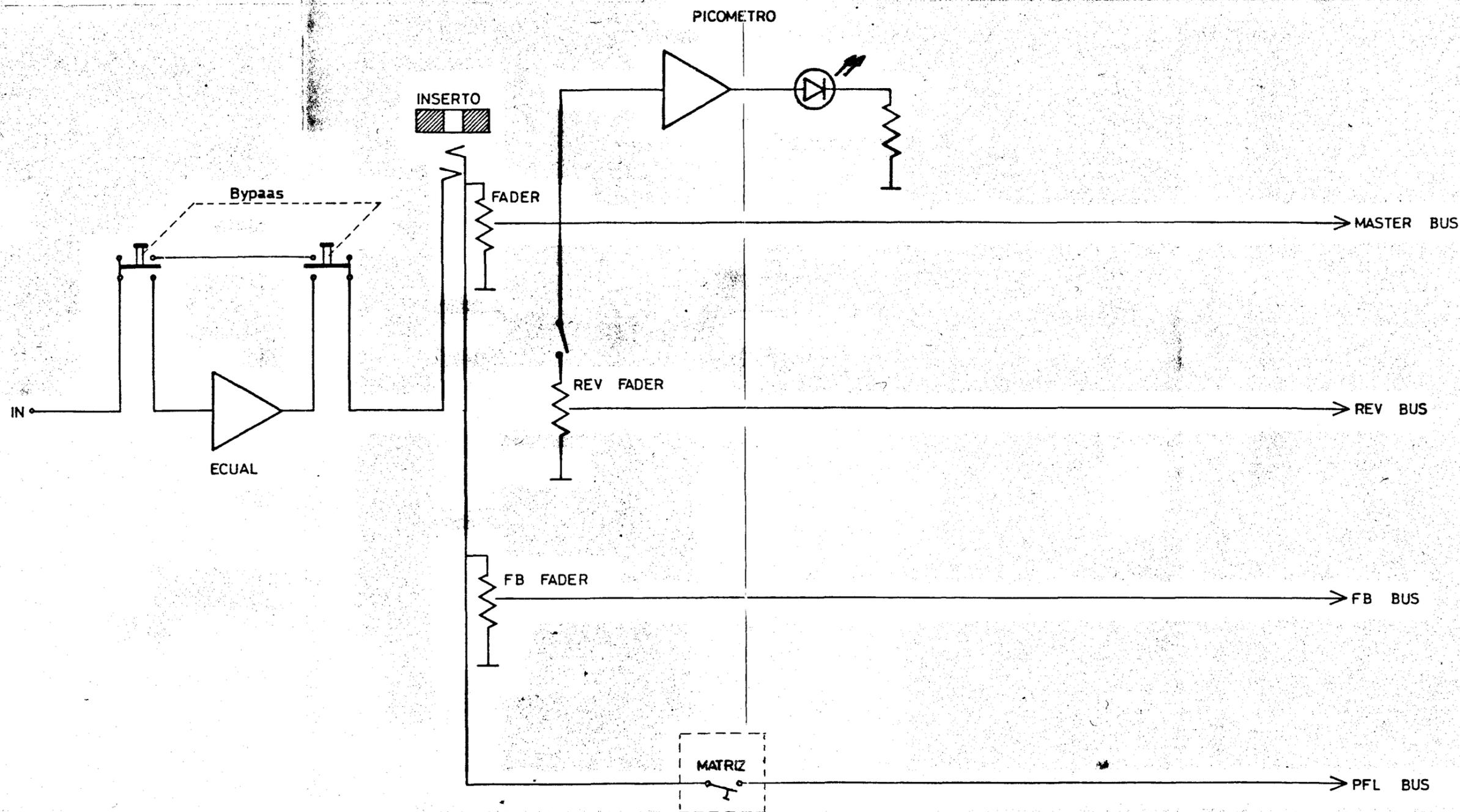
Este diagrama de bloques se muestra en la lámina de la página siguiente.

12.2.- ESQUEMA ELECTRONICO.-

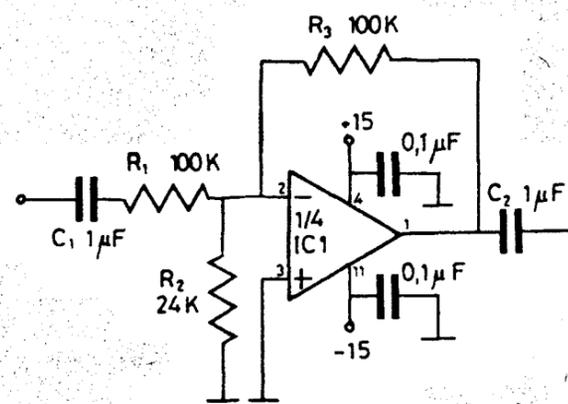
Este esquema se muestra en la lámina de dentro de dos páginas.

12.3.- CONSIDERACIONES ANEXAS.-

Vamos a ver ahora las tensiones y los consumos necesarios para alimentar a este módulo

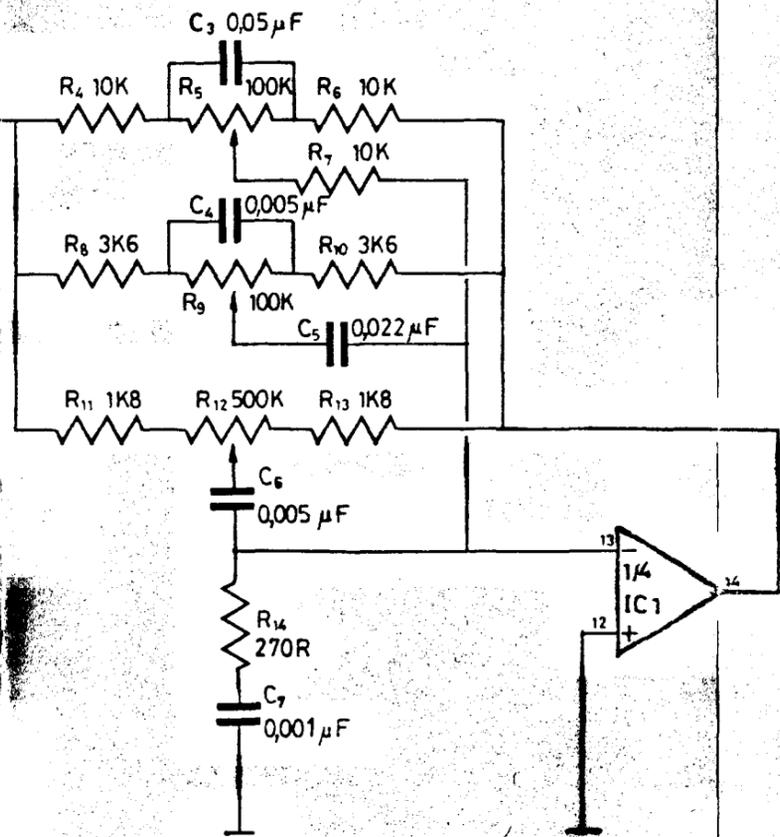


12.1.- DIAGRAMA DE BLOQUES



ADAPTACION

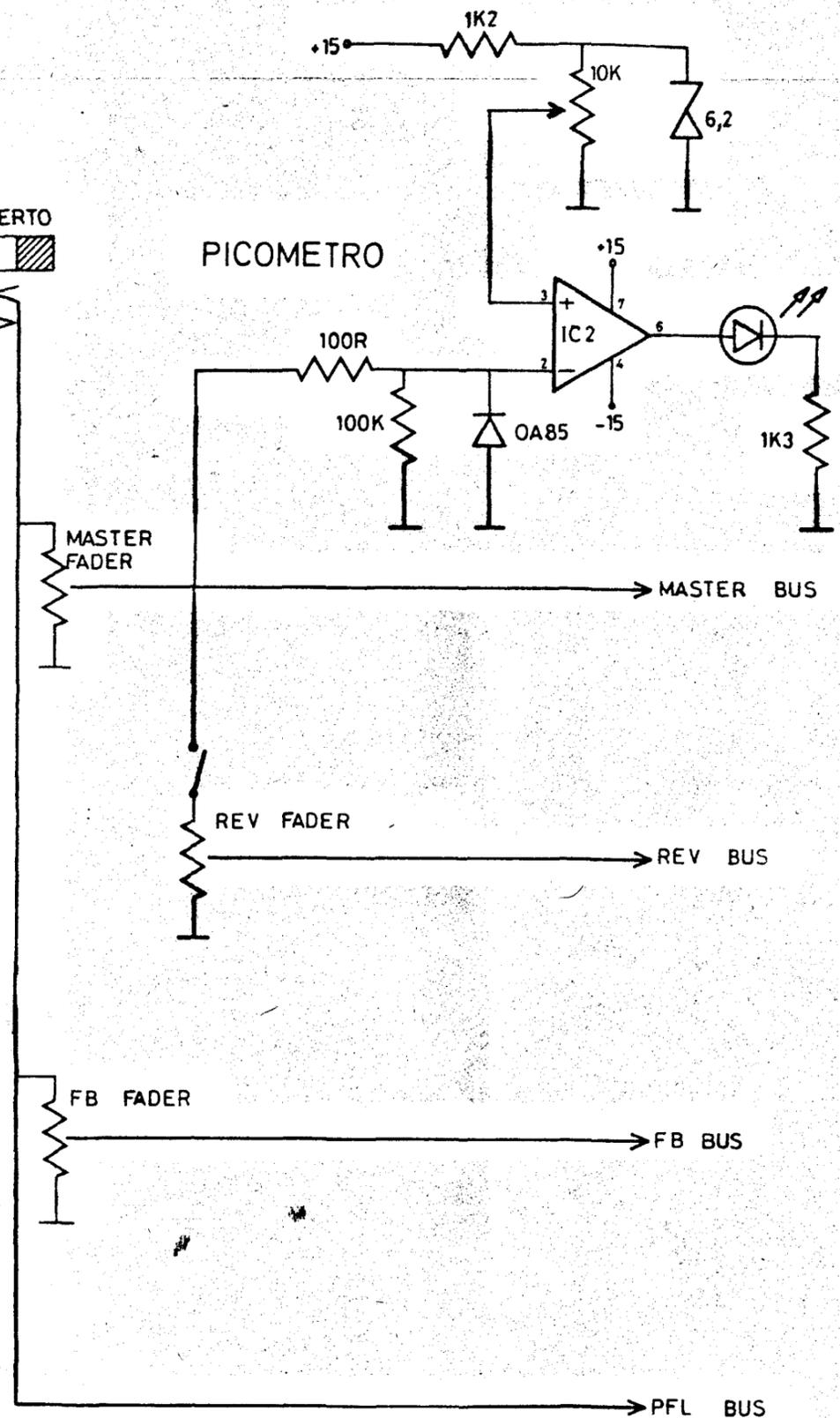
IC1 = LM349
IC2 = LM324



ECUALIZACION



PICOMETRO

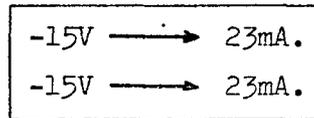


12.2.- ESQUEMA ELECTRONICO

Circuito equalizador { +15 3mA.
 { -15 3mA.

Picómetro { +15 20mA.
 { -15 20mA.

Resumiendo, podemos poner:



CAPITULO 13

ALIMENTACION

13.1.- CARACTERISTICAS.-

De los valores especificados en los anteriores capítulos obtenemos:

18 módulos micro	{ +15	855mA.
	{ -15	495mA.
2 módulos H.L.	{ +15	46mA.
	{ -15	46mA.
2 módulos phono	+24	60mA.
1 módulo master	{ +12	232mA.
	{ -12	172mA.
1 módulo PFL	{ +5	410mA.
	{ -5	70mA.
	{ +12	535mA.

Resumiendo tendremos:

+5V	→	410mA.	→	2,05W.	}	35,28W.
-5V	→	70mA.	→	0,35W.		
+12V	→	765mA.	→	9,18W.		
-12V	→	170mA.	→	2,04W.		
+15V	→	901mA.	→	13,5W.		
-15V	→	541mA.	→	8,16W.		
+24V	→	60mA	→	1,44W.		

Es decir, el primer secundario del transformador será de 50VA y el segundo de 5VA.

La fuente estará constituida enteramente con reguladores integrados de la forma siguiente:

+5V	→	μ A 7805	(1A, V_{IN} = 7-25V)
-5V	→	μ A 79M05	(500mA, V_{IN} = 7-25V)
+12V	→	μ A 78H12	(3A, V_{IN} = 14,5-30V)
-12V	→	μ A 79M12	(500mA, V_{IN} = 14,5-30V)
+15V	→	μ A 78H15	(3A, V_{IN} = 17,5-30V)
-15V	→	μ A 79L15	(1A, V_{IN} = 17,5-30V)
+24V	→	μ A 78M24	(500mA, V_{IN} = 27-38)

Siendo la configuración del fabricante:

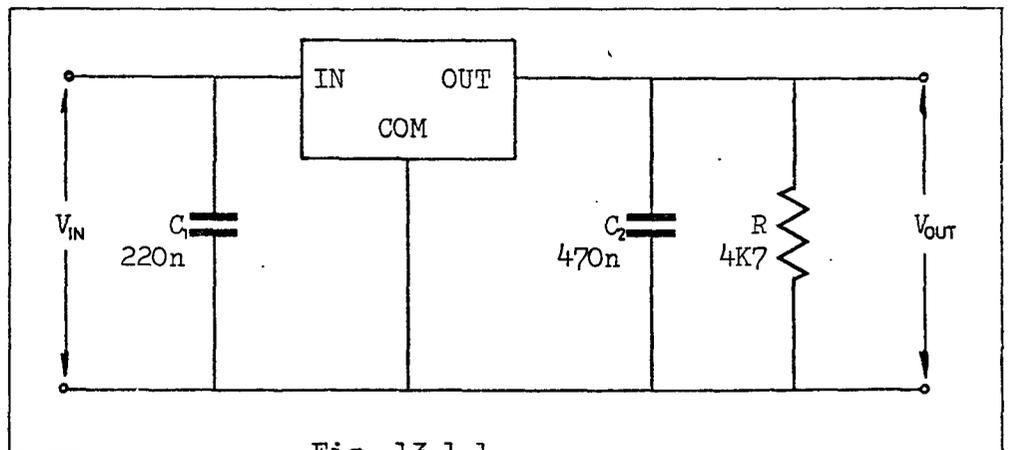


Fig. 13.1.1

Vamos a calcular la relación de resistencias de los diodos indicadores:

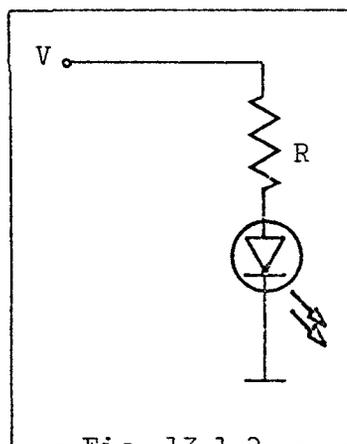


Fig. 13.1.2

$$R = \frac{V - V_F}{I_F}, \quad \text{siendo: } V_F = 2V$$

$$I_F = 10mA.$$

$$V = 5 \text{ — } R = 300R$$

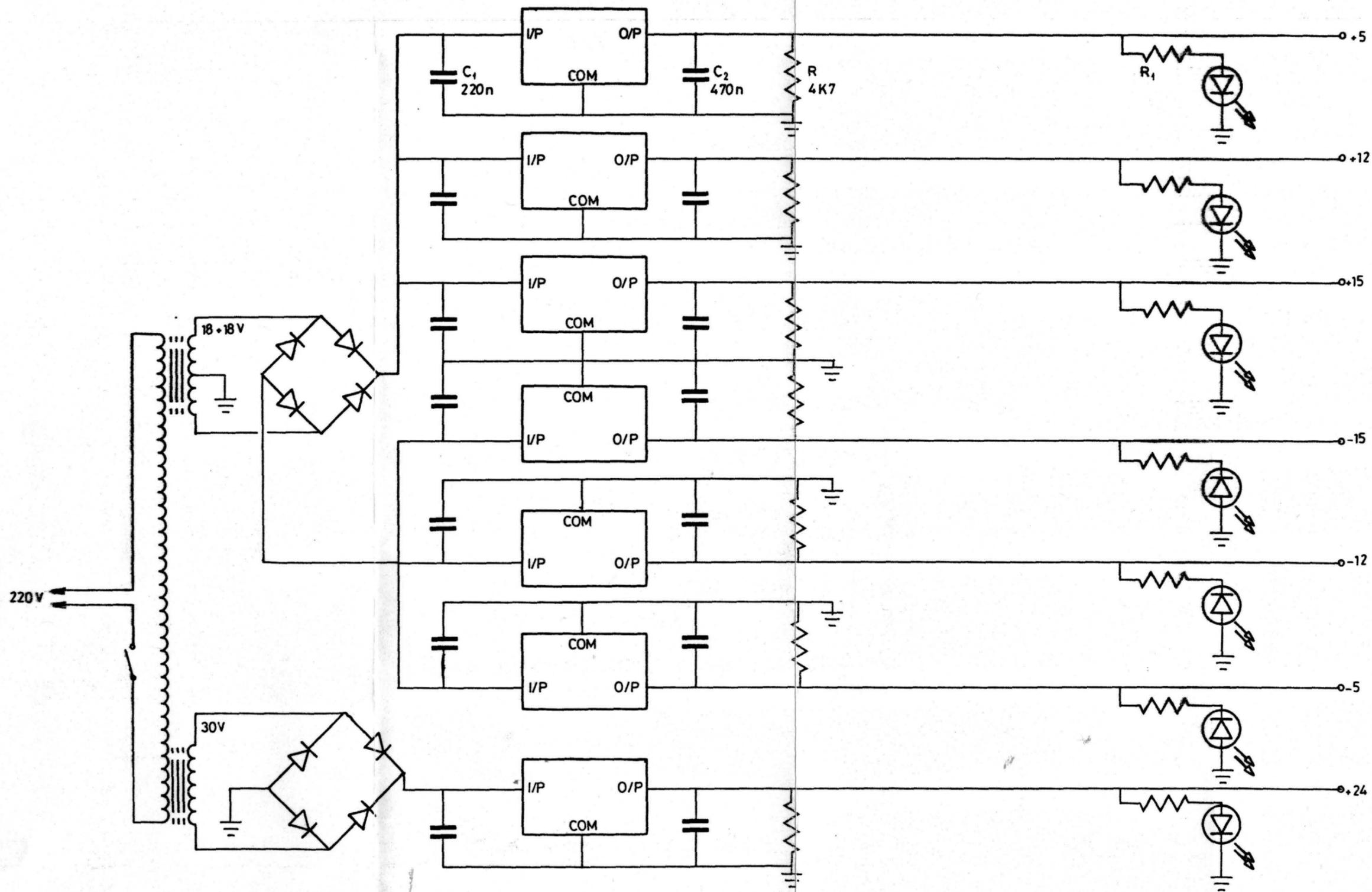
$$V = 12 \text{ — } R = 1K$$

$$V = 15 \text{ — } R = 1K3$$

$$V = 24 \text{ — } R = 2K2$$

13.2.- ESQUEMA ELECTRONICO.-

Este esquema electrónico se muestra en la lámina de la siguiente página.



13.2.- ESQUEMA ELECTRONICO

CAPITULO 14

TEMAS COMPLEMENTARIOS

14.1.- CONECTORES DE ENTRADA-SALIDA.-

Todas las entradas y salidas balanceadas están equipadas con conectores HLR (Canon) de forma estandar (hembra para entrada, macho para salida)

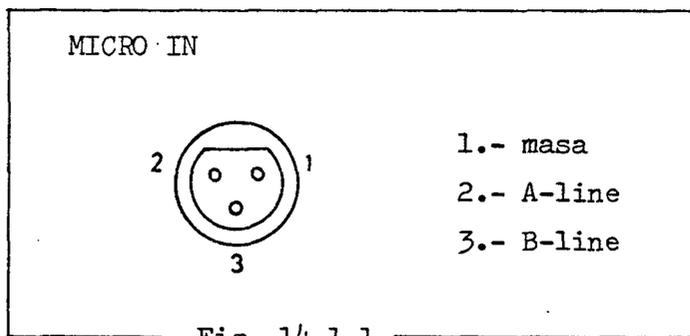
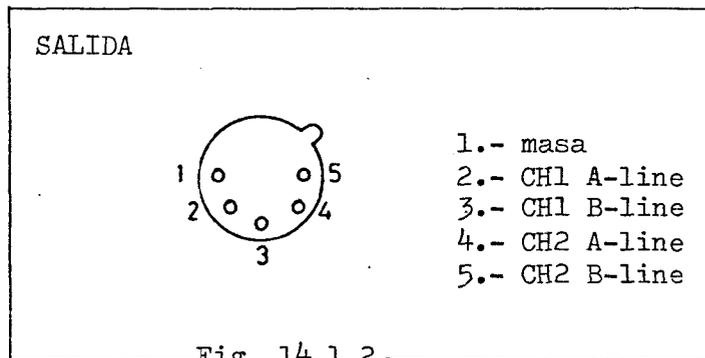


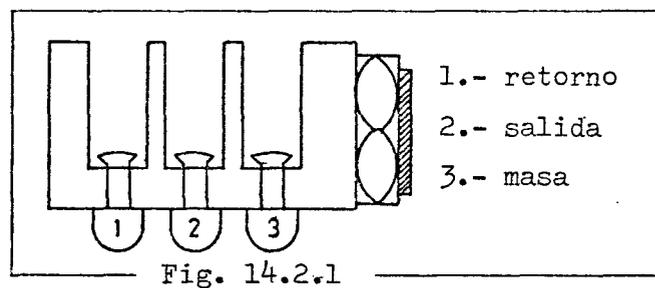
Fig. 14.1.1



Las entradas phono y alto nivel están equipadas con conectores RCA que no necesitan ningún tipo de explicación.

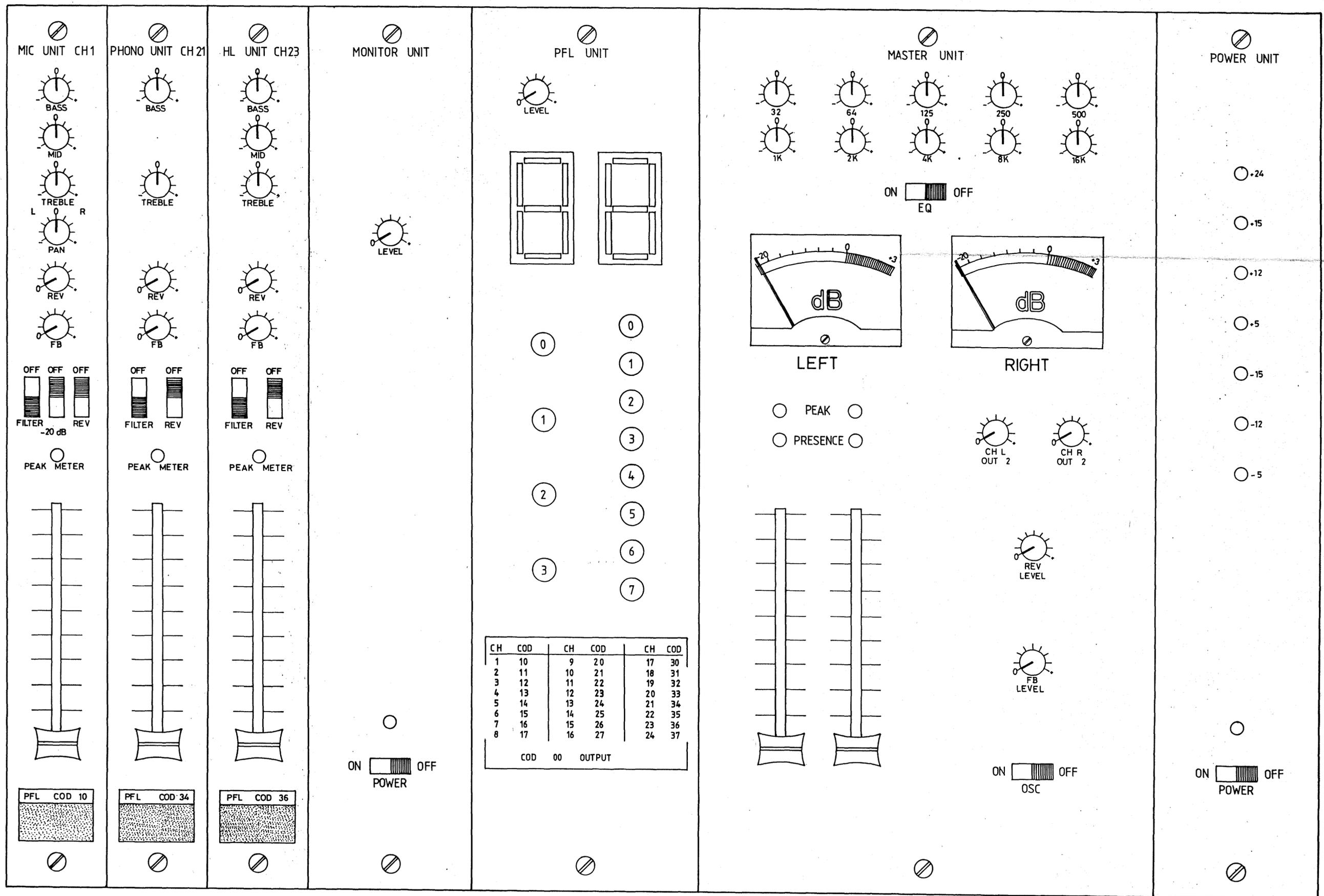
14.2.- PUNTOS DE INSERTO.-

Los puntos de inserto no son balanceados y están previstos para intercalar en el camino de la señal algún servicio exterior (filtros, compresor, etc), independientemente en cada canal.



14.3.- CONFIGURACION EXTERNA.-

Una posible configuración externa del equipo se muestra en la lámina de la página siguiente.



14.3.- CONFIGURACION EXTERNA