

X

**UNIVERSIDAD POLITECNICA
DE CANARIAS**



**ESCUELA UNIVERSITARIA POLITECNICA
RAMA DE TELECOMUNICACION
ESPECIALIDAD IMAGEN Y SONIDO**

**«CORRECCIONES NECESARIAS EN EL
CAMPO DE LA IMAGEN Y EL SONIDO
Y DISEÑO DE UN ECUALIZADOR GRA-
FICO.»**

AUTORA : M^a YOLANDA BERGAZ MORO

TUTOR : D. MANUEL CUBERO ENRICH

1987

PROYECTO

CORRECCIONES NECESARIAS EN EL CAMPO DE LA
IMAGEN Y EL SONIDO Y DISEÑO DE UN ECUALI -
ZADOR GRAFICO.

ALUMNA:

M^a YOLANDA BERGAZ MORO

TUTOR:

D. MANUEL CUBERO ENRICI

INDICE

Pág

I.- EXPOSICION TEORICA.....	3
II.- EXPOSICION TECNICA.....	141

EXPOSICION

TEORICA

PARTE - I

PROLOGO

Este trabajo constituye el proyecto fin de carrera de Ingeniero Técnico de Telecomunicaciones, especialidad de Imagen y Sonido, presentado por M^a Yolanda Bergaz Moro.

En realidad este proyecto trata de ser un documento didáctico sobre un tema del que se encuentra escasa información y la existente está muy diseminada y poco detallada, lo cual dificulta enormemente su estudio.

Este proyecto intenta explicar las correcciones que hacen falta efectuar en el campo de la Imagen y el Sonido para no perder información, procediendo a la ecualización que haga falta en cada caso.

INDICE

	<u>Pág</u>
I.- PRINCIPIOS BASICOS DE LA GRABACION MAGNETICA.....	8
I.I.- INTRODUCCION.....	8
I.II.- CURVA DE MAGNETIZACION.....	10
I.III.- CARACTERISTICAS DE GRABACION Y REPRODUCCION	14
I.IV.- PERDIDAS PRODUCIDAS EN LAS ALTAS Y BAJAS =	
FRECUENCIAS.....	21
I.V.- NECESIDAD DE LA ECUALIZACION EN AUDIO.....	31
I.VI.- CURVAS DE ECUALIZACION ESTANDAR.....	36
II.- CORRECCIONES EN VIDEO Y TV.....	41
II.I.- RELACION ENTRE LA FRECUENCIA MAS ALTA Y MAS	
BAJA DE LA OSCILACION A GRABAR.....	41
II.II.- EMPLEO DE LA MODULACION EN FRECUENCIA.....	43
II.III.- PREENFASIS.....	45
II.IV.- REQUISITOS PARA OBTENER UNA BUENA RESPUES-	
TA EN UN SISTEMA DE SEÑAL.....	49
II.V.- CIRCUITOS DE UN MAGNESTOCOPIO QUE NECESITAN	
DE ECUALIZACION.....	51
II.VI.- ECUALIZADORES EN EL PROCESO DE REPRODUCCI-	
ON.....	59

II.VII.- AUTOECUALIZACION.....	62
II.VIII.- CORRECCIONES DE CONTORNO.....	64
II.IX.- ECUALIZADOR DE COSENO.....	79
II.X.- CORRECCION EN EL DEMODULADOR.....	85
II.XI.- PREENFASIS Y DEENFASIS EN LA SEÑAL DE TV,	89
III.- CORRECCIONES EN LOS TLC DE FLYING SPOT.....	92
III.I.- INTRODUCCION.....	92
III.II.- DISTORSION EN EL EXPLORADOR.....	96
III.III.- CORRECTORES.....	99
IV.- ECUALIZACION DE UN RECINTO.....	103
IV.I.- INTRODUCCION.....	103
IV.II.- COMO ECUALIZAR UN RECINTO.....	106
IV.III.- ECUALIZACION DE UN SISTEMA DE SONIDO.....	110
IV.IV.- UTILIDAD DE LOS ECUALIZADORES EN LAS MESAS DE SONIDO.....	113
V.- DE INICION SOBRE ECUALIZADORES.....	116
V.I.- INTRODUCCION.....	116
V.II.- ESTRUCTURA DE LOS ECUALIZADORES PASIVOS BA- SICOS.....	118
V.III.- DESCRIPCION DE LOS CUATRO ECUALIZADORES EN T PUENTEADA BASICOS USADOS MAS COMUNMENTE= EN AUDIO.....	124

	<u>Pág</u>
V.IV.- OTROS TIPOS DE ECUALIZADORES.....	127
V.V.- ECUALIZADOR GRAFICO.....	133
V.VI.- ECUALIZADOR PARAMETRICO.....	135
V.VII.- CONDICIONES DE ACTUACION SOBRE LOS ECUALIZADORES.....	139

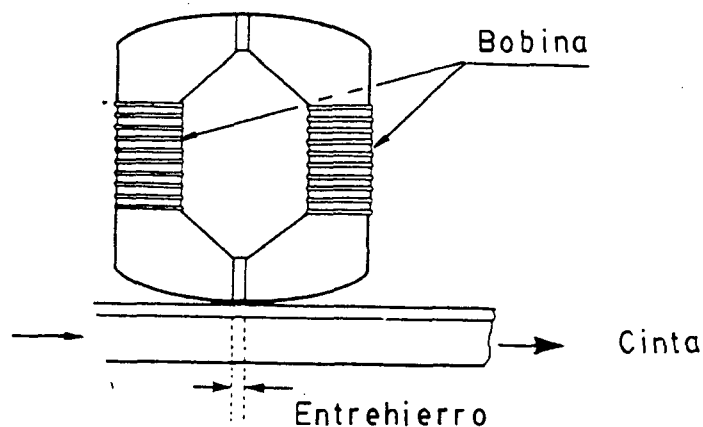
I.- PRINCIPIOS BASICOS DE LA GRABACION MAGNETICA SOBRE SOPORTE MAGNETICO.

I.I.- INTRODUCCION.

El registro de señales correspondiente a las informaciones de imagen y/o sonido sobre el soporte magnético de la cinta, está relacionado con dos propiedades físicas de primer orden, como son la electricidad y el magnetismo, donde uno es siempre consecuencia del otro.

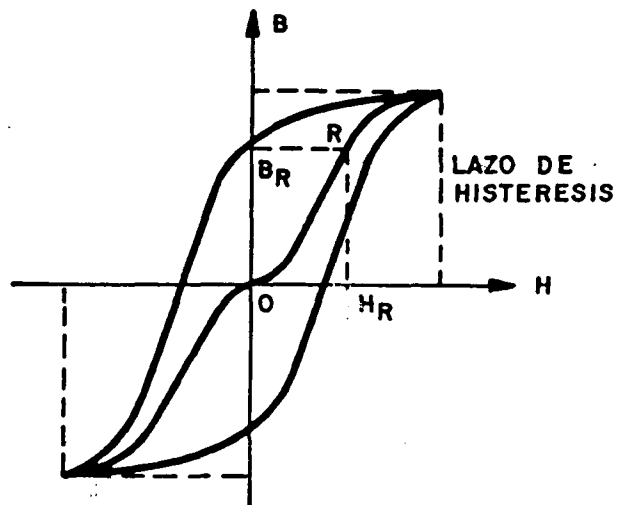
En este modo de grabación o registro, la señal eléctrica se aplica a un inductor magnético que genera un campo magnético de valor dependiente del nivel de la señal, que es retenido por la capa magnética de la cinta, para lo cual, se sitúan el inductor y la cinta en un elevado grado de proximidad, de forma que las líneas de fuerzas comiencen a circular por el núcleo, y a través del entrehierro por el óxido, con lo que se consigue variar su sentido molecular y, por tanto, se obtiene el registro de una información. Durante la reproducción se produce el efecto contrario; al situar y desplazar el inductor sobre la capa magnética de la cinta, el flujo magnético contenido en el óxido comienza a circular por su núcleo a través del entrehierro, lo que da lugar a la generación en el o los devanados de tensión eléctrica, obteniendo por tanto la reproducción.

El inductor va a ser la cabeza magnética, que es en esencia un electroimán con un núcleo de forma más o menos circular para conseguir que sus polos estén muy próximos. Sobre dicho núcleo va arrollada una bobina, por la que se hará pasar la corriente que genera el campo magnético. La zona comprendida entre los extremos se denomina entrehierro, normalmente suele construirse con materiales como el Cobre-Berilio o Dioxido de Silicio, que dispersan el campo magnético hacia fuera, consiguiendo así una mayor penetración en la cinta.



I. II.- CURVA DE MAGNETIZACION.

Al aplicar una fuerza magnetizante a un elemento ferromagnético se produce en éste un aumento de su valor magnético, de nivel dependiente de la densidad de la fuerza aplicada. Tal aumento de valor tiene un límite conocido como punto de saturación, en el que el aumento de la intensidad de la fuerza = magnetizante, no produce más magnetismo en el elemento.



Al reducir a cero la fuerza magnetizante, el elemento ferromagnético no perderá todo su magnetismo (esta es su propiedad característica) ya que permanecerá retenida una cantidad dependiente de la remanencia característica del elemento. Al valor magnético retenido se le denomina retentividad, y corresponde al punto B_r de la figura, que representa la curva de magnetización.

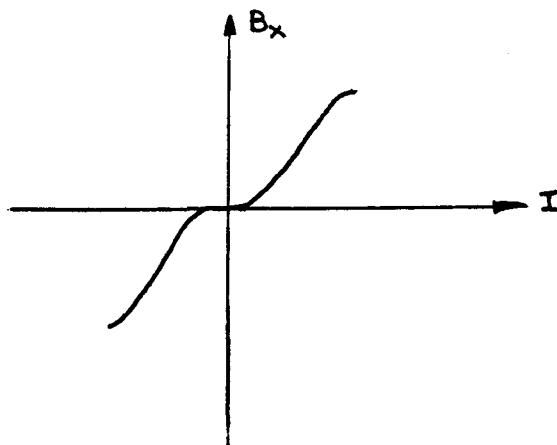
En la cinta magnética tal característica es muy importante, ya que determina el nivel de tensión posteriormente

reproducido y, por tanto, la relación señal-ruido.

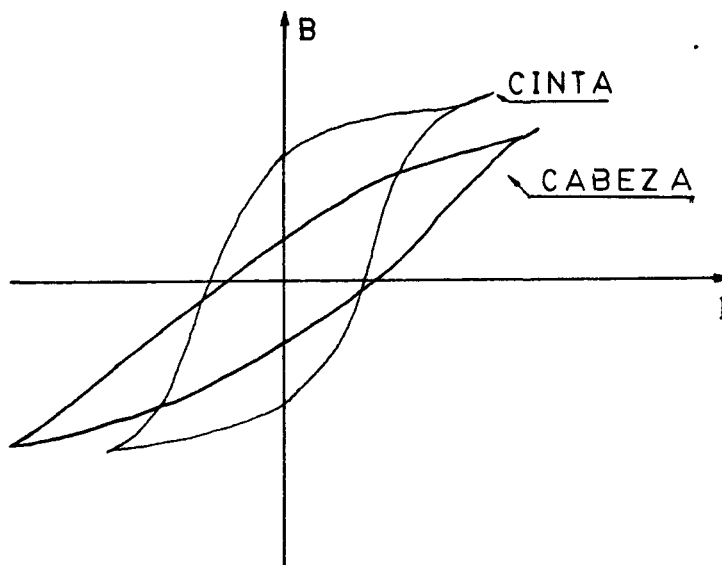
Para reducir a cero el magnetismo retenido (punto B_r) es preciso aplicar una fuerza magnetizante en sentido inverso, con lo que se alcanza la saturación magnética también en sentido inverso. Tal proceso es conocido como ciclo de histéresis, y es distinto para cada elemento.

La fuerza necesaria para reducir el magnetismo del elemento ferromagnético a cero, en condición de saturación y conforme a lo indicado, es la denominada coercitiva, con efecto, por ejemplo, durante el borrado de la información de la cinta, que se efectúa mediante cabezas a las que se aplica una corriente alterna de gran intensidad.

Para diferentes valores de H , podemos obtener una familia de curvas de histéresis y un rango de densidades de flujo remanente. Estos resultados se pueden transpasar para formar una curva. Esta curva no es lineal en los puntos menores y mayores de H , pero entre estos valores la curva es lineal y es la zona que se utiliza.



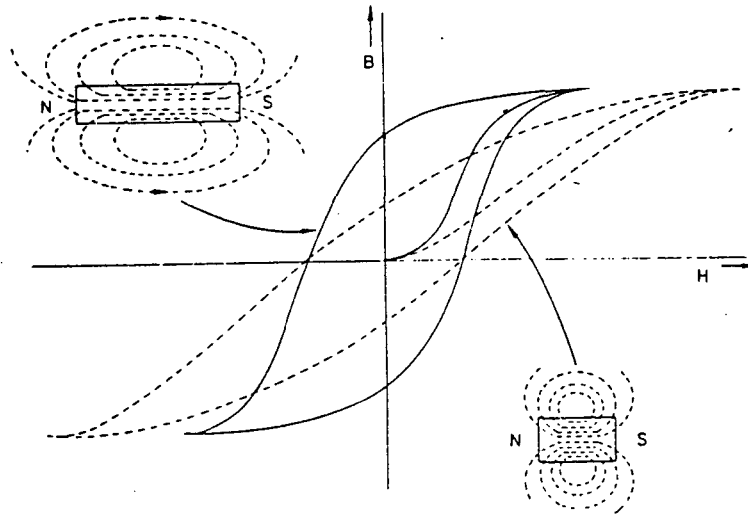
Una aplicación de la curva de histeresis, es por ejemplo para comparar el material de la cabeza y el óxido de la cinta.



En la cabeza con mucha corriente se obtiene un magnetismo pequeño. Es decir que nos interesa que el magnetismo remanente que queda al irse la corriente sea lo más pequeño = posible.

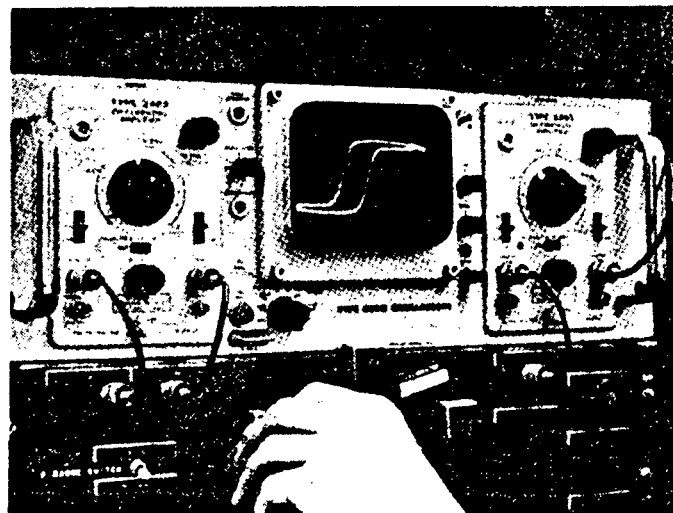
Sin embargo, en la cinta con poca corriente se produce un magnetismo grande, esto es para que la grabación sea = mejor y más persistente.

Si ahora comparamos las curvas obtenidas de dos = circuitos diferentes de iguales materiales. Podemos ver que = el resultado de la densidad de flujo remanente no es solamente una función de el material y de la fuerza magnetica, sino = también de la dimensiones del material. Supondremos que la cinta esta compuesta por una serie de barras magnéticas



La densidad de flujo magnético resultante es mayor =
para el modelo más largo.

Esto es debido a que en el material más pequeño tiene =
un grado de desmagnetización superior, ya que la interacción =
entre los polos es superior.



I.IV.- CARACTERISTICAS DE GRABACION Y REPRODUCCION .

Podríamos pensar que basta introducir la señal a grabar en la cabeza para que quede registrada en la cinta, y análogamente, hacer pasar la cinta delante de la cabeza durante la reproducción, amplificando hasta el nivel suficiente para actuar sobre el sistema en que este colocado. Si hicieramos esto así, nos encontraríamos con una señal reproducida que distaría bastante de la original en cuanto al nivel de señal, según las frecuencias.

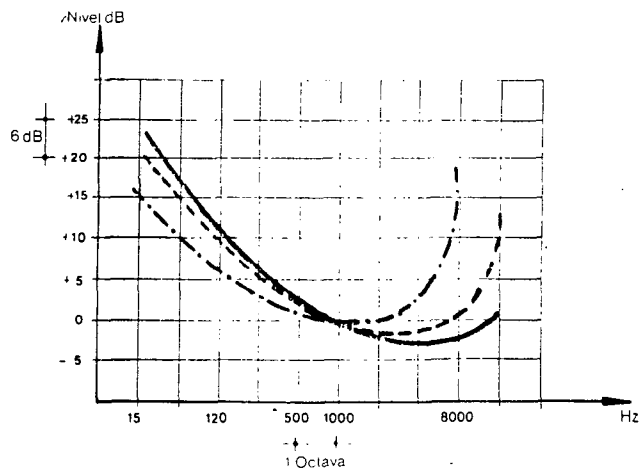
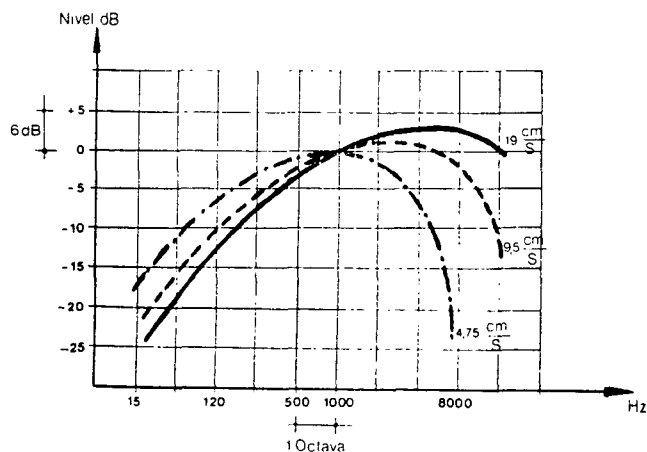
Supongamos que se realiza una grabación de diferentes frecuencias, aplicada a la cabeza "a corriente constante" o lo que es lo mismo, la corriente media que atraviesa la bobina de la cabeza es siempre la misma, independientemente del valor de la frecuencia. Una vez realizada la grabación, procederemos a reproducirla. Apreciaremos que la señal que se obtiene no tiene un nivel constante para todas las frecuencias: notaremos una notable caída de las frecuencias graves y agudas.

Por un lado la respuesta de la cabeza no es plana con la frecuencia, ya que la fuerza electromotriz inducida en la bobina depende del valor del flujo magnético y de la velocidad con que varía el ese flujo magnético, cuanto mayor es la frecuencia, más rápidamente varía el flujo y mayor es la f.e.m inducida, y viceversa para frecuencias bajas.

De manera que si la cabeza fuera ideal , la respuesta tendría la forma de una recta que crece con la frecuencia a razón de 6 dB/oct. Pero al ser real la cabeza, aparecerán pérdidas en alta frecuencia, de manera que se producirá una caída de la recta a partir de los 3 ó 4 KHz.

Conocidas las causas de que la respuesta no coincida con la señal original, ahora tenemos que poner los medios para evitarlo y conseguir la identidad entre la señal original y la reproducción. Para ello será necesario tratar la señal de reproducción para compensar en ella los efectos citados.

La haremos pasar por un amplificador y un filtro con la característica de respuesta-frecuencia inversa a la obtenida en la figura 2. Así se compensaran y serán plana.



Este procedimiento traería consigo algunos problemas ya que la mayor parte de los componentes de ruido se encuentran precisamente en las zonas de baja frecuencia (zumbidos) y alta frecuencia (ruido de fondo de cintas y equipos). Como tenemos que amplificar estas zonas del espectro, amplificamos también el ruido, lo que no es deseable ya que empeoraremos la relación señal-ruido. Se emplea entonces una doble ecualización de las señales, una durante la grabación y otra en la reproducción. La primera se conoce como pre-ecualización y la segunda como post ecualización.

Proceso de Grabación

Lo más importante en el proceso de la grabación es la de relacionar el valor de la magnetización remanente en función del flujo magnético, puesto que en definitiva son los valores del magnetismo remanente los que quedan grabados en la cinta.

Así cuando los bobinados de la cabeza magnética reciben la señal a grabar se genera en el entrehierro un campo magnético.

$$H \propto \sin \omega t$$

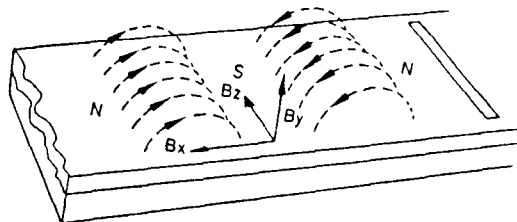
Este campo magnético produce en la cinta por su contacto con la cabeza una ordenación atómica de los componentes férricos, de valor:

$$B_r(t) = E \text{ sen } \omega t$$

donde B_r es la inmantación remanente que se conserva en la cinta y que produce la grabación.

REPRODUCCION

La forma de una onda grabada en una cinta la podemos representar así:



Los tres ejes de la densidad de flujo pertenecen a :

- B_x = flujo longitudinal
- B_z = densidad de flujo lateral (normalmente cero)
- B_y = flujo que sale de la cinta.

La componente que nos interesa es B_y la cual es máxima cuando B_x es cero, o B_y esta girada 90° respecto a B_x .

Si consideramos varias longitudes de ondas grabadas en una cinta, todas tienen la misma corriente de grabación y además ignoramos todas las perdidas, B_x es la misma para todas las longitudes de ondas. B_y (densidad de flujo que esta determinada por la densidad de líneas de flujo), aumenta cuando se reduce la longitud de onda.

$$B_y \propto \frac{1}{\lambda} \propto f$$

Como la fuerza electromotriz inducida en el devanado de la cabeza es proporcional a la relación de cambio de flujo

$$\text{f.e.m.} \propto B_y \propto f$$

Los cálculos matemáticos son:

Durante la grabación:

$$i = I \text{ sen } \omega t$$

La densidad de flujo remanente longitudinal

$$B_x \propto i$$

$$B_x = K_1 I \text{ sen } \omega t$$

como:

$$B_y \propto \frac{dB_x}{dt} = e$$

Luego :

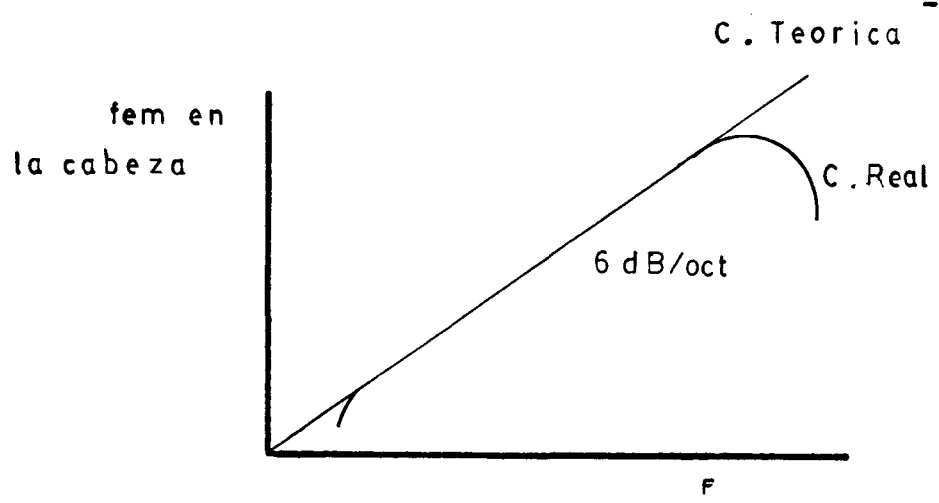
$$e = \frac{dB_x}{dt} = \omega K_2 I \cos \omega t$$

donde K_2 depende de la eficacia de la cabeza, número de espiras, material de la cinta etc.

Se deduce de esta fórmula que:

- La tensión de salida es proporcional a la corriente de grabación.
- La tensión de salida es proporcional a la frecuencia de la la señal.
- La tensión de salida . sufre un cambio de 90°.

Si todas las frecuencias estan grabadas con la misma = corriente de pico y en la reproducción se ignoran todas las pér- didas, la f.e.m aumenta a un ritmo de 6 dB/octava.



La tensión de salida de la reproducción puede ponerse de la = siguiente forma:

Como $\omega = 2\pi f$ y además $f = S/\lambda$

$t = X/S$ $S = X/t$

Luego :

$$f = \frac{\frac{X}{t}}{\lambda} = \frac{X}{\lambda \cdot t}$$

$$\omega = 2\pi f = \frac{2 \cdot \pi \cdot f}{t}$$

$$e = K_2 I \omega \cos \omega t = \omega K_2 I \cos \frac{2 \cdot \pi \cdot X}{\lambda \cdot t} \cdot t$$

$$e = \omega K_2 I \cos \frac{2 \cdot \pi \cdot X}{t}$$

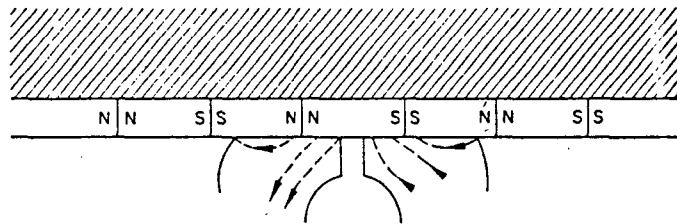
siendo:

- S = velocidad de la cinta m/seg.
- X = distancia recorrida en el tiempo t.

Pero en el estudio realizado anteriormente no hemos tenido en cuenta las pérdidas, las cuales existen en las bajas frecuencias y en las altas frecuencias, y que hacen que la curva de respuesta presente una caída en las altas y bajas frecuencias.

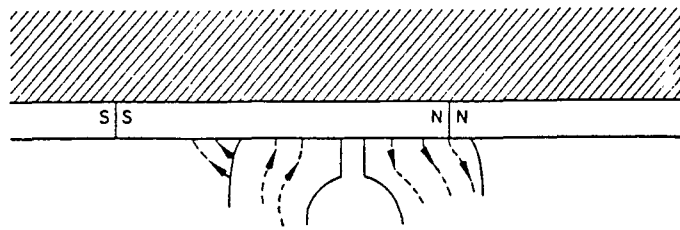
I.IV.- PERDIDAS PRODUCIDAS EN LAS ALTAS Y BAJAS FRECUENCIAS.

En el siguiente dibujo podemos ver la distribución de flujo para la reproducción de frecuencias medias.



Las frecuencias medias se definen como aquellas que tienen longitudes de onda mayores que la longitud del entrehierro, pero que son más pequeñas que la superficie de la cabeza. La cabeza puede considerarse como un camino de baja reluctancia que permite que se intercepte el flujo entre los polos de todo el flujo de media longitud de onda.

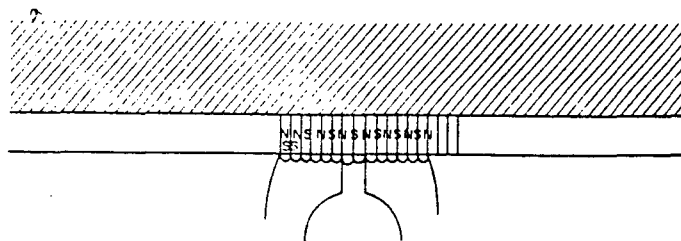
Si la longitud de onda aumenta como vemos en el dibujo.



y se hiciese más larga que la longitud de onda de la cinta en contacto con la superficie de la cabeza, entonces ya no presentaría una baja reluctancia y no podría interceptar todo el flujo , ya que las líneas se salen fuera de la cabeza.

PERDIDAS DEBIDAS A LAS ALTAS FRECUENCIAS.

Al aumentar la frecuencia hace que las longitudes de onda se hagan más pequeñas. Así la longitud de onda de la cinta se hace comparable con la longitud del entrehierro y se produce una caída de la inducción magnética. Esto lo podemos ver en la figura.



donde la longitud del entrehierro es igual a una longitud de onda. El flujo resultante a través de la cabeza es cero, porque no puede circular flujo alguno por el núcleo por la anulación entre flujos opuestos.

La frecuencia a la cual ocurre esto se denomina "frecuencia de extinción" y depende de la longitud del entrehierro y de la velocidad de la cinta.

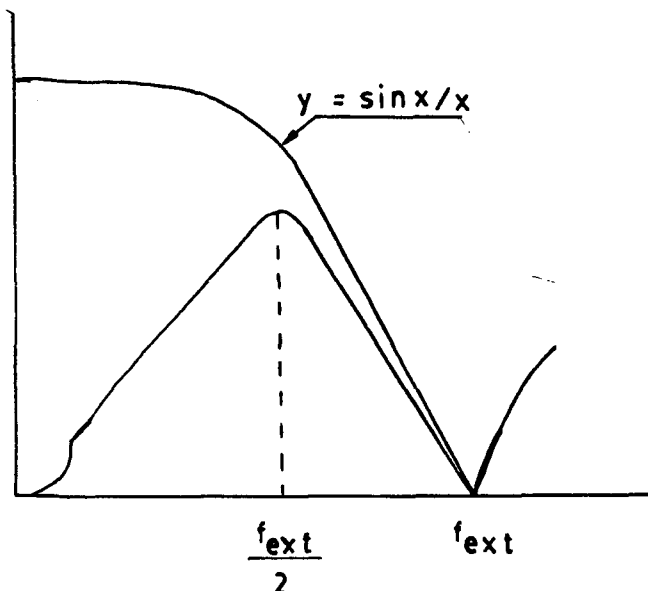
$$f = \frac{S}{\lambda}$$

$$f_{\text{ext.}} = \frac{S}{\text{longitud del entrehierro}}$$

donde λ = longitud del entrehierro.

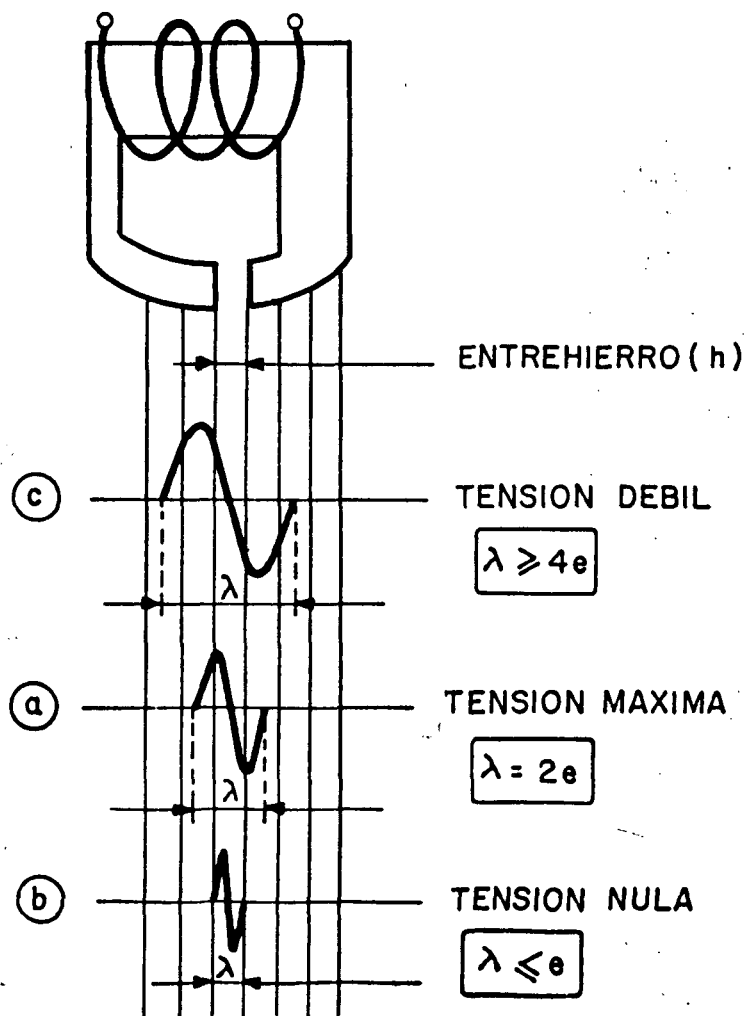
Si la frecuencia se aumentase y la longitud de onda se reduce aún más, la salida volverá a aumentar. Excepto para casos especiales, la salida se utilizará por debajo de la frecuencia de extinción.

La respuesta que obtenemos es similar a la función $y = \sin x/x$.



Si esta respuesta se añadé a la ya obtenida previamente , entonces tendremos la siguiente curva, que tiene su pico en la frecuencia $f_{ext}/2$. Ya que la condición más favorable de reproducción se tiene cuando la longitud de onda es superior a la longitud del entrehierro, y de forma ideal cuando $\lambda_{min} = 2h$.

Conforme a esta condición, en la práctica, la frecuencia más alta de la señal a registrar debe tener una longitud conforme a la expresión $\lambda_{min} > h$.

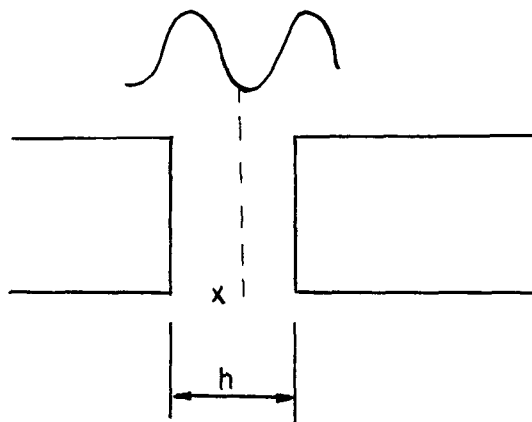


"Dependencia de la longitud de onda con la tensión generada en las cabezas"

PERDIDAS DEBIDAS AL EFECTO DEL ENTREHIERRO.

Si la cabeza tiene una longitud de entrehierro finita (h), entonces el promedio de B_y es la integral de todo el flujo desde $x - \frac{h}{2}$ hasta $x + \frac{h}{2}$, dividiendo por h.

$$\begin{aligned} \text{Promedio } B_y &= \frac{1}{h} \int_{x - \frac{h}{2}}^{x + \frac{h}{2}} B_y \, dx = \frac{1}{h} \int_{x - \frac{h}{2}}^{x + \frac{h}{2}} K I w \cos \frac{2 \cdot \pi x}{\lambda} \, dx = \\ &= K.I.w. \frac{1}{h} \cdot \frac{\lambda}{2 \cdot \pi} \left[\text{sen} \frac{2 \cdot \pi (x + \frac{h}{2})}{\lambda} - \text{sen} \frac{2 \cdot \pi (x - \frac{h}{2})}{\lambda} \right] \\ &= K.I.w. \frac{1}{h} \cdot \frac{\lambda}{2 \pi} \cdot 2 \cdot \cos \frac{2 \cdot \pi x}{\lambda} \text{sen} \frac{\pi \cdot h}{\lambda} \\ \text{Promedio } B_y &= K.I.w. \cos \frac{2 \cdot \pi x}{\lambda} \left[\frac{\text{sen} \frac{\pi h}{\lambda}}{\frac{\pi h}{\lambda}} \right] \end{aligned}$$



donde $\alpha = \frac{\pi h}{\lambda}$

La salida cae a cero cuando:

$$\text{sen } \frac{\pi h}{\lambda} = 0$$

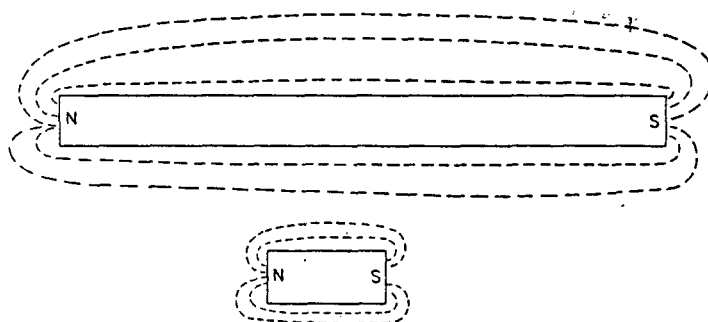
y esto ocurre cuando $h = \lambda$ o 2λ o 3λ etc.

Es decir cuando la longitud del entrehierro es igual a la longitud de onda de la cinta.

Como consecuencia vemos que en la reproducción el entrehierro ^{debe} ser pequeño para obtener menos de una longitud de onda.

Además de estas pérdidas existen otras como consecuencia de incorrecciones mecánicas, como son las siguientes:

- Spacing Loss: Las superficies de las cinta se hacen lo más lisas posible. Sin embargo a veces no son tan perfectas y lisas y la cinta tiende a arrugarse produciéndose entre la cabeza y la cinta unas bolsas de aire, esto produce una elevada reluctancia del entrehierro y tiene un efecto mayor sobre las longitudes de ondas más largas. Como podemos ver a continuación:



Nos muestra como el flujo emergente se reduce más rápidamente desde la superficie para longitudes de onda pequeña.

El flujo emergente se extiende más lejos de la superficie para las longitudes de ondas largas, porque el aumento de flujo en el camino es relativamente más pequeño para estas longitudes, que para las cortas, en la misma distancia.

Una fórmula empírica para calcular estas pérdidas =
fué deducida por R.L. Wallace.

$$\text{pérdida en dB} = 55 d/\lambda$$

donde:

d = distancia efectiva entre el recubrimiento de la cinta
y la cabeza.

λ = longitud de onda grabada.

Estas causa, da lugar a una pérdida llamada con =
el nombre de "droup-outs", y se producen debidas a la fal -
ta de contacto entre la cabeza y la cinta, y que afectan en
gran medida a la relación señal - ruido y sobre todo da =
lugar a la pérdida momentanea de señal que puede ser total=
o parcial, siendo su causa principal el mal contacto entre=
la cabeza y la cinta y que normalmente son producidas por =
el polvo, suciedad o desaparición del óxido de la cinta.

Este defecto normalmete es corregido con el empleo
de línea de retardo .

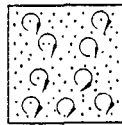
- Pérdidas debido al espesor: Estas son una continuación de las pérdidas anteriores. Si consideramos el óxido del que está formada la cinta como láminas discretas, veremos que las láminas que están más alejadas de la cabeza, tiene un efecto menor en las longitudes de onda más corta. En las longitudes de onda corta la superficie de la cinta produce más flujo de utilidad.

- Demagnetización: Se puede producir por fuertes campos, cambios bruscos de temperatura o oscilaciones físicas. Y que se pueden explicar por el hecho de que las pequeñas partículas de óxido inmantadas se desimantan en parte por el campo propio de las partículas vecinas. Siendo este efecto tanto más acusado cuanto más cortas son las partículas inmantadas y cuanto más pequeña es la longitud de onda de la señal registrada se comprende que las frecuencias reproducidas resultan tanto más afectadas cuanto más elevadas sean.

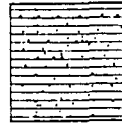
- Intensidad de fuga: Este es un problema similar al que se experimenta en los núcleos de los transformadores. Los núcleos de las cabezas se construyen con chapas de material paramagnético, normalmente mumetal (aleación de hierro y níquel) de pequeño espesor. Estas planchas son apiladas, formando así el núcleo magnético de la cabeza. La construcción estratificada tiene por objeto limitar las pérdidas por corrientes inducidas en el núcleo al ser sometido a un campo magnético variable; estas corrientes al circular por el material produce un calor que se radiará al exterior, creando una fuente de pérdidas que afectará

al campo magnético.

Al lamilar, se aíslan las chapas y restringe la circulación de estas corrientes.

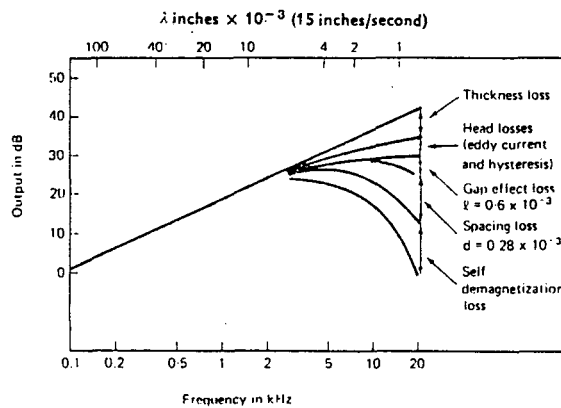


sin laminas



con laminas

Los efectos relativos de todas estas pérdidas pueden verse en el siguiente gráfico.



Los valores absolutos de cada pérdida dependen de muchos factores, pero el orden de las magnitudes son característicos para las cintas de óxido de hierro y una armadura de la cabeza de aleación magnética.

I.V.- NECESIDAD DE LA ECUALIZACION EN AUDIO.

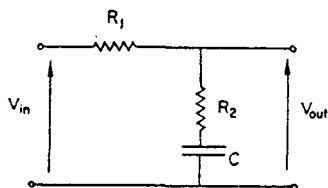
Por una parte es necesario compensar las pérdidas en altas frecuencia, para esto se realzan estas frecuencias en el proceso de grabación, en un valor tal que las pérdidas ulteriores en el proceso de reproducción restablezcan la proporción= amplitud/frecuencia original. Esta operación de preacentuación debe realizarse en la grabación ya que de este modo se obtiene un beneficio adicional en la relación señal/ruido, al aumentar deliberadamente el nivel de señal justamente en el margen de = frecuencias donde el ruido de cinta se manifiesta con mayor = intensidad.

Por el contrario, la acentuación de las frecuencias= graves se realiza en reproducción. El motivo se comprende facilmente si analizamos lo que sucedería al realzar las frecuencias graves antes del registro. En efecto, en dicha hipótesis el máximo nivel de grabación se tendría siempre para la frecuencia= más baja a grabar, como la cinta impone un valor máximo de registro antes de saturarse, el resto de frecuencias deberían de bilitarse, lo que implicaría un nivel de salida limitado en reproducción y una relación señal/ruido deficiente.

Estas correcciones se conocen con el nombre genérico de ecualización.

Por otra parte, con objeto de permitir el intercambio de cintas entre aparatos de diferentes marcas, se han establecido curvas de reproducción y grabación normalizadas que veremos más tarde. En las especificaciones standard, la respuesta del registro puede definirse por flujo de la entrada a grabar o en la respuesta de la reproducción por la f.e.m inducida a la salida. Normalmente se elige esta última que es más fácil de medir.

El circuito más sencillo para obtener la respuesta de las reproducciones es este:



Normalmente R_1 es mayor que R_2 .

A frecuencias bajas X_C es mayor y :

$$V_o = V_{in}$$

A frecuencias altas X_c es pequeña y :

$$V_o = V_{in} \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

De forma más correcta:

$$|V_o| = |V_{in}| \frac{\sqrt{R_2^2 + X_c^2}}{\sqrt{(R_1 + R_2)^2 + X_c^2}}$$

Si $R_2 \ll R_1 < X_c$

$$|V_o| = |V_{in}| \frac{X_c^2}{\sqrt{(R_1 + R_2)^2 + X_c^2}}$$

La salida cae 3 dB = $1/\sqrt{2}$ cuando:

$$R_1 + R_2 = X_c = \frac{1}{2\pi fC}$$

o

$$f_1 = \frac{1}{2 \cdot \pi C(R_1 + R_2)} = \frac{1}{2\pi t_1}$$

donde $t_1 = C(R_1 + R_2)$

A frecuencias por debajo de f_1 la salida caerá a 6 dB/oct hasta que X_c es comparable en reactancia a R_2 . A frecuencias muy altas $X_c = 0$ y:

$$V_o = \frac{V_{in} R_2}{R_1 + R_2}$$

La salida será de 3 dB por encima del valor de f_2 cuando $X_c = R_2$

Sustituyendo en la ecuación :

$$V_o = V_{in} \frac{\sqrt{2} R_2}{\sqrt{(R_1 + R_2)^2 + X_c^2}}$$

Si $R_1 > X_c (R_1 + R_2)^2 \gg X_c^2$

$$V_o = \frac{\sqrt{2} R_2}{R_1 + R_2}$$

$$f_2 = \frac{1}{2\pi C R_2} = \frac{1}{2\pi t_2}$$

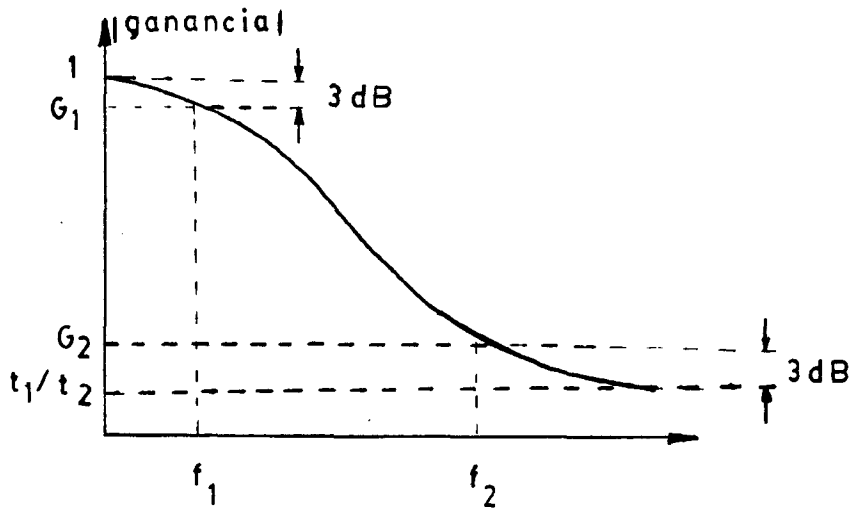
donde $t_2 = C R_2$

también

$$\frac{t_2}{t_1} = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

lo cual iguala la atenuación de las frecuencias altas.

La representación gráfica es la que se muestra a continuación, La frecuencia f_1 y f_2 se denominan frecuencias de transición, y corresponde a una caída de 3 decibelios.



I.6.- CURVAS DE ECUALIZACION ESTANDAR.

Como puede comprenderse de lo expuesto anterior - mente la ecualización es una necesidad que asegura una res - puesta en frecuencia plana de la señal que sale de la cabeza; de grabación.

Con el propósito de establecer una norma válida pa - ra poder hacer compatibles las grabaciones efectuadas en dis - tintos aparatos, diversos organismos han propuesto unas cur - vas de ecualización estándar que son aplicables para las ve - locidades utilizadas. En los magnetófonos de carrete abierto:

Norma N.A.B (National Association of Broadcasters).

" D.I.N (Deutsche Industrie Norm).

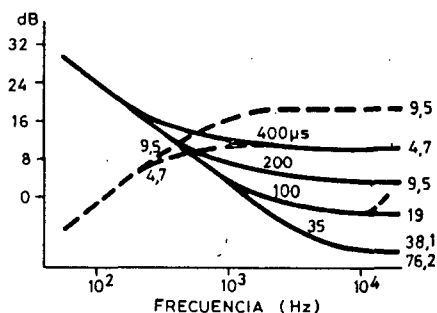
" C.C.I.R (Comite Consultative International des Radio - communications).

" I.E.R (International Electrical Comission).

La norma C.C.I.R e I.E.C., definen la corrección = en reproducción y consideran que se utiliza una cabeza ideal "sin pérdidas"; por lo tanto la ecualización a aplicar es la inversa de la respuesta de la cabeza.

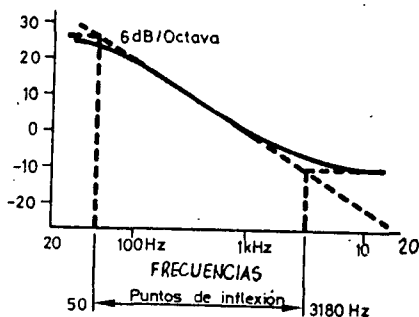
Las curvas de la fig. muestran las ecualizaciones = teóricas para $76/38/19/9'5/4'75$ cm/seg y la respuesta de =

la cabeza normalizada C.C.I.R para 9'5 y 4'75 cm/seg.



Cada ecualización es asimilable a la características de impedancia de un circuito serie R-C cuya constante de tiempo se indican en cada curva en μ seg.

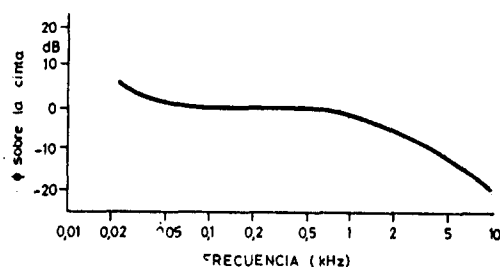
La norma N.A.B define asimismo la corrección en reproducción.



Se observa que es una recta de pendiente 6 dB/oct= que presenta una inflexión según las leyes de los circuitos=

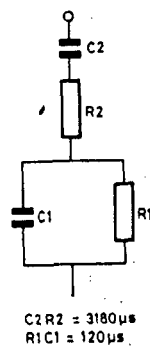
RC en dos frecuencias 50 Hz y 3180 Hz en cuyos puntos existen una desviación con respecto a la recta de 3 dB, una forma similar presentan las correcciones N.A.B para 9'8 y 58 cm/seg si bien los puntos de inflexión se sitúan en 3180/90 Hz y = 3180/50 Hz respectivamente.

El sistema D.I.N normaliza el flujo de una cinta patrón en la que se han grabado una serie de frecuencias con amplitud tal que el flujo de ésta siga la ley deseada.



Para el ajuste se hace pasar dicha cinta ante la cabeza de reproducción y se actúa de modo que a la salida del amplificador se obtenga la respuesta plana.

La figura anterior muestra la corrección D.I.N para 9'5 cm/seg es similar a la de impedancia del circuito RC serie-páralelo dibujado a continuación.



El circuito paralelo R_1-C_1 con constante de tiempo de $120 \mu\text{seg}$ provee la caída de impedancia en agudos, mientras que el circuito R_2-C_2 de $3180 \mu\text{seg}$ provoca el aumento de impedancia en graves.

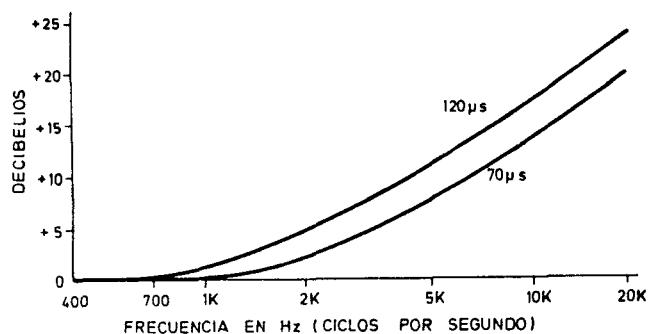
En la práctica las normas fijan las constante de tiempo de los circuitos cuya variación de impedancia pueda ser asimilada a la curva de flujo.

Para 19 cm/seg la norma D.I.N especifica una curva de $3180/50 \mu \text{seg}$ y para 38 cm/seg de $35 \mu\text{seg}$ sin limite superior.

Para los magnetofonos de cassette, en general podemos resumir que el efecto de la ecualización en cintas cassette es reforzar en reproducción, la respuesta de los agudos, para soslayar, en lo posible los efectos de las pérdidas en altas frecuencias debidas a la reducida velocidad de paso de la cinta y a otras existente en el proceso de grabación.

Para llevar a la práctica esta solución se elige = una frecuencia fija a partir de la cual se realizan todas las frecuencias superiores.

En el caso de la cinta de óxido de hierro esta frecuencia es de 1326'3 Hz (120 μ seg).



Como la cinta de bióxido de cromo (CrO_2) y metal = puro necesitan menos refuerzo por su mejor comportamiento en frecuencias altas la frecuencia elegida como punto de partida para su incremento es 2.273'6 Hz o (70 μ seg).

En la mayor parte del margen de altas frecuencias = la característica de 120 seg (ecualización normal) está por encima de 4'5 dB de la correspondiente a 70 μ seg (ecualización CrO_2 y metal). Esto significa que, si bien ambas curvas producen respuesta plana empleando el tipo de cinta adecuado, cualquier ruido residual captado por la cabeza se verá incrementado 4'5 dB con ecualización normal.

II.- ALMACENAMIENTO DE IMAGENES Y SEÑALES DE VIDEO.

Todo lo expuesto en el capítulo anterior es extensible a la grabación de video ya que se produce en soporte magnético.

II.I.- RELACION ENTRE LA FRECUENCIA MAS ALTA Y MAS BAJA DE LA OSCILACION A GRABAR.

El problema fundamental de la grabación en video es el gran ancho de banda de la misma. La respuesta en frecuencia viene determinada por el número de líneas de la norma de tv y la frecuencia de repetición de imagen. La frecuencia transmisible más elevada de una señal de imagen en la norma de 625 líneas es de 5 MHz, es decir aproximadamente 310 veces más alta que en una transmisión de audio (16 KHz).

La frecuencia más baja a transmitir queda por debajo de la más baja en una transmisión de audio. Por tanto, la relación de frecuencias en la grabación de una señal de imagen es muchas veces mayor que la correspondiente a una grabación de sonido. Es aproximadamente 10 Hz:5 MHz, o bien 20 octavas.

Al reproducir una cinta, se produce en el hierro de la cabeza un flujo magnético, que induce una tensión eléctrica.

trica en la bobina de la cabeza. El valor de esta tensión es proporcional a la velocidad de variación del flujo, como ya habíamos visto. Luego, la magnitud de la tensión es proporcional a la velocidad de variación, es decir que para la frecuencia cero (intensidad constante del campo magnético sobre la cinta) la tensión es también cero y aumenta linealmente al aumentar la frecuencia. Así, por ejemplo, para una frecuencia máxima de 5 MHz debe producirse en la bobina una tensión de 10 mV; de este modo, prescindiendo de momento de todas las amortiguaciones, la tensión para 10 Hz sería tan pequeña que no sería utilizable, es decir, no sobresaldría de la tensión perturbadora. Por ello no es posible realizar una reproducción en toda la zona de frecuencias de una señal de imagen sin llegar a un compromiso entre la calidad y el dispendio necesario.

En la grabación de audio, la cinta se mueve frente a una cabeza estática a velocidades que van desde 4'8 cm/seg a 38 cm/seg dependiendo de la mayor frecuencia a grabar. En video, se necesitan velocidades del orden de 3800 cm/seg por lo que los problemas mecánicos y el consumo de cinta hacen irrealizable el sistema sin una considerable modificación.

Esta dificultad se solucionó finalmente adoptando una cabeza giratoria, mientras que la cinta se movía longitudinalmente a una velocidad convencional. De este modo se solucionó el problema de la gran cantidad de cinta consumida para la grabación.

II.II.- EMPLEO DE LA MODULACION EN FRECUENCIA.

La solución adoptada para reducir el número de octava es modular con la señal de video una portadora, siendo el sistema de modulación en frecuencia el más conveniente, = debido a sus características intrínsecas de protección contra el ruido.

Para conseguir una señal modulada en frecuencia, = la frecuencia de la portadora debe variarse entre ciertos = límites que se conocen como desviación del sistema y dependen de la amplitud de la moduladora.

La tasa a la que varía la frecuencia de la portadora es función de la frecuencia de la moduladora. La portadora modulada contiene bandas laterales que son iguales a = más menos la frecuencia moduladora, bandas laterales de segundo orden que son ± 2 veces la frecuencia moduladora y = así sucesivamente para ordenes superiores.

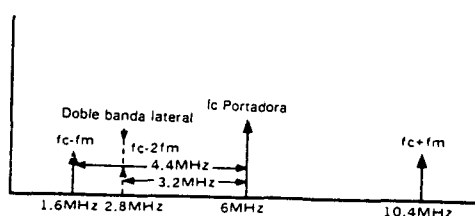
La importancia de cada banda lateral depende de = la energía contenida en la misma.

La ventaja de la transmisión de una señal por FM son:

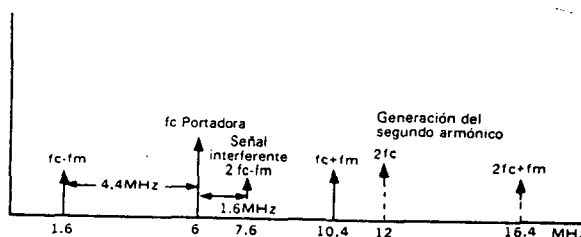
- Puede reducirse el ancho de banda en gran medida.

● Al utilizar una portadora modulada en frecuencia es que no está afectada por las variaciones de amplitud, que se producen debido a problemas de contacto de la cabeza con la cinta tanto en grabación como en reproducción, puesto que las cabezas de video están sometidas a rebotes. Las variaciones de tensión de la cinta hacen que la cinta se alargue y flexione al pasar por las partes mecánicas, contribuyendo también a las fluctuaciones de amplitud de la portadora de FM.

La energía contenida en la banda lateral inferior, que puede alcanzar la frecuencia cero, se convierte en un factor limitador de las características del magnetoscópio. El problema se presenta porque las bandas laterales no aparecen cuando alcanza la frecuencia cero, sino que se repliegan en la parte positiva del espectro, apareciendo dentro de la banda útil de la señal como señales interferentes.



Con una portadora de 6 MHz y una subportadora de color de 4,4 MHz en la señal, aparece una señal interferente a 3,2 MHz de la portadora debido al plegamiento de la banda lateral. Al incrementar la frecuencia de la portadora, la señal interferente se aleja de aquella a una velocidad doble (solo se recoge el primer decimal de la subportadora de color para simplicidad de la explicación).



La banda lateral inferior del segundo armónico produce una señal interferente distanciada 1,6 MHz de la portadora de 6 MHz con una moduladora de 4,4 MHz.

El problema es importante en grabación de señales de color. Obviamente, cuanto mayor podamos hacer la frecuencia portadora de mayor orden será la banda lateral que produzca la interferencia y menor, por tanto su energía.

Si se producen segundos armónicos, estos resultaran moduladores y originarán bandas laterales. Las bandas laterales de menor orden producirán señales dentro del espectro útil que finalmente serán filtradas y demoduladas como interferencias en la señal de vídeo, produciendo en la imagen efecto "moire". El nivel de interferencias dependerá del nivel del segundo armónico generado por distorsión de la portadora.

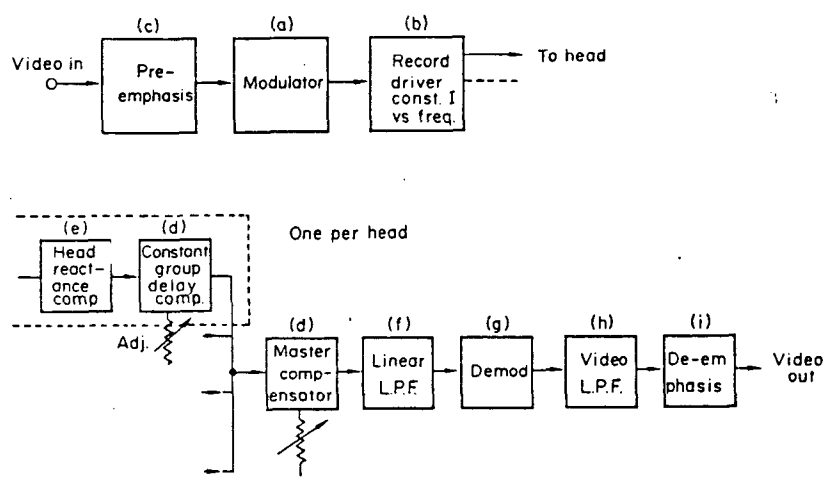
II.III.- PREENFASIS.

Un método muy utilizado en modulación en frecuencia para mejorar la relación señal/ruido consiste en aumentar la señal de alta frecuencia por medio de una red de preénfasis, que se compensa con una cantidad igual de deénfasis en reproducción.

Normalmente, las frecuencias más altas contienen solo una pequeña cantidad de la energía total de la señal, pero ocupan una gran parte del ancho de banda, sin embargo=

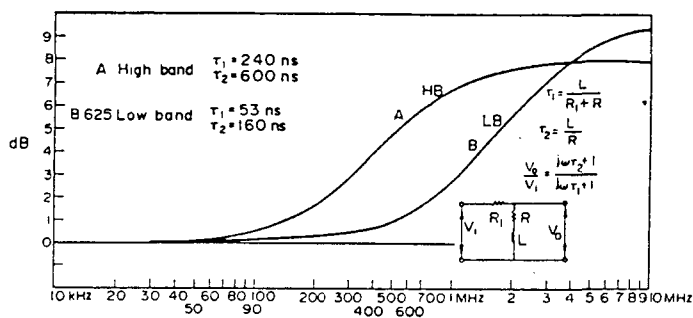
en una señal de color la subportadora va colocada en la parte alta del espectro (4'43 ó 3'58 MHz) y contiene una gran energía, lo que limita la cantidad de preénfasis que se puede utilizar . Además el ojo es más sensible a las frecuencias próximas a 1 MHz y el preénfasis se debe aplicar a las partes más visibles del espectro.

El preénfasis se aplica a la señal de video con preferencia a la de R.F, ya que el diseño de redes de preénfasis y deénfasis de R.F resultan complicadas, siendo más sencillo conseguir redes de video más precisas.



"Camino ideal de la señal VTR"

La preénfasis es definida por las características de frecuencia y fase de una malla como la que se muestra a continuación, alimentando a una impedancia de generador baja y una impedancia de carga alta.



"CURVA DE PREENFASIS"

Los componentes pueden ser caracterizados por dos constantes de tiempo y la atenuación se calcula según la siguiente relación:

$$v_i = v_o \frac{R + j \omega L}{R_1 + R + j \omega L}$$

$$\frac{v_o}{v_i} = \frac{j \frac{\omega L}{R} + 1}{\frac{j \omega L}{R + R_1} + 1} \times \frac{R + R_1}{R}$$

$$\frac{v_o}{v_i} = \frac{j \omega T_2 + 1}{j \omega T_1 + 1} \times \frac{T_1}{T_2}$$

Para frecuencias bajas $\omega \rightarrow 0$

$$\frac{v_o}{v_i} = 1 \times \frac{T_1}{T_2} = \frac{R}{R_1 + R}$$

Para frecuencias altas $\omega \rightarrow \infty$

$$\frac{v_o}{v_i} = \frac{j \omega T_2}{j \omega T_1} \times \frac{T_1}{T_2} = \frac{T_2}{T_1} \times \frac{T_1}{T_2} = 1$$

Las frecuencias altas son por lo tanto son realizadas en un factor de $\frac{T_2}{T_1}$

Si la salida es especificada para la atenuación de las frecuencias entonces:

$$\frac{v_o}{v_i} = \frac{j \omega T_2 + 1}{j \omega T_1 + 1}$$

II.IV.- REQUISITOS PARA OBTENER UNA BUENA RESPUESTA EN UN SISTEMA DE SEÑAL.

La EBU define la cadena ideal de grabación como:

- 1.- Un modulador que dé una respuesta en frecuencia plana con respecto a las frecuencias de modulación de video.
- 2.- Que la sección de RF muestre una característica de transferencia tal que produzca una amplitud constante.
- 3.- Insertar una red de preénfasis antes de la etapa de modulación.

La cadena de reproducción deberá contener:

- 1.- Un compensador de fase debido a la pérdida de frecuencias altas como consecuencia de las pérdidas producidas en la cinta.
- 2.- Un compensador debido a las pérdidas de la cabeza y los elementos reactivos del pre-amplificador.
- 3.- Un filtro paso bajo con una caída lineal en la respuesta en frecuencia (reducir el ruido).

4.- Un demodulador con una respuesta lineal, que produzca = una salida de amplitud proporcional a la frecuencia de desviación.

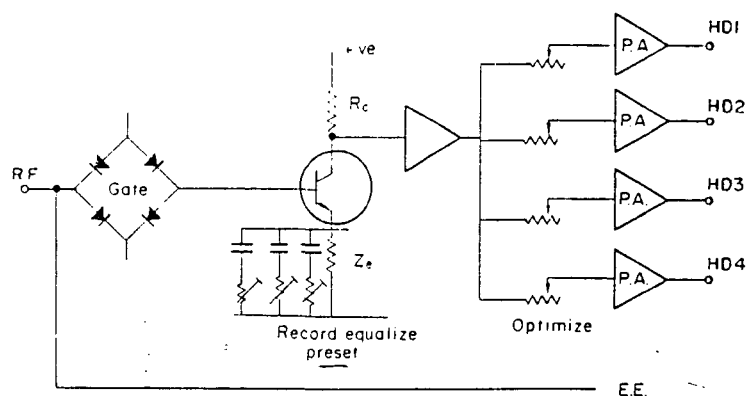
5.- Un filtro paso bajo de video para alejar fuera las componentes de banda.

6.- Un circuito de énfasis a continuación del demodulador.

II.V.- CIRCUITOS DE UN MAGNESTOCOPIO QUE NECESITAN DE ECUALIZACION.

Rueda de Grabación (Record Driver)

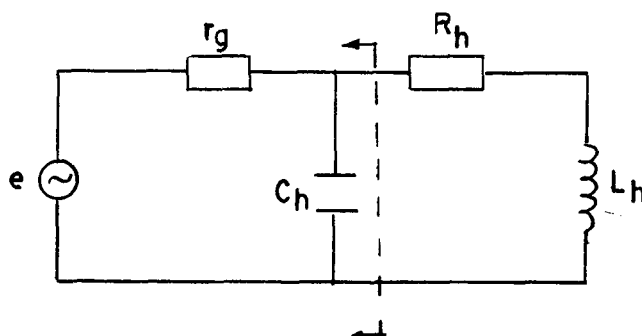
El tambor es necesario para conmutar la RF a las cabezas de video cuando estas lo querieran, la preecualización se emplea para compensar la característica inductiva = de la cabeza y las pérdidas, y suministra el ajuste individual de la RF de cada cabeza (si existe mas de una), además proporcionan la suficiente corriente en la cabeza para saturar la cinta. En una grabación normal la misma RF es aplicada a todas las cabezas simultaneamente y no se efectua = individualmente.



Como vemos la mayor parte de el scanner es comun a todas las salidas. Los controles de optimizacion y toda la circuiteria que sigue esta separada para permitir ^{los}ajustes individuales = de los niveles de grabación. Esto varía con la eficacia de = cada cabeza. Los ajustes se efectuan normalmente para saturar la cinta. La gran ventaja de la remanencia de la cinta no se efectuará si se utiliza algún nivel por debajo del óptimo o algun nivel por encima que tienda a desmagnetizar las longitudes de onda corta de la cinta.

La ecualización de grabación es bastante compleja y se diseña para proporcionar una corriente constante que cubra todo el espectro de frecuencia. La cabeza de video es básicamente inductiva lo que significa que si la etapa de salida tiene una baja impedancia, la corriente através de la cabeza, tiende a que las frecuencias altas caigan.

El circuito equivalente de una cabeza de grabación de video es el siguiente:



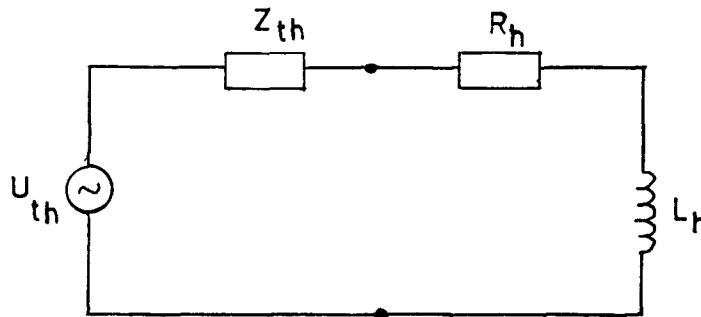
r_g = resistencia interna.

C_h = Capacidad del devanado de una cabeza.

R_h = Pérdidas de la cabeza (histeresis,.....)

L_h = Inductancia del devanado de la cabeza.

Si aplicamos Thevenin veremos como queda el circuito equivalente.



$$I = \frac{e}{r_g + \frac{1}{j\omega C_h}} \quad ; \quad U_{th} = I \cdot j \frac{1}{\omega C_h}$$

$$U_{th} = \frac{j \frac{e}{\omega C_h}}{r_g + j \frac{1}{\omega C_h}}$$

La impedancia será:

$$Z_{th} = \frac{r_g \cdot j \frac{1}{\omega C_h}}{r_g + j \frac{1}{\omega C_h}}$$

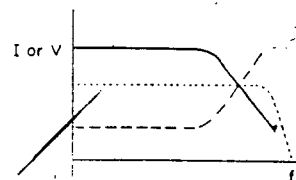
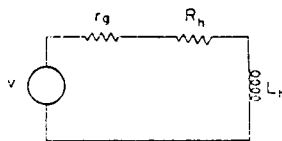
Si $r_g \ll \frac{1}{j \omega C_h}$

nos queda que :

$$U_{th} = e$$

$$Z_{th} = r_g$$

Luego vemos que el condensador se puede despreciar, y el circuito equivalente de una cabeza de grabación queda así :



Corriente de grabación final

Linea Discontinua : Es la respuesta del ecualizador.

Linea Continua representa la corriente de grabación .

Como vemos en el grabado de la derecha la corriente en grabación cae, pero con la respuesta del ecualizador se compensa.

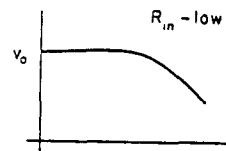
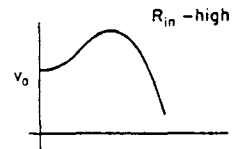
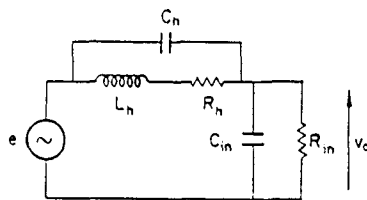
El ecualizador de grabación , tiene una realimentacion selectiva en forma de impedancia de emisor. Los ajuste son normalmente pre-set (ajuste previo). La ganacia es aproximadamente:

$$G = \frac{R_c}{Z_e}$$

donde Z_e se reduce con la frecuencia.

Reproducción

El circuito equivalente de una cabeza durante la reproducción es:



Para un buen diseño L_h y C_h debe ser bastante bajos para proporcionar una buena resonancia, por encima de la frecuencia límite del sistema. La resonancia entre L_h y C_{in} capacidad de entrada al preamplificador ocurrirá entre 8-12 MHz.

Si R_{in} , impedancia de entrada al preamplificador es alta, esta resonancia en serie produce un pico dentro del paso banda.

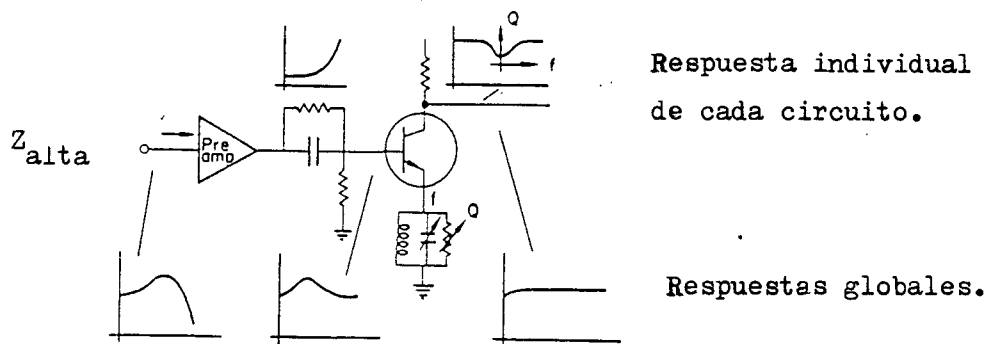
Si R_{in} , es pequeña en comparación con $\frac{1}{j \omega C_{in}}$ entonces el efecto de C_{in} puede ser ingorado y el circuito tendrá una caída a frecuencias altas producidas por L_h .

En caso de resonancia L_h varía de cabeza a cabeza y también en la misma cabeza por su desgaste, así que si se utiliza una impedancia alta en el preamplificador la resonancia deberá compensar esta pérdida y proporcionar == controles para su alineación.

Cuando el amplificador de entrada presenta una impedancia de entrada alta, la compensación de las constantes de la cabeza es archivada en dos circuitos separados. La caída de frecuencia alta es primero mejorada con un circuito RC. El pico resonante es entonces cancelado con un circuito cambiador en el emisor del amplificador. En resonancia la ganancia de la etapa es claramente reducida con el aumento de la impedancia del emisor. La frecuencia y Q son ajustables, pa

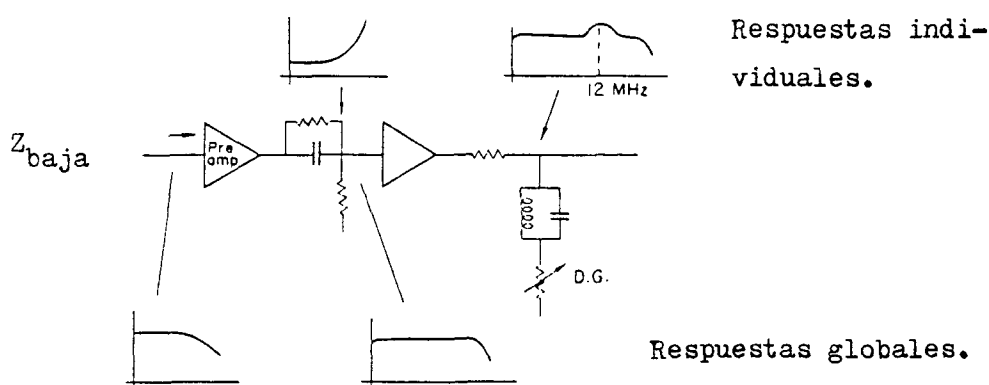
ra cancelar la frecuencia y amplitud de la resonancia. Como la cabeza de video se desgasta, entonces necesita un reajuste. El metodo de ajuste, implica barrer la cabeza y la reproducción electronica mediante la inducción de la RF dentro del devanado de la cabeza empleando una pequeña espira de acoplamiento y ajustando los controles de f y Q . La Q es aveces ajustada más tarde para obtener una mejor ganancia diferencial.

La ventaja de la impedancia alta en el preamplificador es su facilidad para compensar la ganancia diferencial. Su desventaja es el barrido extra de alineamiento.



" Compensación de constantes de cabeza con impedancia entrada alta"

El amplificador de canal de baja impedancia tiene la ventaja de ser menos dependiente de las constantes de la cabeza. Un simple circuito diferencial, es todo lo que se necesita para compensar la caída de las frecuencias altas. Este puede construirse con la combinación de elementos pasivos.



" Compensación de constantes de cabeza con impedancia de entrada baja"

Este sencillo arreglo no tiene en cuenta pequeñas correcciones que podrían ser necesarias para adaptar la ganancia diferencial.

Para el funcionamiento en color , sin embargo se necesita un circuito cambiador de pico, para resonar alrededor = de la banda lateral superior propia de la suportador de color= sobre el nivel de negro, empleada para crear una pendiente en= los niveles altos de luminancia. La amplitud de pico se emplea= para proporcionar una mejor ganancia diferencial.

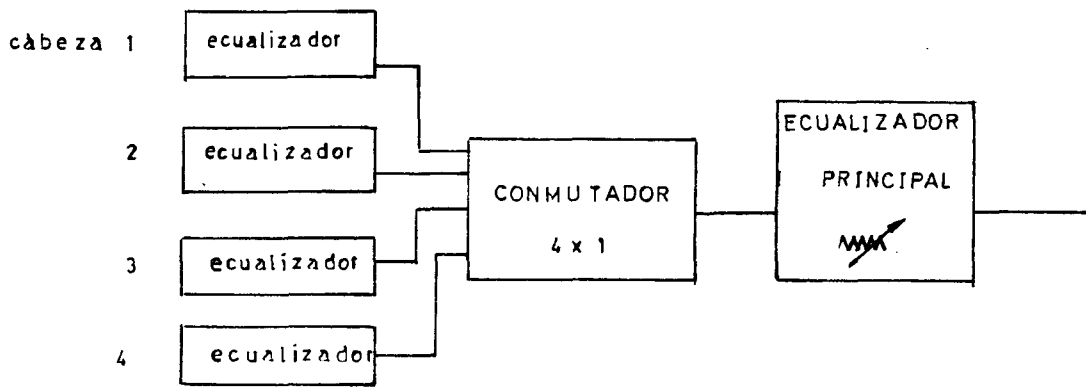
II.VI.- ECUALIZADORES. EN EL PROCESO DE REPRODUCCION.

El objeto de el ecualizador en la reproducción es la de compensar las pérdidas por frecuencias altas, debidas a la longitud finita del entrehierro, resolución = de la cinta, pérdidas de spacing, etc.

Estas pérdidas son diferentes según la compensación de la constante de la cabeza, porque la respuesta en frecuencia no posee un acompañamiento de la respuesta de fase no lineal. El realce de las frecuencias altas, debe tener sin embargo una respuesta en fase lineal o un retardo = de grupo constante para las frecuencias dentro de la banda = de paso.

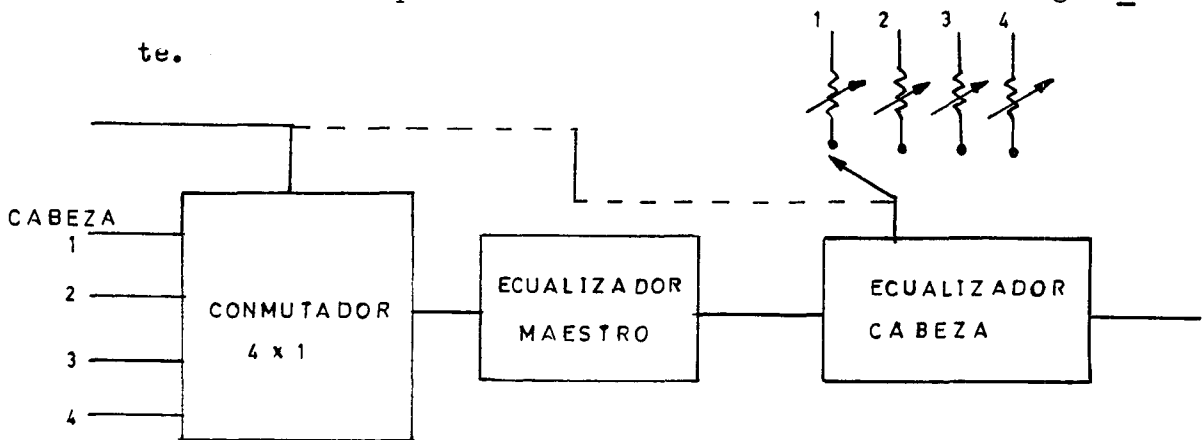
Para un óptimo funcionamiento es conveniente tener control de la cantidad de ecualización, para tener en cuenta = las variaciones según la cinta y también un control individual para cada cabeza.;

La combinación mas sencilla, para un grabador cuadruple es el que se muestra a continuación.

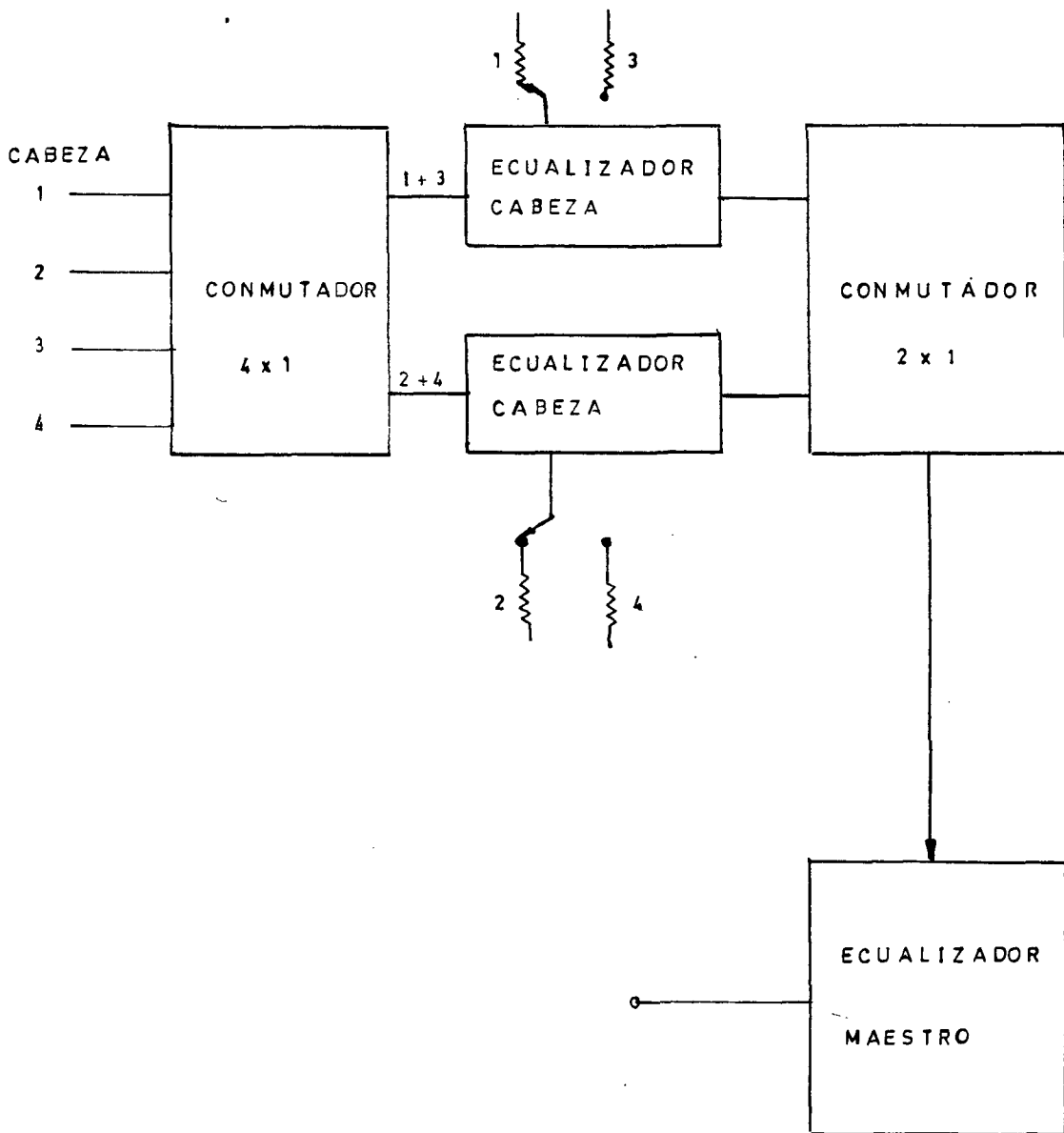


dónde se utilizan cinco ecualizadores. Uno para cada cabeza y otro para un ajuste global, afectando así a las cuatro = salidas, para obtener una respuesta plana.

Para una máquina de dos cabezas se necesitan tres ecualizadores separados. El método más económico es el siguiente.



Para los grabadores cuatruples todavía existe una tercera alternativa. El primer conmutador combina las cabezas en oposición en una operación de 4 x 2. Dos ecualizadores se emplean posteriormente y cada uno tiene un conmutador para ajustar cada uno de ellos individualmente. El último ecualizador se emplea para actuar sobre las salidas de todas las cabezas, para ajustar la respuesta en frecuencia global.

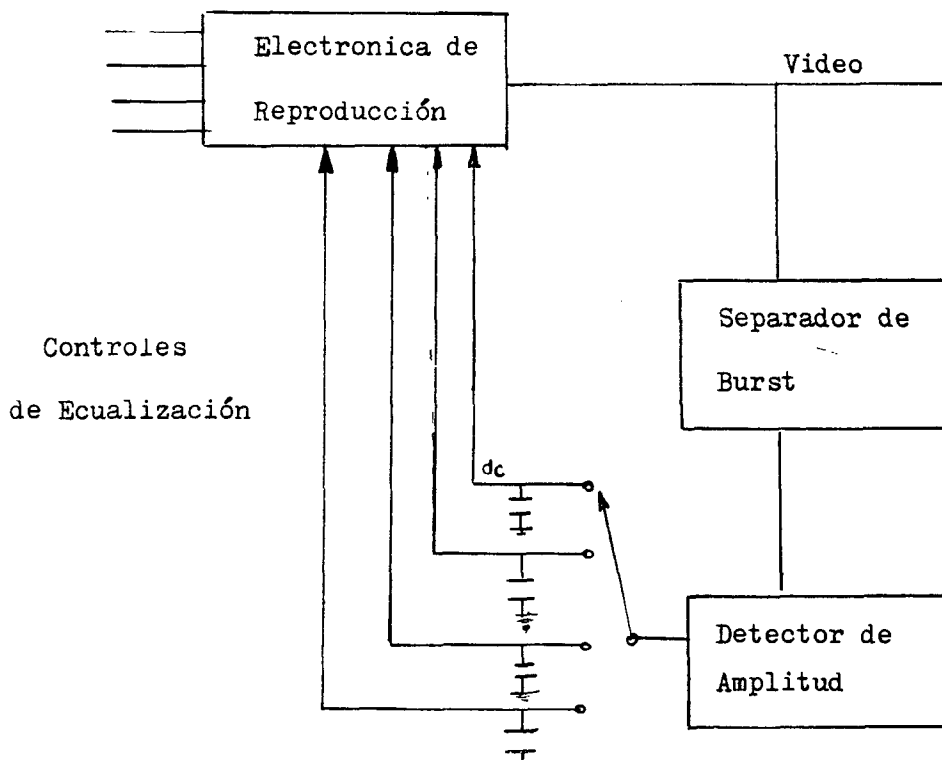


II. VII.- AUTO ECUALIZACION.

La respuesta en frecuencia en la reproducción es = claramente más crítica para las señales de color que para las monocroma. Una señal de color tiene sin embargo una señal denominada salva que tiene una duración de 10 ciclos de subportadora, del que se conoce su amplitud, y que se encuentra en la parte posterior del p \acute{o} rtico.

La ecualización en reproducción podr \acute{a} hacer colocando el nivel adecuado del burst o podr \acute{a} hacerse automaticamente.

Con cuatro cabezas, obviamente un ajuste separado = de cada cabeza ser \acute{a} necesario, y una auto-ecualizacion de cabeza, como podemos ver en el dibujo.



La amplitud del burst es detectada a la salida del demodulador y su nivel de tensión almacenado en uno de los condensadores, ya que posee uno por cada cabeza. Si la tensión almacenada es baja, quiere decir que la amplitud del burst es pequeña, entonces hace que el ecualizador de canal corrija la respuesta hasta que el nivel de salida del burst sea el correcto. Debe notarse que el burst normalmente esta en el nivel de negro, y por tanto la auto-corrección solamente mantiene el nivel de crominancia correcto en negro.

Si la ganancia diferencial esta presente en el sistema puede que un error de crominancia exista todavía debido a niveles de luminancia elevados.

La carga de un condensador individual es el valor medio de varias pasadas de la cabeza, lo cual nos da una buena inmunidad de ruido, aunque una respuesta floja.

La desventaja de este sistema es que no puede compensar los cambios de respuesta de la cabeza cuando esta explora las pistas. Estos cambios puede producirse por las variaciones en el oxido de la cinta, un mal ajuste u otras causas .

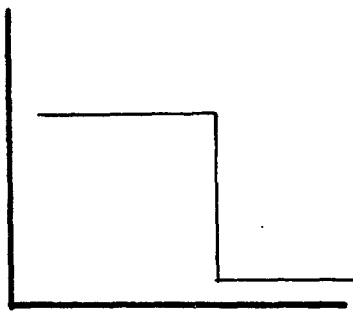
II.VIII.- CORRECCIONES DE CONTORNO.

El error de contorno, podríamos definirlo como el resultado de una suma de errores como puede ser el error de apertura, más las aberraciones esféricas de la óptica, más la pobreza de respuesta en las altas frecuencias de los colores rojo y azul más las dispersiones en el mosaico. Todas estas causas dan lugar a la pérdida de definición en las transiciones o sea la pérdida de las altas frecuencias.

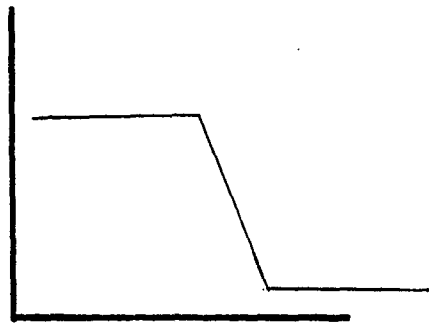
En la traducción de señal luminosa a eléctrica, debido al tamaño finito del haz explorador, aparece el llamado error de apertura. Es decir que lo podemos definir en pocas palabras como la falta de pendiente en la transición.

Cuando en tubo de cámara, el haz explora zonas del mosaico, correspondientes a luminancias con una transición brusca del blanco al negro o viceversa, debido al tamaño finito del haz, existirá un tiempo en el que éste estará parte en la zona correspondiente al blanco y parte en la zona correspondiente al negro.

La diferencia entre la respuesta teórica y la real se muestran en la figura. Como vemos existe una distorsión.



Curva Teórica



Curva Práctica

Se llama tiempo de transición al tiempo que tarda la señal imagen en pasar del valor mínimo, tomando el 10 % hasta el 90 % del valor máximo.

Esto significa que no se produce un cambio brusco de blancos a negros, o viceversa sino que necesita un cierto tiempo para que esto ocurra, lo que da lugar a una transición por los grises. Todo esto se traduce en la imagen en un efecto de desenfoque o lo que es lo mismo una pérdida de definición. Hablar de este error es más característico en los equipos de blanco y negro.

El error de contorno aparece al hablar de los equipos de color. Es similar al anterior en cierto modo lo engloba.

Las diferencias con el concepto anterior estriban en las causas que lo producen y en los procedimientos empleados para su corrección.

En primer lugar, como es el caso de apertura, es factor importante el tamaño del haz explorador.

También hay que tener en cuenta que el sistema óptico en los equipos de color es más complejo, puede presentar aberraciones esféricas que producen un desenfoque que se traduce en difuminación de los bordes.

Otro punto importante a tener en cuenta es que las señales rojas y azules son pobres de respuesta en altas frecuencias, por lo que la luminancia como función que es de ellas, también tendrá una pérdida de contorno.

Aunque hay otros muchos factores que contribuyen al error de contorno, los anteriormente citados son los más importantes defectos que contribuyen a este error.

El conjunto de estas causas dan lugar a una difuminación de las transiciones bruscas de la imagen.

Estos defectos son compensados mediante los correspondientes circuitos correctores. Estos mejoran el tiempo de subida de los rebordes horizontales y verticales, el valor de la corrección aplicada se limita por la introducción de ruido adicional, debido a que aumenta el ancho de banda.

Para corregir este defecto normalmente las cámaras de color, lo que hacen es realzar las altas frecuencias, mediante el procedimiento de tomar solo un canal (el de luminancia o el canal verde) como fuente de información, realzan las altas frecuencias y efectúan su posterior suma a los canales del rojo y azul.

La aplicación de correcciones origina un aumento de ruido sobre la señal, lo que hace que la corrección sea dependiente del nivel de señal.

Se observará que la mayoría de las causas que se producen en el error de contorno, son las mismas que producirían errores de apertura, sin embargo en lo que más se diferencian es en la forma en que se corrigen, pues mientras la señal de corrección de apertura se formará a partir de la señal existente en cada canal para corregirlo en él, la señal de corrección de contorno se extraerá de la luminancia para efectuar la corrección en los demás canales además de en el propio de luminancia. De este modo efectuaremos correcciones en la señal de luminancia suministrada por todos los canales.

Por otra parte la corrección de apertura se efectuará solamente en horizontal mientras que la corrección de contorno se efectúa en horizontal como en vertical.

La solución al error de apertura, será preacentuar la respuesta en las altas frecuencias, debido a la pobreza de la información a dichas frecuencias.

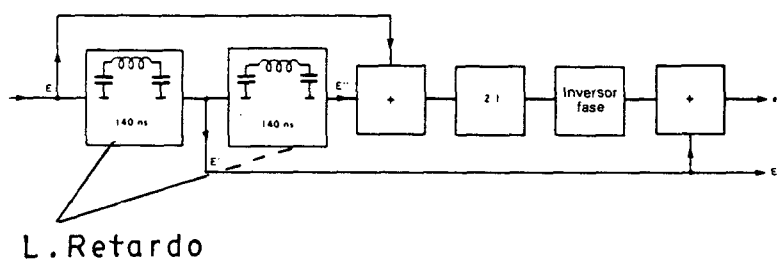
En el caso de las cámaras de blanco y negro la corrección de apertura solo puede realizarse hasta el compromiso con la relación señal/ruido.

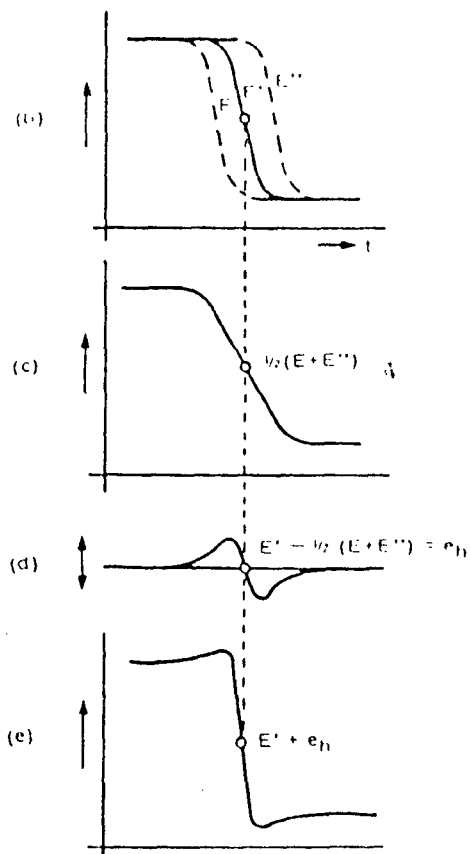
Puesto que el problema está en la pobreza de la señal en las altas frecuencias y no en la pérdida de respuesta de los amplificadores, lo que hay que lograr es mejorar la falta de pendiente en las transiciones, la solución será lograr que la señal aumente en las altas frecuencias, sin recurrir a variar la curva de amplificación.

Como ya hemos dicho que el error de contorno contiene en cierta medida al error de apertura, hablaremos de las soluciones empleadas en corregir este error de contorno tanto vertical como horizontal.

Corrección de contorno horizontal:

Diagrama simplificado del circuito corrector.





E = entrada de señal de video.

El diagrama (b) representa la señal no retardada, con retardo 1 H y con retardo 2 H ($E, E',$ y E'') en una transición de mucha a poca luminancia.

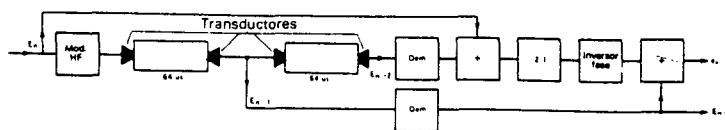
La sección (c), es la media de las señales E y E''

El diagrama (d) es la señal de corrección e_h obtenida sustrayendo $\frac{1}{2}(E+E'')$ de E' . El diagrama (e) vemos que si a la señal que hemos retardado $1 H$ le sumamos la señal de corrección e_h , obtendremos una mejoría en el contorno horizontal ya que mejoramos la pendiente.

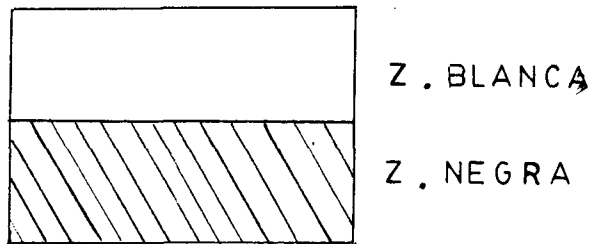
Corrección de contorno vertical:

El proceso es análogo a la corrección horizontal solo que en este caso las líneas de retardo han de ser de 64μ seg. y como retardos tan grandes no podemos obtenerlos mediante líneas convencionales LC, se recurre a las líneas de cristal ultrasónicas, estas líneas tienen como objeto proporcionar un ancho de banda adecuado, las unidades de línea de retardo deberían ser operadas alrededor de 25 MHz. Por esta razón las señales de video modulan a portadoras antes de pasar através de la línea de retardo y son posteriormente demoduladas.

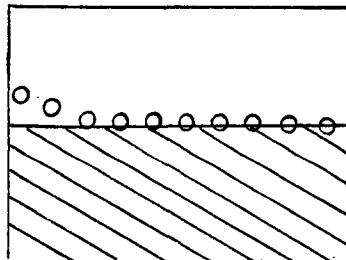
El diagrama de bloques de la corrección vertical se muestra a continuación:



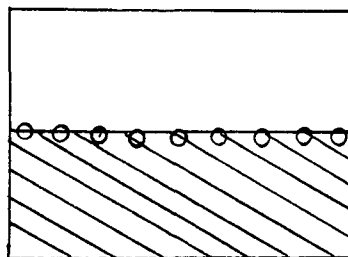
A continuación vamos a representar el paso vertical de una escena del blanco a negro. La misión de la corrección = vertical de apertura, es reforzar el paso de blanco a negro.



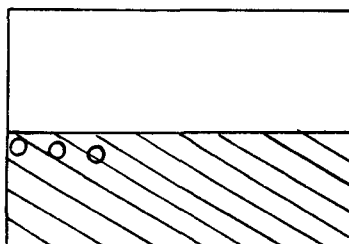
En el primer barrido esta entrando en la línea de separación. Esta línea se retrasa $2 \times 64 \mu\text{seg}$ y se suma con (c).



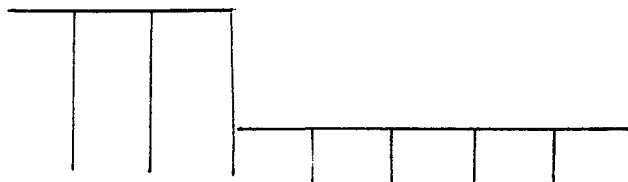
En el segundo barrido ya esta casi en la zona oscura.



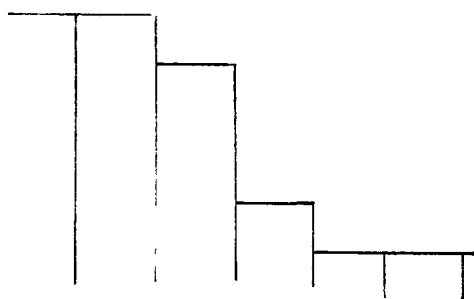
Y en tercer barrido ya esta totalmente dentro de la zona oscura.



La salida ideal sería:



Pero la salida es de la siguiente forma:



Por tanto la corrección necesaria sería de la siguiente forma:



Con el objeto de compensar esta distorsión sería necesario sumar la forma de onda (d) a la forma de onda (c).

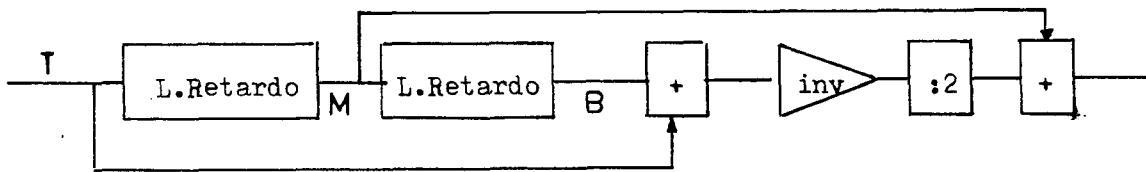
El circuito de corrección vertical de la página anterior tiene el efecto que podemos ver en los siguientes gráficos.

Como caso práctico de la correcciones veremos las = que utiliza para cámara IKEGAMI, empleadas por algunos centros de TV. Estas cámaras poseen una unidad correctora de contorno= esta uni-das está encargada de corregir los errores de contor= no que produce los efectos anteriormente explicados.

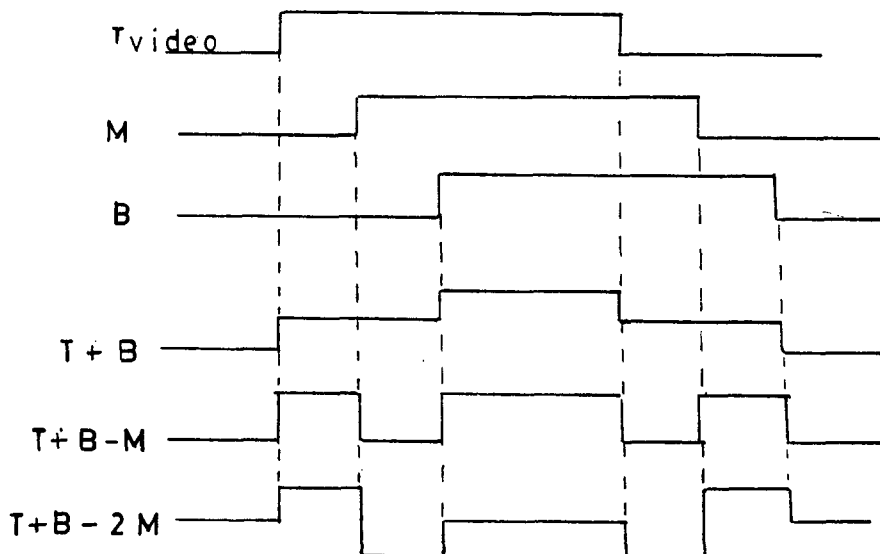
En esta unidad se toma la señal G (verde) corregida en , y se detectan los cambios bruscos de esta señal tanto= horizontal como en vertical.

- Señal de corrección de detalle vertical:

El circuito que utilizamos que vemos en el diagrama en bloque:



Su forma de onda son las siguientes:



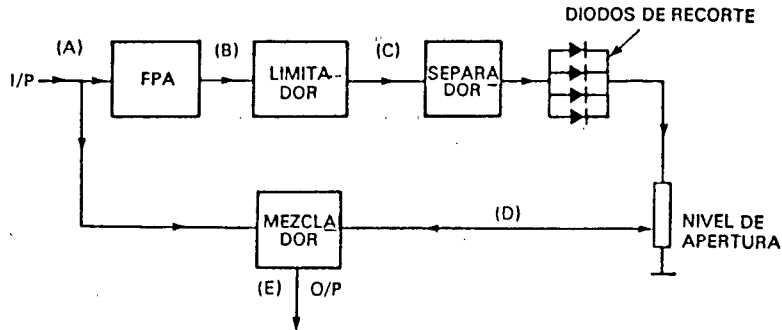
Las líneas de retardo empleadas son líneas de retardo ultrasónicas que no permiten el paso de la señal de video, es por esto que se modula en amplitud la señal de video antes de retardarla, se modula con una portadora de 30 MHz que proporciona un oscilador de cristal, la salida del modulador es amplificada y llevada a la línea de retardo, donde a la salida tenemos la señal M. Cuando la señal pasa por la línea de retardo ultrasónica, se originan unas pérdidas que tendremos que compensar, para ello utilizaremos un circuito de AGC, su señal se obtiene comparando unos impulsos de blanco que la señal lleva insertados en el período de borrado, la señal sin retardar T, con la señal sin retardar M.

La señal M modulada, se retarda, obteniéndose la señal B que se amplifica y llevada al control automático de ganancia, el cual está gobernado ahora por la comparación entre las señales T y B. Después de retardar las señales, se demodularán cada una de ellas, y las señales T y B son sumadas algebraicamente, esta suma se lleva a un amplificador diferencial para restar las 2M.

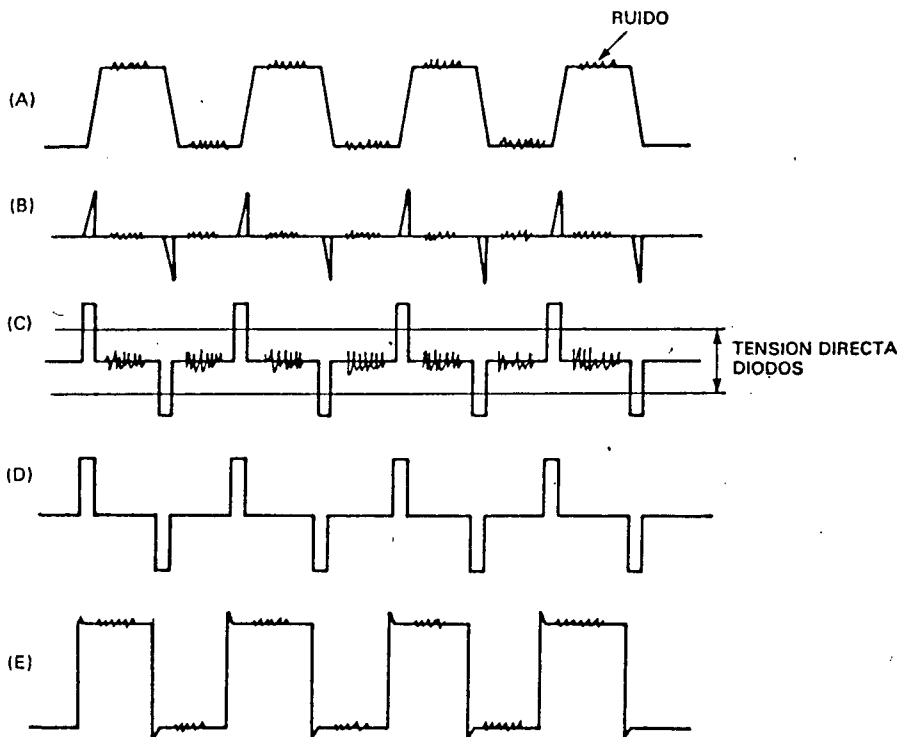
Por tanto ya tenemos la señal de corrección vertical, la cual se sumará a la señal de corrección horizontal.

Como la corrección de contorno introduce ruido, se introduce en un circuito recortado de ruido (NOISE SLICE), la señal de corrección y la señal de video sin corregir, y a la salida obtenemos la señal de video corregida a partir de un cierto nivel para arriba, para no deteriorar la relación señal-ruido.

Un circuito típico empleado en los videos domésticos para la corrección de apertura es el siguiente:



Señal producida en los diversos puntos:



La señal de entrada (A). se muestra como una señal cuadrada. Los bordes transitorios se han suavizados, ya que = no tienen tiempos de subida rápidos, debido a la pérdida de = altas frecuencias. En (B) después de pasar por el F.P.A solo= quedan los frentes transitorios y el ruido, después pasa por un limitador para amplificar y limitar sólo los picos transi-

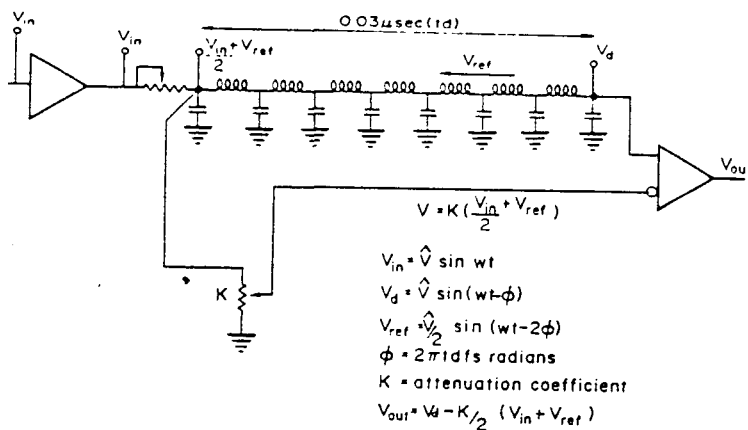
torios. El limitador esta diseñado para obtener salidas en forma de impulsos a partir de la duración de los picos de entrada. Después esta un separador que ataca a un sistema de diodos, el cual elimina el contenido de ruido cuando no tienen el nivel suficiente para sobrepasar la tensión directa de los diodos. Un potenciómetro divide el nivel requerido de los impulsos y lo aplica al mezclador, convirtiendolo en el nivel de apertura. Después, los impulsos transitorios vuelven a añadirse a la señal original (A) para constatar los bordes y reforzar la señal como en (E). Observamos que (E) tiene sobreimpulsos muy pequeños y la cantidad original de ruido. Los ajustes de control de nivel de apertura reducirán o aumentarán los impulsos.

II.IX.- ECUALIZADOR COSENO.

El ecualizador coseno se utiliza como corrector horizontal de apertura. Cuyo fin es obtener una tensión lo más en fase posible con respecto a la de entrada y cuya amplitud aumente según una determinada función, dependiente de la clase de circuito, al aumentar la frecuencia.

El circuito que a continuación veremos tiene todos los parámetros necesarios para ecualizar las pérdidas en el proceso de transferencia de la cinta.

Tiene un retardo de grupo constante para todas las posiciones del potenciómetro K.



Opera alrededor de una frecuencia determinada de resonancia determinada por la longitud de la línea de retar

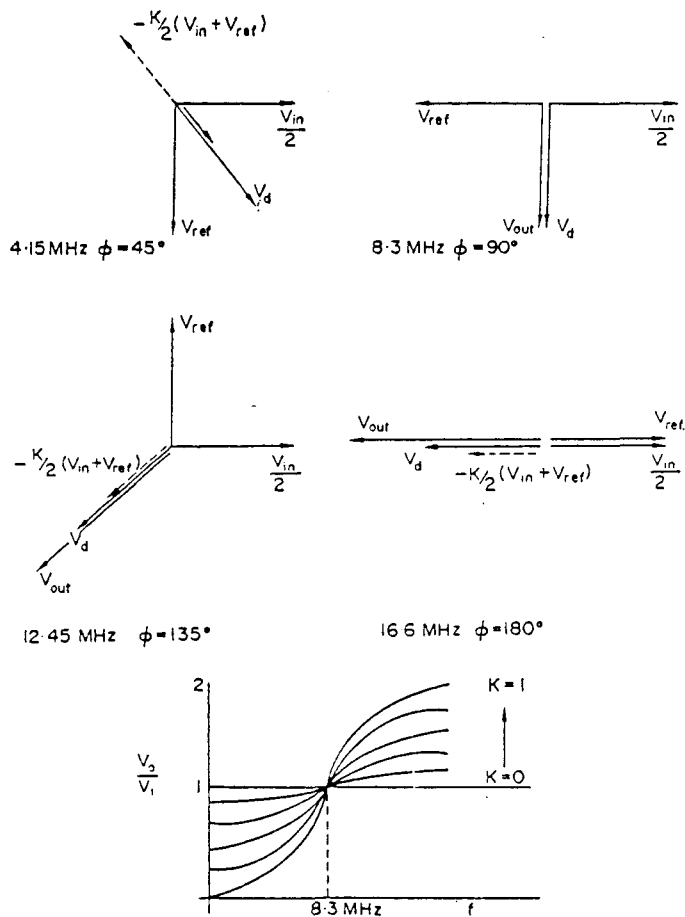
do . Las frecuencias superiores a la de giro son amplificadas una cierta cantidad, según sea la posición del potenciómetro K, y las frecuencias por debajo son atenuadas. La línea de retardo esta indeterminada a su salida y correctamente limita en su entrada.

La salida de la línea de retardo es la señal de entrada retrasada por la línea (V_d).

Esta es aplicada a una de las entradas de el amplificador diferencial, la otra entrada es una fracción de la combinación de la señal reflejada y la de entrada.

La longitud de la línea de retardo depende de la frecuencia característica necesaria, pero típicamente para grandes bandas su valor standard será de 0.03μ seg dando una frecuencia de giro de 8.3 MHz.

La línea de retardo crea un $1/4$ de longitud de onda ó 90° a su frecuencia. Los diagramas de vectores a diferentes frecuencias son los siguientes:



El diagrama de la frecuencia de giro de 8.3 MHz muestra que la señal reflejada es una antifase de V_{in} causando la cancelación completa a la entrada de la línea de retardo. La salida de el ecualizador a esta frecuencia es igual a V_{in} retrasada por la línea, de forma que el potenciómetro no tiene ningún efecto.

Examinando los diagramas de fase a otras frecuencias muestra que por encima de la frecuencia de giro, la salida es mayor que V_{in} , aumentando con K y por debajo de la frecuencia de giro la salida es menor, disminuyendo con el potenciómetro.

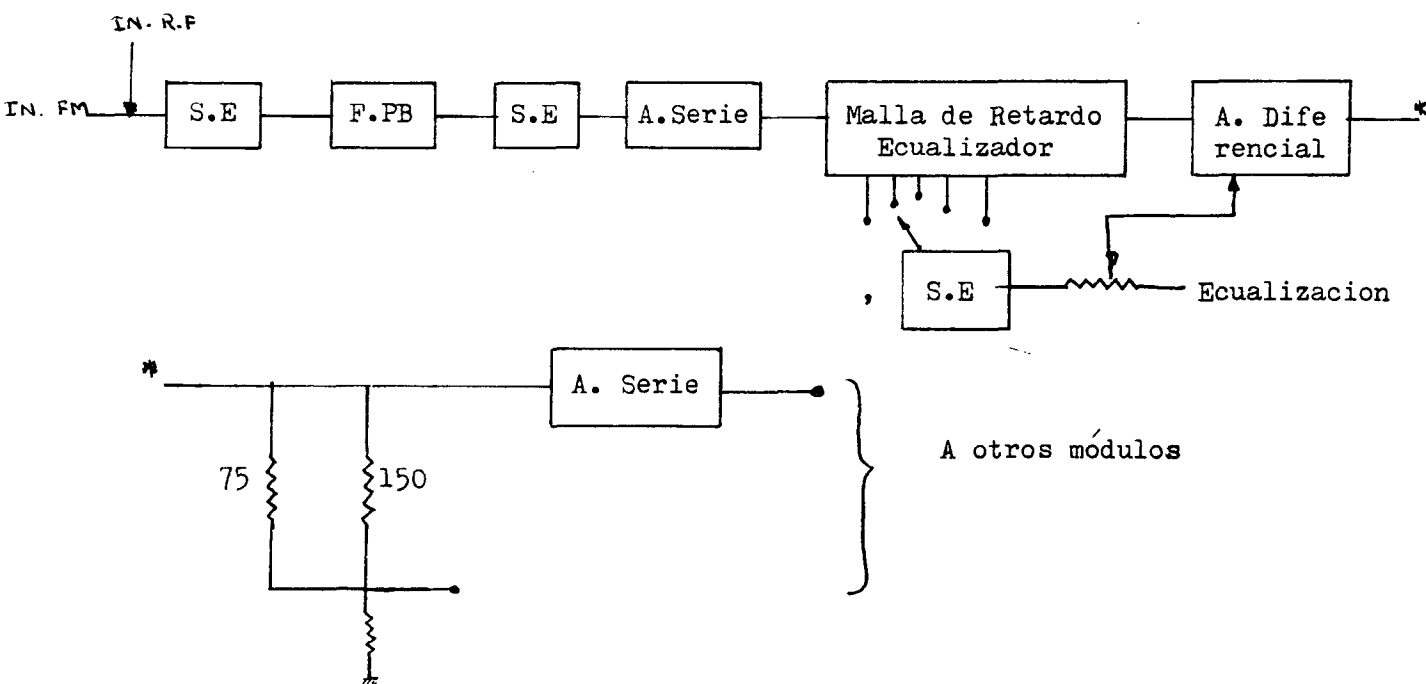
Un examen posterior mostrará que el retardo de

grupo es constante e igual al retardo de la línea, sin tener en cuenta la posición del potenciómetro. Esto es importante porque evita un error que es parecido al error de cuadratura. La respuesta final es la que vemos a continuación y que tiene forma de coseno, he aquí su nombre.

La resistencia de entrada en la línea es para eliminar las reflexiones anteriores y posteriores a la ecualización.

Una aplicación de este ecualizador, lo encontramos en un módulo empleado por los centros de producción de televisión. El propósito de este módulo es la primera proporcionar una ecualización adicional a la señal F.M de la cinta y otra es la de suministrar una señal de presentación durante una grabación normal al puente de monitorado.

El diagrama en bloque de la señal es este:



La entrada FM, es acoplada mediante un seguidor de emisor, después de la continuación pasa a un filtro paso bajo que tiene una caída de 3 dB a la frecuencia de 30 MHz, y después de filtrada es nuevamente acoplada para atacar a unos amplificadores en serie. Estos transistores conducen la señal FM a una malla ecualizadora de retardos que posee cinco posiciones, según seleccionemos proporcionaremos una salida a un transistor que tiene una resistencia variable y que nos dará la ecualización necesaria.

De la malla ecualizadora saldrá otra salida que atacará a unos amplificadores diferenciales. Según la posición que elijamos, las características de la curva de ecualización pueden alterarse, para que las pérdidas en las cabezas (efecto de apertura) puedan compensarse, sin introducir errores de fase.

Con las cinco derivaciones que vemos en el dibujo, podemos determinar la longitud de la línea de retardo, según sea su posición.

La señal que aparece en la base del transistor TR1, es variable en amplitud propio de las reflexiones procedentes de la salida indeterminada. Esta variación en amplitud sigue la forma de una función coseno. Luego con la resistencia variable conseguimos variar la amplitud. Cuando esta resistencia está totalmente girada en el sentido de las agujas del reloj la salida de el amplificador diferencial es plana con la frecuencia. Cuando esta a la mitad hace el correspondiente cambio

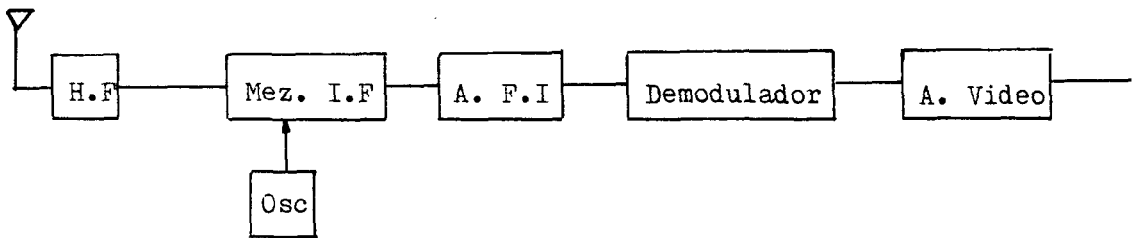
de pico.

La frecuencia de resonancia para cada posición del conmutador de la malla de retardo es la siguiente:

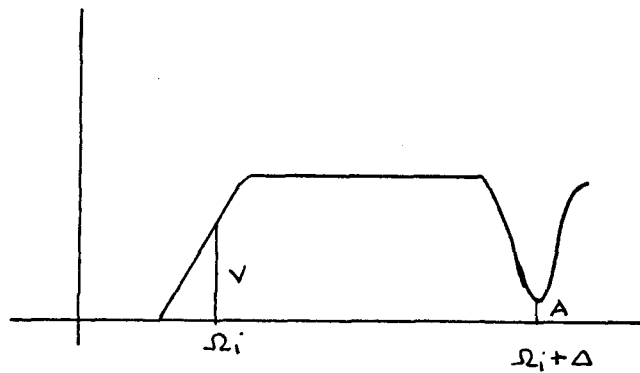
Posición	Frecuencia de resonancia (MHz)
1	8.0
2	9.2
3	10.5
4	13.5
5	16.0

FIG. X.- CORRECCION EN EL DEMODULADOR.

La señal tiene que pasar por los siguientes circuitos antes de llegar al demodulador.



Como sabemos la respuesta del amplificador de IF es:



donde:

V = Amplitud de la portadora IF de video.

A = " " " audio.

$v(t)$ = señal de video (5 MHz)

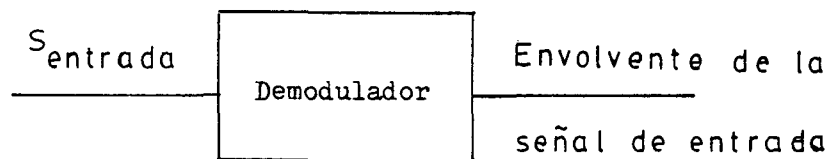
$a(t)$ = señal de audio (15MHz)

La señal que entra al demodulador AM será:

$$S_{dem} = \underbrace{v(t)/V(\Omega_i)}_{AM} + \underbrace{a(t)/A(\Omega_i + \Delta)}_{FM} =$$

$$= \left[(V+v(t)) \right] \cos \Omega_i t + A \cos[\Omega_i t + (\Delta + \delta)t].$$

Ahora trataremos de ver que es lo que sale del demodulador de AM.



A la salida del demodulador deberá salir la envolvente de la señal de entrada, lo que en realidad queremos conseguir a la salida del demodulador es $V + v(t)$, con lo cual tendremos que tener que $A \ll V + v(t)$, normalmente será suficiente con que $A \ll V$, ya que el orden de la magnitud de $v(t)$ frente a V no será muy a tener en cuenta.

Pero el demodulador es un detector de pico, que presenta algún tipo de problema, en cuanto a la frecuencia de =

de la señal a demodular.

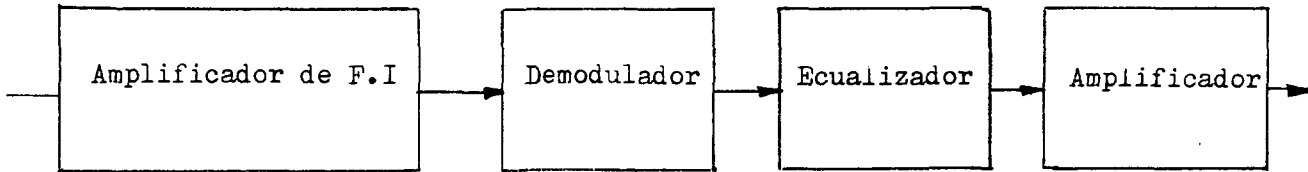
Si tenemos la señal de forma que la frecuencia de la portadora es mucho mayor que la frecuencia de la señal modulante, entonces no existe ningún problema, porque la relación entre la frecuencia de la portador y la frecuencia moduladora, es suficiente para que el demodulador detecte todos los picos.

Pero si esta relación (F_p/F_m) es pequeña, entonces se saltará algunos picos y como consecuencia de ello habrá una pérdida de definición, esto es debido a que ambas señales tienen frecuencias parecidas.

La pérdida de definición se produce por la pérdida de amplitud sobre todo en las altas frecuencias cuando se demodula.

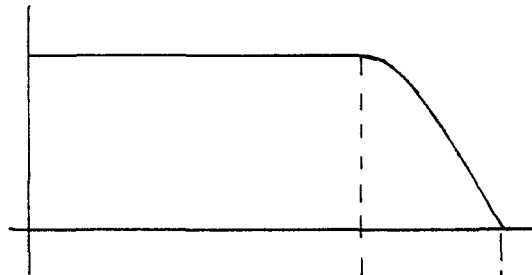
En nuestro caso la relación es de $\simeq 6$, la curva de respuesta del demodulador es mala para las altas frecuencias, ya que las atenúa.

Luego para soventar estas pérdidas lo que se hizo fue colocar después del demodulador un ecualizador (c. de pre-énfasis), que realzara las altas frecuencias.

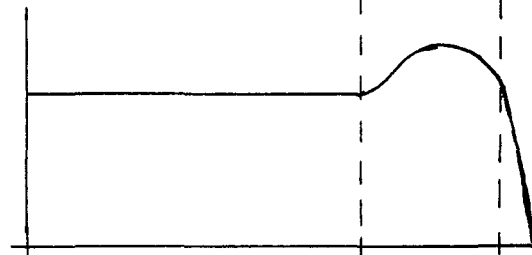


Gráficamente:

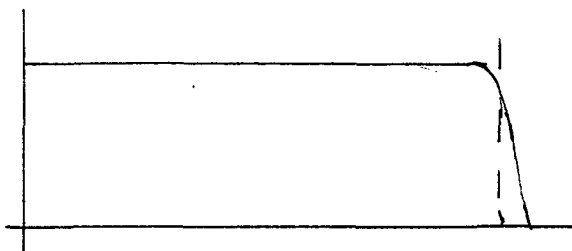
Demodulador:



C. Pre-énfasis :



Respuesta final:



De esta forma se solucionó el problema que presentaba el demodulador.

II.XI.- PREENFASIS Y DEENFASIS EN LA SEÑAL DE SONIDO TV.

El sonido asociado con la imagen es transmitido en el mismo canal de 6 MHz, la señal se modula en frecuencia (F.M) se hace en FM porque tiene varias ventajas sobre la A.M, la principal es que esta exenta de ruido e interferencias. Sin embargo, se emplea la AM para radiar la señal de imagen a causa de que la recepción de las señales FM de imagen a través de varias trayectorias y camino produciría serias distorsiones.

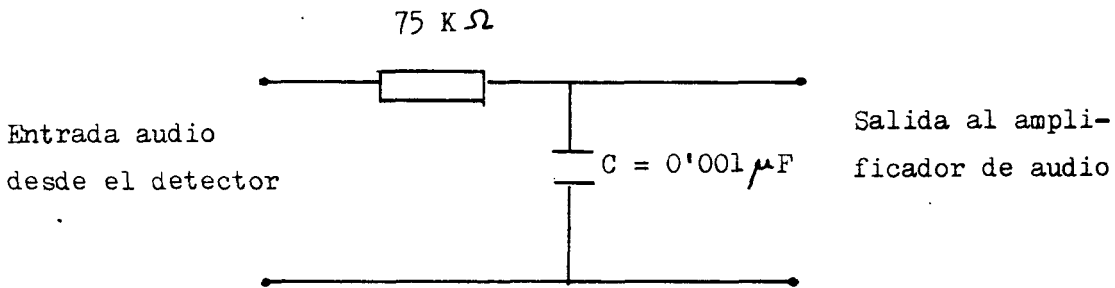
Pero lo que nos ocupa en este apartado es que la señal necesita que se realce la señal, con circuitos de preacentuación.

La preacentuación se refiere al esfuerzo o aumento de las amplitudes relativas de la tensión moduladora para las frecuencias audio más altas, desde 2.000 Hz hasta aproximadamente 15 KHz. Desén fásis significa atenuación en la misma cantidad en que fueron aumentadas. Sin embargo, la preénfasis se realiza en el trasmisor, mientras que el deseénfasis se efectúa en el receptor. La finalidad es mejorar la relación señal/ruido para la recepción F.M.

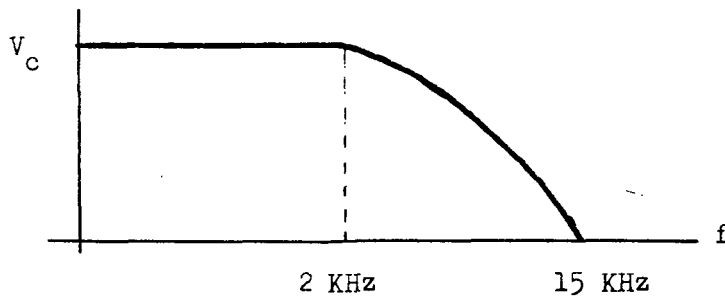
Para el trasmisor, la norma F.C.C. especifican =

que el preénfasis debe ser empleado de acuerdo con las características impedancia-frecuencia de una red LR que tenga una constante de $75 \mu \text{ seg}$. Esta característica aumenta la tensión moduladora audio en las frecuencias altas. En el receptor el deénfasis debe tener la misma constante de tiempo de $75 \mu \text{ seg}$. pero con una característica opuesta que reduce la amplitud de las frecuencias audio más altas.

En los receptores F.M. se utiliza para el deénfasis generalmente un filtro RC de paso bajo, usualmente en el circuito de salida del detector.



" Circuito de-énfasis (Receptor de FM), de $\tau = 75 \mu \text{ seg}$ "



"Respuesta en frecuencia"

La red de deénfasis atenúa las frecuencias audio= altas alimentando al amplificador de audio. Puesto que la = capacidad shunt C tiene menos reactancia cuando aumenta la= frecuencia, la tensión audio desacentuada tiene menos ampli tud en las frecuencias audio más altas. Con una constante = de tiempo de 75μ seg el filtro atenúa las frecuencias de = 1.000 Hz aproximadamente, y las más altas. La respuesta es= 3 dB en 2 KHz.

Aunque aparentemente nada se consigue si la ten-- sión de audio se desacentúa en una proporción igual en que= se ha acentuado, el resultado es realmente que se consigue= una gran mejora de la relación señal/ruido. La explicación= es que la interferencia

Cuando la señal y el ruido se reducen ambos por = desacentuación, la señal vuelve a su valor normal mientras= que el ruido se reduce por debajo de lo normal. Esto es más eficaz en F.M que A.M debido a que el nivel de ruido en F.M aumenta en las frecuencias audio más altas. Finalmente. la = desacentuación tiene mayor atenuación en las frecuencias au= dio más altas, que precisamente lo necesario para una buena= recepción.

III.- CORRECCIONES NECESARIAS EN LOS TELECINES FLYING-SPOT.

III.I.- INTRODUCCION.

El telecine es un aparato que tiene como información de entrada una película de cine y como salida una señal de video, en definitiva, el telecine es un transductor de información eléctrica. Consiste en un proyector de película y una cámara de televisión.

Existen dos tipos de telecine :

- Telecine Fotoconductor (en desuso).
- Telecine de Punto Volante (Flying-spot).

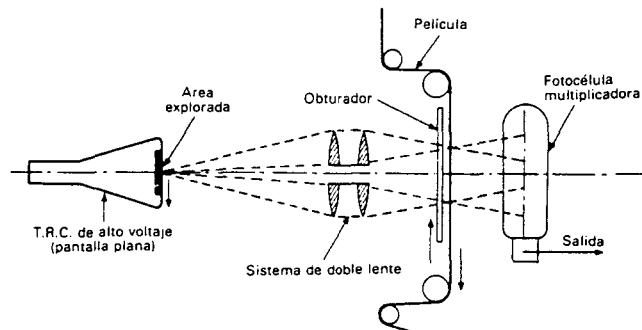
En los primeros telecines de blanco y negro, el brillo de la lámpara del proyector se ajustaba con un servosistema que media la cantidad de luz que atravesaba la película, pero tendía a ser de respuesta lenta y era inapropiado para el color, ya que la temperatura de color de la lámpara varía con el brillo, lo que origina cambios de tono. Estos telecines están hoy día en desuso.

Los telecines de punto volante, constan de un tubo =

de rayos catódicos, cuya principal misión, es crear un punto = luminoso muy intenso, constante, estable y pequeño. Estos telecines tienen un MAT muy alto y estable (≈ 30 KV).

El fósforo que lo compone tiene que tener unas propiedades muy homogéneas. Al ser el punto pequeño podemos eliminar el error de contorno, que se producía en los demás sistemas.

Para conseguir el punto pequeño, el sistema de enfoque utilizado es de gran complejidad.



"Principio de exploración Flying-spot"

En los sistemas "Flying-spot" la exploración a 60 cam

pos se lleva a cabo normalmente recurriendo a un sofisticado mecanismo intermitente de arranque/parada que trabaja con una proporción de 2:3 por el cual un cuadro se expone dos veces y el siguiente tres y así sucesivamente.

En los telecine de "Flying-spot", la fuente de luz empleada es la emitida por la pantalla de un tubo de rayos catódicos, al ser explorada por el haz electrónico. El tubo debe ser de fabricación especial, con alto brillo y muy baja persistencia. Normalmente se aplica una corrección "afterglow" (brillo remanente) que compensa el tiempo finito de extinción del brillo del fósforo del tubo de exploración, en forma de un realce en alta frecuencia. La luz puntual proveniente del tubo de rayos catódicos pasa a través de la película y una vez modulada ésta, incide en una fotocélula. La película se desplaza continuamente y la señal en la fotocélula es proporcional a la transmisión óptica de aquella en todo momento.

Estos telecines suelen encontrarse solo en instalaciones de radiodifusión y en las casas de duplicación de video de alta calidad, ya que el equipo es muy caro.

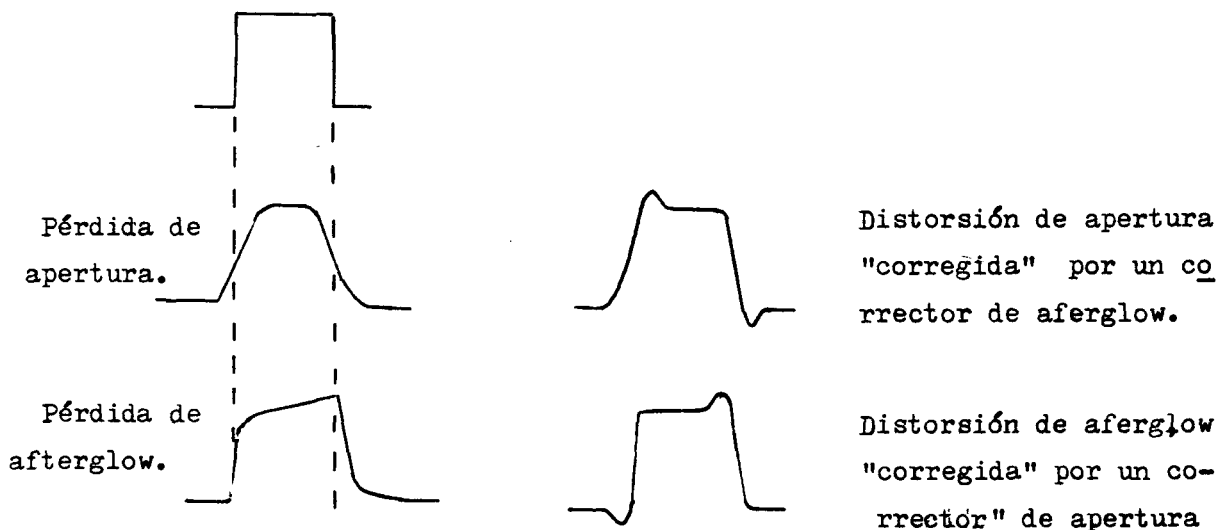
Si no efectuásemos la corrección del afterglow, veríamos que si la entrada tuviera una señal perfecta (a), a la salida la señal ofrece una descompensación de las altas frecuen-

cias, y como consecuencia una pérdida de información.



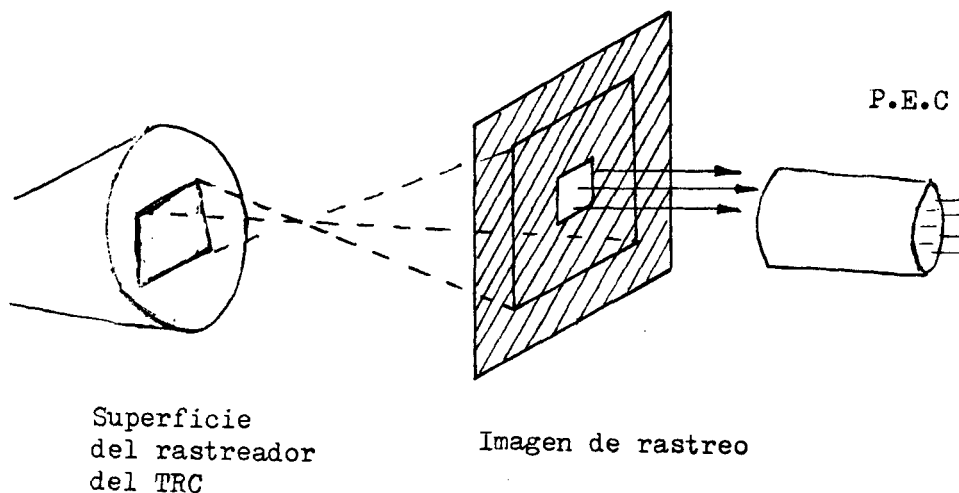
También para mejorar la definición aparente de la imagen se incluyen circuitos de realce que afectan tanto al contorno horizontal como al vertical. Normalmente se incorporan al equipo unidades independientes denominadas "correctores de apertura vertical" que tienen un efecto considerable sobre la imagen resultante.

Pero debemos dejar claro, que las pérdidas debidas al afterglow y apertura se aprecian como una atenuación de las altas frecuencias, pero que son de diferente carácter. Como consecuencia la ecualización se hace por separado para cada caso. Si una respuesta a transitorios esta libre de sobrecresta se archivará. Esto se puede ver en la siguiente figura.



III. II.- DISTORSION DE AFTERGLOW EN LOS EXPLORADORES DE LOS TELECINES DE FLYING-SPOT.

Imagine un trozo de película con una abertura pequeña existente en ella, para ser explorada por un sistema = flying-spot.



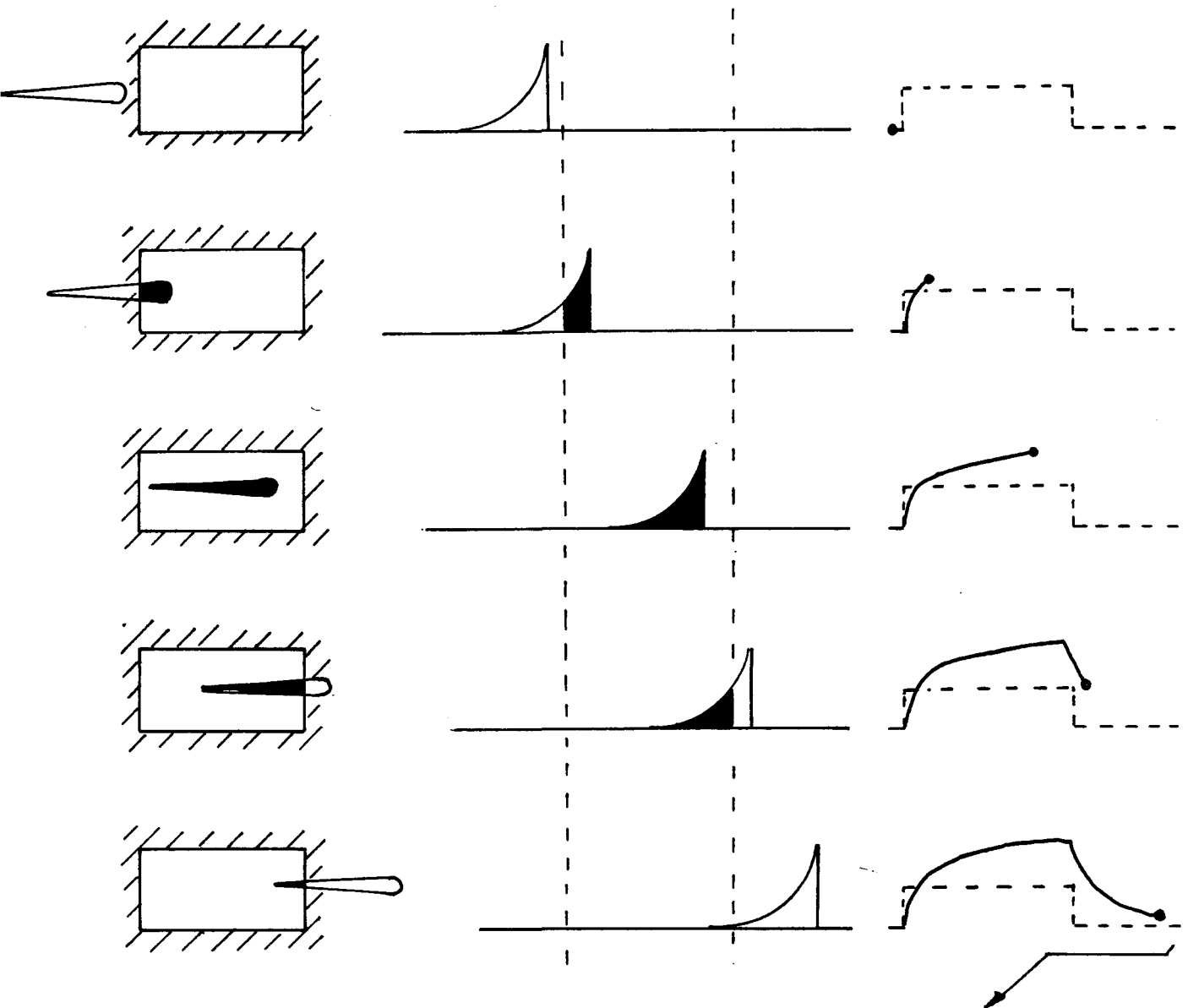
El efecto de afterglow en los tubos de rayos catódicos, no se produce por el movimiento del punto de luz, pero si por la cola que deja el punto.

La distorsión de la señal se muestra esquemáticamente en la página siguiente. La longitud de la cola depende de la duración del afterglow y de la velocidad de exploración.

Vista del rastreador
de los P.E.C

La luz de los P.E.C
es proporcional al
area sombreada.

Señal de salida
de los P.E.C



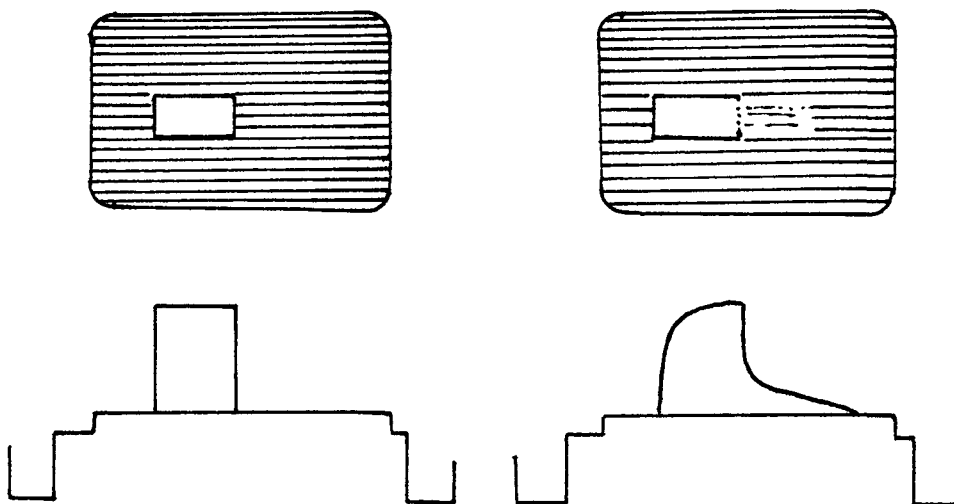
La señal discontinua
representa una señal ideal

El afterglow depende de:

- Tipo de fósforo : Los más utilizados son el P₁₆ utilizado para los scanners (exploradores) monocromicos.
El P₂₄ se emplea en los de color.
- Edad del fósforo.
- Temperatura del fósforo.
- De la densidad de corriente en el haz.
 - Optima focalización.
 - Velocidad de barrido.

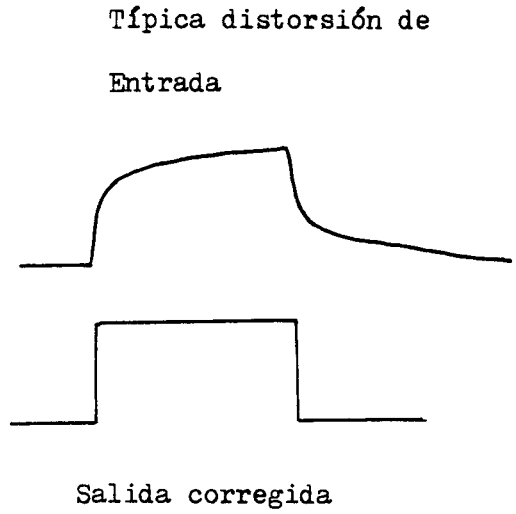
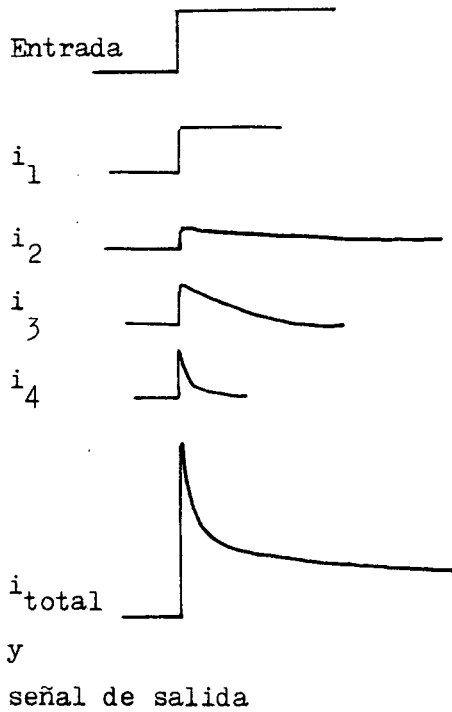
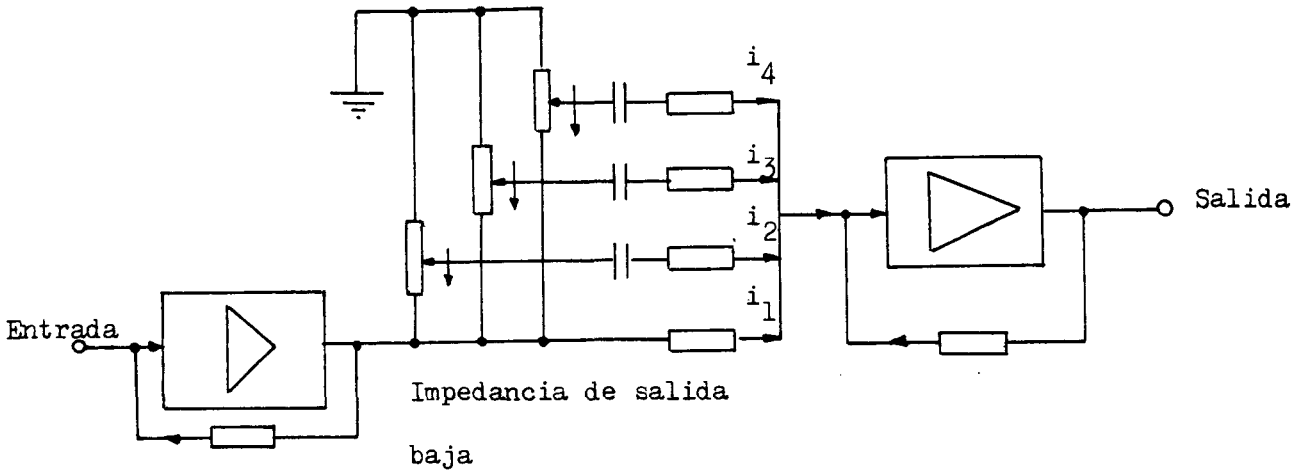
También debemos tener en cuenta la relación del after glow con el ruido. El afterglow produce una luz extra y como el ruido aumenta el mismo, esto se traduce a una elevación del mismo. Este ruido no se corrige y esto se traduce en unas líneas a la derecha de un objeto blanco.

En la reproducción de una película la distorsión de afterglow es más notable cuando el objeto es blanco con fondo oscuro ya que aparecen unas líneas blancas a la derecha del objeto.

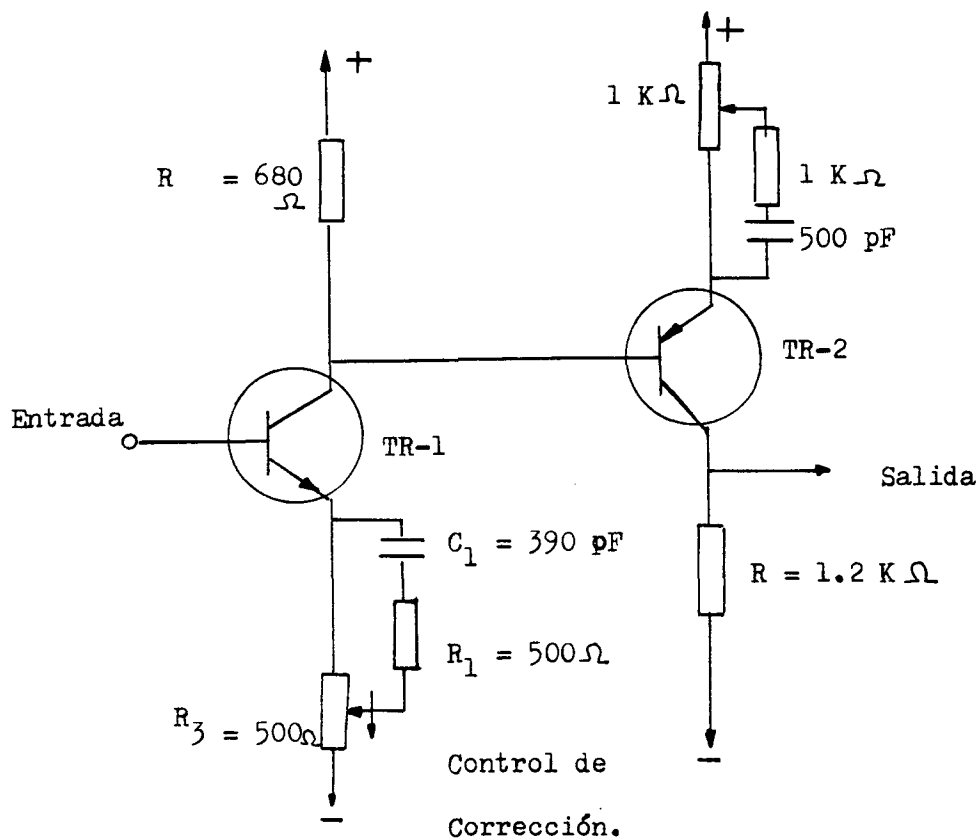


III.III.- CORRECTORES DE AFTERGLOW.

Un corrector del afterglow puede ser un ecualizador RC como el que se muestra a continuación. La acción del mismo se puede ver mejor si consideramos una señal cuadrada a la entrada. La salida que se origina es el resultado de la suma de las corrientes, cada una de las cuales es adjustable en magnitud y alteran la forma de onda de la señal de salida. En este caso el corrector se coloca para lograr corregir el defecto de salida, producido por una entrada distorsionada.



Otra alternativa, para la corrección de la mencionada distorsión es el siguiente circuito típico.



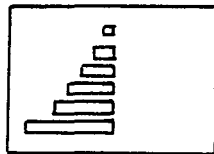
Su funcionamiento es el siguiente:

Cuando el deslizador del potenciómetro está colocado en la parte superior de R_3 , C_1 y R_1 están cortocircuitados. El transistor TR1 es un simple amplificador con una realimentación de emisor proporcionada por R_3 . Cuando llevamos el deslizador a la parte inferior de R_3 , la ganancia a frecuencias altas de TR1 se dobla, pero a bajas frecuencias la ganancia permanece inalterable. La constante de tiempo de $C_1 R_1$ es aproximadamente de $0.2 \mu\text{seg.}$ o lo que es lo mismo si a la entrada del transistor TR1 aplicamos una señal cuadrada, en su co-

lector se producirá una señal cuadrada con unas sobrecrestas, con un tiempo de retraso de aproximadamente $0.2 \mu\text{seg}$. La magnitud = de estas sobrecrestas se ajustaran con R_3 .

Este circuito se repetira todas las veces que sea ne cesario, conectando cada etapa en cascada y cada una de ellas= con diferentes constantes de tiempo.

Se ha creado una carta de ajuste para la corrección= del afterglow, ella consisten en unas barras blancas de dife= rentes longitudes y con los bordes muy bien definidos, sobre un fondo oscuro.



Los controles se ajustarán para obtener el menor = listado posible.

IV.- ECUALIZACION DE UN RECINTO.

IV.I.- INTRODUCCION.

Debemos tener en cuenta que la finalidad primordial de la ecualización es corregir las deficiencias acústicas del recinto de escucha, igualando las irregularidades que presenten y tratar de conseguir que la respuesta total sea la que nos interesa.

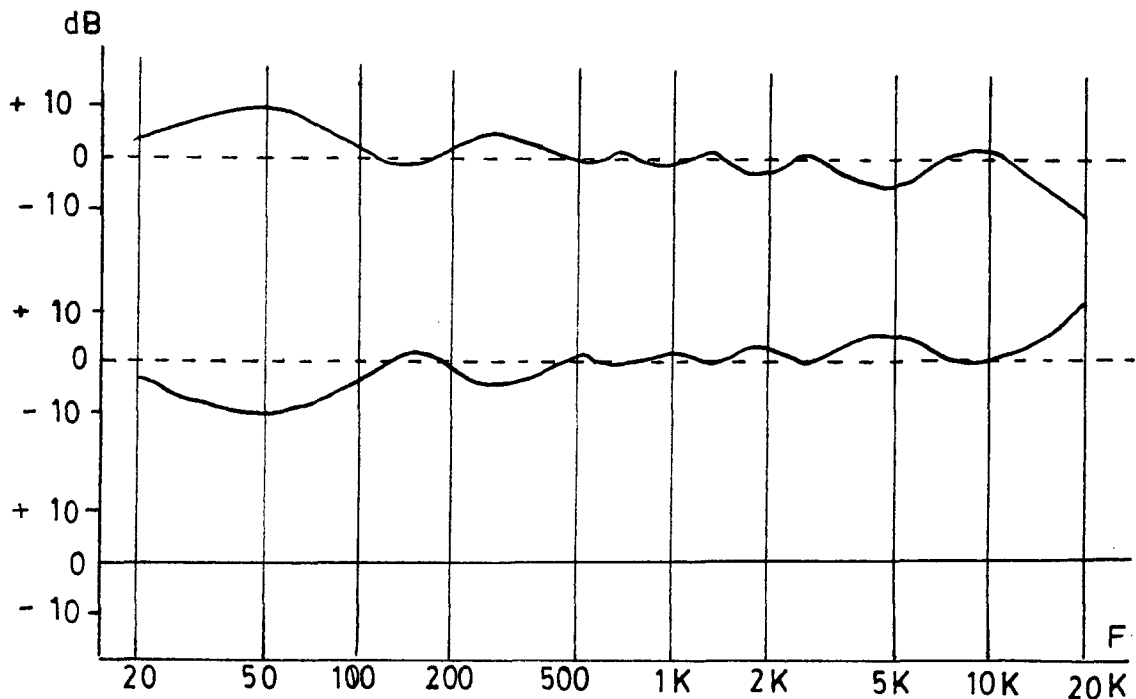
Para mejorar la curva de respuesta en frecuencia de un recinto hay varias posibilidades; una de ellas puede ser = realizando cambios formales en el medio acústico como por ejemplo, cambiar de sitio las cortinas (o ponerlas una más gruesas), enmoquetar el suelo, ensayar diferentes posiciones para las cajas acústicas, cambiar los muebles de sitio, etc.

Todos los elementos citados anteriormente tienen = gran influencia en la acústica de una habitación y tales cambios pueden en muchos casos resolver el problema, pero también puede suceder que la disposición ideal (acusticamente hablando) haga inhabitable el recinto.

En general se presta más atención a la construcción y diseño de los elementos que constituyen una cadena de sonido, que a la acústica de los recintos de escucha.

El ecualizador tiene como misión compensar las deficiencias acústicas de la sala (frecuencia absorbida o reflejada por los elementos que componen la habitación), sin modificar el recinto de audición.

El efecto de estas "deficiencias acústicas" se traducen en una distribución irregular de la amplitud de las frecuencias que llegan al oyente y se reflejan en la curva de respuesta.



La respuesta (a) se ecualiza aplicándole la rectificación de (b), con lo cual a la salida debería resultar la ca-

racterística ideal de la figura (c).

En la práctica no es tan sencillo. La situación se complica debido a que las señales acústicas que llegan al oyente son una mezcla de sonidos directos e indirectos(ó reflejados).

El sonido directo es aquel que llega directamente, desde el altavoz a nuestros oídos, mientras que el sonido indirecto nos llega después de una ó varias reflexiones en las paredes, suelos, muebles, etc., con lo cual queda afectado por una "coloración" producida por las características acústicas del recinto.

De lo expuesto anteriormente podemos sacar dos consecuencias:

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

- En segundo lugar el oído humano interpreta de diferente forma los sonidos directos y reflejados; sobre todo = en la gama de las frecuencias vocales (300 Hz a 5 KHz).

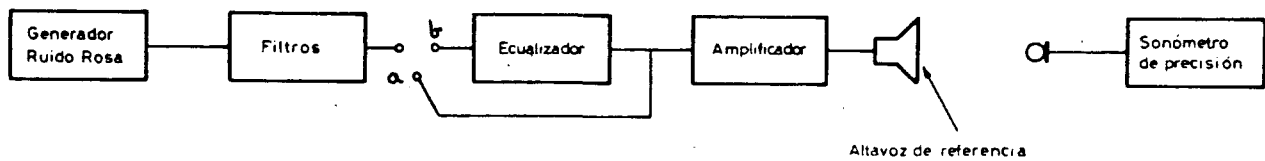
Mientras que el sonido directo informa sobre las características de la fuente sonora, el sonido indirecto da una idea del entorno que rodea la fuente sonora.

Por lo tanto de todo lo expuesto hasta aquí podemos deducir que para conseguir unos resultados satisfactorios, y obtener una buena inteligibilidad en los sonidos, básicamente podemos actuar de dos formas que son:

- Optimización de las condiciones acústicas de las salas.
- Mejorar la respuesta del sistema a las frecuencias de la voz humana (Ecualizar).

IV.II.- COMO ECUALIZAR UN RECINTO.

La ecualización de un recinto determinado puede realizarse de la forma indicada en la figura.



Es un método simple que consiste en aplicar una señal de ruido rosa, convenientemente filtrada, a un amplificador lineal que alimenta a un altavoz de referencia. El ruido=rosa posee idéntica energía por octava y proporciona respues=ta plana sobre una gráfica logarítmica.

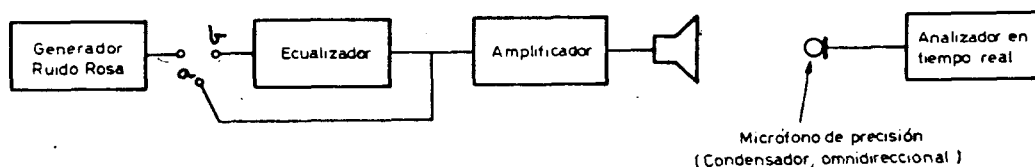
Con el conmutador en la posición (a), se lee en el=sonómetro el nivel de presión sonora producido; luego, pasando el conmutador a la posición (b), se ajusta el mando o man=dos del ecualizador hasta obtener en el sonómetro el valor de=seado. Repitiendo el proceso varias veces hasta cubrir la ban=da de frecuencia de audio obtenemos el resultado buscado. El =conjunto de valores obtenidos con el conmutador en la posición (a) nos dará una idea de la respuesta del recinto.

Lo ideal es utilizar un juego de filtros, asociados al generador de ruido, que coincida lo más posible con los man=dos del ecualizador. Incluso, en vez de los filtros, se puede emplear otro ecualizador idéntico, en el que se deje sólo una banda con ganancia máxima y las demás completamente anuladas. Con esto conseguiremos saber el nivel de presión sonora que =produce dicha banda de frecuencias en el recinto. Repitiendo=

este proceso en cada una de las bandas tenemos el resultado total.

Este método presenta algunos inconvenientes, el primero de ellos es que por muy bueno que sea el ecualizador, nunca será un filtro de paso de banda perfecto; y por lo tanto dejará pasar algo de energía de las bandas adyacentes. Por otra parte, no poseerá igual ganancia en toda la banda, sino que a la frecuencia central de la misma será la que, en general, se amplifique o atenúe más.

Otra forma de ecualizar un recinto es como la que se muestra a continuación.



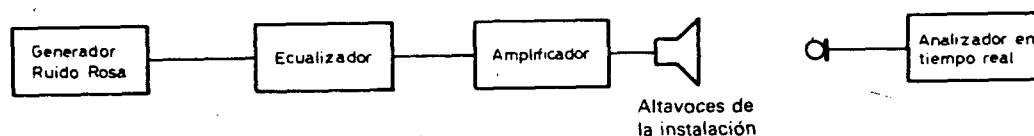
La señal del generador se aplica íntegra al amplificador sin filtrarla. Ahora en la posición (a) observaremos en el analizador la respuesta del recinto, con sus crestas y valles, antes de la ecualización. Al mover cada mando del ecualizador (posición b) notaremos el efecto que produce en la respuesta total del sistema; combinando la acción de todos los mandos, obtendremos la respuesta acústica total deseada. Este método es más completo y exacto.

Debemos destacar, que el sonómetro como el micrófono empleado deben ser de máxima calidad para que no introduzcan deformaciones adicionales. Ambos transductores han de ser de tipo omnidireccionales para que integren el sonido directo con las reflexiones de las superficies del recinto.

El altavoz de referencia ha de ser igualmente de muy alta calidad en cuanto a la linealidad de respuesta, uniformidad de rendimiento a diversos niveles eléctricos y factor de directividad. En general habrá que introducir una ecualización para que dicho altavoz proporcione respuesta lineal.

La ecualización se realiza con altavoces de referencias, por lo que al colocar los altavoces definitivos en la instalación habrá que compensar la desviación que introduzcan éstos.

Si no tenemos interés en conocer con detalle las características del recinto, basta efectuar el siguiente montaje:



para hallar la respuesta combinada sistema-sala. De este modo se corrigen incluso las deficiencias de los elementos del sistema y en especial las de los altavoces, que son los componentes más críticos.

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

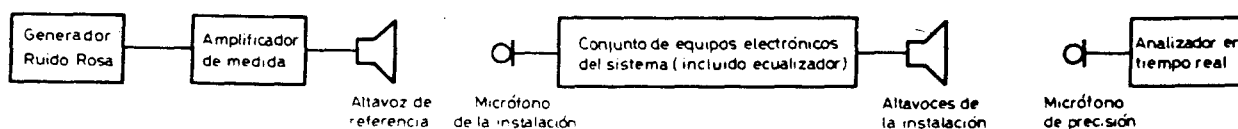
IV.III.- ECUALIZACION DE UN SISTEMA DE SONIDO.

Cuando se trata de sistemas de refuerzo sonoro que implican la utilización de micrófonos en directo nos encontramos con un grave problema, la realimentación acústica. (se produce cuando las señales producidas por los altavoces son captadas por el micrófono, ya sea por reflexión o directamente, con lo cual se establece un lazo de realimentación posi-

tiva, ya que la señal que llega al micrófono es amplificada y enviada nuevamente a los altavoces, produciéndose el clásico zumbido.

Y en este caso, nos vemos obligados a tener que considerar la ecualización del sistema completo, incluyendo el micrófono. Aquí es donde el local tiene una preponderancia mucho mayor. No es ya únicamente el recinto receptor del sonido amplificado, sino también el recinto donde se crea el sonido: es el elemento que se encuentra tanto al principio como al final del sistema.

El proceso básico de ecualización es el descrito en el apartado anterior. Ahora, una vez conocida la curva del recinto y tras haber instalado y comprobado el funcionamiento de los altavoces de la instalación, llega el momento de ver la respuesta conjunta del sistema. Para ello precisamos de nuevo de el altavoz de referencia y de los demás elementos de medidas, dispuestos según se vea a continuación.



El altavoz de referencia suministra una presión = acústica uniforme, en toda la banda de audio, al micrófono del sistema, la señal eléctrica recorre todos los circuitos y es reproducida por los altavoces de la instalación y captada por el micrófono asociado al analizador, éste nos muestra la respuesta del sistema. Actuando sobre el ecualizador podremos obtener la respuesta más uniforme posible.

IV .IV.- UTILIDAD DE LOS ECUALIZADORES EN LAS MESAS DE SONIDO.

Como sabemos a la mesa de mezcla, es donde llegan $\hat{=}$ todas las señales recogidas por los distintos micrófonos y/o; generadas por los instrumentos de tipo electrónico. Desde la= mesa puede gobernarse todos los parámetros que intervienen == en el proceso que se este efectuando.

La entrada se conecta a un amplificador de señal == que la eleva hasta el nivel adecuado para poder trabajar con= ella. En muchos casos se dispone de un mando que permite dosi= ficar la cantidad de señal que entra en el canal. Una vez que la señal tiene el nivel adecuado se pasa por un circuito de = ecualización , que se trata con arreglo a su frecuencia.

Según la calidad de la mesa esta puede disponer o = de unos simples controles de tonos de graves y agudos, hasta= un complejo control de tonos, por lo que es normal disponer = de ecualizadores con al menos de cinco mandos.

Se podrían preguntar, ¿ y si la señal del micrófono fuera lo suficientemente plana?, podríamos creer que no necesitaríamos los ecualizadores, porque diríamos que la mesa lle= garía el sonido tal y como sale del instrumento. Sin embargo, esto no resulta absolutamente cierto, pues la sala donde se =

- Eliminar en lo posible la diferencia de calidad entre micrófonos.
- Compensar los efectos negativos de la mala colocación de un micrófono.
- Mejorar la respuesta en la frecuencia de un sistema = en las determinadas condiciones acústicas del local.
- Eliminar ruidos o zumbidos indeseados.

V .- DEFINICION SOBRE ECUALIZADORES.

V .I.- INTRODUCCION.

Aunque existe una gran variedad de ecualizadores, = todos ellos tienen el mismo objetivo: la corrección más ó menos eficaz de la curva de respuesta en frecuencia de un sistema.

Como primer punto de partida podemos definir lo que = es un ecualizador. Por definición diremos que es un corrector = de tonalidades de amplias posibilidades. Desde este punto de = vista presenta grandes diferencias con los correctores conven = cionales, que únicamente acentúan ó atenúan parcialmente la = respuesta en cada extremo de la banda de actuación, en el caso = de audio (20 Hz a 20 KHz). Por el contrario con el ecualizador = es posible intervenir de manera más eficaz sobre la respuesta = en frecuencia a lo largo de todo el espectro, con lo cual se = puede llegar a "nivelar" las crestas y valles de la curva de = respuesta.

En general existe una primera división de los ecuali = zadores según los elementos que lo componen.

- Ecualizadores Pasivos.
- Ecualizadores Activos.

Entendemos por ecualizador pasivo aquel en cuya realización no interviene ningún componente que implique amplificación de señal (válvulas, transistores, operacionales, etc.) y el tratamiento de esta señal es realizado por elementos totalmente pasivos (resistencias, condensadores, bobinas, etc).

Como generalmente el tratamiento efectuado de esta forma comporta una atenuación de la señal, ordinariamente tras el ecualizadores se sitúa un paso amplificador a fin de restituir el nivel de entrada al circuito. Sin embargo, esta amplificación no interviene en el proceso de ecualización y por lo tanto se considera que el circuito es pasivo.

Los ecualizadores activos son aquellos en que la función es controlada por elementos que comportan amplificación aunque como elementos que también intervienen en la función se encuentren asociados condensadores, resistencias y bobinas.

Por la zona de frecuencia que tratan, los ecualizadores se dividen en de baja, media y alta frecuencia. El punto de frecuencia nominal viene dado por el máximo refuerzo-atenuación que producen sobre la frecuencia dada. Así cuando vemos que las características de un ecualizador vienen señalados como ± 12 dB a 60 Hz, interpretaremos que en este punto de frecuencia señalado, el máximo reforzamiento-atenuación que se puede conseguir es de 12 dB; evidentemente las frecuencias próximas a 60 hz también quedarán modificadas aunque en menor cuantía, cuyo valor dependerá del tipo de ecualizador que se trate.

V .II.- ESTRUCTURA DE ECUALIZADORES PASIVOS BASICOS.

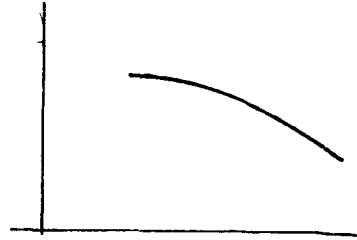
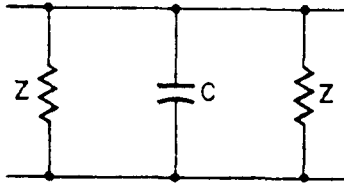
Los ecualizadores pasivos más sencillos, son los que se explican a continuación y que sirven de base para la construcción de ecualizadores pasivos de mayor complejidad.

1.- Ecualizador que usa un condensador en serie con un circuito.



Si la capacidad es pequeña, las bajas frecuencias serán atenuadas como se muestra en la figura. Cuanto más pequeña sea la capacidad, mayor será la atenuación. El circuito funciona gracias a su reactancia capacitiva. A las bajas frecuencias la reactancia es muy alta y a las altas frecuencias muy baja, permitiendo que las altas frecuencias pasen sin atenuación. El condensador puede considerarse circuito controlado por las frecuencias aplicadas. De este modo, la impedancia varía con la frecuencia.

2.- Ecualizador que usa un condensador en paralelo con un circuito.



Se atenúan las frecuencias más altas. Cuanto mayor sea la capacidad, mayor será la atenuación, al contrario que el caso anterior. A medida que nos acercamos a las altas frecuencias, la reactancia capacitiva disminuye, shuntando las altas frecuencias hacia el lado de bajo potencial del circuito. Puede decirse que el condensador actúa como un cortocircuito variable, controlado por las frecuencias aplicadas. La reactancia del condensador para cualquier frecuencia puede calcularse por:

$$X_c = \frac{10^6}{2 \pi f C}$$

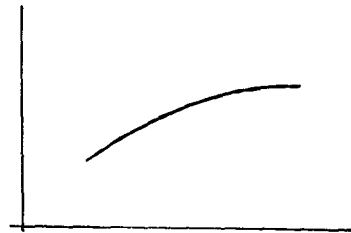
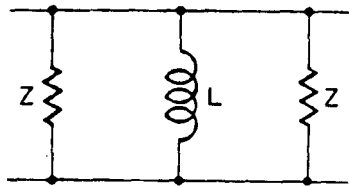
X_c = reactancia capacitiva.

f = frecuencia.

C = capacidad en microfaradios

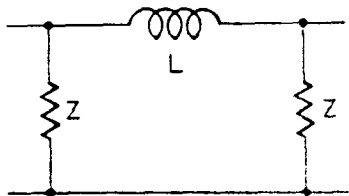
A la frecuencia en que la reactancia capacitiva iguala la impedancia del circuito, la respuesta cae 3 dB.

3.- Ecualizador que utiliza una inductancia en paralelo.



Si se aplica una tensión constante a la entrada y varía la frecuencia, la tensión a la salida aumentará con la frecuencia, debido al incremento de la reactancia inductiva de la bobina. Esto es similar al condensador en serie.

4.- Ecuador que utiliza una inductancia en serie con el =; circuito.



Cuando aumenta la frecuencia, aumenta la reactancia inductiva = atenuando las frecuencias más altas. La reactancia inductiva a cualquier frecuencia puede calcularse por:

$$X_L = 2\pi f L$$

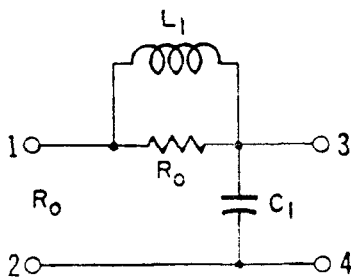
X_L = reactancia inductiva.

f = frecuencia.

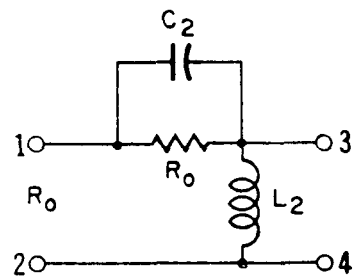
L = inductancia.

La reactancia inductiva de la bobina puede considerarse como una resistencia en serie que varía con la frecuencia.

Dentro de los ecualizadores pasivos debemos hacer referencia = al ecualizador de tipo L pasivo, para su diseño procederemos= de la siguiente manera, sabiendo que presenta impedancia const= tante en un solo sentido. La impedancia de la salida (3,4) es= tá sujeta a una amplia variacion. Las configuraciones básicas= son las siguientes:

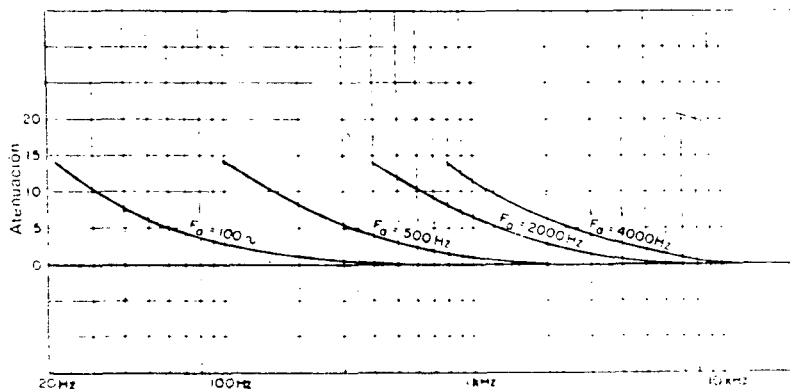


"Ecualizador Tipo L invertido
realzador de baja frecuencia
atenuador de alta frecuencia"

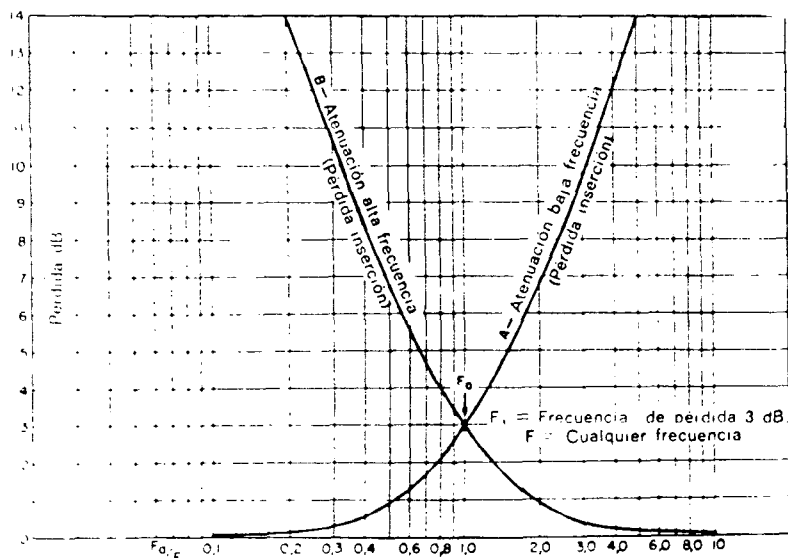


"Ec. tipo L invertido
realzador de alta frecuencia
atenuador de baja frecuencia"

Su diseño se empieza seleccionando un punto llamado= F_a es la frecuencia a la cual los elementos reactivos L y C = tienen la misma reactancia e igual a la impedancia de la linea R_0 , luego F_a es la pérdida de inserción de 3 dB, conocida la = frecuencia de pérdida de inserción, puede dibujarse la respues= ta de frecuencia para un valor dado de F_a , con la ayuda de los siguientes gráficos.



Curvas de respuesta típicas para distintos valores de F_a para el ecualizador tipo L invertido



Diseño gráfico para la atenuación y ecualizadores tipo L

Suponiendo que para una respuesta de frecuencia dada, F_a es igual a 2000 Hz y refiriéndonos a la curva A, la frecuencia = F_a está representada por la división 1'0, que es el punto de pérdida de inserción de 3 dB. Así pues, 2000 Hz estará 3 dB por debajo. La división 2'0 representará 4000 Hz y así sucesivamente. La respuesta a cualquier otra frecuencia puede calcularse dividiendo F_a por F , siendo F una frecuencia cualquiera. La pérdida para cada frecuencia se obtiene entrando en el gráfico en la escala inferior y siguiendo la ordenada de frecuencia hasta que corta a la línea curva, y leyendo entonces la pérdida en la escala izquierda.

Después se representa la pérdida de inserción para un valor dado de F_a , ya dibujada la respuesta, se calculan los valores de inductancia y capacidad.

$$L_1 \circ L_2 = \frac{R_o}{2 \pi F_a}$$

$$C_1 \circ C_2 = \frac{R_o}{2 \pi F_a R_o}$$

donde :

R_o = a la impedancia del circuito.

La pérdida de inseción para cualquier frecuencia puede calcularse :

$$10 \log \left[1 + \frac{F_a}{F} \right]^2$$

o

$$10 \log \left[1 + \frac{F}{F_a} \right]^2$$

La segunda ecuación se usa con la curva A de la figura de la página 6 y la primera con la curva B. La curva A se usa para diseñar un ecualizador para aumentar la respuesta a baja frecuencia o atenuar las altas frecuencias. La curva B se usa cuando se diseña un ecualizador para aumentar la alta frecuencia y atenuar las bajas frecuencias.

V .III.- DESCRIPCION DE LOS CUATRO ECUALIZADORES EN T PUENTE-
ADA BASICOS USADOS MAS COMUNMENTE EN AUDIO.

La configuración que a continuación se muestra es un ecualizador supresor de baja frecuencia, que emplea sólo dos elementos reactivos, un condensador y una bobina.



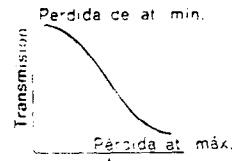
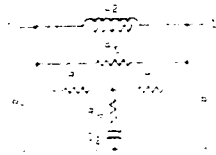
"Ecualizador Supresor de alta frecuencia"

Luego, es un ecualizador de alta frecuencia similar al usado para pre-ecualización en circuitos de grabación. El condensador C_1 está conectado en paralelo con R_5 y la inductancia L_1 en serie con R_6 . A las frecuencias más bajas C_1 tiene una alta reactancia y la inductancia L_1 una baja reactancia.

Cuando la frecuencia aumenta, la reactancia de C_1 empieza a decrecer y la reactancia de L_1 a aumentar. Cuando se alcanza la máxima frecuencia C_1 cortocircuita a R_5 y L_1 mantiene a R_6 abierta a todos los efectos (debido a la alta reactancia de L_1).

Estos ecualizadores pueden utilizarse para aumentar la respuesta en frecuencia en cualquier extremo del espectro.

La segunda configuración básica es la que puede ver a continuación.

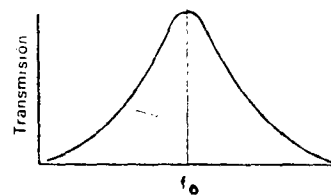
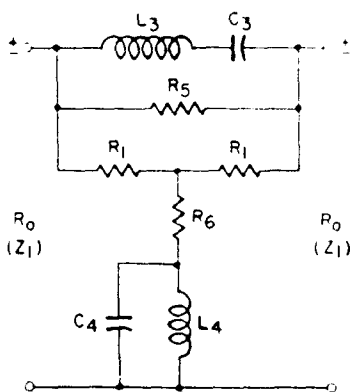


"Ecuador Supresor de baja frecuencia"

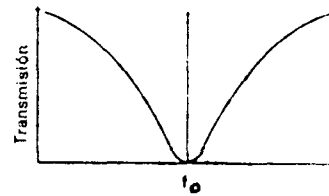
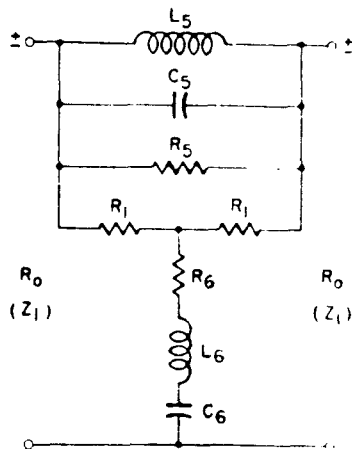
En este caso las posiciones de los elementos reactivos han sido invertidas con respecto a la configuración anterior.

El resultado es un ecualizador supresor de alta frecuencia, con una característica inversa al caso anterior. El razonamiento es similar al anterior.

Los dos circuitos ecualizadores que quedan por nombrar son el ecualizador del tipo de pico de circuito resonante y el de tipo de hendidura de circuito resonante.



"Ecuador del tipo de pico de circuito resonante"



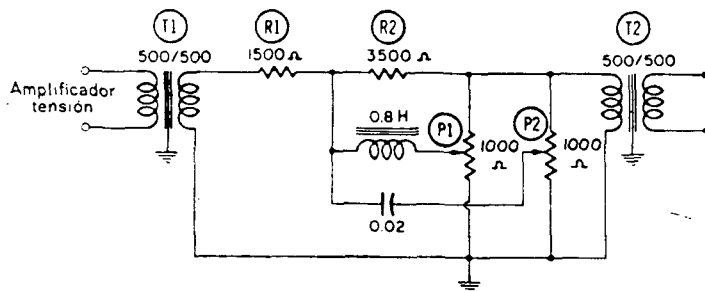
"Ecuador del tipo de hendidura de circuito resonante"

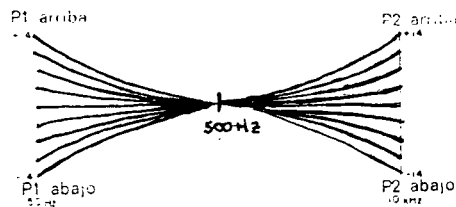
En estas configuraciones se utilizan circuitos resonantes serie y paralelo para conseguir sus características. Los circuitos resonantes se utilizan para hacer resonar el ecualizador a una frecuencia determinada. Los ecualizadores que utilizan estas configuraciones pueden diseñarse para atenuar o acentuar ciertas bandas de frecuencia. También pueden usarse para ecualizar los extremos finales del espectro, seleccionando los elementos del circuito apropiados y utilizando los extremos derecho e izquierdo de la curva de respuesta .

El ecualizador de hendidura puede usarse para atenuar las altas o bajas frecuencias. Utilizando el lado derecho de la curva atenuaremos las frecuencias mas bajas y el lado izquierdo para las altas frecuencias.

V .IV.- OTROS TIPOS DE ECUALIZADORES.

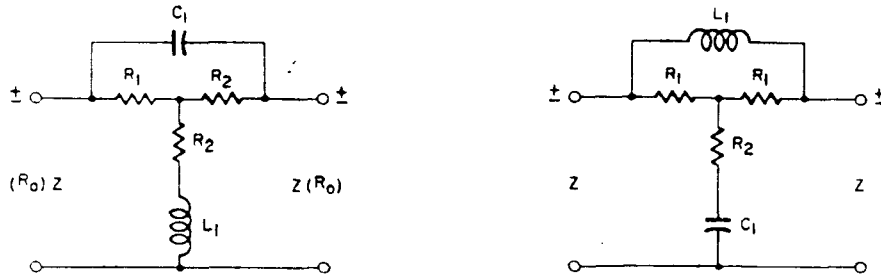
Ecualizador Variable.- Es una red ecualizadora en la que la cantidad de ecualización puede ser aumentada o disminuida a voluntad. Los ecualizadores de este tipo se usan para regrabación (y otros propósitos) y están provistos de conmutadores para cambiar los valores de los componentes de la red. Su diseño es tal que puede cambiarse durante el funcionamiento del programa sin afectar la ganancia o la impedancia, ni el ruido introducido, suele tener dos conmutadores verticales del tipo deslizante que facilitan el control para una ecualización máxima de 12 decibelios y una atenuación máxima de 16 dB, también tienen dos conmutadores rotativos que permiten la selección de la frecuencia de pico. Su impedancia es constante de 600 ohmios, con una pérdida = de inserción de 14 dB. Debido a su tamaño, puede instalarse sobre el control mezclador.





El esquema muestra un esquema sencillo de este tipo de ecualizador. En la proximidad de la posición central de los potenciómetros P_1 y P_2 la respuesta en frecuencia es plana. Moviéndolo P_1 hacia arriba aumenta la respuesta a baja frecuencia y moviéndolo hacia abajo disminuye la respuesta a baja frecuencia. Cuando P_2 se mueve hacia arriba, la respuesta a alta frecuencia aumenta y lo contrario ocurre cuando se mueve hacia abajo. La ecualización total es de ± 28 dB o ± 14 dB más o menos la frecuencia de referencia. Este ecualizador tiene dos desventajas: 1) La pérdida de inserción no es constante y varía con la cantidad de ecualización, y 2) la impedancia no es constante. En la figura de la parte izquierda vemos la ecualización aproximada obtenida para diferentes posiciones de P_1 y P_2 .

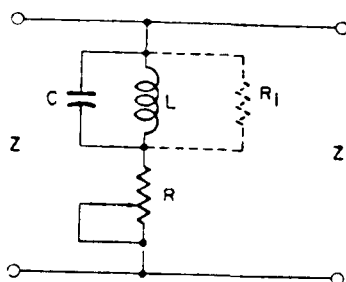
Ecualizador de resistencia constante .- Es una configuración que utiliza un atenuador de resistencia o impedancia constante en combinación con elementos reactivos. Los elementos reactivos en los brazos shunt y serie guardan una relación inversa; por tanto, la impedancia a la entrada o a la salida es constante. Generalmente, la configuración que emplea es de un atenuador en T, como los de la figura siguiente.



Si se necesita mayor ecualización, deberán conectarse dos o más ecualizadores en tándem. La cantidad de ecualización a las bajas frecuencias está limitada por los elementos reactivos, particularmente las inductancias. Sólo podrán emplearse bobinas de elevado Q junto con condensadores de mica. Las bobinas deberán tener su máximo Q a la frecuencia de resonancia.

Ecualizador de Diámetro.- En la grabación de discos, cuando se alcanzan los diámetros menores, la velocidad del surco disminuye, con la correspondiente pérdida de altas frecuencias, particularmente por encima de los 3000 Hz. Para superar esta deficiencia, se introduce automáticamente ecualización de diámetro en los circuitos de grabación a diámetros previamente determinados por una familia de medidas de respuesta en frecuencia. La ecualización de diámetro no deberá confundirse con la preecualización, puesto que es una forma de ecualización usada además de la normal pre-ecualización. Las objeciones principales al uso de la ecualización de diámetro son que aumenta la distorsión de intermodulación a los diámetros más pequeños y añade dificultad de arrastre al captador durante la reproducción. Generalmente utiliza una configuración en T punteada.

Ecualizador de Línea.- Para las líneas telefónicas ordinarias no es necesario ecualizar una línea, salvo que se usen para larga distancia. Las líneas telefónicas usadas para transmisión de radio se ecualizan para asegurar una respuesta en frecuencia uniforme dentro de unos límites, dependiendo de la clasificación de la línea. Una línea telefónica puede ser considerada como un filtro de paso bajo, en el que los elementos del circuito son inductancia en serie, capacidad shunt, y la resistencia en c.c de los conductores. Para corregir estas deficiencias se conectan en la línea a intervalos dados, llamados estaciones repetidoras, ecualizadores, redes de corrección de fase y amplificadores.



La figura nos muestra un ecualizador resonante paralelo conectado en paralelo con una línea a través de una resistencia = variable. El condensador y la bobina en paralelo resuenan a la frecuencia deseada. La resistencia R controla la cantidad de ecualización. La frecuencia de resonancia del ecualizador se hace ligeramente más alta que la frecuencia más alta a transmitir por la línea. Las líneas de alta calidad se ecualizan dentro de ± 1 dB desde una frecuencia de referencia de 1000 Hz.

El circuito funciona del siguiente modo:

Por debajo de la frecuencia de resonancia, un circuito resonante paralelo actúa como una inductancia y ofrece una reactancia baja a las bajas frecuencias y una reactancia elevada a las altas. Cuando la frecuencia aumenta, la reactancia aumenta, e incrementa la tensión a través de la línea, produciéndose la tensión mayor en la resonancia. Esta acción es opuesta a aquella de la característica de la línea de transmisión que atenúa las altas frecuencias.

El circuito mostrado anteriormente, puede considerarse como un cortocircuito variable en paralelo con la línea y controlado por las frecuencias aplicadas. A las frecuencias más bajas la reactancia es baja y a las frecuencias altas es alta. De este modo, a las altas frecuencias el efecto shunt del ecualizador se reduce a un pequeño valor.

El valor de la resistencia serie R se determina por la longitud del cable de transmisión. Cuando la capacidad distribuida de la línea aumenta, la pérdida a altas frecuencias aumenta. Por esto, para una línea larga se requiere menos resistencia serie que para una corta.

El ecualizador deberá conectarse en el extremo receptor de la línea. Esto producirá la máxima relación señal/ruido.

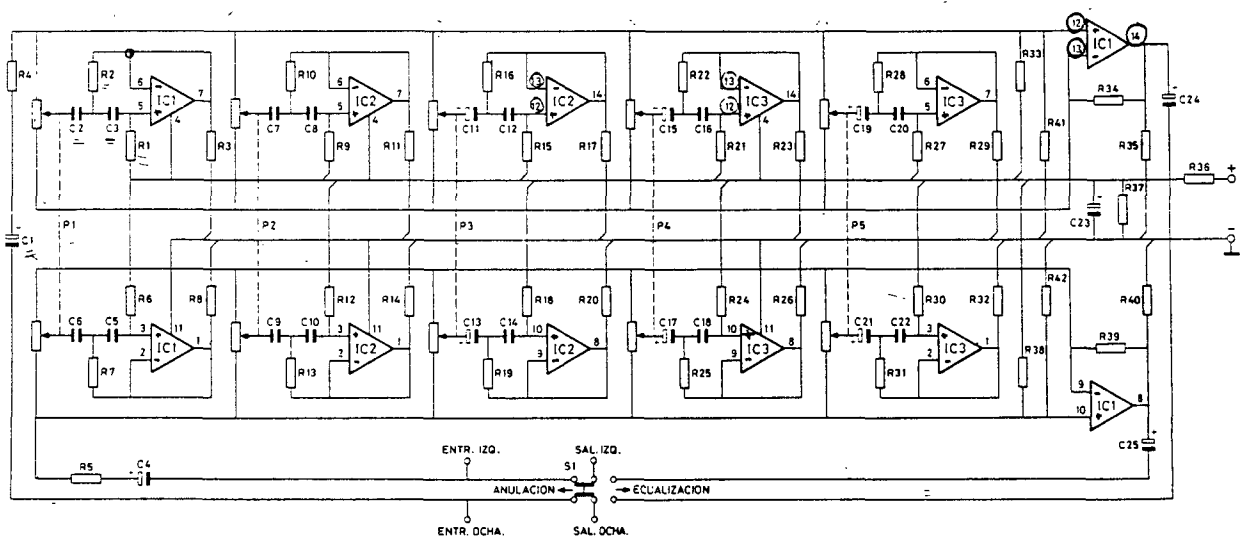
Ecualizador de micrófono.- Los ecualizadores de micrófono se usan delante del control de mezcla y están instalados en el panel de mezcla como parte de la red de mezcla. Permiten seleccionar un micrófono dado que provea la respuesta y el diagrama polar óptimo, y equilibrar la respuesta de los otros micrófonos maestro. Estos ecualizadores se diseñan para corregir las variaciones en la respuesta, los cambios de respuesta aparente debidos a la variación entre la fuente y el micrófono, y las características acústicas de la sala de grabación. Además también pueden utilizarse para conseguir el equilibrio entre secciones interiores y exteriores.

V .V.- ECUALIZADOR GRAFICO.

Estos ecualizadores se componen de un cierto número de filtros selectivos cuyas frecuencias centrales están distribuidas según una escala logarítmica, normalmente a intervalos de una octava, es por esto que a veces a los ecualizadores gráficos se les denominan también ecualizadores de octavas.

El calificativo de "grafico" se debe al hecho de utilizar generalmente potenciómetros lineales que indican en la parte frontal del aparato la acción sobre la respuesta en frecuencia.

En la figura siguiente podemos ver un esquema de lo más sencillo de un ecualizador gráfico.



A continuación podemos ver un esquema de un ecualizador gráfico de cinco tonos que abarca un espectro de frecuencia desde 20 Hz hasta 20 KHz, dividido en bandas de frecuencias de 60 Hz, 250 Hz, 1 KHz, 3,5 KHz, 12 KHz. En este circuito se hace uso de filtros pasa-banda activos de respuesta variable basados en amplificadores operacionales. Cada filtro produce una atenuación o un reforzamiento variable de su banda pasante.

Las señales de audio se aplican a la entrada no inversora del amplificador operacional correspondiente a las patillas 12,13 y 14 del amplificador operacional cuádruple IC1. Entre esta entrada y la inversora hay conectados los cinco filtros, el primero de los cuales utiliza el amplificador operacional correspondiente a las patillas 5,6,7 de IC1. El filtro es del tipo pasa-alto de segundo orden, y por esto realiza un reforzamiento de los tonos altos y una atenuación de los tonos bajos. La frecuencia límite está determinada por los condensadores C_2 y C_3 y por las resistencias R_1 y R_2 . La señal del operacional se toma del centro del divisor R_2 - R_3 y una mezcla de relación variable de esta señal y de la señal de entrada se aplica entre las entradas inversora y no inversora del amplificador de salida: de esta manera se tienen a la salida dos señales en oposición de fase que tienden a anularse entre sí. El potenciómetro P_1 subdivide la regulación de los tonos en dos =

secciones. Si el cursor está en el centro, el filtro tendrá un efecto equilibrado y la composición espectral de la señal de salida también será la de la señal de entrada. Si el cursor está deslizado todo hacia abajo, el filtro tendrá una influencia reducida, la señal de salida contendrá un porcentaje inferior de tonos altos y por estos los tonos bajos serán predominantes. El resto de los filtros funcionan igual.

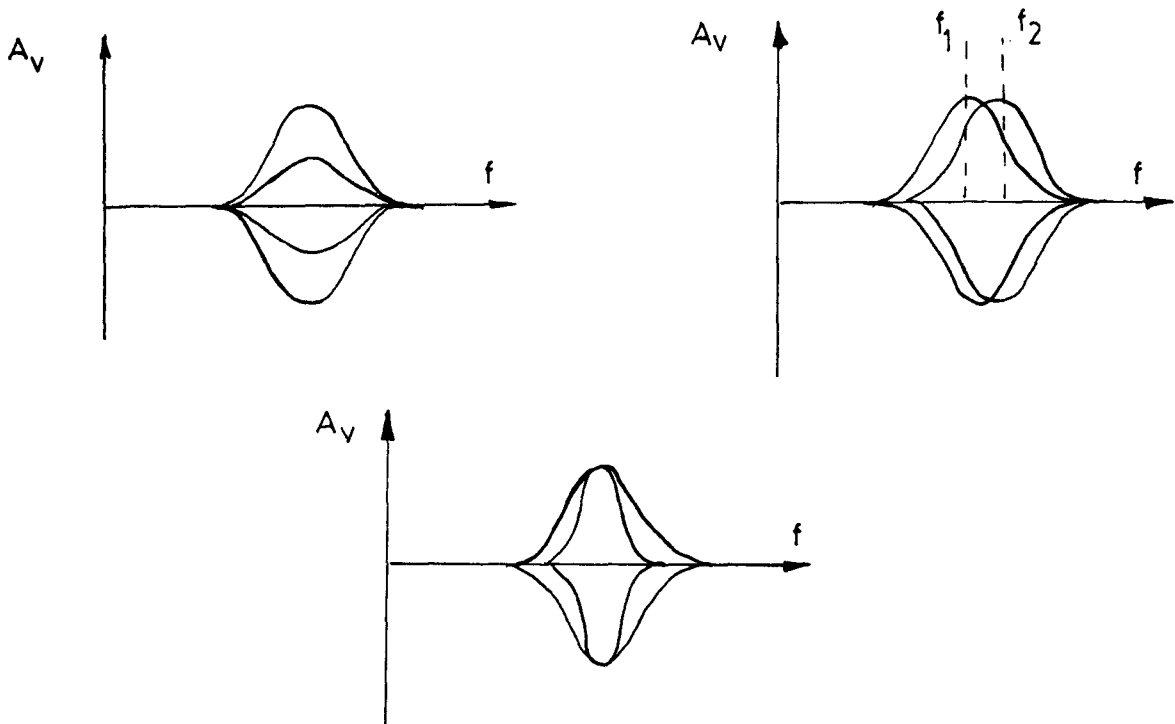
V .VI.- ECUALIZADOR PARAMETRICO.

Estos ecualizadores al igual que el anterior esta com puesto por filtros selectivos, pero que normalmente son en can tidad superior a los empleados en los ecualizadores anteriores.

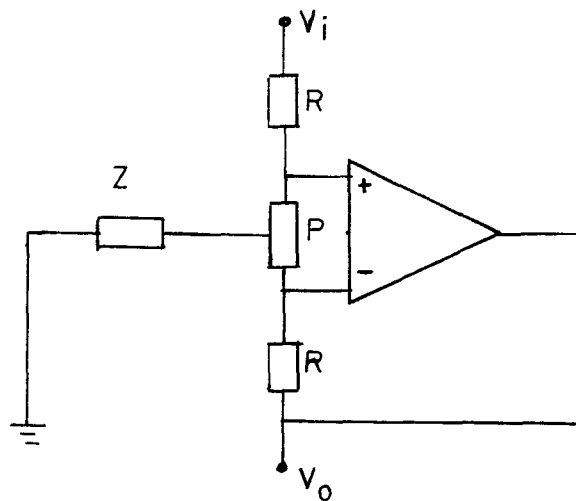
Los ecualizadores paramétricos tienen la particulari - dad de que pueden seleccionar la frecuencia de trabajo y hacer más ancha o estrecha la banda de frecuencia sobre la que actúa.

Una desventaja que tienen estos ecualizadores, es que el número de bandas de frecuencias sobre las que actúan es inferior a la de los ecualizadores gráficos, pero la ventaja es que pueden variar los parametros de los filtros y, por tanto, pueden desplazar la frecuencia de sintonía, así como la anchu ra de banda de cada uno de los filtros, como podemos observar

a continuación:



Para la construcción de estos ecualizadores debemos par
tir de los circuitos bases. Un ejemplo de estos es el que se mues
tra a continuación, y con el cual se puede construir un ecualiza-
dor paramétrico y gráfico.

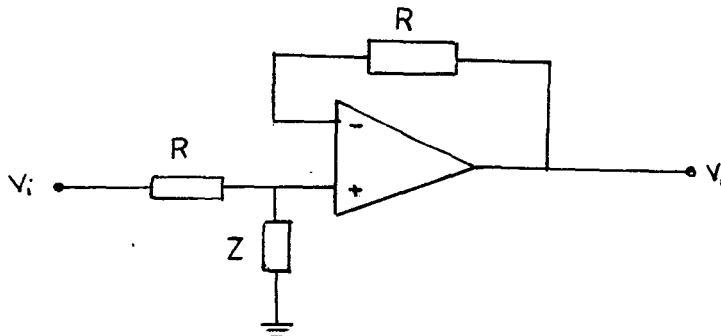


Cuyo funcionamiento analizaremos.

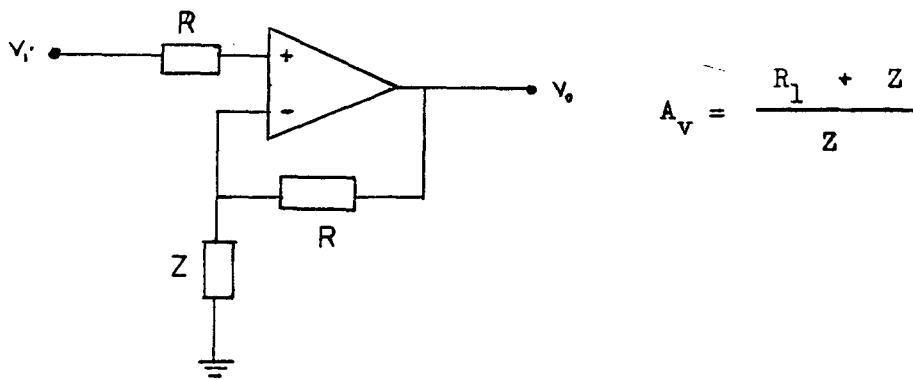
1.- Si el cursor del potenciómetro P se desplaza hacia arriba, quedando por tanto conectado a la entrada positiva del amplificador operacional, y la ganancia de la etapa vale:

$$A_v = \frac{Z}{R_1 + Z}$$

Luego tenemos una atenuación determinada por el divisor formado por R_1 y Z , puesto que de esta manera el amplificador operacional funciona como separador.



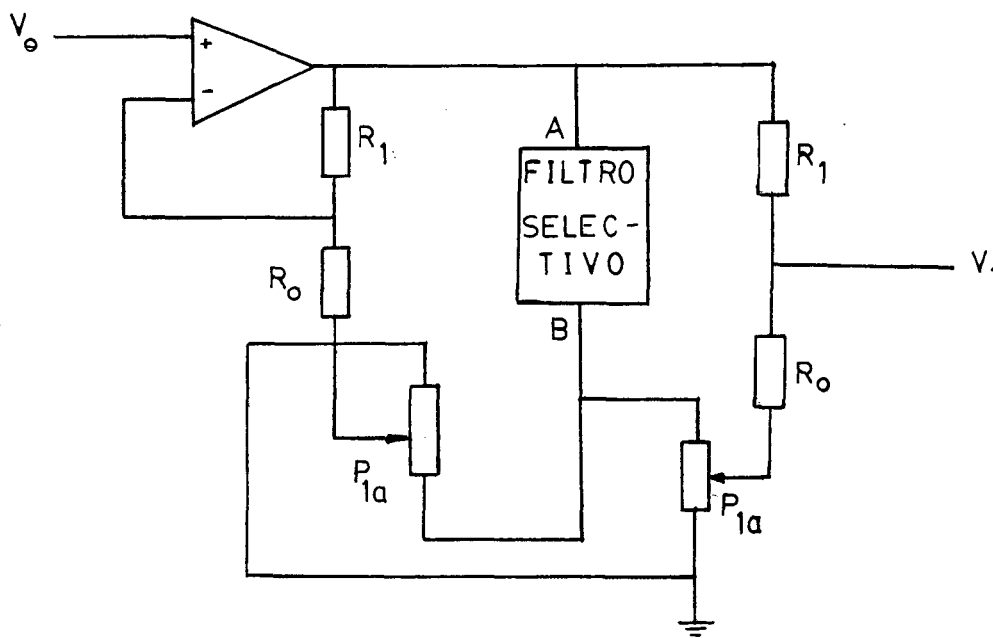
2.- Si el cursor del potenciómetro lo desplazamos hacia abajo, es decir hacia la entrada negativa, la ganancia de la etapa ahora queda en la configuración de amplificador inversor y cuya ganancia sera:



Luego deslizando el potenciómetro hacia un extremo u otro obtenemos unos determinados valores de la ganancia (dB), según para que valores este calculado el circuito.

Cuando el cursor esta en la mitad del recorrido, la ganancia es unitaria (correspondiente a 0 dB), cualquiera que sea el valor de Z.

Otro circuito empleado en la construcción de ecualizadores paramétrico es este:



En este circuito se necesita dos resistencias R_1 y dos R_0 y un potenciómetro P_1 estereo, destinado a regular la amplitud del filtro junto selectivo.

V .V.- CONDICIONES DE ACTUACION SOBRE LOS ECUALIZADORES.

Si deseamos obtener un buen resultado al utilizar = los equipos de ecualizacion nos es imprescindible conocer las frecuencias que comprende la fuente sonora que se trata de co rregir.

Según un estudio de Gar Kulka's, podemos dividir el espectro de frecuencias en seis partes.

- Muy bajas frecuencias, entre 16 y 60 Hz. Estas frecuencias= dan a un programa musical la sensación de potencia, sobre to- do si se produce de forma súbita. Si se produce de manera muy continuada da un efecto de máscara y lo ensucia. Debe usarse= con discreción.

- Las frecuencias bajas comprendidas entre 60 y 250 Hz conti- enen las notas fundamentales de la sección de ritmo y la ecua- lización en esta banda puede producir un cambio de balance = puede producir un cambio de balance en el programa musical. = Demasiado refuerzo en esta banda puede hacer que el programa= musical resulte atronador.

- La banda media de frecuencias, comprendidas entre 250 y 2KHz contiene armónicos de bajo valor de algunos instrumentos mu-- sicales. Demasiado refuerzo en esta banda puede producir un = sonido muy nasal o telefónico. Si el refuerzo se produce en -

tre 500 Hz y 1 KHz, el sonido resultante dará la sensación de proceder del interior de un tubo. Si el refuerzo se produce entre 1 KHz y 2 KHz, la impresión será un tubo metálico. Un exceso de refuerzo en esta banda produce fatiga en el oyente.

- La banda media alta, comprendida entre 2 y 4 KHz resulta muy interesante para el reconocimiento de la voz, si es modificado excesivamente resultará la voz con acusado ceceo,

- La banda de frecuencia, comprendida entre 4 KHz y 6 KHz es responsable de la claridad y transparencia de la voz y los instrumentos. El incremento de ecualización sobre los 5 KHz produce el mismo efecto sobre nuestro oído que si hubieramos incrementado en 3 decibelios de nivel. Este truco es empleado por algunos técnicos, para dar una mayor impresión de nivel al registro. La atenuación en esta frecuencia produce un sonido distante y transparente.

- La banda de 6 KHz y 16 KHz, sirve para controlar el "brillo" y claridad de los sonidos. La mejor manera de ecualizar es siempre proceder a comparar la señal natural con la ecualizada, no olvidando nunca la diferencia de nivel que ciertos tipos de ecualización exagerados comportan, lo cual nos puede inducir a creer que es buena una ecualización que, de ser escuchada en condiciones normales nos resultaría ingrata.

EXPOSICION

TECNICA

PARTE - II

INDICE

	<u>Pág</u>
I.- DISEÑO DE LA FUENTE DE ALIMENTACION.....	147
I.I.- SELECCION DEL TRANSFORMADOR Y DEL RECTIFICADOR..	148
I.II.- PUENTE RECTIFICADOR.....	149
I.III.- ANALISIS DEL FILTRO DE CONDENSADOR.....	152
I.IV.- ESTABILIZADORES DE TENSION.....	154
II.- DESARROLLO TEORICO Y MATEMATICO DE LAS ETAPAS DE EN- TRADA Y SALIDA DEL CIRCUITO DISEÑADO.....	155
II.I.- NOCIONES SOBRE LOS AMPLIFICADORES OPERACIONA LES.....	155
II.II.- CIRCUITO DE ENTRADA.....	161
II.III.- CIRCUITO DE SALIDA.....	164
III.- ESTUDIO Y DISEÑO DEL FILTRO EMPLEADO.....	167
III.I.- INTRODUCCION A LOS FILTROS.....	167
III.II.- VENTAJAS E INCOVENIENTES DE LOS FILTROS AC- TIVOS.....	170
III.III.- COMPARACION ENTRE LAS DIFERENTES CONFIGURA CIONES.....	171
III.IV.- ESTUDIO DEL FILTRO PASO-BANDA RESONANTE AC- TIVO.....	172

INDICE

	<u>Pág</u>
IV.- PLACAS.....	182
IV.I.- CIRCUITOS IMPRESOS.....	182
IV.II.- ESQUEMAS ELECTRICOS.....	185
V.- CONEXIONADO DEL ECUALIZADOR CON EL RESTO DE LOS E- QUIPOS NECESARIOS PARA SU UTILIZACION.....	195
VI.- PRESUPUESTO.....	199
VII.- BIBLIOGRAFIA.....	207
VIII.- HOJAS DE CARACTERISTICAS.....	212

Uno de los aparatos más representativos de la actual tendencia de la industria de audio, comprendidos en la categoría de accesorios de calidad para el tratamiento del sonido, es la unidad de ecualización. Se trata de un instrumento de empleo común en los estudios de grabación, y en las aplicaciones profesionales.

El ecualizador gráfico que describimos, a continuación, a parte de permitir numerosas ventajas en el sector de la alta fidelidad, puede ser introducido entre los aparatos que componen la cadena de "tratamiento de sonido". El resultado que se desea obtener mediante el ecualizador es el de linealizar la curva de presión sonora en un cierto punto del ambiente. Aunque a veces la experiencia demuestra que una respuesta en frecuencia linealizada de tal forma, pueda que no sea agradable para el oído humano.

De forma que con este ecualizador podremos ecualizar un determinado punto de escucha, a nuestras preferencias, ya que podremos obtener un efecto de realce, colocando los potenciómetros en su forma adecuada o también un efecto de corte. Esto ya queda a gusto del usuario.

El ecualizador grafico, que se ha diseñado consta de una fuente de alimentación, que nos suministrará una tensión continua de ± 12 voltios.; que nos servirá para alimentar al circuito principal que consta de un circuito de entrada, diez filtros y un circuito de salida.

El circuito de entrada, actúa como un atenuador activo con ganancia de 0'25 voltios . La salida lo forma un sumador que tiene una ganancia variable en función de la posición en la que se encuentre el deslizador del potenciómetro. El proposito de estas características es mantener la ganancia unidad a través del sistema.

El margen de variación que podemos obtener es de ± 12 dB.

CARACTERISTICAS

- Respuesta en frecuencia: 20 Hz hasta 20 KHz.
- División del campo de control en diez octavas, que van desde los 32 Hz a 16 KHz.
- Intervalo de Regulación: \pm 12 dB.
- Alimentación: 220 Voltios AC a 50 Hz.
- Impedancia de entrada: 110 K Ω .
- Impedancia de salida: 10 K Ω .
- Potencia de Consumo: 4 Watios.
- Relación Señal-Ruido: 60 dB.
- Conectores de entrada y salida del tipo: RCA.

-

I.- DISEÑO DE LA FUENTE DE ALIMENTACION.

El diseño de circuitos prácticos de fuentes de alimentación y regulación de tensión no es excesivamente difícil, además es una tarea muy usual encontrarnos el diseño de la misma.

Una fuente de alimentación básica consiste en un poco más que la combinación de un transformador, de un rectificador y de un filtro.

Los circuitos básicos de fuentes de alimentación se utilizan para los aparatos que requieren una tensión continua a partir de redes de suministro de corriente alterna, en lugar de baterías. Se diseñan simplemente para convertir la tensión alterna en la red en una tensión de corriente continua, aislada de aquella con un valor que es el que necesitan los circuitos electrónicos del aparato que se diseña.

El transformador se emplea para convertir la tensión de corriente alterna de la red en una tensión de corriente alterna aislada de aquella y más adecuada, y la combinación del filtro y rectificadores se emplean para convertir la nueva tensión de corriente alterna en una corriente continua lo más perfecta posible.

I.I.- SELECCION DEL TRANSFORMADOR Y DEL RECTIFICADOR.

El aspecto más importante que debemos tener en cuenta es que la tensión eficaz de la salida del secundario del transformador no es la misma tensión de salida de corriente continua de la fuente de alimentación. De hecho, la tensión de salida de corriente continua de un circuito rectificador de onda completa es 1'41 veces la tensión eficaz del secundario, sin tener en cuenta las pérdidas introducidas por el rectificador.

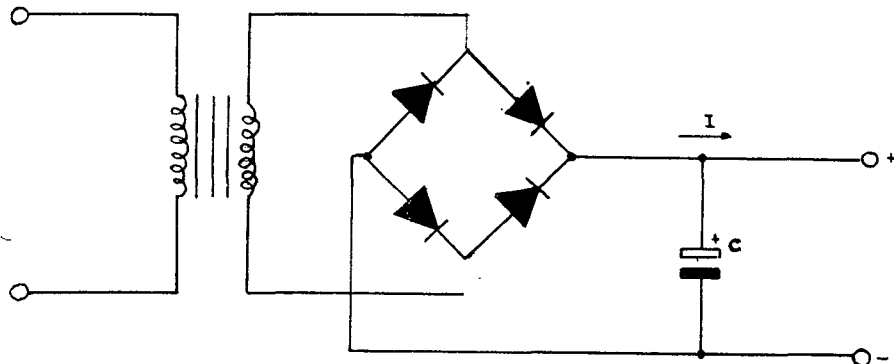
Hay que tener en cuenta que esta tensión es 1'41 veces la tensión del transformador con secundario sencillo o 0'71 veces la del secundario con toma central.

Cuando las pérdidas en el rectificador se tienen en cuenta, las tensiones de salida serán ligeramente inferiores. Luego para elegir el transformador tendremos que, decidir la tensión y la corriente de corriente continua necesarias. El producto de estos valores, más las pequeñas pérdidas en el rectificador, determina los VA nominales del transformador o wattios.

I.II.- PUENTE RECTIFICADOR.

En el diseño de la fuente, hemos utilizado un rectificador de onda completa, o sea que aprovecha las dos semiondas para cargar el condensador de filtro que sigue al mismo.

Para conseguir una fuente de alimentación con dos tensiones simétricas con respecto a la masa, como es nuestro caso, vamos a utilizar la configuración clásica de rectificador con puente de Graetz, que es el más utilizado.

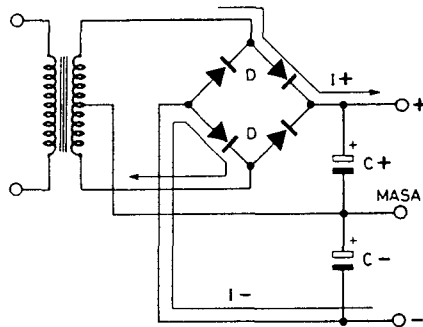


Su funcionamiento es el siguiente:

Cada diodo conduce durante uno de los dos semiperíodos, pero los diodos en conducción son dos cada vez, estos = solo entran en funcionamiento durante tiempos muy inferiores al período de la onda senoidal, pero en estos lapsos de tiempo conducen corrientes muy elevadas, que producen una caída=

de tensión en sus extremos de aproximadamente 1'5 voltios con carga e invariable con ella, mientras que se supondrá de 0'6 voltios cuando circule una corriente muy baja, casi nula.

Ahora para conseguir las dos tensiones simétricas con respecto a masa, utilizando solamente cuatro diodos en la configuración en puente de Graetz, el circuito final será el siguiente:



En consecuencia con la tensión V_D , en los extremos de un diodo, la potencia disipada en el mismo será para un período:

1º Semiperiodo:

$$\frac{V_D * I^+}{2} + \frac{V_D * I^-}{2}$$

Para el 2º Semiperiodo:

$$\frac{V_D * I^+}{2} + \frac{V_D * I^-}{2}$$

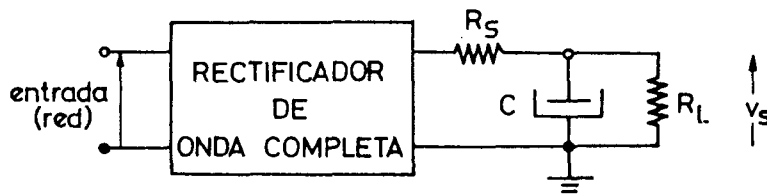
En conjunto la potencia disipada será:

$$P = V_D (I^+ + I^-)$$

donde I^+ e I^- representan corriente media que circula por =
bornes positivo y negativo.

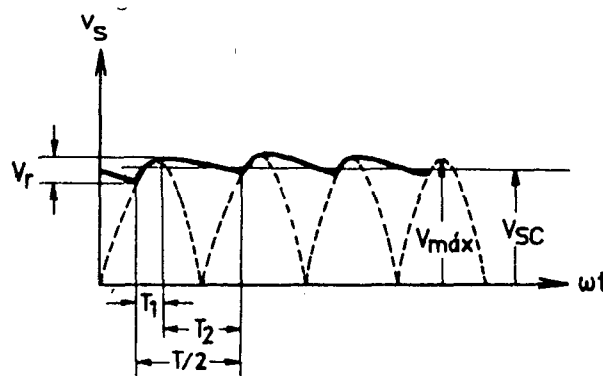
I.III.- ANALISIS DEL FILTRO DE CONDENSADOR.

El funcionamiento cualitativo es el siguiente:



El condensador C , almacena energía durante el tiempo de conducción, entregándola a la carga durante el tiempo de no conducción. De este modo, aumenta el tiempo durante el cual la corriente circula por R_L , reduciéndose notablemente el rizado.

Si C no existiese, la tensión V_S tendría la forma de onda representada a puntos.



La presencia de C da origen a la forma de onda representada con línea continua. Durante T_1 , tiempo total de conducción, la tensión en el secundario del transformador excede a la tensión en bornas del condensador, polarizando el diodo del rectificador en directo, pasando el trozo de forma de onda dibujado. Durante T_2 , el tiempo total de no conducción del diodo, el condensador C se descarga sobre R_L ya que predominar la tensión en el condensador sobre la del secundario el diodo queda bloqueado.

Por tanto, para conseguir un bajo rizado y asegurar una buena regulación, deben utilizarse condensadores de gran capacidad.

Las ventajas de este tipo de filtro son:

- Pequeño rizado.
- Tensión de salida alta con cargas pequeñas.

Sin embargo tiene una mala regulación y alto rizado con cargas grandes.

I.IV.- ESTABILIZADORES DE TENSION.

Si necesitamos que el rizado sea pequeño, la fuente de alimentación puede alimentar a un regulador de tensión de terminales, que fácilmente puede reducir la tensión de rizado en factor de 60 dB con muy bajo coste.

Nuestra fuente necesitará un estabilizador de tensión, para ello emplearemos los circuitos estabilizadores de tres terminales que se encuentran en el mercado y que son de la serie 78XX, dentro de los reguladores de positivo y la serie 79XX, de reguladores de negativo. Estos circuitos tienen unas características incorporadas como limitación de corriente y protección térmica.

Estos circuitos integrados reguladores proporcionan típicamente un rechazo de 60 dB, por lo que 1 V. de tensión de rizado aplicado a la entrada aparecerá a la salida del regulador como 1 mV de rizado.

La tensión de salida de un regulador de tres terminales está referida al terminal "común" del integrado, que normalmente (aunque no necesariamente) está conectado a masa. La mayoría de los reguladores consumen corrientes de reposo de solo algunos miliamperios, que circulan a masa por el terminal común.

II.- DESARROLLO TEORICO Y MATEMATICO DE LAS ETAPAS DE ENTRADA Y SALIDA DEL CIRCUITO DISEÑADO.

II.I.- NOCIONES SOBRE LOS AMPLIFICADORES OPERACIONALES.

Actualmente puede considerarse que el amplificador operacional es un componente básico de la electrónica analógica. Es por su gran aplicación , tanto como (osciladores, = filtros activos, comparadores.....) y buenas características por lo que se ha utilizado dicho elemento, para el diseño = del este proyecto.

Definiremos como amplificador operacional ideal = a un amplificador que posee las siguientes características:

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

A estas características básicas podemos añadir:

- Anchura de banda : infinita
- Tensión de offset: nula
- Corriente de polarización: nula
- Margen dinámico: infinito

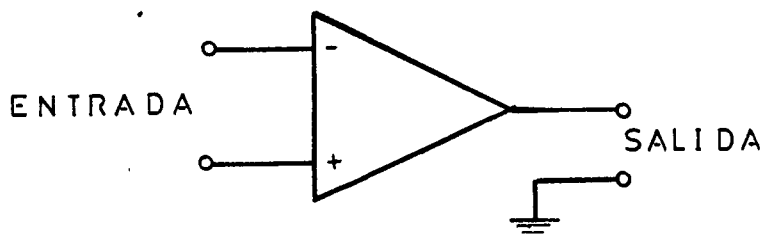
Los parámetros que caracterizan a los estabilizados son:

- Máxima y mínima tensión de entrada.
- Máxima corriente de salida.
- Rechazo de rizado.
- Tolerancias de la tensión de salida.
- Deriva de la tensión de salida.
- Máxima potencia disipable.

Observemos que cerca de los terminales de entrada = del integrado regulador hay que conectar un condensador cerámico de $0'27\mu\text{F}$ o mayor , y a la salida un condensador electrolítico de $10\mu\text{F}$ o mayor. Debido a que cuando el circuito integrado se encuentra a mas de unas cuantas pulgadas del capacitor de filtro de la fuente, la inductancia de contacto puede producir oscilaciones dentro del circuito integrado debido a la realimentación por la fuente. Para evitar esto se colocan estos condensadores. En nuestro caso hemos empleado condensadores con valores de 100 nF.

- Ruido: Nulo
- Tiempo de conmutación : Nulo

La mayoría de los amplificadores operacionales actuales tienen entrada diferencial y salida asimétrica, representándose por el símbolo siguiente:



La entrada señalada con el signo (-) se denomina = "entrada inversora", mientras que la señalada con (+) es la = "entrada no inversora". La señal de salida es asimétrica = y se considerará referida a masa.

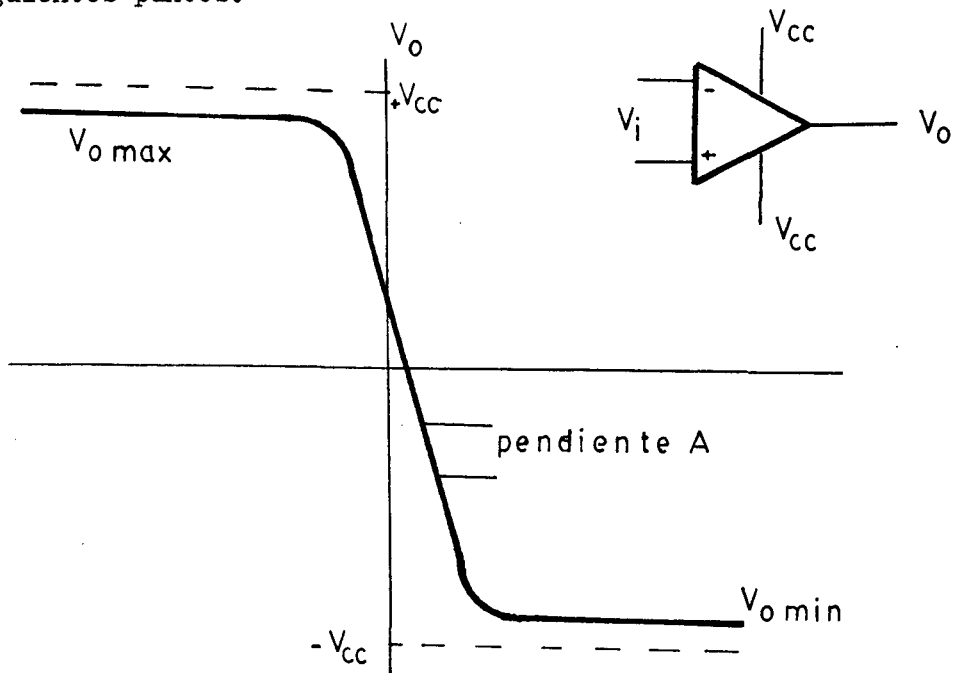
Los amplificadores operacionales que tienen solamente una entrada deben tener ganancia negativa, es decir que = su única entrada es precisamente la inversora.

Si la tensión de salida de un amplificador operacional tiene un valor finito, lo cual sucede siempre en la práctica, su tensión de entrada es nula, ya que su ganancia es = infinita. Esta propiedad, conocida por "teorema de la masa= virtual" permite resolver de forma extremadamente sencilla =

todos los cálculos que lleva consigo la realización de tales circuitos.

Pero los amplificadores operacionales reales presentan algunos diferencias aunque se acercan bastante a los ideales. Las características de los amplificadores operacionales no ideales, son :

- Característica de transferencia estática: Difiere en los siguientes puntos.



- La ganancia no es infinita, lo que se traduce en una inclinación de la característica de transferencia que adquiere una pendiente de valor $-A$.

- La excursión máxima de la señal de salida queda limitada por la saturación de alguna de las etapas que constituyen el operacional, en cualquier caso son inferiores a =

las fuentes de tensión $\pm V_{cc}$ utilizadas para la alimentación.

- La característica de transferencia no pasa por = el origen debido a los errores introducidos por las tensiones de offset.

- Impedancia de entrada: La impedancia de entrada presenta = además de un término resistivo, un término reactivo que aparece a la entrada en forma de capacidad paralela, esta capacidad en la entrada , hace disminuir su valor. Siendo los == valores de las impedancia de entrada de $(10^6 - 10^{11}) \Omega$

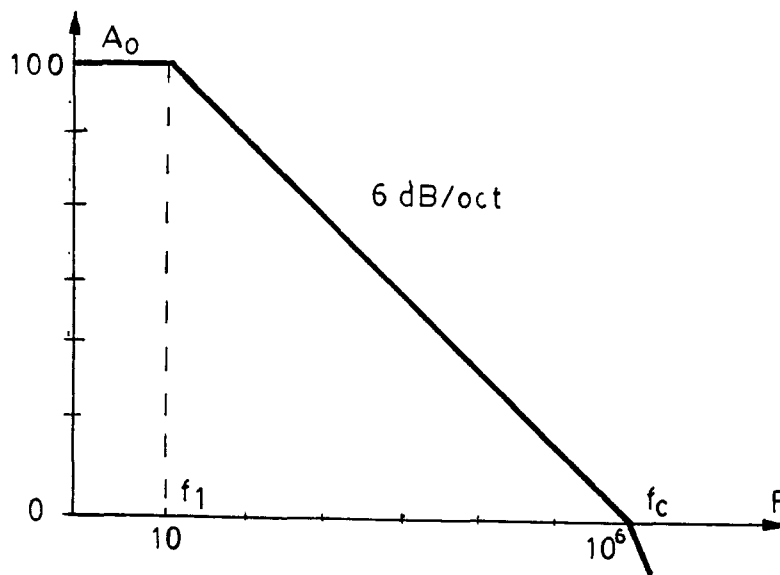
- Respuesta en frecuencia;

● Respuesta en pequeña señal: Aunque idealmente se ha su= puesto una anchura de banda infinita, es evidente que, en la práctica, ésta situación no es alcanzable, y que la ganancia en lazo abierto A del amplificador operacional presentará una caída a frecuencias altas. Debido a la necesidad de lograr una ganancia A elevada, un amplificador operacional deberá = estar constituido por varias etapas, con lo cual en la res== puesta en alta frecuencia aparecerán pendientes de 18 dB/oct o superiores. Ya conocemos el hecho de que un amplificador = de más de dos etapas, o cuya curva de respuesta tenga pendien= tes más elevadas que 12 dB/oct, es susceptible de presentar= inestabilidades al ser realimentado.

El método de compensación más utilizado es el de "compensación por polo dominante", ya que permite efectuar de un modo sencillo una compensación adecuada para todo tipo de realimentaciones resistivas. De esta forma el usuario no tiene que preocuparse de la estabilidad.

En los amplificadores operacionales comerciales la red de compensación puede estar ya incluida en el circuito integrado. En este caso no precisa componentes externos.

La curva de respuesta de la ganancia en lazo abierto en amplificadores compensados mediante un polo dominante adopta la forma indicada en la figura.

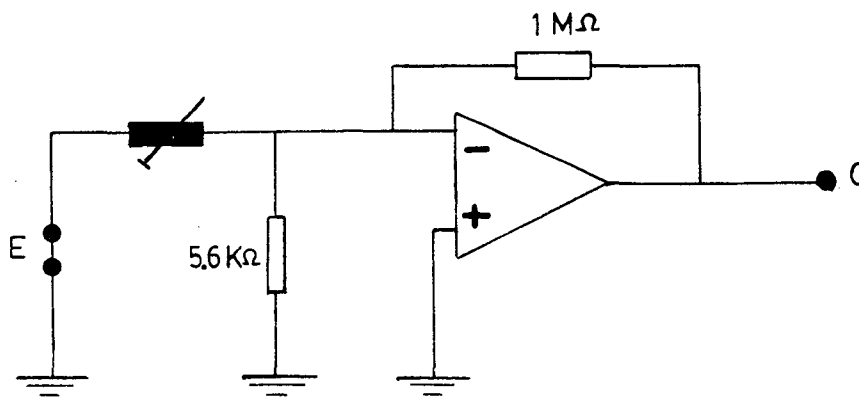


Se observa que la respuesta es plana hasta la frecuencia f_1 . A partir de aquí la ganancia disminuye a un ritmo de 6 dB/oct, hasta llegar a la frecuencia f_c en que se reduce a 0 dB. La frecuencia de ganancia unidad f_c es un pará-

metro importante al especificar las características de un amplificador operacional, recibiendo el nombre de "ancho de banda" o " producto ganancia por anchura de banda". La curva de respuesta queda perfectamente definida al especificar solamente dos parámetros: la ganancia en bajas frecuencias A_0 y la ganancia unidad f_c .

II.II.- CIRCUITO DE ENTRADA.

Esta constituido por un amplificador operacional = que actuará como un atenuador activo y cuya configuración es la que vemos a continuación:



Cálculos:

Por el principio de tierra virtual, tenemos que:

$$V^+ = V^- = 0 \text{ v.}$$

La intensidad de entrada (i) es igual a la suma de las corrientes i_1 e i_2 .

$$i_1 = \frac{V^-}{R_3} = 0 \text{ voltios.}$$

$$i_2 = \frac{V^- - V^+}{R_1} = - \frac{V_s}{R_1}$$

De todo esto deducimos que la intensidad (i) de entrada es = igual a la intensidad (i_2), debido a que (i_1) es cero.

También sabemos que :

$$i = \frac{V_e - V^-}{R_2} = \frac{V_e}{R_2}$$

Por tanto:

$$i = i_2$$

$$\frac{V_e}{R_2} = - \frac{V_s}{R_1}$$

La ganancia de tensión es :

$$A_v = \frac{V_s}{V_e} = - \frac{R_2}{R_1}$$

Como queremos que la ganancia sea 0'25 voltios, fijaremos el valor de la resistencia R_2 en 110 K . A partir de aquí podemos sacar el valor de la otra resistencia (R_1) .

Siendo el valor de R_1 de 27 K .

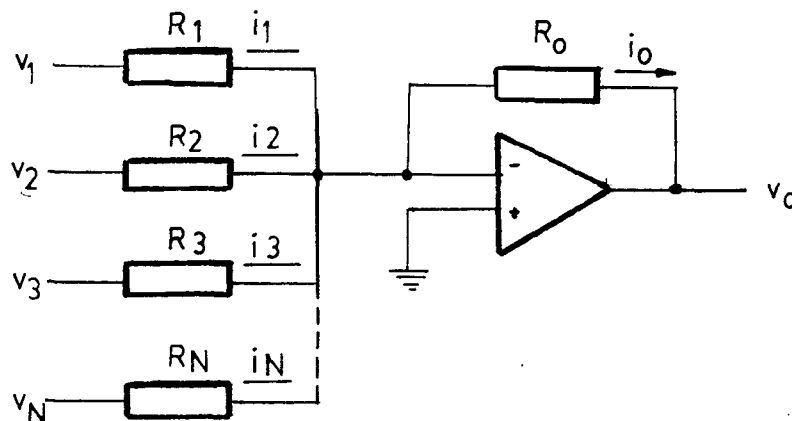
La ganancia tiene un signo menos el cual nos indica que la señal de salida del atenuador tiene un desfase de 180° con respecto a la señal de entrada.

La señal que entrega el atenuador, es posteriormente aplicada a la entrada de cada uno de los filtros. En nuestro diseño se aplicará a diez entradas correspondiendo a las secciones efectuadas.

II.IV.- CIRCUITO DE SALIDA.

El circuito que empleamos en la salida, tiene la configuración de un sumador. Permite la suma analógica de varias señales sin que exista ninguna interacción entre las diferentes entradas, ya que la entrada del operacional presenta un cortocircuito virtual.

El sumador del circuito es como el que se presenta a continuación, pero aplicado a un total de diez.



Donde por el principio de tierra virtual y suponiendo ideal; el operacional tenemos:

$$i_1 = \frac{e_1}{R_1}$$

$$i_2 = \frac{e_2}{R_2}$$

$$i_3 = \frac{e_3}{R_3}$$

⋮

$$i_N = \frac{e_N}{R_N}$$

$$i_o = i_D = i_1 + i_2 + i_3 + \dots + i_N$$

La tensión de salida del operacional será;;

$$e_o = - i_o R_o = R_o (i_1 + i_2 + i_3 + \dots + i_N)$$

$$= - R_o \left(\frac{e_1}{R_1} + \frac{e_2}{R_2} + \frac{e_3}{R_3} + \dots + \frac{e_N}{R_N} \right)$$

Esta tensión es la suma ponderada de todas las entradas. En nuestro caso hemos decidido poner todas las resistencias del mismo valor, por tanto:

$$e_o = - \frac{R_o}{R_1} (e_1 + e_2 + e_3 + \dots + e_N)$$

Cálculo:

Como queremos que la ganancia del sumador sea de cuatro, lo que haremos es fijar la resistencia R_0

$$R_0 = 27 \text{ K} .$$

Luego podemos calcular las resistencias $R_1, R_2, R_3, \dots, R_N$

$$4 = \frac{R_0}{R_N}$$

De la fórmula anterior deducimos que la resistencia R_N tiene un valor de $4,7 \text{ K} \Omega$.

Como sabemos en la salida de cada filtro hay un potenciómetro deslizante lineal de $22 \text{ K} \Omega$, mediante el cual se regula la ganancia en la salida del propio filtro.

De los cursores de los potenciómetros a través de la resistencia de valor $4,7 \text{ K} \Omega$; las señales de salida de los filtros activos se aplican a la entrada de la etapa sumadora, pasando a través del condensador de valor $22 \mu\text{F}/16\text{V}$; como consecuencia la ganancia de esta etapa es variable en función de la posición del potenciómetro.

III.- ESTUDIO Y DISEÑO DEL FILTRO EMPLEADO.

III.I.- INTRODUCCION A LOS FILTROS.

Un filtro es una red especial cuya función estriba en permitir el paso de señales en ciertas bandas de frecuencias, a la vez que atenúa en gran manera o suprime las bandas adyacentes no deseadas. La banda de frecuencia a la que se permite pasar se llama banda pasante y la banda de frecuencia atenuada, banda atenuada o suprimida.

Según el margen de frecuencias que se quiere dejar pasar sin atenuación los filtros se pueden dividir en filtro de paso bajo, filtro de paso alto, filtro de paso de banda y filtro de corte.

- F.de P. Bajo: Idealmente sería aquel en que las frecuencias bajas pasan sin ser atenuadas, hasta cierta frecuencia de corte y completamente atenuadas para $f > f_c$.
- F.de P.Alto: Es aquel en que las frecuencias inferiores a la frecuencia de corte f_c son atenuadas y las que son superiores pasa sin atenuación.
- F. de P. Banda: Idealmente una banda de frecuencia entre dos frecuencias de corte f_1 y f_2 deben pasar sin atenuación y el resto atenuadas.
- F. de Corte: Aquel que deja pasar sin atenuación todas las frecuencias excepto las comprendidas entre las frecuencias de corte f_1 y f_2 , las cuales deben ser totalmente atenuadas.

Según su función :

- Filtros de radiocomunicación: En los receptores de calidad se selecciona una banda de frecuencias mediante un filtro de entrada, eliminando las frecuencias que difieren de la banda escogida. Por otra parte, los receptores disponen de un amplificador de frecuencia intermedia (F.I) que no es otra cosa que un amplificador asociado a un filtro que selecciona la banda de frecuencias emitida por la emisora y que es precisamente la que se desea recibir.

- Filtros de modulación y demodulación: Tanto si las transmisiones se realizan mediante cable o por vía herciana, las señales se emiten en forma de modulación de una frecuencia portadora. Por consiguiente, se hace preciso limitar al máximo el espectro de frecuencias para no ocupar en exceso el medio de transmisión. Esta misión la cumple el filtro de modulación. De la misma forma, en la recepción, el filtro de demodulación solamente retendrá la banda de frecuencias que corresponde a la señal emitida.

- Filtro de análisis de espectro: El examen de una señal en función del tiempo es un medio corriente de análisis y se realiza con ayuda de un osciloscopio. Otro medio de análisis más exacto, sobre todo cuando la señal esta mezclada con ruido, consiste en determinar el espectro de frecuencias de dichas señal. Este análisis se realiza generalmente mediante filtros de peine, que no son otra cosa que una sucesión de filtros = cada uno de los cuales deja pasar solamente una banda muy estrecha de frecuencias.

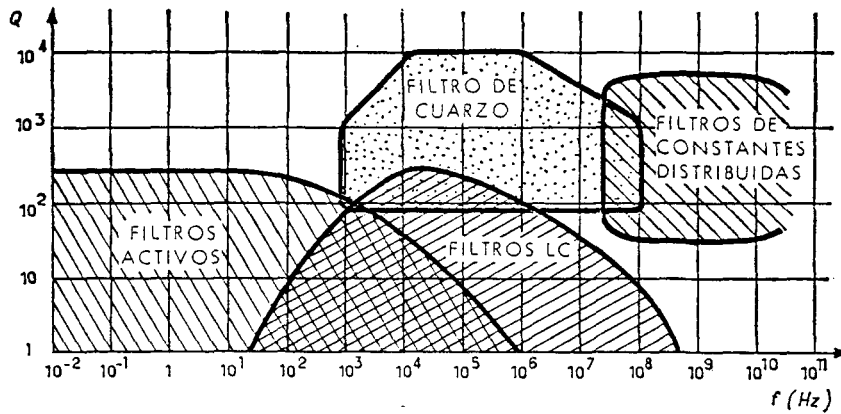
- Filtros que mejoran la relación señal/ruido: Cuando se conoce la banda de frecuencias de una señal que está mezclada con ruido, resulta posible mejorar la calidad de dicha señal con ayuda de un filtro . De igual forma, si el ruido posee un espectro de frecuencias determinado, puede mejorarse la relación señal/ruido eliminando esta banda indeseable. "Este es el caso de los filtros para cápsulas de tocadiscos.

- Multiplicadores de frecuencia: Cuando se conforma una señal sinusoidal pura mediante un circuito recortador de crestas, su espectro de frecuencias se enriquece en virtud de la presencia de gran número de frecuencias armónicas. Si se incluye ahora un filtro que solamente deje pasar una de estas frecuencias armónicas, habremos transformado el conjunto en un multiplicador de frecuencia.

- Filtros Correctores: Cuando una señal sufre una deformación lineal indeseable, resulta posible paliar este defecto con la ayuda de un filtro corrector.

Otra clasificación que se puede hacer es según los componentes que se utilicen para la realización de los filtros estos pueden ser pasivos o activos. Un filtro pasivo es aquel que se construye exclusivamente con elementos pasivos, mientras que uno activo está constituido por amplificadores operacionales, resistencias y condensadores.

En el siguiente gráfico vemos el campo de aplicación de los filtros activos:



III.II.- VENTAJAS E INCOVENIENTES DE LOS FILTROS ACTIVOS.

Los circuitos resonantes activos pueden tener un = coeficiente de sobretensión tan grande como se desee. Por = consiguiente, teóricamente se pueden realizar filtros activos con las características que se quieran, pero esto no es po = sible en la práctica, ya que cuanto mayor sea el coefiecient = te de sobretensión mayor será el riesgo de oscilación espon = tánea. En otros términos, cuanto mayor es el valor el Q del = circuito mayor es la inestabilidad.

Las ventajas de los filtros activos son:

- Su reducido volumen.- Con el empleo de circuitos inte = grados, los filtros activos pueden ser de dimensiones extre = madamente reducidos.

- Su reducido peso, como consecuencia de las consideraciones anteriores.

- Su reducido coste.- Debido a que el elemento más caro son las bobinas y aquí las hemos eliminado, es por lo que el coste se reduce bastante.

- La facilidad de los ajustes.- Ya que solo hace falta actuar sobre el elemento activo.

- Posibilidad de montaje en cascada

Los inconvenientes:

- Si el factor de calidad es muy elevado puede aparecer inestabilidades en el circuito.

- El margen dinámico del voltaje de salida está limitado por la saturación de los amplificadores operacionales.

III.III.- COMPARACION ENTRE LAS DIFERENTES CONFIGURACIONES.

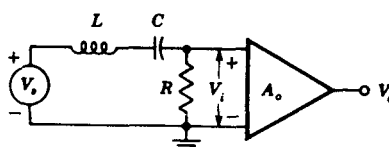
- Los filtros que utilizan giradores no resultan ventajosos en el momento actual, puesto que, como no se pueden montar = en cascada sin elemento de acoplamiento. Además producen oscilaciones.

- Los filtros que utilizan como elemento activo un amplificador operacional y cuádrupolos precisan de muchos elementos pasivos. Su puesta a punto es delicada.

- Los filtros que utilizan amplificadores operacionales de ganancia unidad y que presenten unas buenas características de funcionamiento en frecuencias relativamente elevadas, son los que más se aconsejan utilizar.

III.IV.- ESTUDIO DEL FILTRO PASO-BANDA RESONANTE ACTIVO.

El filtro ideal de paso banda de la figura siguiente:



tiene respuesta constante para $f_{oi} < f < f_{os}$ y ganancia = nula fuera de esta banda. Cabe obtener una aproximación muy sencilla de la característica de banda estrecha empleando un circuito resonante LC. Normalmente, el filtro de paso de banda tiene una respuesta, cuyo pico se halla en una frecuencia central f_o y desciende a ambos lados de f_o .

A continuación vamos a calcular la función de transferencia del filtro resonante de segundo orden:-

Si suponemos que el amplificador tiene una ganancia $A_o = \frac{V_o}{V_i}$ positiva y constante para todas las frecuencias tenemos.

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

La frecuencia central se define como la frecuencia a la cual la inductancia resuena con la capacidad, o sea aquella a la cual la magnitud de la reactancia inductiva es igual a la = capacitiva.

$$\omega_o^2 = \frac{1}{LC}$$

El factor de calidad Q es:

$$Q = \frac{\omega_o L}{R} = \frac{1}{\omega_o C R} = \frac{1}{R} \frac{L}{C}$$

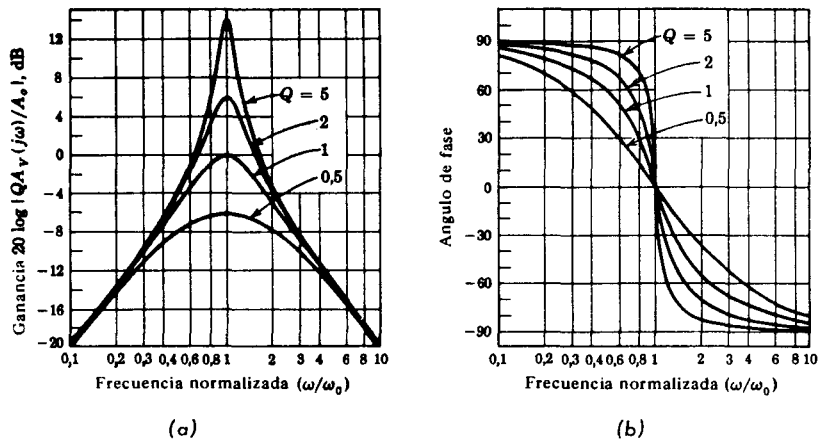
Sustituyendo la ecuación del factor de calidad en la de la función de transferencia, obtendremos el valor y la fase de la misma.

$$A_V(j\omega) = \frac{A_o}{1 + Q^2 \left(\frac{\omega}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{\omega} \right)^2}^{\frac{1}{2}}$$

La fase será:

$$\theta = - \arctg Q \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)$$

Los valores normalizados, para diferentes valores del parámetro Q se ven en las siguientes gráficas:



Características de paso de banda de un circuito sintonizado. Respuesta en (a) amplitud y (b) fase

El ancho de banda se define como:

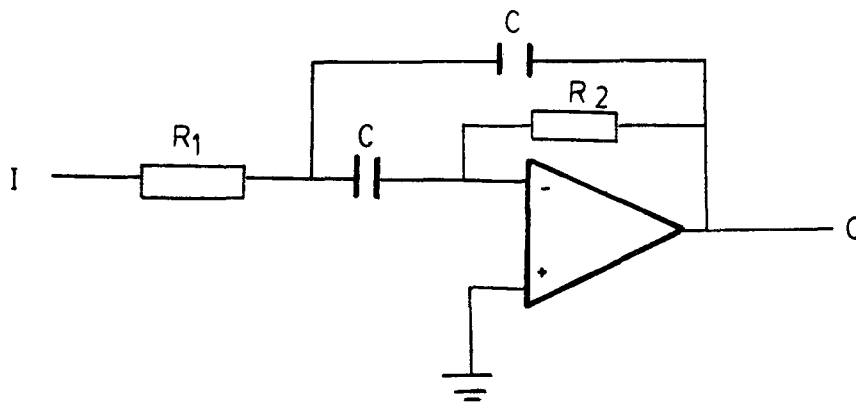
$$B = \frac{f_0}{Q}$$

o también se pueden calcular de esta forma:

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

Hasta aquí hemos hecho el estudio de un filtro paso - banda prototipo.

Nosotros en nuestro diseño vamos a utilizar un = filtro paso- banda con realimentación múltiple (MFBP). El = circuito básico es el siguiente:



Este circuito tiene la ventaja que utiliza un = un número mínimo de componentes y una baja tolerancia en la sensibilidad de los elementos. La función de transferencia del mismo es la siguiente.

$$H(s) = \frac{sC/R_1}{s^2 C^2 + s 2 C/R_2 + 1/R_1 R_2}$$

Si igualamos los coeficientes de esta función de transferencia con la función general de un filtro paso-banda obtenemos los siguientes valores:

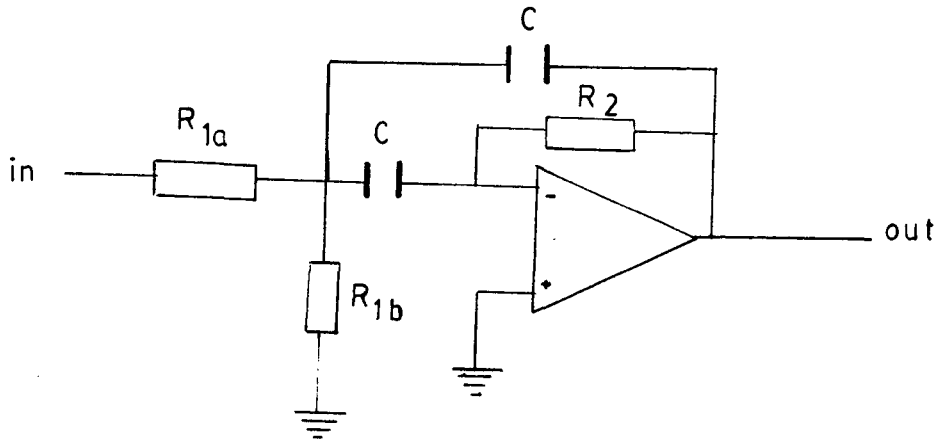
$$R_2 = \frac{Q}{f_c C}$$

y

$$R_1 = \frac{R_2}{4 Q^2}$$

donde C es arbitrario.

Pero este circuito de realimentación múltiple, suele preferirse de la siguiente forma:



donde la resistencia de entrada R_1 se divide en dos resistencias, R_{1a} y R_{1b} , para formar un divisor de tensión, que controla la ganancia del circuito. La función de transferencia del circuito modificado queda de la forma esta:

- Suponemos la corriente de polarización despreciable.

$$- V^+ = 0 \text{ v.} \quad ; \quad V^+ = V^- = 0 \text{ v.}$$

donde tenemos:

$$i_3 = \frac{V_A}{-\frac{1}{sC}} = \frac{V_O}{R_2}$$

Normalmente $C_1 = C_2 = C$

La tensión en el punto A :

$$V_A = - \frac{I_3}{sC} = - \frac{V_O/R_2}{sC} = - \frac{V_O}{sCR_2}$$

$$V_A = - \frac{V_O}{sCR_2}$$

Con lo cual haciendo los cálculos pertinentes podemos calcular la función de transferencia que estamos buscando.

$$H(s) = \frac{-s/R_1C}{s^2 + \frac{2}{CR_2}s + \frac{1}{R_1R_2C^2}}$$

Función de transferencia que tiene un cero en el origen y = dos polos .

Ahora igualamos las siguientes ecuaciones:

$$H(s) = \frac{w_0/Q A_0 s}{s^2 + \frac{w_0}{Q} s + w_0^2} = \frac{-s/R_{1a}C}{s^2 + \frac{2}{CR_2} s + \frac{1}{R'R_2C^2}}$$

siendo $R' = R_{1a} \parallel R_{1b}$

Ahora procedemos a igualar los términos, de donde vamos a = deducir los diferentes valores de cada componente.

$$R_{1a} = \frac{Q}{w_0 A_0 C} = \frac{Q}{2 \pi \cdot f_0 A_0 C}$$

$$R_{1b} = \frac{Q}{(2Q^2 - A_0)^2 \cdot 2 \cdot f_0 C} = \frac{A_0 R_1}{2Q^2 - A_0}$$

$$R_2 = \frac{2Q}{w_0 C} = \frac{Q}{\pi f_0 C}$$

$$A_0 = \frac{R_2}{2 R_{1b}}$$

$$Q = \pi f_o C R_2$$

$$f_o = \frac{1}{2\pi C} \sqrt{\frac{R_{1b} + R_{1b}}{R_{1b} R_{1a} R_2}}$$

A_o es la ganancia a la frecuencia de resonancia y no puede =
superar el valor $2 Q^2$.

Cálculo:

Partiremos de establecer la ganancia que queremos obtener del circuito, y del factor de sobretensión.

$$A = 12 \text{ dB.}$$

$$Q = 2.$$

Tomamos $R_{1a} = 120 \text{ K}\Omega$.

Como R_{1b} lo podemos calcular de la ecuación (), obtenemos que

$$R_{1a} = R_{1b}$$

Para el cálculo de R_2 :

$$R_2 = 2 \cdot A_o \cdot R_{1a} = 8 R_{1a} = 1 \text{ M}\Omega.$$

El cálculo de los condensadores es fácil ya que normalmente se hace que todos los condensadores de cada filtro, sean de la misma capacidad, con lo cual el condensador estará en función de la frecuencia central.

La salida del filtro podrá ser variada por los potenciómetros deslizantes que se encuentran a la salida del mismo y que tendrán un valor de 22 K . De forma que cuando el deslizador del mismo está en la parte superior la salida del filtro será de 1 voltio. Cuando el deslizador está a la mitad, la resistencia de 4.7 K queda en paralelo con 11 K , que es la mitad del valor total del potenciómetro, de esta forma lo que se obtiene es un divisor de tensión , que disminuye la señal que ataca al sumador. Cuando el deslizador está en la parte inferior, no hay señal y los -12 dB se obtiene por el efecto de los bordes de los filtros adyacentes.

IV.- PLACAS.

IV.I.- CIRCUITOS IMPRESOS.

Para la construcción del ecualizador, hemos utilizado circuitos impresos.

El circuito impreso se trata simplemente, de cables de interconexión entre los terminales de los componentes que forman el equipo electrónico. Estos cables tienen la peculiaridad de ser planos, en forma de cinta que se encuentran impresionados en una placa que sirve de soporte, a los componentes que forman el circuito.

La placa que sirve de base debe ser en primer lugar aislante, y esta condición debe conservarse en cualquier condición debe conservarse en cualquier condición climática, también debe presentar suficiente rigidez para no deformarse.

Los materiales empleados para su fabricación son normalmente de baquelita y de fibra de vidrio.

Modernamente se utiliza más la fibra de vidrio, debido a que presenta inmejorables características aislantes, incluso a las más elevadas frecuencias de funcionamiento, también presenta una mayor resistencia mecánica, y no tiende a =

requiebrajarse, como suele ocurrir con la baquelita.

Tan sólo presenta ésta frente a aquella una ventaja, y es su precio. Por esta razón la baquelita suele utilizarse en equipos que manejan señales de frecuencias bajas o corrientes continua, o en aquellos casos en que el costo del conjunto sea un factor limitativo.

No existen reglas fijas para el diseño del circuito de conexiones. Por lo general, se preferirán conexiones cortas y directas entre terminales. La limitación más importante es que dos pistas no pueden cruzarse.

Para evitar esto podemos diseñar una placa de doble cara.

Las placas pueden ser de una o dos caras. En los circuitos de una cara, los componentes se ubican en el lado opuesto a las pistas de cobre, para evitar cortocircuitos ó conexiones fortuitas inadecuadas. En nuestro diseño hemos hecho uso de dos placas de una cara, la de la fuente de alimentación, y la placa de conexión entre los potenciómetros y la resistencia de 4'7 K .

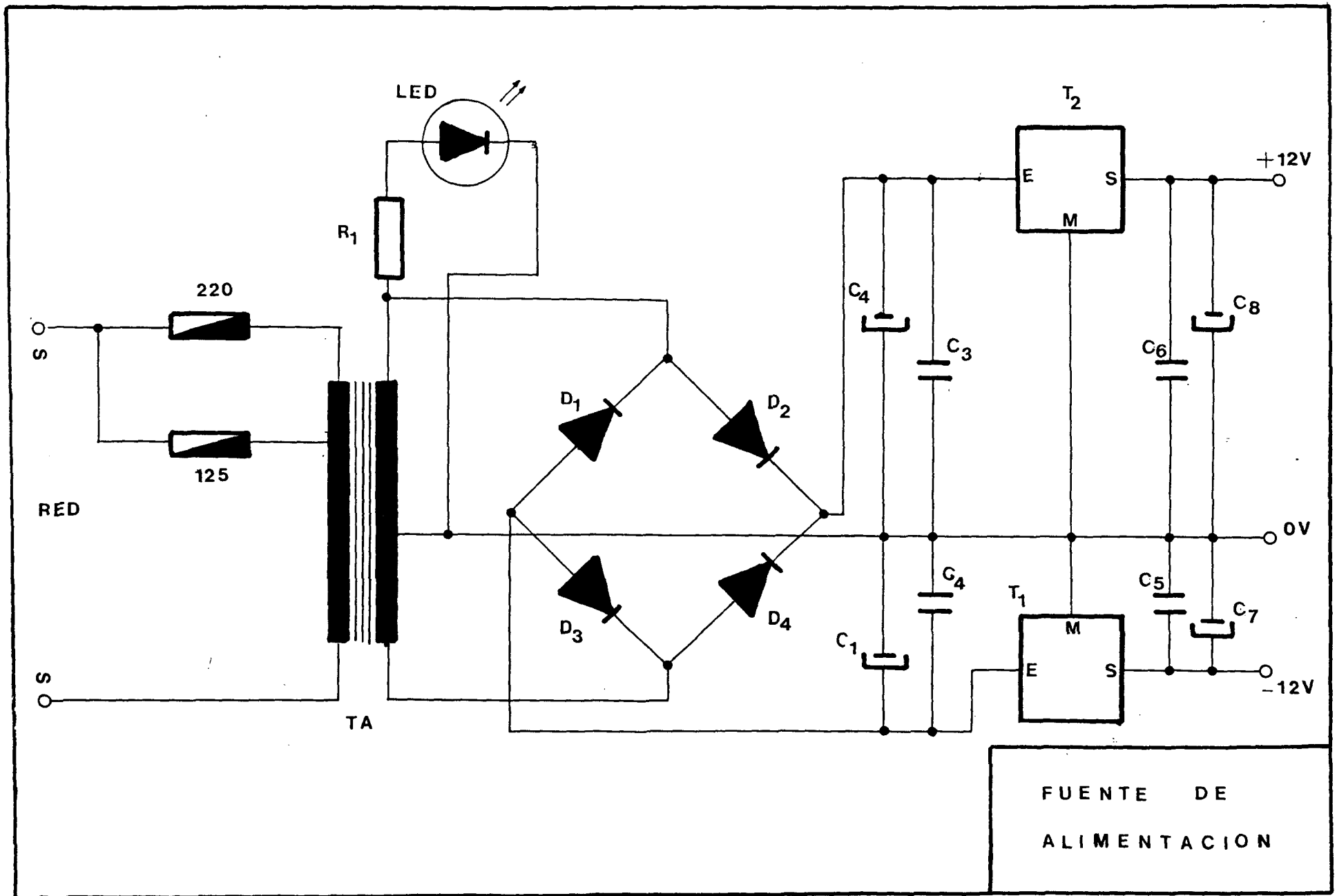
En los circuitos de doble cara los componentes de-

ben ubicarse en el lado que tenga menor número de pistas, en nuestro caso solamente tenemos una y es la parte principal = del circuito, donde van colocado los integrados que forman = parte de los filtros.

La conexión entre placas y el exterior se ha lleva = do a cabo con conectores RCA y con ayuda de espadines, ya = que es la solución más adecuada, en lugar de soldar el cable = ado directamente, ya que podríamos levantarlo.

Después de tener la placa hecha, procederemos a = efectuar los agujeros en los que van a ir colocado los com = ponentes. Los agujeros se harán con una broca de 1 milímetro de diámetro, otros con brocas de 1'5 milímetros de \emptyset para = colocar los espadines.

Para la ubicación de las placas en la caja corres = pondiente hemos empleado separadores de 20×5 mm para elevarlas; del suelo de la misma. Para la separación entre la placa infe = rior y superior utilizamos separadores redondos de .



LISTA DE COMPONENTES

$$R_1 = 1 \text{ K } \Omega \text{ (1/4 W)}$$

$$C_1 = 2.200 \mu \text{ F.}$$

$$C_2 = 100 \text{ nF.}$$

$$C_3 = 100 \text{ nF.}$$

$$C_4 = 2.200 \mu \text{ F.}$$

$$C_5 = 100 \text{ nF.}$$

$$C_6 = 100 \text{ nF.}$$

$$C_7 = 100 \mu \text{ F.}$$

$$C_8 = 100 \mu \text{ F.}$$

$$D_1, D_2, D_3, D_4 = 1N4003$$

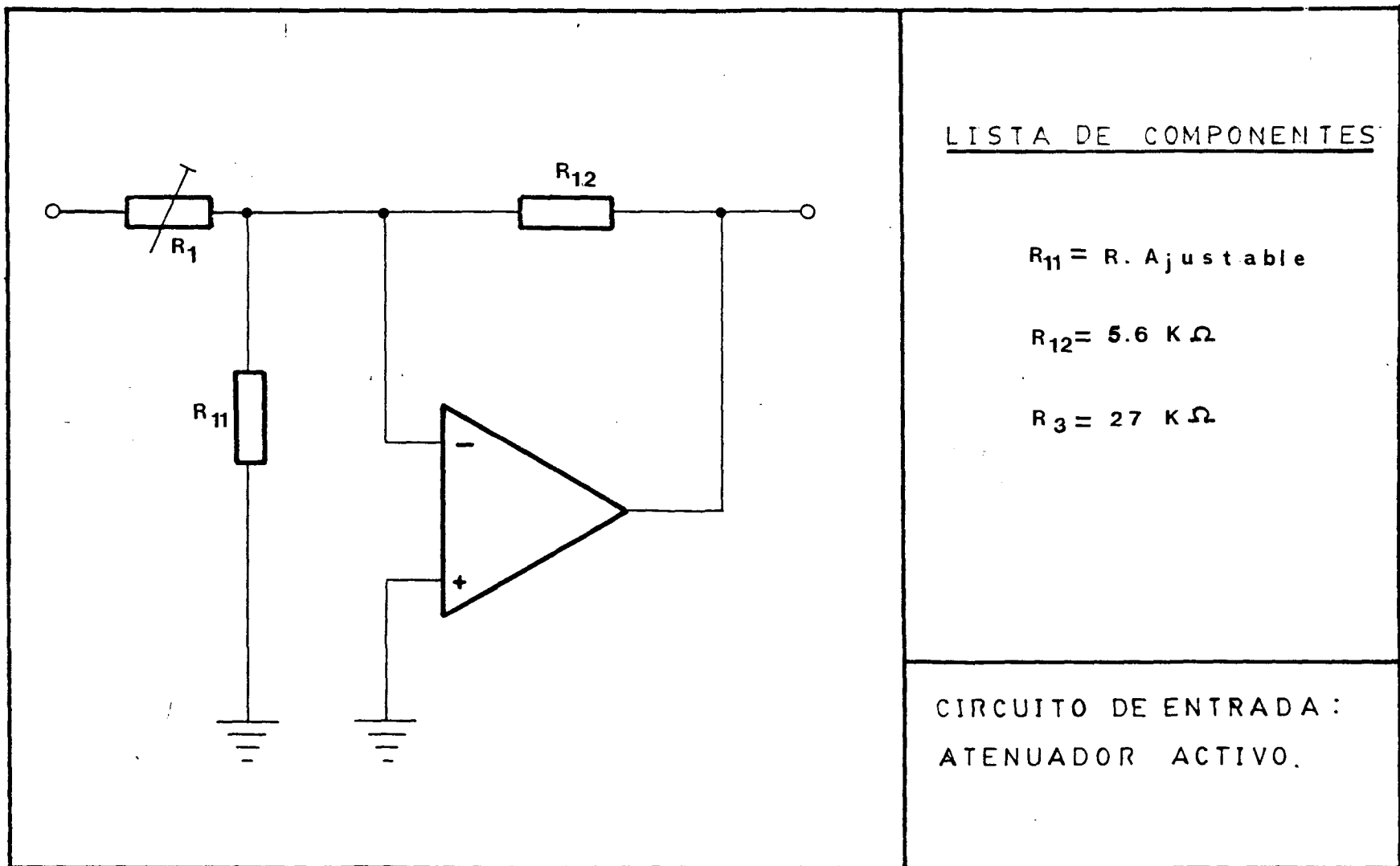
$$IC_1 = 7912$$

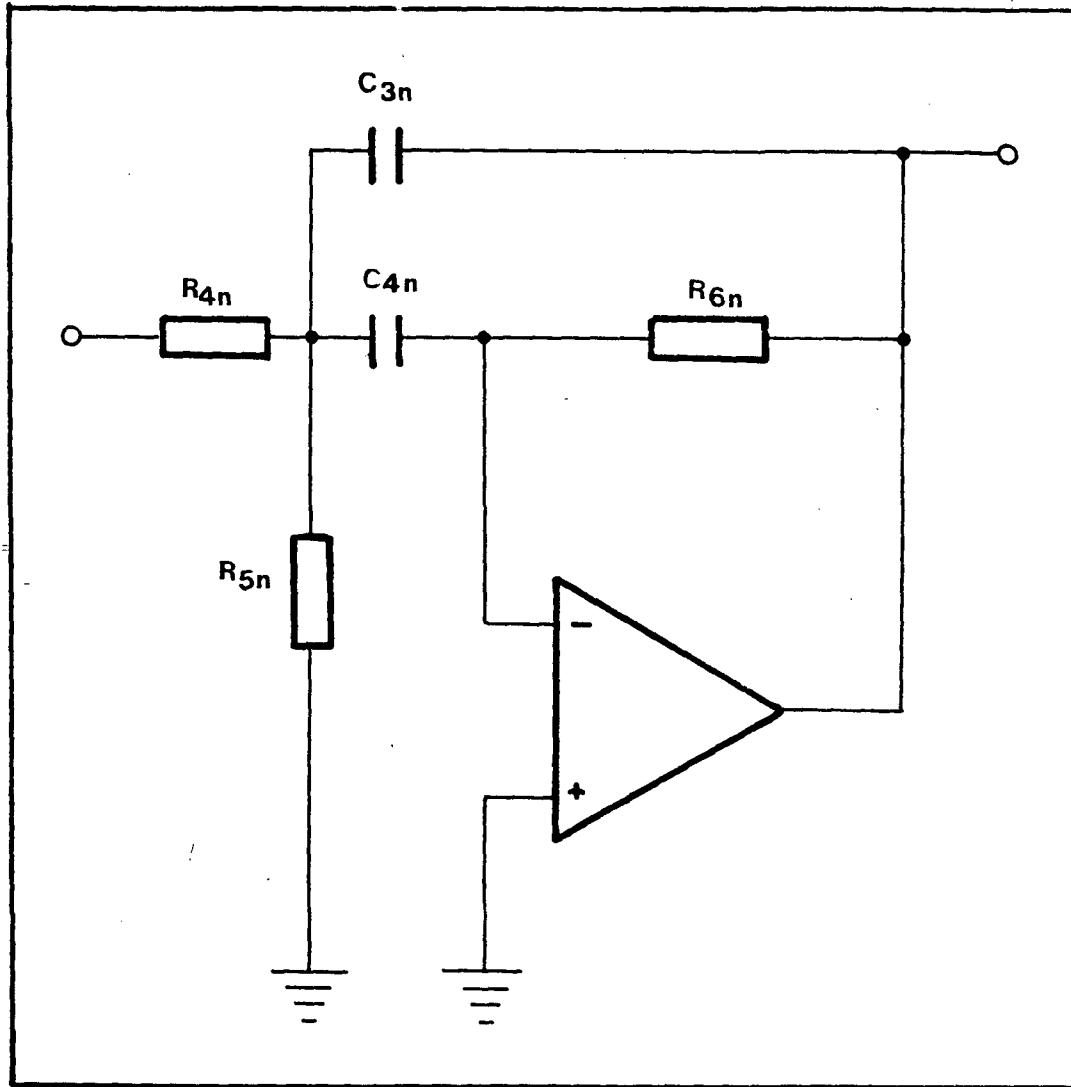
$$IC_2 = 7812$$

Fusible = 0'5 A.

1 Diodo Led Rojo.

1 Trnsformador 220/12+12





LISTA DE COMPONENTES

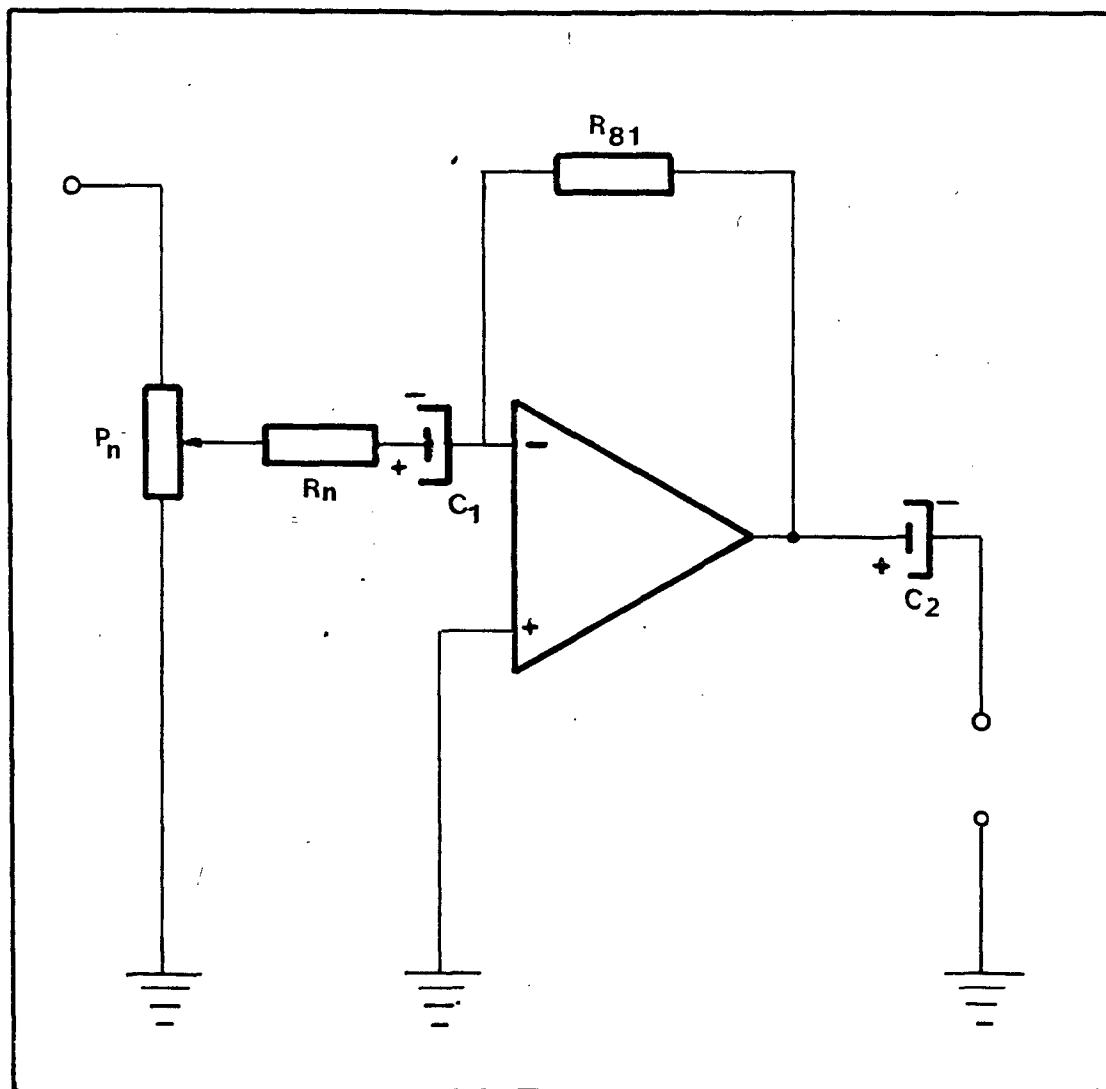
$$R_{4n} = R_{5n} = 120 \text{ K} \Omega$$

$$R_{6n} = 1 \text{ M} \Omega$$

$C_{3n} = C_{4n} =$ Depende de
la frecuencia.

$$n = 1, \dots, 10$$

FILTRO MFBP



LISTA DE COMPONENTES

$R_n = 4.7 \text{ K}\Omega$

$R_{81} = 27 \text{ K}\Omega$

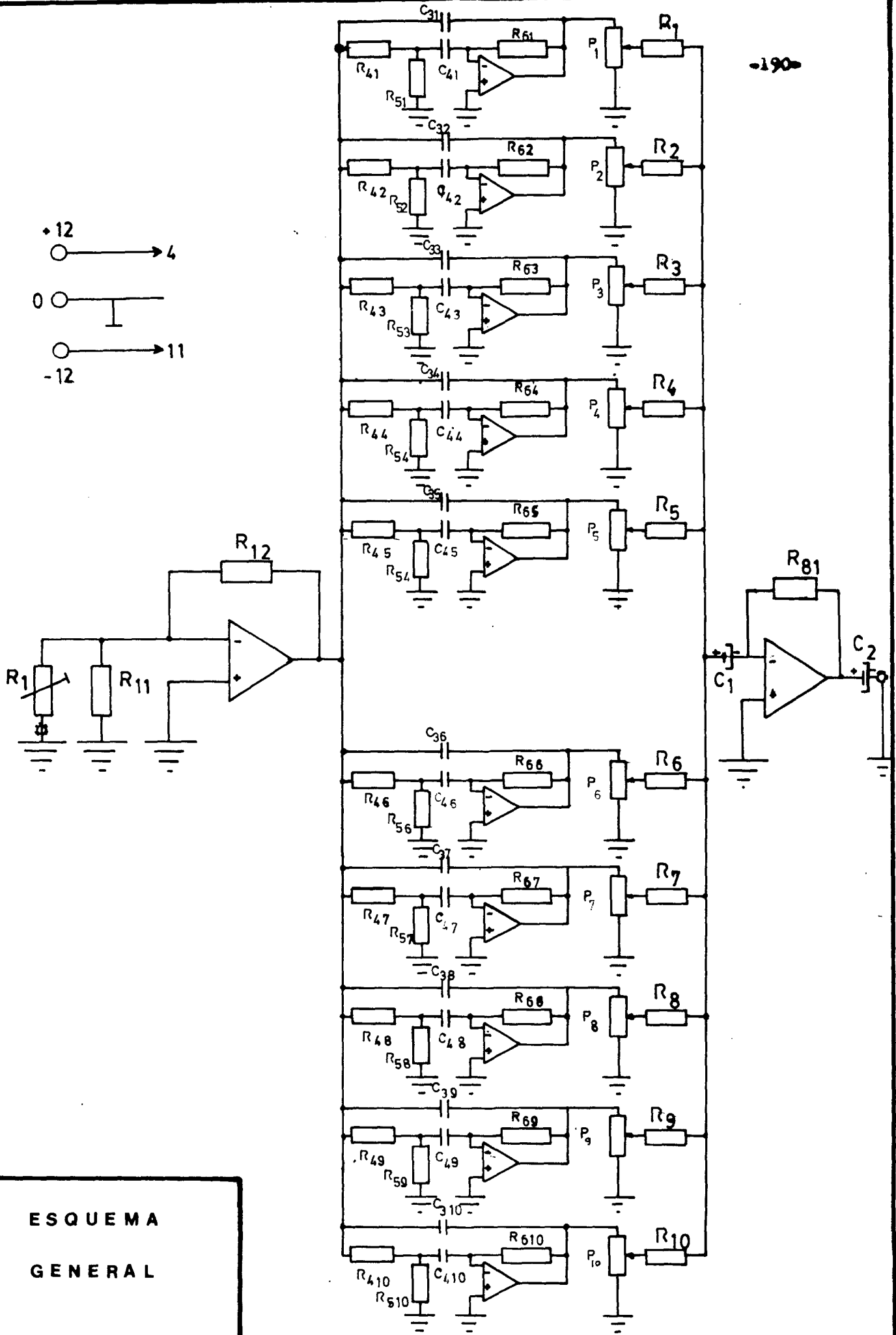
$P_n = 22 \text{ K}\Omega$

$C_1 = C_2 = 22 \mu\text{F}$

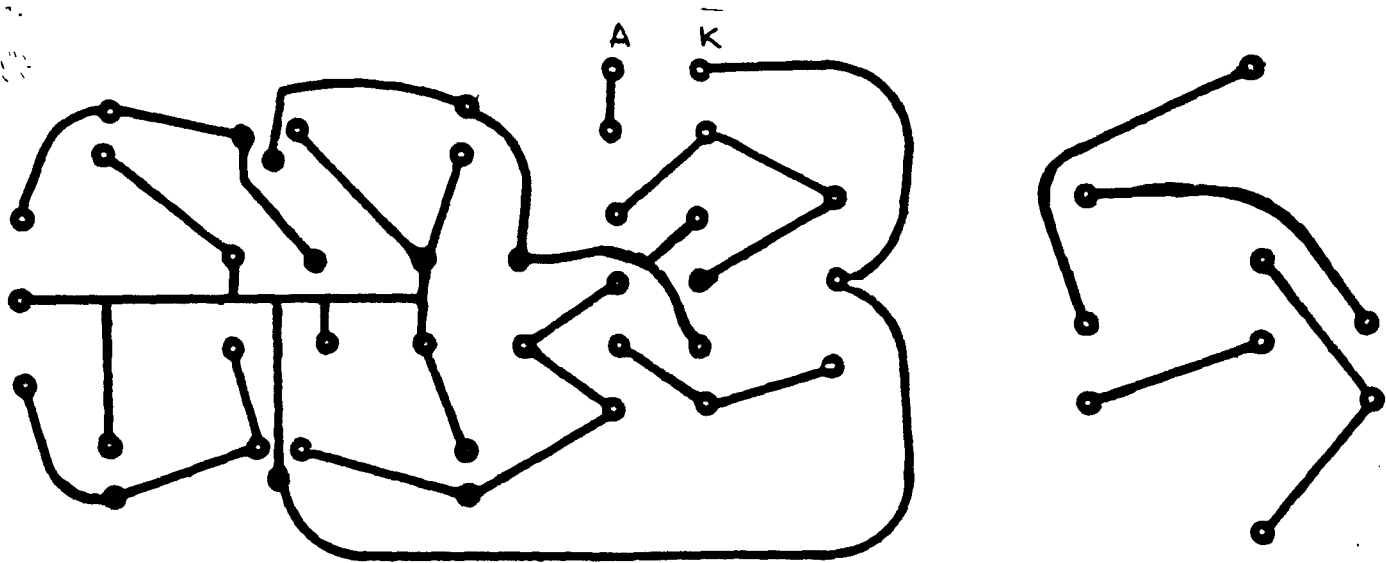
$n = 1 \dots 10$

CIRCUITO DE SALIDA :

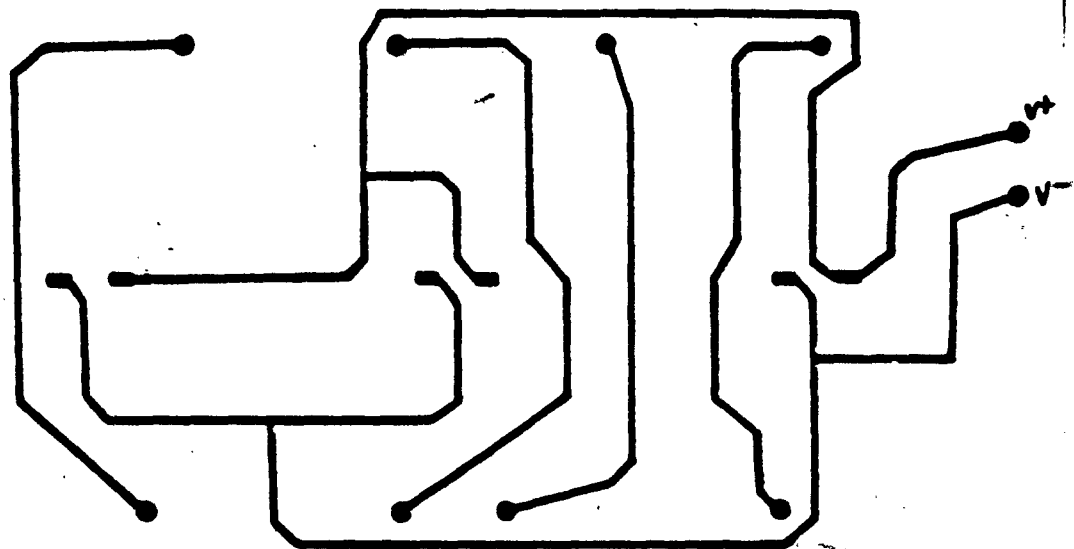
SUMADOR



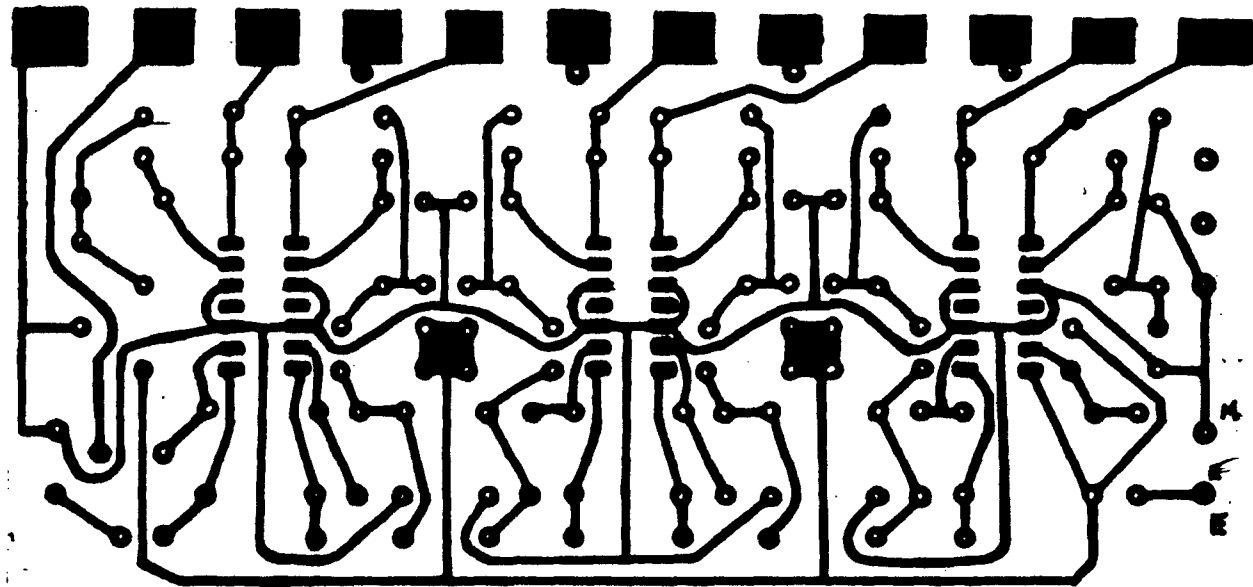
ESQUEMA
GENERAL



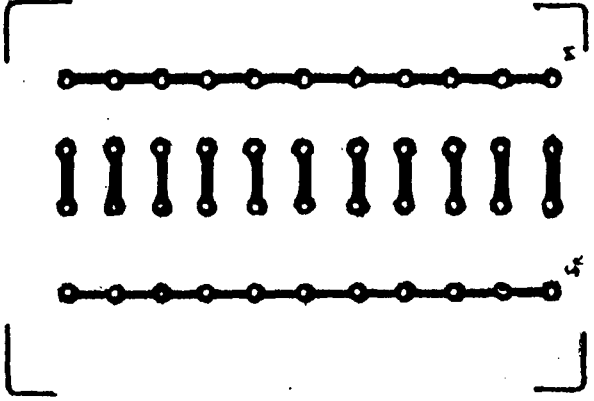
FUENTE DE ALIMENTACION



C. PRINCIPAL - CARA SUPERIOR



C . PRINCIPAL ; CARA INFERIOR



C . DE CONEXION

V.- CONEXIONADO DEL ECUALIZADOR CON EL RESTO DE LOS EQUIPOS
NECESARIOS PARA SU UTILIZACION.

El ecualizador lo colocaremos entre el amplificador de potencia y el preamplificador. De forma que el preamplificador es totalmente imprescindible en una cadena de sonido.

Su misión básica consiste en elevar la potencia de las señales que llegan a su entrada hasta el nivel que requieren los altavoces. Desde los terminales de entrada hasta los de salida la señal sufre una serie de transformaciones en las distintas etapas del amplificador. En primer lugar, las señales se seleccionan y se hace que todas tengan un determinado nivel con el que poder manejarlas más fácilmente. Esta labor es la encomendada al previo o preamplificador.

Mediante los conectores de entrada se enlazará el previo con los equipos exteriores, y la salida del mismo se conectará a la entrada de nuestro ecualizador, ya que con él podremos variar la respuesta en frecuencia de un equipo.

Después que hemos modificado la respuesta, la salida de ecualizador se aplicará a la entrada del amplificador-

de potencia.

En la mayoría de los casos el amplificador de potencia va después del previo (que es el encargado de adaptar =; la señal que le fue entregado por la fuente, su nivel viene a ser del orden de 1 voltio de tensión eficaz). Este valor = es insuficiente para poder atacar a los altavoces. Por lo = cual necesitaremos un nuevo paso, y es la necesidad de elevar la energía de dicha señal hasta el nivel que requieran = los altavoces. Esto se encomienda al amplificador de potencia.

Una condición fundamental a cumplir por el paso de potencia es la de modificar la señal tan sólo en su contenido energético, sin variar su ancho de banda, mantener == una distorsión lo más baja posible así como introducir la == más mínima cantidad de ruido.

De estas condiciones, la más sencilla de cumplir= es la última, esto es, mantener un nivel de ruido bajo, debido fundamentalmente a que las señales a manejar no son muy débiles, como las que manejaban los previos.

Para nuestra conexión la etapa de potencia empleada es la que se encuentra en el laboratorio de Imagen y = Sonido que tienen las siguientes prestaciones.

- Distorsión de Intermodulación 0'09 %
- Distorsión Armónica Total..... 0'03 %
- Ancho de Banda..... 7 Hz 80 KHz
- Relación Señal/Ruido..... 58 dB
- Impedancia de Entrada..... 30 K
- Sensibilidad de Entrada..... 1'5 v.
- Dispone de acoplo directo.

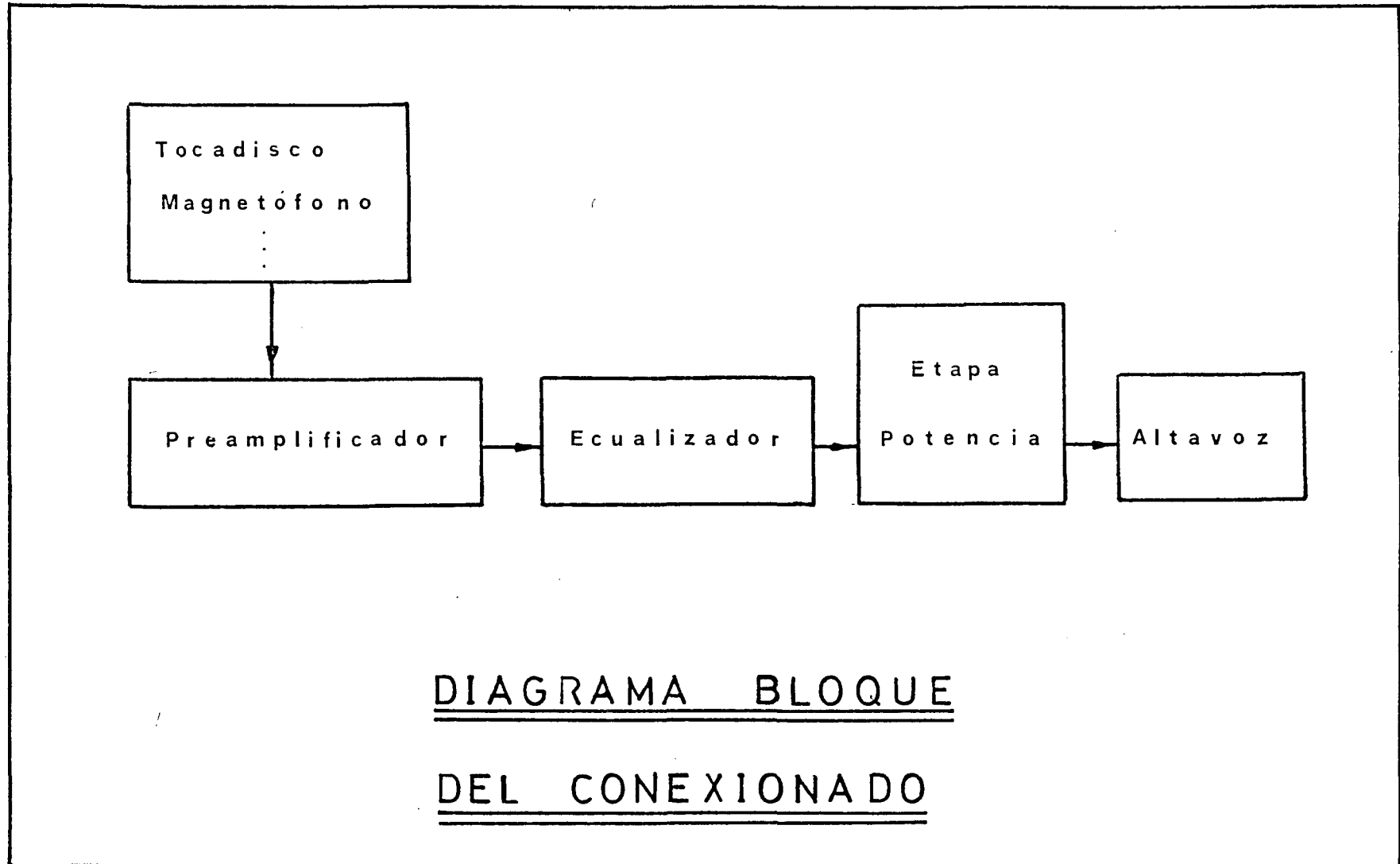


DIAGRAMA BLOQUE
DEL CONEXIONADO

PRESUPUESTO

PRESUPUESTO : ECUALIZADOR GRAFICO.

HOJA N.º 1

FUENTE DE ALIMENTACION	IMPORTES	
	PARCIALES Pts.	TOTALES Pts.
- 1 Transformador 220/125 V y 0'5 A.....	1.375	1.375
- 4 Diodos Rectificadores 1N4003.....	28	112
- 2 Condensadores Eléctrolíticos 2200 μ F.....	275	550
- 1 Resistencia de 1 K Ω y 1/4 W.....	10	10
- 1 Fusible de 1'25 A.....	10	10
- 2 Condensadores Electrolíticos de 100 μ F/25 V.....	70	140
- 4 Condensadores Poliester de 100 nF/63 V.....	26	104
- 2 Disipadores de Calor.....	100	200
- 1 Estabilizador de Tensión 7912.....	175	175
- 1 Estabilizador de Tensión 7812.....	175	175
- 1 Diodo Led Rojo.....	30	30

PRESUPUESTO: ECUALIZADOR GRAFICO.

HOJA N° 2

FUENTE DE ALIMENTACION	IMPORTES	
	PARCIALES Pts.	TOTALES Pts.
- 1 Placa de fibra de vidrio de dimensiones 19 x 8 cm.....	456	456
- 4 Separadores metalicos roscados de laton niquelado de 20 mm de largo x 5 mm ϕ .	5	20
		<hr/> 3.357 Ptas

PRESUPUESTO: ECUALIZADOR GRAFICO.

HOJA N.º 3

CIRCUITO PRINCIPAL	IMPORTES	
	PARCIALES Pts.	TOTALES Pts.
- 3 Circuitos integrados TL 084.....	400	1.200
- 3 Zócalos de 14 patillas	30	90
- 1 potenciómetro variable de 1 M Ω	35	35
- 2 Resistencias de 27 K Ω de 1/4 w	10	20
- 1 Resistencia de 5.6 K Ω de 1/4 w.....	10	10
- 20 Resistencias de 120 K Ω de 1/4 w.....	5	100
- 10 " de 1 M Ω	15	150
- 2 Condensadores Cerámicos de 22 nF	28	56
- 2 " de 11 nF.....	28	56
- 2 " de 5'6 nF.....	28	56
- 2 " de 2'7 nF.....	28	56

PRESUPUESTO : ECUALIZADOR GRAFICO

HOJA N.º 4

CIRCUITO PRINCIPAL	IMPORTES	
	PARCIALES Pts.	TOTALES Pts.
- 2 Condensadores de 680 pF.....	28	56
- 2 " de 330 pF.....	28	56
- 2 " de 160 pF.....	28	56
- 2 " de 82 pF.....	28	56
- 2 " de 43 pF.....	28	56
- 10 Resistencias de 4'5 K Ω de 1/4 W.....	10	100
- 10 Potenciómetros deslizantes lineales de la casa RCA de 22K	550	5.500
- 2 Condensadores Electrólitos de 22 μ F/16 V.....	50	100
- 1 Placa fotosensible de fibra de vidrio de 18 x 8 cm.....	432	432
- 4 Separadores redondos de 30mm x 5 mm ϕ	5	20
		8.261 Ptas

PRESUPUESTO: ECUALIZADOR GRAFICO.

HOJA N.º 5

CIRCUITO DE CONEXIONES

IMPORTES

PARCIALES	Pts.	TOTALES	Pts.
-----------	------	---------	------

- 1 Placa de Baquelita de dimensiones 7 x 5 cm.....	35	35
- 23 Espadines.....	108	108
- 10 Resistencias de 4'5 K Ω de 1/4 W.....	10	10
- 4 Separadores metalicos roscados de laton niquelado de 20 mm de largo x 5 mm ϕ ...	5	20
		263 PTas

PRESUPUESTO: ECUALIZADOR GRAFICO.

HOJA N.º 6

ACCESORIOS	IMPORTES	
	PARCIALES Pts.	TOTALES Pts.
- 1 Interruptor de 1 posición y un circuito.....	160	160
- 1 " de 2 posiciones y un circuito.....	250	250
- 2 Conectores tipo RCA.....	125	250
- 1 Conector de Red.....	145	145
- 10 botones para el exterior de los potenciómetros.....	33	330
- 1 Portafusible de chasis.....	90	90
- 1 Caja de dimensiones 25 x 13 x 15 cm.....	3.200	3.200
		4.425 Ptas

PRESUPUESTO: ECUALIZADOR GRAFICO.

HOJA N.º 7

SUMA GLOBAL	IMPORTES	
	PARCIALES Pts.	TOTALES Pts.
- Fuente de alimentación	3.357	3.357
- Circuito Principal.....	8.261	8.261
- Circuito de Conexiones.....	263	263
- Accesorios.....	4.425	4.425
Total del Presupuesto.....		16.306 Ptas

El presente presupuesto asciende a la cantidad de:

Dieciseis mil trecientas seis pesetas.

BIBLIOGRAFIA

BIBLIOGRAFIAS

Autor: Alfredo Borque.

Titulo: Equipo Musicales.

Editorial: Paraninfo.

Autor: Arthur B. Williams.

Titulo: Electronic Filter Design Handbook.

Editorial: Mc. Graw Hill.

Autor: B.Grob

Titulo: Televisión Práctica.

Editorial: Maracombo.

Autor: B.B.C

Titulo: Hojas informativas de T.L.C

Editorial: B.B.C

Autor: E. Muñoz Merino

Titulo: Circuitos Electronicos 2

Editorial: Catedr  de Electronica II y III de la E.T.S.I
de Telecomunicacion de Madrid.

Autor: Gordon White.

Titulo: Técnica de Video.

Editorial: I.O.R.T

Autor: Howard M. Tremaine.

Titulo: Audioenciclopedia Tomos I y II

Editorial: Maracombo.

Autor: Jacob Millman

Titulo: Electronica Integrada.

Editorial: Piramide.

Autor: Joseph F. Robinson.

Titulo: Videotape Recording.

Editorial: Focal Press.

Autor: Jose Luis F. Baillo.

Titulo: Televisión.

Editorial: E.T.S. de Ingenieros de Telecomunicaciones de Madrid.

Autor: Motorola.

Titulo: Integrated Circuits.

Editorial: Motorola.

Autor: Paul Bildstein.

Titulo: Filtros Activos.

Editorial: Paraninfo.

Autor: National Semiconductor Corporation.

Titulo: Handbook Audio/Radio.

Editorial: National Semiconductor.

Autor: Setelsa.

Titulo: Introducción a los videocassettes.

Editorial: Aura.

Autor: Steve Beeching.

Titulo: Grabadores Domesticos de Video.

Editorial: Rede.

Autor: RCA

Titulo: Linear Integrated Circuits.

Editorial: RCA

Autor: REDE

Titulo: R.E. de Electronica.

Editorial: Rede.

Autor: Tomás Perales Benito.

Titulo: Videograbación Teoría y Práctica.

Editorial: Paraninfo.

Autor: T. Perales.

Titulo: Videocassetes y Videodiscos.

Editorial: Paraninfo.

Autor:

Titulo: Manual de HI-FI.

Editorial: Maracombo.

CARACTERISTICAS

APPLICATIONS INFORMATION

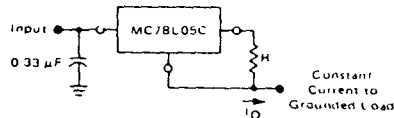
Design Considerations

The MC78L00C Series of fixed voltage regulators are designed with Thermal Overload Protection that shuts down the circuit when subjected to an excessive power overload condition, Internal Short-Circuit Protection that limits the maximum current the circuit will pass.

In many low current applications, compensation capacitors are not required. However, it is recommended that the regulator input be bypassed with a capacitor if the regulator is connected to the power supply filter with long wire lengths, or if the output load capacitance is large. An input bypass capacitor should be

selected to provide good high-frequency characteristics to insure stable operation under all load conditions. A 0.33 μ F or larger tantalum, mylar, or other capacitor having low internal impedance at high frequencies should be chosen. The bypass capacitor should be mounted with the shortest possible leads directly across the regulators input terminals. Normally good construction techniques should be used to minimize ground loops and lead resistance drops since the regulator has no external sense lead. Bypassing the output is also recommended.

FIGURE 7 - CURRENT REGULATOR



The MC78L00C regulators can also be used as a current source when connected as above. In order to minimize dissipation the MC78L05C is chosen in this application. Resistor R determines the current as follows:

$$I_O = \frac{5 \text{ V}}{R} + I_{IB}$$

$I_{IB} = 3.8 \text{ mA}$ over line and load changes

For example, a 100 mA current source would require R to be a 50-ohm, 1/2-W resistor and the output voltage compliance would be the input voltage less 7 volts.

FIGURE 8 - ±15 V TRACKING VOLTAGE REGULATOR

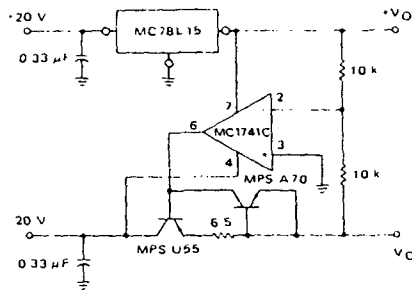
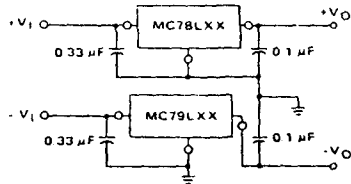


FIGURE 9 - POSITIVE AND NEGATIVE REGULATOR



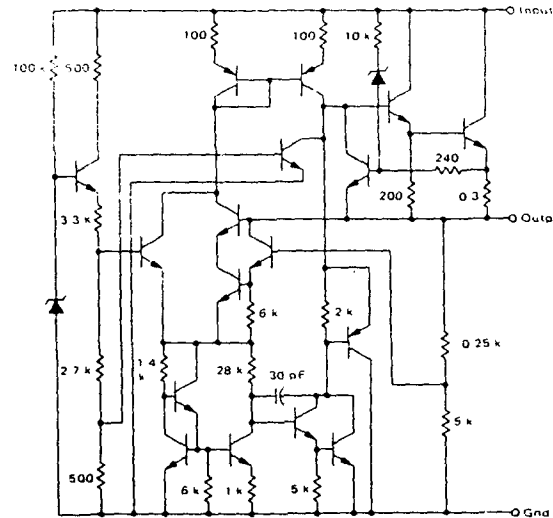
MC78M00C SERIES THREE-TERMINAL POSITIVE VOLTAGE REGULATORS

The MC78M00 Series positive voltage regulators are identical to the popular MC7800C Series devices, except that they are specified for only one-third the output current. Like the MC7800C devices, the MC78M00C three-terminal regulators are intended for local, on-card voltage regulation.

Internal current limiting, thermal shutdown circuitry and safe-area compensation for the internal pass transistor combine to make these devices remarkably rugged under most operating conditions. Maximum output current, with adequate heatsinking is 500 mA.

- No External Components Required
- Internal Thermal Overload Protection
- Internal Short-Circuit Current Limiting
- Output Transistor Safe-Area Compensation
- Packaged in the Plastic Case 221A and Case 79 (TO 220 and Hermetic TO 39)

REPRESENTATIVE SCHEMATIC DIAGRAM



MC78M00C series

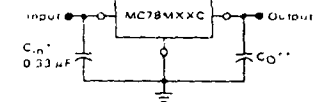
THREE-TERMINAL POSITIVE FIXED VOLTAGE REGULATORS

Bottom View

G SUFFIX METAL PACKAGE CASE 79 TO 39 (Case connected to Pin 3)

T SUFFIX PLASTIC PACKAGE CASE 221A (TO 220 Type) (Heatsink surface connected to Pin 2)

STANDARD APPLICATION



A common ground is required between the input and the output voltages. The input voltage must remain typically 2.0 V above the output voltage even during the low point on the input ripple voltage.

- * C_{in} is required if regulator is located an appreciable distance from power supply filter
- ** C_O improves stability and transient response.

ORDERING INFORMATION

DEVICE	TEMPERATURE RANGE	PACKAGE
MC78MXXCG	$T_J: 0^\circ\text{C to }+150^\circ\text{C}$	Metal Can
MC78MXXCT	$T_J: 0^\circ\text{C to }+150^\circ\text{C}$	Plastic Power

XX indicates nominal voltage

TYPE NO./VOLTAGE

MC78M05C	5.0 Volts
MC78M06C	6.0 Volts
MC78M08C	8.0 Volts
MC78M12C	12 Volts
MC78M15C	15 Volts
MC78M18C	18 Volts
MC78M20C	20 Volts
MC78M24C	24 Volts

MC78M00C Series MAXIMUM RATINGS (T_A = +25°C unless otherwise noted.)

Rating	Symbol	Value	Unit
Input Voltage (5.0 V - 18 V) (20 V - 24 V)	V _I	35 40	Vdc
Power Dissipation (Package Limitation)			
Plastic Package			
T _A = 25°C	P _D	Internally Limited	°C/W
Derate above T _A = 25°C	θ _{JA}	70	°C/W
T _C = 25°C	P _D	Internally Limited	°C/W
Derate above T _C = 110°C	θ _{JC}	5.0	°C/W
Metal Package			
T _A = 25°C	P _D	Internally Limited	°C/W
Derate above T _A = 25°C	θ _{JA}	185	°C/W
T _C = 25°C	P _D	Internally Limited	°C/W
Derate above T _C = 85°C	θ _{JC}	25	°C/W
Operating Junction Temperature Range	T _J	0 to +150	°C
Operating Ambient Temperature Range	T _A	0 to +85	°C
Storage Temperature Range	T _{stg}		
Plastic Package		-65 to +150	°C
Metal Package		-65 to +150	°C

MC78M05C ELECTRICAL CHARACTERISTICS (V_I = 10 V, I_O = 200 mA, 0°C < T_J < +125°C, P_D < 5.0 W unless otherwise noted.)

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Output Voltage (T _J = +25°C)	V _O	4.8	5.0	5.2	Vdc
Line Regulation (T _J = +25°C) (7.0 Vdc < V _I < 25 Vdc) (8.0 Vdc < V _I < 25 Vdc)	Reg _{line}	-	3.0 1.0	100 50	mV
Load Regulation (T _J = +25°C, 5.0 mA < I _O < 500 mA) (T _J = +25°C, 5.0 mA < I _O < 200 mA)	Reg _{load}	-	20 10	100 50	mV
Output Voltage (7.0 Vdc < V _I < 25 Vdc, 5.0 mA < I _O < 200 mA)	V _O	4.75	-	5.25	Vdc
Input Bias Current (T _J = +25°C)	I _{IB}	-	4.5	6.0	mA
Quiescent Current Change (8.0 Vdc < V _I < 25 Vdc) (5.0 mA < I _O < 200 mA)	ΔI _{IB}	-	-	0.8 0.5	mA
Output Noise Voltage (T _A = +25°C, 10 Hz < f < 100 kHz)	e _{on}	-	40	-	μV
Long-Term Stability	ΔV _O /Δt	-	-	20	mV/1.0 k Hrs
Ripple Rejection (I _O = 100 mA, f = 120 Hz, 8.0 V < V _I < 18 V) (I _O = 300 mA, f = 120 Hz, 8.0 V < V _I < 18 V, T _J = 25°C)	RR	-	80 80	-	dB
Input-Output Voltage Differential (T _A = +25°C)	V _I -V _O	-	2.0	-	Vdc
Short-Circuit Current Limit (T _J = +25°C, V _I = 35 V)	I _{OS}	-	300	-	mA
Average Temperature Coefficient of Output Voltage (I _O = 5.0 mA)	ΔV _O /ΔT	-	-1.0	-	mV/°C
Peak Output Current (T _J = 25°C)	I _O	-	700	-	mA

MC78M06C ELECTRICAL CHARACTERISTICS (V_I = 11 V, I_O = 200 mA, 0°C < T_J < +125°C, P_D < 5.0 W unless otherwise noted.)

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Output Voltage (T _J = +25°C)	V _O	5.75	6.0	6.25	Vdc
Line Regulation (T _J = +25°C) (8.0 Vdc < V _I < 25 Vdc) (9.0 Vdc < V _I < 25 Vdc)	Reg _{line}	-	5.0 1.5	100 50	mV
Load Regulation (T _J = +25°C, 5.0 mA < I _O < 500 mA) (T _J = +25°C, 5.0 mA < I _O < 200 mA)	Reg _{load}	-	20 10	120 60	mV
Output Voltage (8.0 Vdc < V _I < 25 Vdc, 5.0 mA < I _O < 200 mA)	V _O	5.7	-	6.3	Vdc
Input Bias Current (T _J = +25°C)	I _{IB}	-	4.5	6.0	mA
Quiescent Current Change (9.0 Vdc < V _I < 25 Vdc) (5.0 mA < I _O < 200 mA)	ΔI _{IB}	-	-	0.8 0.5	mA
Output Noise Voltage (T _A = +25°C, 10 Hz < f < 100 kHz)	e _{on}	-	45	-	μV
Long-Term Stability	ΔV _O /Δt	-	-	24	mV/1.0 k Hrs
Ripple Rejection (I _O = 100 mA, f = 120 Hz, 9.0 V < V _I < 19 V) (I _O = 300 mA, f = 120 Hz, 9.0 V < V _I < 19 V, T _J = 25°C)	RR	-	80 80	-	dB
Input-Output Voltage Differential (T _A = +25°C)	V _I -V _O	-	2.0	-	Vdc
Short-Circuit Current Limit (T _J = +25°C, V _I = 35 V)	I _{OS}	-	270	-	mA
Average Temperature Coefficient of Output Voltage (I _O = 5.0 mA)	ΔV _O /ΔT	-	-1.0	-	mV/°C
Peak Output Current (T _J = 25°C)	I _O	-	700	-	mA

MC78M08C ELECTRICAL CHARACTERISTICS (V_I = 14 V, I_O = 200 mA, 0°C < T_J < +125°C, P_D < 5.0 W unless otherwise noted.)

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Output Voltage (T _J = +25°C)	V _O	7.7	8.0	8.3	Vdc
Line Regulation (T _J = +25°C) (10.5 Vdc < V _I < 25 Vdc) (11 Vdc < V _I < 25 Vdc)	Reg _{line}	-	6.0 2.0	100 50	mV
Load Regulation (T _J = +25°C, 5.0 mA < I _O < 500 mA) (T _J = +25°C, 5.0 mA < I _O < 200 mA)	Reg _{load}	-	25 10	160 80	mV
Output Voltage (10.5 Vdc < V _I < 25 Vdc, 5.0 mA < I _O < 200 mA)	V _O	7.6	-	8.4	Vdc
Input Bias Current (T _J = +25°C)	I _{IB}	-	4.6	6.0	mA
Quiescent Current Change (10.5 Vdc < V _I < 25 Vdc) (5.0 mA < I _O < 200 mA)	ΔI _{IB}	-	-	0.8 0.5	mA
Output Noise Voltage (T _A = +25°C, 10 Hz < f < 100 kHz)	e _{on}	-	52	-	μV
Long-Term Stability	ΔV _O /Δt	-	-	32	mV/1.0 k Hrs
Ripple Rejection (I _O = 100 mA, f = 120 Hz, 11.5 V < V _I < 21.5 V) (I _O = 300 mA, f = 120 Hz, 11.5 V < V _I < 21.5 V, T _J = 25°C)	RR	-	80 80	-	dB
Input-Output Voltage Differential (T _A = +25°C)	V _I -V _O	-	2.0	-	Vdc
Short-Circuit Current Limit (T _J = +25°C, V _I = 35 V)	I _{OS}	-	250	-	mA
Average Temperature Coefficient of Output Voltage (I _O = 5.0 mA)	ΔV _O /ΔT	-	-1.0	-	mV/°C
Peak Output Current (T _J = 25°C)	I _O	-	700	-	mA

2

214

© Del documento, los autores. Digitalización realizada por ULPGC. Biblioteca Universitaria, 2008.

MC78M12C ELECTRICAL CHARACTERISTICS (V_I = 19 V, I_O = 200 mA, 0°C < T_J < +125°C, P_D < 5.0 W unless otherwise noted.)

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Output Voltage (T _J = +25°C)	V _O	11.5	12	12.5	Vdc
Line Regulation (T _J = +25°C) (14.5 Vdc < V _I < 30 Vdc) (16 Vdc < V _I < 22 Vdc)	Reg _{line}	-	8.0 2.0	100 50	mV
Load Regulation (T _J = +25°C, 5.0 mA < I _O < 500 mA) (T _J = +25°C, 5.0 mA < I _O < 200 mA)	Reg _{load}	-	25 10	240 120	mV
Output Voltage (14.5 Vdc < V _I < 27 Vdc, 5.0 mA < I _O < 200 mA)	V _O	11.4	-	12.6	Vdc
Input Bias Current (T _J = +25°C)	I _{IB}	-	4.8	6.0	mA
Quiescent Current Change (14.5 Vdc < V _I < 30 Vdc) (5.0 mA < I _O < 200 mA)	ΔI _{IB}	-	-	0.8 0.5	mA
Output Noise Voltage (T _A = +25°C, 10 Hz < f < 100 kHz)	e _{on}	-	75	-	μV
Long Term Stability	ΔV _O /Δt	-	-	48	mV/1.0 k Hrs
Ripple Rejection (I _O = 100 mA, f = 120 Hz, 15 V < V _I < 25 V) (I _O = 300 mA, f = 120 Hz, 15 V < V _I < 25 V, T _J = 25°C)	RR	-	80 80	-	dB
Input-Output Voltage Differential (T _A = +25°C)	V _I -V _O	-	2.0	-	Vdc
Short-Circuit Current Limit (T _J = +25°C, V _I = 35 V)	I _{OS}	-	240	-	mA
Average Temperature Coefficient of Output Voltage (I _O = 5.0 mA, 0°C < T _A < +125°C)	ΔV _O /ΔT	-	-1.0	-	mV/°C
Peak Output Current (T _J = 25°C)	I _O	-	700	-	mA

MC78M15C ELECTRICAL CHARACTERISTICS (V_I = 23 V, I_O = 200 mA, 0°C < T_J < +125°C, P_D < 5.0 W unless otherwise noted.)

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Output Voltage (T _J = +25°C)	V _O	14.4	15	15.6	Vdc
Input Regulation (T _J = +25°C) (17.5 Vdc < V _I < 30 Vdc) (20 Vdc < V _I < 30 Vdc)	Reg _{line}	-	10 3.0	100 50	mV
Load Regulation (T _J = +25°C, 5.0 mA < I _O < 500 mA) (T _J = +25°C, 5.0 mA < I _O < 200 mA)	Reg _{load}	-	25 10	300 150	mV
Output Voltage (17.5 Vdc < V _I < 30 Vdc, 5.0 mA < I _O < 200 mA)	V _O	14.25	-	15.75	Vdc
Input Bias Current (T _J = +25°C)	I _{IB}	-	4.8	6.0	mA
Quiescent Current Change (18.5 Vdc < V _I < 30 Vdc) (5.0 mA < I _O < 200 mA)	ΔI _{IB}	-	-	0.8 0.5	mA
Output Noise Voltage (T _A = +25°C, 10 Hz < f < 100 kHz)	e _{on}	-	90	-	μV
Long Term Stability	ΔV _O /Δt	-	-	60	mV/1.0 k Hrs
Ripple Rejection (I _O = 100 mA, f = 120 Hz, 18.5 V < V _I < 28.5 V) (I _O = 300 mA, f = 120 Hz, 18.5 V < V _I < 28.5 V, T _J = 25°C)	RR	-	70 70	-	dB
Input-Output Voltage Differential (T _A = +25°C)	V _I -V _O	-	2.0	-	Vdc
Short-Circuit Current Limit (T _J = +25°C, V _I = 35 V)	I _{OS}	-	240	-	mA
Average Temperature Coefficient of Output Voltage (I _O = 5.0 mA, 0°C < T _A < +125°C)	ΔV _O /ΔT	-	-1.0	-	mV/°C
Peak Output Current (T _J = 25°C)	I _O	-	700	-	mA

MC78M18C ELECTRICAL CHARACTERISTICS (V_I = 27 V, I_O = 200 mA, 0°C < T_J < +125°C, P_D < 5.0 W unless otherwise noted.)

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Output Voltage (T _J = +25°C)	V _O	17.3	18	18.7	Vdc
Line Regulation (T _J = +25°C) (21 Vdc < V _I < 33 Vdc) (24 Vdc < V _I < 33 Vdc)	Reg _{line}	-	10 40	100 50	mV
Load Regulation (T _J = +25°C, 5.0 mA < I _O < 500 mA) (T _J = +25°C, 5.0 mA < I _O < 200 mA)	Reg _{load}	-	30 10	360 180	mV
Output Voltage (21 Vdc < V _I < 33 Vdc, 5.0 mA < I _O < 200 mA)	V _O	17.1	-	18.9	Vdc
Input Bias Current (T _J = +25°C)	I _{IB}	-	4.8	6.5	mA
Quiescent Current Change (21 Vdc < V _I < 33 Vdc) (5.0 mA < I _O < 200 mA)	ΔI _{IB}	-	-	0.8 0.5	mA
Output Noise Voltage (T _A = +25°C, 10 Hz < f < 100 kHz)	e _{on}	-	100	-	μV
Long Term Stability	ΔV _O /Δt	-	-	72	mV/1.0 k Hrs
Ripple Rejection (I _O = 100 mA, f = 120 Hz, 22 V < V _I < 32 V) (I _O = 300 mA, f = 120 Hz, 22 V < V _I < 32 V, T _J = 25°C)	RR	-	70 70	-	dB
Input-Output Voltage Differential (T _A = +25°C)	V _I -V _O	-	2.0	-	Vdc
Short-Circuit Current Limit (T _J = +25°C, V _I = 35 V)	I _{OS}	-	240	-	mA
Average Temperature Coefficient of Output Voltage (I _O = 5.0 mA, 0°C < T _A < +125°C)	ΔV _O /ΔT	-	-1.0	-	mV/°C
Peak Output Current (T _J = 25°C)	I _O	-	700	-	mA

MC78M20C ELECTRICAL CHARACTERISTICS (V_I = 29 V, I_O = 200 mA, 0°C < T_J < +125°C, P_D < 5.0 W unless otherwise noted.)

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Output Voltage (T _J = +25°C)	V _O	19.2	20	20.8	Vdc
Line Regulation (T _J = +25°C) (23 Vdc < V _I < 35 Vdc) (24 Vdc < V _I < 35 Vdc)	Reg _{line}	-	10 5.0	100 50	mV
Load Regulation (T _J = +25°C, 5.0 mA < I _O < 500 mA) (T _J = +25°C, 5.0 mA < I _O < 200 mA)	Reg _{load}	-	30 10	400 200	mV
Output Voltage (23 Vdc < V _I < 35 Vdc, 5.0 mA < I _O < 200 mA)	V _O	19	-	21	Vdc
Input Bias Current (T _J = +25°C)	I _{IB}	-	4.9	6.5	mA
Quiescent Current Change (23 Vdc < V _I < 35 Vdc) (5.0 mA < I _O < 200 mA)	ΔI _{IB}	-	-	0.8 0.5	mA
Output Noise Voltage (T _A = +25°C, 10 Hz < f < 100 kHz)	e _{on}	-	110	-	μV
Long Term Stability	ΔV _O /Δt	-	-	80	mV/1.0 k Hrs
Ripple Rejection (I _O = 100 mA, f = 120 Hz, 24 V < V _I < 34 V) (I _O = 300 mA, f = 120 Hz, 24 V < V _I < 34 V, T _J = 25°C)	RR	-	70 70	-	dB
Input-Output Voltage Differential (T _A = +25°C)	V _I -V _O	-	2.0	-	Vdc
Short-Circuit Current Limit (T _J = +25°C, V _I = 35 V)	I _{OS}	-	240	-	mA
Average Temperature Coefficient of Output Voltage (I _O = 5.0 mA, 0°C < T _A < +125°C)	ΔV _O /ΔT	-	-1.1	-	mV/°C
Peak Output Current (T _J = 25°C)	I _O	-	700	-	mA

MC78M24C ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_I = 33\text{ V}$, $I_O = 200\text{ mA}$, $0^\circ\text{C} < T_J < +125^\circ\text{C}$, $P_D < 5.0\text{ W}$ unless otherwise noted.)

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Output Voltage ($T_J = +25^\circ\text{C}$)	V_O	23	24	25	Vdc
Line Regulation ($T_J = +25^\circ\text{C}$) ($27\text{ Vdc} < V_I < 38\text{ Vdc}$) ($28\text{ Vdc} < V_I < 38\text{ Vdc}$)	Reg _{line}	-	10 5.0	100 50	mV
Load Regulation ($T_J = +25^\circ\text{C}$, $5.0\text{ mA} < I_O < 500\text{ mA}$) ($T_J = +25^\circ\text{C}$, $5.0\text{ mA} < I_O < 200\text{ mA}$)	Reg _{load}	-	30 10	.480 240	mV
Output Voltage ($27\text{ Vdc} < V_I < 38\text{ Vdc}$, $5.0\text{ mA} < I_O < 200\text{ mA}$)	V_O	22.8	-	25.2	Vdc
Input Bias Current ($T_J = +25^\circ\text{C}$)	I_{IB}	-	5.0	7.0	mA
Quiescent Current Change ($27\text{ Vdc} < V_I < 38\text{ Vdc}$) ($5.0\text{ mA} < I_O < 200\text{ mA}$)	ΔI_{IB}	-	-	0.8 0.5	mA
Output Noise Voltage ($T_A = +25^\circ\text{C}$, $10\text{ Hz} < f < 100\text{ kHz}$)	e_{on}	-	170	-	μV
Long-Term Stability	$\Delta V_O/\Delta t$	-	-	96	mV/10 kHrs
Ripple Rejection ($I_O = 100\text{ mA}$, $f = 120\text{ Hz}$, $28\text{ V} < V_I < 38\text{ V}$) ($I_O = 300\text{ mA}$, $f = 120\text{ Hz}$, $28\text{ V} < V_I < 38\text{ V}$, $T_J = 25^\circ\text{C}$)	RR	-	70 70	-	dB
Input-Output Voltage Differential ($T_A = +25^\circ\text{C}$)	$V_I - V_O$	-	2.0	-	Vdc
Short-Circuit Current Limit ($T_J = +25^\circ\text{C}$)	I_{OS}	-	240	-	mA
Average Temperature Coefficient of Output Voltage ($I_O = 5.0\text{ mA}$, $0^\circ\text{C} < T_A < +125^\circ\text{C}$)	$\Delta V_O/\Delta T$	-	-1.2	-	mV/ $^\circ\text{C}$
Peak Output Current ($T_J = 25^\circ\text{C}$)	I_O	-	700	-	mA

DEFINITIONS

Line Regulation - The change in output voltage for a change in the input voltage. The measurement is made under conditions of low dissipation or by using pulse techniques such that the average chip temperature is not significantly affected.

Load Regulation - The change in output voltage for a change in load current at constant chip temperature.

Maximum Power Dissipation - The maximum total device dissipation for which the regulator will operate within specifications.

Input Bias Current - That part of the input current that is not delivered to the load.

Output Noise Voltage - The rms ac voltage at the output, with constant load and no input ripple, measured over a specified frequency range.

Long Term Stability - Output voltage stability under accelerated life test conditions with the maximum rated voltage listed in the devices' electrical characteristics and maximum power dissipation.

TYPICAL PERFORMANCE CURVES

FIGURE 1 - WORST CASE POWER DISSIPATION versus AMBIENT TEMPERATURE TO 220 (CASE 313)

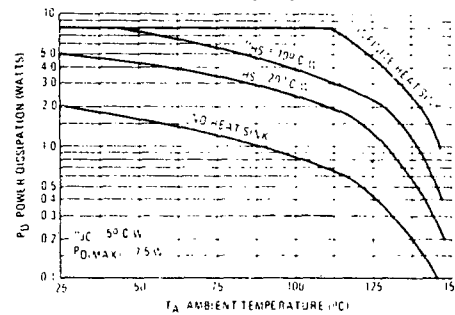


FIGURE 2 - WORST CASE POWER DISSIPATION versus AMBIENT TEMPERATURE TO 39 (CASE 79)

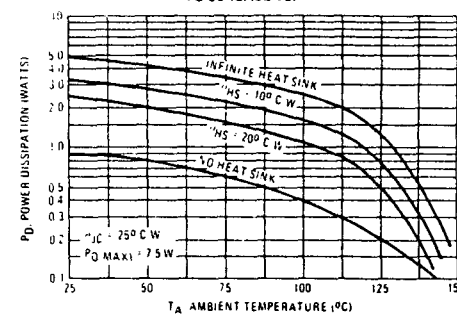


FIGURE 3 - PEAK OUTPUT CURRENT AS A FUNCTION OF INPUT-OUTPUT DIFFERENTIAL VOLTAGE

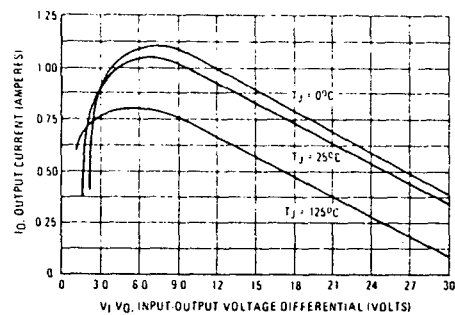
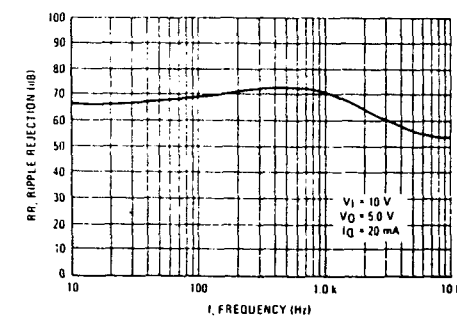


FIGURE 4 - RIPPLE REJECTION AS A FUNCTION OF FREQUENCY



APPLICATIONS INFORMATION

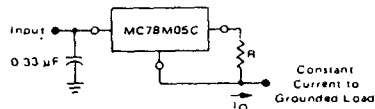
Design Considerations

The MC78M00C Series of fixed voltage regulators are designed with Thermal Overload Protection that shuts down the circuit when subjected to an excessive power overload condition, Internal Short-Circuit Protection that limits the maximum current the circuit will pass, and Output Transistor Safe-Area Compensation that reduces the output short-circuit current as the voltage across the pass transistor is increased.

In many low current applications, compensation capacitors are not required. However, it is recommended that the regulator input be bypassed with a capacitor if the regulator is connected

to the power supply filter with long wire lengths, or if the output load capacitance is large. An input bypass capacitor should be selected to provide good high-frequency characteristics to insure stable operation under all load conditions. A 0.33 μ F or larger tantalum, mylar, or other capacitor having low internal impedance at high frequencies should be chosen. The bypass capacitor should be mounted with the shortest possible leads directly across the regulators input terminals. Normally good construction techniques should be used to minimize ground loops and lead resistance drops since the regulator has no external sense lead.

FIGURE 5 - CURRENT REGULATOR



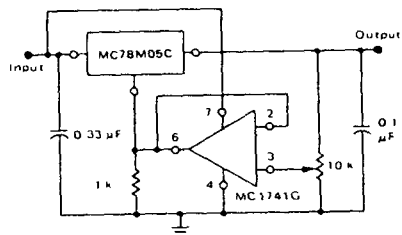
The MC7800C regulators can also be used as a current source when connected as above. In order to minimize dissipation the MC7805C is chosen in this application. Resistor R determines the current as follows

$$I_O = \frac{5 \text{ V}}{R} + I_Q$$

$I_Q = 1.5 \text{ mA}$ over line and load changes

For example, a 500 mA current source would require R to be a 10-ohm, 10-W resistor and the output voltage compliance would be the input voltage less 7 volts.

FIGURE 6 - ADJUSTABLE OUTPUT REGULATOR

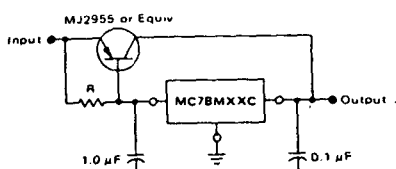


$$V_O = 7.0 \text{ V to } 20 \text{ V}$$

$$V_{IN} \geq 2.0 \text{ V}$$

The addition of an operational amplifier allows adjustment to higher or intermediate values while retaining regulation characteristics. The minimum voltage obtainable with this arrangement is 2.0 volts greater than the regulator voltage.

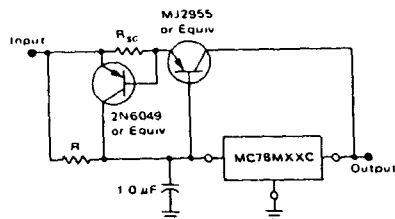
FIGURE 7 - CURRENT BOOST REGULATOR



XX = 2 digits of type number indicating voltage

The MC78M00C series can be current boosted with a PNP transistor. The MJ2955 provides current to 5.0 amperes. Resistor R in conjunction with the V_{BE} of the PNP determines when the pass transistor begins conducting, this circuit is not short-circuit proof. Input-output differential voltage minimum is increased by V_{BE} of the pass transistor.

FIGURE 8 - SHORT-CIRCUIT PROTECTION



XX = 2 digits of type number indicating voltage.

The circuit of Figure 7 can be modified to provide supply protection against short circuits by adding a short-circuit sense resistor, R_{sc} , and an additional PNP transistor. The current sensing PNP must be able to handle the short-circuit current of the three-terminal regulator. Therefore, a two-ampere plastic power transistor is specified.

MC7900C SERIES THREE-TERMINAL NEGATIVE VOLTAGE REGULATORS

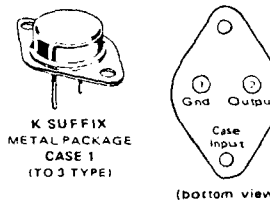
The MC7900C Series of fixed output negative voltage regulators are intended as complements to the popular MC7800C Series devices. These negative regulators are available in the same seven-voltage options as the MC7800C devices. In addition, two extra voltage options commonly employed in MECL systems are also available in the negative MC7900C Series.

Available in fixed output voltage options from -2.0 to -24 volts, these regulators employ current limiting, thermal shutdown, and safe-area compensation - making them remarkably rugged under most operating conditions. With adequate heat-sinking they can deliver output currents in excess of 1.0 ampere.

- No External Components Required
- Internal Thermal Overload Protection
- Internal Short-Circuit Current Limiting
- Output Transistor Safe-Area Compensation
- Packaged in the Plastic Case 221A and Case 1 (TO-220 and Hermetic TO-3)

MC7900C Series

THREE-TERMINAL NEGATIVE FIXED VOLTAGE REGULATORS



K SUFFIX METAL PACKAGE CASE 1 (TO-3 TYPE)

(bottom view)

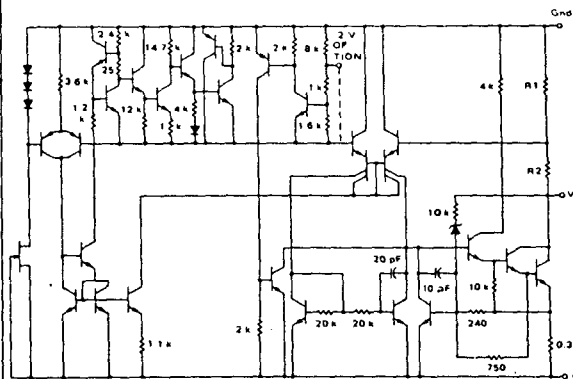
T SUFFIX PLASTIC PACKAGE CASE 221A

- Pin 1. Ground
- 2 Input
- 3 Output

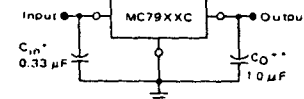
(Heatsink surface connected to Pin 2)



SCHEMATIC DIAGRAM



STANDARD APPLICATION



A common ground is required between the input and the output voltages. The input voltage must remain typically 2.0 V more negative even during the high point on the input ripple voltage.

XX = these two digits of the type number indicate voltage.

* = C_{in} is required if regulator is located an appreciable distance from power supply filter.

** = C_O improves stability and transient response.

ORDERING INFORMATION		
DEVICE	TEMPERATURE RANGE	PACKAGE
MC79XXCK	$T_J = 0^\circ \text{C to } +150^\circ \text{C}$	Metal Power
MC79XXCT	$T_J = 0^\circ \text{C to } +150^\circ \text{C}$	Plastic Power

XX indicates nominal voltage

DEVICE TYPE/NOMINAL OUTPUT VOLTAGE

MC7902C - 2.0 Volts	MC7906C - 6.0 Volts	MC7915C - 15 Volts
MC7905C - 5.0 Volts	MC7908C - 8.0 Volts	MC7918C - 18 Volts
MC7905.2C - 5.2 Volts	MC7912C - 12 Volts	MC7924C - 24 Volts

MC7900C Series MAXIMUM RATINGS (T_A = +25°C unless otherwise noted.)

Rating	Symbol	Value	Unit
Input Voltage (2.0 V - 18 V) (24 V)	V _I	-35 -40	Vdc
Power Dissipation			
Plastic Package			
T _A = +25°C	P _D	Internally Limited	Watts
Derate above T _A = +25°C	1/R _{θJA}	15.4	mW/°C
T _C = +25°C	P _D	Internally Limited	Watts
Derate above T _C = +95°C (See Figure 1)	1/R _{θJC}	200	mW/°C
Metal Package			
T _A = +25°C	P _D	Internally Limited	Watts
Derate above T _A = +25°C	1/R _{θJA}	22.2	mW/°C
T _C = +25°C	P _D	Internally Limited	Watts
Derate above T _C = +65°C	1/R _{θJC}	182	mW/°C
Storage Temperature Range	T _{stg}	-65 to +150	°C
Junction Temperature Range	T _J	0 to +150	°C

THERMAL CHARACTERISTICS

Characteristic	Symbol	Max	Unit
Thermal Resistance, Junction to Ambient - Plastic Package	R _{θJA}	65	°C/W
- Metal Package		45	
Thermal Resistance, Junction to Case - Plastic Package	R _{θJC}	5.0	°C/W
- Metal Package		5.5	

MC7902C ELECTRICAL CHARACTERISTICS (V_I = -10 V, I_O = 500 mA, 0°C < T_J < +125°C unless otherwise noted.)

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Output Voltage (T _J = +25°C)	V _O	-1.92	-2.00	-2.08	Vdc
Line Regulation	Reg _{line}				mV
(T _J = +25°C, I _O = 100 mA)					
-7.0 Vdc ≥ V _I ≥ -25 Vdc		-	8.0	20	
-8.0 Vdc ≥ V _I ≥ -12 Vdc		-	4.0	10	
(T _J = +25°C, I _O = 500 mA)					
-7.0 Vdc ≥ V _I ≥ -25 Vdc		-	18	40	
-8.0 Vdc ≥ V _I ≥ -12 Vdc		-	8.0	20	
Load Regulation	Reg _{load}				mV
T _J = +25°C, 5.0 mA ≤ I _O ≤ 1.5 A		-	70	120	
250 mA ≤ I _O ≤ 750 mA		-	20	60	
Output Voltage	V _O	-1.90	-	-2.10	Vdc
-7.0 Vdc ≥ V _I ≥ -20 Vdc, 5.0 mA ≤ I _O ≤ 1.0 A, P ≤ 15 W					
Input Bias Current (T _J = +25°C)	I _{IB}	-	4.3	8.0	mA
Input Bias Current Change	ΔI _{IB}				mA
-7.0 Vdc ≥ V _I ≥ -25 Vdc		-	-	1.3	
5.0 mA ≤ I _O ≤ 1.5 A		-	-	0.5	
Output Noise Voltage (T _A = +25°C, 10 Hz ≤ f ≤ 100 kHz)	e _{on}	-	40	-	μV
Long-Term Stability	ΔV _O /Δt	-	-	20	mV/1.0k Hrs
Ripple Rejection (I _O = 20 mA, f = 120 Hz)	RR	-	65	-	dB
Input-Output Voltage Differential	V _I - V _O	-	3.5	-	Vdc
I _O = 1.0 A, T _J = +25°C					
Average Temperature Coefficient of Output Voltage	ΔV _O /ΔT	-	-1.0	-	mV/°C
I _O = 5.0 mA, 0°C ≤ T _A ≤ +125°C					

MC7905C ELECTRICAL CHARACTERISTICS (V_I = -10 V, I_O = 500 mA, 0°C < T_J < +125°C, unless otherwise noted.)

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Output Voltage (T _J = +25°C)	V _O	-4.8	-5.0	-5.2	Vdc
Line Regulation	Reg _{line}				mV
(T _J = +25°C, I _O = 100 mA)					
-7.0 Vdc ≥ V _I ≥ -25 Vdc		-	7.0	50	
-8.0 Vdc ≥ V _I ≥ -12 Vdc		-	2.0	25	
(T _J = +25°C, I _O = 500 mA)					
-7.0 Vdc ≥ V _I ≥ -25 Vdc		-	35	100	
-8.0 Vdc ≥ V _I ≥ -12 Vdc		-	8.0	50	
Load Regulation	Reg _{load}				mV
T _J = +25°C, 5.0 mA ≤ I _O ≤ 1.5 A		-	11	100	
250 mA ≤ I _O ≤ 750 mA		-	4.0	50	
Output Voltage	V _O	-4.75	-	-5.25	Vdc
-7.0 Vdc ≥ V _I ≥ -20 Vdc, 5.0 mA ≤ I _O ≤ 1.0 A, P ≤ 15 W					
Input Bias Current (T _J = +25°C)	I _{IB}	-	4.3	8.0	mA
Input Bias Current Change	ΔI _{IB}				mA
-7.0 Vdc ≥ V _I ≥ -25 Vdc		-	-	1.3	
5.0 mA ≤ I _O ≤ 1.5 A		-	-	0.5	
Output Noise Voltage (T _A = +25°C, 10 Hz ≤ f ≤ 100 kHz)	e _{on}	-	40	-	μV
Long-Term Stability	ΔV _O /Δt	-	-	20	mV/1.0k Hrs
Ripple Rejection (I _O = 20 mA, f = 120 Hz)	RR	-	70	-	dB
Input-Output Voltage Differential	V _I - V _O	-	2.0	-	Vdc
I _O = 1.0 A, T _J = +25°C					
Average Temperature Coefficient of Output Voltage	ΔV _O /ΔT	-	-1.0	-	mV/°C
I _O = 5.0 mA, 0°C ≤ T _A ≤ +125°C					

MC7905.2C ELECTRICAL CHARACTERISTICS (V_I = -10 V, I_O = 500 mA, 0°C < T_J < +125°C, unless otherwise noted.)

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Output Voltage (T _J = +25°C)	V _O	-5.0	-5.2	-5.4	Vdc
Line Regulation	Reg _{line}				mV
(T _J = +25°C, I _O = 100 mA)					
-7.2 Vdc ≥ V _I ≥ -25 Vdc		-	8.0	52	
-8.0 Vdc ≥ V _I ≥ -12 Vdc		-	2.2	27	
(T _J = +25°C, I _O = 500 mA)					
-7.2 Vdc ≥ V _I ≥ -25 Vdc		-	37	105	
-8.0 Vdc ≥ V _I ≥ -12 Vdc		-	8.5	52	
Load Regulation	Reg _{load}				mV
T _J = +25°C, 5.0 mA ≤ I _O ≤ 1.5 A		-	12	105	
250 mA ≤ I _O ≤ 750 mA		-	4.5	52	
Output Voltage	V _O	-4.94	-	-5.46	Vdc
-7.2 Vdc ≥ V _I ≥ -20 Vdc, 5.0 mA ≤ I _O ≤ 1.0 A, P ≤ 15 W					
Input Bias Current (T _J = +25°C)	I _{IB}	-	4.3	8.0	mA
Input Bias Current Change	ΔI _{IB}				mA
-7.2 Vdc ≥ V _I ≥ -25 Vdc		-	-	1.3	
5.0 mA ≤ I _O ≤ 1.5 A		-	-	0.5	
Output Noise Voltage (T _A = +25°C, 10 Hz ≤ f ≤ 100 kHz)	e _{on}	-	42	-	μV
Long-Term Stability	ΔV _O /Δt	-	-	20	mV/1.0k Hrs
Ripple Rejection (I _O = 20 mA, f = 120 Hz)	RR	-	68	-	dB
Input-Output Voltage Differential	V _I - V _O	-	2.0	-	Vdc
I _O = 1.0 A, T _J = +25°C					
Average Temperature Coefficient of Output Voltage	ΔV _O /ΔT	-	-1.0	-	mV/°C
I _O = 5.0 mA, 0°C ≤ T _A ≤ +125°C					

MC7906C ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_I = -11\text{ V}$, $I_O = 500\text{ mA}$, $0^\circ\text{C} < T_J < +125^\circ\text{C}$ unless otherwise noted.)

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Output Voltage ($T_J = +25^\circ\text{C}$)	V_O	-5.75	-6.0	-6.25	Vdc
Line Regulation ($T_J = +25^\circ\text{C}$, $I_O = 100\text{ mA}$) -8.0 Vdc $\geq V_I \geq -25\text{ Vdc}$ -9.0 Vdc $\geq V_I \geq -13\text{ Vdc}$ ($T_J = +25^\circ\text{C}$, $I_O = 500\text{ mA}$) -8.0 Vdc $\geq V_I \geq -25\text{ Vdc}$ -9.0 Vdc $\geq V_I \geq -13\text{ Vdc}$	Reg _{line}	-	9.0 3.0	60 30	mV
Load Regulation $T_J = +25^\circ\text{C}$, $5.0\text{ mA} \leq I_O \leq 1.5\text{ A}$ $250\text{ mA} \leq I_O \leq 750\text{ mA}$	Reg _{load}	-	13 5.0	120 60	mV
Output Voltage -8.0 Vdc $\geq V_I \geq -21\text{ Vdc}$, $5.0\text{ mA} \leq I_O \leq 1.0\text{ A}$, $P \leq 15\text{ W}$	V_O	-5.7	-	-6.3	Vdc
Input Bias Current ($T_J = +25^\circ\text{C}$)	I_{IB}	-	4.3	8.0	mA
Input Bias Current Change -8.0 Vdc $\geq V_I \geq -25\text{ Vdc}$ $5.0\text{ mA} \leq I_O \leq 1.5\text{ A}$	ΔI_{IB}	-	-	1.3 0.5	mA
Output Noise Voltage ($T_A = +25^\circ\text{C}$, $10\text{ Hz} \leq f \leq 100\text{ kHz}$)	e_{on}	-	45	-	μV
Long-Term Stability	$\Delta V_O/\Delta t$	-	-	24	mV/1.0 k Hrs
Ripple Rejection ($I_O = 20\text{ mA}$, $f = 120\text{ Hz}$)	RR	-	65	-	dB
Input-Output Voltage Differential $I_O = 1.0\text{ A}$, $T_J = +25^\circ\text{C}$	$ V_I - V_O $	-	2.0	-	Vdc
Average Temperature Coefficient of Output Voltage $I_O = 5.0\text{ mA}$, $0^\circ\text{C} \leq T_A \leq +125^\circ\text{C}$	$\Delta V_O/\Delta T$	-	-1.0	-	mV/ $^\circ\text{C}$

MC7908C ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_I = -14\text{ V}$, $I_O = 500\text{ mA}$, $0^\circ\text{C} < T_J < +125^\circ\text{C}$ unless otherwise noted.)

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Output Voltage ($T_J = +25^\circ\text{C}$)	V_O	-7.7	-8.0	-8.3	Vdc
Line Regulation ($T_J = +25^\circ\text{C}$, $I_O = 100\text{ mA}$) -10.5 Vdc $\geq V_I \geq -25\text{ Vdc}$ -11 Vdc $\geq V_I \geq -17\text{ Vdc}$ ($T_J = +25^\circ\text{C}$, $I_O = 500\text{ mA}$) -10.5 Vdc $\geq V_I \geq -25\text{ Vdc}$ -11 Vdc $\geq V_I \geq -17\text{ Vdc}$	Reg _{line}	-	12 5.0	80 40	mV
Load Regulation $T_J = +25^\circ\text{C}$, $5.0\text{ mA} \leq I_O \leq 1.5\text{ A}$ $250\text{ mA} \leq I_O \leq 750\text{ mA}$	Reg _{load}	-	26 9.0	160 80	mV
Output Voltage -10.5 Vdc $\geq V_I \geq -23\text{ Vdc}$, $5.0\text{ mA} \leq I_O \leq 1.0\text{ A}$, $P \leq 15\text{ W}$	V_O	-7.6	-	-8.4	Vdc
Input Bias Current ($T_J = +25^\circ\text{C}$)	I_{IB}	-	4.3	8.0	mA
Input Bias Current Change -10.5 Vdc $\geq V_I \geq -25\text{ Vdc}$ $5.0\text{ mA} \leq I_O \leq 1.5\text{ A}$	ΔI_{IB}	-	-	1.0 0.5	mA
Output Noise Voltage ($T_A = +25^\circ\text{C}$, $10\text{ Hz} \leq f \leq 100\text{ kHz}$)	e_{on}	-	52	-	μV
Long-Term Stability	$\Delta V_O/\Delta t$	-	-	32	mV/1.0 k Hrs
Ripple Rejection ($I_O = 20\text{ mA}$, $f = 120\text{ Hz}$)	RR	-	62	-	dB
Input-Output Voltage Differential $I_O = 1.0\text{ A}$, $T_J = +25^\circ\text{C}$	$ V_I - V_O $	-	2.0	-	Vdc
Average Temperature Coefficient of Output Voltage $I_O = 5.0\text{ mA}$, $0^\circ\text{C} \leq T_A \leq +125^\circ\text{C}$	$\Delta V_O/\Delta T$	-	-1.0	-	mV/ $^\circ\text{C}$

MC7912C ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_I = -19\text{ V}$, $I_O = 500\text{ mA}$, $0^\circ\text{C} < T_J < +125^\circ\text{C}$, unless otherwise noted.)

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Output Voltage ($T_J = +25^\circ\text{C}$)	V_O	-11.5	-12	-12.5	Vdc
Line Regulation ($T_J = +25^\circ\text{C}$, $I_O = 100\text{ mA}$) -14.5 Vdc $\geq V_I \geq -30\text{ Vdc}$ -16 Vdc $\geq V_I \geq -22\text{ Vdc}$ ($T_J = +25^\circ\text{C}$, $I_O = 500\text{ mA}$) -14.5 Vdc $\geq V_I \geq -30\text{ Vdc}$ -16 Vdc $\geq V_I \geq -22\text{ Vdc}$	Reg _{line}	-	13 6.0	120 60	mV
Load Regulation $T_J = +25^\circ\text{C}$, $5.0\text{ mA} \leq I_O \leq 1.5\text{ A}$ $250\text{ mA} \leq I_O \leq 750\text{ mA}$	Reg _{load}	-	46 17	240 120	mV
Output Voltage -14.5 Vdc $\geq V_I \geq -27\text{ Vdc}$, $5.0\text{ mA} \leq I_O \leq 1.0\text{ A}$, $P \leq 15\text{ W}$	V_O	-11.4	-	-12.6	Vdc
Input Bias Current ($T_J = +25^\circ\text{C}$)	I_{IB}	-	4.4	8.0	mA
Input Bias Current Change -14.5 Vdc $\geq V_I \geq -30\text{ Vdc}$ $5.0\text{ mA} \leq I_O \leq 1.5\text{ A}$	ΔI_{IB}	-	-	1.0 0.5	mA
Output Noise Voltage ($T_A = +25^\circ\text{C}$, $10\text{ Hz} \leq f \leq 100\text{ kHz}$)	e_{on}	-	75	-	μV
Long-Term Stability	$\Delta V_O/\Delta t$	-	-	48	mV/1.0 k Hrs
Ripple Rejection ($I_O = 20\text{ mA}$, $f = 120\text{ Hz}$)	RR	-	61	-	dB
Input-Output Voltage Differential $I_O = 1.0\text{ A}$, $T_J = +25^\circ\text{C}$	$ V_I - V_O $	-	2.0	-	Vdc
Average Temperature Coefficient of Output Voltage $I_O = 5.0\text{ mA}$, $0^\circ\text{C} \leq T_A \leq +125^\circ\text{C}$	$\Delta V_O/\Delta T$	-	-1.0	-	mV/ $^\circ\text{C}$

MC7915C ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_I = -23\text{ V}$, $I_O = 500\text{ mA}$, $0^\circ\text{C} < T_J < +125^\circ\text{C}$, unless otherwise noted.)

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Output Voltage ($T_J = +25^\circ\text{C}$)	V_O	-14.4	-15	-15.6	Vdc
Line Regulation ($T_J = +25^\circ\text{C}$, $I_O = 100\text{ mA}$) -17.5 Vdc $\geq V_I \geq -30\text{ Vdc}$ -20 Vdc $\geq V_I \geq -26\text{ Vdc}$ ($T_J = +25^\circ\text{C}$, $I_O = 500\text{ mA}$) -17.5 Vdc $\geq V_I \geq -30\text{ Vdc}$ -20 Vdc $\geq V_I \geq -26\text{ Vdc}$	Reg _{line}	-	14 6.0	150 75	mV
Load Regulation $T_J = +25^\circ\text{C}$, $5.0\text{ mA} \leq I_O \leq 1.5\text{ A}$ $250\text{ mA} \leq I_O \leq 750\text{ mA}$	Reg _{load}	-	68 25	300 150	mV
Output Voltage -17.5 Vdc $\geq V_I \geq -30\text{ Vdc}$, $5.0\text{ mA} \leq I_O \leq 1.0\text{ A}$, $P \leq 15\text{ W}$	V_O	-14.25	-	-15.75	Vdc
Input Bias Current ($T_J = +25^\circ\text{C}$)	I_{IB}	-	4.4	8.0	mA
Input Bias Current Change -17.5 Vdc $\geq V_I \geq -30\text{ Vdc}$ $5.0\text{ mA} \leq I_O \leq 1.5\text{ A}$	ΔI_{IB}	-	-	1.0 0.5	mA
Output Noise Voltage ($T_A = +25^\circ\text{C}$, $10\text{ Hz} \leq f \leq 100\text{ kHz}$)	e_{on}	-	90	-	μV
Long-Term Stability	$\Delta V_O/\Delta t$	-	-	60	mV/1.0 k Hrs
Ripple Rejection ($I_O = 20\text{ mA}$, $f = 120\text{ Hz}$)	RR	-	60	-	dB
Input-Output Voltage Differential $I_O = 1.0\text{ A}$, $T_J = +25^\circ\text{C}$	$ V_I - V_O $	-	2.0	-	Vdc
Average Temperature Coefficient of Output Voltage $I_O = 5.0\text{ mA}$, $0^\circ\text{C} \leq T_A \leq +125^\circ\text{C}$	$\Delta V_O/\Delta T$	-	-1.0	-	mV/ $^\circ\text{C}$

MC7918C ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_I = -27\text{ V}$, $I_O = 500\text{ mA}$, $0^\circ\text{C} < T_J < +125^\circ\text{C}$, unless otherwise noted.)

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Output Voltage ($T_J = +25^\circ\text{C}$)	V_O	-17.3	-18	-18.7	Vdc
Line Regulation ($T_J = +25^\circ\text{C}$, $I_O = 100\text{ mA}$) -21 Vdc $\geq V_I \geq$ -33 Vdc -24 Vdc $\geq V_I \geq$ -30 Vdc ($T_J = +25^\circ\text{C}$, $I_O = 500\text{ mA}$) -21 Vdc $\geq V_I \geq$ -33 Vdc -24 Vdc $\geq V_I \geq$ -30 Vdc	Reg _{line}	-	25 10	180 90	mV
Load Regulation $T_J = +25^\circ\text{C}$, $5.0\text{ mA} \leq I_O \leq 1.0\text{ A}$ $250\text{ mA} \leq I_O \leq 750\text{ mA}$	Reg _{load}	-	110 55	360 180	mV
Output Voltage -21 Vdc $\geq V_I \geq$ -33 Vdc, $5.0\text{ mA} \leq I_O \leq 1.0\text{ A}$, $P \leq 15\text{ W}$	V_O	-17.1	-	-18.9	Vdc
Input Bias Current ($T_J = +25^\circ\text{C}$)	I_{IB}	-	4.5	8.0	mA
Input Bias Current Change -21 Vdc $\geq V_I \geq$ -33 Vdc $5.0\text{ mA} \leq I_O \leq 1.0\text{ A}$	ΔI_{IB}	-	-	1.0 0.5	mA
Output Noise Voltage ($T_A = +25^\circ\text{C}$, $10\text{ Hz} \leq f \leq 100\text{ kHz}$)	e_{on}	-	110	-	μV
Long-Term Stability	$\Delta V_O / \Delta t$	-	-	72	mV/1.0 k Hrs
Ripple Rejection ($I_O = 20\text{ mA}$, $f = 120\text{ Hz}$)	RR	-	59	-	dB
Input-Output Voltage Differential $I_O = 1.0\text{ A}$, $T_J = +25^\circ\text{C}$	$ V_I - V_O $	-	2.0	-	Vdc
Average Temperature Coefficient of Output Voltage $I_O = 5.0\text{ mA}$, $0^\circ\text{C} \leq T_A \leq +125^\circ\text{C}$	$\Delta V_O / \Delta T$	-	-1.0	-	mV/ $^\circ\text{C}$

MC7924C ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_I = -33\text{ V}$, $I_O = 500\text{ mA}$, $0^\circ\text{C} < T_J < +125^\circ\text{C}$, unless otherwise noted.)

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Output Voltage ($T_J = +25^\circ\text{C}$)	V_O	-23	-24	-25	Vdc
Line Regulation ($T_J = +25^\circ\text{C}$, $I_O = 100\text{ mA}$) -27 Vdc $\geq V_I \geq$ -38 Vdc -30 Vdc $\geq V_I \geq$ -36 Vdc ($T_J = +25^\circ\text{C}$, $I_O = 500\text{ mA}$) -27 Vdc $\geq V_I \geq$ -38 Vdc -30 Vdc $\geq V_I \geq$ -36 Vdc	Reg _{line}	-	31 14	240 120	mV
Load Regulation $T_J = +25^\circ\text{C}$, $5.0\text{ mA} \leq I_O \leq 1.0\text{ A}$ $250\text{ mA} \leq I_O \leq 750\text{ mA}$	Reg _{load}	-	150 85	480 240	mV
Output Voltage -27 Vdc $\geq V_I \geq$ -38 Vdc, $5.0\text{ mA} \leq I_O \leq 1.0\text{ A}$, $P \leq 15\text{ W}$	V_O	-22.8	-	-25.2	Vdc
Input Bias Current ($T_J = +25^\circ\text{C}$)	I_{IB}	-	4.6	8.0	mA
Input Bias Current Change -27 Vdc $\geq V_I \geq$ -38 Vdc $5.0\text{ mA} \leq I_O \leq 1.0\text{ A}$	ΔI_{IB}	-	-	1.0 0.5	mA
Output Noise Voltage ($T_A = +25^\circ\text{C}$, $10\text{ Hz} \leq f \leq 100\text{ kHz}$)	e_{on}	-	170	-	μV
Long-Term Stability	$\Delta V_O / \Delta t$	-	-	96	mV/1.0 k Hrs
Ripple Rejection ($I_O = 20\text{ mA}$, $f = 120\text{ Hz}$)	RR	-	56	-	dB
Input-Output Voltage Differential $I_O = 1.0\text{ A}$, $T_J = +25^\circ\text{C}$	$ V_I - V_O $	-	2.0	-	Vdc
Average Temperature Coefficient of Output Voltage $I_O = 5.0\text{ mA}$, $0^\circ\text{C} \leq T_A \leq +125^\circ\text{C}$	$\Delta V_O / \Delta T$	-	-1.0	-	mV/ $^\circ\text{C}$

TYPICAL CHARACTERISTICS
($T_A = +25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted.)

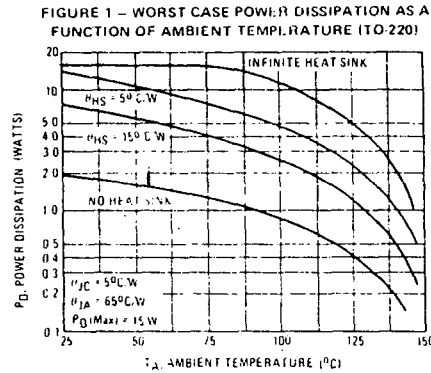


FIGURE 1 – WORST CASE POWER DISSIPATION AS A FUNCTION OF AMBIENT TEMPERATURE (TO-220)

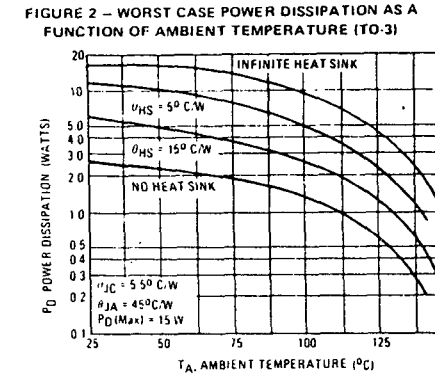


FIGURE 2 – WORST CASE POWER DISSIPATION AS A FUNCTION OF AMBIENT TEMPERATURE (TO-3)

FIGURE 3 – PEAK OUTPUT CURRENT AS A FUNCTION OF INPUT-OUTPUT DIFFERENTIAL VOLTAGE

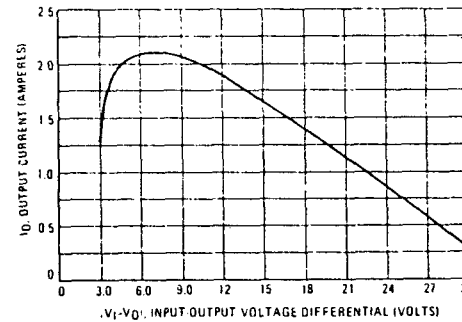


FIGURE 5 – RIPPLE REJECTION AS A FUNCTION OF OUTPUT VOLTAGES

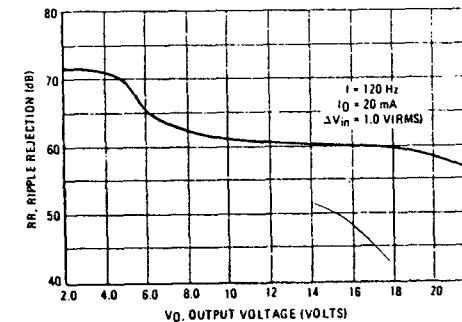


FIGURE 4 – RIPPLE REJECTION AS A FUNCTION OF FREQUENCY

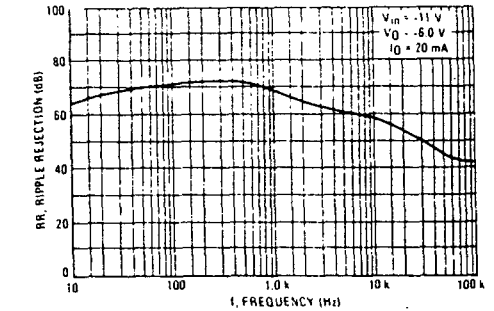
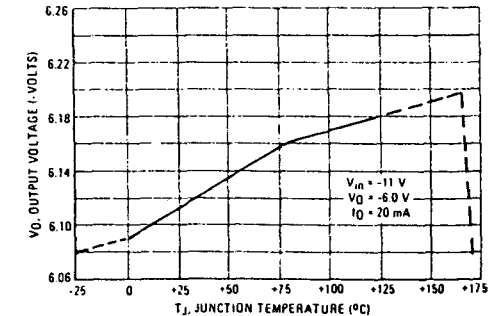
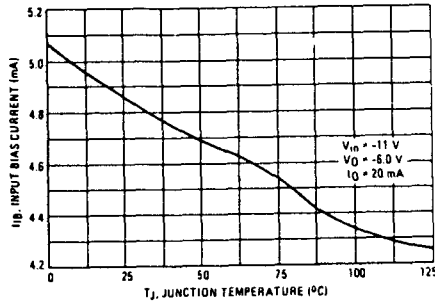


FIGURE 6 – OUTPUT VOLTAGE AS A FUNCTION OF JUNCTION TEMPERATURE



TYPICAL CHARACTERISTICS (continued)

FIGURE 7 - QUIESCENT CURRENT AS A FUNCTION OF TEMPERATURE



DEFINITIONS

Line Regulation - The change in output voltage for a change in the input voltage. The measurement is made under conditions of low dissipation or by using pulse techniques such that the average chip temperature is not significantly affected.

Load Regulation - The change in output voltage for a change in load current at constant chip temperature.

Maximum Power Dissipation - The maximum total device dissipation for which the regulator will operate within specifications.

Input Bias Current - That part of the input current that is not delivered to the load.

Output Noise Voltage - The rms ac voltage at the output, with constant load and no input ripple, measured over a specified frequency range.

Long Term Stability - Output voltage stability under accelerated life test conditions with the maximum rated voltage listed in the device's electrical characteristics and maximum power dissipation.

APPLICATIONS INFORMATION

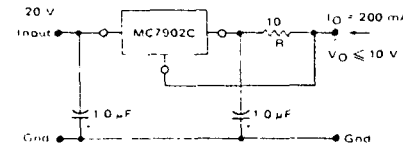
Design Considerations

The MC7900C Series of fixed voltage regulators are designed with Thermal Overload Protection that shuts down the circuit when subjected to an excessive power overload condition. Internal Short Circuit Protection that limits the maximum current the circuit will pass and Output Transistor Safe-Area Compensation that reduces the output short circuit current as the voltage across the pass transistor is increased.

In many low current applications, compensation capacitors are not required. However, it is recommended that the regulator input be bypassed with a capacitor if the regulator is connected

to the power supply filter with long wire lengths, or if the output load capacitance is large. An input bypass capacitor should be selected to provide good high frequency characteristics to insure stable operation under all load conditions. A 0.33 μF or larger tantalum, mylar, or other capacitor having low internal impedance at high frequencies should be chosen. The bypass capacitor should be mounted with the shortest possible leads directly across the regulators input terminals. Normally good construction techniques should be used to minimize ground loops and lead resistance drops since the regulator has no external sense lead. Bypassing the output is also recommended.

FIGURE 8 - CURRENT REGULATOR

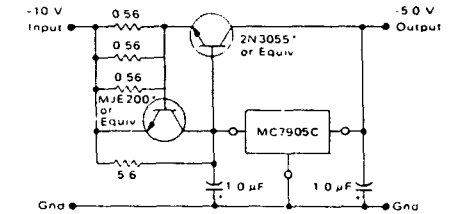


The MC7902 -2.0 V regulator can be used as a constant current source when connected as above. The output current is the sum of resistor R current and quiescent bias current as follows:

$$I_O = \frac{2 V}{R} + I_B$$

The quiescent current for this regulator is typically 4.3 mA. The 2.0 volt regulator was chosen to minimize dissipation and to allow the output voltage to operate to within 6.0 V below the input voltage.

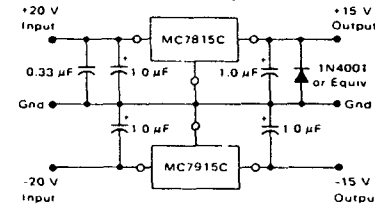
FIGURE 9 - CURRENT BOOST REGULATOR (-5.0 V @ 4.0 A, with 5.0 A current limiting)



* Mounted on common heat sink, Motorola MS 10 or equivalent.

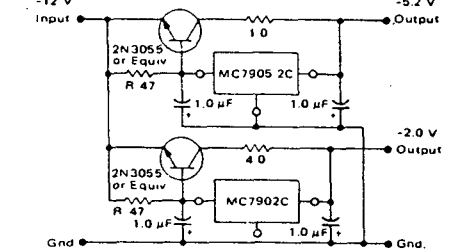
When a boost transistor is used, short circuit currents are equal to the sum of the series pass and regulator limits, which are measured at 3.2 A and 1.8 A respectively in this case. Series pass limiting is approximately equal to 0.6 V/R_{SC}. Operation beyond this point to the peak current capability of the MC7905C is possible if the regulator is mounted on a heat sink; otherwise thermal shutdown will occur when the additional load current is picked up by the regulator.

FIGURE 10 - OPERATIONAL AMPLIFIER SUPPLY (±15 V @ 1.0 A)



The MC7815 and MC7915 positive and negative regulators may be connected as shown to obtain a dual power supply for operational amplifiers. A clamp diode should be used at the output of the MC7815 to prevent potential latch-up problems.

FIGURE 11 - TYPICAL MECL SYSTEM POWER SUPPLY (-5.2 V @ 4.0 A and -2.0 V @ 2.0 A; for PC Board)



When current-boost power transistors are used, 47-ohm base-emitter resistors (R) must be used to bypass the quiescent current at no load. These resistors, in conjunction with the V_{BE} of the NPN transistors, determine when the pass transistors begin conducting. The 1-ohm and 4-ohm dropping resistors were chosen to reduce the power dissipated in the boost transistors but still leave at least 2.0 V across these devices for good regulation.

MC79L00C, AC series

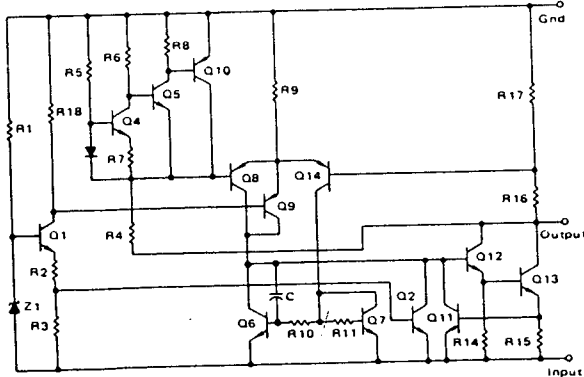
THREE-TERMINAL NEGATIVE VOLTAGE REGULATORS

The MC79L00 Series negative voltage regulators are inexpensive, easy-to-use devices suitable for numerous applications requiring up to 100 mA. Like the higher powered MC7900 Series negative regulators, this series features thermal shutdown and current limiting, making them remarkably rugged. In most applications, no external components are required for operation.

The MC79L00 devices are useful for on-card regulation or any other application where a regulated negative voltage at a modest current level is needed. These regulators offer substantial advantage over the common resistor/zener diode approach.

- No External Components Required
- Internal Short-Circuit Current Limiting
- Internal Thermal Overload Protection
- Low Cost
- Complementary Positive Regulators Offered (MC78L00 Series)
- Available in Either $\pm 5\%$ (AC) or $\pm 10\%$ (C) Selections

REPRESENTATIVE CIRCUIT SCHEMATIC



Device No. $\pm 10\%$	Device No. $\pm 5\%$	Nominal Voltage
MC79L03C	MC79L03AC	-3.0
MC79L05C	MC79L05AC	-5.0
MC79L12C	MC79L12AC	-12
MC79L15C	MC79L15AC	-15
MC79L18C	MC79L18AC	-18
MC79L24C	MC79L24AC	-24

THREE-TERMINAL NEGATIVE FIXED VOLTAGE REGULATORS

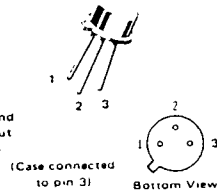
P SUFFIX
CASE 29
TO-92

- Pin 1. Ground
2. Input
3. Output

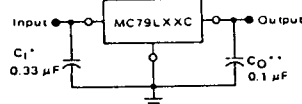


G SUFFIX
CASE 79
TO-39

- Pin 1. Ground
2. Output
3. Input



STANDARD APPLICATION



A common ground is required between the input and the output voltages. The input voltage must remain typically 2.0 V above the output voltage even during the low point on the input ripple voltage.

* C_1 is required if regulator is located an appreciable distance from power supply filter.

** C_0 improves stability and transient response.

ORDERING INFORMATION

Device	Temperature Range	Package
MC79LXXACG	$T_J = 0^\circ\text{C to } +150^\circ\text{C}$	Metal Can
MC79LXXACP	$T_J = 0^\circ\text{C to } +150^\circ\text{C}$	Plastic Power
MC79LXXCG	$T_J = 0^\circ\text{C to } +150^\circ\text{C}$	Metal Can
MC79LXXCXP	$T_J = 0^\circ\text{C to } +150^\circ\text{C}$	Plastic Power

XX indicates nominal voltage

MC79L00C, AC Series

MC79L00C Series MAXIMUM RATINGS ($T_A = +25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

	Rating	Symbol	Value	Unit
Input Voltage	(-3, -5 V)	V_I	-30	Vdc
	(-12, -15, -18 V)		-35	
	(-24 V)		-40	
Storage Temperature Range		T_{stg}	-65 to +150	$^\circ\text{C}$
Junction Temperature Range		T_J	0 to +150	$^\circ\text{C}$

MC79L03C, AC ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_I = -10\text{ V}$, $I_O = 40\text{ mA}$, $C_1 = 0.33\ \mu\text{F}$, $C_0 = 0.1\ \mu\text{F}$, $0^\circ\text{C} < T_J < +125^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	MC79L03C			MC79L03AC			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Output Voltage ($T_J = +25^\circ\text{C}$)	V_O	-2.76	-3.00	-3.24	-2.88	-3.0	-3.12	Vdc
Input Regulation ($T_J = +25^\circ\text{C}$)	Reg_{line}	-	-	80	-	-	60	mV
		-7.0 Vdc $\leq V_I \leq -20\text{ Vdc}$	-	-	60	-	40	
		-8.0 Vdc $\leq V_I \leq -20\text{ Vdc}$	-	-	-	-	-	
Load Regulation ($T_J = +25^\circ\text{C}$, $1.0\text{ mA} \leq I_O \leq 100\text{ mA}$, $1.0\text{ mA} \leq I_O \leq 40\text{ mA}$)	Reg_{load}	-	-	72	-	-	72	mV
		-	-	36	-	-	36	
Output Voltage	V_O	-2.7	-	-3.3	-2.85	-	-3.15	Vdc
		-2.7	-	-3.3	-2.85	-	-3.15	
Input Bias Current ($T_J = +25^\circ\text{C}$, $T_J = +125^\circ\text{C}$)	I_{IB}	-	-	6.0	-	-	6.0	mA
		-	-	5.5	-	-	5.5	
Input Bias Current Change (-8.0 Vdc $\leq V_I \leq -20\text{ Vdc}$, $1.0\text{ mA} \leq I_O \leq 40\text{ mA}$)	I_{IB}	-	-	-1.5	-	-	-1.5	mA
		-	-	-0.2	-	-	-0.1	
Output Noise Voltage ($T_A = +25^\circ\text{C}$, $10\text{ Hz} < f < 100\text{ kHz}$)	V_N	-	30	-	-	30	-	μV
Long-Term Stability	$\Delta V_O/\Delta t$	-	10	-	-	10	-	mV/1.0 k Hrs.
Ripple Rejection (-8.0 $\geq V_I \geq -18\text{ Vdc}$, $f = 120\text{ Hz}$, $T_J = 25^\circ\text{C}$)	RR	44	51	-	45	51	-	dB
Input-Output Voltage Differential ($I_O = 40\text{ mA}$, $T_J = +25^\circ\text{C}$)	$ V_I - V_O $	-	1.7	-	-	1.7	-	Vdc

MC79L05C, AC Series ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_I = -10\text{ V}$, $I_O = 40\text{ mA}$, $C_I = 0.33\text{ }\mu\text{F}$, $C_O = 0.1\text{ }\mu\text{F}$, $0^\circ\text{C} < T_J < +125^\circ\text{C}$ unless otherwise noted.)

Characteristic	Symbol	MC79L05C			MC79L05AC			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Output Voltage ($T_J = +25^\circ\text{C}$)	V_O	-4.6	-5.0	-5.4	-4.8	-5.0	-5.2	Vdc
Input Regulation ($T_J = +25^\circ\text{C}$) -7.0 Vdc $\geq V_I \geq -20\text{ Vdc}$ -8.0 Vdc $\geq V_I \geq -20\text{ Vdc}$	Reg _{line}	-	-	200	-	-	150	mV
Load Regulation $T_J = +25^\circ\text{C}$, $1.0\text{ mA} \leq I_O \leq 100\text{ mA}$ $1.0\text{ mA} \leq I_O \leq 40\text{ mA}$	Reg _{load}	-	-	60	-	-	60	mV
Output Voltage -7.0 Vdc $\geq V_I \geq -20\text{ Vdc}$, $1.0\text{ mA} \leq I_O \leq 40\text{ mA}$ $V_I = -10\text{ Vdc}$, $1.0\text{ mA} \leq I_O \leq 70\text{ mA}$	V_O	-4.5	-	-5.5	-4.75	-	-5.25	Vdc
Input Bias Current ($T_J = +25^\circ\text{C}$) ($T_J = +125^\circ\text{C}$)	I_{IB}	-	-	6.0	-	-	6.0	mA
Input Bias Current Change -8.0 Vdc $\geq V_I \geq -20\text{ Vdc}$ $1.0\text{ mA} \leq I_O \leq 40\text{ mA}$	ΔI_{IB}	-	-	1.5	-	-	1.5	mA
Output Noise Voltage ($T_A = +25^\circ\text{C}$, $10\text{ Hz} \leq f \leq 100\text{ kHz}$)	V_N	-	40	-	-	40	-	μV
Long-Term Stability	$\Delta V_O/\Delta t$	-	12	-	-	12	-	mV/1.0 k Hrs.
Ripple Rejection (-8.0 $\geq V_I \geq 18\text{ Vdc}$, $f = 120\text{ kHz}$, $T_J = 25^\circ\text{C}$)	RR	40	49	-	41	49	-	dB
Input-Output Voltage Differential $I_O = 40\text{ mA}$, $T_J = +25^\circ\text{C}$	$ V_I - V_O $	-	1.7	-	-	1.7	-	Vdc

MC79L12C, AC ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_I = -19\text{ V}$, $I_O = 40\text{ mA}$, $C_I = 0.33\text{ }\mu\text{F}$, $C_O = 0.1\text{ }\mu\text{F}$, $0^\circ\text{C} < T_J < +125^\circ\text{C}$ unless otherwise noted.)

Characteristic	Symbol	MC79L12C			MC79L12AC			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Output Voltage ($T_J = +25^\circ\text{C}$)	V_O	-11.1	-12	-12.9	-11.5	-12	-12.5	Vdc
Input Regulation ($T_J = +25^\circ\text{C}$) -14.5 Vdc $\geq V_I \geq -27\text{ Vdc}$ -16 Vdc $\geq V_I \geq -27\text{ Vdc}$	Reg _{line}	-	-	250	-	-	250	mV
Load Regulation $T_J = +25^\circ\text{C}$, $1.0\text{ mA} \leq I_O \leq 100\text{ mA}$ $1.0\text{ mA} \leq I_O \leq 40\text{ mA}$	Reg _{load}	-	-	100	-	-	100	mV
Output Voltage -14.5 Vdc $\geq V_I \geq -27\text{ Vdc}$, $1.0\text{ mA} \leq I_O \leq 40\text{ mA}$ $V_I = -19\text{ Vdc}$, $1.0\text{ mA} \leq I_O \leq 70\text{ mA}$	V_O	-10.8	-	-13.2	-11.4	-	-12.6	Vdc
Input Bias Current ($T_J = +25^\circ\text{C}$) ($T_J = +125^\circ\text{C}$)	I_{IB}	-	-	6.5	-	-	6.5	mA
Input Bias Current Change -16 Vdc $\geq V_I \geq -27\text{ Vdc}$ $1.0\text{ mA} \leq I_O \leq 40\text{ mA}$	ΔI_{IB}	-	-	1.5	-	-	1.5	mA
Output Noise Voltage ($T_A = +25^\circ\text{C}$, $10\text{ Hz} \leq f \leq 100\text{ kHz}$)	V_N	-	80	-	-	80	-	μV
Long-Term Stability	$\Delta V_O/\Delta t$	-	24	-	-	24	-	mV/1.0 k Hrs.
Ripple Rejection (-15 $\leq V_I \leq -25\text{ Vdc}$, $f = 120\text{ Hz}$, $T_J = +25^\circ\text{C}$)	RR	36	42	-	37	42	-	dB
Input-Output Voltage Differential $I_O = 40\text{ mA}$, $T_J = +25^\circ\text{C}$	$ V_I - V_O $	-	1.7	-	-	1.7	-	Vdc

MC79L15C, AC ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_I = -23\text{ V}$, $I_O = 40\text{ mA}$, $C_I = 0.33\text{ }\mu\text{F}$, $C_O = 0.1\text{ }\mu\text{F}$, $0^\circ\text{C} < T_J < +125^\circ\text{C}$ unless otherwise noted.)

Characteristic	Symbol	MC79L15C			MC79L15AC			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Output Voltage ($T_J = +25^\circ\text{C}$)	V_O	-13.8	-15	-16.2	-14.4	-15	-15.6	Vdc
Input Regulation ($T_J = +25^\circ\text{C}$) -17.5 Vdc $\geq V_I \geq -30\text{ Vdc}$ -20 Vdc $\geq V_I \geq -30\text{ Vdc}$	Reg _{line}	-	-	300	-	-	300	mV
Load Regulation $T_J = +25^\circ\text{C}$, $1.0\text{ mA} \leq I_O \leq 100\text{ mA}$ $1.0\text{ mA} \leq I_O \leq 40\text{ mA}$	Reg _{load}	-	-	150	-	-	150	mV
Output Voltage -17.5 Vdc $\geq V_I \geq -30\text{ Vdc}$, $1.0\text{ mA} \leq I_O \leq 40\text{ mA}$ $V_I = -23\text{ Vdc}$, $1.0\text{ mA} \leq I_O \leq 70\text{ mA}$	V_O	-13.5	-	-16.5	-14.25	-	-15.75	Vdc
Input Bias Current ($T_J = +25^\circ\text{C}$) ($T_J = +125^\circ\text{C}$)	I_{IB}	-	-	6.5	-	-	6.5	mA
Input Bias Current Change -20 Vdc $\geq V_I \geq -30\text{ Vdc}$ $1.0\text{ mA} \leq I_O \leq 40\text{ mA}$	ΔI_{IB}	-	-	1.5	-	-	1.5	mA
Output Noise Voltage ($T_A = +25^\circ\text{C}$, $10\text{ Hz} \leq f \leq 100\text{ kHz}$)	V_N	-	90	-	-	90	-	μV
Long-Term Stability	$\Delta V_O/\Delta t$	-	30	-	-	30	-	mV/1.0 k Hrs.
Ripple Rejection (-18.5 $\leq V_I \leq -28.5\text{ Vdc}$, $f = 120\text{ Hz}$)	RR	33	39	-	34	39	-	dB
Input-Output Voltage Differential $I_O = 40\text{ mA}$, $T_J = +25^\circ\text{C}$	$ V_I - V_O $	-	1.7	-	-	1.7	-	Vdc

MC79L18C, AC ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_I = -27\text{ V}$, $I_O = 40\text{ mA}$, $C_I = 0.33\text{ }\mu\text{F}$, $C_O = 0.1\text{ }\mu\text{F}$, $0^\circ\text{C} < T_J < +125^\circ\text{C}$ unless otherwise noted.)

Characteristic	Symbol	MC79L18C			MC79L18AC			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Output Voltage ($T_J = +25^\circ\text{C}$)	V_O	-16.6	-18	-19.4	-17.3	-18	-18.7	Vdc
Input Regulation ($T_J = +25^\circ\text{C}$) -20.7 Vdc $\geq V_I \geq -33\text{ Vdc}$ -21.4 Vdc $\geq V_I \geq -33\text{ Vdc}$ -22 Vdc $\geq V_I \geq -33\text{ Vdc}$ -21 Vdc $\geq V_I \geq -33\text{ Vdc}$	Reg _{line}	-	-	325	-	-	325	mV
Load Regulation $T_J = +25^\circ\text{C}$, $1.0\text{ mA} \leq I_O \leq 100\text{ mA}$ $1.0\text{ mA} \leq I_O \leq 40\text{ mA}$	Reg _{load}	-	-	170	-	-	170	mV
Output Voltage -20.7 Vdc $\geq V_I \geq -33\text{ Vdc}$, $1.0\text{ mA} \leq I_O \leq 40\text{ mA}$ -21.4 Vdc $\geq V_I \geq -33\text{ Vdc}$, $1.0\text{ mA} \leq I_O \leq 40\text{ mA}$ $V_I = -27\text{ Vdc}$, $1.0\text{ mA} \leq I_O \leq 70\text{ mA}$	V_O	-16.2	-	-19.8	-17.1	-	-18.9	Vdc
Input Bias Current ($T_J = +25^\circ\text{C}$) ($T_J = +125^\circ\text{C}$)	I_{IB}	-	-	6.5	-	-	6.5	mA
Input Bias Current Change -21 Vdc $\geq V_I \geq -33\text{ Vdc}$ -27 Vdc $\geq V_I \geq -33\text{ Vdc}$ $1.0\text{ mA} \leq I_O \leq 40\text{ mA}$	ΔI_{IB}	-	-	1.5	-	-	1.5	mA
Output Noise Voltage ($T_A = +25^\circ\text{C}$, $10\text{ Hz} \leq f \leq 100\text{ kHz}$)	V_N	-	150	-	-	150	-	μV
Long-Term Stability	$\Delta V_O/\Delta t$	-	45	-	-	45	-	mV/1.0 k Hrs.
Ripple Rejection (-23 $\leq V_I \leq -33\text{ Vdc}$, $f = 120\text{ Hz}$, $T_J = +25^\circ\text{C}$)	RR	32	46	-	33	48	-	dB
Input-Output Voltage Differential $I_O = 40\text{ mA}$, $T_J = +25^\circ\text{C}$	$ V_I - V_O $	-	1.7	-	-	1.7	-	Vdc

MC79L24C, AC ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_I = -33$ V, $I_O = 40$ mA, $C_I = 0.33$ μ F, $C_O = 0.1$ μ F, $0^\circ\text{C} < T_J < +125^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	MC79L24C			MC79L24AC			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Output Voltage ($T_J = +25^\circ\text{C}$)	V_O	-22.1	-24	-25.9	-23	-24	-25	Vdc
Input Regulation ($T_J = +25^\circ\text{C}$) -27 Vdc $\geq V_I \geq -38$ V -27.5 Vdc $\geq V_I \geq -38$ Vdc -28 Vdc $\geq V_I \geq -38$ Vdc	Regline	-	-	-	-	-	350	mV
Load Regulation $T_J = +25^\circ\text{C}$, 1.0 mA $\leq I_O \leq 100$ mA 1.0 mA $\leq I_O \leq 40$ mA	Regload	-	-	200	-	-	200	mV
Output Voltage -27 Vdc $\geq V_I \geq -38$ V, 1.0 mA $\leq I_O \leq 40$ mA -28 Vdc $\geq V_I \geq -38$ Vdc, 1.0 mA $\leq I_O \leq 40$ mA $V_I = -33$ Vdc, 1.0 mA $\leq I_O \leq 70$ mA	V_O	-	-	-	-22.8	-	-25.2	Vdc
Input Bias Current ($T_J = +25^\circ\text{C}$) ($T_J = +125^\circ\text{C}$)	I_{IB}	-	-	6.5	-	-	6.5	mA
Input Bias Current Change -28 Vdc $\geq V_I \geq -38$ Vdc 1.0 mA $\leq I_O \leq 40$ mA	ΔI_{IB}	-	-	1.5	-	-	1.5	mA
Output Noise Voltage ($T_A = +25^\circ\text{C}$, 10 Hz $< f < 100$ kHz)	V_N	-	200	-	200	-	-	μ V f
Long-Term Stability ($T_J = +25^\circ\text{C}$)	V_O/t	-	56	-	56	-	-	mV/10 k Hrs
Ripple Rejection (-29 $\leq V_I \leq -35$ Vdc, $f = 120$ Hz, $T_J = 25^\circ\text{C}$)	RR	30	43	-	31	47	-	dB
Input-Output Voltage Differential $I_O = 40$ mA, $T_J = +25^\circ\text{C}$	$ V_I - V_O $	-	1.7	-	-	1.7	-	Vdc

APPLICATIONS INFORMATION

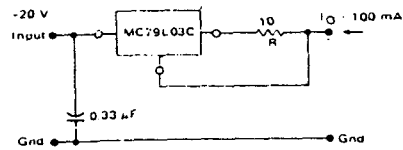
Design Considerations

The MC79L00C Series of fixed voltage regulators are designed with Thermal Overload Protection that shuts down the circuit when subjected to an excessive power overload condition, Internal Short Circuit Protection that limits the maximum current the circuit will pass.

In many low current applications, compensation capacitors are not required. However, it is recommended that the regulator input be bypassed with a capacitor if the regulator is connected to the power supply filter with long wire lengths, or if the output load capacitance is large. An input bypass capacitor should be

selected to provide good high frequency characteristics to insure stable operation under all load conditions. A 0.33 μ F or larger tantalum, mylar, or other capacitor having low internal impedance at high frequencies should be chosen. The bypass capacitor should be mounted with the shortest possible leads directly across the regulators input terminals. Normally good construction techniques should be used to minimize ground loops and lead resistance drops since the regulator has no external sense lead. Bypassing the output is also recommended.

CURRENT REGULATOR

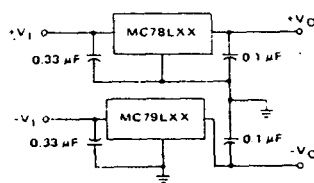


The MC79L03, -3.0 V regulator can be used as a constant current source when connected as above. The output current is the sum of resistor R current and quiescent bias current as follows

$$I_O = \frac{3 \text{ V}}{R} + I_{IB}$$

The quiescent current for this regulator is typically 3.8 mA. The -3.0 volt regulator was chosen to minimize dissipation and to allow the output voltage to operate to within 6.0 V below the input voltage.

POSITIVE AND NEGATIVE REGULATOR



TYPICAL CHARACTERISTICS
($T_A = +25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted.)

FIGURE 1 - DROPOUT CHARACTERISTICS

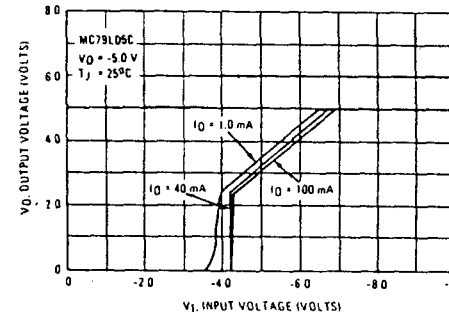


FIGURE 2 - DROPOUT VOLTAGE versus JUNCTION TEMPERATURE

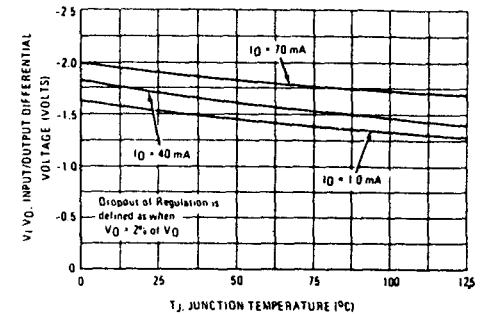


FIGURE 3 - INPUT BIAS CURRENT versus AMBIENT TEMPERATURE

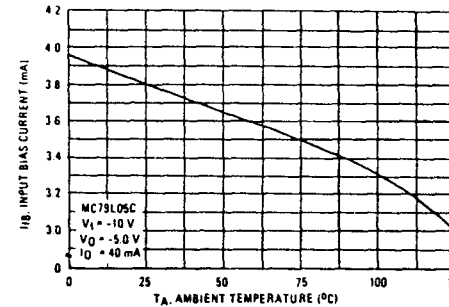


FIGURE 4 - INPUT BIAS CURRENT versus INPUT VOLTAGE

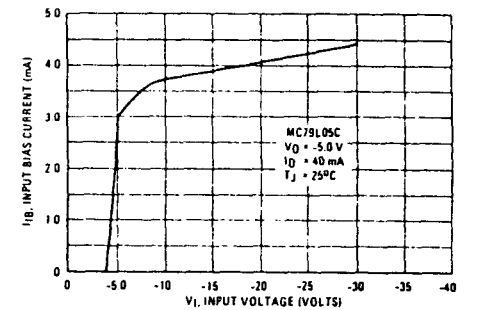


FIGURE 5 - MAXIMUM AVERAGE POWER DISSIPATION versus AMBIENT TEMPERATURE - TO-92 Type Package

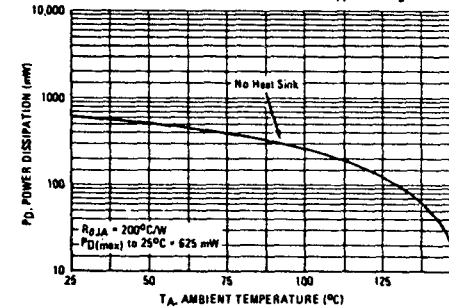
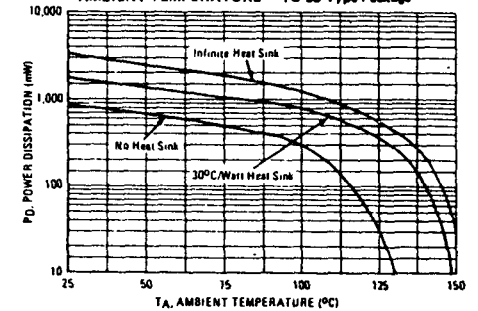


FIGURE 6 - MAXIMUM AVERAGE POWER DISSIPATION versus AMBIENT TEMPERATURE - TO-30 Type Package



CARACTERISTICAS TECNICAS DEL DIODO 1N4003

Los equivalentes a este diodo son: EN2,1N4383,44003,BYX36/300

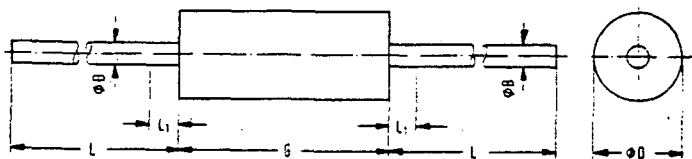
- VOLTAJE DE TRABAJO (VR) : 200 V.
- INTENSIDAD DE TRABAJO (IF): 1.0 A.
- TEMPERATURA MAXIMA (TJ): 175°C.
- INTENSIDAD DE BLOQUEO(IR): 10 μ A.

SIMBOLOGIA

DIODO RECTIFICADOR



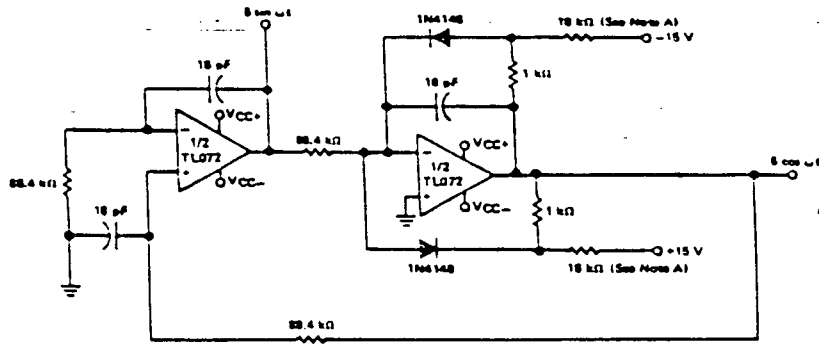
DIMENSIONES



Symbol	Inches		Millimeters		Notes
	min.	max.	min.	max.	
ØB	.028	.034	0.712	0.863	-
ØD	.080	.107	2.04	2.71	1
G	.160	.205	4.07	5.20	1
L	1.10	-	28.0	-	-
L ₁	-	.050	-	1.27	2

**TYPES TL070, TL070A, TL071, TL071A, TL071B,
TL072, TL072A, TL072B, TL074, TL074A, TL074B, TL075
LOW-NOISE JFET-INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS**

TYPICAL APPLICATION DATA



Note A: These resistor values may be adjusted for a symmetrical output.

FIGURE 29—100-KHz QUADRATURE OSCILLATOR

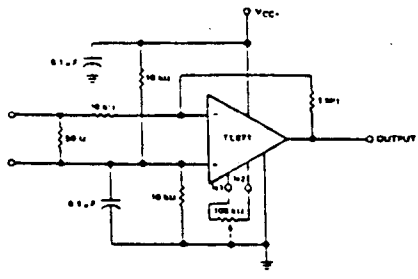


FIGURE 30—AC AMPLIFIER

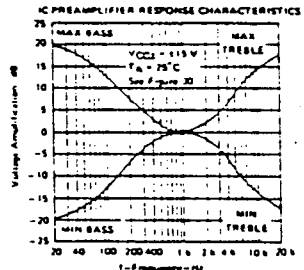


FIGURE 31

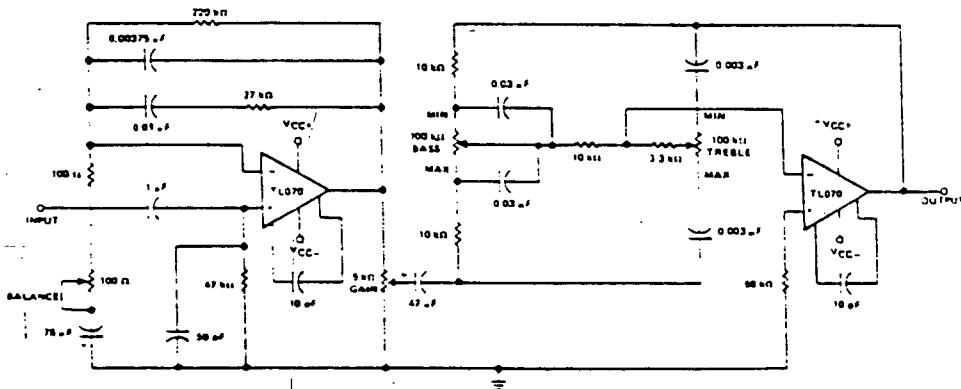


FIGURE 32—IC PREAMPLIFIER

**LINEAR
INTEGRATED
CIRCUITS**

**TYPES TL080 THRU TL085, TL080A THRU TL084A,
TL081B, TL082B, TL084B
JFET-INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS**

BULLETIN NO. 0LS 17464 FEBRUARY 1977—REVISED OCTOBER 1979

24 DEVICES COVER COMMERCIAL, INDUSTRIAL, AND MILITARY TEMPERATURE RANGES

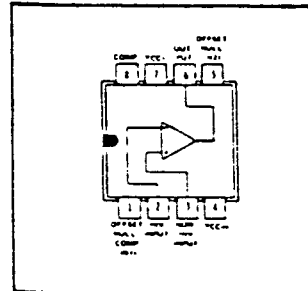
- Low Power Consumption
- Wide Common-Mode and Differential Voltage Ranges
- Low Input Bias and Offset Currents
- Output Short-Circuit Protection
- High Input Impedance ... JFET-Input Stage
- Internal Frequency Compensation (Except TL080, TL080A)
- Latch-Up-Free Operation
- High Slew Rate ... 13 V/μs Typ

description

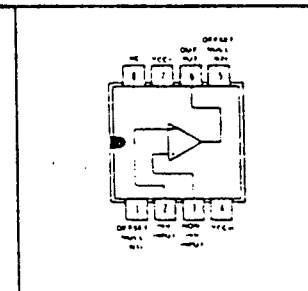
The TL081 JFET-input operational amplifier family is designed to offer a wider selection than any previously developed operational amplifier family. Each of these JFET-input operational amplifiers incorporates well-matched, high-voltage JFET and bipolar transistors in a monolithic integrated circuit. The devices feature high slew rates, low input bias and offset currents, and low offset voltage temperature coefficient. Offset adjustment and external compensation options are available within the TL081 Family.

Device types with an "M" suffix are characterized for operation over the full military temperature range of -55°C to 125°C , those with an "I" suffix are characterized for operation from -25°C to 85°C , and those with a "C" suffix are characterized for operation from 0°C to 70°C .

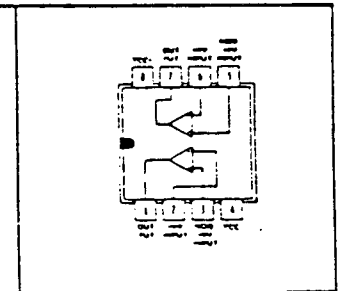
**TL080, TL080A
JG OR P DUAL-IN-LINE
PACKAGE (TOP VIEW)**



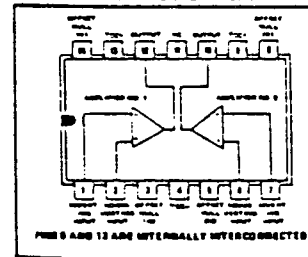
**TL081, TL081A, TL081B
JG OR P DUAL-IN-LINE
PACKAGE (TOP VIEW)**



**TL082, TL082A, TL082B
JG OR P DUAL-IN-LINE
PACKAGE (TOP VIEW)**

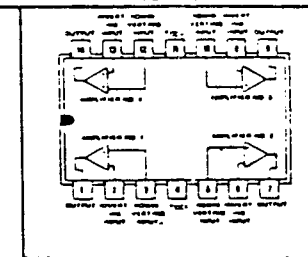


**TL083, TL083A
J OR N DUAL-IN-LINE
PACKAGE (TOP VIEW)**

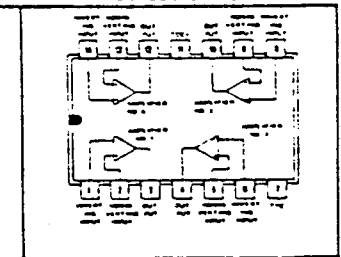


NC—no internal connection

**TL084, TL084A, TL084B
J OR N DUAL-IN-LINE
OR W FLAT PACKAGE
(TOP VIEW)**



**TL085
N DUAL-IN-LINE
PACKAGE (TOP VIEW)**



Copyright © 1979 by Texas Instruments Incorporated

TYPES TL080 THRU TL085, TL080A THRU TL084A, TL081B, TL082B, TL084B

JFET-INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS

operating characteristics, $V_{CC2} = \pm 15\text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$

PARAMETER	TEST CONDITIONS	TL08_M			ALL OTHERS			UNIT
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
SR	Slow rate at unity gain $V_I = 10\text{ V}$, $C_L = 100\text{ pF}$. See Figure 1	8	13		13			V/ μs
t_r	Rise time $V_I = 20\text{ mV}$, $R_L = 2\text{ k}\Omega$, $C_L = 100\text{ pF}$. See Figure 1		0.1		0.1			μs
	Overshoot factor $C_L = 100\text{ pF}$. See Figure 1		10%		10%			
V_n	Equivalent input noise voltage $R_g = 100\ \Omega$, $f = 1\text{ kHz}$		25		25			nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$

PARAMETER MEASUREMENT INFORMATION

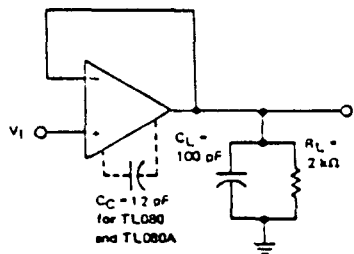


FIGURE 1—UNITY-GAIN AMPLIFIER

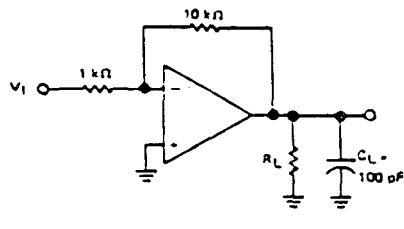


FIGURE 2—GAIN-OF-10 INVERTING AMPLIFIER

INPUT OFFSET VOLTAGE NULL CIRCUITS

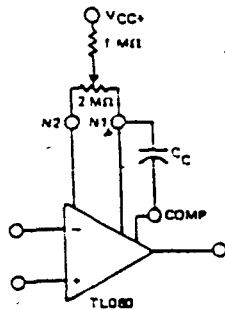


FIGURE 3

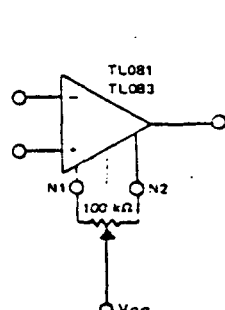
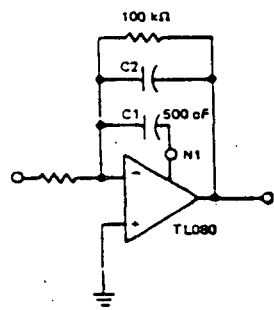


FIGURE 4



FEED-FORWARD COMPENSATION

FIGURE 5

TYPES TL080 THRU TL085, TL080A THRU TL084A, TL081B, TL082B, TL084B

JFET-INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS

TYPICAL CHARACTERISTICS

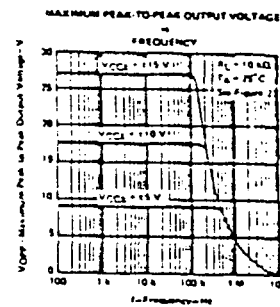


FIGURE 6

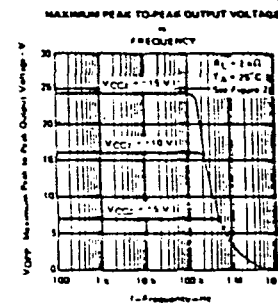


FIGURE 7

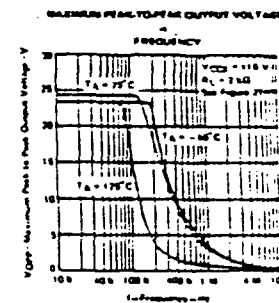


FIGURE 8

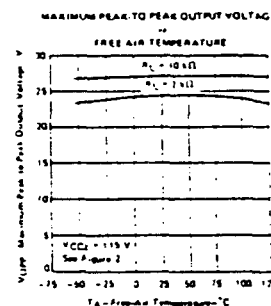


FIGURE 9

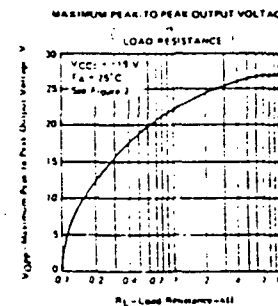


FIGURE 10

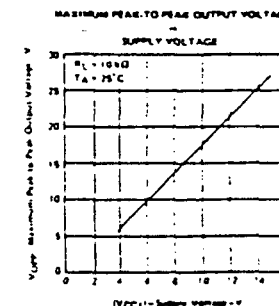


FIGURE 11

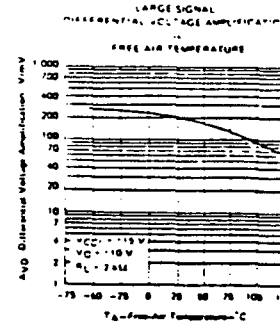


FIGURE 12

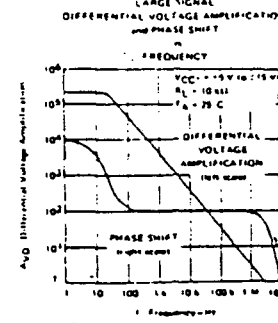


FIGURE 13

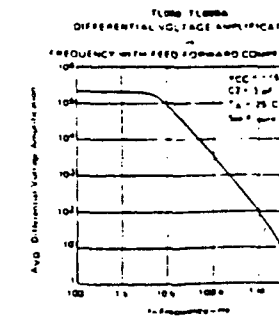


FIGURE 14

† Data at high and low temperatures are applicable only within the rated operating free-air temperature ranges of the various devices. A 12- μs delay is shown in Figure 13.

TYPES TL080 THRU TL085, TL080A THRU TL084A, TL081B, TL082B, TL084B JFET-INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS

TYPICAL CHARACTERISTICS†

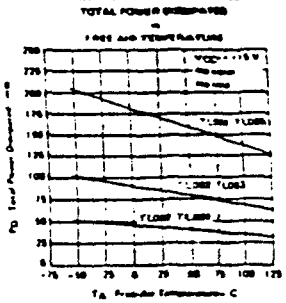


FIGURE 15

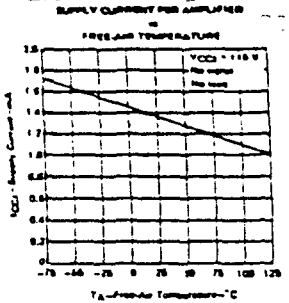


FIGURE 16

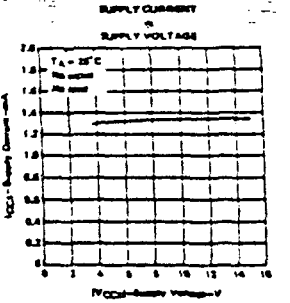


FIGURE 17

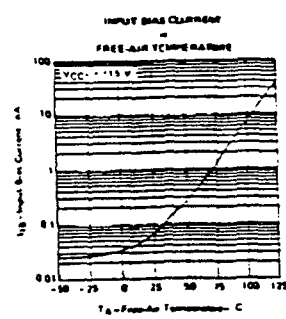


FIGURE 18

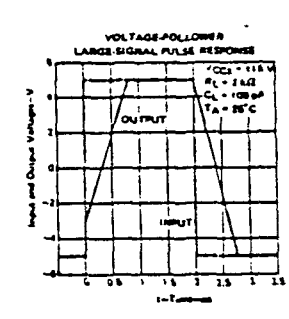


FIGURE 19

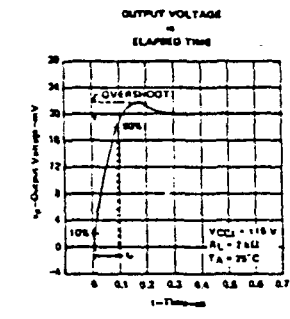


FIGURE 20

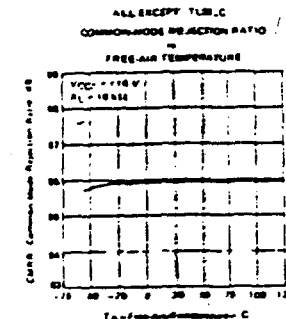


FIGURE 21

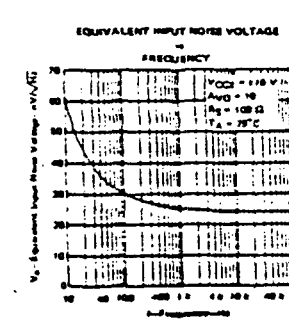


FIGURE 22

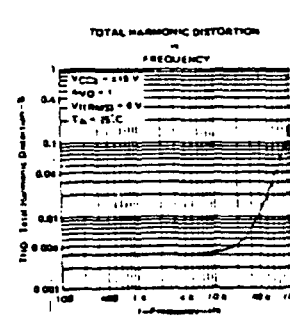


FIGURE 23

TYPES TL080 THRU TL085, TL080A THRU TL084A, TL081B, TL082B, TL084B JFET-INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS

TYPICAL APPLICATION DATA

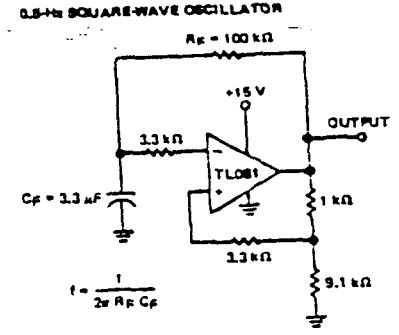


FIGURE 24—0.5-Hz SQUARE-WAVE OSCILLATOR

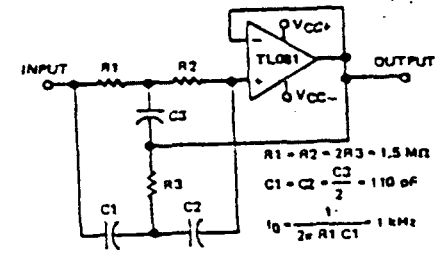


FIGURE 25—HIGH-Q NOTCH FILTER

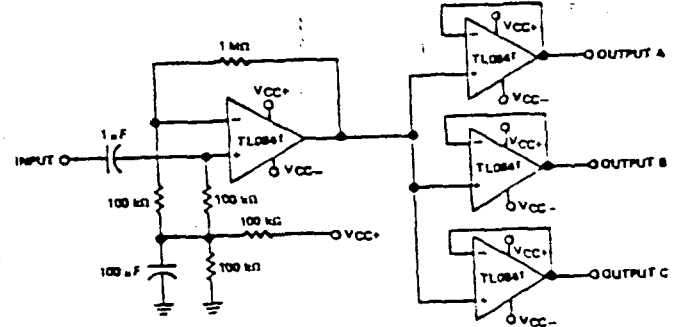


FIGURE 26—AUDIO DISTRIBUTION AMPLIFIER

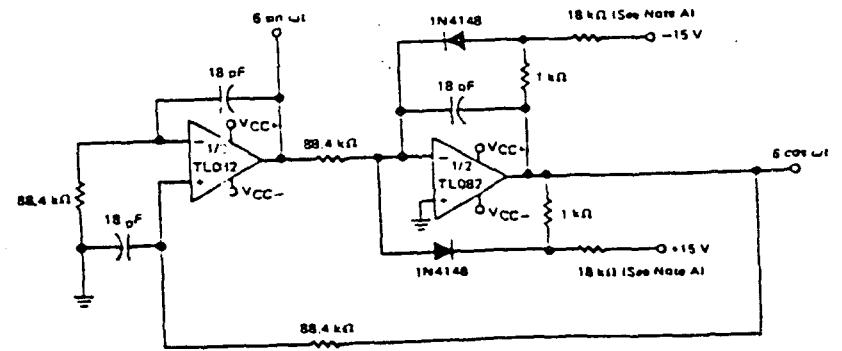
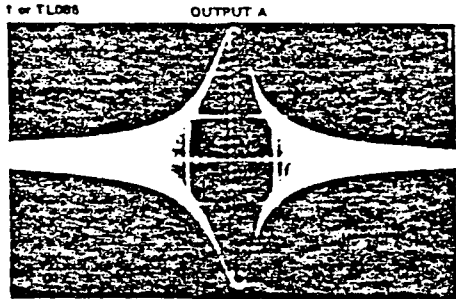
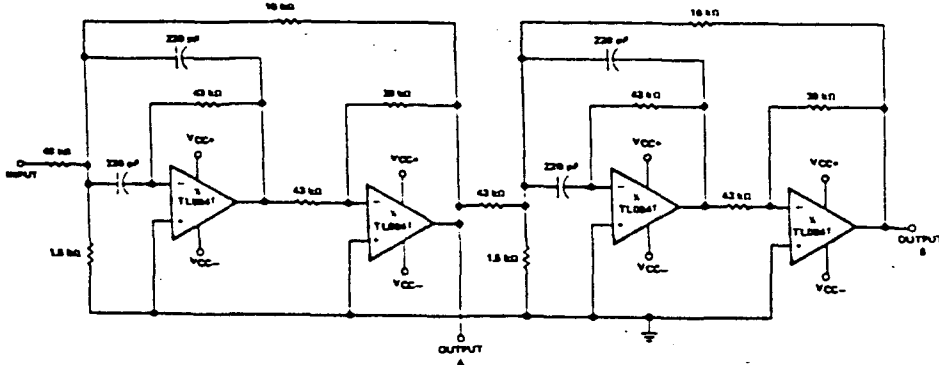


FIGURE 27—100-kHz QUADRATURE OSCILLATOR

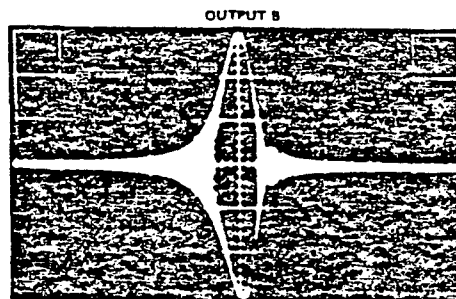
† Data at high and low temperatures are applicable only within the rated operating temperature ranges of the various devices. A 12-μs pulse width is used for all pulse waveforms.

**TYPES TL080 THRU TL085, TL080A THRU TL084A,
TL081B, TL082B, TL084B
JFET-INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS**

TYPICAL APPLICATION DATA



SECOND-ORDER BANDPASS FILTER
 $f_0 = 100 \text{ kHz}$, $Q = 30$, $\text{GAIN} = 4$



CASCADED BANDPASS FILTER
 $f_0 = 100 \text{ kHz}$, $Q = 69$, $\text{GAIN} = 16$

FIGURE 28—POSITIVE-FEEDBACK BANDPASS FILTER

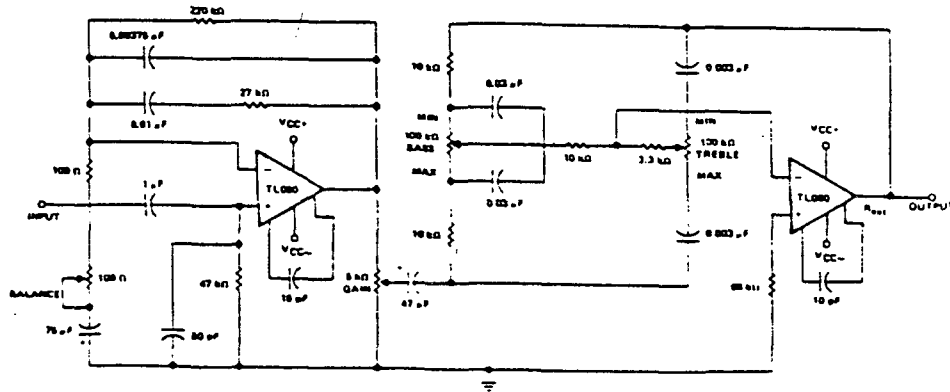


FIGURE 29—INVERTING PREAMPLIFIER

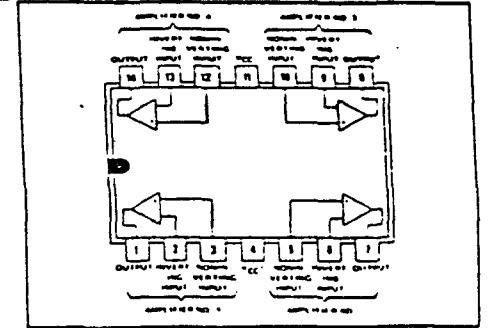
**LINEAR
INTEGRATED
CIRCUITS**

**TYPES TL094M, TL094I, TL094C
QUADRUPLER JFET-INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS**

BULLETIN NO. DL'S 17754 JUNE 1980

- Wide Range of Supply Voltages
Single Supply ... 3 V to 36 V
or Dual Supplies
- Class AB Output Stage
- High-Impedance N-Channel-JFET
Input Stage ... $10^{12} \Omega$ typical
- Internal Frequency Compensation
- Short-Circuit Protection
- Input Common-Mode Range Includes V_{CC-}
- Low Input Offset Current ... 50 pA typical
- Low Input Bias Current ... 200 pA typical

J OR N DUAL IN-LINE PACKAGE
(TOP VIEW)



description

The TL094 is a quadruple operational amplifier similar in performance to the MC3403 family but with much higher input impedance derived from a FET Input Stage. The N-channel-JFET input stage allows a common-mode input voltage range that includes the negative supply voltage and offers a typical input impedance of 10^{12} ohms, a typical input offset current of 50 picoamperes, and a typical input bias current of 200 picoamperes. The TL094 is designed to operate from a single supply over a range of 3 to 36 volts. Operation from split supplies is also possible provided the difference between the two supplies is 3 to 36 volts. Output voltage range is from V_{CC-} to 1.5 volts less than V_{CC+} .

The TL094M is characterized for operation over the full military temperature range of -55°C to 125°C . The TL094I is characterized for operation from -40°C to 85°C . The TL094C is characterized for operation from 0°C to 70°C .

absolute maximum ratings over operating free-air temperature range (unless otherwise noted)

	TL094M	TL094I	TL094C	UNIT
Supply voltage V_{CC+} (see Note 1)	18	18	18	V
Supply voltage V_{CC-} (see Note 1)	-18	-18	-18	V
Supply voltage V_{CC+} with respect to V_{CC-}	36	36	36	V
Differential input voltage (see Note 2)	-36	-36	-36	V
Input voltage (see Notes 1 and 3)	-18	-18	18	V
Continuous total dissipation at (or below) 25°C	J Package 1375	1025	1275	mW
free-air temperature (see Note 4)	N Package 1150	1150	1150	mW
Operating free-air temperature range	-55 to 125	-40 to 85	0 to 70	$^{\circ}\text{C}$
Storage temperature range	-65 to 150	-65 to 150	-65 to 150	$^{\circ}\text{C}$
Lead temperature 1/16 inch (1.6 mm) from case for 60 seconds	J Package 300	300	300	$^{\circ}\text{C}$
Lead temperature 1/16 inch (1.6 mm) from case for 10 seconds	N Package 260	260	260	$^{\circ}\text{C}$

- NOTES
1. These voltage values are with respect to the midpoint between V_{CC+} and V_{CC-} .
 2. Differential voltages are at the noninverting input terminal with respect to the inverting input terminal.
 3. Neither input must ever be more positive than V_{CC+} or more negative than V_{CC-} minus 0.3 V.
 4. For operation above 25°C free-air temperature refer to Dissipation Derating Table in the J package. TL094M chips are glass-mounted. TL094I and TL094C chips are glass-mounted.

DISSIPATION DERATING TABLE

PACKAGE	POWER RATING	DERATING FACTOR	ABOVE T_A
J (Alloy-Mounted Chip)	1375 mW	11.0 mW/ $^{\circ}\text{C}$	25°C
J (Glass-Mounted Chip)	1025 mW	8.2 mW/ $^{\circ}\text{C}$	25°C
N	1150 mW	9.2 mW/ $^{\circ}\text{C}$	25°C

Front Panel Adapter for LED Lamp

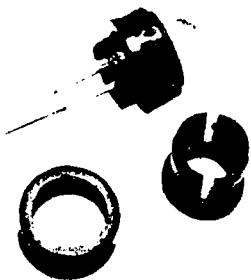
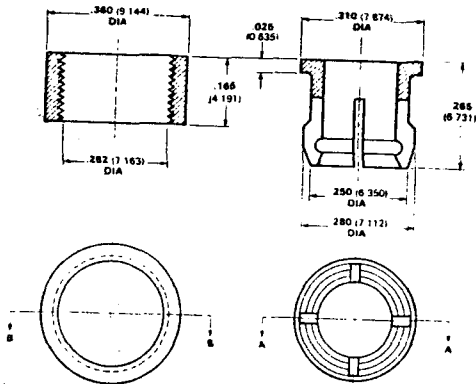
Optoelectronic Products

MP52

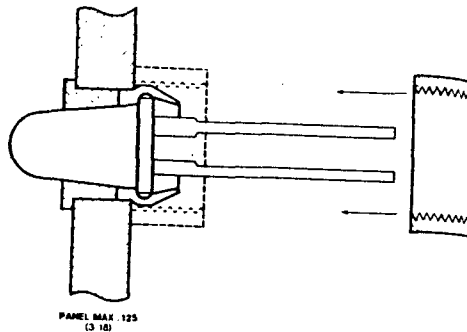
General Description

The MP52 is a two-piece black plastic adapter for panel mounting many standard MV series LED indicator lamps. This adapter will easily mount the applicable lamps on any panel thickness up to .125-inch (3.18 mm).

Dimensional Data



Typical Mounting Technique



Note

All dimensions in inches bold and millimeters (parentheses)
Tolerance unless specified = $\pm .015$ ($\pm .381$)

Red GaAsP LED Lamps

Optoelectronic Products

MV5050, MV5051 MV5052, MV5053

General Description

The MV5050, MV5051, MV5052 and MV5053 are red light-emitting diodes encapsulated in diffused plastic. These devices provide an intense large-area light source with wide-angle viewing. Visual light emission is in the 600 nm to 700 nm range.

Solid State Thus No Replacement Required

No Socket Required

High On/Off Contrast

Flexible Pins On All Lamps

For Good Heat Sinking

For Right-Angle Bending

Fits Standard Sockets or Drilled Holes

Single Molded Body Eliminates Thermal Cycling Problems

High-Temperature Epoxy Encapsulation Withstands Severe Environmental Temperatures

Low Power Consumption Means IC Compatibility

MV5050 in Clear Non-Diffused Epoxy

MV5051 in Clear Diffused Epoxy

MV5052 in Red Non-Diffused Epoxy

MV5053 in Red Diffused Epoxy

Absolute Maximum Ratings

Maximum Temperature and Humidity

Storage Temperature -55°C to $+100^{\circ}\text{C}$

Operating Temperature -55°C to $+100^{\circ}\text{C}$

Pin Temperature (Soldering, 5 s) 260°C

Relative Humidity at 85°C 85%

Maximum Power Dissipation

Total Dissipation at $T_A = 25^{\circ}\text{C}$ 180 mW

Derate Linearly from 25°C 2.0 mW/ $^{\circ}\text{C}$

Maximum Voltage and Currents

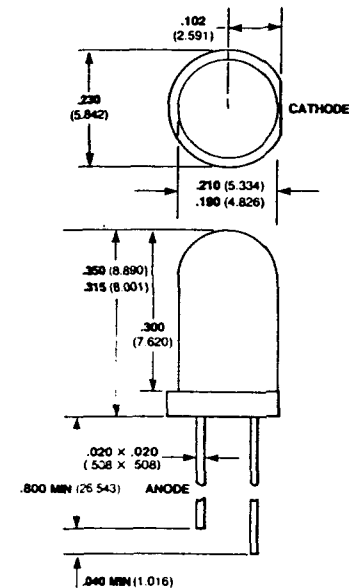
V_R Reverse Voltage 5.0 V

I_F Forward dc Current at $T_A = 25^{\circ}\text{C}$ 100 mA

Forward dc Current at $T_A = 100^{\circ}\text{C}$ 15 mA

I_{FM} Peak Forward Current, 1.0 μs pulse width, 0.1% duty cycle 1.0 A

Package Outline



Notes

All dimensions in inches bold and millimeters (parentheses)
Tolerance unless specified = $\pm .015$ (0.381)

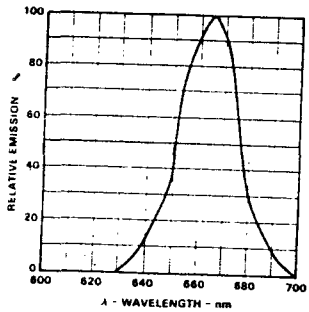
Typical Electrical Characteristics

MV5050, MV5051
MV5052, MV5053

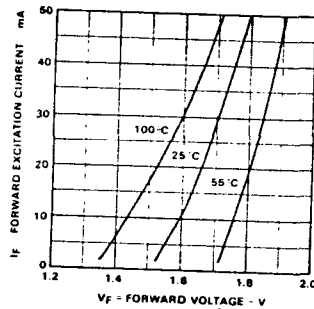
Electrical and Radiant Characteristics $T_A = 25^\circ\text{C}$

Symbol	Characteristic	Min	Typ	Max	Units	Test Conditions
V_F	Forward Voltage		1.7	2.2	V	$I_F = 20\text{ mA}$
BV_R	Reverse Breakdown Voltage		25		V	$I_R = 100\ \mu\text{A}$
I_O	Axial Luminous Intensity	5.0	25		mcd	$I_F = 20\text{ mA}$
	MV5050/MV5052	0.5/0.7	2.0			
	MV5051/MV5053	0.4/0.5	1.6			
θ	Viewing Angle Total				degrees	$I_F = 20\text{ mA}$
	MV5050		50			
	MV5051/MV5052		70			
	MV5053		80			
λ_{pk}	Peak Wavelength			80	nm	$I_F = 20\text{ mA}$
				670		

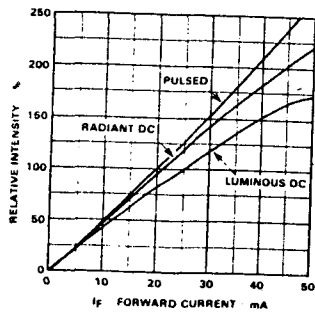
Emission Spectrum



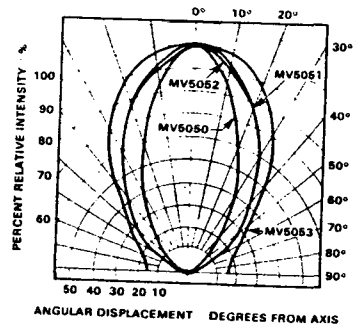
Forward Current vs Forward Voltage



Intensity vs Forward Current



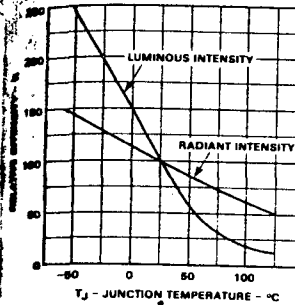
Intensity vs Viewing Angle



Typical Electrical Characteristic Curves

MV5050, MV5051
MV5052, MV5053

Intensity vs Temperature



Peak Wavelength vs Temperature

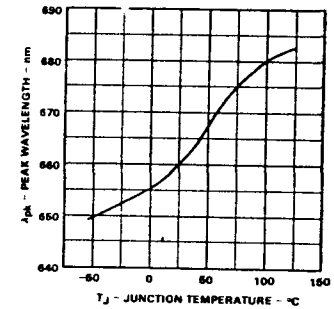


TABLA N.º 7		TABLA PARA LA ELECCION DE CONDENSADORES								
FUNCION	Cerámicos Grupo I	Cerámicos GII 16-50V	Cerámicos GII 63-500V	Cerámicos GII 1KV	Styroflex	Poliéster película	Poliéster metaliz.	Electrolítico aluminio	Electrolítico tantalio	Obser.
SINTONIA HASTA 200 KHz	●	X			●	●		X	X	
SINTONIA HASTA 30 MHz	●	X	X	X	●	X	X	X	X	
SINTONIA HASTA 1000 MHz	●	X	X	X	X	X	X	X	X	
FILTRAJE	X			X	X			●		
DESACOPLO BF		●	●			●	●	●	●	
DESACOPLO RF		●	●	●	X	X	X	X		
DESACOPLO TODA BANDA					X	X	X		●	*
PASO BF ALTA IMPEDANCIA	●		●	●	●	●	●	X	X	
PASO BF BAJA IMPEDANCIA	X		X	X	X			●	●	
PASO BF+CC A POTEN. ≤ 50 K	●		●	●		●	●	X		
PASO RF	●	●	●	●		X	X	X	X	
FILTROS BF (CONTR. TONO)	●	X	X	X	●	●	●	X		
FILTROS ALTA VOZ	X	X	X	X	X		●	X		
ANTIPARASITADO RED	X	X	X	●			X	X		*
REGIMEN DE IMPULSOS	X	X	X	X	●	●	X	X		*

● Tipo adecuado a la función
 X Tipo no adecuado a la función
 Sin indicación: tipo no recomendable, puede usarse en ciertos casos

*Electrolítico aluminio en paralelo con cerámico

* Los no recomendados pueden usarse si $V_{cc} = 1Kv$

* Existen versiones especiales