

F I L T R O     A D A P T I V O

P A R A

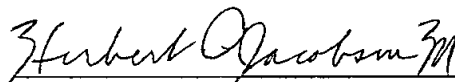
A U D I O F R E C U E N C I A

TESIS PREVIA A LA OBTENCION DEL TITULO  
DE INGENIERO EN LA ESPECIALIZACION DE  
ELECTRONICA Y TELECOMUNICACIONES DE LA  
ESCUELA POLITECNICA NACIONAL

CRISTOBAL TRUJILLO CORDOVA

QUITO, ENERO DE 1974

Certifico que este trabajo ha  
sido realizado en su totalidad  
por el Sr. Cristóbal Trujillo.



Ing. Herbert Jacobson  
DIRECTOR DE TESIS.

DEDICATORIA:

A mi Madre: Emilia Córdova.

Su abnegación diaria ha sido el mejor impulso para concluir mi carrera.

A la memoria de mi Padre:

Manuel Trujillo, que me legó algo muy grande: la educación.

## R E C O N O C I M I E N T O :

Al Dr. Dan Beaulier, que con su gran ayuda técnica y material pude comenzar este trabajo.

Al Ing. Herbert Jacobson, gracias a su valiosa cooperación he podido avanzar y culminar este trabajo de Tesis.

A mi hermano Rubén y al Sr. Hugo Luna, que contribuyeron para la impresión del texto.

A los compañeros del Departamento de Electrónica que de varias maneras - han colaborado conmigo.

INDICE GENERAL DE MATERIAS

	Pg.
CAP. 1.-INTRODUCCION	1
1-1.-Objeto del trabajo	1
1-2.-Principios de operación	1
1-3.-Aplicaciones	3
CAP. 2.-DIAGRAMA DE BLOQUES	5
2-1.-EL filtro adaptivo en bloques	5
2-2.-Funcionamiento general	6
CAP. 3.-FILTRO PASABANDA CONTROLADO POR VOLTAJE DC	8
3-1.-Filtros de 1 y 2 órdenes	
3-2.-Filtro pasabanda variable	13
3-3.-Función de transferencia y desplazamiento de los polos	16
3-4.-Diagrama de bloques del filtro pasabanda controlado por voltaje DC	22
3-5.-Características	23
3-6.-Relación entre los multiplicadores	25
CAP. 4.-ELEMENTOS DE GANANCIA VARIABLE	27
4-1.-EL FET como resistencia variable <u>electri</u> camente	27
4-2.-Atenuador controlado de FET y reducción de distorsión	29

	Pg.
4-3.-Determinación de la <u>variación de resis</u> <u>tencia del FET</u>	34
4-4.-Variación del coeficiente de atenuación	35
4-5.-Diseño del atenuador	37
CAP. 5.-DISEÑO DEL FILTRO PASABANDA VARIABLE	43
5-1.-Cicuito general	43
5-2.-Multiplicador que controla las frecuen- cias altas	44
5-3.-Cálculo de las resistencias y coeficien <u>tes</u>	50
5-4.-Cálculo de los integradores	51
5-5.-Rango de variación de $X_3$	54
CAP. 6.-REGULADOR DEL ANCHO DE BANDA	57
6-1.-Diagrama de bloques	57
6-2.-Filtros pasa bajos y pasa altos	60
6-3.-Rectificadores	66
6-4.-Velocidades de operación	67
6-5.-Compensador no lineal	69
a.-Compensador para voltaje de control de altas frecuencias	70
b.-Compensador para el control de bajas frecuencias	75

	Pg.
CAP. 7.-RESULTADOS EXPERIMENTALES	82
7-1.-Resultados del filtro pasabanda variable	82
a.-Respuesta de frecuencia	82
b.-Respuestas de frecuencia en función de los voltajes de control	88
7-2.-Consideraciones para el regulador del ancho de banda	89
7-3.-Mediciones de distorsión en el filtro adaptivo	95
7-4.-Disminución de distorsión	98
7-5.-Especificaciones de voltajes e impedan cias	103
7-6.-Pruebas con música	104
CONSTRUCCION	
8-1.-Circuitos integrados usados	105
8-2.-Fuentes de polarización	106
8-3.-Plano general del filtro adaptivo	108
8-4.-Demostración de la construcción en fotografías	109
CONCLUSIONES	112
BIBLIOGRAFIA	114

ABREVIACIONES Y NOMENCLATURA EMPLEADAS

- A.B. : Ancho de banda
- C.F.A. :: Control de frecuencias altas
- C.F.B. :: Control de frecuencias bajas
- F.P.B. : Filtro pasabanda
- f : frecuencia
- F.A. : Frecuencias altas
- F.B. : Frecuencias bajas
- Ge : Para simbolizar diodo de germanio
- K : En resistencias es Kiloohmios  
En frecuencia es Kiloherz
- M :: Megaohmios
- P.A. : Pasa altos
- P.B. : Pasa bajos
- R.A.B. : Regulador del ancho de banda
- $V_G$  :: Voltaje de compuerta
- $V_{DS}$  : Voltaje entre drenaje y fuente.



## C A P I T U L O I

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

#### 1-1.-OBJETO DEL TRABAJO

El ruido es un problema en varios sistemas ya sea de Radiodifusión, TV, microondas, sistemas de comunicaciones y de audio en general. Se trata pues, de estudiar un método de eliminación de ruido y luego diseñar el filtro que lo evite.

El filtro a tratarse es un filtro que se le denomina: Filtro Adaptivo, la razón de esta nominación se indica en el párrafo siguiente.

Ha constituido motivo de investigación de varios laboratorios y fabricantes los métodos y formas de eliminar el ruido, pero lo que además hay que tratar es que, en lo posible no se corte ni se distorsione la señal. El método a tratarse en el presente trabajo es de variar el ancho de banda tal que siempre se adapte al ancho de banda que tenga la señal.

#### 1-2.- PRINCIPIOS DE OPERACION

Los principios en los que se funda el sistema son:

- a.-La salida de ruido en un sistema electrónico depende del ancho de banda.
- b.-En un sistema de audio, si la relación señal-ruido es bastante alta, que es lo que se requiere en un sistema confiable, la señal sobrepasa al nivel de ruido y lo cubre, en

consecuencia el oído humano no lo detecta,, pero en las frecuencias vecinas a la señal el ruido sí se escucha.

El Filtro Adaptivo es un filtro pasabanda variable automáticamente, cuyo ancho de banda debe variar rápidamente de acuerdo a la frecuencia o espectro de la señal, que puede ser voz humana, notas musicales o programas grabados.

Los cortes de altas y bajas frecuencias actúan independientemente y son controlados por el contenido espectral de la señal.

Al restringir el ancho de banda cuando el nivel de señal es muy bajo se consigue la reducción de ruido ya que se restringe el paso espectral del ruido. El filtro tiene un ancho de banda mínimo, precisamente para cuando la señal es muy débil y el nivel no sea muy alto con respecto al nivel de ruido, en este caso al reducir el ancho de banda hay un compromiso entre reducción de ruido y cierta pérdida de señal,, pero se da sólo para el caso en que haya demasiado ruido en el mismo programa , que sería un programa de baja calidad. El ancho de banda mínimo se especificará posteriormente en las consideraciones de diseño.

A niveles altos y medios de señal se tiene el ancho de banda completo de 20Hz. a 20Khz..

Con los niveles altos de señal el ruido se pasa, pero como ya se anotó anteriormente la señal por ser bastante alta le cubre al ruido..

El filtro reduce el ruido a niveles bajos de señal, es:

precisamente a estos niveles donde causa problemas. La reducción de ruido se consigue sin ningún procesamiento especial de la señal. Se tiene un sacrificio del ancho de banda a los niveles bajos de señal, sin embargo a tales niveles se puede conseguir un ancho de banda completo,, este aspecto se tratará en los voltajes de control.

El tiempo en que alcance el ancho de banda debe ser corto tal que no se pierdan las notas musicales. Los instrumentos musicales al emitir sonidos a niveles bajos se reduce el ancho de banda pero generalmente producen sobretonos de frecuencias bajas que hacen que la pérdida por la atenuación de frecuencias altas sea poca.

### 1-3.- APLICACIONES

Debido a la flexibilidad que puede tener el filtro y a las características que se le impone: eliminación de ruido, respuesta rápida en tiempo para sobretonos, pérdida muy pequeña de las notas; puede ser muy útil para tener programas de calidad.

La reducción de ruido que alcanza el filtro puede ser sobre los 10 db; y el ancho de banda es una función del contenido del programa. Esta es una gran ventaja ya que mejora la calidad del programa.

El presente trabajo se trata de un solo canal, para mejores aplicaciones se puede hacer de varios canales según las necesidades. Como no requiere procesamiento de señal es muy

útil para grabación, para un mezclador de multipistas, para re producción, programas de FM, o sonido de una cinta de video.

El rango de aplicación de este filtro es amplio en los campos de AM, FM, TV, como también en sistemas de sonido de teatros, y en general para un buen sistema de sonido.

## C A P I T U L O 2

### D E A G R A M A D E B L O Q U E S

#### 2-1-1 EL FILTRO ADAPTIVO EN BLOQUES

El filtro adaptivo es un filtro pasabanda con ancho de banda variable. Para conseguir que varíe el ancho de banda, se hace que los polos del filtro sean variables y a la vez su ubicación sea controlable por voltaje DC. De ahí que la parte central del sistema es el filtro pasabanda variable controlado por voltaje DC. Los voltajes para control de altas y bajas frecuencias son independientes.

En la conformación interna del filtro pasabanda se introduce multiplicadores o elementos de ganancia variable controlada por voltaje DC, es para conseguir la variación de los polos que equivale a la variación del corte de frecuencia.

Los voltajes para control se obtienen de la misma señal y son los que controlan el ancho de banda. El nivel de estos voltajes es función de la frecuencia. Como parte complementaria del sistema se tiene entonces un Regulador de Ancho de Banda, que es el que proporciona los voltajes de control.

En un esquema general el filtro adaptivo se representa con 2 grandes bloques: Fig. 2-1.

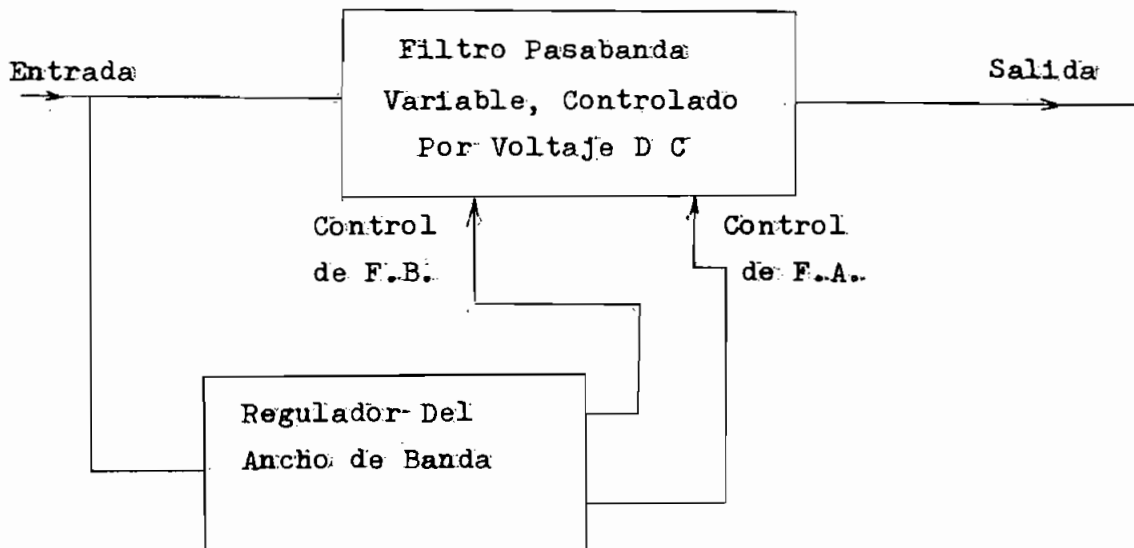


Fig. 2-1.-Diagrama de bloques del Filtro Adaptivo

## 2-2.- FUNCIONAMIENTO GENERAL

La señal de entrada se alimenta al filtro pasabanda controlado por voltaje variable y al regulador del ancho de banda. El Filtro Pasabanda variable forma el corazón del sistema de reducción de ruido, no da ninguna ganancia tampoco atenúa, el único efecto es variar el ancho de banda de acuerdo a la variación del ancho de banda de la señal para evitar que pasen las frecuencias vecinas que contienen espectro de ruido que es audible.

En el Regulador del Ancho de Banda se seleccionan las frecuencias altas y bajas, se filtran para ser rectificadas individualmente, luego se filtran los picos para sacar los voltajes continuos de control, que son los que regulan los cortes

de frecuencias altas y bajas en el filtro pasabanda.

Los voltajes de control varían el ancho de banda del sistema de acuerdo al contenido de frecuencia y al nivel de la señal.

## C A P I T U L O 3

### FILTRO PASABANDA CONTROLADO POR VOLTAJE DC

#### 3-1.- FILTROS DE 1 Y 2 ORDENES

Se considera filtros de primer orden los que tienen un solo polo, filtros de segundo orden los que tienen 2 polos. Filtros de primer orden pueden ser filtros pasa altos y pasa bajos; tienen una pendiente de caída de 20 db/dc. Un filtro pasa bajos puede ser también de segundo orden, si los polos están separados se tiene una pendiente de 20 db/dc y otra de 40 db/dc; si los polos son iguales se tiene una sola pendiente de 40 db/dc. Un filtro pasa altos también puede ser de segundo orden si tiene 2 polos y dos ceros en el origen, en igual forma las pendientes pueden ser de 20 db/dc y de 40 db/dc.

Un filtro de segundo orden que tiene los dos polos y un cero en el origen es un filtro pasabanda con pendientes laterales de 20 db/dc

Con un filtro de segundo orden que tenga 2 ceros ubicados en cualquier lugar y con una combinación apropiada se puede tener un filtro elimina banda. A continuación se indica con ejemplos los filtros de segundo orden: pasa bajos, pasa altos, y elimina banda.



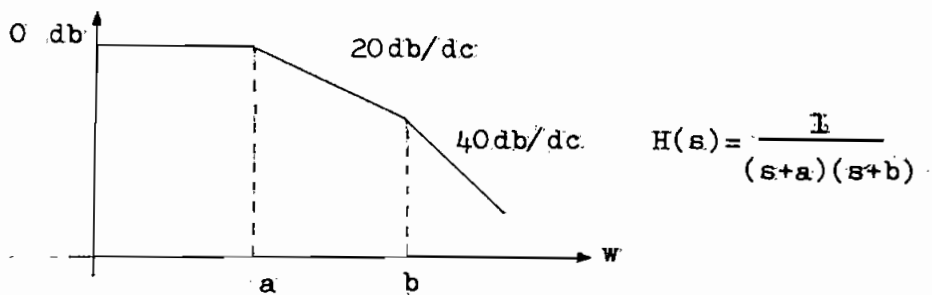


Fig 3-1.-Filtro pasa bajos de segundo orden

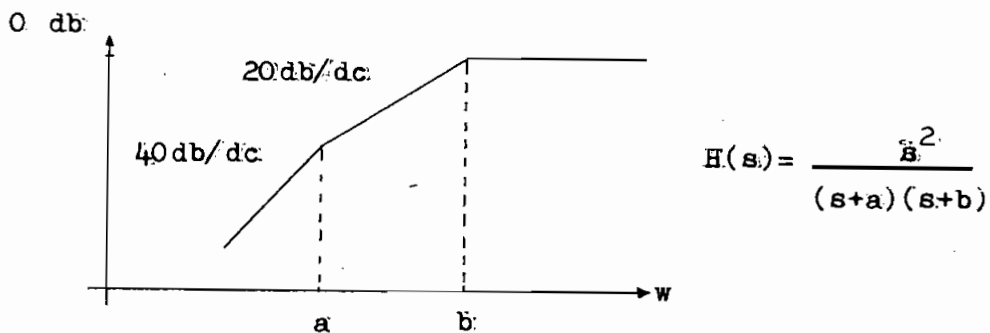


Fig 3-2.-Filtro pasa altos de segundo orden

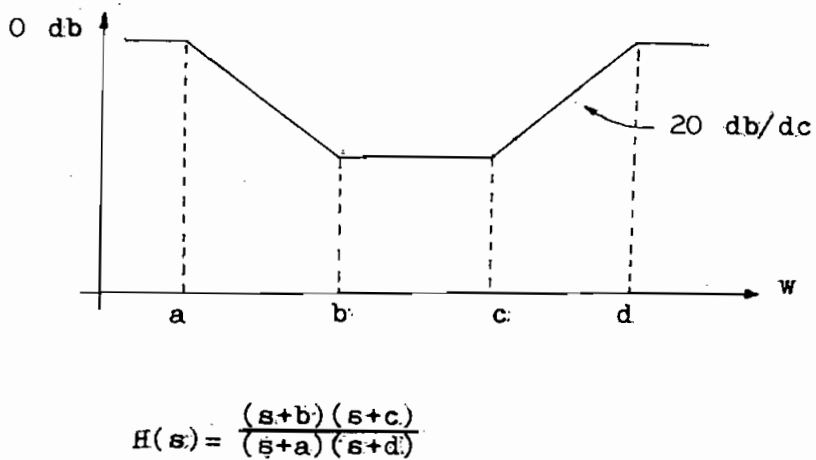


Fig 3-3.-Filtro elimina banda.

Es posible hacer otras varias combinaciones que serán según las necesidades y rangos de frecuencia.

El estudio a realizarse es sobre filtros de primer orden pasa bajos y pasa altos y de un filtro pasa banda de segundo orden.

Un filtro pasa bajos tiene la siguiente respuesta en tiempo y en el plano complejo.

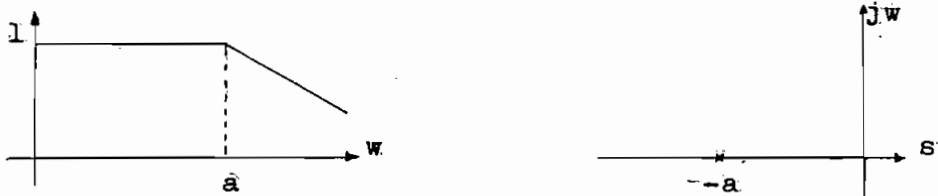


Fig 3-4

$$H(s) = \frac{1}{(s+a)}$$

En diagrama de bloques se tiene un integrador y realimentación negativa con una constante.

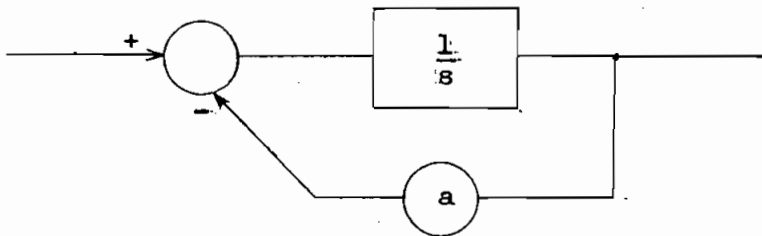
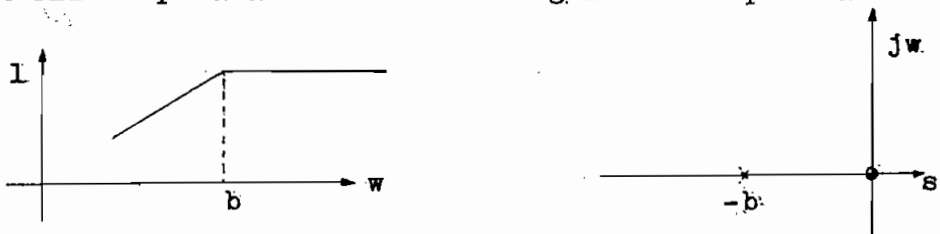


Fig. 3-5

Un filtro pasa altos tiene la siguiente respuesta:



La función de transferencia que cumple con el filtro pasa altos es:  $H(s) = \frac{ks}{s+b}$

Para representarle en diagrama de bloques hay que ver una configuración que dé un polo y un cero. Teniendo en el camino directo una constante y poniendo realimentación con un integrador se consigue un polo y un cero.

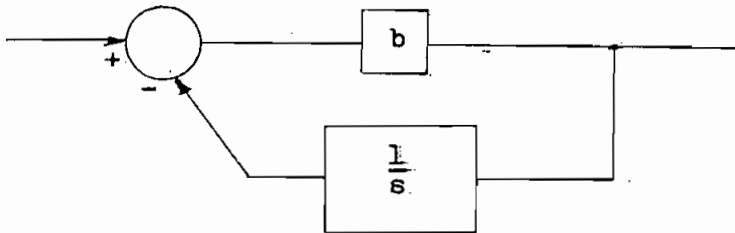


Fig.3-7

Función de transferencia:  $H(s) = \frac{bs}{s+b}$

A continuación se verá como se los realiza físicamente

Un filtro pasa bajos se forma con un amplificador operacional al que se le realimenta con un condensador, formando así un integrador, la realimentación constante se pone con una resistencia.

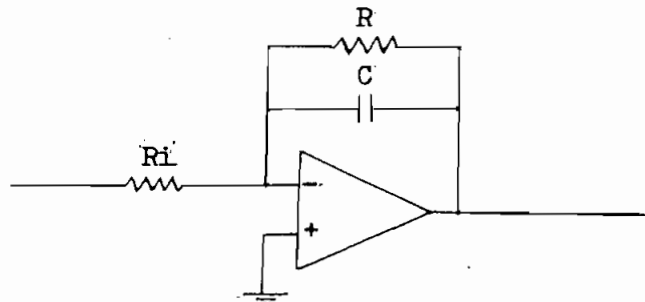


Fig.3-8

El condensador a bajas frecuencias presenta una impedancia bien alta, por lo tanto la ganancia sería la del camino

directo que es muy grande, pero la ganancia se limita con la resistencia de realimentación. A altas frecuencias la impedancia que presenta el condensador es muy pequeña y se produce una realimentación muy grande, por lo tanto la ganancia es muy baja. Se ve que efectivamente funciona como un filtro pasa bajos.

El filtro pasa altos tiene en el camino directo una constante la que se puede hacer con amplificador de ganancia fija, en el camino de realimentación se pone el integrador y además se pone un inversor para que la realimentación sea negativa. También se puede formar poniendo en el camino directo una resistencia y realimentando con el integrador.

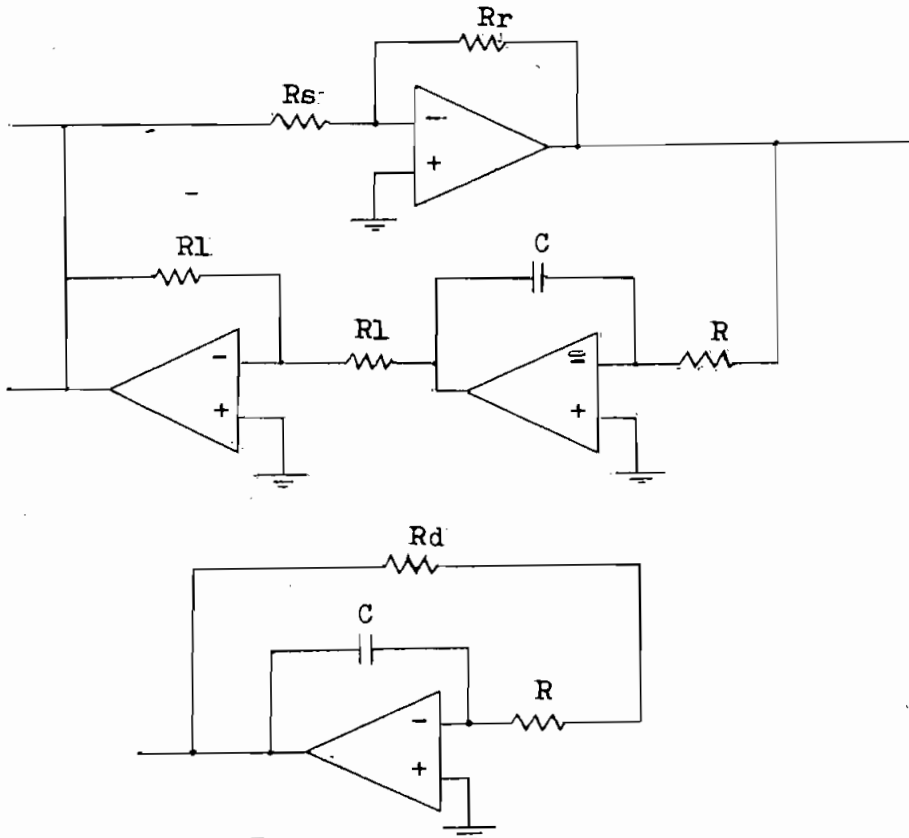


Fig.3-9

A frecuencias bajas el integrador da bastante ganancia, entonces se produce una realimentación bien alta y hace que disminuya la ganancia del sistema ya que anula a la señal de entrada. A frecuencias altas el integrador da una ganancia bien baja, o sea que la realimentación practicamente es nula, por lo cual las frecuencias altas pasan con la ganancia del amplificador que será alta con relación a la de frecuencias bajas.

### 3-2.- FILTRO PASABANDA VARIABLE

El filtro pasabanda es la combinación de un filtro pasa bajos y un filtro pasa altos..

La respuesta de frecuencia de un filtro pasabanda es de la siguiente forma:

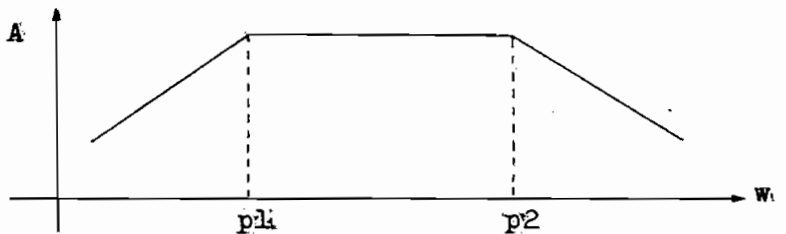


Fig. 3-10

En el plano complejo:

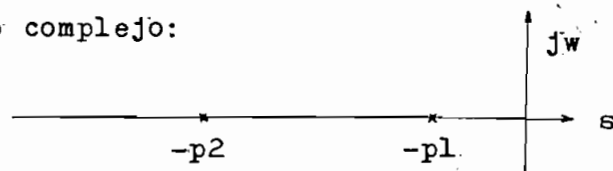


Fig. 3-11

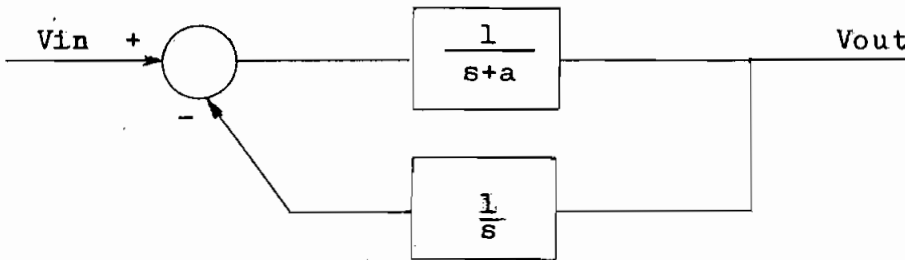
La función de transferencia tiene un cero y 2 polos.

$$H(s) = \frac{ks}{(s+pl)(s+p2)}$$

Para cumplir con esta ecuación puede haber varias formas de hacer en diagrama de bloques. Se analizará una forma que es la combinación de los dos casos anteriores.

En la configuración del filtro pasa bajos existe un polo,, ésta se le toma como un bloque en el camino directa, al poner realimentación con un integrador se añade el efecto del filtro pasa altos ya que en la función de transferencia se añade un cero y un polo. Mediante esta combinación se obtiene los 2 polos y un cero lo cual da el efecto del filtro pasabanda.

El diagrama de bloques en la forma más sencilla es:



Fg.3-12

La función de transferencia es :

$$H(s) = \frac{s}{s^2 + sa + 1}$$

Sacando las raíces se tiene:

$$H(s) = \frac{s}{-(s+p1)(s+p2)}$$

El diagrama de bloques en una forma más detallada se tiene de la siguiente manera:

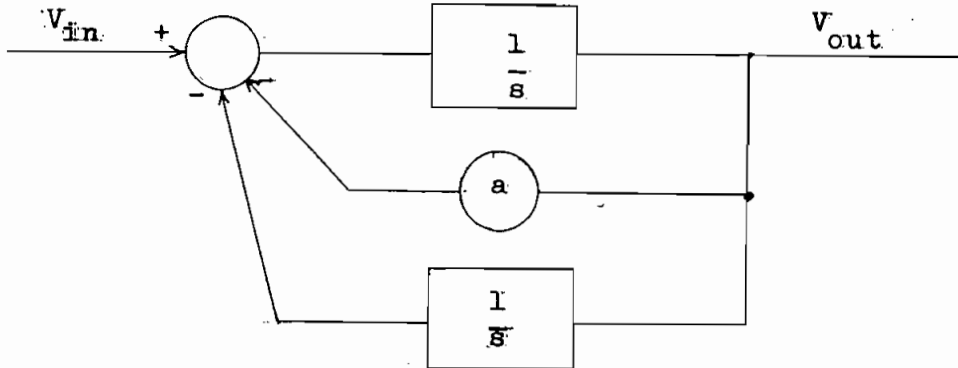


Fig. 3-13

Las constantes de los integradores se ha adoptado para el análisis que valen 1, para consideraciones de diseño práctico hay que asumir que tienen un valor desconocido que luego se determinará según las características.

Para que los cortes de las frecuencias altas y bajas del filtro pasabanda sean variables, hay que tener un control sobre la ubicación de los polos.

Se considerará que en el camino directo, así como también en los caminos de realimentación se tiene factores  $K_1$  los cuales pueden ser constantes o variables. Con los factores variables hay la posibilidad de desplazar la ubicación de los polos.

Analizando en la función de transferencia se determina que factores  $K_1$  deben ser variables y la forma como se puede controlar las frecuencias altas y bajas respectivamente.

El diagrama de bloques con los factores  $K_1$  queda de la siguiente forma:

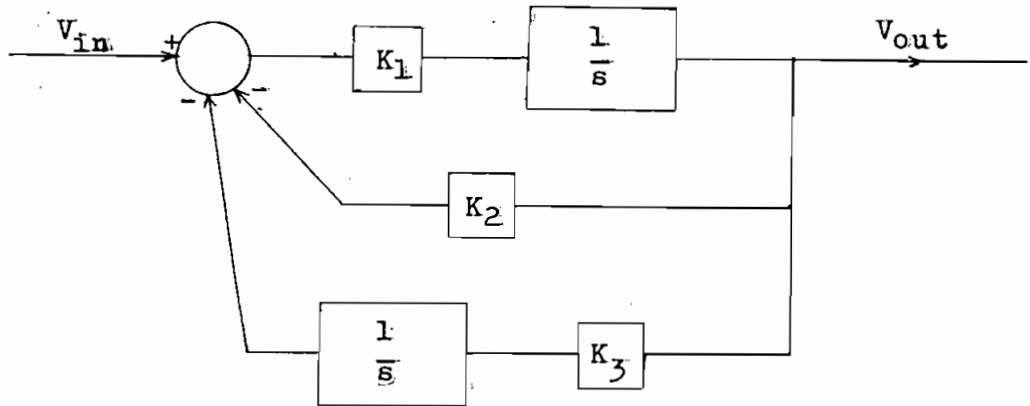


Fig. 3-14

Hay que cumplir con otra característica importante y es que los polos sean reales, ya que con polos imaginarios se tiene picos en la respuesta de frecuencia y además puede haber oscilaciones en la respuesta transitoria, por lo cual no es conveniente tener polos imaginarios. En consecuencia los polos hay que hacerles que se movilizan solamente en el eje real, considerando en el plano imaginario.

### 3-3.- FUNCION DE TRANSFERENCIA Y DESPLAZAMIENTO DE LOS POLOS.

La función de transferencia de determina reduciendo consecutivamente los lazos:



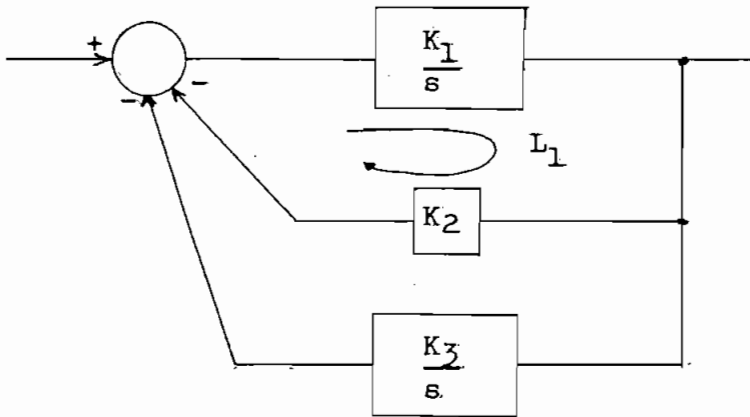


Fig. 3-15

Reduciendo el primer lazo:

$$H_1(s) = \frac{\frac{K_1}{-s}}{1 + \frac{K_2 K_1}{s}} = \frac{K_1}{s + K_1 K_2}$$

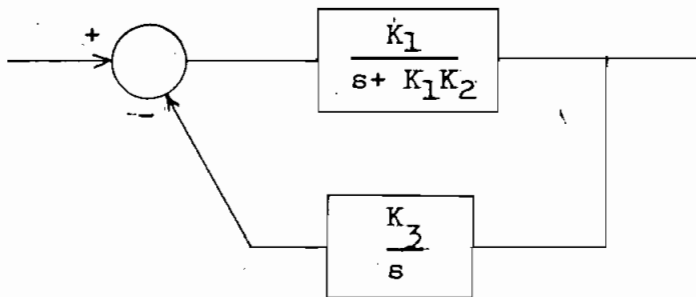


Fig. 3-16

$$H_T(s) = \frac{\frac{K_1}{s + K_1 K_2}}{1 + \frac{K_1}{s + K_1 K_2} \cdot \frac{K_3}{s}}$$

$$H_T(s) = \frac{K_1 s}{s^2 + K_1 K_2 s + K_1 K_3}$$

La ecuación característica es de 2º orden, en consecuencia hay dos polos. Físicamente se explica porque hay dos elementos que almacenan energía y son los integradores. Un integrador tiene en el camino de realimentación un condensador que es precisamente el elemento que almacena energía.

Sacando las raíces se tiene:

$$s^2 \pm K_1 K_2 s + K_1 K_3 = 0$$

$$s = - \frac{K_1 K_2}{2} \pm \sqrt{\left(\frac{K_1 K_2}{2}\right)^2 - K_1 K_3}$$

Haciendo:

$$P_1 = \frac{K_1 K_2}{2} \pm \sqrt{\left(\frac{K_1 K_2}{2}\right)^2 - K_1 K_3}$$

$$P_2 = \frac{K_1 K_2}{2} \mp \sqrt{\left(\frac{K_1 K_2}{2}\right)^2 - K_1 K_3}$$

La función de transferencia queda así:

$$H(s) = \frac{K_1 s}{(s + P_1)(s + P_2)}$$

Representando en el plano complejo se tiene:

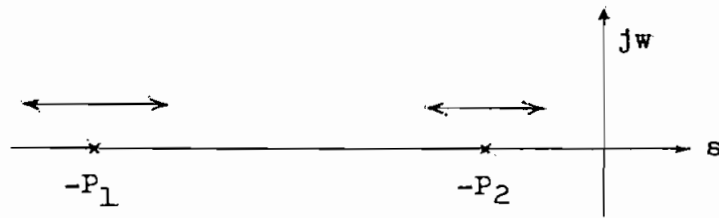


Fig.3-17

En primer término se considerará el efecto que se produce con  $K_1$  variable y asumiendo que  $K_2$  y  $K_3$  son fijos.

Según la ecuación de los polos se ve que son función de  $K_1$ :

$$P_i = f(K_1) = -K_1 \frac{K_2}{2} \pm \sqrt{\left(K_1 \frac{K_2}{2}\right)^2 - K_1 K_3}$$

Si  $K_1$  es variable, la ubicación de los polos  $P_1$  y  $P_2$  también cambia; con esto se consigue variar el ancho de banda.

Los polos deben ser reales, en consecuencia se debe cumplir que:

$$\left(\frac{K_1 K_2}{2}\right)^2 \geq K_1 K_3$$

Con esto se consigue que los polos se muevan sólo en el eje real. Ahora bien según los valores de  $K_2$  y  $K_3$  y de acuerdo a la variación de  $K_1$  se tiene dos casos límites

1.-

$$\left(\frac{K_1 K_2}{2}\right)^2 \gg K_1 K_3$$

Entonces  $P_1$  se aproxima a:

$$P_1 = -K_1 K_2$$

El otro polo será de un valor muy pequeño y estará prácticamente en cero. Con estas condiciones se consigue la mayor separación entre los polos y equivale a un gran ancho de banda

$$2.- \left( \frac{K_1 K_2}{2} \right)^2 = K_1 K_3$$

Entonces:

$$P_1 = P_2 = - \frac{K_1 K_2}{2}$$

En este caso los polos están ubicados en el mismo lugar, lo que significa un ancho de banda muy reducido.

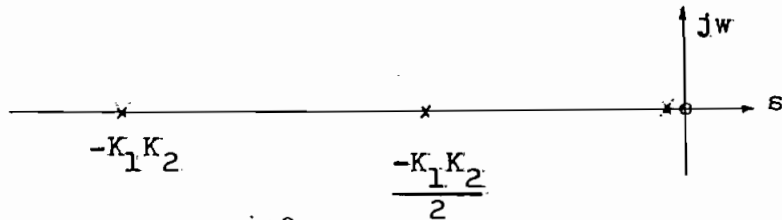


Fig. 3-18

Cuando se cumple las condiciones del primer caso el factor variable  $K_1$  influye directamente sobre la ubicación de  $P_1$ , la influencia que ejerce sobre  $P_2$  es muy pequeña. En el segundo caso la influencia es directamente sobre los dos polos.

De aquí se concluye que si se mantiene la relación:

$$\left( \frac{K_1 K_2}{2} \right)^2 \gg K_1 K_3$$

con  $K_1$  se controla directamente el polo de frecuencias altas y

forma prácticamente independiente del polo de frecuencias bajas. Con el factor  $K_1$  variable se tiene ya un control para las frecuencias altas.

Con las condiciones del 2º caso se tiene una variación simultánea de frecuencias altas y bajas y lo que se persigue es lo contrario: tener control independiente de frecuencias.

El factor  $K_1$  que es un multiplicador es el que controlará el corte de frecuencias altas, el rango de variación será desde un valor máximo con el cual se tenga la máxima respuesta en altas frecuencias que es 20 Khz., hasta un valor mínimo prudencial que se escogerá según el diseño.

Influencia de  $K_2$  variable con los otros multiplicadores fijos:

De la ecuación de los polos en función de los multiplicadores  $K_i$  se ve que el factor  $K_2$  va a tener la misma influencia que  $K_1$ , como ya se tiene control para altas frecuencias el factor  $K_2$  queda como un factor constante.

Influencia de  $K_3$  variable y considerando que  $K_1$  y  $K_2$  permanecen constantes:

Según las consideraciones anteriores se tiene que:

$$K_1 K_3 \ll \left( \frac{K_1 K_2}{2} \right)^2$$

Variando  $K_3$ , en este caso subiendo de valor tal que el término  $K_3$  ya no sea demasiado inferior al segundo, se puede conseguir que el polo inferior  $P_2$  alcance un valor ya no muy

pequeño, puede ser de algunas decenas y hasta de pocas centenas. Esta variación pequeña del radical no influirá casi nada en el polo superior que es del orden de Khz.

Se tiene entonces que  $K_3$  es el multiplicador que controla las frecuencias bajas y en forma practicamente independiente de las frecuencias altas.

Los multiplicadores  $K_1$  y  $K_3$  que controlan el corte de las frecuencias a su vez están controlados por voltaje DC.

### 3-4.- DIAGRAMA DE BLOQUES DEL FILTRO PASABANDA CONTROLADO POR VOLTAJE DC

El diagrama de bloques para un filtro pasabanda ya se analizó detalladamente, pero para que tenga los polos variables y controlados por voltaje hay que añadir los multiplicadores que se los nominará como  $X_1$  y  $X_3$ . Los integradores tienen una constante de integración que está dada por  $1/RC$  y se le nomina con  $A$ .

El diagrama de bloques es el siguiente:

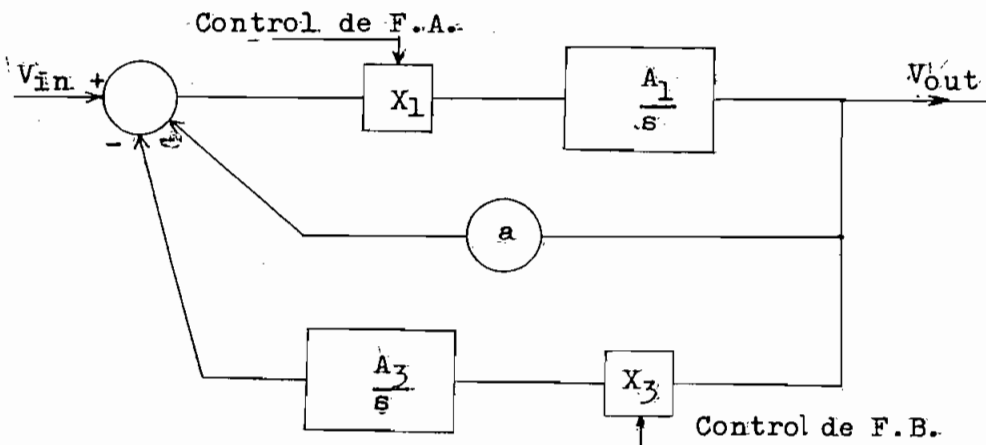


Fig. 3-19

La función de transferencia y los polos permanecen igual que lo analizado, lo único que hay que anotar para mantener la similitud es las siguientes igualdades:

$$K_1 = X_1 A_1$$

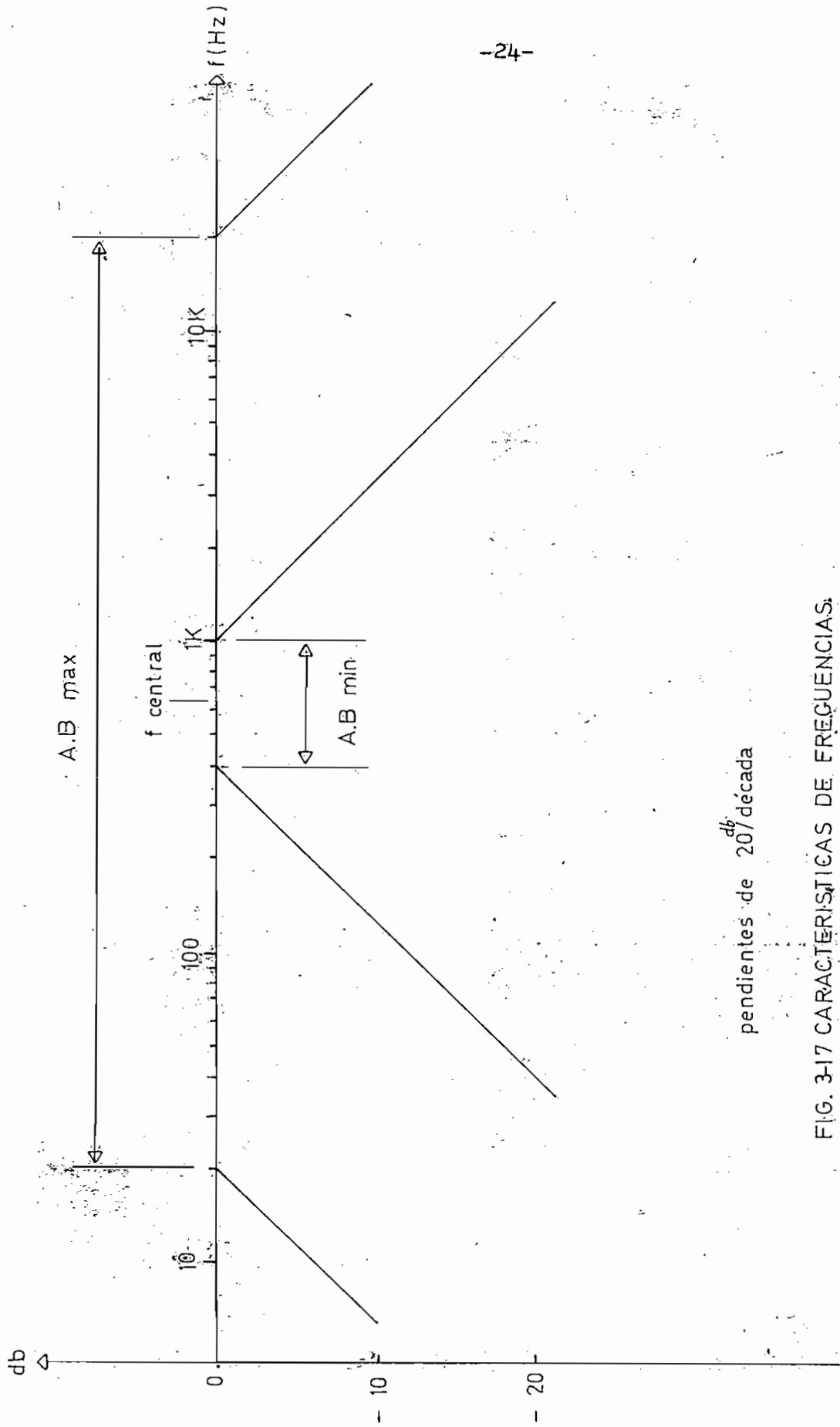
$$K_2 = a$$

$$K_3 = X_3 A_3$$

### 3-5.- CARACTERISTICAS

Las características del sistema en cuanto a ganancia es de 1, en cuanto se refiere a respuesta de frecuencia tiene un ancho de banda máximo que corresponde al de audio: de 20Hz a 20 KHz. El ancho de banda mínimo se determina alrededor de la frecuencia central que es aproximadamente 630Hz. Se asigna un ancho de banda mínimo que va desde 400Hz. a 1Khz. lo que da 600Hz. En la Fg 3-17 se indica graficamente como se ha determinado la respuesta de frecuencia.

La variación de altas frecuencias va desde 1Khz a 20Khz, para las frecuencias bajas la variación es desde 20hz a 400Hz.



pendientes de 20<sup>db</sup>/década

FIG. 3-17 CARACTERÍSTICAS DE FRECUENCIAS.



3-6.- RELACION ENTRE LOS MULTIPLICADORES

A la máxima respuesta los cortes son a 20 Khz y 20 hz, de ahí se tiene:

$$P_1 = 2\pi \times 20 \times 10^3 = K_1 K_2$$

$$K_1 K_2 = 1.25 \times 10^5$$

El polo de frecuencia baja debe estar a 20 hz de ahí que el producto  $K_1 K_3$  debe cumplir con cierto valor y a la vez debe ser bastante pequeño en relación a:

$$\left(\frac{K_1 K_2}{2}\right)^2 - \sqrt{\left(\frac{K_1 K_2}{2}\right)^2 - K_1 K_3} = 2\pi \times 20$$

Reemplazando  $K_1 K_2$  y despejando  $K_1 K_3$

$$K_1 K_3 = 1.6 \times 10^7$$

$$\left(\frac{K_1 K_2}{2}\right)^2 = \frac{1.25}{2} \cdot 10^{10} = 3.9 \times 10^9$$

Se cumple numericamente que el primer factor del radical es bastante superior al segundo y las aproximaciones hechas son válidas.

Para tener el máximo ancho de banda  $K_1$  está en el valor superior y  $K_3$  en su valor mínimo.

Las frecuencias superiores bajan de 20 Khz a 1 Khz o sea 20 veces, en consecuencia  $K_1$  también debe tener una variación de 20 veces.

Lo contrario ocurre con  $K_3$ , en lo que se refiere a orden de variación, está en su valor mínimo y debe ir subiendo hasta un valor que se determinará posteriormente y posiblemente es del orden de 20 veces de variación.

#### DISEÑO

El diseño se lo hará posteriormente ya que aún falta analizar los multiplicadores.

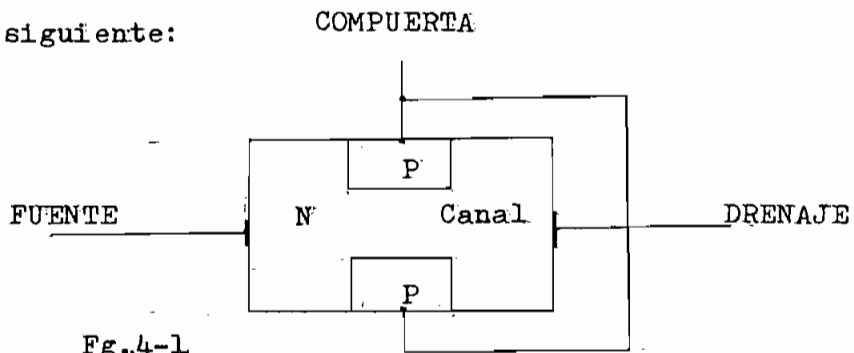
## C A P I T U L O 4

### E L E M E N T O S D E G A N A N C I A V A R I A B L E

El multiplicador controlado por voltaje DC se trata de un elemento de ganancia controlable. Específicamente es un atenuador controlado por voltaje, para este objeto se acomodan muy bien las características de un Transistor de Efecto de Campo (FET). De ahí que los elementos de ganancia variable que se va a tratar son los FET, los cuales se usarán como atenuadores controlados por voltaje DC.

#### 4-1.- EL FET COMO RESISTENCIA VARIABLE ELECTRICAMENTE

El transistor de efecto de campo es un semiconductor controlado por tensión. Tiene alta impedancia de entrada, lo cual da una buena aislación entre la entrada y la salida. Otra característica es de poseer una sola juntura PN como se indica en el gráfico siguiente:



Sin polarización la conductancia del canal está dada por las características físicas del semiconductor. Al poner una polarización inversa entre la Compuerta y Fuente el espesor del

canal se va reduciendo y llega a una tensión, llamada de corte, en la que el espesor del canal se reduce a cero. La resistencia es inversamente proporcional al espesor, de ahí que la resistencia del canal que originalmente era pequeño llega a un valor bien alto.

El campo eléctrico se controla por la tensión de compuerta y el campo a su vez es el que controla la resistencia del canal.

Las curvas características de un FET son como las que se presentan en la Fig. 4-2

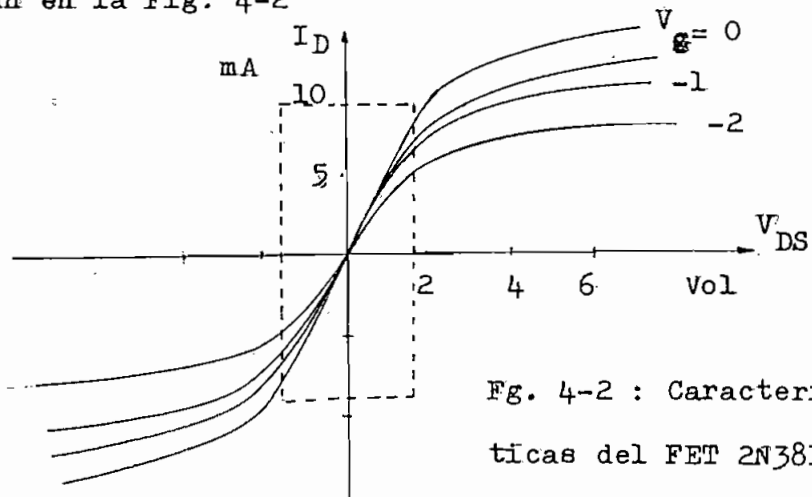


Fig. 4-2 : Características del FET 2N3819

Estas curvas corresponden a un FET simétrico, en el que el drenaje y la compuerta son idénticos. Es un FET de canal N por lo cual el voltaje de compuerta es negativo.

Como se ve en las características la corriente del canal es proporcional al voltaje  $V_{DS}$  solamente hasta cierto punto, y luego es independiente. Este sector mencionado y que se indica con el cuadro de puntos, se conoce como la región ohmica, porque la corriente varía linealmente con el voltaje.

Las características del FET permanecen lineales a voltajes pequeños de Drenaje-Fuente, si se mantiene este voltaje lo suficientemente bajo el FET sirve como una resistencia variable por voltaje.

Para el FET usado en este trabajo: 2N3819, el voltaje máximo para tener linealidad es 0.5 voltios pico-pico, que se ha determinado experimentalmente y con mediciones de distorsión máxima del 1%.

El FET para que funciones como resistencia variable trabaja solo en la región lineal y se ha investigado la forma de mejorar la linealidad de las características.

#### 4-2.- ATENUADOR CONTROLADO DE FET Y REDUCCION DE DISTORSION

El rango de control con unFET es mayor que otros elementos, de ahí que se le haya escogido para el atenuador.

Las características de unFET divididas en regiones se presentan en el siguiente gráfico:

En la región A que está sobre el corte,  $I_D$  es independiente de  $V_{DS}$ ;  $I_D$  se puede expresar de la siguiente forma:

$$I_D = I_{DSS} \left( 1 - \frac{V_{GS}}{V_p} \right)^2 \quad 1$$

En la región B,  $V_{DS} = V_{GS} - V_p$ . La siguiente discusión es para FET de canal N. Las características pueden ser aproximadas por una función cuadrática de la que se conoce el máximo y un segundo punto (el origen). La aproximación es:

$$I_D \cong I_{DSS} \left[ \left( 1 - \frac{V_{GS}}{V_p} \right)^2 - \left( 1 - \frac{V_{GS} - V_{DS}}{V_p} \right)^2 \right]$$

$$= \frac{2I_{DSS}}{V_p^2} \left( V_{DS} \left( V_{GS} - V_p - \frac{V_{DS}}{2} \right) \right)^2$$

Bajo la condición de FET simétrico, el drenaje y fuente son intercambiables, el voltaje menos negativo de las junturas  $V_{GS}$ ,  $V_{GD}$  controla la conductancia del canal.

Si  $V_{GD}$  es el voltaje de control y  $V_{DS} = 0$ ,  $I_D = 0$ , las características pueden ser las mismas que en el primer cuadrante:

$$-I_D = - \frac{2I_{DSS}}{V_p^2} V_{DS} \left( V_{GD} - V_p + \frac{V_{DS}}{2} \right)^2 \quad 3$$

Entonces el voltaje de control para ambas regiones B y E, es  $V_{GS}$

$$V_{GD} = V_{GS} - V_{DS} \quad 4$$

El FET como resistencia controlada trabaja en la región B y E, la parte más alta de la resistencia corresponde al sector más no lineal de las características, para fines prácticos esto es inconveniente.

Basándose en la aproximación de 2, la relación entre distorsión, rango de control de máxima a mínima atenuación se expresa como un simple divisor de voltaje:

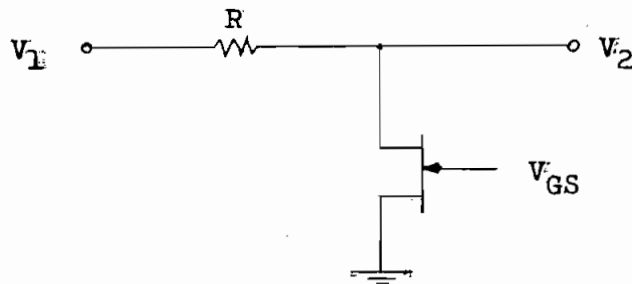


Fig. 4-4

Si  $V_{GS}$  se aproxima a  $V_p$  las consideraciones hechas se restringen y la distorsión es mayor.

Los FET con alto  $V_p$  son convenientes para atenuadores prácticos, desafortunadamente los FET comerciales tienen un bajo  $V_p$  para uso de amplificadores.

Hay varias formas de reducir la distorsión, una puede ser por conexión de FET idénticos en serie o paralelo, donde las no linealidades pueden anularse en cierto grado. Una mejor linealización es posible usando un FET con realimentación.

Ya se indicó que las características serán simétricas si  $V_{GD}$  puede ser el voltaje de control en el tercer cuadrante.

Si se añade  $0.5 V_{DS}$  al voltaje de control, los 2 volta-

jes  $V_{GS}$  y  $V_{GD}$  se intercambian cuando  $V_{DS}$  cambia de signo.

$$V_{GS} = V_H + 0.5 V_{DS}$$

$$V_{GD} = V_H - 0.5 V_{DS}$$

Reemplazando en 2

$$\begin{aligned} I_D &= \frac{2I_{DSS}}{V_p^2} V_{DS} \left( V_{GS} - V_p - \frac{V_{DS}}{2} \right) \\ &= \frac{2I_{DSS}}{V_p^2} V_{DS} \left( V_H + 0.5 V_{DS} - \frac{V_{DS}}{2} \right) \\ I_D &= \frac{2I_{DSS}}{V_p^2} V_{DS} \left( V_H - V_p \right) \end{aligned}$$

$$I_D = KV_{DS}$$

La característica resultante es lineal y simétrica en B y E. Se obtiene una gran mejora en la linealidad y una gran disminución en el porcentaje de distorsión.

El circuito con realimentación es:

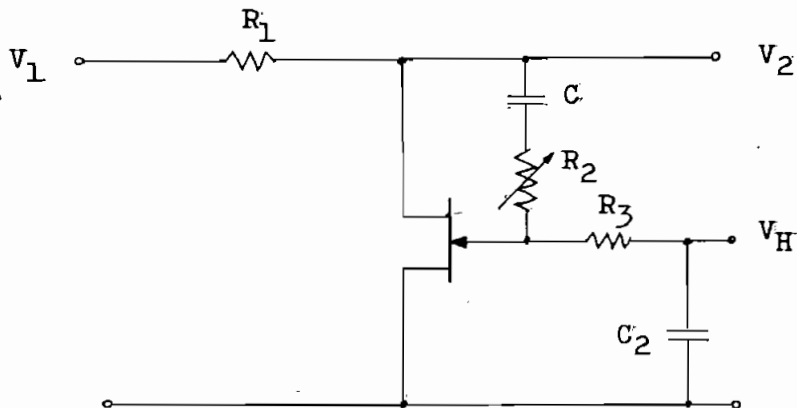


Fig. 4-5



$R_2$  es para conseguir la mínima distorción. El voltaje de control es  $V_H$  y es voltaje continuo.  $C_2$  se lo puede reemplazar por la impedancia de la fuente de control.

El atenuador controlado por voltaje variable es:

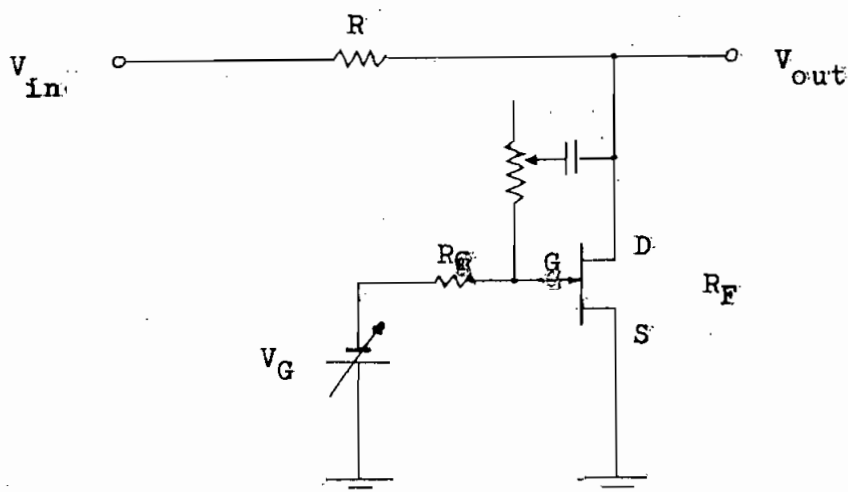


Fig. 4-6

La resistencia  $R$  con la resistencia que presenta el FET,  $R_F$ , forman el divisor de voltaje. Si la resistencia  $R_F$  varía, el voltaje de salida también cambia. En la compuerta va un voltaje negativo, que es el control de  $R_F$ , o sea el control de atenuación.

El voltaje de compuerta va desde un valor cero hasta el voltaje de corte, en consecuencia la resistencia  $R_F$  va desde un valor pequeño hasta un valor muy alto. Por la compuerta no circula ninguna corriente y  $R_G$  no afecta a la polarización y además servirá como protección.

El voltaje de entrada es una señal alterna (de audio) y debe ser bajo para que se mantenga la linealidad.

El atenuador se usará como multiplicador variable controlado por DC en el filtro pasabanda.

#### 4-3.- DETERMINACION DE LA VARIACION DE RESISTENCIA DEL FET

Para determinar la variación de la resistencia del FET, que se usará en el atenuador, el 2N3819 se lo hace mediante el siguiente circuito:

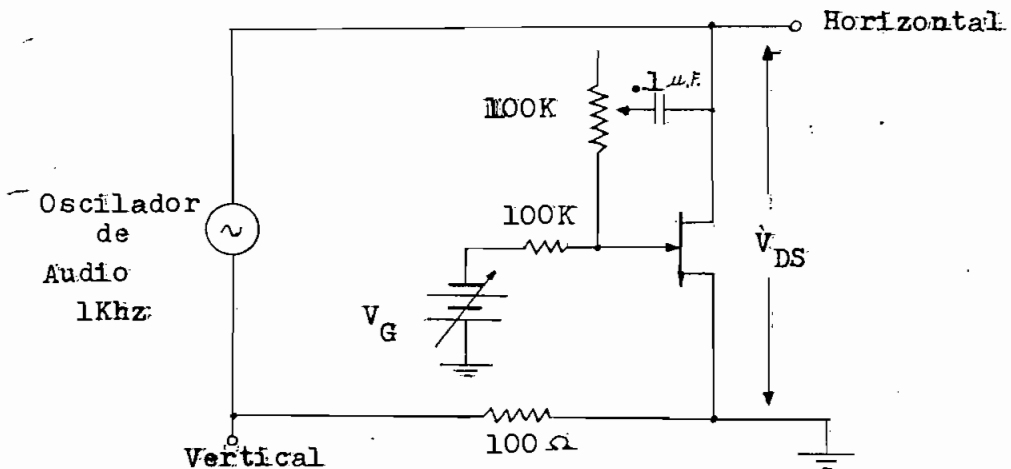


Fig. 4-7

El voltaje  $V_{DS}$  va a la entrada horizontal del osciloscopio, la corriente se determina en la resistencia de 100 ohmios cuyo voltaje se pone a la entrada vertical del osciloscopio. El voltaje del oscilador es de 100 mV para evitar que en las mediciones haya distorsión. Para diferentes voltajes de compuerta se va determinando la pendiente de las curvas, que en este sector son rectas, la resistencia es lo inverso, o lo que equivale a ir determinando  $V_{DS}/I_D$

La variación obtenida se indica en la figura 4-8.

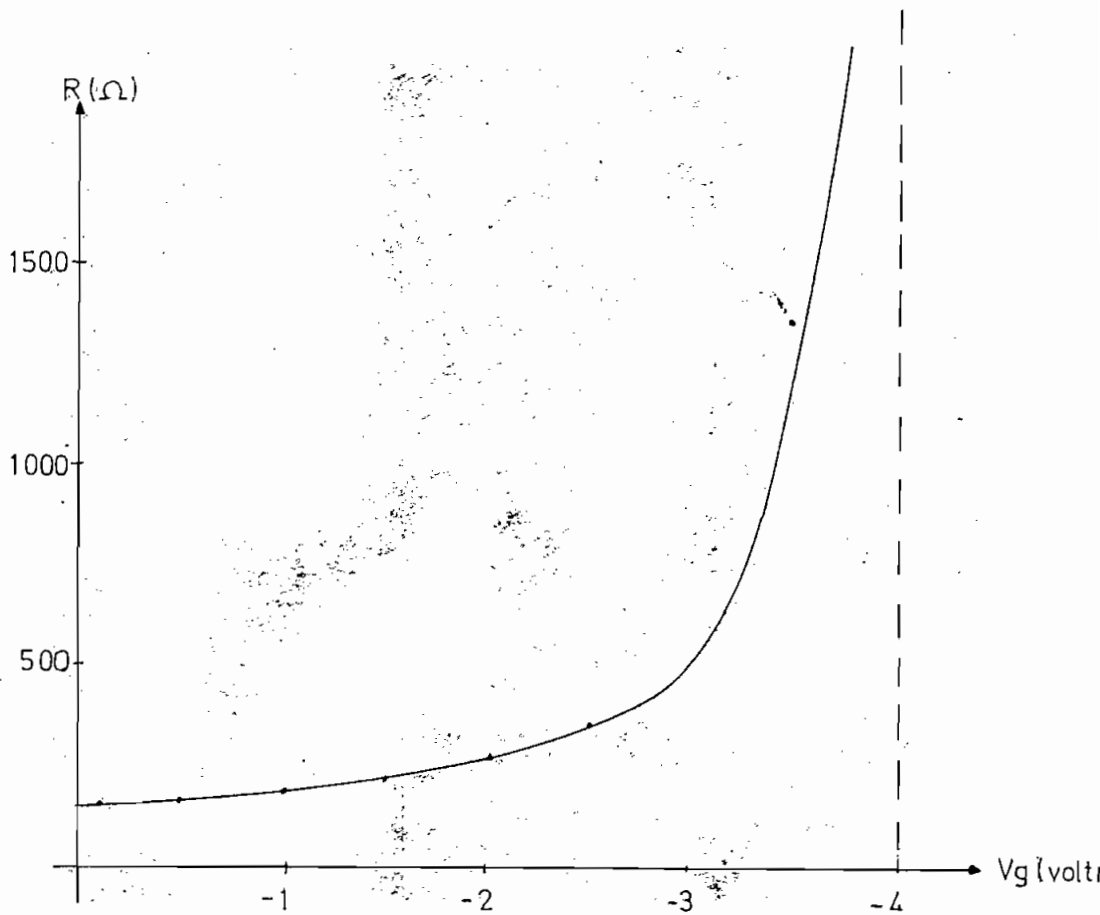


FIG 4-8

Variación de la resistencia del FET con  $V_G$

Cuando  $V_G = 0$ , la resistencia directa es de 150 ohmios, y en el voltaje de corte que es aproximadamente de -4 Vol. alcanza un valor bien alto de algunos Megaohmios.

#### 4-4.- VARIACION DEL COEFICIENTE DE ATENUACION

Para la determinación de la variación del coeficiente de atenuación se lo puede hacer en base a la variación de resistencia que se haya determinado. Experimentalmente se determina

con el siguiente circuito:

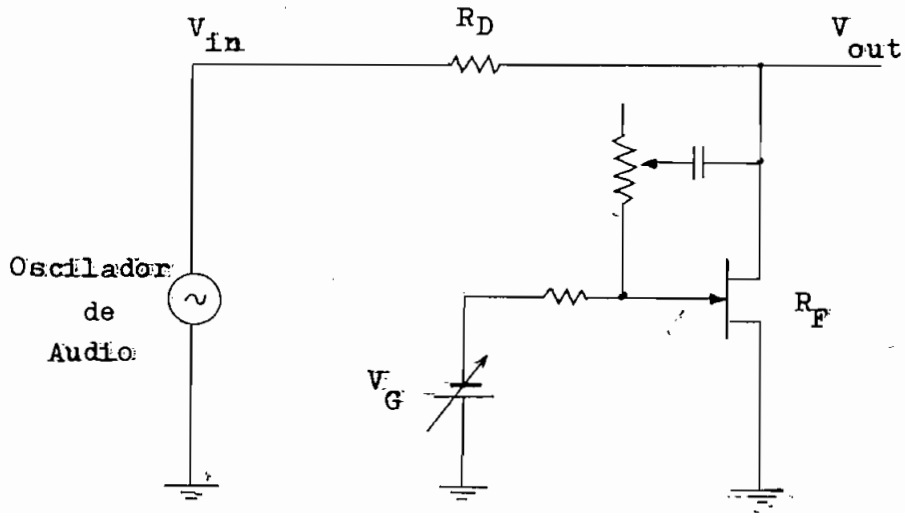


Fig. 4-9

La atenuación está dada por:

$$\frac{R_F}{R_D + R_F}$$

Depende tanto del valor de  $R_D$  como también del voltaje  $V_G$  que es el que controla  $R_F$ .

Para diferentes valores de  $R_D$  se puede tener coeficientes teóricamente desde 1, hasta valores muy pequeños.

La variación del coeficiente de atenuación que se requiere para que intervenga en el filtro pasabanda como multiplicador, es de 20 veces, o sea que teóricamente va desde 1 hasta .05. Hay que calcular con que  $R_D$  da el mínimo coeficiente. Pero antes de considerar esta variación es conveniente tomar en cuenta donde se le va a usar.

#### 4-5.- DISEÑO DEL ATENUADOR

En el caso práctico el atenuador no está aislado sino que está intercalado con otros circuitos. Hay que considerar las resistencias que pueden ir en paralelo con el FET, en este caso del FET sale a un integrador, el cual tiene una resistencia de entrada; como el voltaje de entrada de un operacional es prácticamente cero, se puede considerar que la resistencia de entrada está a tierra. Por lo cual el FET tiene una resistencia en paralelo que será la de entrada al amplificador operacional.

Para consideraciones más reales se tiene el siguiente circuito:

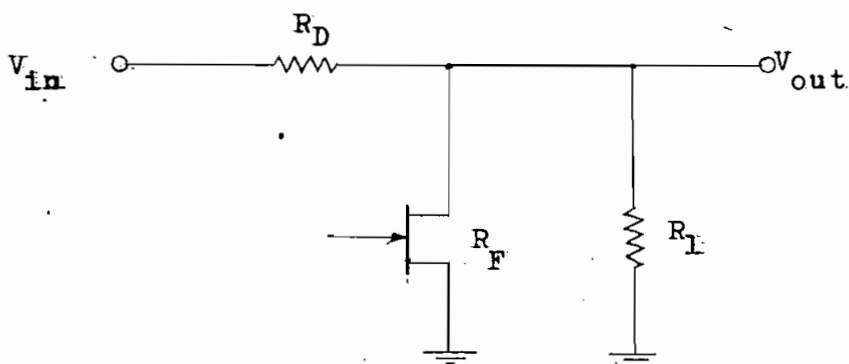


Fig. 4-10

Circuito equivalente:

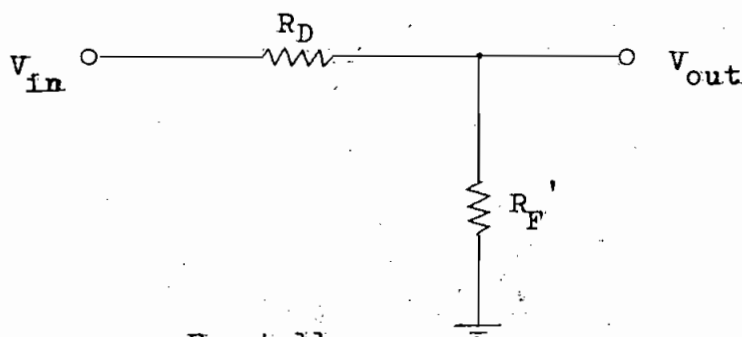


Fig. 4-11

$$R'_F = R_F \parallel R_L$$

La forma de variación de la resistencia  $R'_F$  variará un poco de  $R_F$  sobre todo en los extremos. Si  $R_L$  es más grande que 150 ohmios, que es el valor de  $R_F$  cuando  $V_G = 0$ , la variación de  $R'_F$  será desde 150 hasta el valor de  $R_L$  en el voltaje de corte.

Para determinar las características del atenuador se requiere conocer  $R_L$ , se da un valor a  $R_L$  de 10 Kohmios, posteriormente en el diseño general hay que considerar este valor.

La forma de variación de  $R'_F$  será similar a la forma de variación de  $R_F$ , sólo que <sup>en</sup> el límite superior la resistencia llegará a un valor de 10 Koh. El coeficiente de atenuación tampoco llegará a un valor máximo de 1.

$R_D$  debe ser un valor apropiado que permita que el coeficiente de atenuación varíe en 20 veces.

El coeficiente máximo es de un valor desconocido y se lo notará como  $x$ , el mínimo es 20 veces menos. Para calcular  $R_D$  se plantea las 2 siguientes ecuaciones:

Cuando  $R'_F \text{ máx} = 10 \text{ K}$

$$x = \frac{10^4}{R_D + 10^4} \quad 1$$

Cuando  $R'_F \text{ mín} = 150 \text{ } \Omega$

$$\frac{x}{20} = \frac{150 \text{ } \Omega}{R_D + 150 \text{ } \Omega} \quad 2$$

Determinando los valores de  $x$  y  $R_D$  se tiene:

$$x = 0.7$$

$$R_D = 4.3 \text{ K}$$

En  $R_D$  se pone un valor estándar de:

$$R_D = 4.7 \text{ K}$$

El circuito del atenuador es:

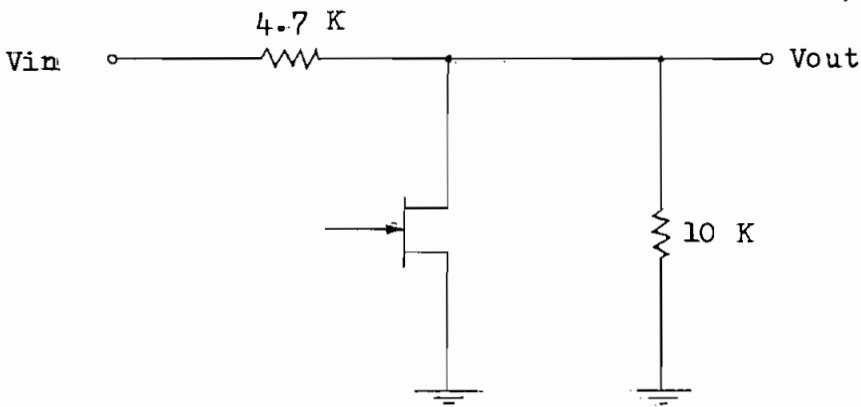


Fig. 4-12

Con este circuito se realiza mediciones de distorsión para determinar el voltaje máximo entre drenaje y fuente. Igualmente se determina experimentalmente la forma de variación del coeficiente de atenuación en función del voltaje de compuerta.

Los resultados se presentan en los siguientes gráficos:

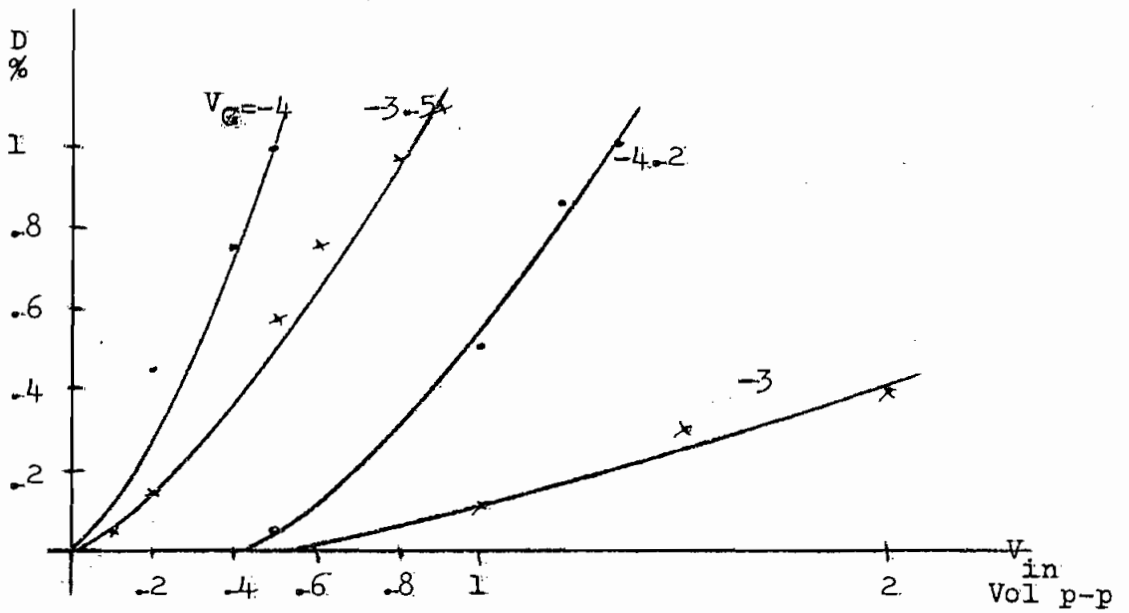


Fig 4-13.-Mediciones de distorsión del atenuador en función del voltaje de entrada y para varios voltajes de compuerta.

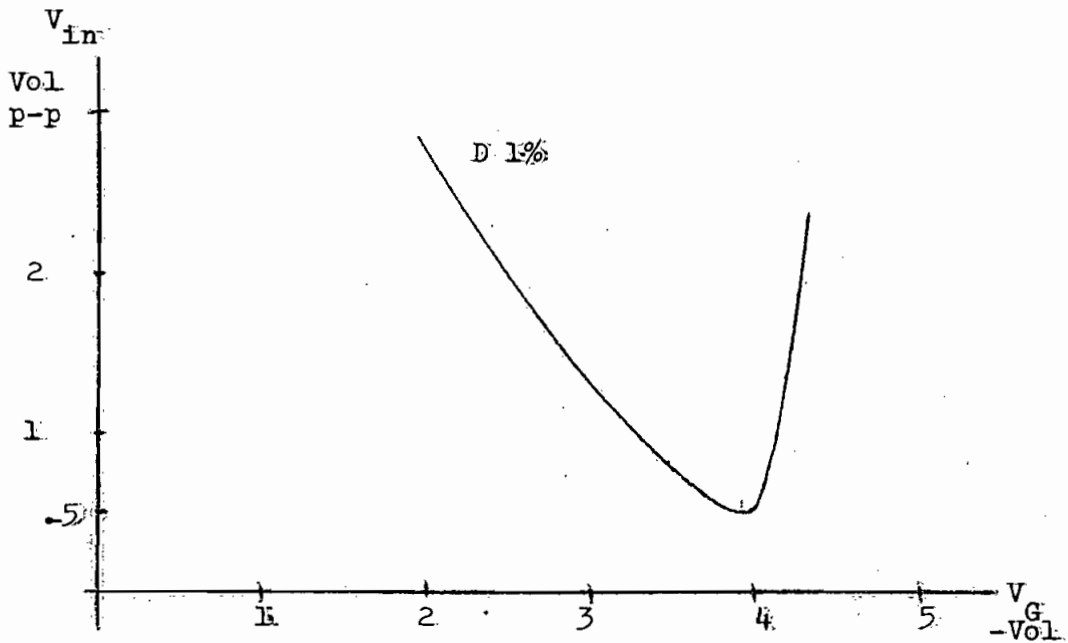


Fig 4-14.-Curva del 1% de distorsión. Conclusión de las anteriores.



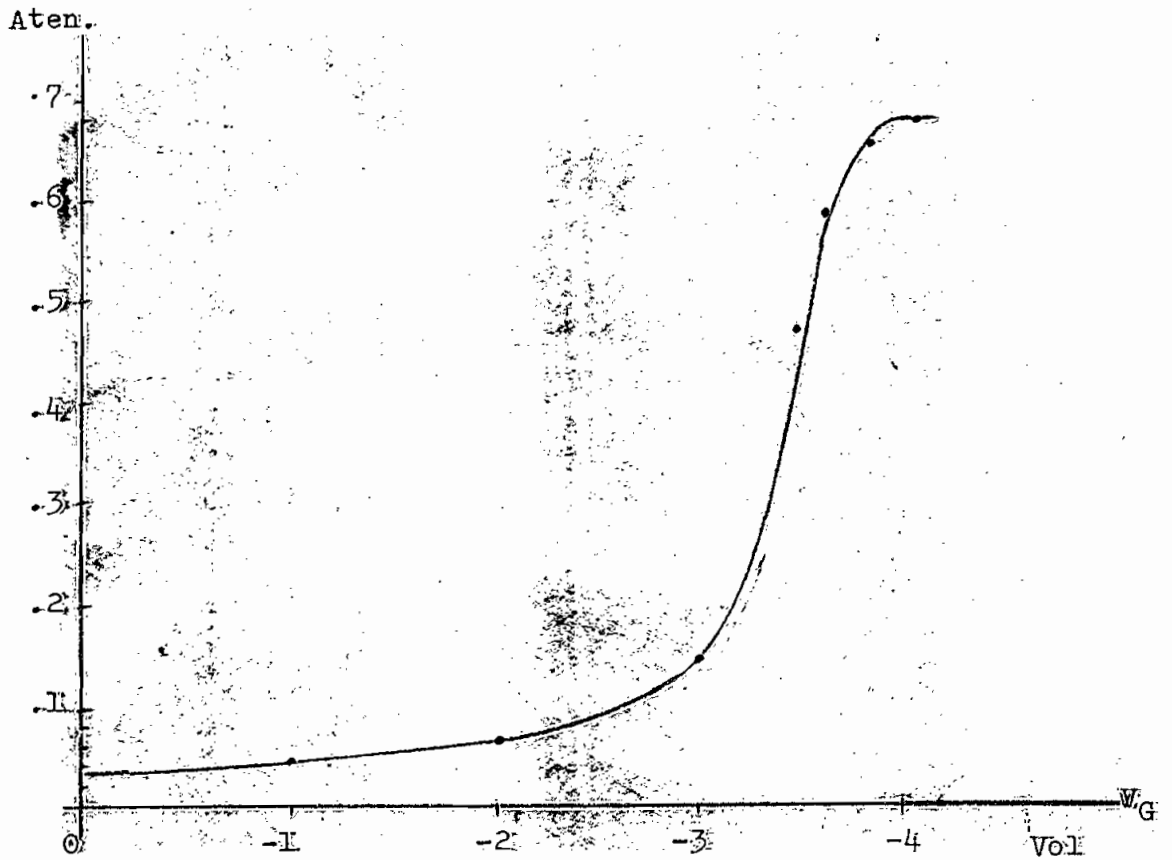


Fig. 4-15.-Variación del coeficiente de atenuación en función

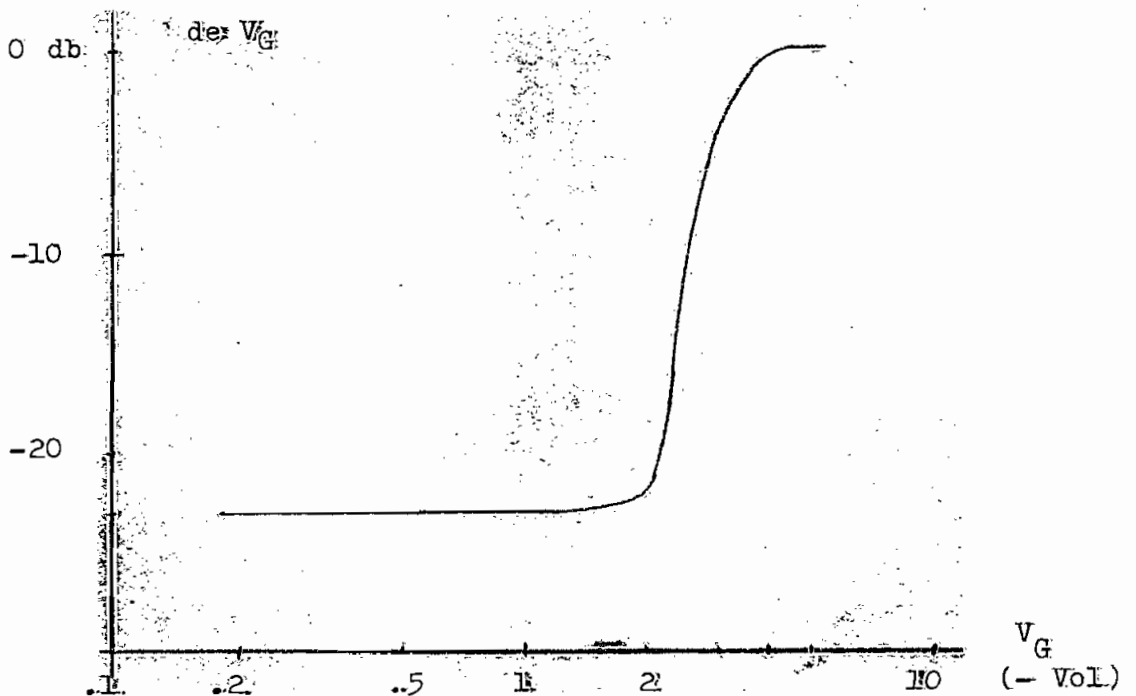


Fig. 4-16.-La misma curva con la atenuación en escala en db.

Imágenes

El coeficiente de atenuación va desde un valor de .034 hasta .68 o sea que efectivamente se tiene una variación de 20 veces.

Las curvas de distorsión están en función del voltaje de entrada y para diferentes voltajes de compuerta. Se puede ver que el voltaje máximo pico-pico de entrada para que la distorsión no sobrepase del 1% es .5 Vol, éste se produce alrededor del voltaje de corte que es donde la resistencia del FET no es muy lineal porque cambia bruscamente, pasado este voltaje la distorsión disminuye, es debido a que el FET presenta alta impedancia y la atenuación es mínima, y el voltaje aplicado al FET es mayor.

El atenuador diseñado se intercala en el diagrama de bloques del filtro pasabanda como multiplicador, y así ya se tiene los datos suficientes para diseñar el Filtro pasabanda.

C A P I T U L O 5

D I S E Ñ O D E L F I L T R O  
P A S A B A N D A V A R I A B L E

5-1.- CIRCUITO GENERAL

El diagrama del filtro pasabanda variable, en bloques, es:

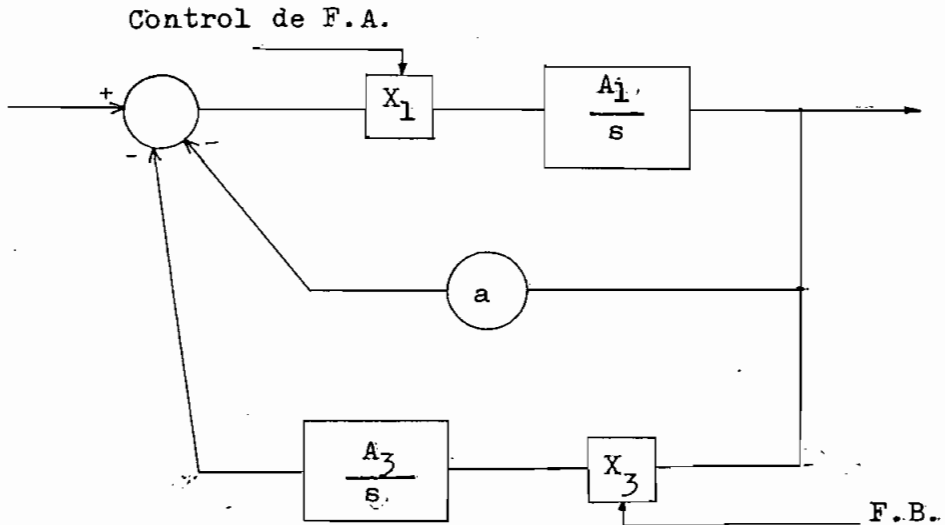


Fig. 5-1

El circuito de los atenuadores ya se conoce, entonces se puede pasar del diagrama de bloques al circuito real.

El sumador representado en el diagrama de bloques, no necesariamente es un sumador físico, sino que se puede poner las entradas al drenaje del FET por medio de resistencias. Son tres resistencias, una es para la señal de entrada, la segunda para el coeficiente constante de realimentación y la tercera del segundo camino de realimentación. Después del integrador de realimentación hay que poner un inversor para que la reali-

mentación sea negativa.

El multiplicador que controla el corte de altas frecuencias varía en 20 veces, el que controla las frecuencias bajas se considera que tiene el mismo rango de variación.

De acuerdo a estas consideraciones el circuito es el de la figura 5-2.

Las resistencias  $R_{A1}$  y  $R_{A3}$  de los integradores, tienen un valor ya asignado de 10 Koh. La resistencia  $R_4$  del multiplicador que controla las frecuencias bajas es de 4.7 K , para mantener el atenuador diseñado.

El amplificador  $A_2$  junto con las resistencias  $R_5$  y  $R_6$  forman un inversor, la relación se puede hacer de 1:1, asignando un valor se tiene  $R_5 = R_6 = 10$  K.

El multiplicador que controla las frecuencias altas está señalado en líneas cortadas, como se ve ya no es el atenuador sencillo, pero se lo hará equivalente al atenuador ya diseñado.

### 5-2.- MULTIPLICADOR QUE CONTROLA LAS FRECUENCIAS ALTAS

El circuito es:

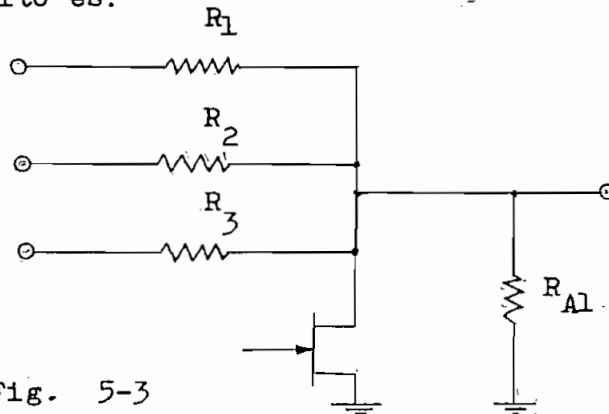


Fig. 5-3

Se lo hará que cumpla con las características ya determinadas, entonces el paralelo de las resistencias  $R_1$ ,  $R_2$  y  $R_3$  debe valer 4.7 K. Cada resistencia viene de un ramal diferente y para determinar sus valores se analizará en diagrama de bloques que se representan con coeficientes de la siguiente forma:

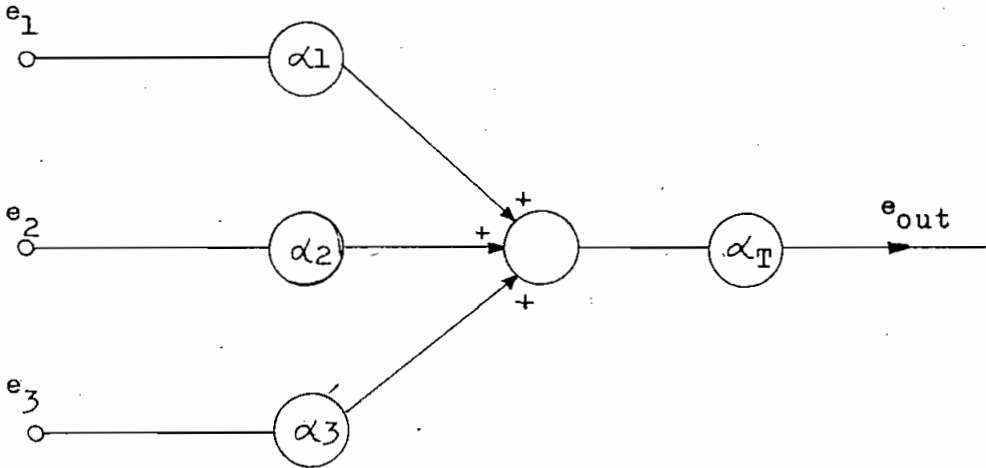


Fig. 5-4

En el circuito del atenuador de la figura 5-3, se considera que la carga es la resistencia  $R'_F$  y del resto del circuito se saca el equivalente Thevenin para deducir los coeficientes.

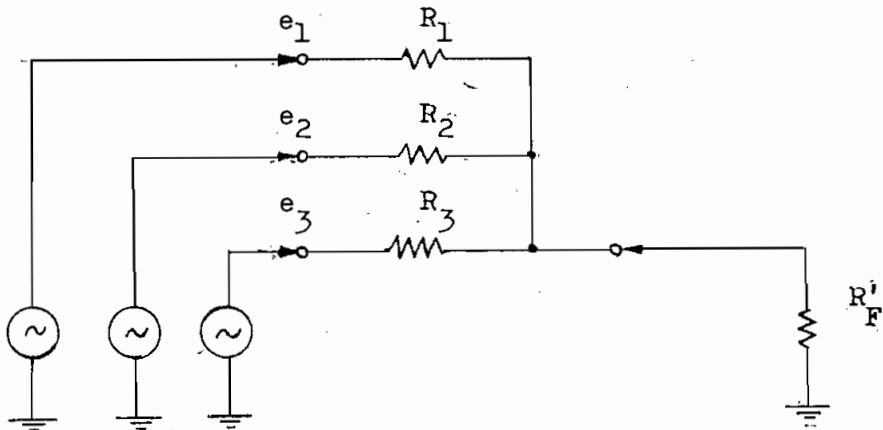


Fig. 5-5

La fuente equivalente será la suma proporcional de los voltajes de entrada  $e_1$ ,  $e_2$  y  $e_3$ , los cuales se han simulado con fuentes. Se saca por superposición.

El voltaje proporcional en  $e_1$  es:

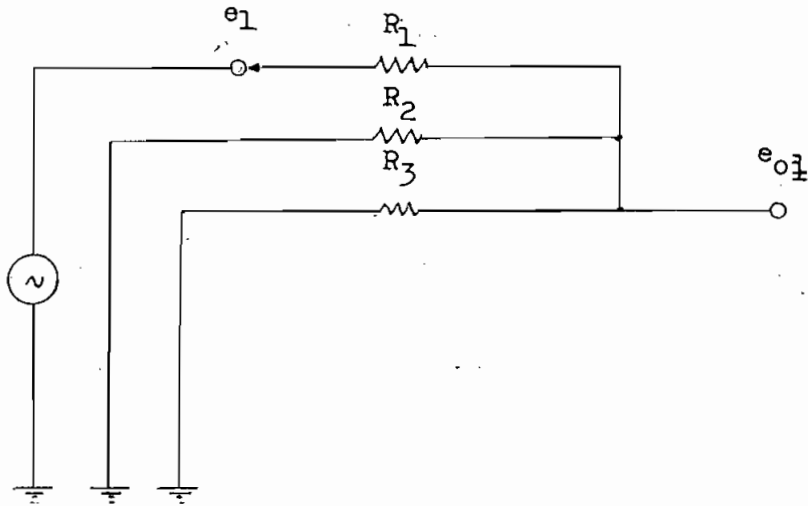


Fig. 5-6

$$e_{01} = e_1 \times \frac{R_2 \parallel R_3}{R_1 + R_2 \parallel R_3}$$

Los siguientes voltajes se obtienen siguiendo el mismo procedimiento:

$$e_{02} = e_2 \times \frac{R_1 \parallel R_3}{R_2 + R_1 \parallel R_3}$$

$$e_{03} = e_3 \times \frac{R_1 \parallel R_2}{R_3 + R_1 \parallel R_2}$$

El voltaje total es:

$$e_0 = e_1 \frac{R_2 \parallel R_3}{R_1 + R_2 \parallel R_3} + e_2 \frac{R_1 \parallel R_3}{R_2 + R_1 \parallel R_3} + e_3 \frac{R_1 \parallel R_2}{R_3 + R_1 \parallel R_2}$$

Lo que da igual representando con coeficientes de proporcionalidad:

$$e = \alpha_1 e_1 + \alpha_2 e_2 + \alpha_3 e_3$$

Donde:

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

$$2 = \frac{R_1 \parallel R_3}{R_2 + R_1 \parallel R_3}$$

$$3 = \frac{R_1 \parallel R_2}{R_3 + R_1 \parallel R_2}$$

La resistencia equivalente es el paralelo de  $R_1$ ,  $R_2$  y  $R_3$

$$R_{eq} = R_1 \parallel R_2 \parallel R_3$$

El circuito reducido es:

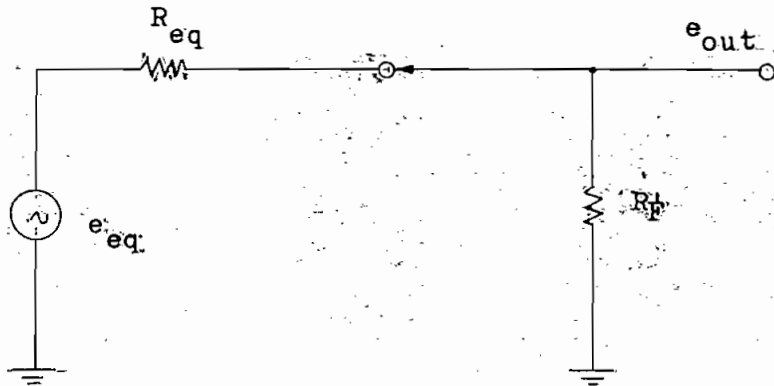


Fig. 5-7

El coeficiente de atenuación está dado por:

$$\alpha_T = \frac{R_F'}{R_{eq} + R_F'}$$

El voltaje de salida es:

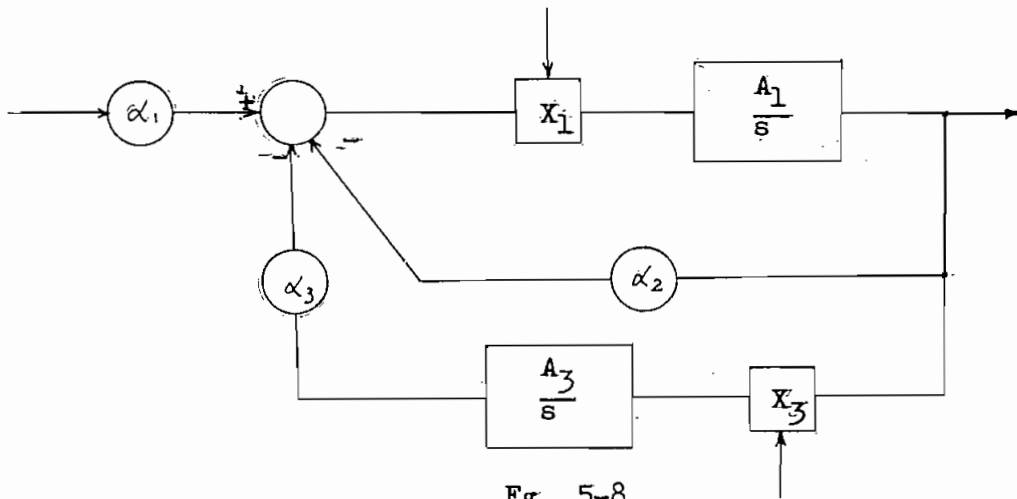
$$e_{out} = \alpha_T e_{eq}$$

Donde:

$$e_{eq} = \alpha_1 e_1 + \alpha_2 e_2 + \alpha_3 e_3$$

Estas dos últimas ecuaciones cumplen con el diagrama de bloques de la figura 5-4.

Nuevamente se reconstruye el diagrama de bloques del filtro pasabanda variable, introduciendo este diagrama parcial - del multiplicador de frecuencias altas:



Fg. 5-8

Este diagrama es similar al de la figura 5-2 con una ligera variante, que ahora tiene una constante que multiplica a la entrada y una constante  $\alpha_3$  que se le puede asimilar a  $A_3$ . La constante  $\alpha_2$  es igual a la constante  $a$ .

La función de transferencia sin considerar la constante de entrada es la ya establecida anteriormente, que es:



$$H(s) = \frac{K_1 s}{s^2 + sK_1 K_2 + K_1 K_3}$$

Donde:

$$K_1 = X_1 A_1$$

$$K_2 = 2$$

$$K_3 = 3 X_3 A_3$$

Expresando con los polos es:

$$H(s) = \frac{K_1 s}{\left(s + \frac{K_1 K_2}{2} - \sqrt{\left(\frac{K_1 K_2}{2}\right)^2 - K_1 K_3}\right) \left(s + \frac{K_1 K_2}{2} + \sqrt{\left(\frac{K_1 K_2}{2}\right)^2 + K_1 K_3}\right)}$$

De acuerdo al planteamiento del Capítulo 3 se debe cumplir:

$$K_1 K_3 \ll \left(\frac{K_1 K_2}{2}\right)^2$$

Con lo cual la función de transferencia se aproxima a:

$$H(s) = \frac{K_1 s}{s + \left(s + \frac{K_1 K_2}{2}\right)}$$

A frecuencias medias la respuesta es constante, o sea cuando:

$$0 \ll s \ll K_1 K_2$$

Entonces:

$$H(s) = \frac{K_1 s}{s + \frac{K_1 K_2}{2}}$$

$$H(s) = \frac{1}{K_2}$$

Para frecuencias medias el diagrama de bloques del sistema se reduce a:

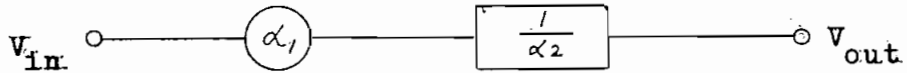


Fig. 5-9

Donde:

$$\alpha_2 = K_2$$

La función de transferencia total es:

$$H_T(s) = \frac{\alpha_1}{\alpha_2}$$

La ganancia del sistema a frecuencias medias es de 0 db.

$$H_T(s) = 1$$

Entonces:

$$\alpha_1 = \alpha_2$$

Para que los coeficientes  $\alpha_1$  y  $\alpha_2$  sean iguales, bastará que las resistencias  $R_1$  y  $R_2$  sean iguales.

Conociendo esta condición se puede calcular las resistencias y los coeficientes del atenuador que controla las frecuencias altas.

### 5-3.- CALCULO DE LAS RESISTENCIAS Y COEFICIENTES

Las condiciones que se debe cumplir son:

1.-  $R_1 \parallel R_2 \parallel R_3 = 4.7 \text{ K}$

2.-  $R_1 = R_2 = 2R$

De ahí que :

$$R \parallel R_3 = 4.7 \text{ K}$$

Hay que asumir un valor de una resistencia y calcular la otra.

$$R_3 = 10 \text{ K}$$

Calculando R es ;  $R = 9 \text{ K}$

De donde se tiene que:

$$R_1 = R_2 = 18 \text{ K}$$

Coefficientes :

$$\alpha_1 = \frac{R_2 \parallel R_3}{R_1 + R_2 \parallel R_3} = \frac{18 \parallel 10}{18 + 18 \parallel 10}$$

$$\alpha_1 = .264$$

$$\alpha_2 = .264$$

$$\alpha_3 = \frac{R_1 \parallel R_2}{R_3 + R_1 \parallel R_2} = \frac{18 \parallel 18}{10 + 18 \parallel 18}$$

$$\alpha_3 = .475$$

#### 5-4 .- CALCULO DE LOS INTEGRADORES

Ya se estableció para condiciones de máxima respuesta que:

$$K_1 K_2 = 1.25 \times 10^5$$

$$K_1 K_3 = 1.6 \times 10^7$$

Donde

$$K_2 = \alpha_2 = .264$$

Para esta condición el factor  $K_1$  tiene su valor máximo y equivale a :

$$K_1 \text{ máx} = X_1 \text{ máx} \cdot A_1$$

$$K_1 \text{ máx} = \frac{1.25 \times 10^5}{K_2} = \frac{1.25 \times 10^5}{.264}$$

$$K_1 \text{ máx} = 4.75 \times 10^5$$

El valor máximo de  $X_1$  es:

$$X_1 \text{ máx} = .68$$

El valor  $A_1$  del primer integrador es:

$$A_1 = \frac{K_1 \text{ máx}}{X_1 \text{ máx}} = \frac{4.75 \times 10^5}{.68}$$

$$A_1 = 7 \times 10^5$$

Este valor es inverso a la constante de tiempo:

$$A_1 = \frac{1}{R_{A1} C_1}$$

$$R_{A1} = 10 \text{ K}$$

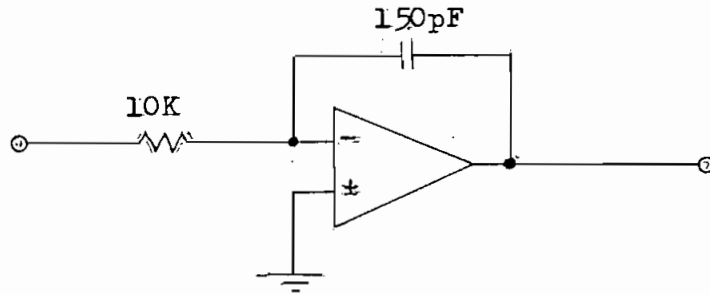
Calculando  $C_1$ :

$$C_1 = 143 \times 10^{-12} \text{ F}$$

Aproximando a un valor estándar:

$$C_1 = 150 \text{ pF}$$

El circuito calculado para el primer integrador es:



Fg. 5-10

Para el cálculo del integrador  $A_3$  se tiene la siguiente condición:

$$K_1 K_3 = 1.6 \times 10^7$$

Correspondiéndole a  $K_1$  el valor máximo. De ahí:

$$K_3 = 3.35 \times 10^2$$

Este valor de  $K_3$  es el valor mínimo al cual debe llegar, ya que se ha deducido del valor de frecuencia más baja y analizando el polo de baja frecuencia es:

$$P_b = \frac{K_1 K_2}{2} - \sqrt{\left(\frac{K_1 K_2}{2}\right)^2 - K_1 K_3}$$

Para que sea lo más pequeño el radical debe aproximarse a:  $\frac{K_1 K_2}{2}$ ; de ahí que  $K_3$  deba tener el valor más bajo. Se tiene que:

$$K_3 = \alpha_3 X_3 A_3$$

Donde:

$$\alpha_3 = -475$$

Para calcular  $A_3$  primeramente hay que conocer la varia-

ción de  $X_3$ .

5-5.- RANGO DE VARIACION DE  $X_3$

Para determinar el valor mínimo de  $X_3$  se considera que  $X_1$  se mantiene constante en su valor máximo. El corte de las frecuencias bajas en su parte superior llega a 400 Hz, con esta frecuencia se puede determinar el valor máximo de  $K_3$

$$2 \times 400 = 6,25 \times 10^4 - \sqrt{(6,25 \times 10^4)^2 - 4,75 \times 10^5 K_{3\text{máx}}}$$

$$K_{3 \text{ máx}} = 63 \times 10^2$$

$$K_{3 \text{ mín}} = 3.35 \times 10^2$$

La variación es de 19 veces, se puede aproximar a 20 veces, y así se usará el atenuador diseñado para una variación de 20, del cual ya se tiene las características.

El valor mínimo de  $X_3$  es:

$$X_3 = .034$$

Calculando  $A_3$  es:

$$A_3 = \frac{K_3}{\alpha_3 X_3}$$

$$A_3 = \frac{3.35 \times 10^2}{.475 \times .034}$$

$$A_3 = 2.08 \times 10^4$$

Donde:

$$A_3 = \frac{1}{R_3 C_3}$$

$$R_3 = 10 \text{ K}$$

De ahí:

$$C_3 = .048 \mu\text{F}$$

Aproximando a un valor estándar  $C_3$  es:

$$C_3 = .047 \mu\text{F}$$

Circuito del 2º Integrador:

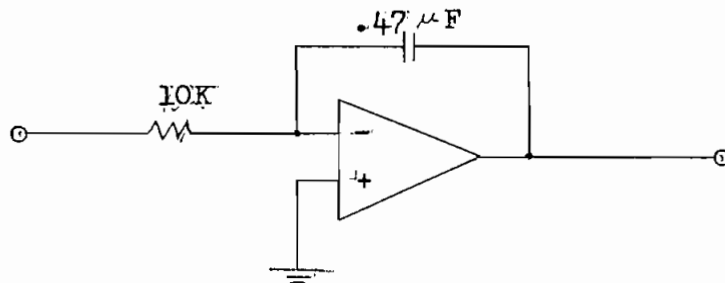


Fig. 5-11

Ya se ha diseñado todo lo que corresponde al filtro pasa banda variable, a continuación se presenta el diagrama con todos los valores correspondientes.

## C A P I T U L O 6.

### R E G U L A D O R D E L A N C H O D E B A N D A

#### 6-1.- DIAGRAMA DE BLOQUES

El regulador del ancho de banda proporciona los voltajes DC para el control de frecuencias altas y bajas . El regulador tiene filtros pasa altos y pasa bajos para separar las frecuencias. Luego cada frecuencia se rectifica y se filtra los picos para obtener los voltajes continuos.

Según el nivel de voltaje DC que se aplique a la compuerta de cada FET, se tiene el corte de frecuencia. La variación del coeficiente de atenuación con el voltaje de compuerta no es lineal, en consecuencia la respuesta de frecuencia en función del voltaje de compuerta tampoco será lineal.

Para compensar esta no linealidad y tener una respuesta correcta de frecuencia con respecto al voltaje DC del regulador, se intercala antes de la compuerta un compensador no lineal. Este compensador tiene una transferencia no lineal de voltaje para contrarrestar la no linealidad de la transferencia del atenuador.

Lo que se trata es que a la frecuencia que está dando el voltaje DC, justamente a ese voltaje se tenga el corte correcto de frecuencia o lo más aproximado. O sea que haya correspondencia entre la frecuencia de entrada, el voltaje DC que se ob-



tiene y la respuesta de frecuencia.

Antes de filtrar las frecuencias se pone un amplificador con el objeto de elevar un poco el nivel de la señal y luego en los filtros no tener demasiada ganancia que haría disminuir la respuesta de frecuencia de los operacionales, otro motivo de este amplificador es aislar la entrada con el resto del sistema, ya que forma una fuente de impedancia de salida muy baja.

Con esto se consigue aislar los filtros entre sí y del resto del sistema, para evitar que se induzca en el filtro pasabanda, distorsiones que pueden producirse en los filtros por la saturación de los operacionales cuando la ganancia sea muy grande o por la señal muy alta.

El diagrama de bloques del regulador del ancho de banda es:

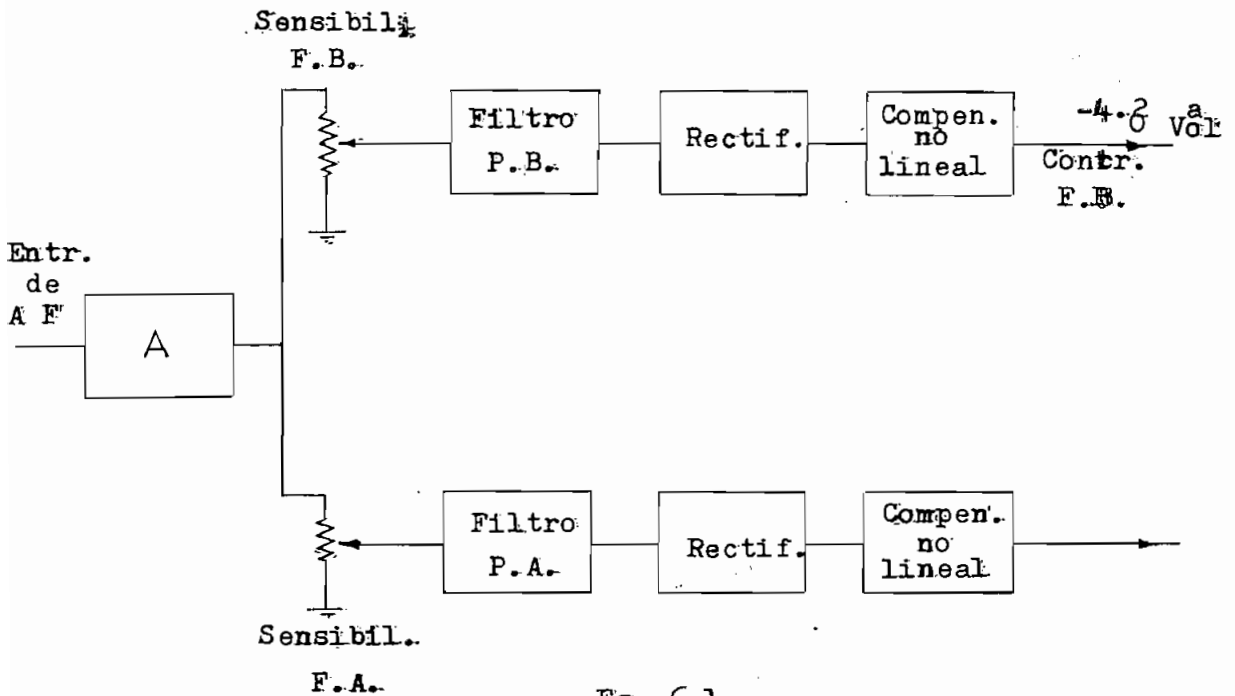


Fig. 6-1

Se tiene potenciómetros como controles de sensibilidad para poder controlar el nivel de entrada según la necesidad del caso y a la vez para tener un control manual de los voltajes DC, que equivale a tener un control del ancho de banda según la relación Señal-Ruido que se tenga.

El voltaje para control de frecuencias altas va desde el nivel de cero hasta un valor de  $-4,2$  Vol.; si se sobrepasa este voltaje el efecto seguiría igual ya que está sobre el voltaje de corte, no hay inconvenientes si el voltaje se hace un poco más negativo. Aunque con el compensador no lineal se logrará una transferencia de voltaje tal que llegue sólo hasta  $-4,2$ . Se ha tomado este rango de variación del voltaje porque en este rango la resistencia del FET es controlable.

El voltaje para control de frecuencias bajas comienza con un nivel de referencia de  $-4,2$  Vol. cuando no hay señal de entrada, cuando aparece señal el voltaje es menos negativo y llega a cero. Igualmente con el compensador no lineal se consigue la transferencia de voltaje tal que comience con un nivel de referencia de  $-4,2$  Vol. y llegue a 0. En este caso hay que evitar que el voltaje llegue a ser positivo ya que haría que la juntura PN de la compuerta y fuente conduzca, entonces se debe limitar el voltaje máximo a cero. Esto se consigue en el mismo compensador y además se puede poner un diodo de Ge, con lo cual el voltaje positivo máximo estará limitado a  $0,3$  Vol. La juntura del FET comienza a conducir con  $0,6$  Vol.

Con los controles de sensibilidad se determina la ganan-

cia, si la relación señal ruido es alta la ganancia también puede ser grande, pero si la señal es pobre y tiene mucho nivel de ruido hay que reducir la ganancia para que a niveles un poco bajos ya se restrinja el ancho de banda.

#### 6-2.- FILTROS PASA BAJOS Y PASA ALTOS.

Los filtros son para separar cada rango de frecuencias; estos filtros tienen alta ganancia con el objeto de amplificar señales muy pequeñas y sacar el voltaje apropiado.

Los filtros a diseñarse se los hará con amplificadores operacionales. Las frecuencias de corte de los filtros se ha seleccionado en cada rango una frecuencia media, ya que se requiere que el voltaje varíe a lo largo de cada intervalo.

Se ha seleccionado 8.5 Khz para las frecuencias altas y 40 Hz para las bajas. En la figura 6-2 se indica como se ha seleccionado las frecuencias.

Se puede seleccionar los cortes en los extremos, 20 Hz y 20 Khz, y el resto de rango se tiene variación de voltaje con la frecuencia que es lo que se requiere para el voltaje de control. Pero no se ha seleccionado estas frecuencias porque en estos puntos se tiene un voltaje con -3db, y es preferible a estas frecuencias tener el voltaje máximo y que luego vaya variando.

No conviene escoger los otros extremos de 400 Hz y 1 Khz. ya que no se tiene variación de voltaje en los sectores de frecuencia que se quiere controlar. Lo más apropiado ha sido esco

ger los cortes un poco desplazado de los extremos superior e inferior.

a.- FILTRO PASA BAJOS

Es un amplificador operacional si se le realimenta con un condensador a altas frecuencias hay bastante realimentación por el condensador que presenta una impedancia pequeña y la ganancia es también muy pequeña, a frecuencias bajas el condensador tiene alta impedancia y la ganancia será bien grande. Se pone una resistencia más de realimentación para limitar la ganancia a bajas frecuencias y para fijar la frecuencia de corte del filtro pasa bajos.

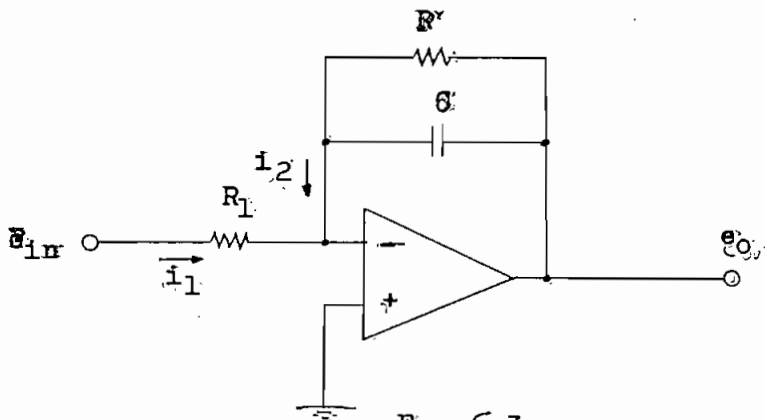


Fig. 6-3

$$i_1 + i_2 = 0$$

$$\frac{e_{in} - e_1}{R_1} + \frac{e_o - e_1}{Z} = 0$$

$$e_1 \approx 0$$

$$Z = \frac{1}{\frac{1}{R} + sC}$$

De ahí que:

$$\frac{e_0}{Z} = - \frac{e_{in}}{R_1}$$

$$\frac{e_0}{e_{in}} = - \frac{Z}{R_1}$$

$$H(s) = \frac{1}{R_1 \left( \frac{1}{R} + sC \right)} = \frac{\frac{R}{R_1}}{1 + sCR}$$

$$= \frac{\frac{1}{CR_1}}{s + \frac{1}{CR}}$$

$$W_{G'} = \frac{1}{RC} ; \text{ frecuencia de corte.}$$

$$H(s) = \frac{\frac{1}{CR_1}}{s + W_{G'}}$$

La ganancia a frecuencias inferiores a la de corte está dada por la relación de resistencias  $R/R_1$ .

$$f_c = 40 \text{ HZ}$$

$$W_{G'} = 2 \times 40$$

$$= \frac{1}{RC}$$

$$R = 1 \text{ M}$$

Calculando C es:

$$C = 4 \times 10^{-9} \text{ F}$$

Se pone C de 3.9 nF

El circuito del filtro pasa bajos es:

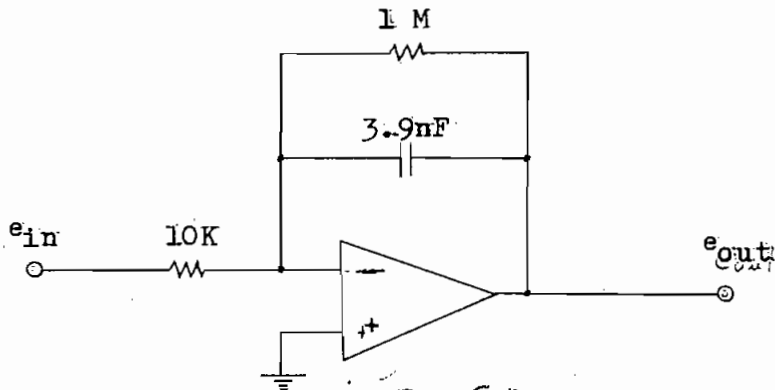


Fig. 6-4

Se le hace con ganancia de 100

b.- FILTRO PASA ALTOS

Un condensador a la entrada de un amplificador operacional, a bajas frecuencias presenta una impedancia grande y la amplificación es pequeña. A altas frecuencias la impedancia es pequeña y la ganancia es alta. Así se obtiene un filtro pasa altos, cuya configuración es:

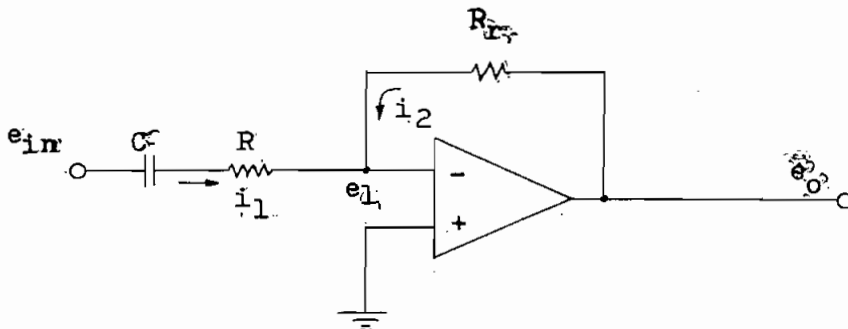


Fig. 6-5

$$i_1 + i_2 = 0$$

$$e_1 = 0$$

$$\frac{e_{in}}{Z} + \frac{e_0}{R_r} = 0$$

$$Z = R + \frac{1}{sC}$$

$$\frac{e_0}{e_{in}} = - \frac{R_r}{Z}$$

$$H(s) = \frac{R_r}{R + \frac{1}{sC}} = \frac{sR_r C}{sRC + 1}$$

$$H(s) = \frac{s \frac{R_r}{R}}{s + \frac{1}{RC}} = \frac{s \omega_c}{s + \omega_c}$$

$$\omega_c = \frac{1}{RC}$$

La ganancia de frecuencias altas está dada por la relación de las resistencias  $R_r // R$ .

$$f_c = 8.5 \text{ KHz}$$

$$\omega_c = \frac{1}{RC}$$

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

$$C = 1.330 \text{ pF}$$

Circuito:

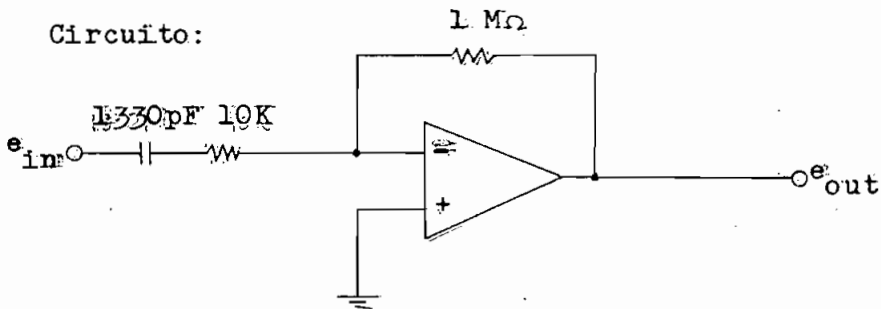


Fig. 6-6.

### 6-3.- RECTIFICADORES

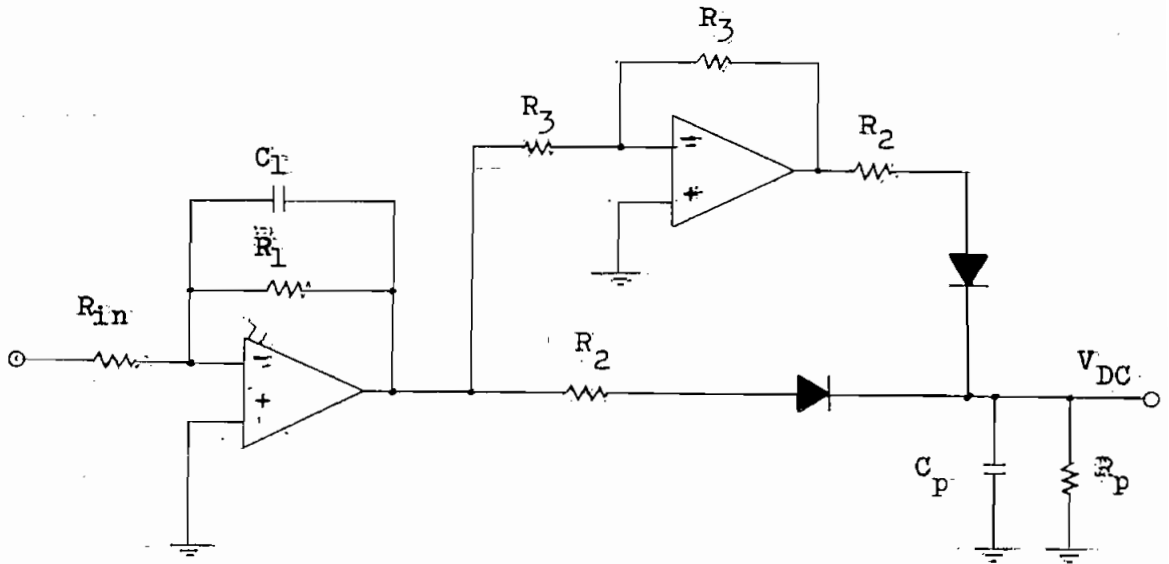
El voltaje para control de frecuencias altas va desde 0 hasta -4,2 Vol. A las frecuencias inferiores en el rango de altas frecuencias el voltaje es cero y a frecuencias superiores el voltaje es negativo. Este voltaje se lo puede obtener con un rectificador de media onda en la parte negativa, luego se elimina el rizado con un filtro RC que tenga una constante apropiada, que comparado con el periodo de la frecuencia sea alto y el nivel de voltaje sea lo más continuo, ya que si el rizado es alto puede producirse una modulación en el FET.

El voltaje que controla las frecuencias bajas tiene variación inversa, va desde -4,2 Vol. hasta cero. A las frecuencias superiores se tiene el voltaje más negativo, a estas frecuencias el nivel de voltaje que proporciona el filtro es muy lo pequeño, que significa que este voltaje se debe tener de referencia, a medida que las frecuencias se desplazan al extremo inferior el voltaje se va haciendo menos negativo hasta llegar a cero.

El voltaje que se obtiene de la señal es positivo para ir contrarestando el voltaje inicial negativo. Este voltaje se lo obtiene con un rectificador de onda completa y un filtro de picos RC. Se usa un rectificador de onda completa para evitar que la constante RC sea demasiada alta, con una constante muy alta la respuesta a los cambios es lenta.

Para formar el rectificador de onda completa se invierte la señal con un inversor. El circuito es el siguiente:





Figs. 6-77

La constante RC del filtro de picos debe ser grande comparada con la mitad del período de frecuencia.

#### 6-4.- VELOCIDADES DE OPERACION

El sistema debe responder rápidamente a los cambios de nivel de frecuencia. Las velocidades de carga son rápidas para que no haya pérdidas de señal y que responda a los sobretornos mientras que las de descarga pueden ser más lentas.

Las velocidades para las frecuencias altas son más rápidas que para las bajas, por la diferencia de períodos.

Para las frecuencias altas se quiere una subida rápida que se demore 1 msg en extenderse a la salida. El rectificador para frecuencias altas es:

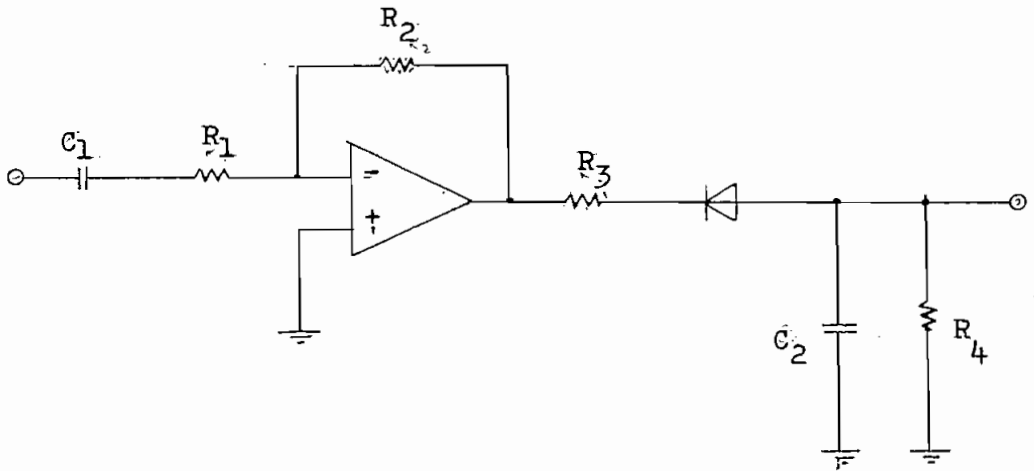


Fig 6-8

La constante de carga está dada por  $R_3 C_2$ , ya que al cargarse el condensador lo hace con  $R_3$ . La constante vale 1 mseg.

$$R_3 = 2 \text{ K}$$

$$R_3 C_2 = 1 \times 10^{-3}$$

De donde:

$$C_2 = .47 \mu\text{F}$$

La decadencia puede ser más lenta. La constante de tiempo de descarga está dado por  $R_4 C_2$  ya que el condensador se descarga en  $R_4$ . El tiempo de descenso puede ser alrededor de 50 mseg. Hay que considerar que la constante  $R_4 C_2$ , debe cumplir la otra condición: ser bastanté grande que el período de frecuencia más baja.

$$f = 1 \text{ KH}_z \longrightarrow T = 1 \text{ mseg}$$

$$R_4 C_2 = 50 \text{ mseg}$$

De donde ::

$$R_4 = 100 \text{ K}$$

El tiempo de ascenso a las frecuencias bajas se hará que sea de 10 msg. La constante de carga para las frecuencias bajas está dada por  $R_2 C_p$  (Fig. 6-7) y vale 10 msg.

$$R_2 C_p = 10 \times 10^{-3}$$

$$R_2 = 2 \text{ K}$$

$$C_p = 5 \mu\text{F}$$

El tiempo de descenso es más lento y está dado por la constante  $C_p R_p$ , puede ser de aproximadamente 500 msg. Además esta constante elimina el rizado y debe ser bastante alta con respecto a la mitad del período de la frecuencia más baja.

$$f = 20 \text{ Hz} \quad \frac{T}{2} = 25 \text{ msg}$$

$$C_p R_p = 500 \text{ msg}$$

De donde:

$$R_p = 100 \text{ K}$$

#### 6-5.- COMPENSADOR NO LINEAL

La respuesta de frecuencia depende del nivel de la señal y de la misma frecuencia de entrada. El voltaje DC es dependiente de la frecuencia y lo que se quiere es que justamente a cada nivel de voltaje se obtenga la respuesta de frecuencia propia. La respuesta del atenuador con respecto al voltaje de compuerta no es lineal y no es conveniente aplicar directamen-

te el voltaje rectificado al atenuador, sino que antes se le hace pasar por un compensador no lineal, que es un sistema de transferencia no lineal. Esta no linealidad es opuesta a la del atenuador para que se compensen las no linealidades.

Además con la transferencia no lineal se consigue los límites adecuados de voltaje.

#### a.- COMPENSADOR PARA VOLTAJE DE CONTROL DE ALTAS FRECUENCIAS

La respuesta de frecuencia del Filtro Pasabanda se función del voltaje de compuerta se puede determinar ya sea por mediciones o calculando. Para calcular se conoce la curva de variación del coeficiente de atenuación en función del voltaje de compuerta. Se va tomando a diferentes voltajes de compuerta el respectivo valor del coeficiente, luego estos valores se reemplazan en la ecuación del polo de altas frecuencias y se obtiene la frecuencia en función del voltaje de compuerta:

$$W = K_1 K_2 = X_1 \cdot A_1 K_2$$

Donde:

$$K_2 = .264$$

$$A_1 = 7 \times 10^5$$

$$W = X_1 \cdot 1,85 \times 10^5$$

$$f = 2.95 \times 10^4 X_1$$

Con esta ecuación se va determinando la frecuencia en función del voltaje de compuerta. La curva medida se obtiene con el filtro pasabanda armado y con una fuente exterior se po

ne voltaje a la compuerta y se va midiendo al ancho de banda por el extremo de las frecuencias superiores; el control de frecuencias bajas se mantiene en 0 Vol. Las curvas se presentan juntas en el gráfico 6-7-

Tabla de valores para la curva calculada

$V_G$ -Vol	$X_L$	$f$ KHz
4.2	.68	20
3.5	.54	15.9
3	.14	4.13
2.5	.09	2.65
2	.06	1.77
1	.04	1.32
0	.032	.95

La variación de voltaje que provee el filtro es bastante lineal por la pendiente de caída de 20 db/dc, si se usa directamente este voltaje para control no habrá correspondencia con la frecuencia de entrada, para obviar esta situación se pasa el voltaje por un sistema de transferencia no lineal que compensa la no linealidad de respuesta del FET.

Esta no linealidad se forma con la siguiente consideración: Para cada frecuencia de entrada se obtiene diferentes niveles de voltaje rectificado, el valor máximo es de 13.5 Vol a 20 KHz, que se obtiene en la saturación del operacional, a las otras frecuencias se mide que voltaje sale. Este voltaje se -

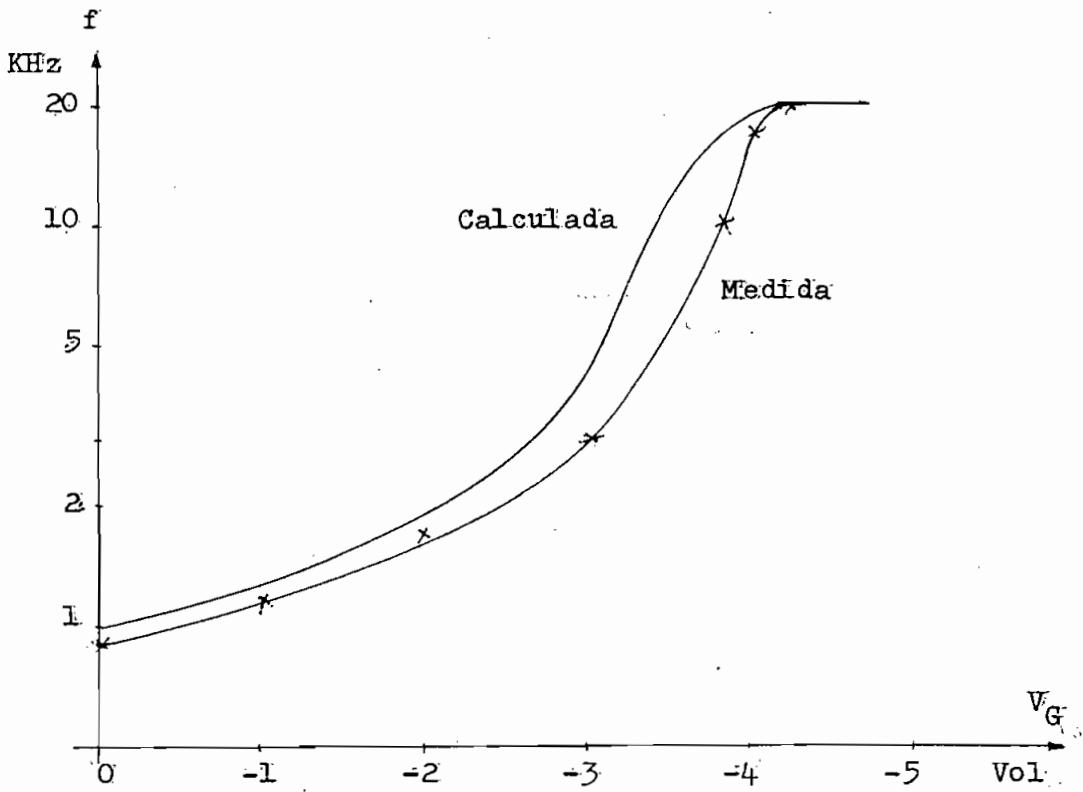


Fig 6-7.-Respuesta de alta frecuencia en función del voltaje de compuerta.

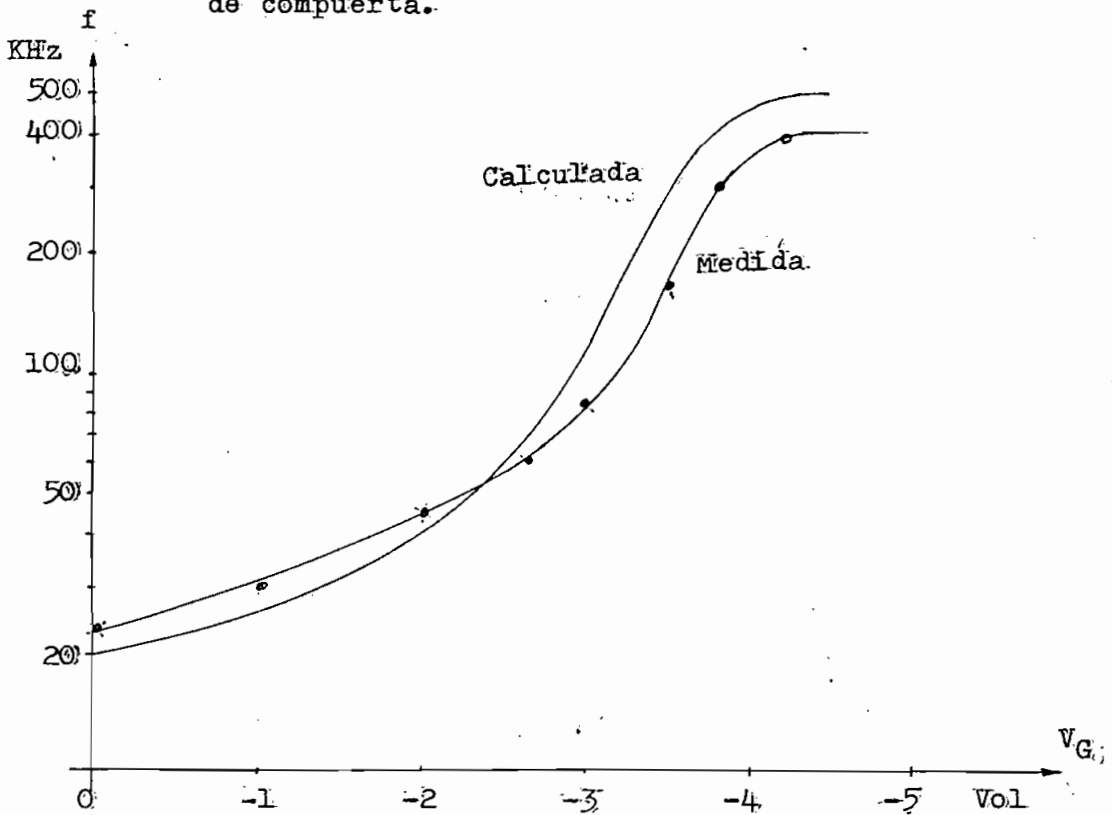


Fig.6-8.-Respuesta de baja frecuencia en función del voltaje de Compuerta.

considera la entrada a la no linealidad, la salida debe ser igual al voltaje de control que dicha frecuencia requiere, estos valores de voltaje se obtiene de la curva de respuesta de frecuencia. Los valores para diferentes frecuencias están en la siguiente tabla:

fr KHz	$V_{DC}$ $V_{in}$	$V_G$ ( $V_{out}$ )
1	-1.2 V	- .5 V
2	-3 V	-2.4 V
5	-6.6 V	-3.4 V
10	-11 V	-3.8 V
20	-13.5 V	-4.2 V

Para mejor precisión los valores de la tabla son medidos experimentalmente. La no linealidad se puede simular aproximando con pendientes, como se indica en la figura 8-9.

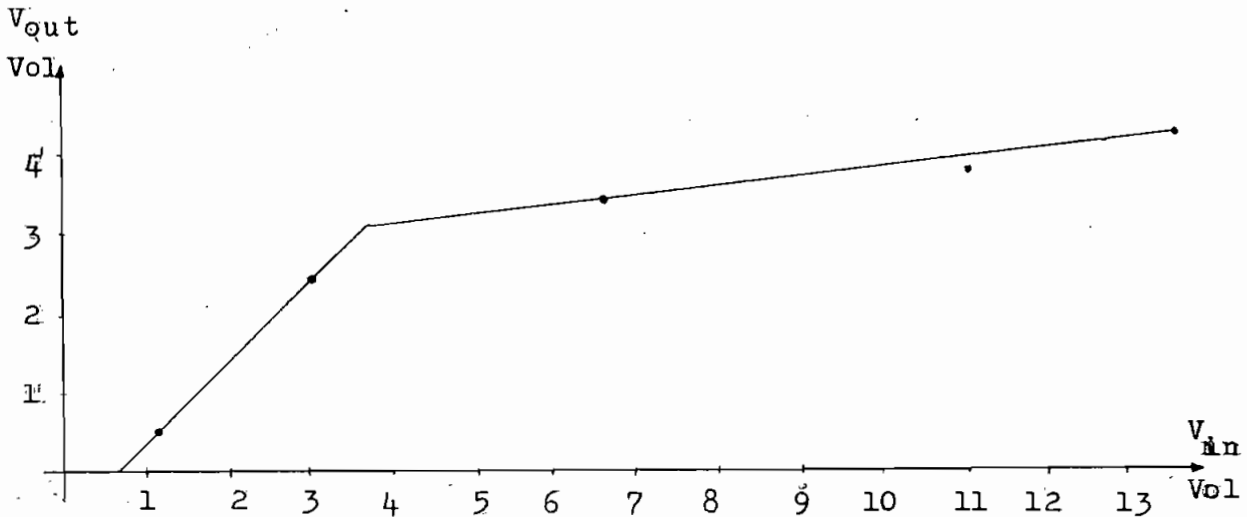


Fig 6-9

1ª Pendiente es:  $\frac{3.1}{3.6} = .86$

2ª Pendiente es:  $\frac{1.1}{9.8} = .112$

La no linealidad se obtiene con el siguiente circuito:

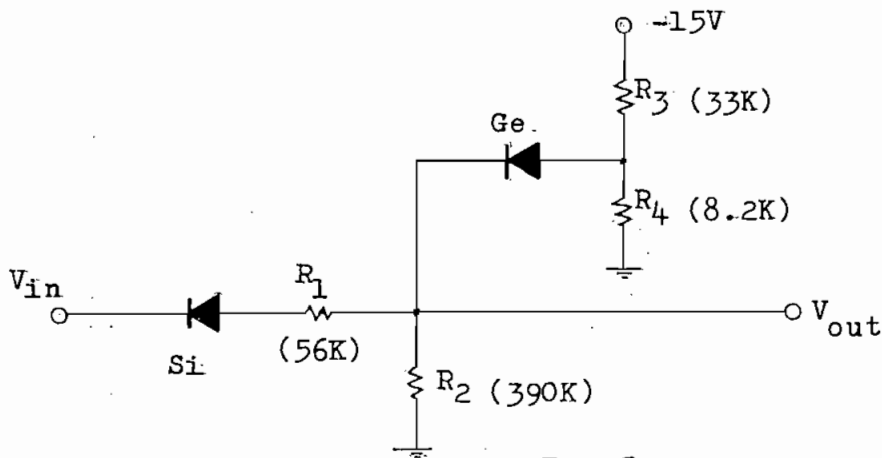


Fig. 6-10

El diodo de Si es para conseguir que pasado 0.6 Vol. aparezca el voltaje de salida.

La 1ª Pendiente es:

$$\frac{R_2}{R_1 + R_2} = .86$$

R<sub>2</sub> debe ser bien alto:

$$R_2 = 390 \text{ K}\Omega$$

$$R_1 \text{ calculado: } 60 \text{ K}\Omega$$

Se pone un valor estándar de R<sub>1</sub> = 56 KΩ

La segunda pendiente es cuando el diodo conduce, como R<sub>2</sub> es alto, la pendiente está dada por:

$$\frac{R_3 \parallel R_4}{R_1 + R_3 \parallel R_4} = .112$$



$$R_1 = 56 \text{ K}\Omega$$

$$R_3 \parallel R_4 = 6.35 \text{ K}\Omega$$

El voltaje al cual conduce es 3.1 Vol, con diodo de Ge en el cátodo debe haber 2.8 Vol.

$$\frac{R_4}{R_3 + R_4} \times 15 = 2.8$$

$$\frac{R_4}{R_3 + R_4} = \frac{2.8}{15} \quad a$$

$$R_3 \parallel R_4 = \frac{R_3 R_4}{R_3 + R_4} \therefore R_4 = 6.35 \quad b$$

Reemplazando a en b:

$$R_4 = 6.35 \times \frac{15}{2.8} \text{ K}\Omega$$

$$R_4 = 8.2 \text{ K}\Omega$$

$$R_3 = 33 \text{ K}\Omega$$

Para que no varíe las constantes del rectificador se le aísla del compensador con un transistor actuando como seguidor de emisor.

#### b.- COMPENSADOR PARA EL CONTROL DE BAJAS FRECUENCIAS

Para calcular la respuesta de las frecuencias bajas se considera que  $K_1$  permanece fijo en su valor máximo, y se conoce la ecuación; calculando la respuesta es:

$$W = \frac{1.25 \times 10^5}{2} - \sqrt{3.9 \times 10^9 - 4.75 \times 10^5 K_3}^{\frac{1}{2}}$$

Donde:  
 $K_3 = 10^4 X_3$

La respuesta teórica que se puede esperar está en la figura 6-8.

$V_G$ -Vol	$X_3$	fr Hz
-4.2	.68	500
-3.5	.54	300
-3	.14	170
-2	.06	40
-1	.04	25
0	.032	20

Para diseñar el compensador se tiene la siguiente tabla de valores, para mejor exactitud se ha tomado de la curva medida.

fr Hz	$V_{DC}$ ( $V_{in}$ )	$V_G$ ( $V_{out}$ )
24	12.5 V	-0.2 V
40	10 V	-1.5 V
50	9 V	-2.2 V
100	4.8 V	-3.2 V
200	2.2 V	-3.6 V
400	1 V	-4 V

Transferencia aproximada en pendientes:

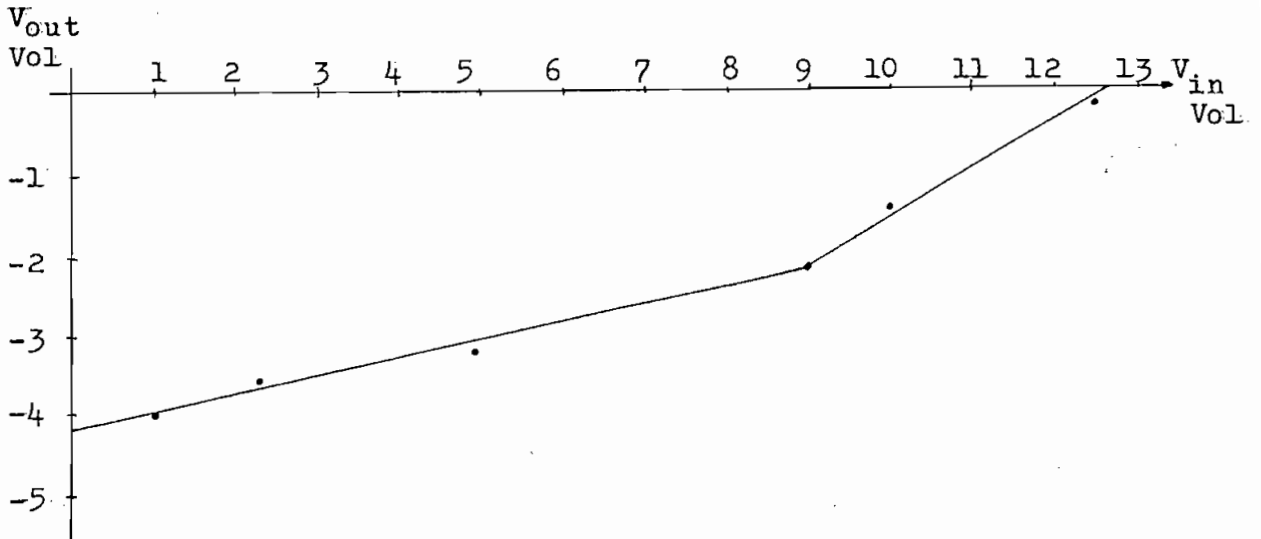


Fig. 6-11

Primera pendiente:  $\frac{2}{9} = .22$

Segunda pendiente:  $\frac{2.2}{3.7} = .6$

El circuito que cumple con esta no linealidad es:

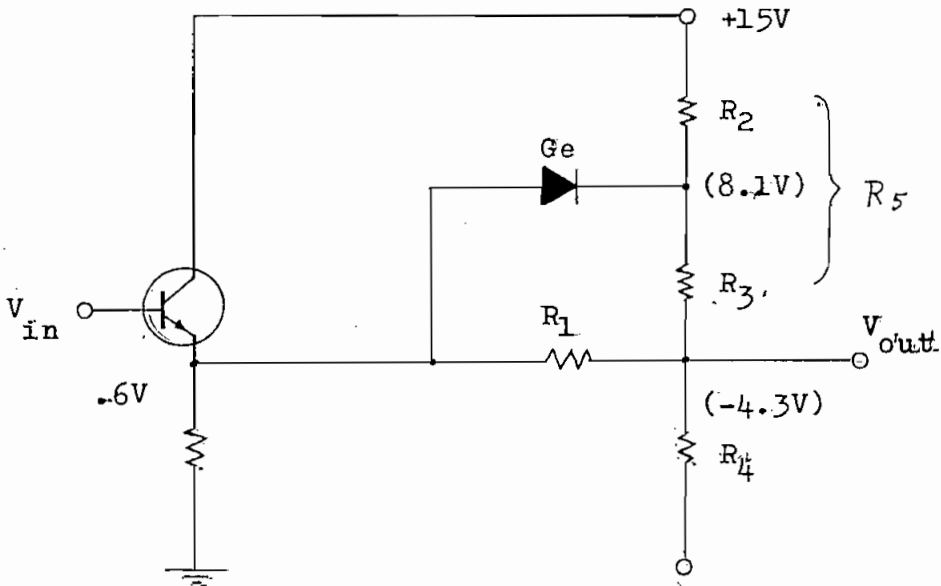
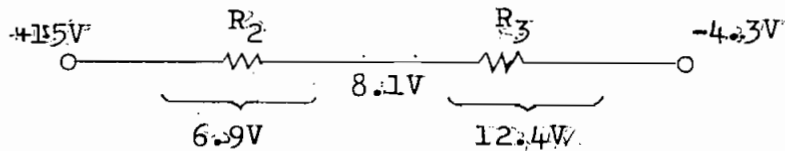


Fig.. 6-12

Se ha considerado con la aislación del seguidor de emisor para consideraciones más apropiadas de voltaje.

Para cumplir la segunda pendiente el diodo con  $V_{in} = 9$  Vol; en la juntura B-E cae 0.6 Vol, en el cátodo del diodo aparece 8.4 Vol, y para que conduzca un diodo de Ge en el ánodo debe haber 8.1 Vol. Además inicialmente el voltaje de salida es -4.3 Vol. Primeramente se pone las resistencias apropiadas para tener los voltajes indicados.



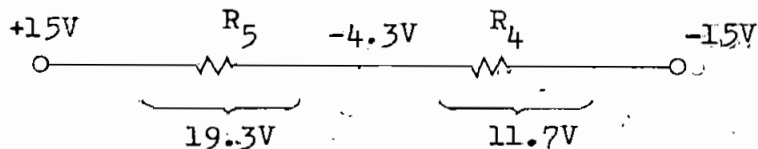
$$\frac{R_2}{R_3} = \frac{6.9}{12.4}$$

Para cumplir esta relación se tiene aproximadamente

$$R_2 = 18 \text{ K}$$

$$R_3 = 30 \text{ K}$$

$$R_5 = R_2 + R_3 = 48 \text{ K}\Omega$$



$$\frac{R_4}{R_5} = \frac{11.7}{19.3} = \frac{R_4}{48}$$

Entonces:

$$R_4 = 27 \text{ K}\Omega$$

La primera pendiente:

$$\frac{R_4}{R_1 + R_4} \cdot \frac{R_5}{R_5} = .22$$

$$R_4 \cdot R_5 = \frac{27 \times 48}{75} = 17 \text{ K}\Omega$$

De donde  $R_1$  calculado: 60 K

La segunda pendiente es la suma de la primera más la pendiente de  $R_3$  con  $R_4$

$$\frac{R_4}{R_3 + R_4} = \frac{27}{27 + 30} = \frac{27}{57} = .47$$

La segunda pendiente del circuito es:

$$0.22 + 0.47 = 0.69$$

La pendiente requerida es 0.6. Hay que variar un poco los valores de voltajes y resistencias hasta conseguir una buena aproximación. Para mejor propósito se ha hecho experimentalmente en base al circuito calculado. El circuito obtenido y las mediciones son las siguientes:

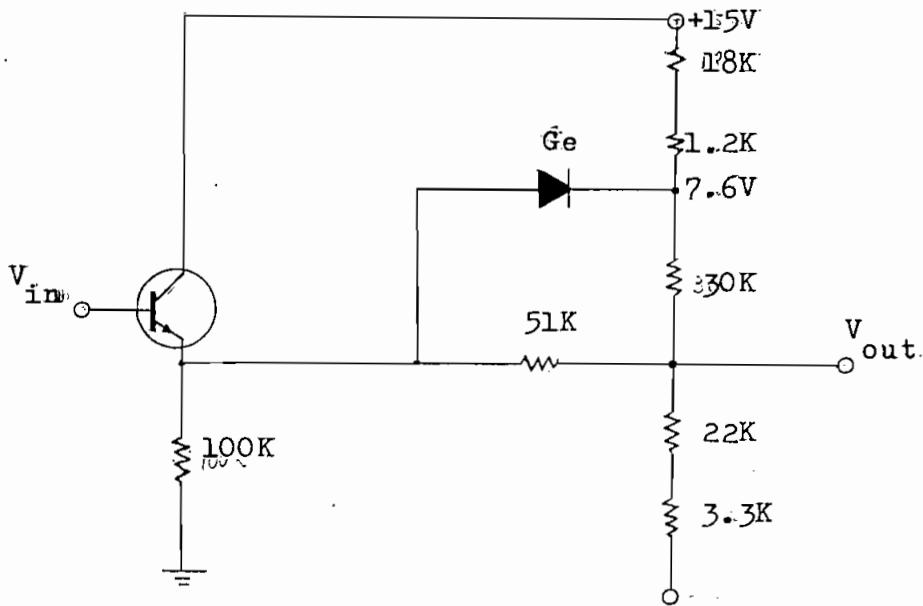


Fig. 6-13

fr Hz	$V_G$	$V_{out}$ medido
25	-0.2 V	-0.3 V
40	-1.5 V	-1.5 V
50	-2.2 V	-2.2 V
100	-3.2 V	-3.2 V
200	-3.6 V	-3.7 V
400	-4.0 V	-4 V

Con este circuito se ha obtenido una buena aproximación.

Ya se ha calculado todo lo correspondiente al Regulador del ancho de Banda, y el circuito completo se indica en la figura 6-14.

C A P I T U L O 7

R E S U L T A D O S E X P E R I M E N T A L E S

7-1.-RESULTADOS DEL FILTRO PASABANDA VARIABLE

El primer paso experimental que se ha realizado es ajustar los valores de los condensadores para conseguir el máximo ancho de banda para el cual se ha diseñado. Los condensadores son los que dan las frecuencias de corte.

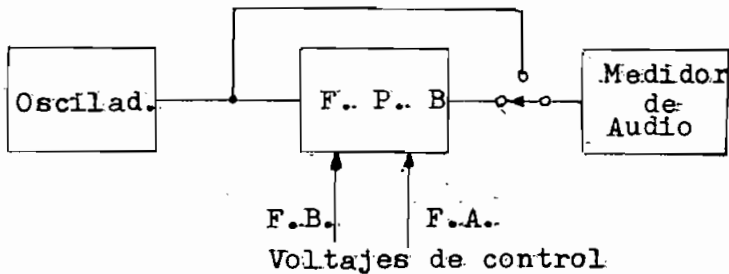
Los valores cambiados son:

$C_1$ : de 150pF a 120pF

$C_3$ : de .047 $\mu$ F a .039 $\mu$ F

a.-RESPUESTA DE FRECUENCIA

Las mediciones se realiza con voltajes externos para control



Fg.7-1.-Disposición para mediciones.

El ancho de banda máximo se obtiene con el control de F. A. en -4.2 Vol y el de F.B. en 0 Vol

<u>f</u>	<u>db</u>
10 Hz	-10
20 "	-4.5
24 "	-3
62 "	0
10 KHz	0
20 KHz	-3
50 KHz	-8.5
100 KHz	-14
200 KHz	-19.5

El ancho de banda mínimo se consigue con el control de F.A. en 0 Vol y de F.B. en -4.2 Vol.

<u>f</u>	<u>db</u>
32 Hz	-24
200 Hz	-7
320 Hz	-3
600 Hz	0
1.2 KHz	-3
5 KHz	-15
12 Khz	-22.5

Las curvas de respuesta están en la Fg 7-2 ; las curvas en líneas cortadas son las que se consideraron para el diseño.

Las características del Filtro Pasabanda Variable son:

-Ancho de banda máximo: 20KHz ; desde 24Hz hasta 20KHz



-Ancho de banda mínimo: 880Hz ; de 320Hz. a 1.2 KHz

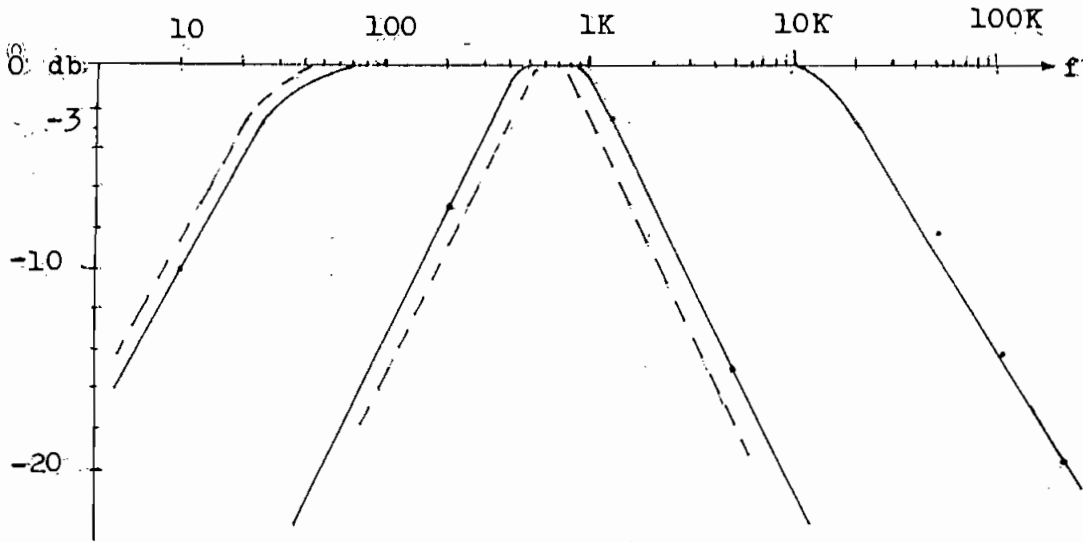


Fig. 7-2.-Respuesta de frecuencia del filtro

Pasabanda variable

Resulta importante ver que respuesta se obtiene con los controles en diferentes posiciones y que influencia puede tener el uno sobre el otro.

Con el control de F.B. en -40 Vol y cambiando los extremos del control de F.A. se obtiene lo siguiente:

Control	f. alt.	f. baj.
F.A.	-3 db	-3 db
-4.2 Vol	20 KHz.	24 Hz.
0 Vol	900 Hz.	24 Hz.

La variación de las frecuencias altas está dentro del rango programado y no influye en la ubicación del corte inferior de F.B.

Con el control de F.B. en el otro extremo o sea en -4.2 Vol y variando las frecuencias altas se tiene los siguientes resultados:

Control	F.A.	F.B.
F.A.	-3 db	-3 db
-4.2 Vol	20 KHz.	400 Hz.
0 Vol	1.2 KHz.	320 Hz.

Mediciones del ancho de banda cuando los 2 controles están en -4.2 Vol.

f	dba
40 Hz.	-22 db
200 Hz.	-7
400 Hz.	-3
1.8 KHz.	0
5 KHz.	0
10 KHz.	-7
20 KHz.	-3
50 KHz.	-8.5
200 KHz.	-19.5

Los dos anchos de banda se indican en la Fig. 7-3.

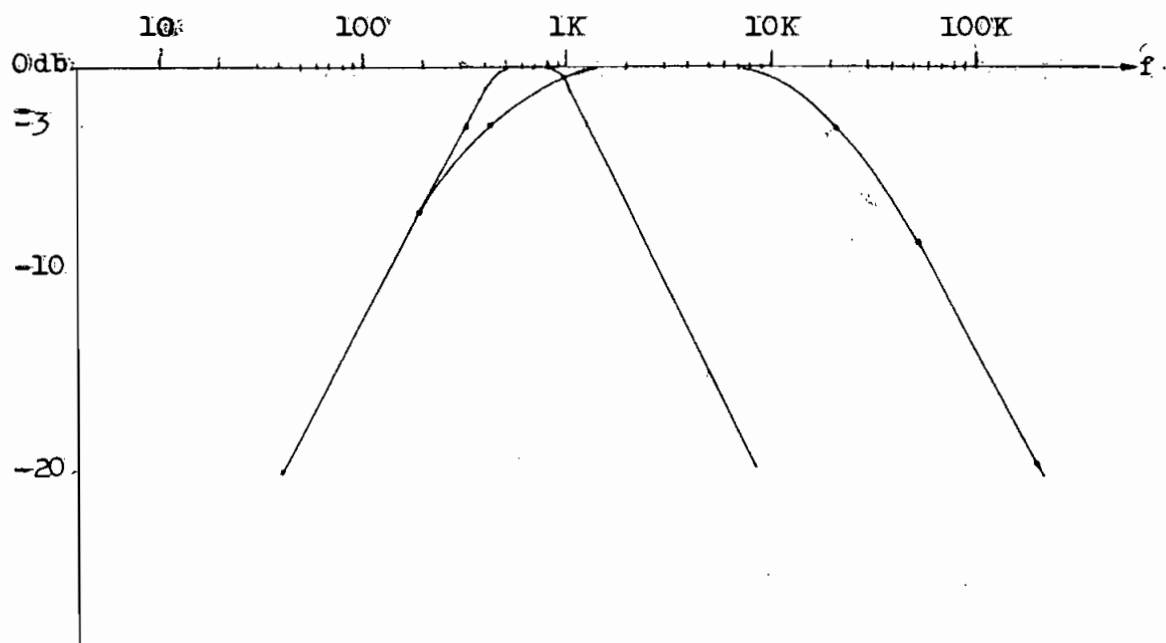


Fig.7-3.-Respuestas de frecuencia con el control de F/B.  
en -4.2 Vol

El otro caso es manteniendo el control de F.A. fijo en las 2 posiciones extremas.

Con el control de F.A. para el punto de 20 KHz:

Control	Control	F.A.	F.B.
F.A.	F.B.	-3 db	-3 db
-4.2 V	0 V	24 Hz	20 KHz.
-4.2 V	-4.2 V	400 Hz	20 KHz.

El control de frecuencias bajas no afecta al corte de frecuencias altas y está dentro del rango programado.

Con el control de F.A. en el extremo inferior se tiene:

Control	Control	F.B.	F.A.
F.A.	F.B.	-3 db	-3 db
0 V	0 V	24 Hz.	900 Hz.
0 V	-4.2 V	320 Hz.	1200 Hz.

Valores medidos para el ancho de banda cuando los dos voltajes son 0 ::

f	db
10 Hz.	-10
20 Hz.	-4.5
24 Hz.	-3
62 Hz.	0
200 Hz.	0
900 Hz.	-3
5 KHz.	-15
9 KHz.	-21

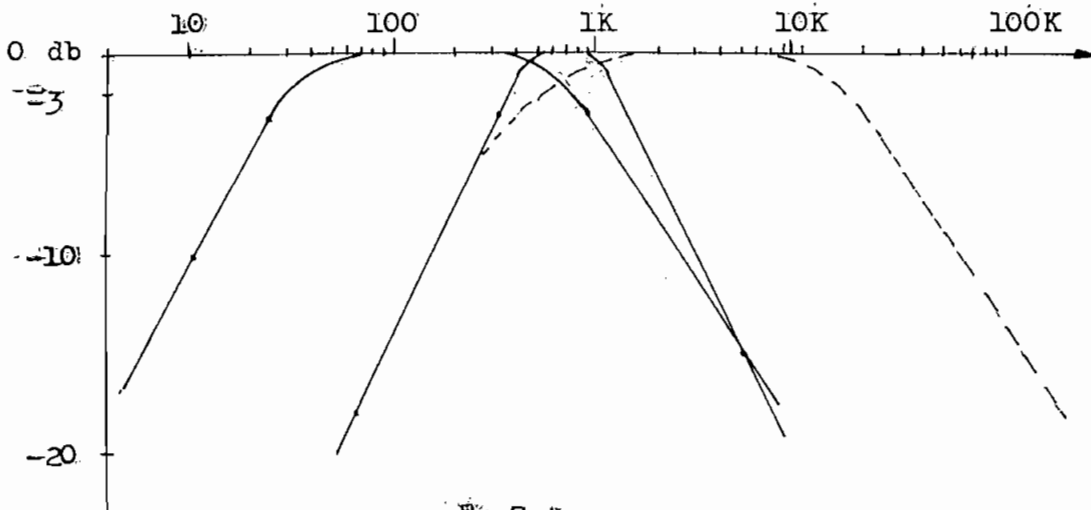


Fig. 7-4

En la Fig.7-4 constan las respuestas de frecuencia con el control de EF. A. en 0 Vol. Se ha añadido para comparación la curva en puntos que corresponde a la respuesta de frecuencias altas.

Los rangos de variación cumplen con las especificaciones. Hay una pequeña influencia de un control sobre el otro pero sólo cuando las frecuencias se acercan, al separarse los controles actúan independientemente. Debido a esta interacción el ancho de banda mínimo obtenido es un poco mayor al de la especificación.

b.-RESPUESTA DE FRECUENCIA EN FUNCIÓN DE LOS VOLTAJES DE CONTROL

La respuesta de las frecuencias altas se realiza con el control de F.B. en 0 Vol para que sea independiente.

$V_G$	f
0 Vol	900 Hz
- .5	1 KHz
-1	1.2
-1.5	1.3
-2	1.5
-3	2.8
-3.5	5.3
-3.8	10
-4	16.5
-4.2	20

Para la respuesta de frecuencias bajas se mantiene el control de F.A. en -4.2 Vol.

$V_G$	$f$
0 Vol	24 Hz.
-1	30
-2	45
-2.5	55
-3	83
-3.5	160
-3.8	300
-4.2	400

Los gráficos están en las figuras 6-7 y 6-8, las que se utilizó para diseñar las no linealidades.

#### 7-2 ~~4~~ CONSIDERACIONES PARA EL REGULADOR

##### DEL ANCHO DE BANDA

En cuanto se refiere a las mediciones de voltajes de control en función de la frecuencia ya se presentó en el mismo capítulo correspondiente ( Cap. 6) . Lo que se va a considerar ahora es lo referente a ganancias.

Los niveles de señal que entren no siempre son los mismos, de ahí que para obtener los voltajes apropiados de control las ganancias en los diferentes casos también deben ser diferentes. Para controlar las ganancias se ha puesto poten-

ciómetros para las frecuencias altas y bajas respectivamente, y están ubicados antes de las entradas a los filtros.

Dentro de la misma señal el nivel no es constante, así al tratarse de música o de voz humana, por lo cual la ganancia necesaria no debe ser con respecto al nivel superior sino con respecto a un nivel inferior, el cual a la vez debe ser superior por lo menos en algo al nivel de ruido para tener el efecto de reducción de ruido. Esto se hace en base a la relación señal-ruido que se tenga.

Para tratar un ejemplo se considera que el ancho de banda se controla desde un nivel de -20 db. Al nivel mínimo se obtiene los resultados expuestos anteriormente, pero a los niveles máximos los voltajes de control teóricamente deberían subir en 10 veces, pero esto no ocurre porque se ha hecho coincidir los voltajes máximos de control con los voltajes de saturación de los operacionales, entonces por más que suba el voltaje de entrada a los filtros los voltajes de control no pasan de los límites. Lo que sí hay que considerar es que debido a la alta ganancia en los filtros se van a producir pequeños voltajes de control de un rango sobre otro.

Para ver este efecto se tiene las siguientes tablas de mediciones con un nivel máximo de 1 Vol. pico y de -20 db. 1 Volt, aunque cualesquiera que fueran los niveles los voltajes de salida serán los mismos.

Para frecuencias altas:

$f$	$V_{\text{contr.}}$
20 KHz	-4.2 Vol
1 KHz	-4.2 Vol
400 Hz	-3.4 Vol
100 Hz	-0.5 Vol

Para frecuencias bajas

$f$	$V_{\text{contr.}}$
24 Hz	-0.1 Vol
400 Hz	-0.1
1 KHz	-3
4 KHz	-4

Para disminuir esta interacción se pondrá un polo adicional a cada filtro en lugares apropiados que no disminuyan los voltajes de control. Esta selección se hace en el siguiente gráfico, y a la vez se tiene las pendientes originales de 20 db/dc. Los puntos de corte medidos son de 46 Hz y 8.5KHz



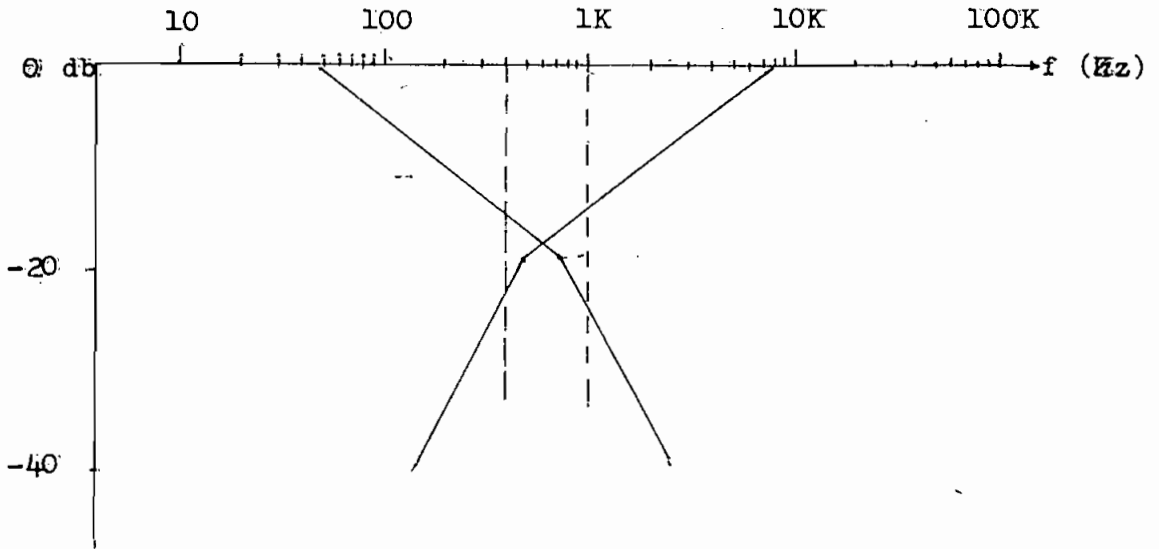


Fig. 7-5.-Ubicación de los polos para los filtros.

pasa bajos y pasa altos

La líneas cortadas son los límites de los rangos. La frecuencias escogidas son de 500 Hz para el filtro pasa bajos y de 800 Hz para el pasa altos.

Para formar un segundo polo en el filtro pasa bajos se reemplaza la resistencia de 10 K de entrada al operacional, referirse a la fig 6-14, por 2 de 4.7 K y un condensador a tierra entre las dos, como la impedancia de entrada es bien pequeña el circuito para el segundo polo es:

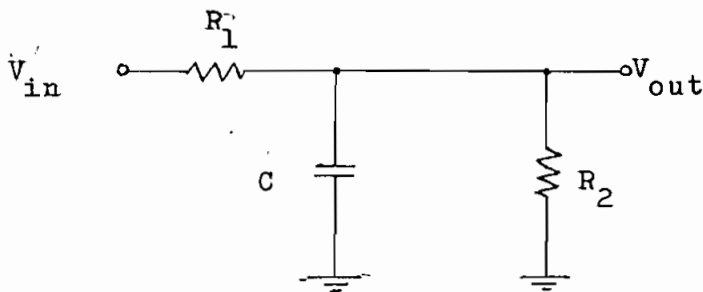


Fig. 7-6

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{\frac{1}{\frac{1}{R_2} + sC}}{R_1 + \frac{1}{\frac{1}{R_2} + sC}}$$

Simplificando se tiene la función de transferencia:

$$H(s) = \frac{1}{s + \frac{1}{C(R_1 \parallel R_2)}}$$

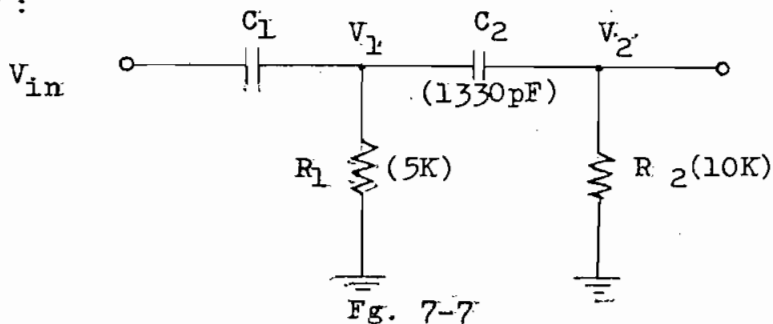
La frecuencia de corte es:

$$\omega_c = \frac{1}{C(R_1 \parallel R_2)}$$

Donde  $R_1 = R_2 = 4.7 \text{ K}$

Calculando C es de  $.084 \mu\text{F}$ ; se pone un  $C = .08 \mu\text{F}$

Para conseguir un segundo polo para el filtro pasa altos se coloca un condensador antes del potenciómetro de 5 K y el circuito es:



En este circuito están incluidos los 2 polos, por lo tanto la función de transferencia debe ser de la forma:

$$\frac{s^2}{(s + w_1)(s + w_2)}$$

$w_2$  está dado por  $C_2$  y  $R_2$ ;  $w_1$  se puede hacer con  $R_1$  y  $C_1$  haciendo alguna aproximación.

Se tiene que:

$$\frac{V_1}{V_{in}} = \frac{R_1 \parallel Z_2}{\frac{1}{sC_1} + R_1 \parallel Z_2}$$

Para hacer la aproximación mencionada se debe cumplir que:  $Z_2 \gg R_1$

Esto se logra si  $C_2$  es bien pequeño con respecto a  $C_1$ , lo cual efectivamente se cumple ya que la frecuencia  $w_1$  es bien pequeña con relación a  $w_2$ . A la frecuencia más baja  $C_2$  presenta alta impedancia y se puede hacer la aproximación.

$$H_1(s) = \frac{R_1}{\frac{1}{sC_1} + R_1} = \frac{s}{s + \frac{1}{R_1 C_1}}$$

De ahí:  $w_1 = \frac{1}{R_1 C_1}$

$R_1 = 5 \text{ K}$ ,  $f = 500 \text{ Hz}$ ,  $C_1$  calculado es  $.064 \mu\text{F}$  y se pone

$$C_1 = .068 \mu\text{F}$$

A continuación se presenta nuevas tablas de mediciones para comprobar la disminución de interacción.

Para frecuencias altas

<u>f</u>	<u>V<sub>contr.</sub></u>
20 KHz.	-4.2 Vol
1 KHz.	-4.2
400 Hz.	-2.5
200 Hz.	-0.5

Para frecuencias bajas.

<u>f</u>	<u>V<sub>contr.</sub></u>
24 Hz.	-0.1 Vol
400 Hz.	-0.9
1 KHz.	-3.6
1.7 KHz.	-4

Las siguientes pruebas se realizan con todo el sistema ya acoplado.

### 7-3.- MEDICIONES DE DISTORSION EN

#### EL FILTRO ADAPTIVO

Para mediciones de distorsión se ha usado un "Analizador de Distorsión" Hewlett Packard.

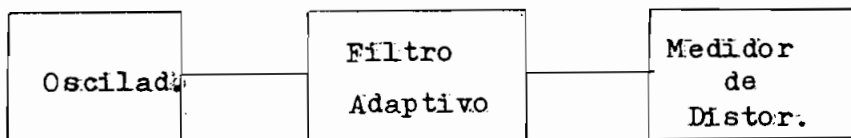


Fig. 7-8.-Disposición para mediciones de distorsión.

Las mediciones hay que realizarlas a varias frecuencias y con diferentes niveles.

Al realizar las mediciones se ha comprobado que ha niveles altos y medios, en relación a una referencia de -20 db, la distorsión es insignificante. La distorsión se nota cuando la ganancia de los filtros es la justa para que controle el ancho de banda. Las mediciones que se realizan son entonces con los voltajes apropiados de control para que a la salida se obtenga la respuesta a -3 db.

El primer ajuste que se realiza es con los potenciómetros de realimentación en los FET para que dé la mínima distorsión.

Realizando mediciones para varias frecuencias se ha observado que en 200 Hz es donde se produce mayor distorsión.

Las mediciones se presenta en las siguientes tablas.

Para 10 KHz:

$V_{in}$	Distorsión	$V_{in}$	Distorsión
Vol RMS	%	Vol RMS	%
.2	.17	4	.88
.3	.17	4.5	1
.5	.18	5	1.15
.7	.2		
1	.2		
2	.48		
3	.8		

Para 200 Hz

$V_{in}$ Vol RMS	Distorsión %
.2	.44
.3	.44
.4	.66
.5	.8
.7	1.1
.8	1.15
1	1.55
1.5	2.1
2	2.25

Los resultados expresados graficamente están en las curvas de la Fig 7-8, con el voltaje en escala logarítmica.

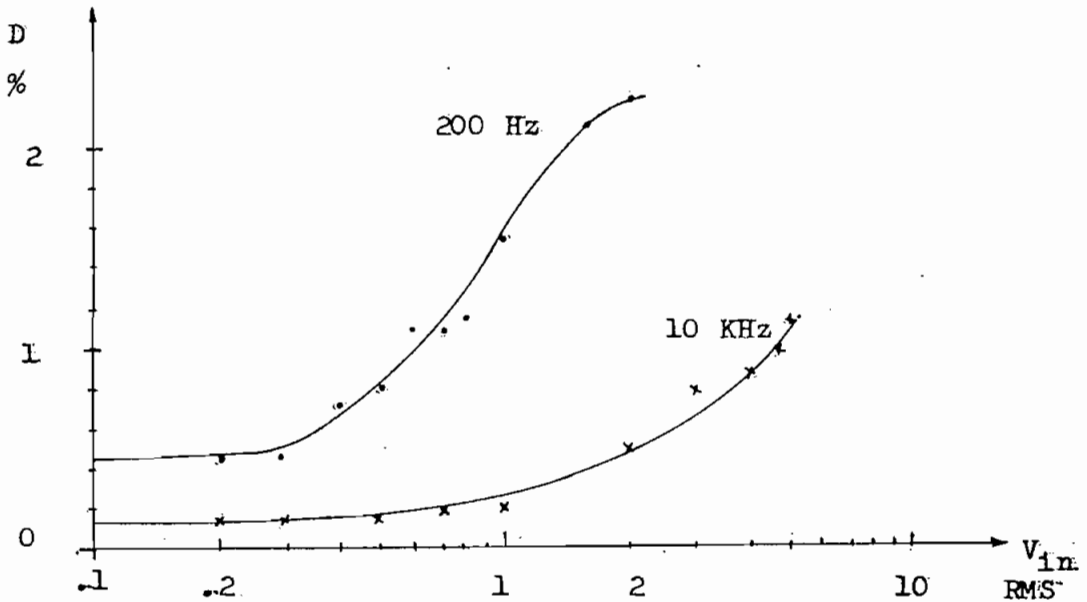


Fig.7-8.-- Curvas de distorsión

7-4.- DISMINUCION DE DISTORSION

La mayor distorsión se produce en el rango de frecuencias bajas, para lograr una disminución se sube el valor del condensador de realimentación en el FET que controla las frecuencias bajas, ya que el condensador pequeño a bajas frecuencias presenta una impedancia más grande y la realimentación no es la apropiada. En lugar del condensador de  $.1 \mu F$  se pone uno de  $1 \mu F$  y se logra una gran disminución de distorsión, para comprobación se tiene la siguiente tabla de mediciones.

Para la frecuencia de 200 Hz

$V_{in}$	Distorsión
Vol RMS	%
.2	.44
.5	.66
.6	.7
.7	.74
.8	.83
1	1
1.5	1.6
2	1.8
3	2

Otra forma de reducir la distorsión y que es la más efectiva es aplicar menos voltaje sobre el FET, ya que a voltajes

más pequeños las características del FET son más lineales y en consecuencia hay menos distorsión. El circuito calculado para el atenuador es

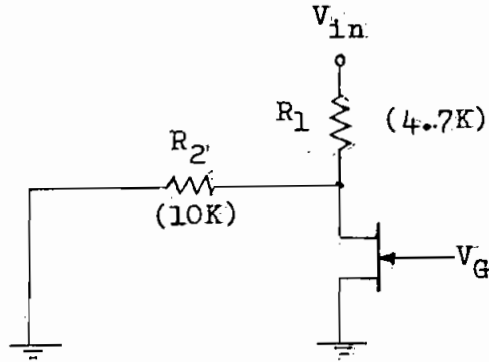


Fig.7-9.- Circuito del atenuador

El circuito equivalente más apropiado para el presente análisis es:

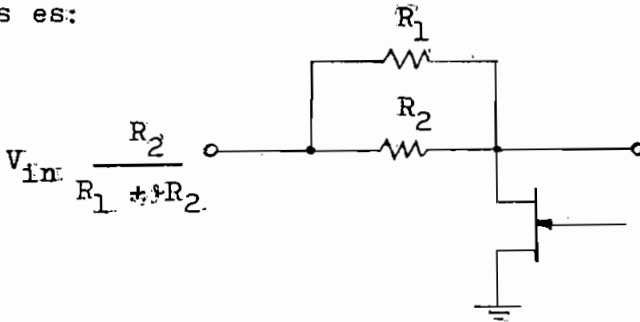


Fig. 7-10.-Circuito equivalente del atenuador

$$R_1 \parallel R_2 = 4.7 \text{ K} \parallel 10 \text{ K} = 3.2 \text{ K}$$

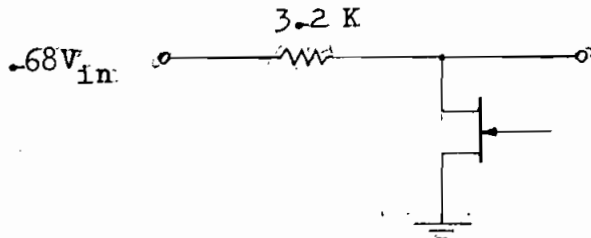


Fig.7-11

Para mantener las características del atenuador se mantiene constante el paralelo de las resistencias, lo que se cambia son los valores de resistencias para que el voltaje de entrada



da baje de nivel. Una forma práctica resulta intercambiar las resistencias con lo cual el nivel de entrada actual será aproximadamente la mitad de la anterior; es  $.32V_{in}$  -

Para el análisis hay que referirse a las Fgs 5-2 y 5-12 ;pgs 43-a y 56 .

La disminución de voltaje se compensa dándole ganancia al inversor  $A_2$  , debe ser aproximadamente de 2 . El cambio realizado de resistencias altera la constante de tiempo del integrador  $A_3$  , para que la constante sea la misma el condensador  $C_3$  debe subir de valor al doble ya que  $R_{A3}$  baja a la mitad aproximadamente. Los nuevos valores que se pone son:

$$C_3 = .082 \mu F$$

$$R_6 = 22 K$$

Pero en lugar de  $R_6$  mas bien se pone un potenciómetro de 50 K para poder hacer ajustes correctos de ganancia y a la vez de la constante de tiempo, ya que en realidad lo que se ha alterado con el cambio de resistencias es la constante de tiempo del camino de realimentación y el inversor  $A_2$  interviene también en la constante. Esto se demuestra de la siguiente forma:

Se considera que el voltaje en el drenaje del FET es el voltaje de entrada al integrador y se le denomina  $V_{in3}$  , el voltaje que sale del inversor es el integral del voltaje de entrada y se le denomina como  $V_s$  .El voltaje  $V_s$  es:

$$V_s = \frac{R}{R_{A3} C_3} \int V_{in3} dt$$

Si el inversor tiene una ganancia A el voltaje  $V_s$  es:

$$V_s = \frac{A}{R_{A3} C_3} \int V_{in3} dt$$

Ahí se puede ver que la constante de integración está dada por los tres factores: A,  $R_{A3}$  y  $C_3$ . Entonces el cambio de cualquiera de los factores se puede compensar con los otros dos. Con el potenciómetro en  $R_6$  se ajusta debidamente la ganancia A hasta obtener la misma constante, o sea para obtener las mismas características en lo que se refiere a cortes de frecuencias bajas, para que no se altere las características ya analizadas del Filtro Adaptivo.

Como se puede ver el cambio realizado no es único, sino que se puede hacer varias combinaciones manteniendo las mismas características y sólo con el propósito de disminuir el voltaje sobre el FET para mejorar la distorsión de todo el sistema.

Una vez efectuados los cambios de valores antes mencionados se comprueba que se consigue mejorar la distorsión según se muestra en la siguiente tabla de mediciones.

Mediciones a la frecuencia de 200 Hz

$V_{in}$ Vol RMS	Distorsión %
.2	.2
.4	.2
.5	.24
.7	.27

$V_{in}$ Vol RMS	Distorsión %
.8	.32
1	.38
1.5	1
2	1.25
3	1.3
4	1.35

Las mediciones de distorsión se han realizado para 200Hz porque es donde mayor distorsión se produce .. En la Fg 7-12 se presenta los resultados gráficos para los diferentes casos, y conjuntamente para comparación.

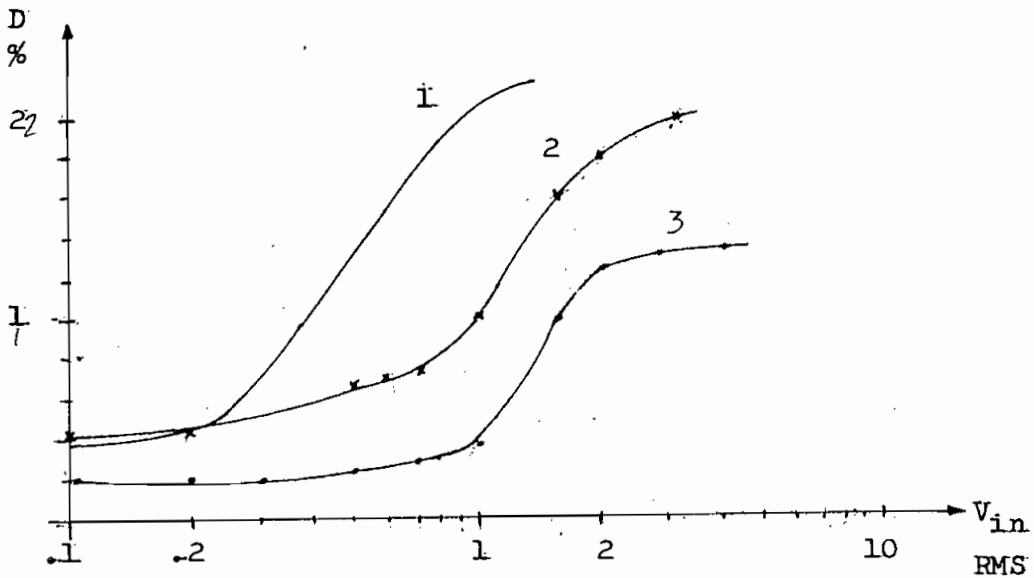


Fig. 7-12.-Curvas de distorsión para 200 Hz.

- 1.-Con C de realimentación en el FET de  $.1 \mu F$
- 2.-Con C de realimentación en el FET de  $1 \mu F$
- 3.-Cuando se disminuye a la mitad el voltaje sobre el FET

## 7-5.- ESPECIFICACIONES DE VOLTAJES E

### E IMPEDANCIAS

El voltaje máximo de entrada para que no haya distorsión más del 1% es 1.5 Vol RMS, o lo que da igual aproximadamente 4 Vol pico-pico. El nivel promedio de entrada debe ser menor para que haya tolerancia para los sobre picos.

La ganancia en el amplificador de entrada a los filtros pasa altos y pasa bajos se disminuye a 8 para que no haya distorsión a la entrada de los filtros, entonces la resistencia de realimentación se cambia a 82 K. La ganancia total en el regulador es de 800. La entrada mínima para que haya el control apropiado es de 17 mVol pico .

La impedancia de entrada considerando a frecuencias medias es para el filtro pasabanda de 18K , que es la resistencia de entrada ya que el FET tiene una resistencia muy baja; la impedancia de entrada para el regulador es de 10 K , o sea la resistencia de entrada al operacional. ,

La impedancia de entrada para el Filtro Adaptivo es el paralelo de las dos, lo que da una impedancia de 6,4 K.

A la salida se pone una resistencia de 1 K para protección de corto circuitos, ya que la impedancia de salida del operacional es muy baja. Entonces la impedancia de salida del Filtro Adaptivo es de 1 K.

La carga debe ser mayor que 10 K para evitar pérdidas de voltaje en la resistencia de 1K .

## 7-6.- PRUEBAS CON MUSICA

Esta es una prueba importante: Comprobar el efecto de reducción de ruido con notas musicales. Para lo cual se toma la señal de una fuente de música, tocadiscos, grabación, etc, y se pone al Filtro Adaptivo, a la vez se pone un generador de ruido blanco.

La salida del Filtro Adaptivo va a un amplificador y un parlante para escuchar.

El nivel de ruido es adecuado para que sea molesto y luego poder apreciar la reducción. Controlando los potenciómetros se logra disminuir el ruido. Lo que en realidad se hace es controlar el ancho de banda desde un cierto nivel que no sea del ruido, o sea que las notas musicales controlan el ancho de banda y a las frecuencias y momentos que no hay notas el ancho de banda <sup>se</sup> reduce. Así se logra la disminución de ruido y prácticamente sin pérdida de señal.

Los potenciómetros al girar al lado izquierdo aumentan la ganancia, lo que equivale a controlar el ancho de banda con niveles muy bajos. Para obtener la disminución de ruido hay que controlar desde cierto nivel donde no intervengan los niveles de ruido.

La demostración se lo puede hacer en forma práctica para lo cual se dispone del aparato construido y del equipo de sonido de laboratorio.

C O N S T R U C C I O N

8-1.- CIRCUITOS INTEGRADOS USADOS

Para la construcción del aparato se ha utilizado los circuitos integrados que se indican a continuación:

- 72747, Sygnetics, tiene 2 amplificadores operacionales. La polarización es de + 15 y - 15 Vol.

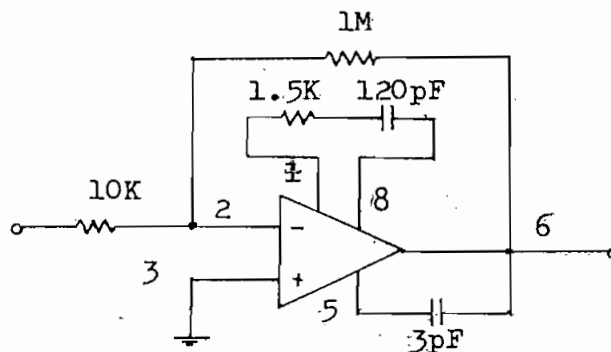
De estos se utiliza 2:

- 1741 de la Motorola, viene en miniatura y es uno solo. Las características son iguales al anterior. Se usa 1

- SD741, es en miniatura y trae dos operacionales. Es equivalente a los anteriores. Se usa 1. Estos operacionales no requieren compensación externa. La frecuencia de corte es de 1MHz.

- 709, se lo polariza con + 15 y - 15 Vol. Este operacional necesita compensación externa, la cual se pone según el ancho de banda y ganancia que se quiera. En el manual de la Motorola hay tablas de compensación según el ancho de banda y la ganancia.

Para una ganancia de 100 y ancho de banda que sobrepase los 20KHz se tiene la siguiente compensación:



1 y 8: Terminales de retardo de fase

5: Terminal de adelanto de fase.

Este operacional se utiliza para el filtro pasa altos.

Para formar un amplificador o un integrador con los operacionales se conecta la entrada al terminal con inversión y se le identifica con (-), el otro terminal sin inversión (+) se conecta a tierra; es más práctico conectar por medio de una resistencia que es igual al paralelo de la resistencia de entrada con la de realimentación. Es porque el operacional necesita una corriente bien pequeña de entrada para polarización lo que da un voltaje de mVol; es conveniente que este voltaje sea igual en las 2 entradas para que no haya desplazamiento de nivel de voltaje a la salida, sobre todo cuando la ganancia es bien grande.

A la entrada de los operacionales 72747 se pone dos diodos de Ge; es para protección, ya que al poner entrada sin estar polarizados son muy sensibles y se destruyen; con los diodos se limita al voltaje a .3 Vol y estos no influyen en el funcionamiento del operacional ya que el voltaje a la entrada es muy pequeño. La carga mínima es de 2K.

## 8-2.- FUENTES DE POLARIZACION

El aparato consume una corriente de 15 mA por fuente, debido a esta baja corriente se construye una fuente estabilizada lo más sencilla para sacar + 15 y - 15 Vol.

El diagrama de la fuente se indica en la Fg 8-2. Se usa

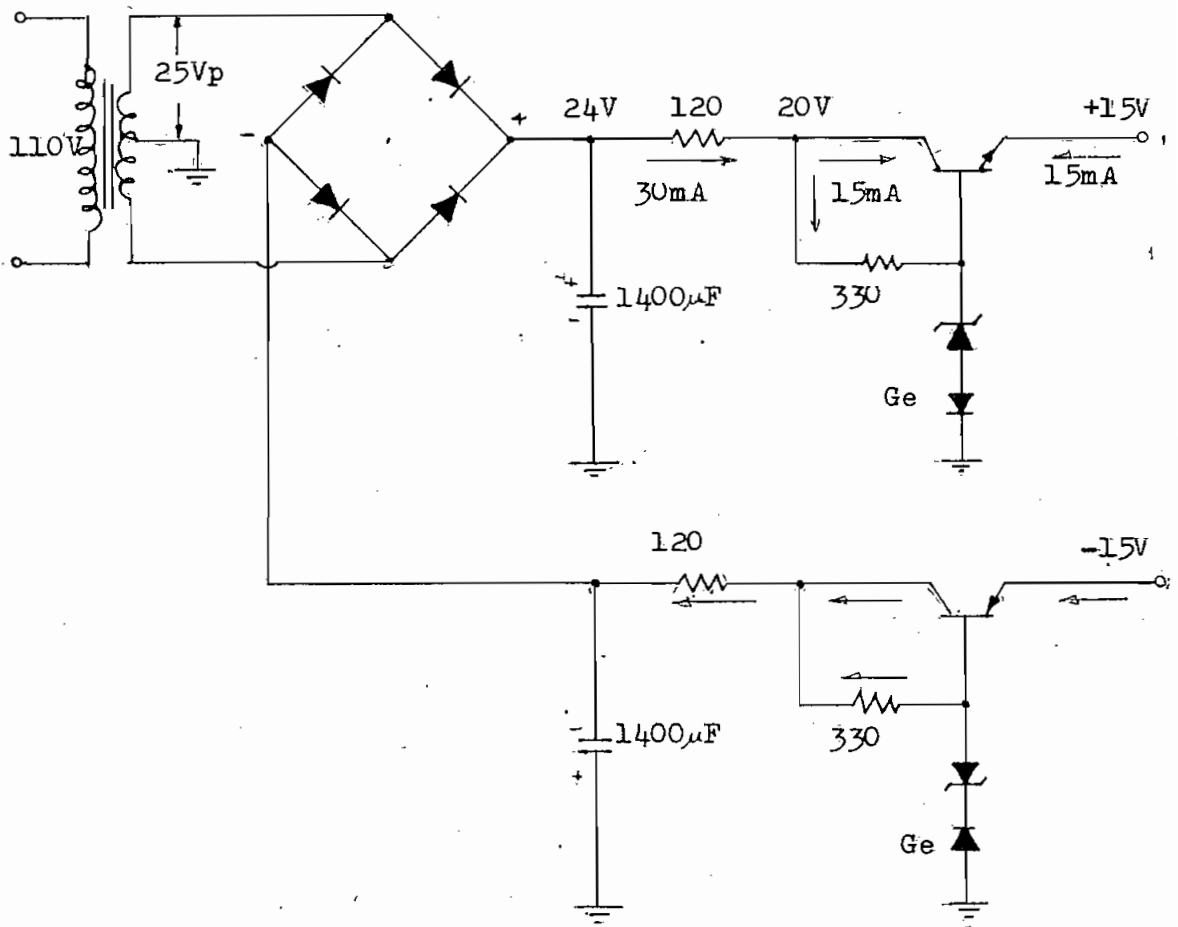


Fig. 8-2.-Fuentes de Alimentación.

Fig 8-2 Fuentes de alimentación.

los zener 1N4744 que son de 15.3 Vol y trabajan con 15 mA.

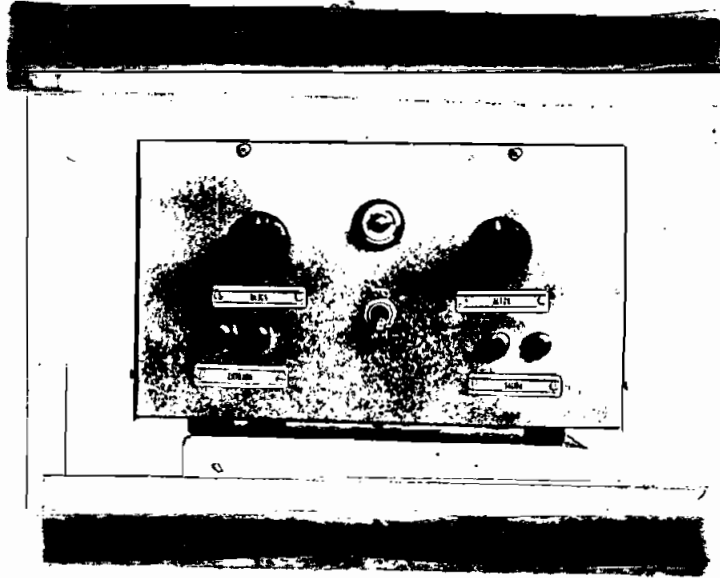
Con los diodos de Germanio en serie con los zener se sube el voltaje en las bases a 15.6 Vol. En las junturas de B-E caen .6 Vol y a la salida se tiene 15 Vol exactos.

El rizado es de 3 mV.

### 8-3.- PLANO TOTAL DEL FILTRO ADAPTIVO

El plano definitivo está con las modificaciones realizadas





5.- Parte frontal del aparato

## CONCLUSIONES

La parte experimental ha constituido la etapa más interesante e importante en la elaboración del presente trabajo de Tesis.

En lo que se refiere a los cambios de valores de los condensadores es de un 20%, se justifica ya que los elementos tienen una tolerancia de un 5 y hasta un 20% de tolerancia; además en los cálculos se ha hecho aproximaciones que dan cierta tolerancia de errores.

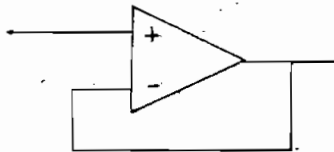
En general los resultados experimentales demuestran la validez del diseño y cumplen bastante bien las especificaciones teóricas.

Resumiendo ligeramente el funcionamiento físico se tiene que en el camino directo el integrador reduce la ganancia a altas frecuencias por la alta realimentación con  $C_1$ ; la ganancia es el producto de  $X_1$  por  $A_1$ . A frecuencias medias y altas donde el condensador da poca realimentación y permite una elevada ganancia, la ganancia del lazo cerrado se determina por la relación  $R_2/R_1$ . A bajas frecuencias el integrador  $A_3$  da alta ganancia que a la vez se incrementa con el multiplicador  $X_3$ , con lo que se produce una realimentación muy grande y disminuye la ganancia de bajas frecuencias. Así se tiene un filtro pasabanda y con cortes variables debido a la variación de los multiplicadores.

El ancho mínimo obtenido es un poco mayor al especificado debido a la interacción de los multiplicadores, esto se puede ver también teóricamente si se hace abstracción de las aproximaciones.

A niveles muy altos las frecuencias de un rango proporcionan algo de voltaje de control en el otro rango que hace que el ancho de banda se abra, pero no interesa mayormente ya que con los niveles altos de señal se cubre al ruido.

Según los casos, la impedancia de entrada que se requiera puede ser muy alta o muy baja, esto no es un inconveniente puesto que para tener alta impedancia se puede añadir un seguidor de voltaje, cuyo circuito es como se indica:



Da una impedancia de entrada de algunos megohmios. Para la impedancia baja se puede poner un inversor con una resistencia de entrada bien pequeña.

Concretándose a la utilidad del Filtro Adaptivo es muy adecuado para tener disminución de ruido y mejora de fidelidad con discos que sean ruidosos, grabaciones ruidosas y música en general de cualquier sistema de sonido.

B I B L I O G R A F I A

- Burwen R. S., "A Dynamic Noise Filter for Mastering", AUDIO, Pg 29, Junio 1972.
- Morgan A.N., "The FET as an Electronically Variable resistor," PROCEEDINGS of the IEEE, Pg 892, Junio 1966.
- Von Ow H.P., "Reducing Distorsion in Controlled Attenuators Using FET", PROCEEDINGS of the IEEE, Pg 1718, Octubre 1968..
- Neu F.D., "Voltage Controls Solid-State Nonlinear Resistance", ELECTRONICS, Pg 36; Febrero 21, 1964 ..
- Haskett T.R., "Los Transistores de Efecto de Campo", CHASSIS, Pg 46; Agosto 1972.