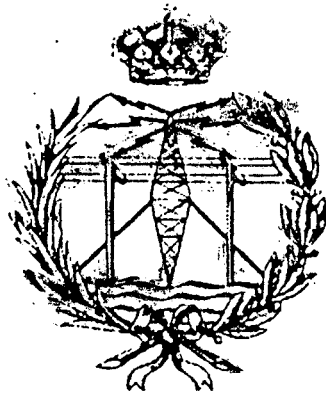


UNIVERSIDAD POLITECNICA  
DE CANARIAS



INGENIERIA TECNICA DE TELECOMUNICACION

*PROYECTO FIN DE CARRERA.*

*TITULO: MEDIDOR DE WOW, FLUTTER Y DERIVA.*

*AUTOR: AGUSTIN ANGEL JIMENEZ GUERRA.*

*JUNIO-88*

*MEDIDOR DE WOW,  
FLUTTER Y DERIVA.*

**AUTOR**

**AGUSTIN ANGEL JIMENEZ GUERRA**

**TUTOR**

**EDUARDO HERNANDEZ PEREZ**



Quiero dedicar este trabajo a mis compañeros, a mis amigos y, en especial, a mi familia que me han ayudado y apoyado a lo largo de estos años.

I N D I C E  
=====

PRIMERA PARTE: "TEORIA SOBRE LOS FENOMENOS DEL WOW Y DEL FLUT-  
TER".

INTRODUCCION .....	7
1. ¿QUE ES EL WOW Y EL FLUTTER? .....	9
2. EFECTOS QUE PRODUCEN EL WOW Y EL FLUTTER .....	13
3. CAUSAS QUE PRODUCEN ESTOS FENOMENOS .....	14
4. MEDIDAS Y NORMAS .....	19
4.1. NORMA DIN 45507 .....	28
4.2. TRADUCCION NORMA DIN 45507 .....	31
5. OTROS MEDIDORES DE WOW Y FLUTTER DEL MERCADO .....	39
5.1. MEDIDORES COMERCIALES .....	48
5.1.1. EL PM-6307 DE PHILIPS .....	48
5.1.2. EL 6203 DE BRUEL & KJAER .....	51

SEGUNDA PARTE: EQUIPO PRACTICO DE MEDIDA DEL WOW Y EL FLUTTER".

INTRODUCCION .....	62
6. DIAGRAMA DE BLOQUES DEL MEDIDOR DE WOW Y FLUTTER .....	63
6.1. FUENTE DE ALIMENTACION .....	64
6.2. GENERADOR DE 3 KHz .....	64
6.3. GENERADOR DE 3.15 KHz .....	64
6.4. MEDIDOR DE WOW, FLUTTER Y DERIVA .....	65
7. FUENTE DE ALIMENTACION .....	68
ANEXO 7-1: CARACTERISTICAS DE INTEGRADOS .....	73

8.	OSCILADOR DE 3 KHz .....	82
8.1.	OSCILADOR A CRISTAL DE CUARZO .....	82
8.2.	DIVISOR DE FRECUENCIA .....	84
8.3.	FILTRO CONFORMADOR DE ONDA .....	90
	ANEXO 8-1: LOS CRISTALES DE CUARZO RESONANTES .....	112
	ANEXO 8-2: FILTROS ACTIVOS .....	136
	ANEXO 8-3: CARACTERISTICAS DE TRANSISTORES Y CIRCUITOS INTEGRADOS .....	169
9.	OSCILADOR DE 3.15 KHz .....	177
9.1.	OSCILADOR A CRISTAL DE CUARZO .....	178
9.2.	DIVISOR DE FRECUENCIA .....	180
9.3.	FILTRO CONFORMADOR DE ONDA .....	185
	ANEXO 9-1: CARACTERISTICAS DE CIRCUITOS INTEGRADOS .....	207
10.	MEDIDOR DE WOW, FLUTTER Y DERIVA .....	209
10.1.	AMPLIFICADOR-ATENUADOR DE ENTRADA .....	211
10.2.	FILTRO PASO BANDA DE 3 KHz .....	217
10.3.	LIMITADOR-DISCRIMINADOR DE FM .....	236
10.4.	FILTRO PASO BAJO DE 1 KHz .....	243
10.5.	FILTROS DE MEDIDA .....	257
	10.5.1. FILTRO DE PONDERACION (NORMA 45507) .....	257
	10.5.2. FILTRO PASO BAJO 1 KHz .....	264
	10.5.3. FILTRO PASO BAJO 315 Hz .....	273
	10.5.4. FILTRO PASO BAJO 10 Hz .....	282
	10.5.5. FILTRO PASO ALTO 10 Hz .....	291
	10.5.6. FILTRO EXTERIOR .....	300

10.6. DETECTOR DE PICO .....	301
10.7. DETECTOR PROMEDIO O EFICAZ .....	303
10.8. MEDIDOR DE DERIVA .....	307
ANEXO 10-1: NOCIONES DE MODULACION Y DEMODULACION .....	312
ANEXO 10-2: CARACTERISTICAS DE CIRCUITOS INTEGRADOS .....	324
11. BIBLIOGRAFIA .....	345
12. PRESUPUESTO .....	347

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

---

Este estudio teórico-práctico que comienza aquí, trata sobre los fenómenos que se producen cuando el mecanismo de arrastre de un plato giratorio, cassette o banda sonora de película tiene alguna inexactitud, que muy bien puede ser debida a las propias características de los componentes de que hablamos.

Este trabajo está dividido en dos partes principales. La primera se trata de un estudio teórico sobre los mencionados fenómenos, sus causas, sus efectos, su detección, etc. En la segunda parte se abarca la realización práctica de un equipo de medida que será muy útil para laboratorios de sonido y también podría ser útil para cadenas de montajes de estos equipos de sonido en industrias dedicadas a ello.

La realización de éste proyecto está justificada dada la importancia que puede suponer para éste laboratorio de Imagen y Sonido el contar con un equipo de éstas características.

He intentado que la exposición del trabajo sea amena y sencilla. Por ello cuenta con un número importante de ilustraciones y algunos ejemplos prácticos de la utilización del equipo.

```
*****
*****
**
**
**
**      T E O R I A      S O B R E      **
**
**      L O S      F E N O M E N O S      **
**
**      DEL      W O W      Y      DEL      F L U T T E R      **
**
**
*****
*****
```

## 1. QUE ES EL WOW Y EL FLUTTER.

El Wow y Flutter tiene muchas formas diferentes de llamarse además de estas, y entre otras estan las siguientes:

Lloro, titilación, centelleo, aleteo, ululación, trémolo, una vez por vuelta, una vez por revolución, gimoteo, etc.

El Flutter es una vibración en la reproducción de uno o varios tonos originados por las irregularidades en la velocidad de un plato giratorio, el motor de arrastre de un cassette, o cualquier mecanismo de arrastre de motores de equipos de grabación o reproducción de sonido que producen una modulación en frecuencia.

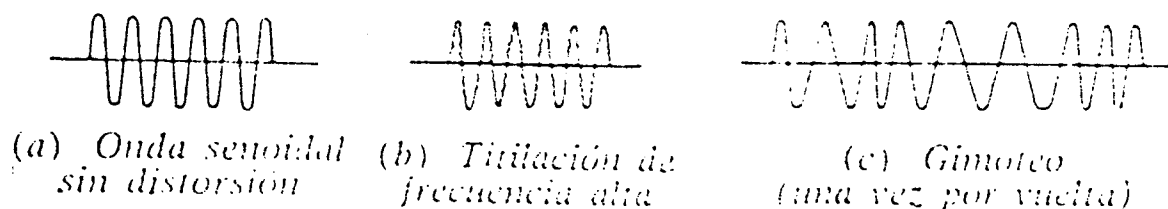


Figura 1-1. Efectos de una velocidad irregular sobre una forma de onda.

Es decir, que es una modulación producida por las fluctuaciones de velocidad del sistema de transporte mecánico o mecanismos de arrastres que se presentan durante el registro, reproducción o duplicación de un programa. Este tipo de distorsión también se puede producir por vibraciones mecánicas.

Este tipo de distorsiones se dan en el movimiento de platos giradiscos y en el mecanismo de arrastre de cintas grabadoras.

Si un disco de 33.3 r.p.m. se reproduce, digamos a 34 r.p.m. todas las frecuencias se desplazan hacia el agudo, con lo que se producen variaciones en la música reproducida con respecto a la original.

Las frecuencias altas de titilación son del orden de 10 Hz. Las frecuencias más bajas corresponden a una vez por vuelta y, a menudo, se llaman gimoteos, debido a la característica de frecuencia.

Es muy importante en cualquier sistema de arrastre, la inestabilidad de la velocidad del motor de accionamiento, que da origen a los ya mencionados fenómenos de lloro y centelleo o aleteo (wow y flutter).

En cuanto a éste parámetro, que es muy popular en equipos de grabación magnética, la nomenclatura parece complicada, pero es sencilla de comprender. En este sentido se suele definir cada defecto en función del porcentaje de modulación en frecuencia que experimentan las señales registradas por causa de la inestabilidad de la velocidad.

De este modo se definen:

- a. La deriva (drift) es la modulación en frecuencia en el margen de menor frecuencia, generalmente por debajo de 0.5 Hz. Subjetivamente se percibe como un cambio prácticamente constante de tono o incluso ni siquiera se aprecia cambio alguno.
- b. El lloro (wow) es una modulación en frecuencia en un margen comprendido entre 0.5 y 10 Hz. aproximadamente y que puede percibirse como fluctuación en el tono (o contenido tonal) reproducido.
- c. El centelleo, aleteo o ululación (flutter) es una modulación en frecuencia en un margen de 10 a 100 Hz. aproximadamente, que se percibe como un deterioro áspero de la calidad sonora.
- d. El centelleo o aleteo de chirrido (scrape flutter) es un fenómeno, como los anteriores, de modulación en frecuencia en el campo superior a los 100 Hz. que puede percibirse como ruido añadido al sonido reproducido, y que no aparece en ausencia de señal grabada.

En general, estos cuatro fenómenos se suelen cuantificar de una forma integrada o global, de modo que se acostumbra a expresar todas estas modulaciones en una cifra indicativa del porcentaje de modulación sobre una señal grabada normalizada de 3 ó 3.15 KHz.

Solamente se considera aparte de ésta medida globalizada, la medición de la deriva como parámetro aislado.

Los medidores de lloro y centelleo que siguen las normas establecidas, especifican la utilización de filtros de ponderación que ponen énfasis en un determinado campo de medida, tal y como se indica en la figura 1-2.



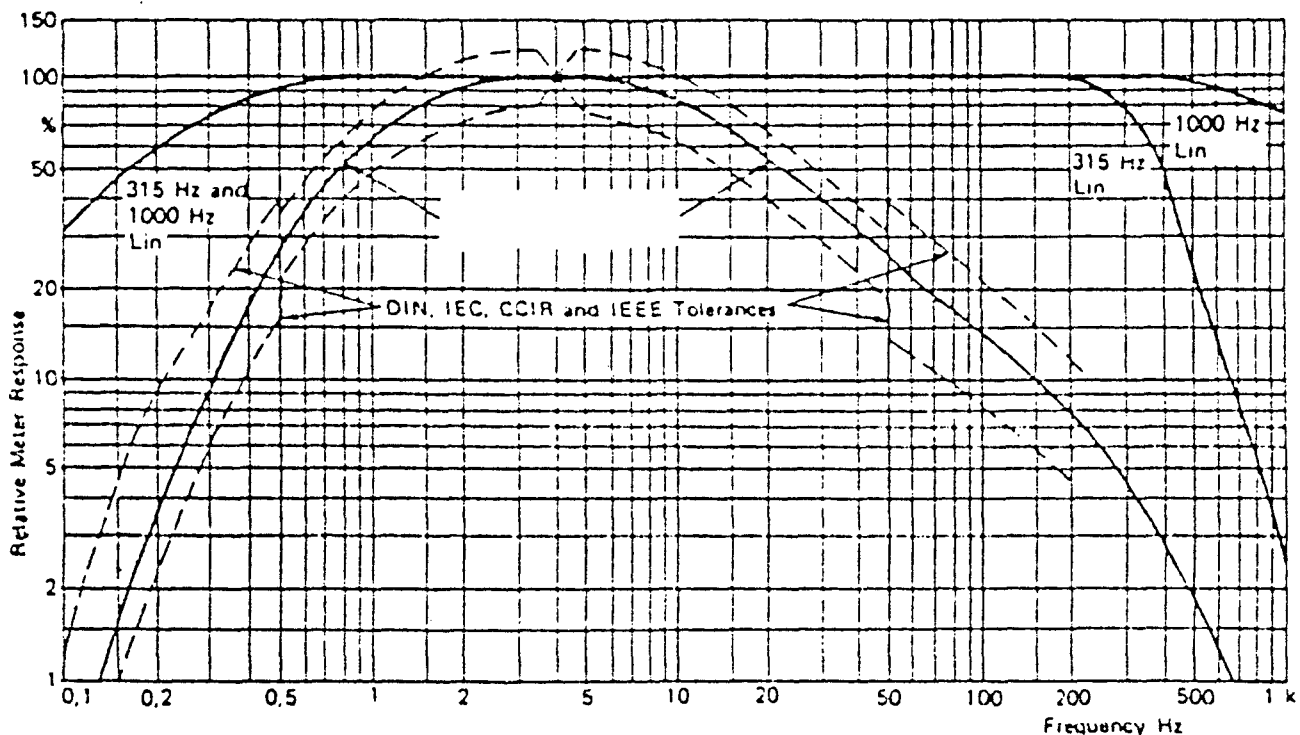


Figura 1-2.. Característica del filtro de ponderación del medidor de wow y flutter.

Las fluctuaciones en la velocidad de avance de cinta (tanto en cassette, banda sonora de películas o discos), son debidas a las inevitables imperfecciones en el mecanizado de las partes giratorias de la platina, a la irregularidad en la marcha del motor, a una falta de suavidad en el deslizamiento del embrague y también a tirones en la circulación de la cinta en el interior del cassette.

Desde un punto de vista físico, el lloro consiste en una continua variación indeseable en las frecuencias que constituyen un programa. Las notas se ven afectadas de un trémolo o modulación en su frecuencia, no existente en el sonido original.

El oído humano es sensible a esta modulación parásita de frecuencia, dependiendo el grado de molestia de determinados factores.

Después de unos estudios estadísticos a una serie de personas, se determinó que el oído no es sensible por igual a cualquier frecuencia afectada de wow o flutter, siendo la zona comprendida entre los 2000 y los 3500 Hz. la que el oído detecta más.

El ritmo de fluctuación (frecuencia a la que ocurre el fenómeno) también influye notablemente en el grado de molestia que produce en el oyente. Cuando el ritmo es de 3 a 8 oscilaciones por segundo (3 a 8 Hz.) dicha molestia es máxima.

A las variaciones de velocidad a un ritmo de hasta 10 Hz. se les llama wow y a las más rápidas de 10 Hz. se les llama flutter.

Las primeras son causadas por imperfecciones del sistema de transmisión o del propio plato giratorio, las segundas son causadas por elementos que giran a mayor velocidad.

Otras formas de llamar al wow y al flutter son:

Wow: Lloro, Gimoteo, Ululación, etc.

Flutter: Titilación, Centelleo, Aleteo, Fluctuación, etc.

La fluctuación de velocidad es muy importante a la hora de evaluar la calidad técnica de un equipo de grabación o reproducción del sonido.

No hay ningún mecanismo que esté completamente libre de dichos defectos. Las especificaciones de fluctuación indican la cantidad total previsible en las grabación y reproducción subsiguiente. Algunos de los aparatos más caros, tienen una fluctuación del 0.1%. Como la frecuencia de la señal en la reproducción es función directa de la velocidad de la cinta, cualquier desviación de la velocidad tendrá como resultado una desviación de frecuencia. Así, pues, dado que la mayor parte de aparatos grabadores de cintas domésticas se utilizan tanto para la grabación como para la reproducción, un 0.1% de cambio en la velocidad tiene como resultado, habitualmente, un cambio total de 0.2% aproximadamente.

Por ejemplo, consideremos un tono de 7500 Hz. grabado a 7.5 i.p.s. (inchs por segundo). La longitud de onda grabada es, por lo tanto, de 0.001 pulgadas. Supongamos ahora que la reproducción tiene una velocidad que, si bien promedialmente es de 7.5 i.p.s., se desvía aproximadamente el 1% del promedio durante el funcionamiento. Es decir, la velocidad se desvía de un valor central de 7.5 i.p.s. a un valor máximo de 7.575 i.p.s. y otro mínimo de 7.425 i.p.s. Como la frecuencia central de reproducción es 7500 Hz., ésta se desviará también desde 7500 entre los márgenes de 7575 y 7425 Hz. Esta fluctuación se manifiesta como una ondulación o corchea (falseta, vibrato, etc. dependiendo de la frecuencia) en el sonido reproducido.

## 2. EFECTOS QUE PRODUCEN EL WOW Y EL FLUTTER.

Los efectos que produce la titilación sobre un programa grabado, es que la música y las palabras se escucharan con una vibración que se hace más notable a las frecuencias más altas.

El sonido de un piano, por ejemplo, adquirirá el aspecto del sonido de un arpa, con lo cual se produce una reproducción distorsionada.

La titilación es como ya dije una modulación de frecuencia del programa grabado, debido a la irregularidad de los mecanismos de arrastre y control de la velocidad en platos giratorios, cassettes o bandas sonoras de películas.

La mayoría de los efectos producidos por defectos mecánicos en la audición de programas, son importantes pero quizás no tanto como es el trémolo o ronquido, y voy a explicar el porqué:

Los diferentes efectos suelen tener un campo de frecuencia en primera aproximación en la banda de infrarrojos, a frecuencias a las que el oído humano no es sensible (por ejemplo el wow, etc.). En cambio el ronquido como ya se ha dicho puede producir un efecto audible directo, es decir, en el campo de audiofrecuencia.

Pero a pesar de que estas frecuencias son infrasonoras (inferiores a 30 Hz. aproximadamente), pueden producir, y de hecho producen, perturbación audible como modulación de las señales del campo audible. Es decir que tiene lugar una especie de reflejo del campo infrasonoro en el sonoro, conociéndose éste fenómeno en terminología anglosajona como "folding". De hecho este reflejo se produce gracias a las alinealidades de los sistemas.

En la medida del lloro y centelleo, lo que se hace precisamente es medir la modulación de frecuencia que tiene lugar sobre una señal pura grabada al efecto, y de una frecuencia perfectamente audible, 3 KHz. ó 3.15 KHz.

### 3. CAUSAS QUE PRODUCEN ESTOS FENOMENOS.

Algunas de las causas que producen estos fenómenos, son las siguientes: poleas de arrastre resbaladizas, retenciones en el sistema de arrastre, agujero central del disco situado fuera del centro, enganches del arrastre de la cabeza de corte de las barras guía, roce y arrastre de partículas e irregularidades en los engranajes de arrastre.

En un cassette se pueden producir fluctuaciones de velocidad debido a las inevitables imperfecciones en el mecanizado de las partes giratorias de la platina, a la irregularidad en la marcha del motor, a una falta de suavidad en el deslizamiento del embrague y también a tirones en la circulación de la cinta en el interior del cassette.

Las causas de fluctuación en una platina pueden ser varias, presentandose normalmente distintos ritmos superpuestos haciendose muy difícil expresar en una cifra el verdadero efecto perjudicial que el lloro tendrá sobre una reproducción. Para ello se creó los conceptos de wow cuando el ritmo es inferior a 10 Hz. y flutter si es superior a 10 Hz. Tanto el wow como el flutter se expresan en porcentajes eficaces (R.M.S.) de variación de velocidad respecto al promedio.

Las variaciones de velocidad menores de 10 Hz. (wow) son normalmente causadas por imperfecciones del sistema de transporte: poleas excéntricas, correas flojas o deslizantes; o del propio plato giratorio: excentricidad, poco peso, desequilibrio,...

Las mayores de 10 Hz. (flutter) son causadas por elementos que giren a mayor velocidad: desigual velocidad del motor a lo largo de una revolución, excentricidad de la polea del motor, etc. También es muy importante la excentricidad del agujero central del disco respecto a los surcos.

Normalmente los sistemas de medición del wow y del flutter se basan en el hecho de que como normalmente la fluctuación es debida en gran manera a la excentricidad del eje de arrastre, el wow y el flutter pueden verse notablemente aumentado o disminuido según la fase relativa que exista entre dicho eje y la grabación.

Se toman diez mediciones, rebobinando cada vez con el fin de que exista varias posiciones relativas entre cinta y eje.

También suele dar buenos resultados tomar la lectura más elevada y dividirla por 1.25 (si la única causa de fluctuación fuera el eje de arrastre habría que dividirla por 2, o sea, 1.41 ya que entre la posición cinta-eje de máxima lectura se encontraría una opuesta de lloro nulo. La posición intermedia se localiza a 90° del máximo).

Una cuidadosa observación es el mejor método para localizar la causa del lloro, si éste es excesivo. Si la lectura es constante es muy probable que la causa principal resida en el conjunto volante-eje de arrastre, siendo menos frecuente el rodillo presor del motor.

Es de gran ayuda escuchar el pitido que se produce al reproducir la cinta de 3000 ó 3150 Hz. y con un poco de práctica puede comprobarse cuál es el elemento giratorio a cuyas revoluciones corresponde el ritmo de lloro.

Una lectura de fluctuación que presente grandes oscilaciones de la aguja del instrumento, puede ser señal de que el motor gira con grandes irregularidades, que existe algún deslizamiento entre la cinta y el eje de arrastre, o que patinan las correas. A veces la causa radica en algún roce entre cualquier polea y, por ejemplo, un cable. Asimismo es causa frecuente de lloro irregular la presencia de aceite en el embrague o eje de arrastre, o una excesiva dificultad en el giro libre del volante u otro elemento. Recuérdese que los cassette de baja calidad o con excesiva presión del filtro sobre la cabeza grabadora, son motivo importante de fluctuación.

Las causas que producen en un plato giradiscos cambios en la velocidad del mismo, como ya se ha dicho, pueden ser varias. Ahora vamos a ver los elementos que producen dichas variaciones de velocidad.

#### 1.- Sistema de tracción.

Son los sistemas que confieren al plato su rotación en una o más velocidades, (normalmente dos: 33.3 y 45 r.p.m.), y son el nexo entre motor y plato. Entre los sistemas de tracción están la polea intermedia, la tracción por correa y la tracción directa.

La tracción por polea intermedia consiste en una polea llamada de arrastre, cuya periferia se apoya simultáneamente en una polea colocada en el eje del motor y en el borde inferior del faldón del plato portador del disco. La polea del motor tiene distintos diámetros para conseguir las distintas velocidades. La superficie de la polea ha de ser muy redonda y rectificada para obtener una perfecta redondez, pues de lo contrario el movimiento del plato no sería uniforme.

En la tracción por correa, el movimiento entre el eje del motor y el plato se efectúa mediante una correa de goma que abraza por un lado a una polea situada en el eje del motor y por el otro lado un tambor colocado en el eje del plato. Este tambor suele estar unido al plato.

La cara activa de la correa está rectificadada, para obtener una elevada uniformidad de marcha.

En el sistema de tracción directa, el eje del motor coincide con el del plato, por lo que el motor debe girar a la misma velocidad que el disco.

## 2.- Motores de tracción.

Los motores han de ser de una velocidad muy uniforme y estable. El motor ha de conseguir una marcha suave y silenciosa con las menores vibraciones posibles.

Tipos: -Asíncrono:

Se alimentan de la red. Tiene el problema de que la estabilidad depende de factores externos. Son de gran tamaño.

-Síncronos de alta velocidad:

La velocidad es sincrónica en éste caso. Este motor está basado en el anterior pero con ciertas mejoras. Tiene una elevada exactitud de marcha. Su velocidad ya no depende de la tensión de red, sino de su frecuencia que es más exacta.

-Síncronos de baja velocidad:

Es distinto a los anteriores. Se le ha puesto algunos polos más con lo que la velocidad disminuye proporcionalmente al número de polos que tenga el motor. Estas velocidades son función de la frecuencia de red (50 Hz. en Europa y 60 Hz. en América). Son pequeños y baratos de precio. Al ser la velocidad baja, disminuye la frecuencia fundamental de la vibración que lleva aparejada cualquier movimiento rotacional, con lo que se sitúan cada vez más en la región de los infrasonidos o sonidos no audibles. Su vibración es fuerte lo que supone la colocación de sistemas de suspensión muy elaborados.

-Motores de corriente continua:

Necesitan una fuente de tensión continua (batería o red: transformación, rectificación, filtraje y regulación).

Estos motores no pueden usarse directamente, porque sus características de regulación son malas. Tiene que tener un elemento externo para la regulación.

- \* Regulación centrífuga (aparatos portátiles).
- \* Regulación electrónica: Un sistema de control automático de velocidad electrónico, hace que se establezca la velocidad del motor. Son motores de alta velocidad.

-Motores de tracción directa:

El eje marcha a la velocidad requerida por el disco. Estos motores han avanzado mucho gracias a la técnica de conmutación electrónica de los polos, que en motores de corriente continua se realiza mecánicamente mediante colector y escobillas. Estos motores son mecánicamente sencillos, pero algo complicados electrónicamente, no habiendo elementos sometidos a desgastes ni envejecimiento, lo que implica una fiabilidad notable. Al ser de tracción directa, la estabilidad de marcha del plato es la misma que la del motor.

### 3.- Plato.

Es el elemento mecánico que soporta físicamente al disco y le imprime una velocidad de rotación de la mayor exactitud posible en cada instante y a lo largo del tiempo, a la velocidad a la cual se grabó el disco. Si así no ocurre hay variaciones de tono en la música reproducida respecto a la original.

Si un disco de 33.3 r.p.m. se reproduce, por ejemplo, a 34 r.p.m., todas las frecuencias se desplazan hacia el agudo, produciéndose lo que conocemos como wow y flutter.

Los platos se construyen con materiales férricos (hierro) o antimagnéticos (zamog o aluminio). Los primeros presentan la ventaja de representar un blindaje para la cápsula respecto al campo de dispersión del motor y el transformador, si lo lleva. Los segundos evitan la interacción del campo de dispersión del imán de la cápsula sobre el plato, aunque hoy día las cápsulas vienen muy bien blindadas.

Para que el wow y el flutter sean mínimos, el plato debe oponerse al máximo a las variaciones de velocidad, por lo cual es muy importante el efecto de volante que puede representar su masa. De aquí que al hablar de plato lo importante no es su peso físico, sino la forma en que está repartido dicho peso. Es muy importante en los platos el momento de inercia que tiene en cuenta el peso y la distancia al centro de giro de dicho peso.

Hay sistemas para ajustar la velocidad del disco (ajuste fino) de un modo sencillo. El sistema más conocido es el estroboscópico, que se basa en los destellos de una lámpara alimentada a 50 ó 60 Hz. dependiendo de la red. Esta lámpara ilumina a una hilera de puntos o rayas grabadas en la periferia de un plato. Si la velocidad es correcta veremos parada la secuencia de rayas grabadas y si es incorrecta aparece un aparente adelanto o retraso de la hilera de barras. Mediante éste sistema vemos si la velocidad es exacta o debe corregirse.

Vamos a ver otras causas que pueden producir el gimoteo, y que son las siguientes:

- Rodillos que han perdido su redondez.
- Plato giradiscos o casquillos.
- Deslizamiento de un rodillo a causa de su revestimiento de goma reseca o agrietado.
- Un eje doblado.
- Un cojinete roto.
- Mala lubricación del aparato.
- Cambios de la frecuencia o de la tensión de alimentación.
- Variaciones en la fricción del sistema de impulsión.
- Excentricidades de cualquiera de las partes del sistema de impulsión.
- Rozamiento no uniforme en los cojinetes.
- Modulación (Wobble).
- Relación de transmisión no adecuada.
- Irregularidades en la correa de impulsión.
- Cambios en las tensiones de los resortes.
- Desgaste en las superficies de goma.
- Polvo, suciedad, virutas, etc.
- Irregularidades en los dispositivos de impulsión dotados de revestimiento de goma.



#### 4. MEDIDAS Y NORMAS.

Se han puesto a punto unos métodos de medición para poder expresar el fenómeno del lloreo en cifras. La existencia de varias velocidades normalizadas de arrastre de cinta, aconsejó la expresión de las variaciones en forma de porcentaje, sobre la velocidad nominal, en lugar de medirlas en forma de  $\pm\%$  de la velocidad nominal.

Cualquier variación en la uniformidad de marcha de la cinta, sabemos que dará lugar a una variación igual (en %) en las frecuencias reproducidas.

Las normas de gimoteo y titilación para un plato giratorio de grabación son las siguientes:

La desviación media medida en un margen de 0.5 a 200 Hz. con respecto a la velocidad media del plato giratorio durante la grabación no debe exceder 0.04% de la velocidad media.

El término de desviación media se refiere a la indicación media del instrumento de medida y no al periodo de tiempo durante el que se realiza la misma.

La desviación media se mide con un medidor que tiene las mismas características dinámicas de un Vúmetro estandar.

La medida se realiza utilizando un disco estroboscópico iluminado por una lámpara a 50 ó 60 Hz. conectado a la fuente de alimentación normal.

- \* Para 33.3 r.p.m. el disco debe tener 216 barras o puntos, en 360°.
- \* Para 45 r.p.m. el disco debe tener 160 barras o puntos, en 360°.

En un grabador no deben de atravesar un punto de referencia dado más de 7 barras o puntos (en cualquier dirección) en un minuto.

Si el plato giratorio es de reproducción las normas son las siguientes:

La desviación media de la velocidad media del plato giratorio de reproducción durante la misma no debe exceder de 0.1% de dicha velocidad media.

El término de desviación media se refiere a la indicación del instrumento de medida y no al periodo de tiempo durante el que se realiza la misma.

La medida se realiza utilizando un disco estroboscópico iluminado por una lámpara de 50 ó 60 Hz.

- \* Para 33.3 r.p.m. el disco debe tener 216 barras o puntos, en 360°.
- \* Para 45 r.p.m. el disco debe tener 160 barras o puntos, en 360°.

En un plato giratorio de reproducción no deben atravesar un punto de referencia dado más de 21 barras en un minuto, en cualquier dirección.

La norma NAB prescribe que en el modo de reproducción para magnetófonos de cinta de 1/4 pulgada, el contenido de titulación compensada y no compensada cuando se reproduce una grabación especialmente exenta de titulación de 3000 Hz. en cualquier porción del carrete no debe exceder de los valores dados en la figura 4-1.

<i>Velocidad cinta</i>		<i>Titulación (eficaz)</i>
No compensada		
15	pulgadas/segundo	0,15 %
7,5	pulgadas/segundo	0,2 %
3,75	pulgadas/segundo	0,25 %
Compensada		
15	pulgadas/segundo	0,05 %
7,5	pulgadas/segundo	0,07 %
3,75	pulgadas/segundo	0,1 %

Figura 4-1. Valores máximos de wow y flutter que pueden tener grabadores según la norma NAB.

Por otra parte, la norma especifica que las mediciones de titulación no compensada se deben hacer en todo el margen de 0.5 a 200 Hz., disminuyendo a una velocidad de 6 dB/octava, por encima y por debajo de éstas frecuencias.

En las frecuencias más bajas, en que el mecanismo del medidor sigue la forma de onda, la máxima desviación indicará el valor eficaz.

El medidor indicador debe tener las características de un Vúmetro estandar (VU), utilizando la ley de medición de onda media completa rectificadora, y debe estar calibrado para dar lecturas de valores eficaces de la variación senoidal. (Especificación dada en la norma C16.5-1961 de medidor de VU (ASA)).

El medidor se lee en periodo aleatorio a través de la longitud de la cinta, y se anotan las lecturas medias de picos, excluyendo los picos fortuitos, que no se produzcan más de 3 veces en un periodo de 10 segundos. Esta es la titulación media.

Las mediciones de titulación compensada se hacen de la misma manera, utilizando el mismo sistema de medida, excepto que se utiliza una red compensadora con la característica de frecuencia de la figura 4-2. En algunos medidores patrón de titulación la red compensadora puede estar incluida en su circuitería, y por consiguiente deberá consultarse el manual de instrucciones del puente de titulación en particular.

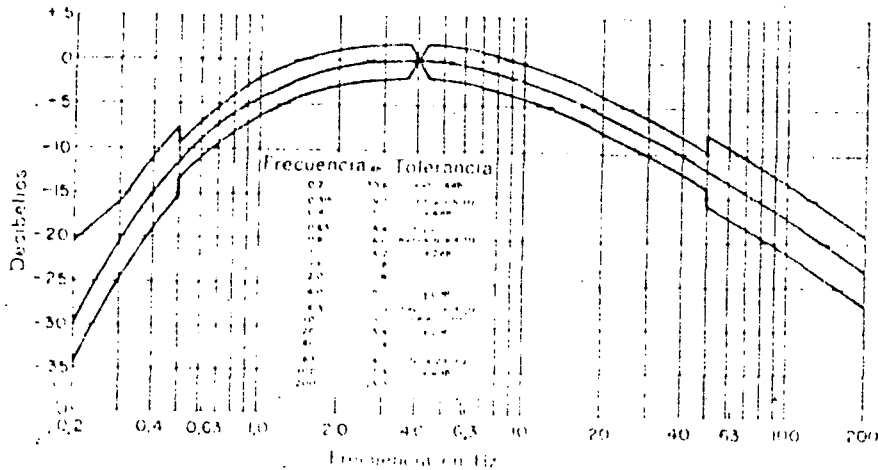


Figura 4-2. Características de frecuencia para red compensada utilizada en mediciones de titulación.

Los valores de titilación dados en la figura 4-1 son los máximos y generalmente en los equipos profesionales son menores. Aunque el máximo valor de titilación no se da para 30 pulgadas/segundo, (76.2 cm/seg.) estas máquinas tienen usualmente un porcentaje de titilación de 0.10 % o menor, utilizando respuesta compensada, mientras que para 1 7/8 y 15/16 pulgadas/segundo (4.76 y 2.38 cm/seg.) la titilación no compensada no debe exceder de 0.25 y 0.30 % respectivamente. Para cassette de cinta magnética la titilación total no debe exceder del 0.3 %.

La respuesta en frecuencia para una red compensada con tolerancia de frecuencia se da en la figura 4-2.

Las mediciones de titilación no compensada se hacen utilizando un puente de titilación, con característica plana de frecuencia.

Si queremos medir la titilación compensada, ésta se realiza utilizando una red compensadora, con una característica de frecuencia como la representada en la figura 4-2. La red proporciona una característica de frecuencia análoga a la característica de audición del oído humano medio, y para ciertos tipos de titilación es más realista. Sin embargo, cuando no está implicada la audición es deseable la característica plana.

Para medir la titilación de un copiador de películas (ésta máquina copia o imprime imágenes de cine, con su pista sonora), se hace de la siguiente manera: se registra un negativo de 3000 Hz. en un registrador de baja titilación, y luego se hace una copia de éste negativo en el copiador en cuestión. La titilación de la copia y el negativo se miden luego en una cabeza sonora de baja titilación. La diferencia de titilación medida entre el negativo y la copia es una indicación de la titilación del copiador.

Las normas para las cuales un medidor de wow y flutter puede estar adaptado, son las siguientes: NAB, DIN, SMPTE, IEEE y USA-SI (ASA).

- \* NAB: Mide el valor medio de la señal después de una rectificación de onda completa.
- \* DIN: Mide valores de pico adecuados. Al final de éste apartado veremos con más detalles ésta norma.
- \* ASA: Mide el valor eficaz de la señal.

Para medir de forma rápida la fluctuación o lloro se aprovechan las variaciones de frecuencia que se encuentran al reproducir una cinta grabada a una frecuencia fija. Esta cinta debe estar grabada en un buen equipo para introducir la menor fluctuación posible. Bastará disponer de un detector de modulación de frecuencia que puede trabajar en la banda de B.F. (Baja Frecuen-

cia), para obtener a su salida una señal eléctrica proporcional al lloro, la cual podemos medir mediante un voltímetro de corriente alterna graduado en  $\pm$  % de fluctuación de velocidad.

Entre 3 y 8 Hz. es cuando más son detectadas por el oído las fluctuaciones. Si éstas son más rápidas o más lentas son detectadas pero en menor medida.

Una fluctuación de  $\pm$  0.6 % a un ritmo de 5 Hz. puede estropear por completo la reproducción de una obra de piano, por ejemplo, mientras que el mismo porcentaje a 80 Hz. es imperceptible. Es decir, que además de la amplitud de las oscilaciones de velocidad (magnitud), también influye la velocidad de la fluctuación en el grado de perceptibilidad del sonido.

Es decir, en la medición de fluctuaciones de velocidad de un receptor de sonido, será necesario tener en cuenta dos magnitudes: la amplitud y el ritmo de las variaciones. Como ya he dicho anteriormente, para ello se emplea un detector de F.M. o discriminador para convertir las variaciones de velocidad (y en consecuencia de la frecuencia fija reproducida) en una señal eléctrica proporcional; tendremos pues que medir la tensión y frecuencia de dicha señal para evaluar el lloro de una platina magnetofónica, por ejemplo.

Para no medir toda la señal junta (distintos ritmos superpuestos), lo que se hace es medir el wow (frecuencia inferior a 10 Hz. y el flutter (frecuencia superior a 10 Hz.) individualmente.

La norma DIN propone una medida única en forma de lectura de pico de los porcentajes de variación de la velocidad, pero quedando afectada la indicación del instrumento con respecto al fenómeno real, en función del ritmo en que suceden dichas variaciones.

La norma DIN propone una curva de ponderación normalizada. Dicha curva se puede observar en la figura 4-3.

Observándola se aprecia que solamente si la fluctuación tiene un ritmo de 4 Hz., se tendrá una lectura real en el instrumento. A frecuencias más altas o más bajas, la lectura es inferior al verdadero porcentaje de variación.

Esto se debe a que a igual desviación de velocidad, el oído se ve menos afectado por ritmos distintos de los 4 Hz., o dicho en otras palabras, a un ritmo de 0.8 Hz. se precisa el doble de porcentaje de desviación de velocidad para causar parecido efecto auditivo que a un ritmo de 4 Hz.

De ahí se desprende que podrá considerarse de la misma categoría un platina que presente  $\pm$ 0.6% de desviación real de velo-

cidad a 0.8 Hz. que otra que sólo tenga  $\pm 0.3\%$  de desviación a 4 Hz. Si tenemos un aparato de medida que cumpla las normas DIN dará la misma lectura ( $\pm 0.3\%$ ). Cuando se presentan varios ritmos a la vez, cada uno de ellos intervendrán en la lectura total de acuerdo con el grado de sensibilidad del oído.

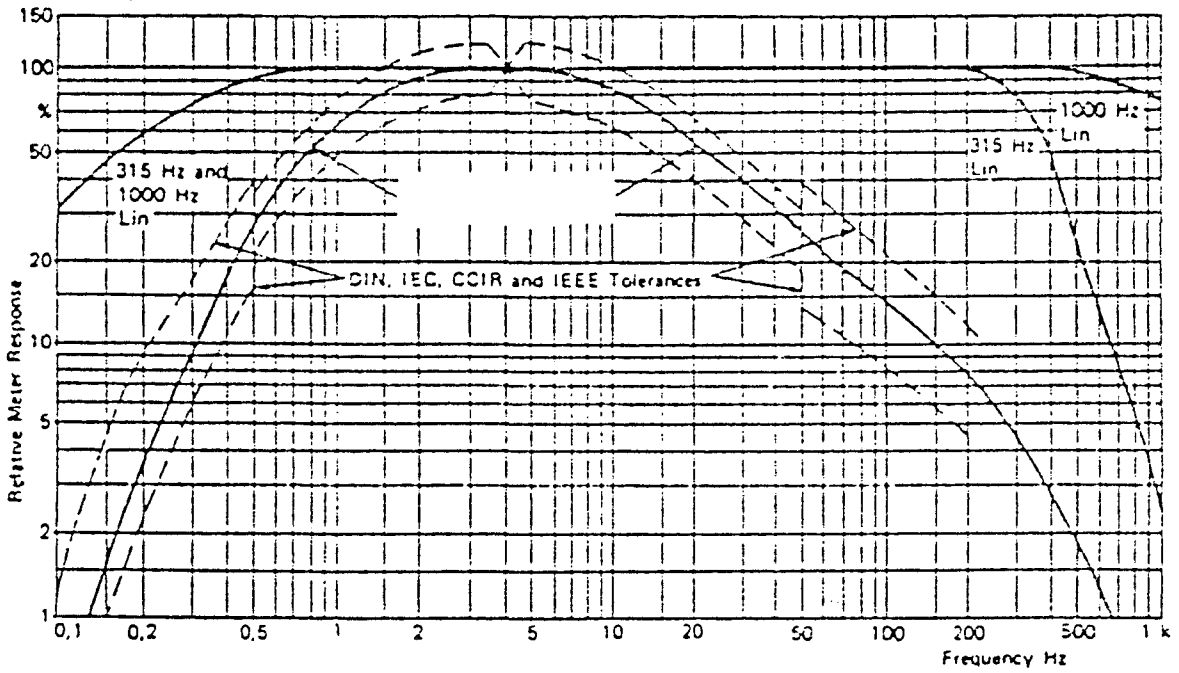


Figura 4-3. Curva de ponderación de wow y flutter según la norma DIN.

Para medir el flutter, se pueden emplear dos métodos, según sea el tipo de equipo a medir. Si el dispositivo es un reproductor de cinta magnética, se graba una señal de 3000 Hz. de amplitud constante y con distorsión armónica despreciable, luego se reproduce ésta señal y se mide el porcentaje total eficaz de flutter empleando un medidor de flutter.

Las conexiones se hacen como se especifica en la figura 4-4.

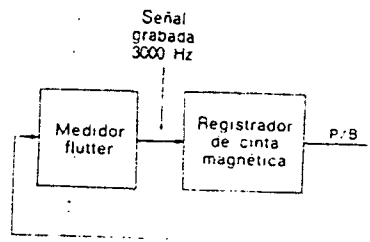


Figura 4-4. Circuito para medir el porcentaje de flutter de una cinta magnética o película de grabación.

Si el equipo incluye una cabeza reproductora separada, el porcentaje de flutter se puede medir a medida que la señal de 3000 Hz. se va grabando.

Para la medida del flutter en una grabación de película cinematográfica, se registra una pista sonora de 3000 Hz. y se procesa el negativo de la forma descrita para el sistema de grabación.

El negativo se reproduce y se mide el porcentaje de flutter en una cabeza sonora en la cual el flutter ha sido previamente medido. Esta última medida incluye el flutter de la pista sonora y de la cabeza de grabación. Una grabación de película profesional suele tener un flutter aproximado a 0.05% o menor.

El flutter de un equipo de grabación de discos se mide grabando una señal de 3000 Hz. y reproduciéndola en el mismo equipo o en otro del cual conozcamos sus características de flutter.

Existen discos especiales para la medida del flutter (discos de pruebas).

Los equipos de proyección de película móvil se miden empleando una película de prueba especial de 3000 Hz.

Para cualquier tipo de prueba de flutter, el empleo de un equipo de medida es similar al descrito para el de grabación magnética. En cualquiera de ellos la señal se graba o se reproduce y el flutter se mide empleando pista, película o disco de flutter especial.

La salida del equipo a medir debe estar correctamente terminada y funcionar a un nivel que no produzca sobrecarga en cualquier otro punto.

En resumen, para medir en platinas de cassette, por ejemplo, se seguirán las siguientes instrucciones:

- \* Comprobar y reajustar, si es necesario, la correcta velocidad de avance de un aparato cassette de primera calidad.
- \* Grabar en dicho aparato a fuerte nivel un cassette de calidad con la señal del generador ajustado exactamente a 3000 ó 3150 Hz., dependiendo de la norma a utilizar. También se puede comprar un cassette especial para nuestro fin.
- \* Reproducir la cinta en el mismo aparato, teniendo el medidor conectado en los bornes del altavoz (salida del magnetófono). Si se han realizado correctamente las anteriores operaciones y el grabador es de calidad, el indicador de deriva deberá indicar entre 0 y  $\pm 0.1\%$  y el lloro deberá ser menor de 0.15% presentando la aguja pequeñas oscilaciones.

\* Con la cinta así grabada podrán tomarse medidas de deriva de velocidad y lloreo en aparatos corrientes. Como ya he dicho, la lectura de la deriva es de gran utilidad en el ajuste de los reguladores de velocidad. Un aparato de tipo portátil deberá presentar una fluctuación no superior a un 0.5% y una deriva máxima de  $\pm 0.5\%$ . Un aparato estereofónico de sobremesa en buenas condiciones no deberá sobrepasar el 0.35% de lloreo y  $\pm 2.5\%$  de deriva.

\* Para medir aparatos de gran categoría será válida la cinta descrita para comprobar la velocidad, pero el lloreo propio de la grabación podrá ser excesivo y enmascarará la lectura real. Para corregir esta deficiencia procédase de la siguiente forma. Se graba la cinta de calidad a 3000 Hz. ó 3150 Hz. mediante el generador. Se reproduce dicha cinta con el medidor conectado y se anota el lloreo existente. Se reproduce 10 veces rebobinando ligeramente la cinta antes de cada lectura. La fluctuación es el resultado de tomar la media geométrica de las 10 lecturas.

(Media geométrica: Resultado de extraer la raíz de grado  $n$  del producto de las  $n$  lecturas).

Si quiere conocer en que banda de frecuencia se genera el flutter así como si proviene del transporte o de la alimentación se realiza la siguiente operación:

La señal de flutter se divide en diferentes bandas de frecuencias y se emplea un medidor de flutter con filtros para cada frecuencia.

El flutter se puede dividir en 4 bandas por ejemplo:

- \* 0.5 a 30 Hz.
- \* 30 a 300 Hz.
- \* 300 a 5000 Hz.
- \* c.c. a 5000 Hz.

Si el flutter se genera en un cabrestante, rueda dentada de arrastre (sprocket), contacto de cinta, cabeza magnética, caja de cambios o motor, se puede aislar anotando la velocidad de flutter.

¿Porqué se usa una frecuencia de 3000 ó 3150 Hz. para analizar la respuesta de un equipo al wow y al flutter?

Las razones son las siguientes:

- \* Por ser una frecuencia suficientemente elevada para obtener una buena resolución.
- \* Por ser el oído humano muy sensible a la fluctuación en esta zona del espectro acústico.
- \* Por ser una frecuencia recomendada por la C.E.I. para las medidas en electroacústica.



NORMA DIN 45.500 PARA MAGNETOFONOS A CASSETTE HI-FI.

=====

- \* Desviación de la velocidad..... $\leq \pm 1.5\%$
- \* Fluctuaciones (wow y flutter)..... $\leq \pm 0.20\%$
- \* Banda pasante de frecuencias.....40 a 12500 Hz.
- \* Dinámica (relación S/N).....45 dB.
- \* Modulación máxima a 333 Hz.
- \* Factor cúbico de distorsión máximo.....5%
- \* Diafonía mono.....50 dB.
- \* Diafonía estéreo.....20 dB.

A continuación se incluye la norma original DIN referente al wow y al flutter, con su correspondiente traducción.

No guarantee can be given in respect of this translation in all cases the latest German-language version of this standard shall be taken as authoritative

Measuring Apparatus for Frequency Variations  
in Sound Recording Equipment

DIN  
45507

Meßgerät für Frequenzschwankungen bei Schallspeichergeräten

1. General

The measuring apparatus for frequency variations serves to measure speed variations of the sound carrier in sound recording equipment. To this end, a test frequency is recorded, and its variation during reproduction is measured.

2. Test frequency

The nominal frequency for the test signal is 3.15 kHz (kc/s)<sup>1</sup>). The measuring apparatus must also perform within the following specifications if the test frequency differs from the nominal value by  $\pm 3\%$ .

3. Frequency response

3.1. The frequency variations detected by the measuring apparatus - with the exception of the quasi-stable variations - shall be indicated in a measured value. The measurement is to be performed using a filter network with a weighting curve (see Fig. 1). The weighting factors are also shown in the Table. The weighting curve must not rise again outside the frequency range of 0.2 to 200 Hz (c/s).

3.2. The range from 0 to 0.2 Hz shall be indicated in a separate measurement. Both the direction and the amplitude of the variation shall be indicated in this measurement.

Another method ("beat frequency method") may be used, with a test frequency other than 3.15 kHz. A known frequency is recorded, and the reproduced frequency is compared with it. If the mains frequency is used, the effect of mains frequency variations is eliminated in cases where the drive depends on the frequency of the mains supply.

Weighting curve

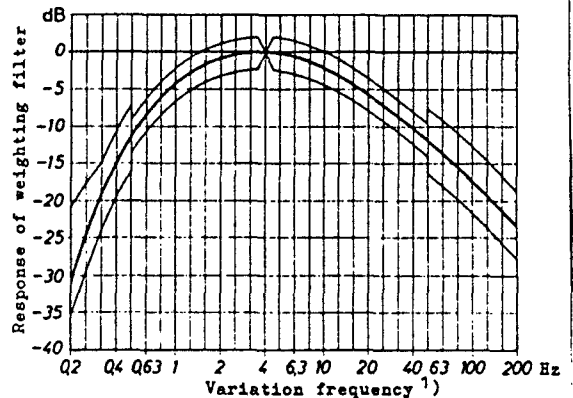


Figure 1.

Weighting factors

Frequency $f$ Hz	Weighting factor $\ddot{u}_f$	$20 \lg \frac{\ddot{u}_f}{\ddot{u}_{f_0}}$ dB	$\ln \frac{\ddot{u}_f}{\ddot{u}_{f_0}}$ Np	Permissible variation
0,2	0,029 6	-30,6	-3,54	at 0,2 Hz +10 dB -4 dB
0,315 0,4	0,103 0,178	-19,7 -15,0	-2,28 -1,73	from 0,315 Hz to 0,5 Hz $\pm 4$ dB
0,63 0,8 1 1,6 2	0,380 0,500 0,617 0,812 0,900	-8,4 -6,0 -4,2 -1,8 -0,9	-0,97 -0,69 -0,48 -0,21 -0,10	from 0,5 Hz to <4 Hz $\pm 2$ dB
4	1,000	0	0	at 4 Hz $\pm 0$ dB
6,3 10 20 40	0,900 0,788 0,508 0,301	-0,9 -2,1 -5,9 -10,4	-0,10 -0,24 -0,68 -1,20	from >4 Hz to 50 Hz $\pm 2$ dB
63 100 200	0,195 0,137 0,0705	-14,2 -17,3 -23,0	-1,64 -2,0 -2,66	from 50 Hz to 200 Hz $\pm 4$ dB

<sup>1</sup>) This test frequency and the frequencies in the diagram are preferred frequencies for acoustical measurements, in accordance with DIN 45401 or ISO Recommendation R 266.

3.3. It is desirable that, apart from carrying out the standard measurement with weighting curve as described, the equipment should also permit unweighted measurement up to the highest possible flutter frequencies so as to allow frequency analysis, for example, to be carried out. In addition, for the measurement of frequency intermodulation according to DIN 45542 (at present circulating as draft), an approximately flat frequency response up to 300 Hz is required. The frequency response of the apparatus shall be stated. The values for dynamic behaviour quoted under 4.1 need not be maintained in the unweighted measurement.

**4. Peak indication**

4.1. The measuring apparatus shall indicate the quasi-peak value according to the following specifications:

The indication shall be tested with rectangular pulses of a frequency variation occurring in one direction only, with a repetition rate of 1 Hz; the following values shall be obtained:

Pulse length, ms	10	30	60	100
Indication %	21 ± 3	62 ± 6	90 ± 6	100 ± 4

For this purpose 100 % means the indication with sinusoidal frequency modulation at 4 Hz and equal swing - e.g.  $\Delta f_{imp} = 2 \Delta f_{sin max}$ . (See Fig. 2). The decay time shall be measured with a pulse length of 100 ms using a repetition rate of 1 Hz. Between the pulses the indication shall fall to  $41 \pm 4$  % of the continuous reading.

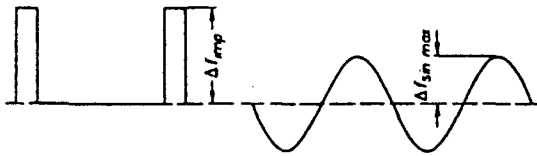


Figure 2

These measurements shall be performed with the weighting filter in the circuit. The apparatus shall measure positive as well as negative variations, as would be obtained, for example, by using a voltage doubler.

Because of the finite decay time, it is impossible to avoid variations in the reading with frequency variations of very low frequency. In this case, the maximum value should be read.

4.2. The indicated values shall be based on sinusoidal frequency modulation. The scale shall indicate ± ...% (‰) frequency variation which is one-half of the peak-to-peak value.

4.3. The properties defined in Sections 4.1 and 4.2 must obtain for all sensitivity ranges.

**5. Range of indication**

The apparatus shall have a range giving a full scale reading from a frequency variation not exceeding ± 0.15 %, and other ranges indicating full scale for a frequency variation up to at least ± 5 %.

**6. Overload performance**

Even in the least sensitive range, the indication for frequencies between 0.8 and 20 Hz must be linear up to full scale (see Section 7). An overload indication is desirable.

**7. Indication errors**

When measuring under steady-rate conditions, the indication error must not exceed ± 10 % of the full scale value.

The errors must not increase to more than 15 % for any of the conditions shown in a) to f) representing departures from the optimum measuring conditions.

- a) Input voltage variation of ± 6 dB during the measurement.
- b) 30 % rectangular amplitude modulation of the input voltage at a frequency of 4 Hz at a reading of 0.15 % frequency variation.
- c) Frequencies up to 150 Hz (e.g. hum) contributing up to 20 % in the input voltage.
- d) Line voltage variations of ± 10 %.
- e) Room temperatures between 15 and 35 °C (measured after a warm-up time of 15 minutes).
- f) External 50 Hz field of 4 A/m (~ 50 mOe).  
(For a method for measuring the ac magnetic field, see DIN 45410).

**8. Input voltage requirement**

The required input voltage shall not exceed 100 mV. An indication of the correct range of the level is desirable.

**9. Input impedance**

The input impedance shall not be less than 300 kΩ at 3.15 kHz.

**10. Auxiliary features**

It is desirable to be able to connect external filters or other analyzing equipment, for example, a recorder (approximately 1 V output should be provided for a full scale reading).

### Explanations

In sound recording it is impossible to obtain completely constant speed of the recording carrier because of the limited precision of the mechanical drive. It is impossible to avoid short-time variations and there is also often a difference between the average speed at the beginning and at the end of the recording.

For a constant frequency,  $f$ , the wavelength  $\lambda$  varies in recording proportionally to the transport speed  $v$  according to the equation  $\lambda = \frac{v}{f}$ . When reproduced with a perfect drive ( $v = \text{constant}$ ), the frequency which was so recorded will show a corresponding frequency modulation. In practice, however, the reproducing system adds its own speed variations, and the consequent frequency modulation adds vectorially to that from the recording. The transport speed variations are best measured by recording a test frequency, and then measuring the frequency variations in the subsequent reproduction.

#### 1. Measuring short-time variations

When no recording or reproducing transport is available with speed variations much smaller than those of the transport under testing, recording and reproduction is usually done on the transport under testing. Therefore, a vectorial addition of the two identical variations occurs, and the resulting variations depend upon the phase relation between the two components. In extreme cases, the result is very nearly arithmetic addition.

Since the ear's sensitivity to frequency variations depends on the variation frequency, the measurements are performed with a weighting filter which approximates the characteristics of the ear.

A satisfactory approximation is possible only at the relatively low variation frequencies. At frequencies above approximately 100 Hz, the disturbing effect depends mostly on the frequency and the level of the recorded tones. This disturbance can be quite sizable under certain conditions. In order to obtain readings that are at least comparable, the weighting curve was defined up to 200 Hz. If, in special cases, large variations appear at higher frequencies (for example, the longitudinal tape vibrations known as "scrape flutter") special measuring procedures are necessary.

The fact that the variations are normally not sinusoidal makes it necessary also to specify the properties of the rectifier circuit and the indicating instrument.

In some other countries the rms value of the variation is measured. Since different weighting curves, or none at all, are used in those countries, the results cannot be compared directly.

#### 2. Measuring long-time variations ("drift" between the beginning and the end of the recording).

This measurement is of particular importance when a non-synchronous (e.g. friction) drive is used, as for example with tapes without perforations. Tapes are often edited after recording, so that the location of a section of the tape within the tape pack is changed. When drift occurs, sections of tape which have been recorded with somewhat different speeds may be spliced together. In this case, a sudden change in pitch will occur in reproduction, which can be especially disturbing in music recordings. In order to measure the drift, a test tone is recorded at the beginning of a full tape pack. The resulting small tape pack is then placed on the supply turntable, and the larger one on the take-up. If there is drift, reproduction under these conditions results in the frequency varying from the originally recorded frequency. The relative frequency difference is called "drift".

In disc and film recording, test records and films of sufficient accuracy are available, so that the drift can be measured directly.

The frequency variations are normally measured by means of a frequency discriminator. If the coupling network following the discriminator does not pass d.c., this method cannot be used for drift measurement.

In this case, the drift may be measured by counting the beats between the reproduced frequency and the frequency from the generator which was used in recording. When testing disc equipment, the frequency obtained from the inner grooves is compared with the frequency from a generator which has been adjusted to the frequency obtained from the outer grooves.

One variation of this method of drift measurement which may be used with tape machines is to record the mains frequency, and after exchange of tape packs, compare the reproduced frequency with the mains frequency. This has the advantage in transports driven from the mains that the errors due to variations in mains frequency are cancelled out.

#### 3. Measuring the absolute speed

When a positive drive is used, it is possible to measure the absolute speed of the sound carrier by reproducing a recording of the exact test frequency and comparing the reproduced frequency with a standard frequency of 3.15 kHz. It does not seem reasonable to demand from the measuring equipment itself the accuracy and sensitivity required of the centre frequency.

The exact measurement of the speed of a non-perforated tape is impossible. The use of a speed reference tape is of doubtful value, since the playback speed depends on the elastic properties of the tape used, owing to the variation in tape tension, and on its surface characteristics in view of the complex flexing that takes place at the capstan and pressure roller.

## TRADUCCION NORMA DIN 45.507

### APARATOS DE MEDIDA DE VARIACIONES DE FRECUENCIA EN EQUIPOS DE GRABACION DE SONIDO.

#### 1. General.

Los aparatos de medida de variaciones de frecuencia sirven para medir las velocidades de variación del sonido en equipos de grabación. Para éste fin se graba una frecuencia test y se mide sus variaciones en la reproducción.

#### 2. La frecuencia test.

La frecuencia nominal para la señal de test o señal de prueba es de 3.15 KHz. Los aparatos de medida deben también cumplir las siguientes especificaciones si la frecuencia de prueba difiere  $\pm 3\%$  del valor nominal.

#### 3. Respuesta en frecuencia.

3.1. Las variaciones de frecuencia detectadas con el aparato de medida (con excepción de las variaciones cuasiestables) deben ser indicadas por un valor determinado. La medida se realizará usando un filtro o red con una curva de ponderación (ver figura 4-5).

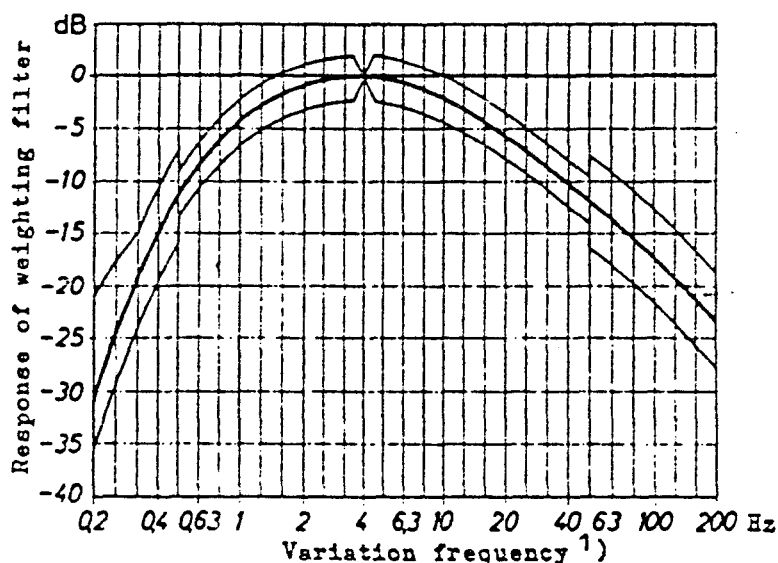


Figura 4-5. Red de ponderación para medir el wow y el flutter. (Norma DIN).

Frequency f Hz	Weighting factor $\ddot{u}_f$	$20 \lg \frac{\ddot{u}_f}{\ddot{u}_{f_0}}$ dB	$\ln \frac{\ddot{u}_f}{\ddot{u}_{f_0}}$ Np	Permissible variation
0,2	0,0296	-30,6	-3,54	at 0,2 Hz +10 dB -4 dB
0,315 0,4	0,103 0,178	-19,7 -15,0	-2,28 -1,73	from 0,315 Hz to 0,5 Hz ±4 dB
0,63 0,8 1 1,6 2	0,380 0,500 0,617 0,812 0,900	-8,4 -6,0 -4,2 -1,8 -0,9	-0,97 -0,69 -0,48 -0,21 -0,10	from 0,5 Hz to <4 Hz ±2 dB
4	1,000	0	0	at 4 Hz ±0 dB
6,3 10 20 40	0,900 0,788 0,508 0,301	-0,9 -2,1 -5,9 -10,4	-0,10 -0,24 -0,68 -1,20	from >4 Hz to 50 Hz ±2 dB
63 100 200	0,195 0,137 0,0705	-14,2 -17,3 -23,0	-1,64 -2,0 -2,66	from 50 Hz to 200 Hz ±4 dB

Figura 4-5 (b). Tabla de factores de ponderación para las frecuencias señaladas.

Los factores de ponderación también se muestran en la tabla anexa a la figura 4-5. La curva de ponderación no debe salirse fuera del rango de frecuencia de 0.2 a 200 Hz.

3.2. El rango de 0 a 0.2 Hz. se indicará en una medida separada. Tanto la dirección como la amplitud de la variación debe ser indicadas en ésta medición.

Otro método (método beat frequency) puede usarse con una frecuencia de prueba distinta de 3.15 KHz.

Una frecuencia conocida se graba y la frecuencia reproducida se compara con ella. Se usa la frecuencia fundamental, siendo eliminado el efecto de variación de frecuencia con respecto a la fundamental, en casos donde la transmisión depende de la frecuencia de la fuente principal.

3.3. Es deseable que además de la realización de la medida estándar con la curva de ponderación ya descrita, el equipo debería permitir medir la frecuencia de flutter mayor posible, así como permitir el análisis de frecuencia, por ejemplo. En suma, para la medida de frecuencia de intermodulación de acuerdo con la norma DIN 45.542, se requiere una respuesta de frecuencia por arriba de 300 Hz. aproximadamente.

La respuesta en frecuencia de los aparatos debe ser indicada. Los valores para comportamiento dinámico dados abajos en 4-6 no necesitan ser mantenidos en la medida descompensada.

#### 4. Indicación de pico.

4.1. Los aparatos de medida deben indicar el valor de cuasi-pico de acuerdo con las siguientes especificaciones.

La indicación debe ser examinada con pulsos rectangulares de variación de frecuencia que ocurren en una sola dirección con una velocidad de repetición de 1 Hz., obteniéndose los siguientes valores:

* Longitud del pulso (mseg.).....	10	30	60	100
* Indicación (%).....	21+-3	62+-6	90+-6	100+-4

Por éste motivo 100% significa la indicación con modulación de frecuencia sinusoidal de 4 Hz. e igual oscilación, por ejemplo:

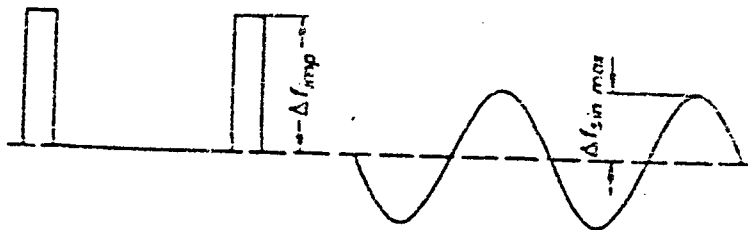


Figura 4-6.

El tiempo de retardo se medirá con un pulso de longitud 100 mseg., usando una velocidad de repetición de 1 Hz. Entre los pulsos la indicación no debe caer a 41+-4% de la lectura continua.

Estas medidas se realizarán con el filtro de ponderación en el circuito. Los aparatos deben medir tanto variaciones positivas como negativas, siendo ésto obtenido, por ejemplo, usando un voltaje doble. Porque con el retardo de tiempo finito, es imposible permitir variaciones en la lectura, con variaciones de frecuencia de muy baja frecuencia. En éste caso se debería leer el máximo valor.

4.2. Los valores indicados deben basarse en frecuencia modulada sinusoidal. La escala indicará +-\_\_\_\_\_ % variación de frecuencia, la cual es 1/2 del valor de pico.

4.3. Las propiedades definidas en la sección 4.1. y 4.2. deben obtenerse para todos los rangos de sensibilidad.

#### 5. Rango de indicación.

Los aparatos tendrán un rango dado a escala completa leyendo desde unas variaciones de frecuencia, no excediendo de  $\pm 0.15\%$  y otros rangos indicando a escala completa para una variación de frecuencia por arriba de al menos el  $\pm 5\%$ .

#### 6. Realización de sobrecargas.

Incluso en el rango de menor sensibilidad, la indicación para frecuencias entre 0.8 y 20 Hz. debe ser lineal por encima de la escala mayor. Es deseable un indicador de sobrecarga.

#### 7. Indicación de errores.

Con medidas por abajo de las condiciones de velocidad constante el indicador de error no excederá de  $\pm 10\%$  del valor a fondo de escala.

Los errores no deben ser mayores del 15% para cualquiera de las condiciones mostradas en los apartados del a. al f., representando la desviación de las condiciones de medida óptimas.

- a. Variación del voltaje de entrada de  $\pm 6$  dB. durante la medida.
- b. 30% modulación rectangular en amplitud del voltaje de entrada, en una frecuencia de 4 Hz. en una lectura de 0.15% de la variación de frecuencia.
- c. Frecuencias por encima de 150 Hz. contribuyen por arriba del 20% en el voltaje de entrada.
- d. Variaciones del voltaje de red de  $\pm 10\%$ .
- e. La temperatura de la habitación entre 15 y 35° (medidas después de un tiempo de calentamiento de 15 minutos).
- f. Campo externo de 50 Hz. de 4 A/m (50 mOe)

#### 8. Requisitos del voltaje de entrada.

El voltaje de entrada requerido no excederá de 100 mV. Una indicación del rango correcto del nivel es deseable.

#### 9. Impedancia de entrada.

La impedancia de entrada no debe ser menor de 300 K ohmios en 3.15 KHz.



#### 10. Características auxiliares.

Sería conveniente poder conectar filtros externos o otros equipos de análisis, por ejemplo, un registrador (aproximadamente 1 V. de salida debería ser proporcionado para una lectura a fondo de escala).

## EXPLICACIONES

En grabación de sonido es imposible obtener una velocidad completamente constante del arrastre de grabación debido a las limitaciones de precisión del transporte mecánico. Es imposible evitar variaciones cortas en el tiempo y hay también, a menudo, una diferencia entre la velocidad promedio y el comienzo y el fin de la grabación.

Para una frecuencia constante, la longitud de onda ( $\lambda$ ) varía en la grabación proporcionalmente a la velocidad de arrastre ( $v$ ), de acuerdo con la ecuación:

$$\lambda = v/f$$

Cuando reproducimos con un transporte perfecto ( $v = \text{constante}$ ), la frecuencia con la cual fue grabado mostrará una modulación de frecuencia correspondiente. En la práctica, sin embargo, el sistema de reproducción añade su propia variación de velocidad y la consiguiente modulación de frecuencia se suma vectorialmente a la de la grabación. Las variaciones de velocidad de arrastre son mejor medidas por la grabación de una señal de test o señal de prueba y entonces se mide las variaciones de frecuencia en la reproducción subsiguiente.

### 1. Medidas de las variaciones a corto tiempo.

Cuando el transporte para grabación o reproducción está disponible con velocidades de variación mucho menores que éstas del transporte bajo prueba, la grabación y reproducción se hacen normalmente sobre el propio transporte bajo prueba.

Por lo tanto, una suma vectorial de dos variaciones idénticas se produce, y las variaciones resultantes dependen de la relación de fases entre las dos componentes. En casos extremos, el resultado se acerca mucho a la suma aritmética.

Desde la sensibilidad del oído, (para variaciones de frecuencia que dependen de las propias variaciones de frecuencia), las medidas son realizadas con un filtro ponderado el cual se aproxima bastante a la característica del oído.

Una aproximación satisfactoria sólo es posible en variaciones de frecuencia relativamente pequeñas. En frecuencia superiores a los 100 Hz. aproximadamente, el efecto molesto depende mayormente de la frecuencia y el nivel de grabación de los tonos.

Esta molestia puede ser considerable bajo ciertas condiciones. En orden a obtener lecturas que sean al menos comparables, la curva de ponderación fue definida por debajo de 200 Hz. Si en casos especiales, aparecen grandes variaciones en frecuencias ma-

yores (por ejemplo, la vibración longitudinal de la cinta conocida como "scrape flutter"), es necesario proceder a una medición especial.

El hecho de que las variaciones no son normalmente sinusoidales hacen necesario también especificar las propiedades del circuito rectificador y los instrumentos de medida.

En algunos otros países se mide el valor r.m.s. (eficaz). Diferentes curvas de ponderación o ninguna de ellas se usan en éstos países, y el resultado no puede ser comparado directamente.

## 2. Medidas de las variaciones a largo tiempo. Deriva entre el principio y final de la grabación.

Esta medida no es particularmente importante cuando se usa una conducción sin sincronismo como por ejemplo con cintas sin perforaciones. Las cintas son a menudo editadas después de grabadas así que la localización de una sección de la cinta dentro del cassette es sencillo. Cuando existe deriva, las secciones de cinta que han sido grabadas con alguna velocidad diferente pueden ser empalmadas juntas.

En éste caso se produce un cambio imprevisto de tono en la reproducción, el cual puede ser especialmente molesto en grabaciones musicales. En orden a medir la deriva, se graba un tono de test al principio de la cinta. La cinta resultante es situada sobre el motor giratorio. Si hay deriva la reproducción bajo éstas condiciones resulta dentro de la variación de frecuencia desde la frecuencia grabada originalmente. La diferencia de frecuencia relativa es lo que se denomina deriva.

En grabaciones de discos y películas, los discos de test y películas de suficiente precisión están disponibles, así la deriva puede ser medida directamente.

Las variaciones de frecuencia son normalmente medidas por medio de un discriminador de frecuencia. Si la red acoplada que sigue al discriminador no hace pasar la corriente continua, éste método no puede ser usado para medir la deriva.

En éste caso se puede medir contando los golpes o impulsos entre la frecuencia de reproducción y la frecuencia del generador que fue usado en la grabación. Cuando en el equipo de disco a prueba la frecuencia obtenida del interior del surco es comparada con la frecuencia de un generador que ha sido ajustado a la frecuencia obtenida del surco exterior.

Una variación de éste método de medición de la deriva, que puede ser usado con magnetófonos, es grabar la frecuencia principal y después cambiar la cinta, comparar la frecuencia reproducida con la principal. Esto tiene la ventaja en la conducción que

los errores debidos a variaciones en la frecuencia principal son eliminados.

### 3. Medida de velocidad absoluta.

Cuando se usa una transmisión positiva es posible medir la velocidad absoluta del sonido portado en una reproducción o grabación de la frecuencia test exacta y comparar la frecuencia reproducida con una frecuencia estándar de 3.15 KHz. No parece razonable exigir desde el mismo equipo de medida la exactitud y sensibilidad requeridas de la frecuencia central.

La medida exacta de la velocidad de una cinta no perforada es imposible. El uso de una cinta de velocidad de referencia es de dudoso valor, de la velocidad de playback depende las propiedades elásticas de la cinta utilizada, que se debe a la variación de la tensión de la cinta y sobre sus características superficiales en vistas del complejo tensado que se tiene situado en el cabezante y rodillo a presión.

## 5. OTROS MEDIDORES DE WOW Y FLUTTER DEL MERCADO.

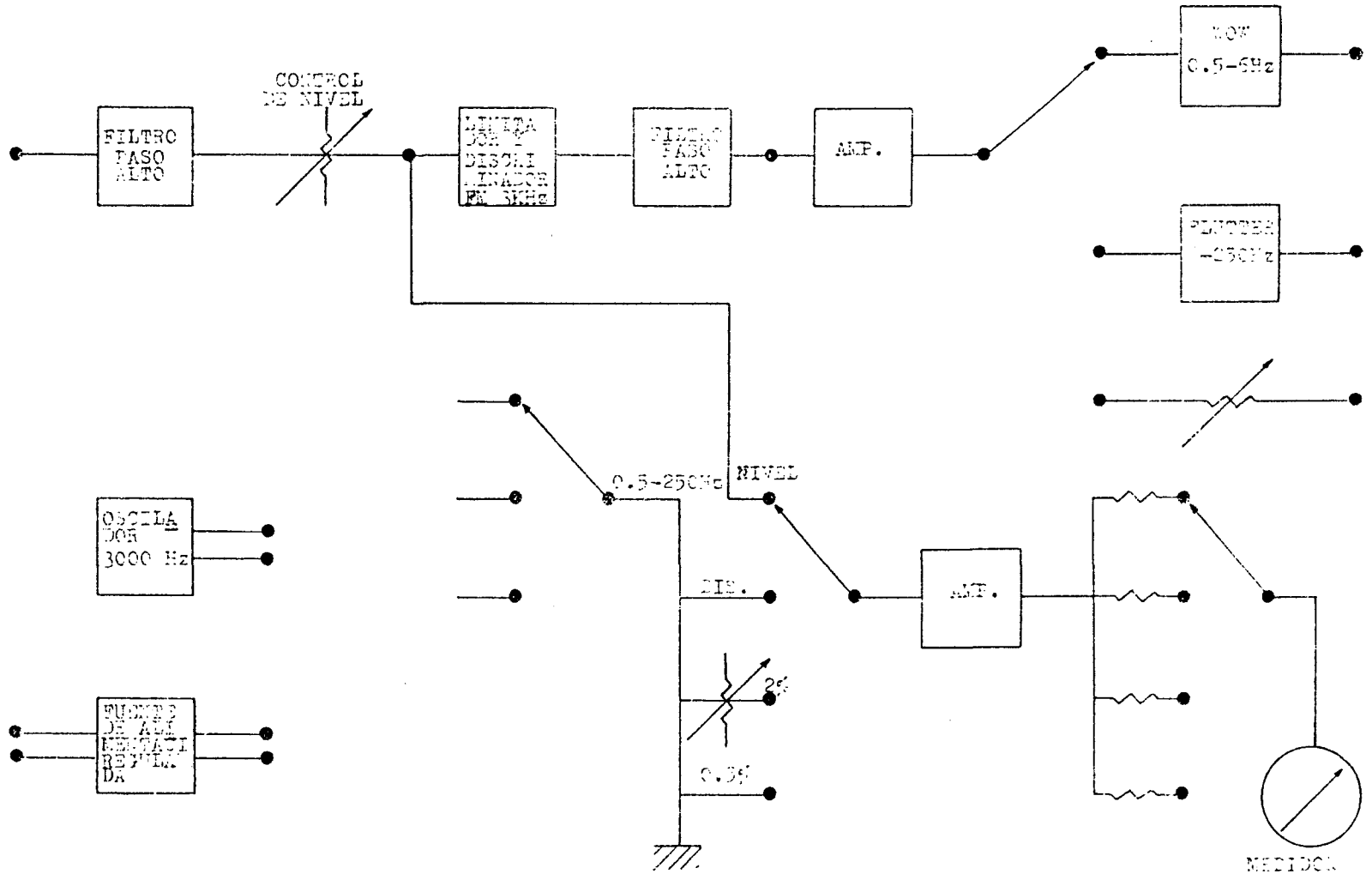
El método empleado para medir el wow y el flutter es sencillo. Lo que se hace es que se registra una frecuencia de referencia, estable, en el sistema. Durante la reproducción de éste registro cualquier desviación de la frecuencia de referencia será directamente proporcional a los errores de velocidad a corto o largo plazo del sistema de transporte. Estos errores de frecuencia se detectan, y se leen en un medidor, se muestran en un osciloscopio o se registran en un registrador gráfico. Se pueden medir el error de titulación con una precisión de 0.15 ó 0.20%. La medida es acumulativa en un ancho de banda especificado para cada velocidad estándar de cinta, película o disco.

Las variaciones de velocidad menores de 0.2 Hz. se especifican generalmente como errores de velocidad medios y son producidos usualmente por factores diferentes que los producidos por los componentes mecánicos del sistema de transporte, que son los que miden los sistemas de medida de flutter.

Las señales de titulación son equivalentes a señales de F.M. de índice de modulación muy bajo ( $I.M.=0.002$ ) lo que implica serios problemas de demodulación para el registro exacto de éstas señales de la señal reproducida. En éstas circunstancias se requiere una alta relación S/N (señal/ruido) en la reproducción, un extremado rechazo a las señales de A.M. y una separación e identificación de los defectos de la cinta.

Normalmente hay dos tipos de medidores de flutter dependiendo en lo que se va a utilizar: está el medidor de flutter portátil o de servicio y el medidor de flutter de laboratorio.

Figura 5-1. Diagrama de bloque de un medidor de titulación es-tándar.



Este aparato utiliza los principios básicos de la detección de señales en F.M.. Vamos a analizar un poco como funciona. En primer lugar nos encontramos con un rectificador limitador para suprimir las componentes de señal moduladas en amplitud (A.M.) y evitar que ésta componente nos de una lectura errónea en los medidores de salida. La modulación en amplitud se puede producir por fallos en cintas o películas, ruidos en los registros fonográficos o fluctuaciones de luz en los registro fotográficos.

Un discriminador de frecuencia demodula las señales de flutter y las envía a un circuito medidor de valor medio, calibrado para leer valores eficaces de ondas sinusoidales. Dispone de filtros adecuados para examinar separadamente los espectros de wow (lloro) y flutter (titilación).

La misión del filtro paso alto de la entrada es eliminar las componentes de baja frecuencia de la señal de entrada modulada por flutter a 3000 Hz., reproducida por la máquina bajo ensayo. La red atenúa las frecuencias por debajo de 1000 Hz.

Luego la señal se amplifica y se aplica a un limitador. El limitador produce un recorte simétrico de la señal para prevenir la introducción de componentes de modulación de fase de la señal principal debido a los cambios en el eje de cero asociados con la limitación no simétrica. La señal luego se amplifica y se deja en condiciones de atacar al discriminador. La señal obtenida de flutter mediante un detector, pasa a través de filtros adecuados para eliminar la señal portadora. La señal demodulada de flutter luego se amplifica y se aplica al selector que permite medir wow, flutter o wow y flutter simultáneamente.

Luego se amplifica la señal y aquí se puede tomar para visualizarla en un osciloscopio o reproducirla en un registrador gráfico. El medidor tiene escalas con diferentes sensibilidad (2%, 0.5%, ...).

El selector de escalas de flutter también tiene una posición para controlar el nivel de señal de entrada, y para conectar el medidor en la salida del discriminador, indicando el ajuste correcto de la frecuencia central.

La señal de salida del oscilador está disponible en el panel por si se quiere registrar. (Ha de ser estable y de unos 2 Voltios).

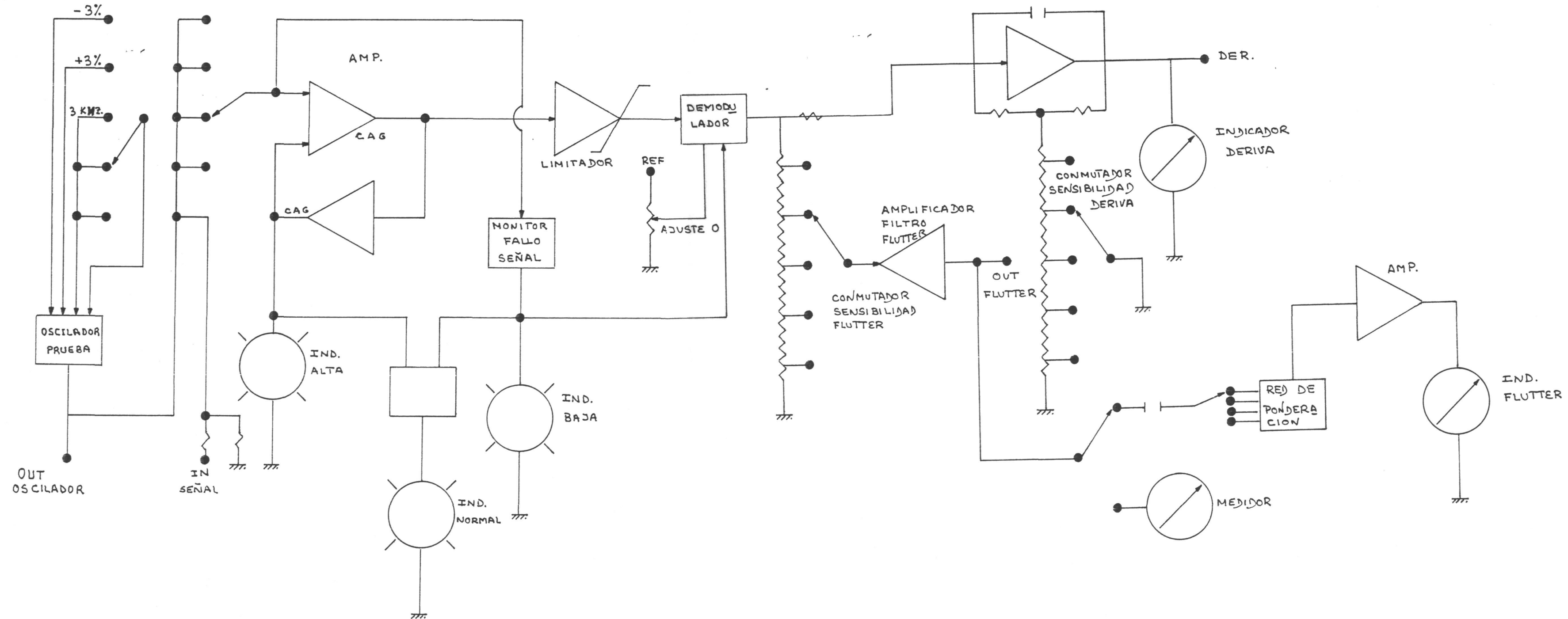
#### Forma de utilización.

Se graba una señal de 3000 Hz. empleando el oscilador interno, o bien, la de un disco, cinta o película especial para medir el flutter. Primero se controla el nivel de señal a la en-

trada (selector de nivel de señal). Luego se lleva el selector de funciones a la función de discriminador y se calibra el medidor, y luego ya se puede leer la medida o porcentaje de flutter en la escala de 0.5% ó 2% o la que tengamos según el grado de sensibilidad que queramos que tenga el aparato.



Vamos ahora a ver un medidor de flutter de laboratorio, con el que se puede medir las variaciones a largo tiempo (deriva) y las instantáneas (flutter). Este medidor es más completo que el visto anteriormente.



OSCILADOR : 3 KHz. ; 1,23 v. ; 600 Ω  
 SEÑAL : 5 mV. - 5V. ; 300 KΩ ;  
 3 KHz. ± 10 %  
 DERIVA : ± 0,1 V. F.S. ; 1 KΩ ; 0 a 100  
 FLUTTER : 0,1 V. F.S. ; 1 KΩ ; 5 a 200  
 MEDIDOR : 0,1 V. F.S. ; 30 KΩ

Figura 5-2. Diagrama de bloques de un medidor de flutter de laboratorio.

Para medir la deriva de la señal de 3000 Hz. a comprobar, se aplica el amplificador controlado en ganancia, mediante un conmutador selector de entrada. La señal amplificada (con nivel constante ahora) se envía a un limitador y después de duplicar la frecuencia a un demodulador. El demodulador convierte la frecuencia en tensión por medio de un circuito el cual hace que un condensador de precisión se cargue a una tensión de referencia y se descargue completamente en un amplificador de corriente-tensión una vez por cada cruce de cero de la señal. Las frecuencias que dan salida nula distinta de 3 KHz. se obtienen variando la tensión a la cual se carga el condensador, y se realiza ésta operación mediante un potenciómetro de alta resolución para ajuste de cero. Este método de ajuste de cero del instrumento hace que la indicación de la salida refleje exactamente desviaciones de la frecuencia de entrada real y no en términos de un porcentaje arbitrario de 3000 Hz.

La salida del demodulador va a un amplificador operacional realimentado cuya ganancia se controla cambiando el factor de realimentación con el selector de sensibilidad de deriva. La frecuencia de corte superior del amplificador se controla mediante una realimentación capacitiva y se puede elegir desde 0.2 hasta 30 Hz. El amplificador operacional alimenta el indicador de deriva y después del filtrado, se produce la señal demodulada de deriva de 0.1 V. para lectura de fondo de escala del medidor.

La salida del demodulador también va al selector de sensibilidad de flutter, a un amplificador de flutter y a un amplificador de filtro activo. El selector de sensibilidad atenúa la entrada en los márgenes de: 10, 3 y 1% y fija la ganancia del control por realimentación en las posiciones de 0.3, 0.1, 0.03, y 0.01. El filtro amplificador tiene un paso de banda uniforme desde 1.5 a 200 Hz., con una rápida caída por encima de los 200 Hz. El ruido residual es inferior al 0.0005% eficaz en la salida del amplificador de flutter.

La salida del demodulador de flutter va a la posición de demodulador en el selector de medida y de allí a un conmutador de proporción. Este conmutador controla la ganancia, respuesta de frecuencia y la forma de excitar el medidor de titulación.

El amplificador que actúa sobre el medidor es operacional, con un puente rectificador de diodos conectado a su salida. La compensación por realimentación elimina la característica no lineal y los efectos térmicos del puente de diodos, dando una escala lineal en la parte inferior de la misma.

Un oscilador para las medidas de 3000 Hz. suministra una señal. Cuando el conmutador del demodulador se encuentra en la posición de oscilador el oscilador de medida alimenta la señal de entrada. Se incluye un circuito que proporciona una desviación

de  $\pm 0.3\%$  de la frecuencia de dicho oscilador, con un alto grado de precisión.

La tensión de la fuente se emplea también como referencia para el domodulador frecuencia-tensión y se obtiene de un diodo zener de referencia compensado en temperatura.

Vamos a continuación a observar otro esquema de bloques de un medidor de wow y flutter. Este esquema está diseñado siguiendo la norma DIN 45.507.

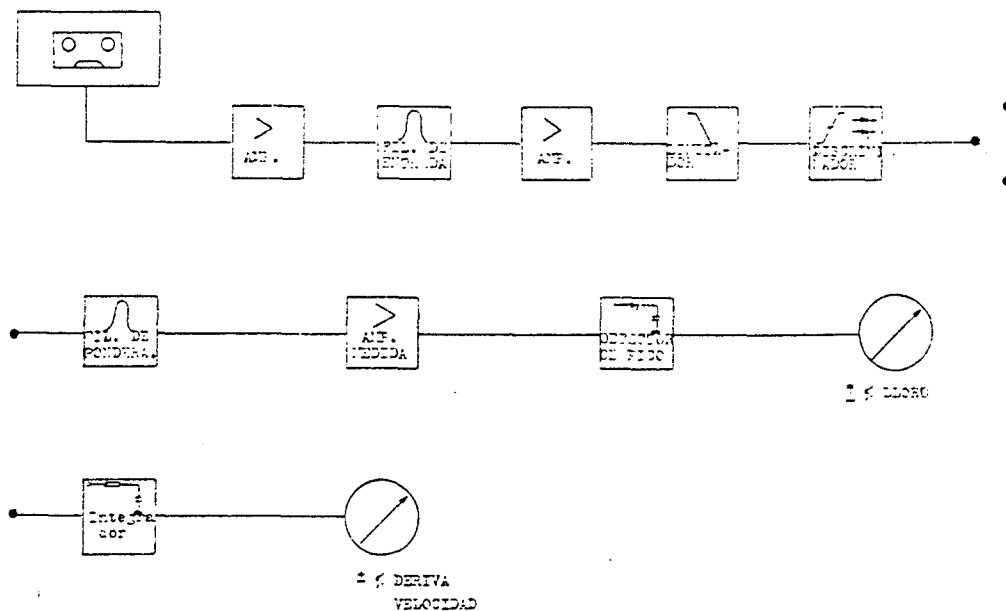


Figura 5-3. Diagrama de bloques de un medidor de wow y flutter usando la norma DIN 45.507.

El instrumento a la entrada recibe la señal resultante de reproducir en la platina a examen una cinta grabada a 3150 Hz.

La señal de 3150 Hz. más o menos la fluctuación correspondiente pasa por un filtro de entrada que rechaza las componentes de frecuencia inferior (zumbido) y superior (ruido de fondo) para ser fuertemente amplificada y recortada mediante un limitador, para que su amplitud sea rigurosamente constante.

Un discriminador sincronizado a 3150 Hz. proporciona una señal equivalente a las variaciones de frecuencia que presenta la reproducción de la cinta. Esta señal se ecualiza gracias a la presencia del filtro de ponderación cuya curva debe estar de acuerdo con la curva dada por la norma DIN 45.507 (figura 4-5).

Posteriormente es amplificada y rectificada mediante un detector de crestas. La característica de dicho detector se especifica en la norma DIN (ver tema 4.), debiendo disminuir la lectura respecto a la real de pico, cuando la duración de un impulso repetitivo de 1 segundo es inferior a 100 ms.

A la salida del rectificador se encuentra un instrumento de medida suficientemente amortiguado, y con la escala graduada en  $\pm\%$  de fluctuación de velocidad (normalmente la escala cubre desde  $\pm 0.05\%$  a  $\pm 1\%$ ). La mayoría de los fluctuómetros dan también una indicación de la deriva o error de velocidad media, con respecto a la teoría. Esta teoría se basa en el hecho de que todo discriminador produce una tensión continua superpuesta a la modulación proporcional al desvío medio de la frecuencia aplicada, respecto a aquella a la que se encuentra ajustado el discriminador.

Para conseguir ésta lectura bastará con tomar señal de la salida del discriminador y aplicarla a un instrumento con el cero central y después integrarla, con el fin de disminuir en lo posible las constantes variaciones de tensión debidas al lloreo que haría oscilar la aguja de dicho instrumento.

Cuando la señal promedio aplicada al discriminador sea de 3150 Hz., la componente continua será nula, permaneciendo en el centro de la escala la aguja del instrumento indicador de deriva. Si la velocidad de avance de la cinta es superior a la correcta, la frecuencia promedio será también superior a los 3150 Hz. apareciendo una tensión (por ejemplo positiva) en la salida del discriminador, que se manifestará en forma de una desviación hacia la derecha en el instrumento de medida de la deriva. La escala de dicho instrumento suele graduarse en forma de  $\%$  de incremento de velocidad a la derecha del cero central, encontrándose a su izquierda la parte correspondiente a la velocidad inferior a la correcta.

Esta medida de la deriva de la velocidad es de gran ayuda en la comprobación y ajuste de los motores y sus correspondientes reguladores.

Ahora vamos a ver otro medidor de lloro, pero éste cumpliendo las normas americanas. Las principales diferencias entre el sistema de medida norteamericano y el europeo DIN radican en el detector que en el sistema americano es del tipo eficaz o promedio y que no existe filtro de ponderación, encontrándose en su lugar un filtro pasa bajos para la lectura del wow y un filtro pasa altos para la medición del flutter.

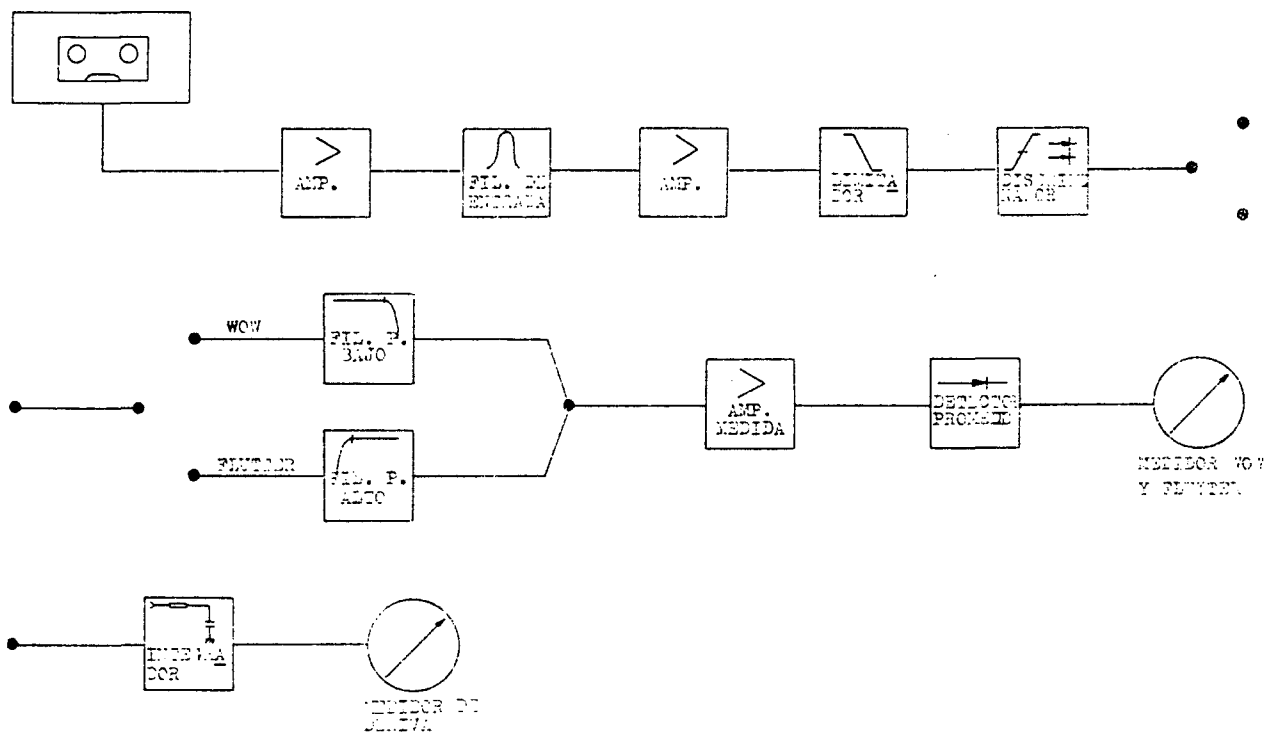


Figura 5-4. Fluctuómetro según el sistema de medida empleado en Norteamérica.

## 5.1. MEDIDORES COMERCIALES.

### 5.1.1. EL PM-6307 DE PHILIPHS.

Antes reservado como una herramienta especial para el laboratorio de diseño de audio, el medidor de wow y flutter ha llegado a ser hoy día necesario para todo taller de servicio de video y audio.

El fácil manejo del PM-6307 está diseñado para identificar y cuantificar las variaciones de velocidad, indeseables en cintas de grabación de video y audio, en grabación de discos y proyectores de películas.

Con su oscilador controlado por cristal de cuarzo, de una frecuencia seleccionable de 3 KHz. ó 3.15 KHz. (según las normas DIN) con lo que es posible hacer una comprobación y alineación muy exacta del wow y el flutter.

Una lectura de fluctuación de velocidad de, por ejemplo, un cassette, está indicada en medidores analógicos separados, uno para deriva y otro para el wow y el flutter.

La calibración del indicador de deriva es simple, realizándose ésta como sigue: se presiona el botón ZERO, mientras se ajusta para la indicación cero el control SET ZERO.

El uso del oscilador a cristal elimina los grandes tiempos de calentamiento asociados a los osciladores normales del tipo RC con lo que el aparato puede ser utilizado inmediatamente después de ser conectado.

Los rangos de medida para wow, flutter y deriva son separables, seleccionándose en un botón. Hay también una conveniente elección de tres posiciones para las medidas del wow y del flutter.

Con el filtro en funcionamiento (ON) la respuesta en frecuencia está ponderada de acuerdo con la norma DIN 45.507.

Si el filtro está en la posición OFF disponemos de una respuesta en frecuencia lineal (entre 0.5 Hz. y > de 500 Hz.) y el medidor indica la no ponderación.

Para medidas especiales fuera de las normalmente usadas cada día, hay un conector en el panel trasero para aplicar cualquier tipo de filtro externo que se desee.

Una razón más por la que éste aparato es especialmente favorable para aplicaciones de servicio técnico, es porque diferencia entre problemas mecánicos y eléctricos.

Normalmente el medidor de wow y flutter indica fallos mecánicos, mientras que el medidor de deriva está asociado a fallos en las fuentes electrónicas.

Para detectar variaciones muy bajas de velocidad, podemos seleccionar la opción SLOW RESPONSE. Un rango de conectores de entrada y salida están disponibles con los cuales se puede encontrar los servicios que se requieren en un taller e igualmente en el desarrollo en laboratorios.

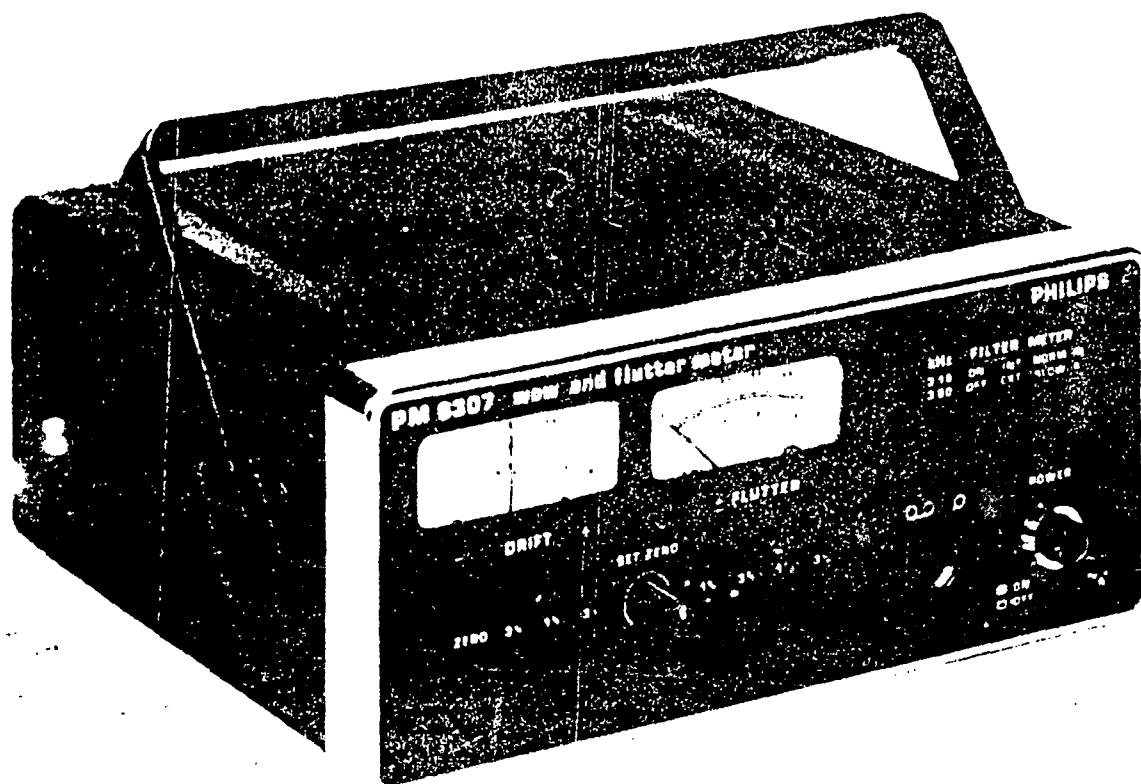


Figura 5-5. Vista frontal del PM-6307 de PHILIPS:

## ESPECIFICACIONES TECNICAS.

### Osciladores:

- Frecuencia: 3000 Hz. y 3150 Hz. (Controlado por cristal).
- Corrección:  $< 10 E^{-4}$
- Estabilidad:  $1 \cdot 10 E^{-5}$

Output 1: Conector DIN norma 41.524 ( $Z_i=430 \text{ K}\Omega$ mios)

Output 2: Conector BNC (panel trasero) ( $Z_o=600 \text{ Ohmios}$ )

Rango de medidas de la deriva:  $+0.3\%$ ,  $+1\%$ ,  $+3\%$ . (Medida analógica centrada en cero).

Rango de medidas del flutter: 0.1%, 0.3%, 1%, 3%. (Medida analógica).

### Filtros:

- ON: Filtro de ponderación. (Norma DIN 45.507).
- OFF: Sin ponderación. (Curva plana de 0.5 a 500 Hz. (paso banda)).
- EXTERNO: Conector en el panel trasero para el uso de un filtro externo.

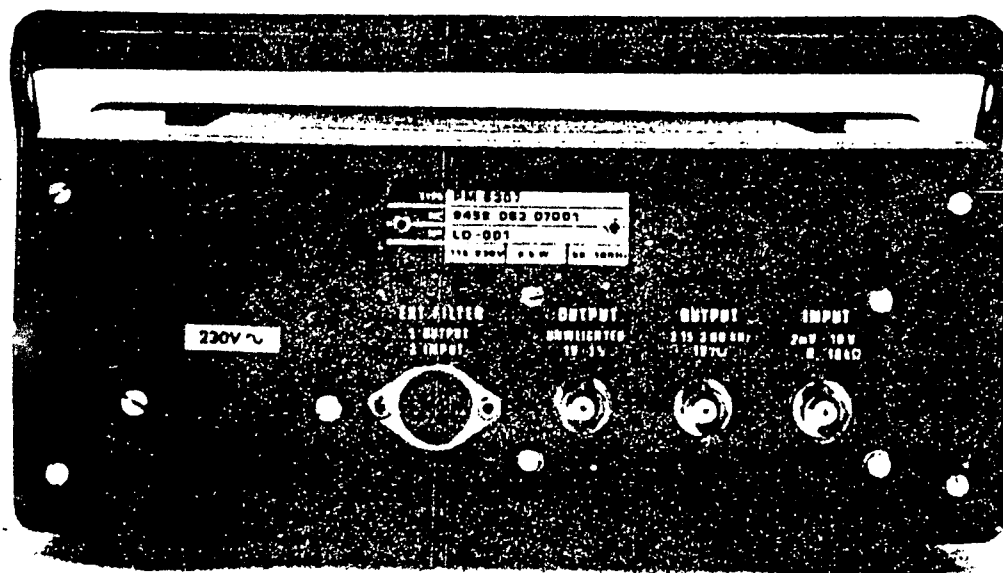


Figura 5-6. Vista trasera del PM-6307 de PHILIPS.



### 5.1.2. EL 6203 DE BRUEL & KJAER.

Entre las características de éste medidor de flutter vamos a ver una serie de ellas que son las siguientes:

- Completamente automático sin manipulaciones manuales. No necesita sintonización.
- Cumple las normas:
  - DIN 45.507
  - IEC 386
  - CCIR 409
  - IEEE 193
- Medidas de flutter y deriva por debajo de 0.001 y 0.01% de pico, respectivamente.
- Indicación del % de rango de flutter y % de deriva en tres dígitos de LED.
- Indicador de fuera de rango (Overflow).
- 0.3, 3 y 30 segundos de promedio para medidas de deriva.
- Filtro de ponderación y lineal, y posibilidad de poner un filtro externo.
- Fuente interna de 3.15 KHz. a cristal de cuarzo.
- Salidas A.C. y D.C. para medidores y registradores gráficos.
- Etc.

Este aparato tiene muchas y diferentes aplicaciones. Voy a enumerar éstas aplicaciones o usos que se pueden llevar a cabo con éste aparato:

- Medidas de flutter y deriva en laboratorios, estudios y líneas de producción tanto en equipos de grabación como en equipos de reproducción de video y sonido.
- Análisis de frecuencia de flutter cuando usamos un filtro externo o analizador.
- Detecta fallos y diagnósticos para trabajos de servicio y mantenimiento.
- Rápida detección de averías en equipos.

El 6203 es fácil de usar, rápido y exacto.

## Funcionamiento.

Conectar las entradas con la señal de prueba grabada en disco, cinta o cassette a 3 ó 3.15 KHz. y automáticamente seleccionará el rango de medida correcto dando una indicación directa del pico de flutter en porcentaje, en menos de un segundo. También indica el porcentaje de deriva entre la velocidad nominal de grabación-reproducción. Con una sola medida podemos inmediatamente averiguar si el equipo de grabación-reproducción a prueba es de aceptable calidad y cumple lo que especifican las características.

Complementariamente, si se hacen varios puntos de medida entonces la influencia de la fuerza de la aguja sobre la pista y la fricción con el surco del disco así como la presión sobre la cabeza de lectura de cinta, variaciones de tensión de la cinta, y la carga del rollo o carrete, pueden ser estudiados.

También la toma de puntos de medida en intervalos regulares de un mes por ejemplo, indicará cualquier incremento sin precedente en flutter, previniendo de éste modo posibles fallos en los equipos antes de que ocurra una avería.

## General.

En la grabación y reproducción de sonido, la velocidad con la cual se reproducen los discos, se graban los cassettes o cintas y los equipos de transporte de película, la grabación media es crítica.

Cualquier cambio de velocidad, no importa cuanto de pequeño sea, hace que aparezca un efecto en modulación en frecuencia que distorsiona seriamente la grabación y reproducción de sonidos, destruyendo la claridad y el placer de la audición.

Los principales tipos de distorsión son:

- \* DRIFT: Modulación en frecuencia por debajo de 0.5 Hz.
- \* WOW: Modulación en frecuencia en el rango de 0.5 a 10 Hz.
- \* FLUTTER: Modulación en frecuencia en el rango de 10 a 100 Hz.
- \* SCRAPE FLUTTER: Modulación en frecuencia por encima de los 100 Hz.

Como se percibe:

- \* DRIFT: Uniforme o bajo cambio en el tono.

- \* WOW: Fluctuación en la variación de un tono.
- \* FLUTTER: Ronquido en el sonido con lo que pierde calidad.
- \* SCRAPE FLUTTER: Ruido añadido a la reproducción de sonido que no está presente cuando el sonido está ausente.

Las medidas de distorsión de tipo superior no son usadas normalmente para evaluar la calidad de grabación y reproducción de los equipos de sonido, pero son valiosas para evaluar, cuando es necesario, el buen mantenimiento de los equipos.

Todas estas formas de modulaciones de frecuencia, que son indeseables, pueden ser medidas en porcentaje de desviación de frecuencia, pico a pico de un tono de prueba estandar y/o reproducido sobre el equipo a comprobar. Normalmente éstas medidas van dirigidas a obtener una simple y fácilmente interpretable indicación de su audibilidad.

Deriva, wow, flutter y scrape flutter son por lo tanto a menudo referidas como flutter simplemente. Aquí la palabra flutter significa todas las formas de modulación en frecuencia indeseables, en el rango de frecuencias de 0.1 a 1000 Hz.

#### Descripción.

El medidor 6203 tiene cuatro secciones básicas, como muestra el diagrama de bloques de la figura 5-7.

#### \* SECCION DE ENTRADA.

Tiene dos entradas alternativas. Una entrada BNC en el panel delantero y una DIN en el trasero. Estas entradas son para aplicación de señal de prueba de 3 ó 3.15 KHz. desde el equipo de grabación o reproducción de sonido que va a ser comprobado.

Desde la clavija de entrada, la señal es aplicada a un amplificador y un filtro paso banda, los cuales amplifican y limpian la señal, eliminando ruidos extraños y componente de flutter fuera del rango de medida de interés.

La realimentación desde el filtro paso banda ajusta automáticamente la ganancia del amplificador de entrada tal que el nivel de señal de entrada pueda acomodarse entre 10 mV. y 30 V., sin tener que cambiar ningún botón de rango.

Un detector de nivel en el lazo de realimentación consistente en un LED rojo advierte si el nivel de la señal de prueba

baja por debajo de 10 mV. Al mismo tiempo se conecta la sección de flutter y deriva del instrumento con el oscilador de prueba incorporado. Este automáticamente resetea el medidor y los displays a LEDs se colocan en cero, de éste modo se previenen falsas lecturas debidas al ruido.

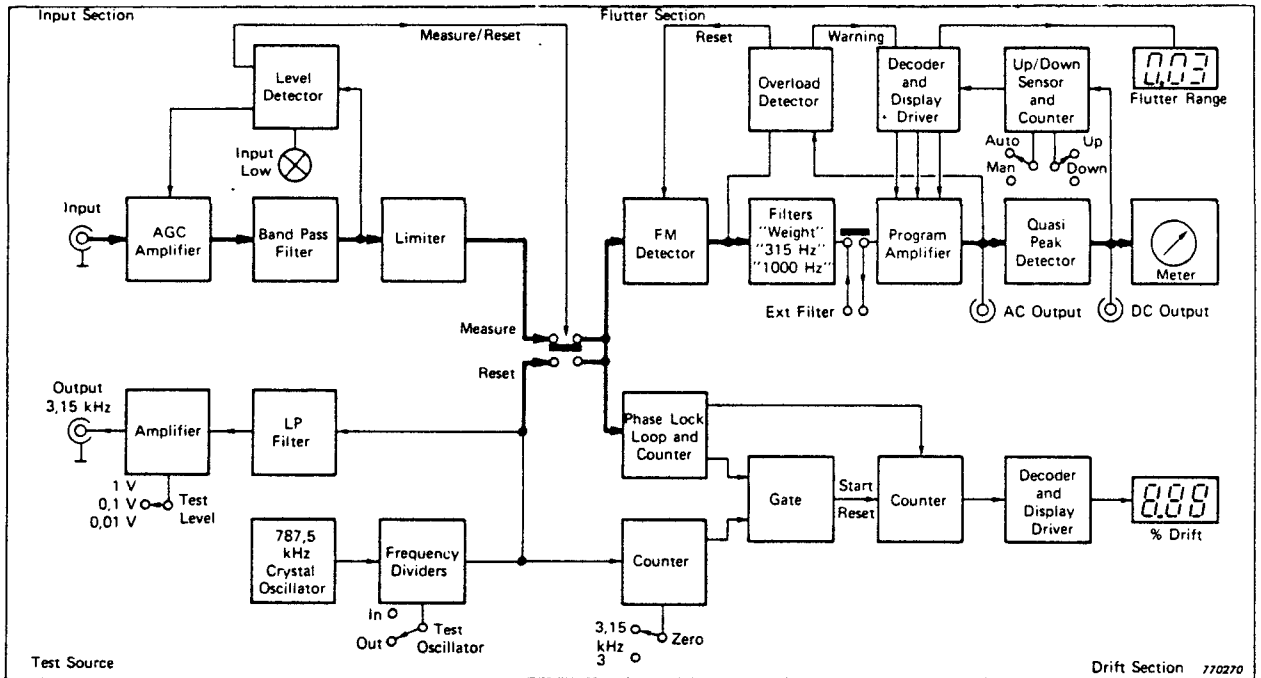


Figura 5-7. Diagrama de bloques del 6203 (medidor de wow, flutter y deriva) de Bruel & Kjaer.

\* SECCION DE FLUTTER.

Para la medida, la señal de prueba es aplicada a la sección de flutter que tiene un autosintonizador de discriminación de F.M. en sus entradas. Este ajusta automáticamente la frecuencia central de la señal de prueba y demodula las variaciones de frecuencia, representando el flutter del equipo a prueba. Con sobrecargas la constante de tiempo del discriminador es automáticamente puesta al valor más bajo para asegurar el rápido restablecimiento.

Siguiendo al discriminador de F.M. hay un filtro activo. Este tiene un modo lineal entre 0.1 y 315 Hz. y 0.1 y 1000 Hz., y un modo compensado o ponderado, con una característica de frecuencia como muestra la figura 4-5, pudiendo ser seleccionado en el panel frontal.

El modo de ponderación es utilizado para obtener una indicación objetiva de la audibilidad de la medida de flutter y cumple las normas antes mencionadas.

Además para un análisis por frecuencias, el panel trasero dispone de clavijas para conectar un filtro externo o analizador de frecuencia en serie con el filtro interno.

Después de filtrada, la señal demodulada es aplicada a un amplificador y detector de pico. Estos amplifican y rectifican la señal proporcionando baja impedancia de salida para grabación así como indica un medidor de acuerdo con el estándar antes mencionado.

La ganancia del amplificador se sitúa automáticamente para proporcionar 0.03, 0.1, 0.3, 1 y 3 % rangos de medida. El rango correcto es seleccionado con un sensor up/down el cual continuamente monitoriza el nivel de continua aplicado al medidor.

Los falsos rangos son eliminados usando ambos tiempos y amplitud de histéresis para la clasificación arriba y abajo.

Para selección manual, los rangos pueden ser usados paso a paso en un botón en el panel delantero. En suma, el rango para empezar puede ser puesto usando un seleccionador.

Para indicación digital del rango particular de flutter seleccionado, es decodificado y aplicado a un display (3 dígitos) que lo indica. Si hay sobrecarga el display parpadea indicando que se tiene que seleccionar un rango mayor.

#### \* OSCILADOR DE PRUEBA.

El 6203 tiene su propia fuente de señal de prueba incorporada. Esta es ultraestable, hecha con un oscilador de cristal de cuarzo, operando a una frecuencia de 787.5 KHz. la cual es reducida a 3.15 KHz. que es la frecuencia acordada internacionalmente y mayoritariamente para el uso en medidas de flutter. Para grabación como una señal de prueba una salida de baja impedancia desde el oscilador se puede obtener, en una clavija tipo BNC en el panel frontal.

Se pueden seleccionar niveles de salida de 0.01, 0.1 y 1 V. para ajustar la mayoría de los equipos de grabación. También hay otra salida alternativa, que produce una señal fija de prueba a 10 mV. de nivel y que está disponible en una clavija tipo DIN en el panel trasero.

Aparte de servir como una fuente de señal de test para equipos de grabación externos, la salida de 3.15 KHz. del oscilador es también usada como un control de referencia con la circui-

tería interna del medidor. El oscilador interno se puede usar como un simple comprobador de prueba para calibrar el medidor.

#### \* SECCION DE DERIVA.

Para medidas de variaciones rápidas y cambios muy lentos en la velocidad nominal de grabación-reproducción, la frecuencia de la señal de prueba grabada es comparada con la del oscilador de prueba interno. Esto se hace con la ayuda de dos contadores que pueden ser colocados en 0.3, 3 y 30 segundos de cronometración mediante el uso de un conmutador en el panel frontal. Al final de la selección el contador opera una puerta para producir un pulso con anchura proporcional a la diferencia de frecuencia. Este es aplicado al tercer contador que opera un display de tres dígitos (izquierda) dando una medida directa del porcentaje de deriva.

Tanto los valores positivos como negativos son indicados, y éstos valores van desde 0.01 a 9.99 %.

Para prevenir momentáneas pérdidas de la señal de test grabada teniendo esto una influencia sobre la exactitud de la medida de la deriva, el contador de la señal tiene un enganche de fase por realimentación en la entrada (éste enganche sobre la señal de test grabada produce una señal con la misma relación de frecuencia y fase).

Si la señal está momentáneamente ausente se completa o llena con funcionamiento libre de la frecuencia de prueba nominal, lo cual puede producir un error en la lectura.

En suma para seleccionar de 0.3, 3 y 30 segundos en el reloj el contador del oscilador interno puede ser pulsado para que el porcentaje de deriva de 3 KHz. así como el de 3.15 KHz. de las señales de test puedan ser medidos. El modo de 3 KHz. también sirve como función de chequeo cuando la señal de test está desconectada de la entrada del aparato, indicando el medidor de deriva siempre: +5.00%.

#### Accesorios.

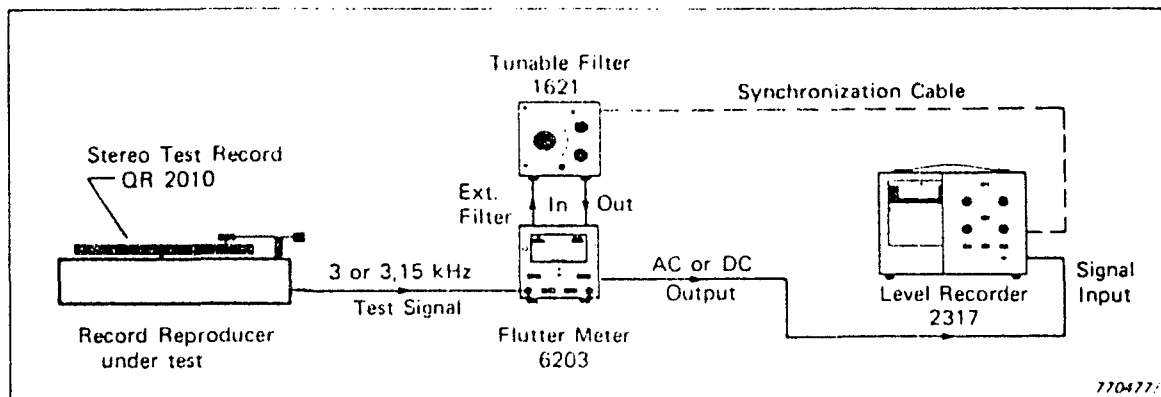
-Disco de pruebas: QR2010. L.P. de alta calidad, estéreo, para hacer investigaciones sobre equipos de reproducción de discos. Ambas caras del disco tienen idéntico contenido, con señales de prueba para:

- \* Respuesta en frecuencia.
- \* Crosstalk.
- \* Medidas de distorsión en giradiscos.
- \* Señal de prueba grabada para medidas de

flutter, la cual dura un minuto y está grabada a una frecuencia de 3.15 KHz.

Ejemplos de uso.

Donde se requiere más de una toma de medida de flutter, se puede analizar la frecuencia de dicho flutter. Para éste propósito el 6203 puede ser conectado con un filtro externo, tal como el filtro paso banda sintonizable tipo 1621, como muestra la figura 5-8.



Un típico diagrama de espectro de flutter obtenido utilizando el análisis expuesto, se muestra en la figura 5-9.

Este indica claramente las frecuencias precisas de la mayoría de los componentes del flutter, los cuales con un pequeño conocimiento del equipo de grabación-reproducción bajo prueba, pueden ser directamente debidas a la rotación de partes específicas dentro del equipo.

Tales faltas como vibraciones pobres en crecimiento y lubricaciones, desgastes u orientaciones defectuosas y pequeñas excentricidades en partes del equipo pueden ser encontradas, lo cual es de considerable ayuda en servicios de averías y donde se diseñan equipos de grabación-reproducción sonora.

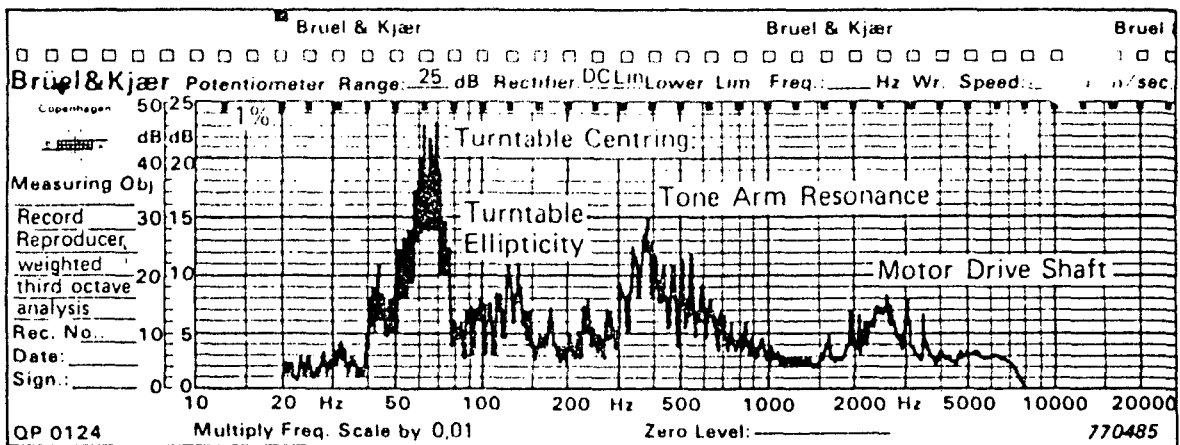


Figura 5-9. Típico análisis de flutter de tres octavas producido por un registrador gráfico.

#### Especificaciones.

- \* Indicador de flutter: Es un medidor de aguja que mide el % de picos de flutter de acuerdo con las normas.  
Rangos: 0.03, 0.3, 0.1, 1 y 3 % de pico  
Exactitud:  $\pm 2\%$  FSD.  
Indicador de sobrecarga.
- \* Contador de deriva: Indica el % de deriva de la señal a prueba en un display de tres dígitos.  
Rango:  $\pm 0.01$  a  $\pm 9.99$  relativo a 3 ó 3.15 KHz.  
Exactitud:  $\pm 20$  ppm,  $\pm 1$  LSD (dígito de menor peso).  
Tiempo de medida: 0.3, 3 ó 30 segundos seleccionable.  
Fuera de rango: Parpadeo del medidor de deriva.
- \* Modo de filtros: Ponderado: De acuerdo con las normas estandar.  
315 Hz.: 0.1 a 315 Hz. lineal (-3 dB).  
1000 Hz.: 0.1 a 1000 Hz. lineal (-3 dB)  
Exterior: Provisto de clavija para conectar filtro exterior en



serie con cualquiera de los filtros internos.

\* Entrada de señal de prueba:

BNC delantera o DIN trasera.

Voltaje: 10 mV. a 30 V.

Frecuencia: 3 KHz. -10% a 3.15 KHz. +10%.

Impedancia mayor de 47 Kohmios.

\* Salida de señal de prueba:

Desde una fuente de referencia a cristal de cuarzo mediante BNC o DIN.

Frecuencia: 3.15 KHz. sinusoidales.

Voltaje: 0.01, 0.1 y 1 Voltio r.m.s.

Impedancia: 600 Ohmios.

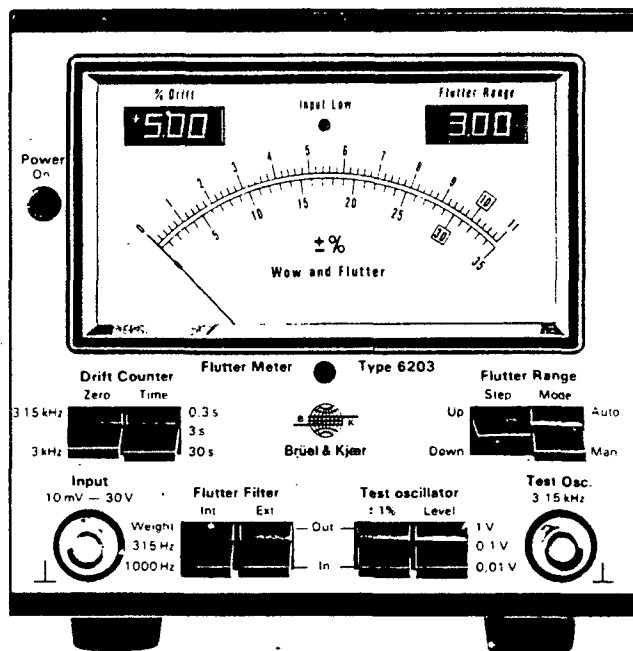


Figura 5-10. Vista frontal del medidor de flutter y deriva 6203 de Bruel & Kjaer.

\* Salida A.C.:

Desde el amplificador del medidor por un BNC.

Voltaje: 1 V. pico correspondiente a 10 y 30 sobre la escala del medidor.

Impedancia: 1 Kohmios.

- \* Salida D.C.: Desde el detector del medidor por una BNC.  
Voltaje: 1 V. continua correspondiente a 10 y 30 sobre la escala del medidor.  
Impedancia: 1 Kohmios.
- \* Máximo ruido de F.M.: Ponderado:  $\pm 0.0005\%$   
0.1 a 315 Hz.:  $\pm 0.002\%$   
0.1 a 1000 Hz.:  $\pm 0.01\%$

```
*****
*****
**
**
**
**      E Q U I P O      P R A C T I C O
**
**
**      D E      M E D I D A      D E L
**
**
**      W O W      Y      E L      F L U T T E R
**
**
**
*****
*****
```

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

---

En ésta segunda parte de la obra vamos a ver la realización práctica de un equipo de medida de wow, flutter y deriva.

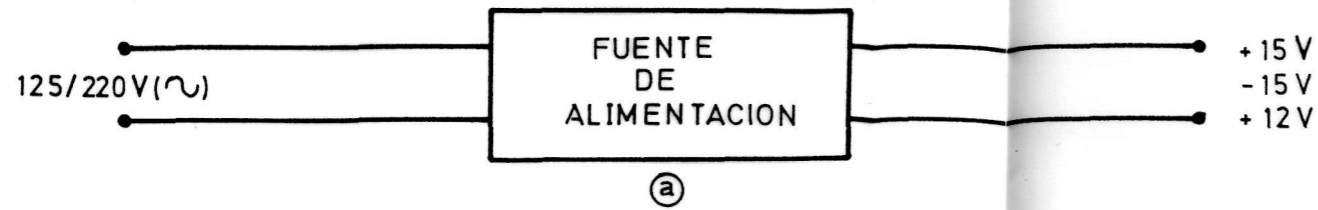
Está estructurado por bloques y cada bloque o capítulo tiene la realización tanto práctica como teórica de una placa de circuito impreso. El total de placas es de cuatro que están estructuradas de la siguiente forma:

- \* Placa de fuente de alimentación.
- \* Placa de oscilador de 3 KHz.
- \* Placa de oscilador de 3.15 KHz.
- \* Placa del circuito general del medidor.

En cada capítulo hay una parte teórica inicial que versa sobre el tema que trata el capítulo y posteriormente se trata en estudio la parte del equipo práctico que se está viendo en ese tema.

Cada capítulo está ilustrado con gráficos, dibujos, tablas, esquemas, fotos, etc. para hacer más amena y agradable la lectura o consulta de ésta segunda parte.

1) FUENTE DE ALIMENTACION



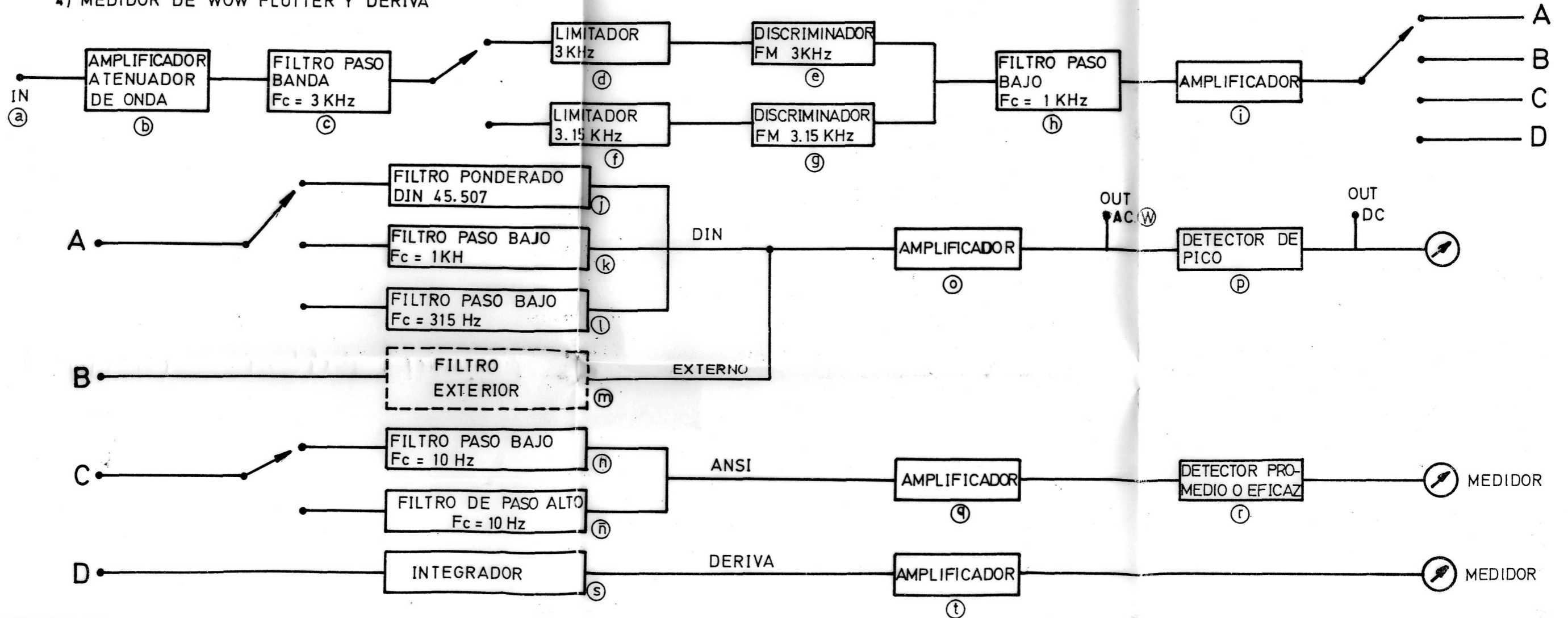
2) GENERADOR 3 KHz



3) GENERADOR 3 K1THz



4) MEDIDOR DE WOW FLUTTER Y DERIVA



## 6.1. FUENTE DE ALIMENTACION.

6.1.a. Se trata de una fuente de alimentación sencilla, que convierte la tensión sinusoidal de entrada de 125 ó 220 Voltios en tensión continua de +15, -15 ó +12 Voltios en la salida de dicha fuente de alimentación.

## 6.2. GENERADOR DE 3 KHZ.

6.2.a. En éste bloque el cristal de cuarzo oscila a una frecuencia fija central de 6 MHz. Se utiliza un cristal de cuarzo por la gran precisión que ofrece, puesto que las variaciones de frecuencia que tiene con respecto a la frecuencia central son mínimas.

6.2.b. Esta segunda parte del diagrama de bloques consiste en un divisor de frecuencia. Su misión es la de dividir la frecuencia a la que oscila el cristal, es decir 6 MHz., que están a la salida del cristal de cuarzo, y pasar la frecuencia a 3 KHz. que es la que nos interesa. Para ello éste divisor divide por 2000 la frecuencia que tiene a la entrada, consiguiendo a la salida una señal cuadrada de 3 KHz.

6.2.c. En ésta fase el circuito realiza una conformación de la señal cuadrada que teníamos a la entrada mediante un filtro, de tal forma que la señal que tenemos a la salida de éste filtro es una señal de tipo sinusoidal.

6.2.d. En ésta cuarta y última parte del generador de 3 KHz. lo que hacemos es amplificar la señal de entrada que tenemos proveniente del filtro conformador de onda y elevarla de nivel a la salida de ésta fase.

## 6.3. GENERADOR DE 3.15 KHZ.

6.3.a. Aquí hacemos lo mismo que en el caso anterior del cristal de cuarzo de 6 MHz. lo que en éste caso la frecuencia es de 4.095 MHz. puesto que la frecuencia a la que va a oscilar éste generador es diferente a la del anterior.

6.3.b. También en éste caso la frecuencia dada por el oscilador de cuarzo de 4.095 MHz. hay que dividirla para obtener la frecuencia de salida que queremos. que en éste caso es de 3.15 KHz.. Para ello la frecuencia de 4.095 MHz. la dividimos en un divisor por 1300 obteniéndose de ésta forma los 3.15 KHz. deseados.

6.3.c. En ésta parte del diagrama de bloques se realiza la conformación de onda. Esta es realizada mediante un filtro centrado en la frecuencia de 3150 Hz. que nos sirve para conformar la señal de entrada que teníamos que era de tipo cuadrado y conseguir la señal sinusoidal que deseábamos.

6.3.d. La misión de ésta última parte del oscilador de 3.15 KHz. es la misma que la del apartado 6.2.d., es decir, que lo que se quiere conseguir es elevar el nivel de tensión de la señal de salida.

#### 6.4. MEDIDOR DE WOW, FLUTTER Y DERIVA.

6.4.a. Por ésta parte del diagrama de bloques es donde se introduce la señal de test o prueba que se va a medir. Esta señal proviene de un equipo del cual se quiere medir su deriva, wow o flutter. La frecuencia de ésta señal es de 3 KHz. ó de 3.15 KHz.

6.4.b. En ésta sección tenemos un amplificador de entrada. La misión de éste amplificador es la de acondicionar el nivel de la señal de entrada, y amplificarla o atenuarla según sea necesario para tener a su salida un nivel óptimo. Con ésto se puede regular que el aparato tenga diferentes rangos o escalas de sensibilidad y así poder entrarle un amplio abanico de tensiones.

6.4.c. En éste bloque tenemos un filtro paso banda de tipo universal. Está centrado en 3 KHz. y tiene un ancho de banda de 2 KHz. con lo cual tiene una banda pasante entre 1 KHz. y 3 KHz. La misión de éste filtro es eliminar las componentes de baja frecuencia de la señal de entrada modulada por flutter a 3 KHz., y que son reproducidas por el aparato bajo prueba.

6.4.d. Llegado a éste punto se introduce un limitador. La función de éste limitador es la de recortar simétricamente la señal para prevenir la introducción de componentes de modulación de fase en la señal principal debidas a los cambios en el eje de cero asociados a la limitación no simétrica. La frecuencia a la cual trabaja éste limitador es la de 3 KHz.

6.4.e. Es un discriminador o detector de F.M. Su misión es la de demodular la señal de entrada y enviarla a un circuito de medida de valores medios, calibrado para leer valores eficaces de ondas senoidales. La señal obtenida de flutter mediante éste detector pasa a través de filtros adecuados para eliminar la señal portadora. La frecuencia a la cual está sintonizado éste discriminador es la de 3 KHz.

6.4.f. Al igual que el apartado 6.4.d. este es un limitador, por

6.4.f. Al igual que el apartado 6.4.d. este es un limitador, por lo tanto su función es la misma que el visto anteriormente. La diferencia que tiene estriba en que la frecuencia a la que está sintonizado éste es de 3.15 KHz.

6.4.g. También en éste caso estamos hablando de un discriminador de F.M. cuya misión es similar a la del visto en el apartado 6.4.e., y la diferencia con respecto a ese está en la frecuencia central de éste discriminador que es la de 3.15 KHz.

6.4.h. Esta fase consta de un filtro paso bajo centrado en 1 KHz. La misión de éste filtro es la de suprimir componentes de señal modulada en amplitud y evitar que éstas componentes nos den una medida errónea en los medidores de salida.

6.4.i. Este otro bloque consta de un circuito amplificador para elevar el nivel de señal y mantener lo más óptima posible la relación señal-ruido (S/N), atacando así la señal en buenas condiciones la siguiente etapa del circuito.

6.4.j. Llegados a éste punto, estamos ante un filtro de ponderación. Este filtro cumple la norma DIN 45.507 para medidas de wow y flutter en equipos de grabación-reproducción de sonido. Está basado en un filtro de tipo universal. El tipo de filtro usado es un paso banda, con la frecuencia central en 4 Hz.

6.4.k. Esta fase es un filtro paso bajo lineal centrado en 1 KHz. Este filtro sirve para ver como se comporta el equipo bajo prueba al ser atacado con la señal proveniente del generador de 3 KHz ó 3.15 KHz.

6.4.l. Este es otro filtro paso bajo lineal pero centrado en 315 Hz. La misión que tiene es la misma que el anterior lo que éste analiza otro espectro de frecuencia.

6.4.m. Esta fase es una clavija de entrada-salida que sirve para instalarle al equipo un filtro exterior y así ver el comportamiento del equipo a prueba, en lo referente a wow y a flutter, en el rango de frecuencia que queramos, dependiendo del filtro exterior que le hayamos puesto.

6.4.n. Esto es un filtro paso bajo centrado a la frecuencia de 10 Hz. La misión de éste filtro es dejar pasar solamente la señal de wow. Esta diseñado bajo la norma A.N.S.I..

6.4.ñ. También éste es un filtro diseñado según norma A.N.S.I.. Sólo que éste es de tipo paso alto, también centrado en 10 Hz. y su misión es dejar pasar las señales de flutter y poder medirlas en el medidor posterior.

6.4.o. Esta fase es al igual que el apartado 6.4.i. un amplificador cuya misión es la de acondicionar el nivel de señal de en-



trada a un nivel óptimo para atacar el detector de pico que precede al medidor.

6.4.p. Detector de pico: Su misión es la de darnos en la salida el valor máximo de la entrada en un cierto intervalo de tiempo (es decir, el valor de pico). Un condensador se carga al valor de pico de la tensión de entrada produciéndonos una tensión continuada salida que se mide en un aparato de medida, y representa el valor de wow y flutter del equipo bajo prueba.

6.4.q. También éste es otro amplificador similar al visto en el apartado 6.4.o. para que la señal adquiera un nivel suficiente como para atacar al siguiente bloque que en éste caso es un detector promedio o detector eficaz, que precede al aparato medidor.

6.4.r. Detector eficaz o promedio: Este circuito proporciona una salida continua igual al valor eficaz de la señal de entrada. Este valor de señal continua se mide luego en un instrumento medidor y representa el wow y flutter del equipo.

6.4.s. Otro amplificador del mismo tipo que antes y con la misma misión, es decir, acondicionar el nivel de la señal para que ésta llegue perfectamente al integrador.

6.4.t. Esta parte es un integrador. Todo discriminador produce una tensión continua superpuesta a la modulación y ésta es proporcional al desvío medio de la frecuencia aplicada respecto a aquella a la que se encuentra ajustado el discriminador. El integrador sirve para eliminar las constantes variaciones del lloro que haría estarse moviendo la aguja del medidor continuamente (que debe ser  $-%$ ,  $0$ ,  $+%$  centrado). La medida de la deriva de la velocidad es de gran ayuda en la comprobación y ajuste de los motores.

6.4.u. Aquí es donde se toman las señales de salida si se desean ver en un osciloscopio o registrar en un registrador gráfico, plotter, etc. La señal de salida puede tomarse en dos lugares dependiendo de lo que queramos ver sea la señal alterna (A.C.) o la continua (D.C.).

## 7. FUENTE DE ALIMENTACION.

La alimentación que requieren los circuitos integrados en éste aparato medidor de wow, flutter y deriva es de  $\pm 15$  Voltios de tensión continua, además de +12 Voltios para alimentar otro tipo de circuitos integrados.

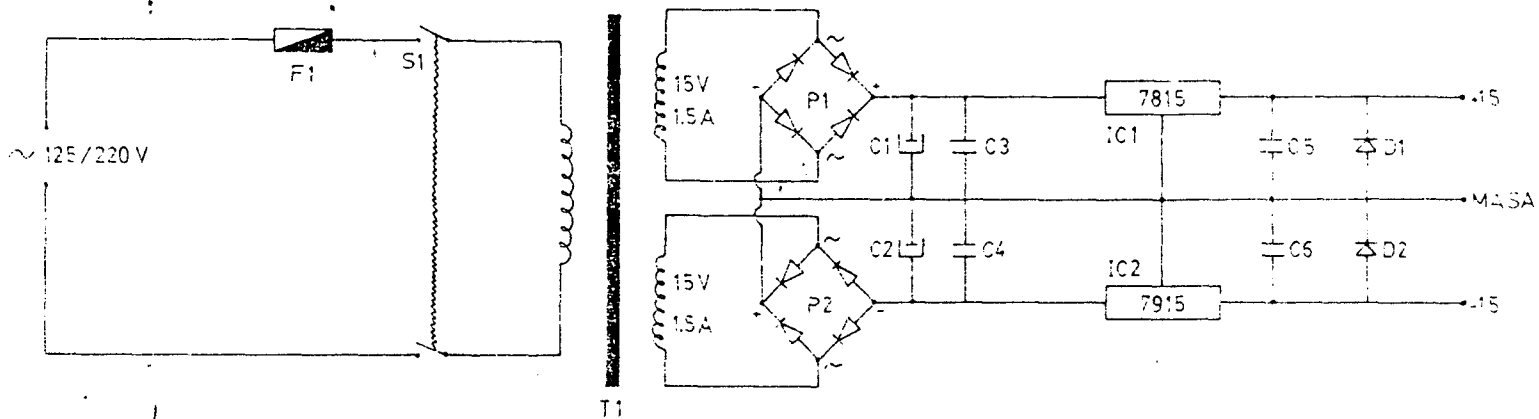
La fuente es bastante típica. Cuenta con tres reguladores fijos, 7815, 7915 y 7812 que proporcionan salidas fijas de +15 V., -15 V. y +12 V. respectivamente, obteniéndose de ésta manera los niveles de tensión deseados.

Haciendo una numeración detallada de los elementos que componen la fuente, comenzando por la entrada, tenemos:

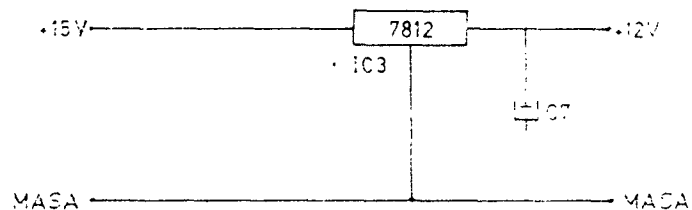
- \* Fusible de entrada: Este fusible tiene como misión la protección del transformador y la fuente de alimentación ante cambios bruscos de la tensión de entrada.
- \* Un transformador toroidal: Es un transformador de tipo toroidal, sin núcleo, con unas excepcionales prestaciones en su inmunidad al ruido. Pasa los 125 ó 220 Voltios de tensión alterna existentes a dos salidas también de tensión alterna de 15 Voltios cada una, teniendo en cada salida una intensidad de 1.5 Amperios, que es superior a la necesaria, pero que nos va a servir para posteriores posibles ampliaciones del circuito sin tener que alterar la fuente de alimentación.
- \* Puente rectificador: Las dos salidas de 15 Voltios del transformador se dirigen a un puente rectificador cada una. Los puentes rectificadores son fagor 3700, y la misión que tienen, como su nombre indica, es la de rectificar la señal alterna que les entra y convertirla en continua, de valor 15  $\sqrt{2}$ , aproximadamente, 21.2 Voltios.
- \* Condensadores electrolíticos: Después de los puentes se tienen condensadores electrolíticos. Estos son los llamados C1 y C2 en la figura 7-1. Estos condensadores tienen un valor de 4700 microfaradios cada uno. La misión de éstos condensadores es la de filtrar toda la posible señal alterna que tengamos, es decir, el rizado de la señal proveniente del puente rectificador.
- \* Condensadores de entrada del regulador: Los siguientes elementos que nos encontramos en el circuito está constituido por dos condensadores (C3 y C4 en la figura 7-1.), situados en las entradas de los reguladores de tensión, cuya misión es también la de actuar de desacoplo de señales de altas frecuencias.

- \* Reguladores de tensión: A continuación como ya se había dicho vienen los dos reguladores de tensión, el 7815 y el 7915, representados en la figura por IC1 e IC2 respectivamente. Estos reguladores de tensión están encargados de mantener fijas las dos tensiones de referencia, de +15 V. y de -15 V. Estos reguladores requieren una tensión en sus entradas algunos voltios superior a la nominal que desarrollan, para poder funcionar convenientemente. Al final de éste capítulo se tienen las características de los integrados (7815 y 7915), como anexo al capítulo 7 y por si se desean consultar dichas características.
- \* Condensadores de salida: A la salida de los reguladores se localizan sendos condensadores para disminuir la impedancia de ambos. Estos condensadores se localizan en la figura 7-1 como C5 y C6.
- \* Diodos: Después de los condensadores de salida el circuito tiene unos diodos, uno en cada línea, como todos los elementos después del puente rectificador. La función de éstos diodos es la de proteger los circuitos conectados a la fuente de cualquier cortocircuito de entrada.
- \* Circuito integrado: En el terminal de salida de la tensión de +15 V. tomamos dicha tensión que nos sirve como entrada para el circuito integrado 7812, que en la figura 7-1 está representado como IC3. La función que tiene éste circuito integrado es la misma que la de los vistos anteriormente, es decir, mantener fija la tensión de referencia a +12 V. También de éste integrado se tienen características para posibles consultas en el anexo al final de éste capítulo.
- \* Condensador de salida: Tiene la misma misión que la de los condensadores de salida vistos anteriormente. En éste caso el condensador es el C7 de la figura 7-1.

Figura 7-1. Esquema electrónico de la fuente de alimentación.



- F1: Fusible 250 mA  
 S1: Conmutador — T1: Transformador toroidal : 125/220V — +15,-15V, 1.5A  
 P1: Puente rectificador FAGOR 3700  
 P2: Puente rectificador FAGOR 3705  
 C1: Condensador electrolítico 4700  $\mu$ F-40V  
 C2: Condensador electrolítico 4700  $\mu$ F-40V  
 C3 " 0.22  $\mu$ F  
 C4 " 0.22  $\mu$ F  
 C5 " 0.1  $\mu$ F  
 C6 " 0.1  $\mu$ F  
 C7 " tantaló 1  $\mu$ F-35V  
 D1: Diodo 4007  
 D2: Diodo 4007  
 IC1: 7815  
 IC2: 7915  
 IC3: 7812



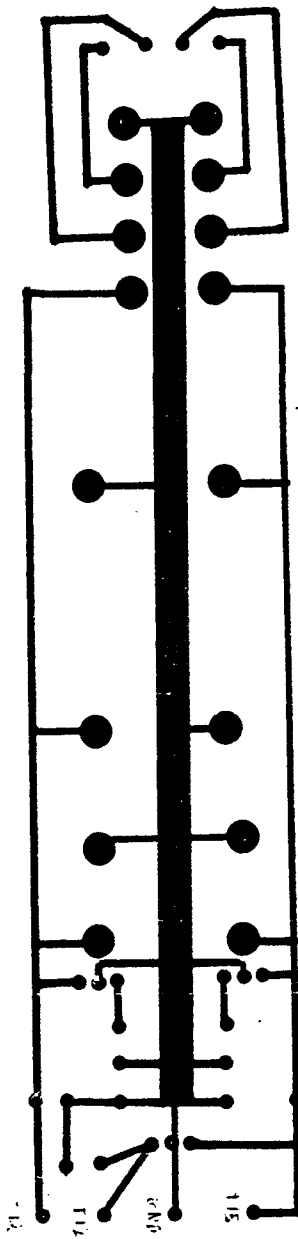


Figura 7-2. Dibujo de la placa de circuito impreso que fue diseñada para la fuente de alimentación.

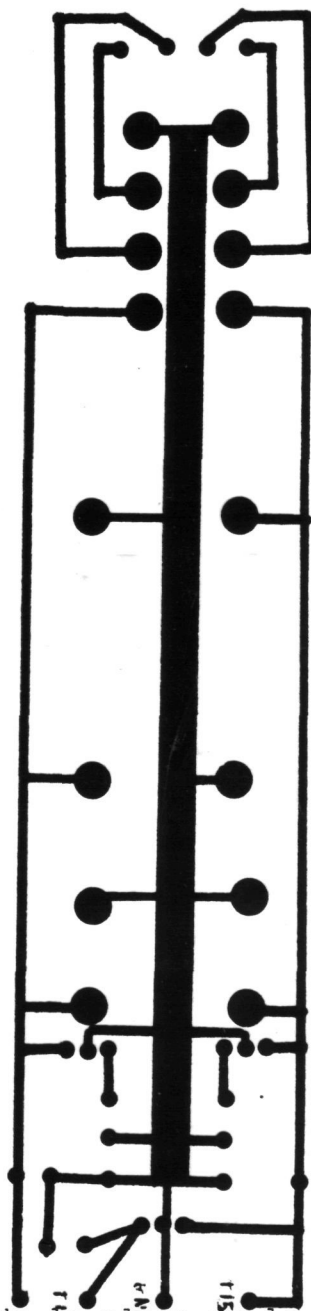


Figura 7-3. Fotografía de la placa de la fuente de alimentación una vez terminada.



## Voltage Regulators

### LM78XX Series Voltage Regulators

#### General Description

The LM78XX series of three terminal regulators is available with several fixed output voltages making them useful in a wide range of applications. One of these is local on card regulation, eliminating the distribution problems associated with single point regulation. The voltages available allow these regulators to be used in logic systems, instrumentation, HiFi, and other solid state electronic equipment. Although designed primarily as fixed voltage regulators these devices can be used with external components to obtain adjustable voltages and currents.

The LM78XX series is available in an aluminum TO-3 package which will allow over 10A load current if adequate heat sinking is provided. Current limiting is included to limit the peak output current to a safe value. Safe area protection for the output transistor is provided to limit internal power dissipation. If internal power dissipation becomes too high for the heat sinking provided, the thermal shutdown circuit takes over preventing the IC from overheating.

Considerable effort was expended to make the LM78XX series of regulators easy to use and minimize the number

of external components. It is not necessary to bypass the output, although this does improve transient response. Input bypassing is needed only if the regulator is located far from the filter capacitor of the power supply.

For output voltage other than 5V, 12V and 15V the LM117 series provides an output voltage range from 1.2V to 57V.

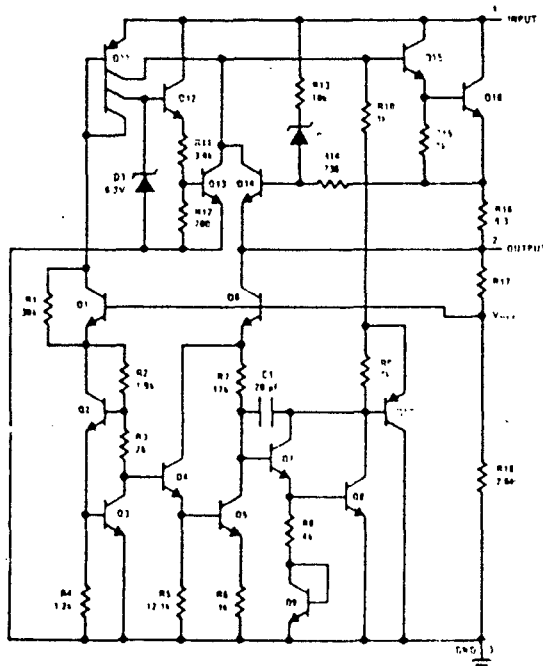
#### Features

- Output current in excess of 1A
- Internal thermal overload protection
- No external components required
- Output transistor safe area protection
- Internal short circuit current limit
- Available in the aluminum TO-3 package

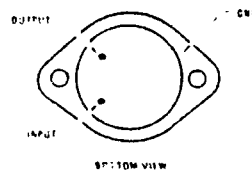
#### Voltage Range

LM7805C	5V
LM7812C	12V
LM7815C	15V

#### Schematic and Connection Diagrams

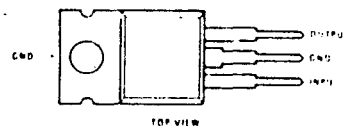


Metal Can Package  
TO-3 (K)  
Aluminum



Order Numbers  
LM7805CK  
LM7812CK  
LM7815CK  
See Package KC02A

Plastic Package  
TO-220 (T)



Order Numbers:  
LM7805CT  
LM7812CT  
LM7815CT  
See Package T0311

### Absolute Maximum Ratings

Input Voltage ( $V_O = 5V, 12V$ and $15V$ )	35V
Internal Power Dissipation (Note 1)	Internally Limited
Operating Temperature Range ( $T_A$ )	$0^\circ\text{C}$ to $+70^\circ\text{C}$
Maximum Junction Temperature	
(K Package)	$150^\circ\text{C}$
(T Package)	$125^\circ\text{C}$
Storage Temperature Range	$-65^\circ\text{C}$ to $+150^\circ\text{C}$
Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)	
TO-3 Package K	$300^\circ\text{C}$
TO-220 Package T	$230^\circ\text{C}$

### Electrical Characteristics LM78XXC (Note 2) $0^\circ\text{C} < T_j < 125^\circ\text{C}$ unless otherwise noted.

OUTPUT VOLTAGE		5V			12V			15V			UNITS	
INPUT VOLTAGE (unless otherwise noted)		10V			18V			23V				
PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX		
$V_O$ Output Voltage	$T_j = 25^\circ\text{C}, 5\text{ mA} < I_O < 1\text{ A}$	4.8	5	5.2	11.5	12	12.5	14.4	15	15.6	V	
	$P_D < 15\text{ W}, 5\text{ mA} < I_O < 1\text{ A}$	4.75		5.25	11.4		12.6	14.25		15.75	V	
	$V_{\text{MIN}} < V_{\text{IN}} < V_{\text{MAX}}$	(7 < $V_{\text{IN}} < 20$ )				(14.5 < $V_{\text{IN}} < 27$ )					(17.5 < $V_{\text{IN}} < 30$ )	V
$\Delta V_O$ Line Regulation	$I_O = 500\text{ mA}$	$T_j = 25^\circ\text{C}$	3	50	4	120	4	150			mV	
		$\Delta V_{\text{IN}}$	(7 < $V_{\text{IN}} < 25$ )			(14.5 < $V_{\text{IN}} < 30$ )			(17.5 < $V_{\text{IN}} < 30$ )		V	
		$0^\circ\text{C} < T_j < +125^\circ\text{C}$			50			120			150	mV
	$I_O < 1\text{ A}$	$\Delta V_{\text{IN}}$	(8 < $V_{\text{IN}} < 20$ )			(15 < $V_{\text{IN}} < 27$ )			(18.5 < $V_{\text{IN}} < 30$ )			V
		$T_j = 25^\circ\text{C}$			50			120			150	mV
		$0^\circ\text{C} < T_j < +125^\circ\text{C}$			25			60			75	mV
$\Delta V_O$ Load Regulation	$T_j = 25^\circ\text{C}$	$5\text{ mA} < I_O < 1.5\text{ A}$		10	50	12	120	12	150		mV	
		$250\text{ mA} < I_O < 750\text{ mA}$			25			60			75	mV
$I_O$ Quiescent Current	$I_O < 1\text{ A}$	$T_j = 25^\circ\text{C}$		8		8		8		8	mA	
		$0^\circ\text{C} < T_j < +125^\circ\text{C}$			8.5		8.5		8.5		8.5	mA
$\Delta I_O$ Quiescent Current Change	$I_O < 1\text{ A}$	$5\text{ mA} < I_O < 1\text{ A}$		0.5		0.5		0.5		0.5	mA	
		$T_j = 25^\circ\text{C}, I_O < 1\text{ A}$		1.0		1.0		1.0		1.0	mA	
		$V_{\text{MIN}} < V_{\text{IN}} < V_{\text{MAX}}$	(7.5 < $V_{\text{IN}} < 20$ )			(14.8 < $V_{\text{IN}} < 27$ )			(17.9 < $V_{\text{IN}} < 30$ )			V
		$I_O < 500\text{ mA}, 0^\circ\text{C} < T_j < +125^\circ\text{C}$			1.0			1.0			1.0	mA
$V_N$ Output Noise Voltage	$T_A = 25^\circ\text{C}, 10\text{ Hz} < f < 100\text{ kHz}$	$V_{\text{MIN}} < V_{\text{IN}} < V_{\text{MAX}}$	(7 < $V_{\text{IN}} < 25$ )			(14.5 < $V_{\text{IN}} < 30$ )			(17.5 < $V_{\text{IN}} < 30$ )		V	
				40		75		90			$\mu\text{V}$	
$\frac{\Delta V_{\text{IN}}}{\Delta V_{\text{OUT}}}$ Ripple Rejection	$f = 120\text{ Hz}$	$I_O < 1\text{ A}, T_j = 25^\circ\text{C}$ or $I_O < 500\text{ mA}$		62	80	55	72	54	70		dB	
		$0^\circ\text{C} < T_j < +125^\circ\text{C}$			62		55		54		dB	
		$V_{\text{MIN}} < V_{\text{IN}} < V_{\text{MAX}}$	(8 < $V_{\text{IN}} < 18$ )			(15 < $V_{\text{IN}} < 25$ )			(18.5 < $V_{\text{IN}} < 28.5$ )			V
$R_O$ Dropout Voltage	$T_j = 25^\circ\text{C}, I_{\text{OUT}} = 1\text{ A}$	Output Resistance		2.0		2.0		2.0			$\Omega$	
		Short Circuit Current	$f = 1\text{ kHz}$		8		18		19		mA	
		Peak Output Current	$T_j = 25^\circ\text{C}$		2.1		1.5		1.2		A	
		Average TC of $V_{\text{OUT}}$	$T_j = 25^\circ\text{C}$		2.4		2.4		2.4		A	
			$0^\circ\text{C} < T_j < +125^\circ\text{C}, I_O = 5\text{ mA}$		0.6		1.5		1.8		mV/ $^\circ\text{C}$	
$V_{\text{IN}}$ Required to Maintain Line Regulation	$T_j = 25^\circ\text{C}, I_O < 1\text{ A}$	7.3			14.6			17.7		V		

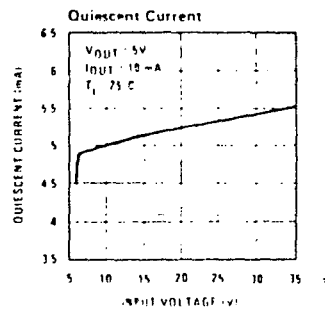
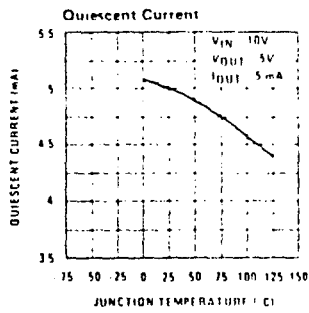
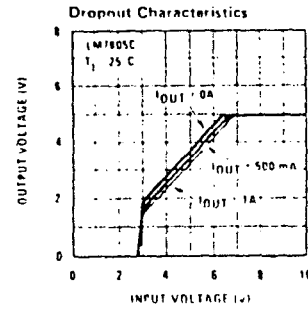
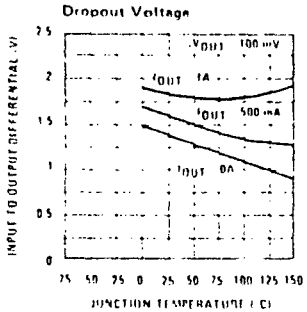
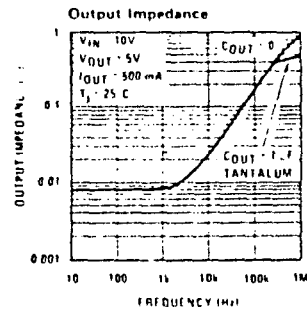
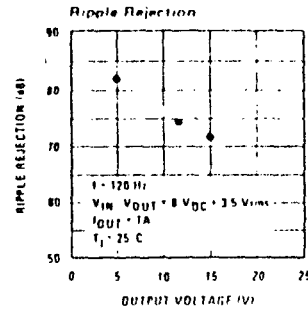
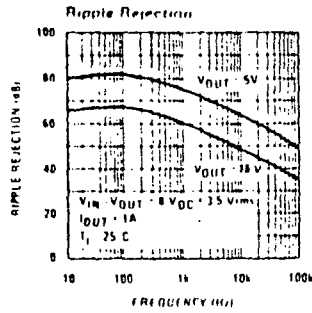
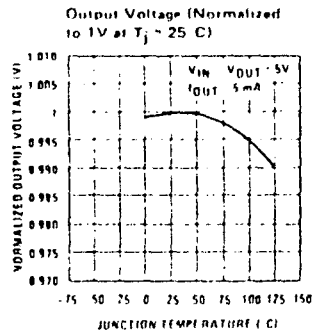
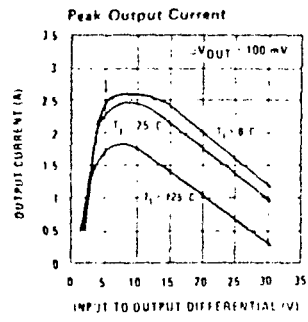
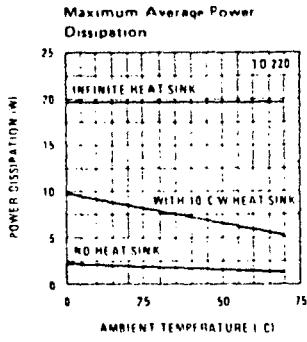
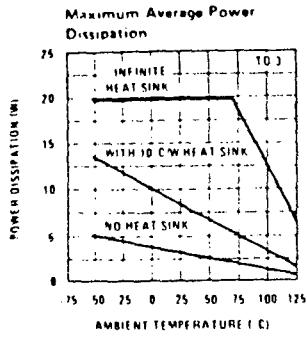
NOTE 1: Thermal resistance of the TO-3 package (K, KC) is typically  $4^\circ\text{C}/\text{W}$  junction to case and  $35^\circ\text{C}/\text{W}$  case to ambient. Thermal resistance of the TO-220 package (T) is typically  $4^\circ\text{C}/\text{W}$  junction to case and  $50^\circ\text{C}/\text{W}$  case to ambient.

NOTE 2: All characteristics are measured with capacitor across the input of  $0.22\ \mu\text{F}$ , and a capacitor across the output of  $0.1\ \mu\text{F}$ . All characteristics except noise voltage and ripple rejection ratio are measured using pulse techniques ( $t_w < 10\text{ ms}$ , duty cycle  $< 5\%$ ). Output voltage changes due to changes in internal temperature must be taken into account separately.

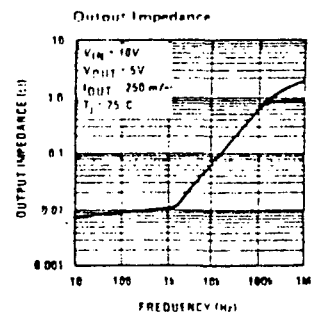
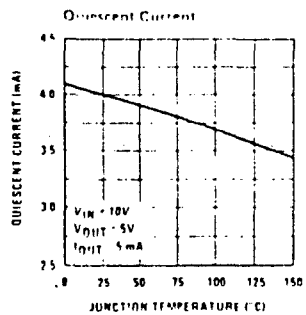
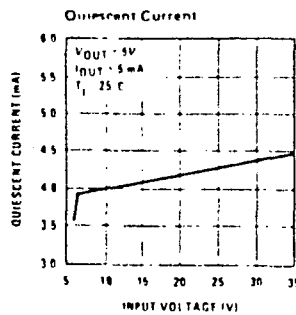
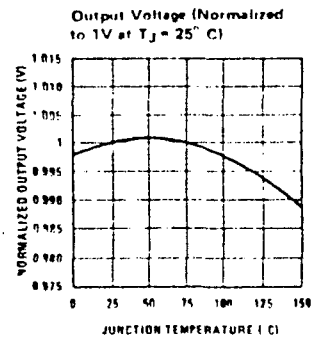
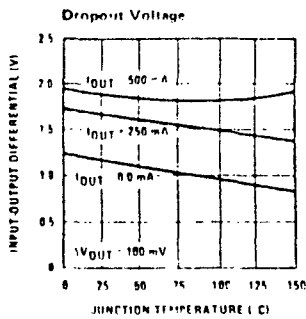
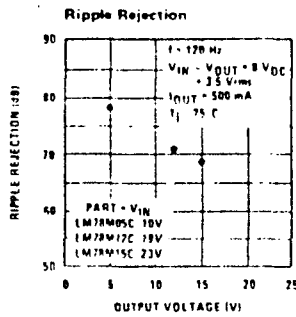
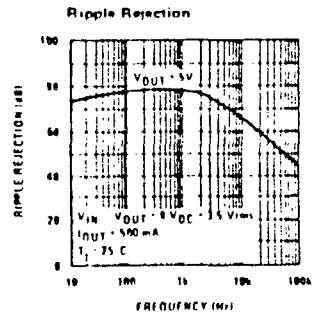
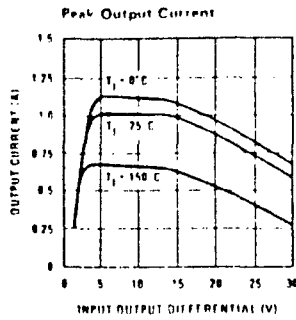
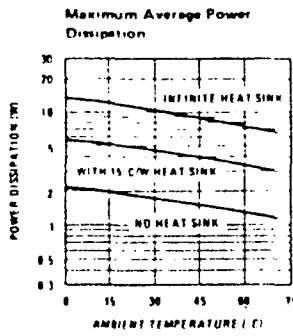




Typical Performance Characteristics



Typical Performance Characteristics



**LM79XX Series 3-Terminal Negative Regulators**

**General Description**

The LM79XX series of 3 terminal regulators is available with fixed output voltages of -5V, -12V, and -15V. These devices need only one external component a compensation capacitor at the output. The LM79XX series is packaged in the TO-220 power package and is capable of supplying 1.5A of output current.

These regulators employ internal current limiting, safe area protection and thermal shutdown for protection against virtually all overload conditions.

Low ground pin current of the LM79XX series allows output voltage to be easily boosted above the preset value with a resistor divider. The low quiescent current

draw of these devices is a specified maximum change with line and load regulation and regulation in the voltage boosted mode.

For applications requiring other voltages, see LM1117 data sheet.

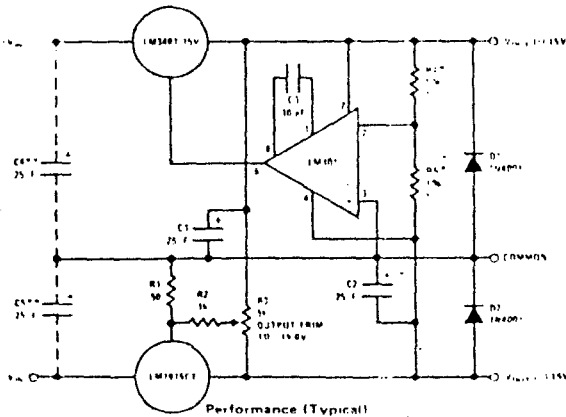
**Features**

- Thermal, short circuit and safe area protection
- High ripple rejection
- 1.5A output current
- 4% preset output voltage



**Typical Applications**

**+15V, 1 Amp Tracking Regulators**

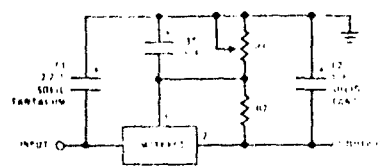


**Performance (Typical)**

	I <sub>L</sub> = 151	I <sub>L</sub> = 151
Load Regulation at ΔI <sub>L</sub> = 1A	40 mV	2 mV
Output Ripple C <sub>IN</sub> = 3000µF, I <sub>L</sub> = 1A	100µVrms	100µVrms
Temperature Stability	50 mV	50 mV
Output Noise 10 Hz ≤ f ≤ 10 kHz	150µVrms	150µVrms

\* Resistor tolerance of R4 and R5 determine matching of (+) and (-) outputs  
 \*\* Necessary only if raw supply filter capacitors are more than 3" from regulators

**Variable Output**



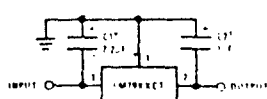
\* Improves transient response and ripple rejection. Do not increase above 50µF

$$V_{OUT} = V_{S} \cdot \left( \frac{R1 + R2}{R2} \right)$$

-- Select R2 values --

LM7905CV	300Ω
LM7912CV	750Ω
LM7915CV	1k

**Fixed Regulator**

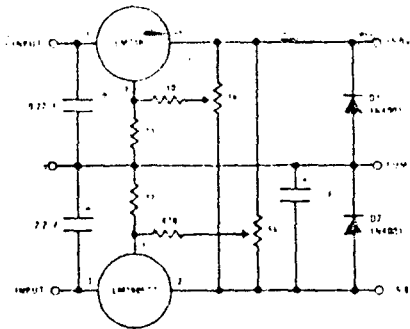


\* Required if regulator is separated from filter capacitor by more than 3". For value given, capacitor must be solid tantalum. 25µF aluminum electrolytic may be substituted.

† Required for stability. For value given, capacitor must be solid tantalum. 25µF aluminum electrolytic may be substituted. Values given may be increased without limit.

For output capacitance in excess of 100µF a high current diode from input to output (1N4001, etc) will protect the regulator from momentary input shorts.

**Dual Trimmed Supply**



### Absolute Maximum Ratings

Input Voltage		
( $V_O = 5V$ )		-35V
( $V_O = 12V$ and $15V$ )		-40V
Input-Output Differential		
( $V_O = 5V$ )		25V
( $V_O = 12V$ and $15V$ )		30V
Power Dissipation	Internally Limited	
Operating Junction Temperature Range		0 °C to +125 °C
Storage Temperature Range		-65 °C to +150 °C
Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)		230 °C

**Electrical Characteristics** Conditions unless otherwise noted:  $I_{OUT} = 500\text{ mA}$ ,  $C_{IN} = 2.2\mu\text{F}$ ,  $C_{OUT} = 1\mu\text{F}$ ,  $0^\circ\text{C} \leq T_J \leq +125^\circ\text{C}$ . Power Dissipation  $\leq 15\text{W}$ .

PART NUMBER		LM7905C			UNITS	
OUTPUT VOLTAGE		5V				
INPUT VOLTAGE (unless otherwise specified)		-10V				
PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX		
$V_O$ Output Voltage	$T_J = 25^\circ\text{C}$	4.8	5.0	-5.2	V	
	$5\text{ mA} \leq I_{OUT} \leq 1\text{ A}$	-4.75		-5.25	V	
	$P \leq 15\text{ W}$				V	
$\Delta V_O$ Line Regulation	$T_J = 25^\circ\text{C}$ , (Note 2)		8	50	mV	
			( $25 \leq V_{IN} \leq 7$ )	71	V	
$\Delta V_O$ Load Regulation	$T_J = 25^\circ\text{C}$ , (Note 2)		2	15	mV	
			( $12 \leq V_{IN} \leq 8$ )	81	V	
$I_Q$ Quiescent Current	$T_J = 25^\circ\text{C}$		1	2	mA	
		$\Delta I_Q$ Quiescent Current Change	With Line		0.5	mA
			With Load, $5\text{ mA} \leq I_{OUT} \leq 1\text{ A}$	( $25 \leq V_{IN}$ )	71	V
$V_{n1}$ Output Noise Voltage	$T_A = 25^\circ\text{C}$ , $10\text{ Hz} \leq f \leq 100\text{ Hz}$		125		$\mu\text{V}$	
Ripple Rejection	$f = 120\text{ Hz}$	54	66		dB	
Dropout Voltage	$T_J = 25^\circ\text{C}$ , $I_{OUT} = 1\text{ A}$		1.1		V	
$I_{O\text{MAX}}$ Peak Output Current	$T_J = 25^\circ\text{C}$		2.2		A	
Average Temperature Coefficient of Output Voltage	$I_{OUT} = 5\text{ mA}$ , $0^\circ\text{C} \leq T_J \leq 100^\circ\text{C}$		0.4		mV/°C	

**Electrical Characteristics** (Continued) Conditions unless otherwise noted:  $I_{OUT} = 500\text{ mA}$ ,  $C_{IN} = 2.2\mu\text{F}$ ,  $C_{OUT} = 1\mu\text{F}$ ,  $0\text{ }^\circ\text{C} \leq T_J \leq +125\text{ }^\circ\text{C}$ , Power Dissipation = 1.5W

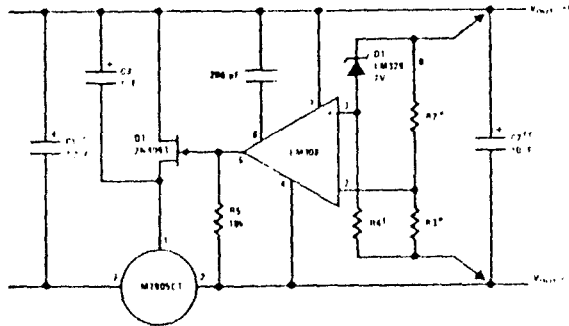
PART NUMBER			LM7912C			LM7915C			UNITS	
OUTPUT VOLTAGE			12V			15V				
INPUT VOLTAGE (unless otherwise specified)			-19V			-23V				
PARAMETER	CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX		
$V_O$	Output Voltage	$T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$	11.5	12.0	12.5	14.4	15.0	15.6	V	
		$5\text{ mA} \leq I_{OUT} \leq 1\text{ A}$	11.4		12.6	14.25		15.75	V	
		$P \leq 1.5\text{ W}$	$(-27 \leq V_{IN} \leq -14.5)$	14.5			$(-30 \leq V_{IN} \leq -17.5)$			V
$\Delta V_O$	Line Regulation	$T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$ (Note 2)		5	80		5	100	mV	
				$(-30 \leq V_{IN} \leq -14.5)$	14.5		$(-30 \leq V_{IN} \leq -17.5)$	17.5	V	
					3	30		3	50	mV
				$(-22 \leq V_{IN} \leq -16)$	16		$(-26 \leq V_{IN} \leq -20)$	20	V	
$\Delta V_O$	Load Regulation	$T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$ (Note 2)		15	200		15	200	mV	
				$5\text{ mA} \leq I_{OUT} \leq 1.5\text{ A}$	15	200		15	200	mV
				$250\text{ mA} \leq I_{OUT} \leq 750\text{ mA}$	5	75		5	75	mV
$I_Q$	Quiescent Current	$T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$		1.5	3		1.5	3	mA	
$\Delta I_Q$	Quiescent Current Change	With Line			0.5			0.5	mA	
				$(-30 \leq V_{IN} \leq -14.5)$	14.5		$(-30 \leq V_{IN} \leq -17.5)$	17.5	V	
				With Load $1.5\text{ mA} \leq I_{OUT} \leq 1\text{ A}$		0.5			0.5	mA
$V_n$	Output Noise Voltage	$T_A = 25\text{ }^\circ\text{C}$ , $10\text{ Hz} \leq f \leq 100\text{ Hz}$		300			375		$\mu\text{V}$	
			Ripple Rejection	$f = 120\text{ Hz}$	54	70	54	70	dB	
				$(-25 \leq V_{IN} \leq -15)$	15		$(-30 \leq V_{IN} \leq -17.5)$	17.5	V	
	Dropout Voltage	$T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$ , $I_{OUT} = 1\text{ A}$		1.1			1.1		V	
$I_{O\text{MAX}}$	Peak Output Current	$T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$		2.2			2.2		A	
	Average Temperature Coefficient of Output Voltage	$I_{OUT} = 5\text{ mA}$ , $0\text{ }^\circ\text{C} \leq T_J \leq 100\text{ }^\circ\text{C}$		0.8			1.0		mV/°C	

Note 1: For calculations of junction temperature rise due to power dissipation, thermal resistance junction to ambient ( $\theta_{JA}$ ) is  $50\text{ }^\circ\text{C/W}$  (no heat sink) and  $5\text{ }^\circ\text{C/W}$  (infinite heat sink).

Note 2: Regulation is measured at a constant junction temperature by pulse testing with a low duty cycle. Changes in output voltage due to heating effects must be taken into account.

Typical Applications (Continued)

High Stability 1 Amp Regulator



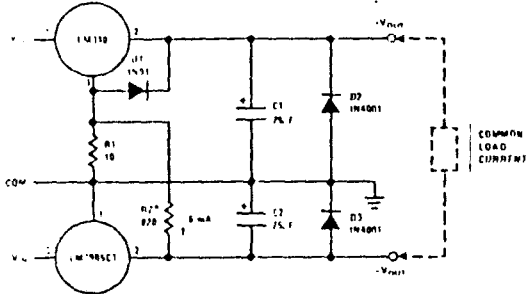
Load and line regulation  $\leq 0.01\%$  temperature stability  $\leq 0.2\%$

† Determines Zener current

‡ Solid tantalum

\* Select resistors to set output voltage. 2 ppm/°C tracking suggested

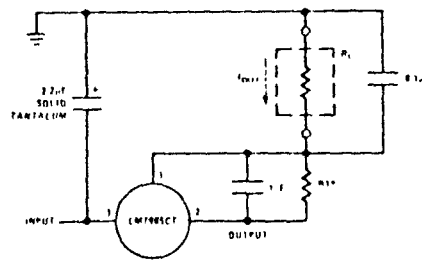
Preventing Positive Regulator Latch Up



R1 and D1 allow the positive regulator to "start up" when +VIN is delayed relative to -VIN and a heavy load is drawn between the outputs. Without R1 and D1, most three terminal regulators will not start with heavy (0.1A-1A) load current flowing to the negative regulator, even though the positive output is clamped by D2.

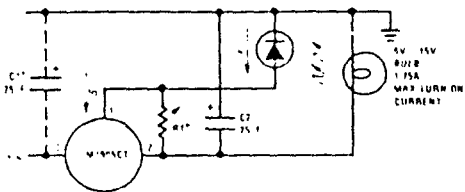
\* R2 is optional. Ground pin current from the positive regulator flowing through R1 will increase +VOUT - 60 mV if R2 is omitted.

Current Source



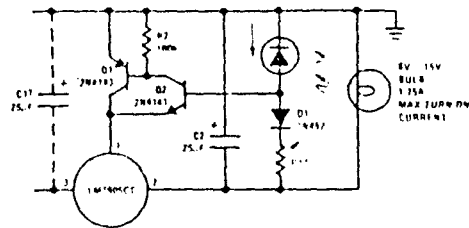
$$I_{OUT} = I_{mA} + \frac{5V}{R1}$$

Light Controllers Using Silicon Photo Cells



\* Lamp brightness increases until  $I_L = I_{mA} + 5V/R1$

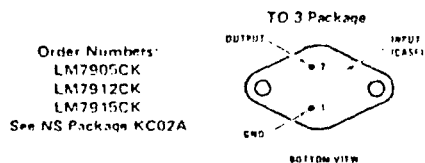
† Necessary only if raw supply filter capacitor is more than 2" from LM7905CT



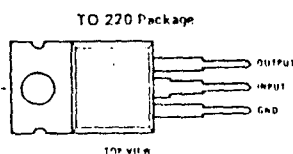
\* Lamp brightness increases until  $I_L = 5V/R1$  ( $I_L$  can be set as low as 1µA)

† Necessary only if raw supply filter capacitor is more than 2" from LM7905CT

Connection Diagrams



Order Numbers:  
LM7905CK  
LM7912CK  
LM7915CK  
See NS Package KC02A

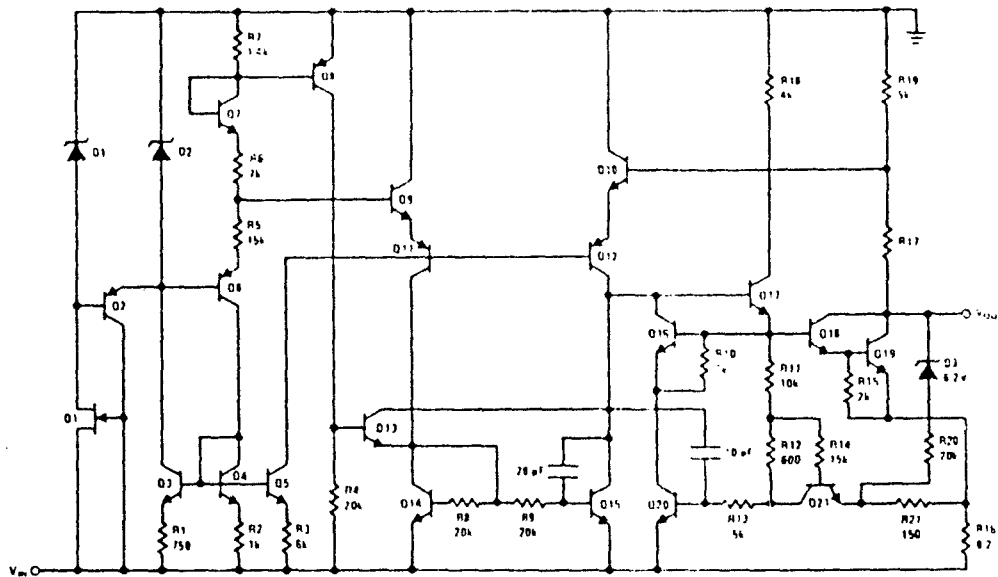


Order Numbers:  
LM7905CT  
LM7912CT  
LM7915CT  
See NS Package T03B

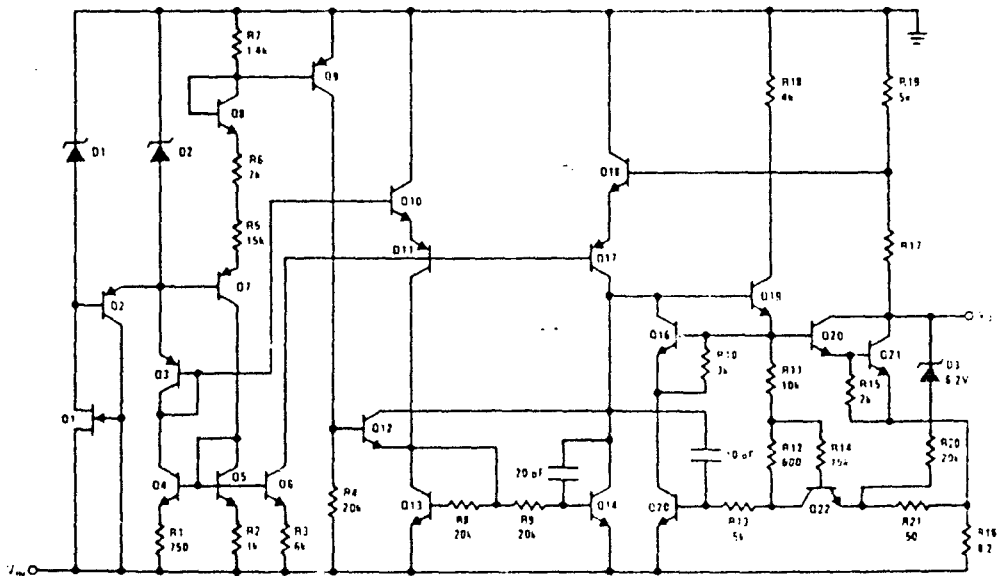


Schematic Diagrams

-5V



-12V and -15V



1-197

## 8. OSCILADOR DE 3 KHZ.

En éste capítulo vamos a ver el desarrollo práctico de un generador senoidal, cuya frecuencia de trabajo es de 3 KHz. El cerebro de éste oscilador es un cristal de cuarzo resonante, que es el que produce la señal cuadrada con la cual se trabaja luego.

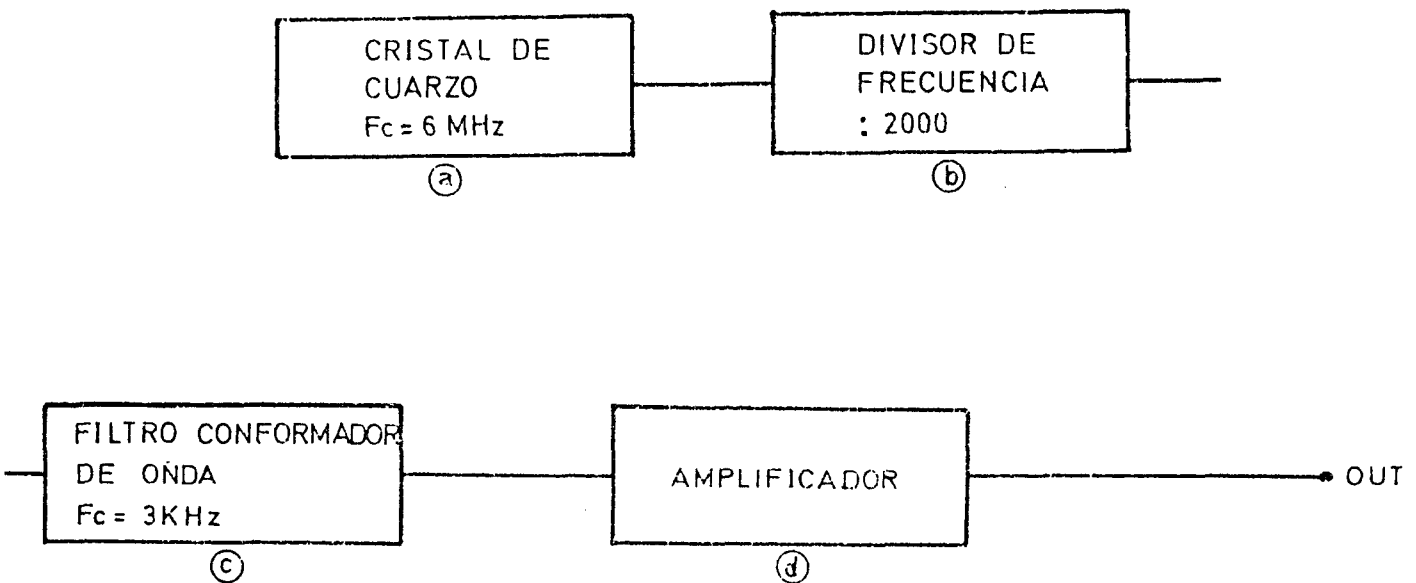


Figura 8-1. Diagrama de bloques del oscilador sintonizado a 3 KHz.

En el diagrama de bloques podemos observar que hay cuatro bloques. Vamos a ver cada bloque por separado, su misión, como está realizado en la práctica y un poco sobre la teoría de éstos bloques.

### 8.1. Oscilador a cristal de cuarzo.

En un primer término tenemos un oscilador a cristal de cuarzo. Se ha usado el cuarzo debido a que por sus propias ca-



racterísticas era el más idóneo para nuestro caso.

La misión que tiene ésta primera etapa dentro del oscilador, es la de generar una señal que oscila a una frecuencia fija. Esta frecuencia fija es muy estable debido a las características del cristal de cuarzo, con lo que la variación de frecuencia con respecto a la frecuencia central, es prácticamente nula. La frecuencia a la cual oscila el oscilador es de 6 MHz. El tipo de onda que se tiene a la salida de éste oscilador es cuadrada.

Vamos a ver seguidamente el esquema electrónico de éste primer bloque, y que es el siguiente:

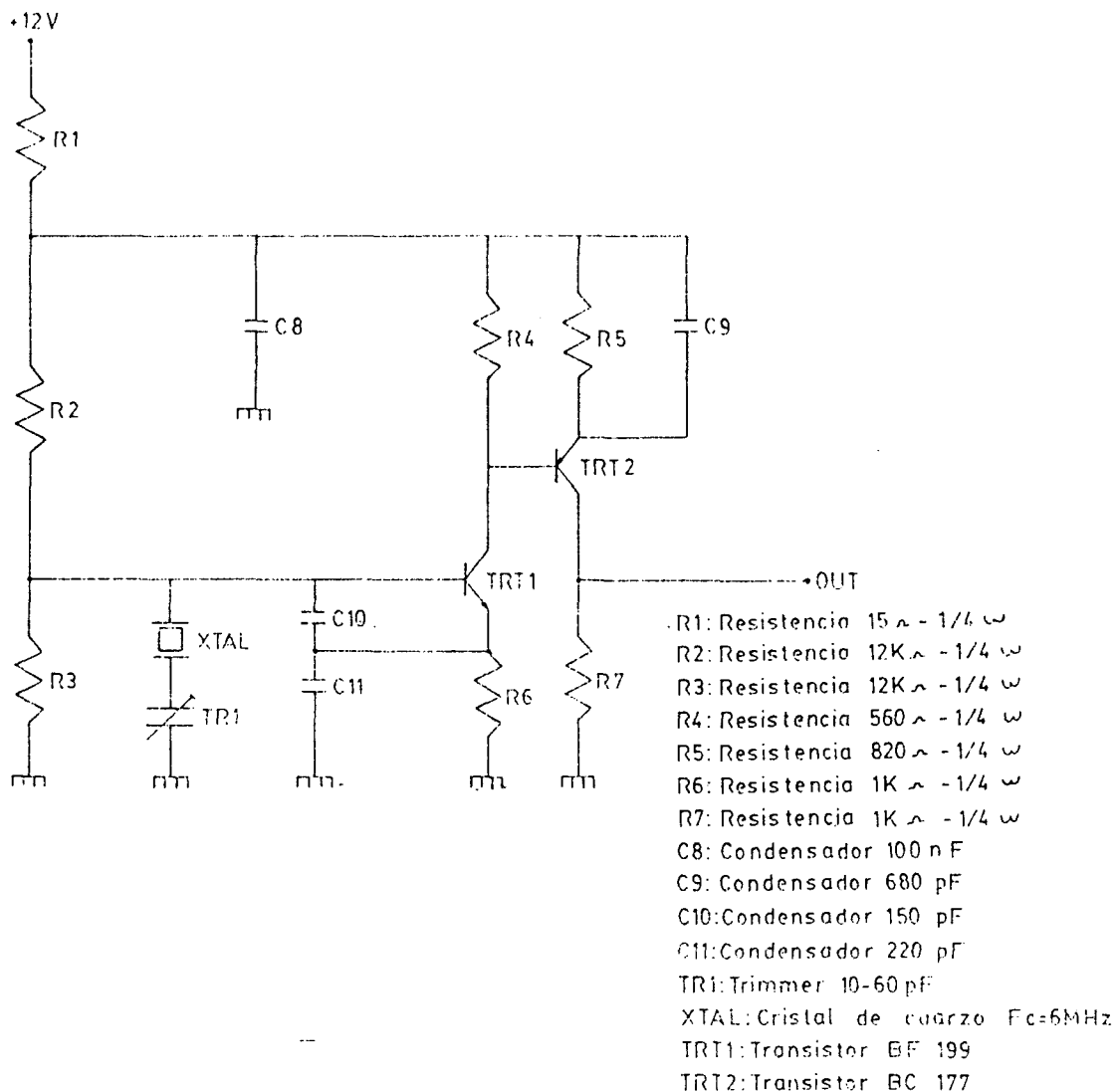


Figura 8-2. Esquema electrónico del oscilador a cristal de cuarzo.

Como ya decía, éste circuito oscila a una frecuencia de 6 MHz. La frecuencia necesaria para cumplir las normas DIN ó ANSI, son las de 3 ó 3.15 KHz. La pregunta podría ser porqué se usa una frecuencia de 6 MHz. si lo que nos hace falta es una de 3 ó 3.15 KHz. La respuesta es que es difícil encontrar cristales de cuarzo que oscilen a éstas bajas frecuencias. Entonces el procedimiento que se sigue es el de crear un oscilador de alta frecuencia en éste caso dicho oscilador es de 6 MHz., y luego, mediante divisores de frecuencia bajar ésta frecuencia hasta llegar a la frecuencia deseada. Entonces el proceso a seguir es buscar cristales de una frecuencia alta, de tal forma que al ser dividida ésta frecuencia nos dé la frecuencia que estábamos buscando.

En el anexo 8-1 tenemos un estudio teórico sobre los cristales de cuarzo, y en el anexo 8-3, tenemos las características de los transistores empleados en hacer éste oscilador.

## 8.2. Divisor de frecuencia.

En ésta segunda parte del oscilador, tenemos un divisor de frecuencia. La misión que tiene éste divisor como ya vimos en el apartado anterior, es la de dividir la frecuencia. La frecuencia que tiene a la entrada es de 6 MHz. y lo que tiene que haber a la salida de éste divisor es una señal con una frecuencia de 3 KHz.

El circuito encargado de hacer ésta división y obtener la señal de 3 KHz. que andamos buscando es el de la figura 8-3.

Lo que hace éste divisor como ya decía es pasar la frecuencia de 6 MHz. a 3 KHz. Para ello divide la señal de entrada de 6 MHz. por 2000, obteniéndose así otra señal igual a la de entrada pero con una frecuencia 2000 veces menor, es decir, una señal cuya frecuencia es 3 KHz.

Este divisor está basado en circuitos digitales del tipo CMOS. El circuito integrado CMOS 4040, es el encargado de hacer la división. Este circuito integrado es un contador. La función que tienen los circuitos contadores como su nombre indica es la de contar. El circuito trabaja de la siguiente forma:

El contador está preparado para que cuente hasta 2000. La forma de realizar ésto es la siguiente:

El contador usado es un CMOS 4040. En la figura 8-5 podemos observar el patillaje de éste contador. Es un contador de tipo binario, es decir que los números que va contando los cuenta en binario, y el número de dígitos que puede tener van desde Q0 hasta Q11, es decir, 12 dígitos, por lo cual el número más bajo que puede contar es el 000000000000 y el número más alto es el 111111111111 por lo que pasando estos números de binario a decimal, vemos que éste contador puede contar desde 0 hasta 4095, y

puesto que el 2000 está entre estos dos números, éste contador nos viene muy bien.

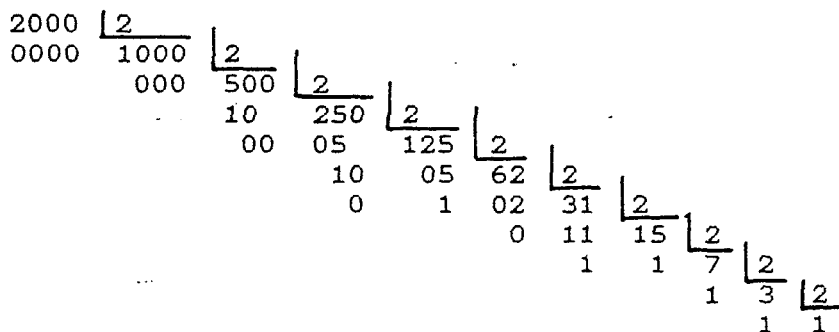
La forma de dividir la frecuencia con un contador es la siguiente: El contador lo que nos hace es contar los cambios de nivel de la función que existe a la entrada del contador.

Si recordamos, en el apartado anterior habíamos dicho que la función que entraba en el divisor era una onda cuadrada de una frecuencia de 6 MHz. Si queremos dividir por 2000, lo que tenemos que hacer es que cada vez que cuenta 2000 pulsos de la frecuencia de entrada (6 MHz.) nos dé uno a la salida, con lo cual ya nos está haciendo la división de frecuencia. La señal de entrada se la introducimos al contador por la patilla número 10 que es el CLOCK o reloj del contador y es el que detecta cuándo se produce una variación de nivel en la señal de entrada y, por lo tanto, un pulso.

Para que dé un pulso, después de que haya contado 2000, lo que debemos hacer es que el contador en principio nos cuente hasta 2000, y luego cuando llega dar una orden para que se produzca el pulso.

La forma en la que el contador cuenta, como ya decía, es en binario. Luego cuando tiene en las salidas el número binario correspondiente al 2000 es que ya ha llegado, es decir, que ya ha contado 2000 pulsos.

El número 2000 en binario se obtiene como sigue:



Se coge luego el último cociente y todos los restos en orden contrario al que se iban produciendo:

11111010000

Para comprobar que éste número binario es el 2000 en decimal:

$$11111010000 = 0 \cdot 2^0 + 0 \cdot 2^1 + 0 \cdot 2^2 + 0 \cdot 2^3 + 1 \cdot 2^4 + 0 \cdot 2^5 + 1 \cdot 2^6 + 1 \cdot 2^7 + 1 \cdot 2^8 + 1 \cdot 2^9 + 1 \cdot 2^{10} = 16 + 64 + 128 + 256 +$$

+ 512 + 1024 = 2000

Como el número 11111010000 tiene once dígitos y decíamos el contador empleado tiene doce, lo que debemos hacer es poner el bit de mayor peso a 0 con lo que el número quedaría: 011111010000.

Ya sabemos, pues, que si las salidas: Q4, Q6, Q7, Q8, Q9, y Q10 están todas a 1, quiere decir que el contador ya ha llegado a 2000. Para saber si todas estas salidas están a 1, las vamos multiplicando una por otra mediante puertas AND de dos entradas (4081).

Si en alguna hay un cero, la salida de todas estas puertas AND enlazadas (ver figura 8-3) es 0. En el caso que todas las salidas citadas del contador sean 1 entonces el producto de las puertas AND será 1, y será el único caso en que es 1. Así, pues, ya sabemos cuando el contador llega a 2000.

El siguiente paso es dar el impulso de salida cuando el contador llega a 2000. Este lo obtenemos del bit con mayor peso de los que se debían poner a 1 para que esté el número decimal 2000, es decir, el bit número 10 en nuestro caso (Q10).

Luego lo que debemos hacer es volver a colocar el contador a cero, después de que llega al 2000, para que pueda volver a empezar a contar.

Esto lo realizamos por la entrada MR (Master Reset) del contador. Esta entrada cuando es 1 pone el contador a 0, y esto debe suceder cuando se llega al 2000. Como ya vimos, sabemos cuando llegaba al 2000 porque la salida al final de las puertas AND era 1, pues ésta misma salida a nivel 1 nos puede servir de entrada del master reset para poner a cero el contador, terminando con ello el proceso.

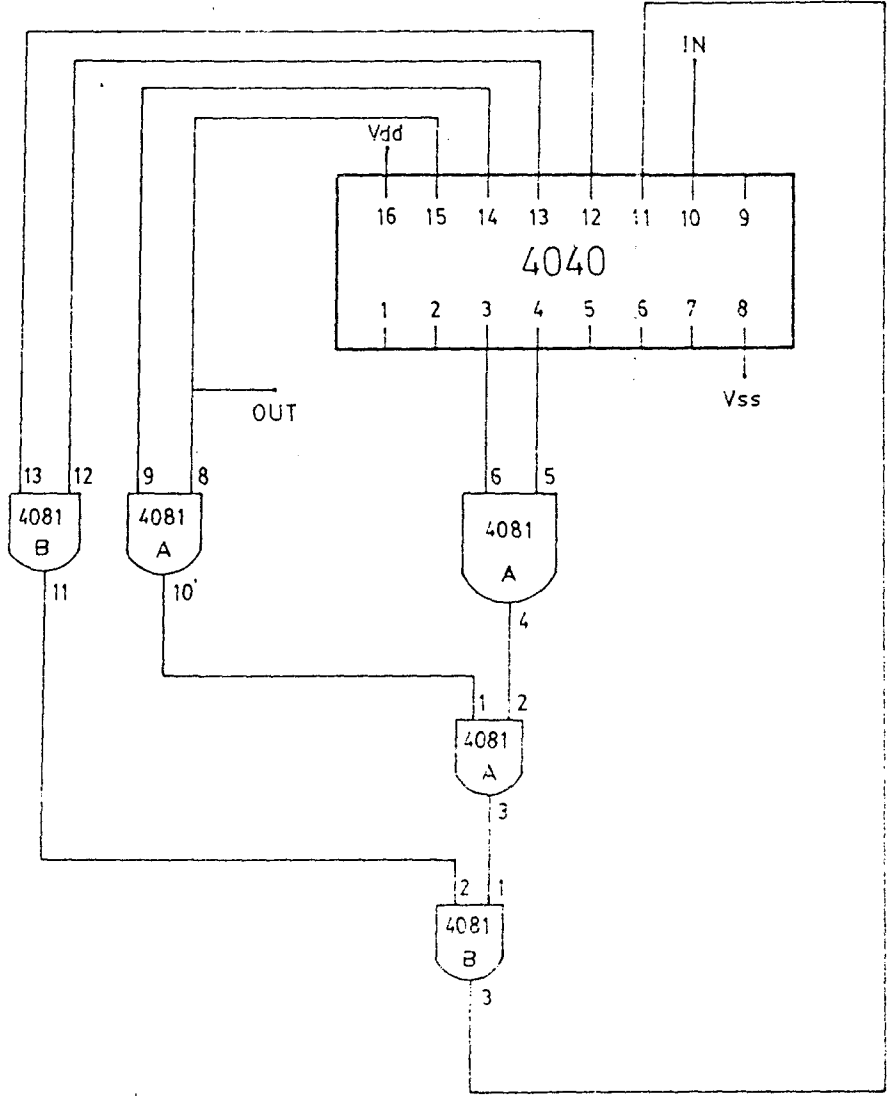
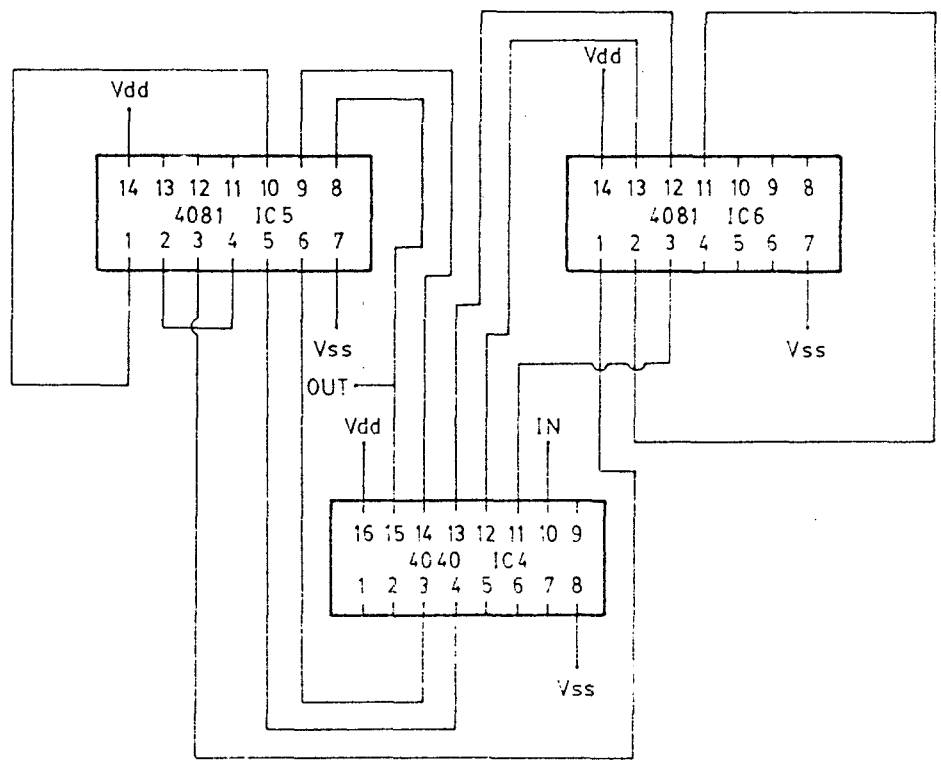


Figura 8-3. Esquema del divisor de frecuencia del oscilador de 3 KHz.

Figura 8-4. Diagrama electrónico del divisor de frecuencia.



Vdd = +12V  
Vss = Masa  
IC4 = 4040  
IC5 = 4081  
IC6 = 4081

Si se quieren consultar las características de los circuitos integrados empleados en éste divisor de frecuencia, se pueden observar consultando el anexo 8-3.

De cualquier manera en la figura 8-5 se muestran los dos circuitos integrados empleados y sus correspondientes pines.

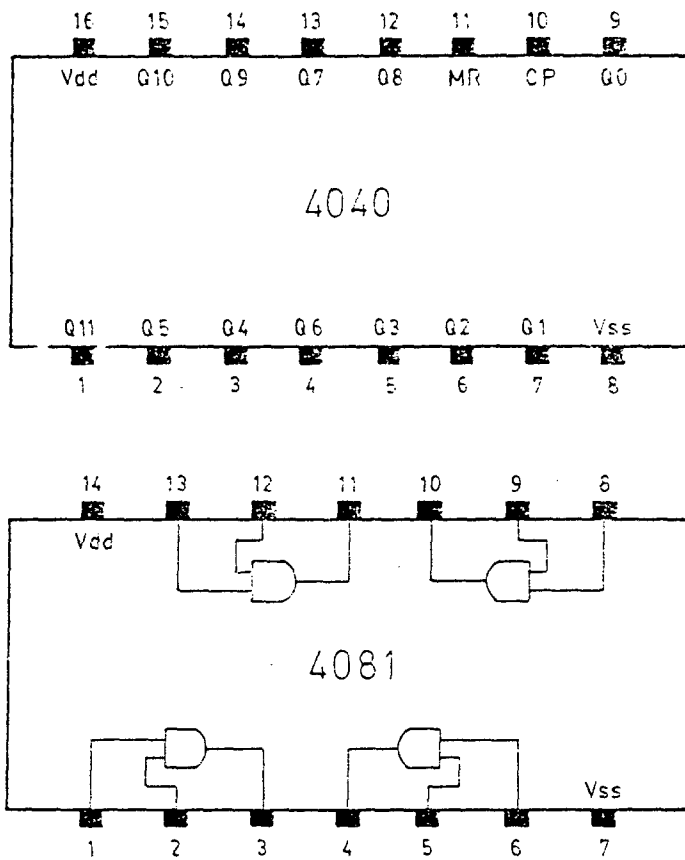


Figura 8-5. Patillaje de salida de los circuitos integrados CMOS 4040 y 4081.

### 8.3. Filtro conformador de onda.

Después de haber visto como se produce la señal cuadrada de 6 MHz. en el oscilador a cristal de cuarzo y luego ésta señal cuadrada de 6 MHz. se dividía en un divisor de frecuencia teniendo a la salida una señal cuadrada de 3 KHz., vamos a ver ahora como pasamos ésta señal cuadrada de 3 KHz. a otra señal de 3 KHz. también, pero sinusoidal.

El sistema empleado aquí es el de hacer pasar la señal cuadrada de 3 KHz. por un filtro paso banda centrado en 3 KHz. precisamente, y con una banda bastante estrecha. Esto hace que deje pasar bien la frecuencia de 3 KHz. y las cercanas, pero a medida que la frecuencia es algo diferente de 3 KHz. la atenúa, consiguiendo así la señal sinusoidal de 3 KHz. que deseábamos.

Vamos a centrarnos, pues, en éste filtro y sus características.

Como ya decía anteriormente, este filtro es un filtro paso banda centrado a 3 KHz. La tecnología que utiliza es la de un filtro activo, es decir, que está diseñado con una serie de condensadores y resistencias combinados con amplificadores operacionales.

El porqué de realizar un filtro activo en lugar de uno pasivo, es consecuencia de las siguientes características que tienen los filtros activos:

- \* Ofrecen un mejor rendimiento a más bajo coste.
- \* Normalmente son pequeños y menos pesados que los filtros pasivos porque no se introducen bobinas en su diseño.
- \* La potencia a la salida puede ser, opcionalmente, mayor que la de entrada.
- \* Diseño muy fácil.
- \* Menores problemas de disipación de potencia.
- \* Los filtros activos ofrecen: Precisión, estabilidad y alta inmunidad a interferencia electromagnéticas.
- \* Tienen alta impedancia de entrada y baja de salida lo que permite su conexión en cascada sin grandes problemas.
- \* Es posible obtener un factor de sobretensión  $Q$  muy elevada fácilmente.



\* Etc.

Aquí hay una serie de ventajas para escoger realizar un filtro activo en lugar de uno pasivo. Si se desea más información sobre los filtros activos, el anexo 8-2 contiene un estudio teórico sobre los mismos.

El filtro activo diseñado al efecto para éste conformador de onda, es el visto en la figura 8-6.

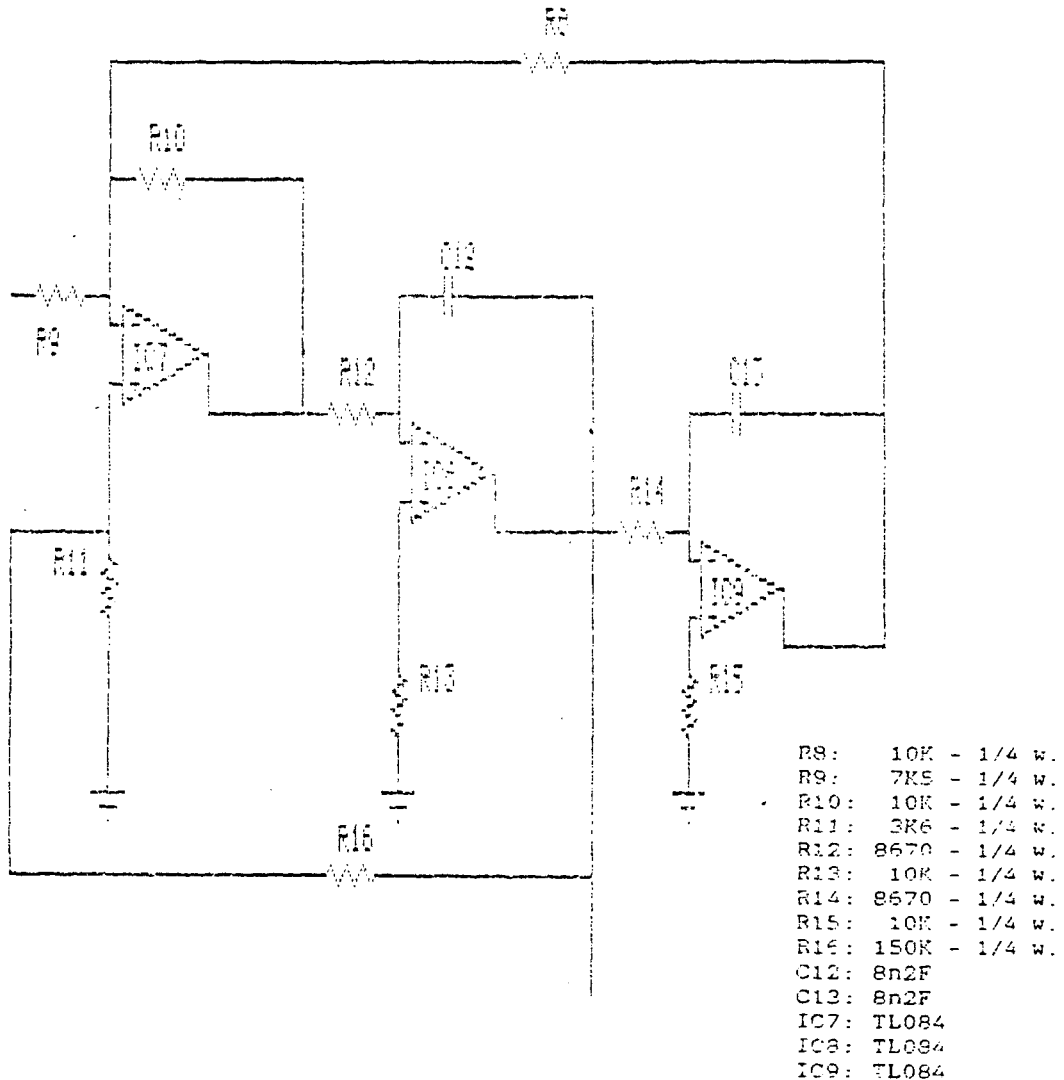


Figura 8-6. Esquema electrónico del filtro activo paso banda sintonizado a 3 KHz.

Si se desean consultar las características del circuito integrado empleado en éste filtro (Amplificador Operacional TL084), éstas se encuentran en el anexo 8-3.

La forma teórica en que debería comportarse el filtro es lo que vamos a analizar a continuación.

Esta respuesta teórica es la dibujada en las próximas figuras. Esta obtenida en ordenador por medio de un programa de simulación.

Vamos a hacer dos tipos de análisis sobre el circuito. El primero es el análisis para alterna y el segundo es el análisis para continua.

Para el análisis en alterna, el sistema ignora cualquier variación con el tiempo de las fuentes de tensión. Todas las baterías son reemplazadas por una resistencia de 0.01 ohmios.

Si el circuito tiene algún elemento no lineal, el sistema hará un análisis para hallar el punto de trabajo de continua, y luego determinar las características de pequeña señal en alterna de los elementos no lineales.

Para éste análisis el sistema aplica una fuente sinusoidal de frecuencia variable y de 1 Voltio de tensión al punto de entrada al circuito.

AGUSTIN NETLIST

NO.	TYPE	A	B	C	D	PARAMETER
1	OPAMP	1	2		3	084
3	RESISTOR		2		0	3K6
7	RESISTOR		1		4	7K5
8	RESISTOR		1		3	10K
12	RESISTOR		3		5	8670
20	RESISTOR		1		6	10K
23	OPAMP	5	7		8	084
25	RESISTOR		7		0	10K
28	CAPACITOR		5		8	8N2
33	RESISTOR		8		9	8670
34	OPAMP	9	10		6	084
35	RESISTOR		10		0	10K
38	CAPACITOR		9		6	8N2
54	RESISTOR		2		8	150K

LIBRARY ELEMENTS USED

```

084  RI= 0          AO= 0          RO= 0          ****= 0
      VMAX= 0       F1= 0          F2= 0          SR= 0
  
```

Figura 8-7. Librería de elementos usados en éste filtro.

### AGUSTIN ANALYSIS LIMITS

LOWEST FREQUENCY	5
HIGHEST FREQUENCY	15000
LOWEST GAIN(DB)	-80
HIGHEST GAIN(DB)	20
LOWEST PHASE SHIFT	-360
HIGHEST PHASE SHIFT	90
LOWEST GROUP DELAY	1E-9
HIGHEST GROUP DELAY	1E-4
INPUT NODE NUMBER	4
OUTPUT NODE NUMBER	8
ACCURACY(%)	5
PRINT TABLE OF VALUES(Y/N)	Y
AUTO OR FIXED FREQUENCY STEP	A
DEFAULT PLOTTING PARAMETERS(Y/N)	Y
TEMPERATURE (LOW/HIGH/STEP)	25
WORST CASE (Y/N)	N

Figura 8-8. Limites del análisis de alterna del filtro.

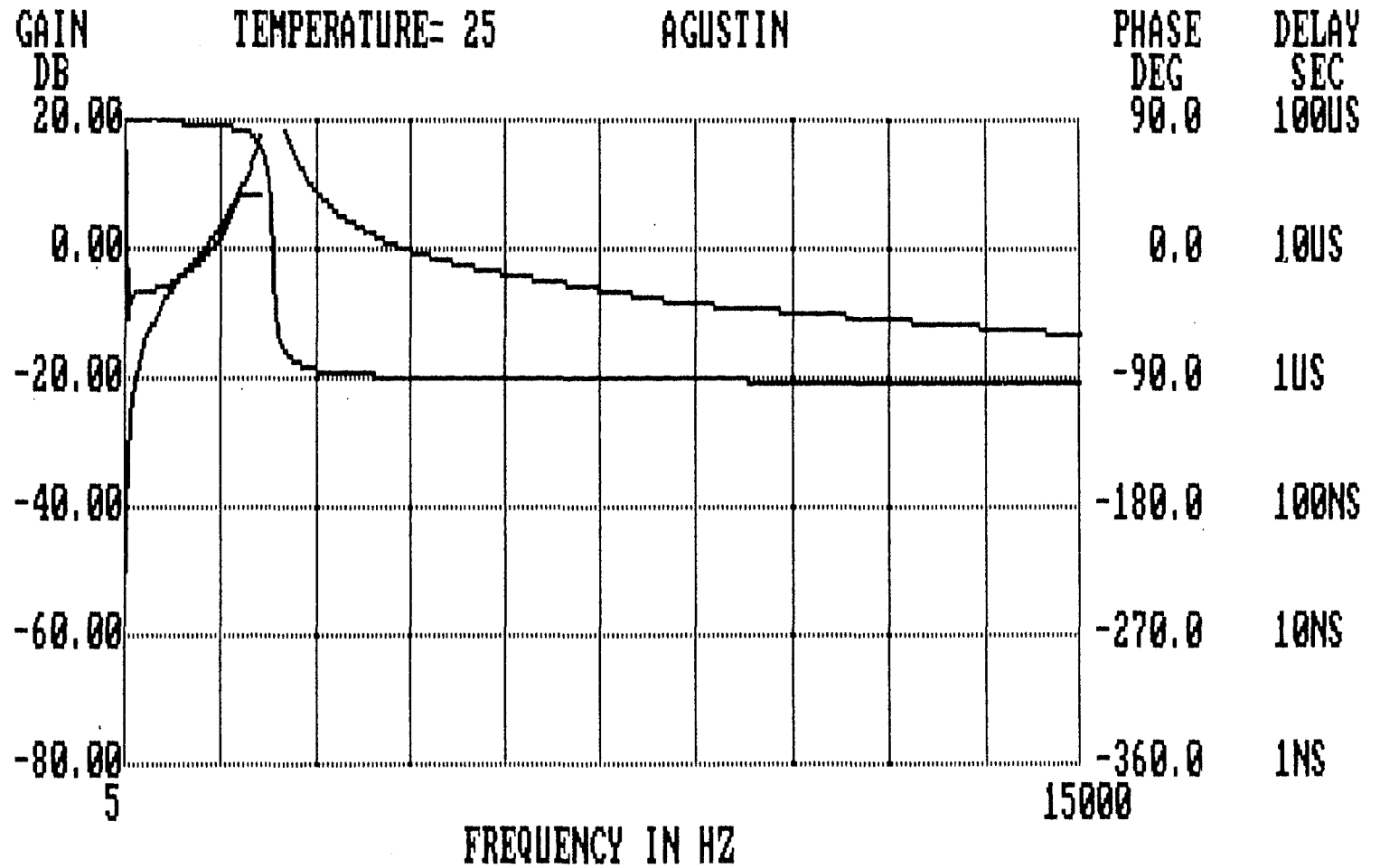
SPICE FROM SOFTWARE  
 MICRO-CAP 11  
 FREQUENCY ANALYSIS  
 FOR

AUGUSTIN CIRCUIT

FREQUENCY	GAIN (DB)	ANGLE (DEGREES)	DELAY (SEC)	SLOPE (DB/OCTAVE)
500.00000D-02	-501.16624D-01	898.59725D-01	0.00000D+00	0.00000E+00
525.00000D-02	-496.92836D-01	898.65612D-01	654.08551D-07	602.06184E-02
575.00000D-02	-489.02600D-01	898.75744D-01	562.08554D-07	602.06451E-02
675.00000D-02	-475.09925D-01	898.91144D-01	427.77170D-07	602.06676E-02
875.00000D-02	-452.55793D-01	899.10770D-01	265.63498D-07	602.07239E-02
107.50000D-01	-434.67723D-01	899.21070D-01	150.00181D-07	602.08077E-02
147.50000D-01	-407.19885D-01	899.31240D-01	706.25490D-08	602.09651E-02
187.50000D-01	-386.35479D-01	899.34298D-01	706.25490D-08	602.12364E-02
227.50000D-01	-369.55602D-01	899.33994D-01	706.25490D-08	602.15831E-02
307.50000D-01	-343.37620D-01	899.28550D-01	706.25490D-08	602.22278E-02
387.50000D-01	-323.28169D-01	899.19982D-01	297.48780D-08	602.33550E-02
467.50000D-01	-306.96839D-01	899.09892D-01	350.34088D-08	602.47779E-02
627.50000D-01	-281.37298D-01	898.87466D-01	389.34991D-08	602.74277E-02
787.50000D-01	-261.60813D-01	898.68550D-01	415.21073D-08	603.20387E-02
110.75000D+00	-231.88903D-01	898.13761D-01	432.18835D-08	604.10204E-02
142.75000D+00	-209.70798D-01	897.62708D-01	443.17383D-08	605.73511E-02
174.75000D+00	-191.97029D-01	897.10933D-01	449.43415D-08	607.84631E-02
238.75000D+00	-164.42434D-01	896.05792D-01	456.34246D-08	611.86280E-02
302.75000D+00	-143.21483D-01	894.98636D-01	465.08666D-08	619.02757E-02
366.75000D+00	-125.83346D-01	893.89219D-01	474.89912D-08	628.23477E-02
494.75000D+00	-979.38461D-02	891.61857D-01	493.40760D-08	645.86296E-02
622.75000D+00	-754.35990D-02	889.19376D-01	526.21802D-08	677.88033E-02
750.75000D+00	-560.03234D-02	886.56110D-01	571.32276D-08	720.58716E-02
100.67500D+01	-217.60652D-02	880.34748D-01	674.22100D-08	808.94165E-02
126.27500D+01	107.06625D-02	871.95725D-01	910.39822D-08	993.29748E-02
151.87500D+01	454.92358D-02	859.07831D-01	139.74541D-07	130.61856E-01
177.07500D+01	881.02285D-02	834.91897D-01	262.14568D-07	189.60379E-01
190.27500D+01	115.82387D-01	811.70418D-01	262.14568D-07	275.91847E-01
209.47500D+01	152.46403D-01	767.01076D-01	262.14568D-07	390.09342E-01
215.87500D+01	176.79425D-01	724.45585D-01	262.14568D-07	543.50464E-01
222.27500D+01	208.11583D-01	646.30592D-01	339.19242D-06	721.39442E-01
225.47500D+01	249.44216D-01	469.46813D-01	767.52519D-06	980.46982E-01
227.07500D+01	271.37538D-01	290.38400D-01	155.45499D-05	106.35944E+00
228.67500D+01	279.56419D-01	166.16768D-01	215.65334D-05	802.71408E-01
228.67500D+01	283.42004D-01	241.48755D-02	246.56065D-05	380.64579E-01
230.27500D+01	281.78889D-01	-120.59406D-01	251.28963D-05	-162.15616E-01
231.87500D+01	275.32297D-01	-251.29174D-01	226.90570D-05	-647.27257E-01
233.47500D+01	265.88541D-01	-359.09024D-01	187.15019D-05	-951.29013E-01
235.07500D+01	255.24472D-01	-443.88509D-01	147.21329D-05	-107.99401E+00
238.27500D+01	234.21732D-01	-560.91384D-01	101.58746D-05	-107.79700E+00
241.47500D+01	215.64902D-01	-633.86782D-01	633.28117D-06	-964.77547E-01
247.87500D+01	186.10781D-01	-716.30739D-01	357.81065D-06	-782.77802E-01
260.67500D+01	146.20131D-01	-788.00261D-01	357.81065D-06	-549.37763E-01
286.27500D+01	997.02189D-02	-838.20655D-01	357.81065D-06	-344.05701E-01
311.87500D+01	711.44209D-02	-858.31023D-01	357.81065D-06	-231.11477E-01
337.47500D+01	507.21147D-02	-869.41084D-01	357.81065D-06	-179.44445E-01
363.07500D+01	348.91633D-02	-876.62617D-01	357.81065D-06	-150.06132E-01
414.27500D+01	111.12281D-02	-885.79432D-01	357.81065D-06	-124.94329E-01
465.47500D+01	-658.40122D-03	-891.70601D-01	357.81065D-06	-105.26306E-01
567.87500D+01	-324.84526D-02	-899.58428D-01	357.81065D-06	-902.86674E-02
670.27500D+01	-515.06519D-02	-905.18975D-01	357.81065D-06	-795.30120E-02
875.07500D+01	-792.70307D-02	-913.78425D-01	357.81065D-06	-721.78679E-02
107.98750D+02	-996.91473D-02	-920.98853D-01	357.81065D-06	-673.10891E-02
128.46750D+02	-115.95819D-01	-927.37692D-01	357.81065D-06	-649.26858E-02
150.00000D+02	-130.16408D-01	-932.79826D-01	357.81065D-06	-635.44202E-02

Figura 8-9. Tabla de valores y límites del análisis de alterna.

Figura 8-10. Representación gráfica del análisis de alterna.



FREQUENCY = 150.00000D+02 HZ      GAIN = -13.016 DB  
 PHASE ANGLE= -93.380 DEGREES      GROUP DELAY= 357.81065D-06 SEC  
 GAIN SLOPE = -635.44202E-02 DB/OCT      PEAK GAIN = 28.342DB/F= 228.67500D+01  
 1:ANOTHER RUN 2:ANALYSIS LIMITS 3:RETURN 4:TITLE

## AGUSTIN ANALYSIS LIMITS

LOWEST FREQUENCY	5
HIGHEST FREQUENCY	8000
LOWEST GAIN(DB)	-80
HIGHEST GAIN(DB)	20
LOWEST PHASE SHIFT	-360
HIGHEST PHASE SHIFT	90
LOWEST GROUP DELAY	1E-9
HIGHEST GROUP DELAY	1E-4
INPUT NODE NUMBER	4
OUTPUT NODE NUMBER	8
ACCURACY(%)	5
PRINT TABLE OF VALUES(Y/N)	Y
AUTO OR FIXED FREQUENCY STEP	A
DEFAULT PLOTTING PARAMETERS(Y/N)	Y
TEMPERATURE (LOW/HIGH/STEP)	25
WORST CASE (Y/N)	N

Figura 8-11. Características con la que se ha realizado éste nuevo análisis de alterna.

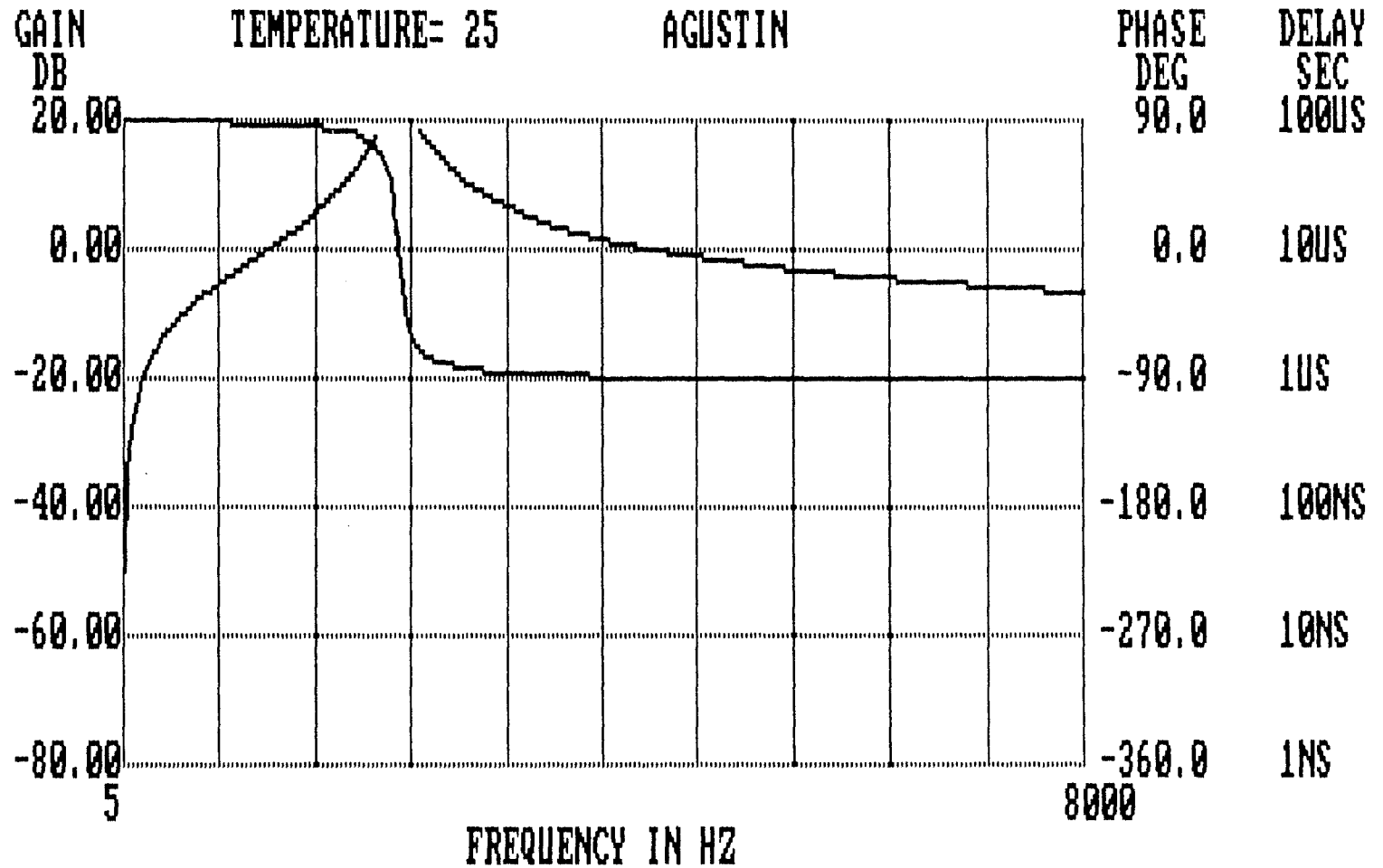
SPECTRUM SOFTWARE  
MICRO-CAP II  
FREQUENCY ANALYSIS  
FOR

FREQUENCY	GAIN(DB)	AGUSTIN CIRCUIT ANGLE (DEGREES)	DELAY (SEC)	SLOPE (DB/OCTAVE)
500.00000D-02	-501.16624D-01	898.59725D-01	357.81065D-06	-635.44202E-02
525.00000D-02	-496.92836D-01	898.65612D-01	357.81065D-06	602.06184E-02
575.00000D-02	-489.02660D-01	898.75744D-01	357.81065D-06	602.06451E-02
675.00000D-02	-475.09925D-01	898.91144D-01	357.81065D-06	602.06676E-02
875.00000D-02	-452.55793D-01	899.10270D-01	357.81065D-06	602.07238E-02
107.50000D-01	-434.67723D-01	899.21070D-01	357.81065D-06	602.08077E-02
147.50000D-01	-407.19885D-01	899.31240D-01	357.81065D-06	602.09651E-02
187.50000D-01	-386.35479D-01	899.34298D-01	357.81065D-06	602.12364E-02
227.50000D-01	-369.55602D-01	899.33994D-01	357.81065D-06	602.15831E-02
307.50000D-01	-343.37620D-01	899.28550D-01	357.81065D-06	602.22278E-02
387.50000D-01	-323.28169D-01	899.19982D-01	357.81065D-06	602.33550E-02
467.50000D-01	-306.96839D-01	899.09892D-01	357.81065D-06	602.47779E-02
627.50000D-01	-281.37298D-01	898.87466D-01	357.81065D-06	602.74277E-02
787.50000D-01	-261.60813D-01	898.63550D-01	357.81065D-06	603.20387E-02
110.75000D+00	-231.88903D-01	898.13761D-01	357.81065D-06	604.10204E-02
142.75000D+00	-209.70798D-01	897.62708D-01	357.81065D-06	605.73511E-02
174.75000D+00	-191.97092D-01	897.10933D-01	357.81065D-06	607.84631E-02
238.75000D+00	-164.42434D-01	896.05792D-01	357.81065D-06	611.86280E-02
302.75000D+00	-143.21483D-01	894.98636D-01	357.81065D-06	619.02757E-02
366.75000D+00	-125.83346D-01	893.89219D-01	357.81065D-06	628.23477E-02
494.75000D+00	-979.38461D-02	891.61857D-01	357.81065D-06	645.86296E-02
622.75000D+00	-754.35990D-02	889.19376D-01	357.81065D-06	677.88033E-02
750.75000D+00	-560.03234D-02	886.56110D-01	357.81065D-06	720.58716E-02
100.67500D+01	-217.60652D-02	880.34748D-01	357.81065D-06	808.94165E-02
126.27500D+01	107.06625D-02	871.95725D-01	357.81065D-06	993.29748E-02
151.87500D+01	454.92358D-02	859.07831D-01	357.81065D-06	130.61856E-01
177.47500D+01	981.02285D-02	834.91897D-01	357.81065D-06	189.60379E-01
190.27500D+01	115.82387D-01	811.70418D-01	357.81065D-06	275.91847E-01
203.07500D+01	152.46403D-01	767.01076D-01	357.81065D-06	390.09342E-01
209.47500D+01	176.79425D-01	724.45585D-01	357.81065D-06	543.50464E-01
215.87500D+01	208.11583D-01	646.30592D-01	339.19242D-06	721.39442E-01
222.27500D+01	249.44216D-01	469.46813D-01	767.52519D-06	980.46982E-01
225.47500D+01	271.37538D-01	290.38400D-01	155.45499D-05	106.35944E+00
227.07500D+01	279.56419D-01	166.16768D-01	215.65334D-05	802.71408E-01
228.67500D+01	283.42004D-01	241.48755D-02	246.56065D-05	380.64579E-01
230.27500D+01	281.78889D-01	-120.59406D-01	251.28963D-05	-162.15616E-01
231.87500D+01	275.32297D-01	-251.29174D-01	226.90570D-05	-647.27257E-01
233.47500D+01	265.88541D-01	-359.09024D-01	187.15019D-05	-951.29013E-01
235.07500D+01	255.24472D-01	-443.88509D-01	147.21329D-05	-107.99401E+00
238.27500D+01	234.21732D-01	-560.91384D-01	101.58746D-05	-107.79700E+00
241.47500D+01	215.64902D-01	-633.86782D-01	633.28117D-06	-964.77547E-01
247.87500D+01	186.10781D-01	-716.30739D-01	357.81065D-06	-782.77802E-01
260.67500D+01	146.20131D-01	-788.00261D-01	357.81065D-06	-549.37763E-01
286.27500D+01	997.02189D-02	-838.20655D-01	357.81065D-06	-344.05701E-01
311.87500D+01	711.44209D-02	-858.31023D-01	357.81065D-06	-231.11477E-01
337.47500D+01	507.21147D-02	-869.41084D-01	357.81065D-06	-179.44445E-01
363.07500D+01	348.91633D-02	-876.62617D-01	357.81065D-06	-150.06132E-01
414.27500D+01	111.12281D-02	-885.79432D-01	357.81065D-06	-124.94329E-01
465.47500D+01	-658.40122D-03	-891.70601D-01	357.81065D-06	-105.26306E-01
567.87500D+01	-324.84526D-02	-899.58428D-01	357.81065D-06	-902.86674E-02
670.27500D+01	-515.06519D-02	-905.18975D-01	357.81065D-06	-795.30120E-02
800.00000D+01	-702.19554D-02	-910.88213D-01	357.81065D-06	-733.13470E-02

Figura 8-12. Valores numéricos del nuevo análisis más detallado.



Figura 8-13. Representación gráfica del nuevo análisis de alter-



FREQUENCY = 800.00000D+01 HZ      GAIN = -7.022 DB  
 PHASE ANGLE= -91.088      DEGREES      GROUP DELAY= 357.81065D-06 SEC  
 GAIN SLOPE = -733.13470E-02 DB/OCT      PEAK GAIN = 28.342DB/F= 228.67500D+01  
 1:ANOTHER RUN 2:ANALYSIS LIMITS 3:RETURN 4:TITLE

La Ganancia será la relación entre el voltaje de salida y el voltaje de entrada.

Ganancia = Voltaje de salida / Voltaje de entrada

La Fase Shift es el desfase existente entre la señal de entrada y la señal de salida.

El retardo de grupo es la relación que existe entre el desfase y la frecuencia.

Para el análisis en continua el sistema reemplaza todas las bobinas por resistencias de 0.01 Ohmios y suprime todos los interruptores, condensadores y fuentes variables.

Entonces se aplica a la entrada una tensión continua en forma de escalón, calculando el sistema la tensión que hay en salida teniendo en cuenta lo dicho anteriormente.

El sistema en la entrada va variando el voltaje de entrada entre los parámetros voltaje de entrada menor y voltaje de entrada mayor. El incremento que va sufriendo el voltaje de entrada en la unidad de tiempo para pasar desde el menor hasta el mayor es el especificado por la variable incremento de voltaje. El número de iteraciones nos indica la resolución que va a tener. Entre mayor resolución el tiempo que tarda en realizar el barrido también es mayor.

### AGUSTIN ANALYSIS LIMITS

INPUT VOLTAGE RANGE(HIGH/LOW)	25
OUTPUT VOLTAGE RANGE(HIGH/LOW)	30
MAXIMUM INPUT VOLTAGE STEP	.5
INPUT NODE #	4
OUTPUT NODE #	8
NO. OF ITERATIONS	50
PRINTED TABLE OF VALUES	Y
EDIT INITIAL NODE VOLTAGES	N
TEMPERATURE (HIGH/LOW/STEP)	25
WORST CASE (Y/N)	N
ERROR CRITERIA	.001
RELAXATION FACTOR	2

Figura 8-14. Valores entre los cuales se realiza el análisis de continua del filtro conformador de onda.

MICRO-CAP II  
DC TRANSFER CHARACTERISTIC ANALYSIS  
FOR  
AGUSTIN CIRCUIT

INPUT VOLTAGE	OUTPUT VOLTAGE	SLOPE
0.000000	0.000000	0.000000
0.500000	0.000004	0.000000
1.000000	0.000008	0.000000
1.500000	0.000013	0.000000
2.000000	0.000017	0.000000
2.500000	0.000021	0.000000
3.000000	0.000025	0.000000
3.500000	0.000030	0.000000
4.000000	0.000034	0.000000
4.500000	0.000038	0.000000
5.000000	0.000042	0.000000
5.500000	0.000046	0.000000
6.000000	0.000051	0.000000
6.500000	0.000055	0.000000
7.000000	0.000059	0.000000
7.500000	0.000063	0.000000
8.000000	0.000067	0.000000
8.500000	0.000072	0.000000
9.000000	0.000076	0.000000
9.500000	0.000080	0.000000
10.000000	0.000084	0.000000
10.500000	0.000089	0.000000
11.000000	0.000093	0.000000
11.500000	0.000097	0.000000
12.000000	0.000101	0.000000
12.500000	0.000105	0.000000
13.000000	0.000110	0.000000
13.500000	0.000114	0.000000
14.000000	0.000118	0.000000
14.500000	0.000122	0.000000
15.000000	0.000127	0.000000
15.500000	0.000131	0.000000
16.000000	0.000135	0.000000
16.500000	0.000139	0.000000
17.000000	0.000143	0.000000
17.500000	0.000148	0.000000
18.000000	0.000152	0.000000
18.500000	0.000156	0.000000
18.750000	0.000158	0.000000
18.812500	1.132774	18.122000
18.875000	2.463672	21.294001
18.937500	3.794571	21.294001
19.000000	5.125469	21.294001
19.062500	6.456368	21.294001
19.125000	7.787267	21.294001
19.187500	9.118165	21.294001
19.250000	10.449064	21.294001
19.312500	11.779962	21.294001
19.375000	13.110861	21.294001
19.437500	14.441759	21.294001
19.500000	15.772658	21.294001
19.562500	17.103557	21.294001
19.625000	18.434455	21.294001
19.687500	19.765354	21.294001
19.750000	21.096252	21.294001
19.812500	22.427151	21.294001
19.875000	23.758049	21.294001
19.937500	25.088948	21.294001
20.000000	26.419847	21.294001
20.062500	26.986770	9.071000
20.125000	26.986770	0.000000
20.250000	26.986770	0.000000
20.500000	26.986770	0.000000
21.000000	26.986770	0.000000
21.500000	26.986770	0.000000
22.000000	26.986770	0.000000
22.500000	26.986770	0.000000
23.000000	26.986770	0.000000
23.500000	26.986770	0.000000
24.000000	26.986770	0.000000
24.500000	26.986770	0.000000
25.000000	26.986769	0.000000

Figura 8-15. Tabla de valores numéricos del análisis de continua del filtro.

AGUSTIN TEMPERATURE= 25 CASE 1

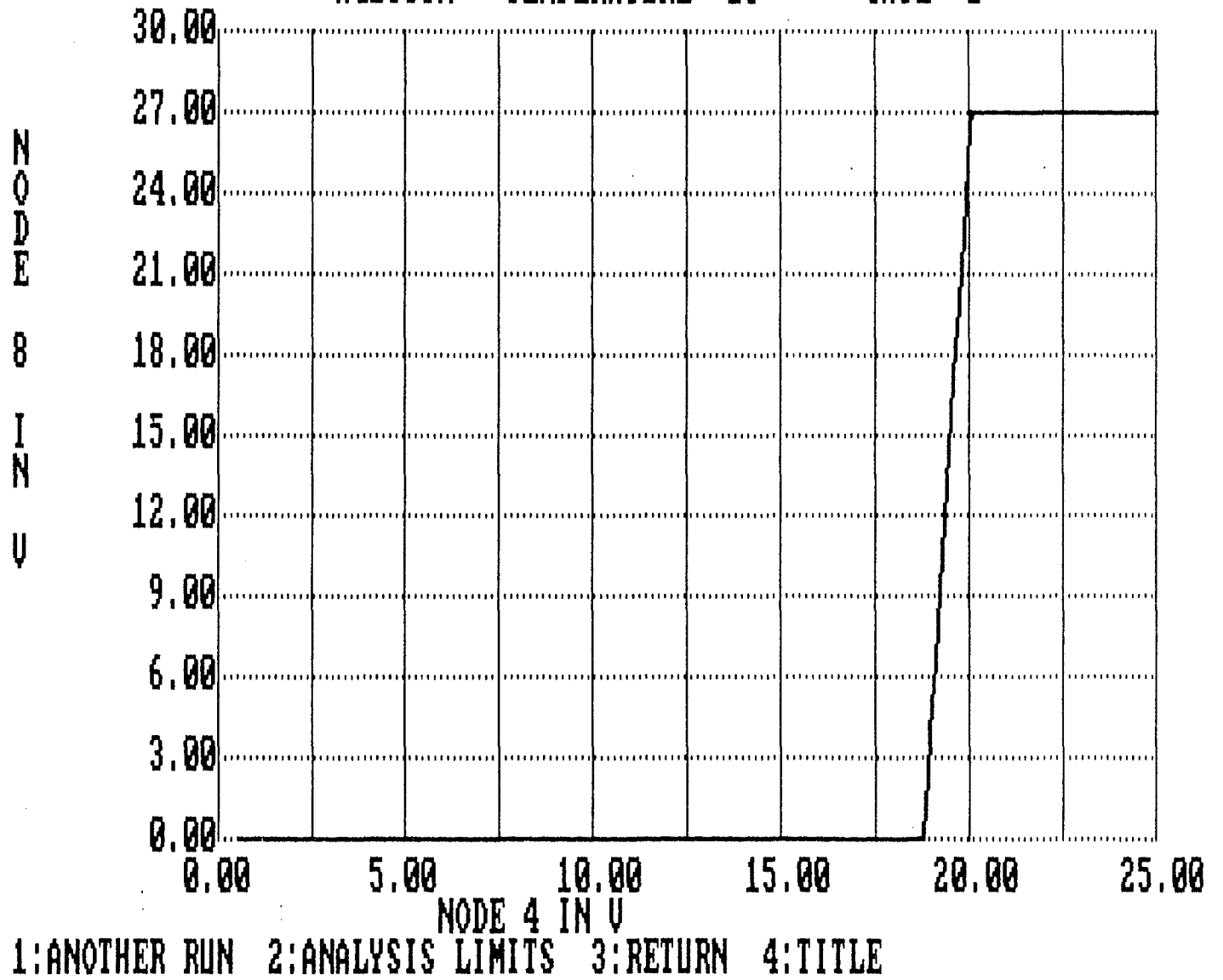


Figura 8-16: Representación gráfica del análisis de continua del filtro.

La respuesta práctica que es la que realmente tiene el filtro, es la vista en la figura 8-17 y en la figura 8-18. Se puede observar que se ajusta bastante a la teórica, aunque siempre hay un margen de error debido a las tolerancias de los componentes y a posibles no linealidades de los mismos.

La diferencia entre los dos gráficos siguientes, es que el primero hace un barrido de frecuencia amplio, mientras que en el segundo el barrido es más corto y así se detalla más aún la respuesta que tiene el filtro.



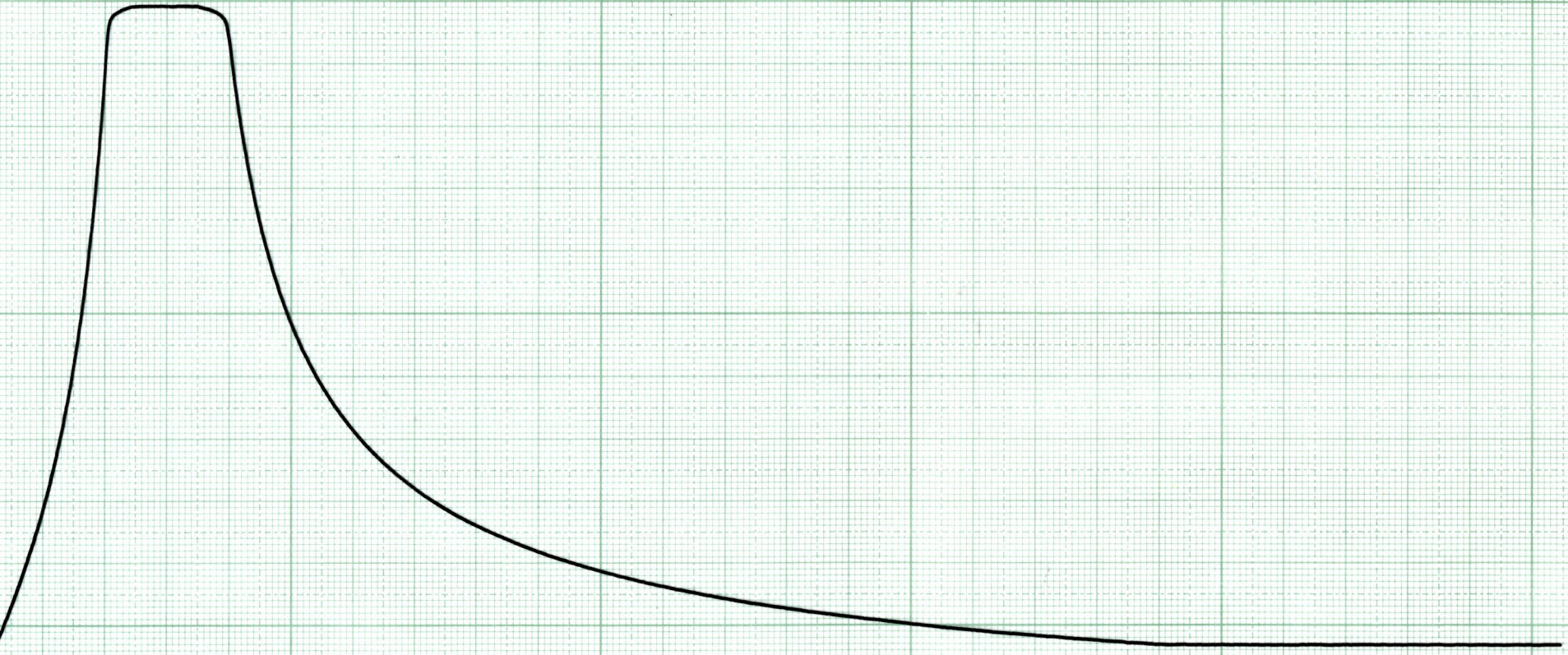
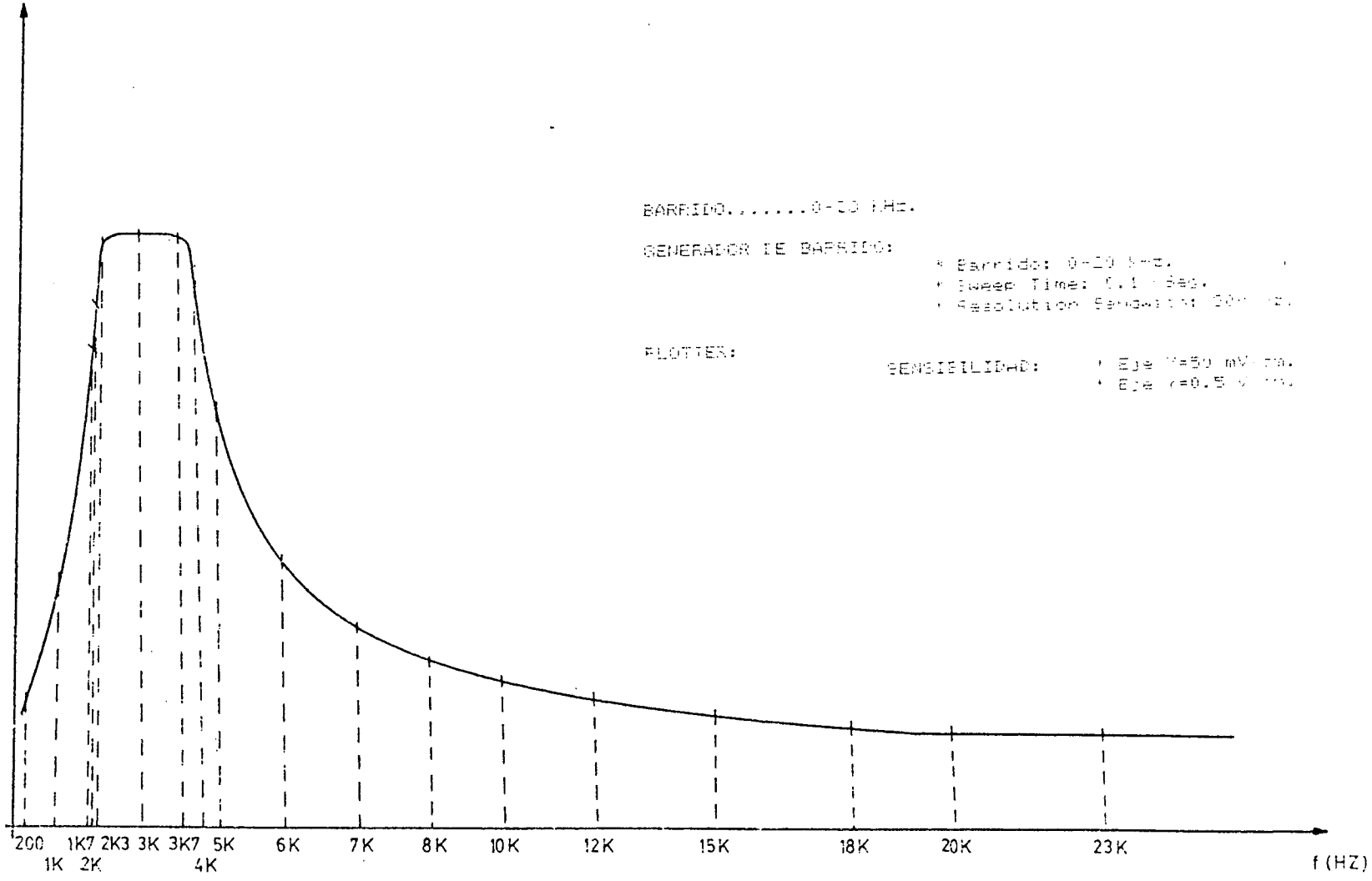




Figura 8-17. Respuesta práctica obtenida al analizar el filtro.  
 Barrido largo para comprobar como se comporta con la frecuencia.





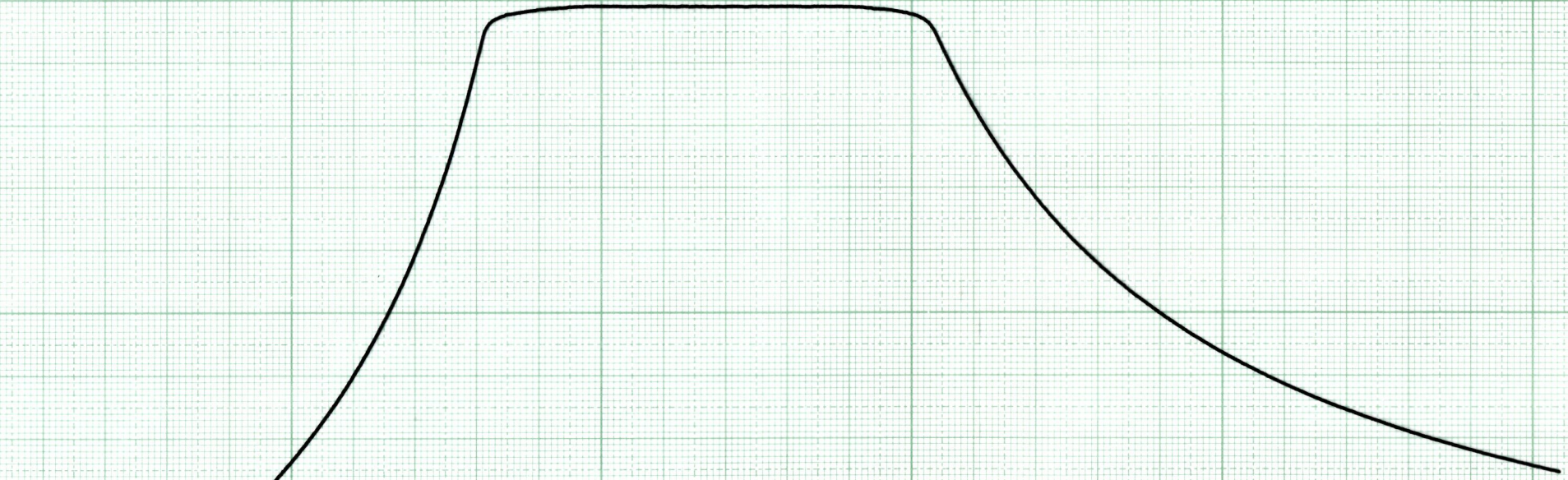
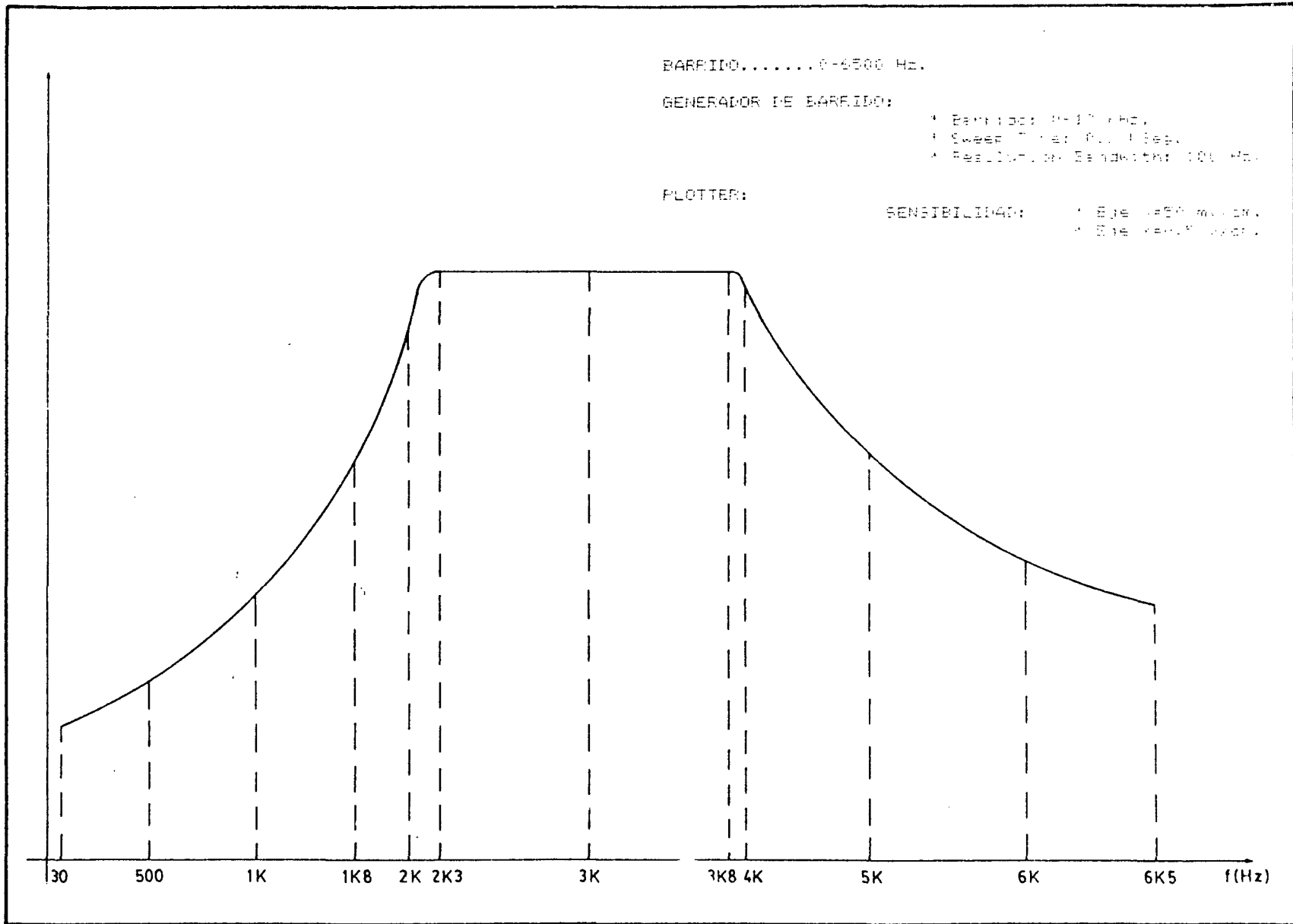




Figura 8-18. Respuesta práctica obtenida al analizar el filtro. Barrido corto para detallar.



El montaje hecho para obtener estas gráficas de curvas de respuesta en frecuencia de los filtros es el mostrado en la figura 8-19.

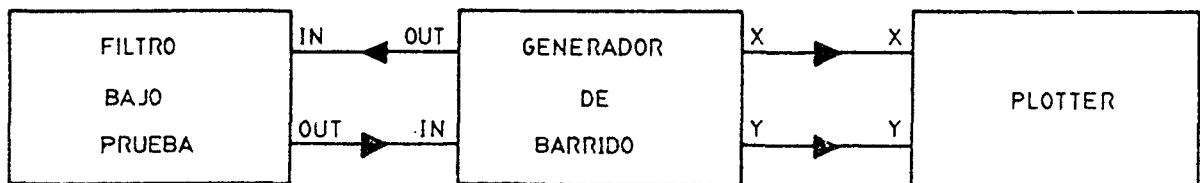


Figura 8-19. Conexión de los equipos necesarios para realizar las curvas de respuesta en frecuencia práctica del filtro.

El funcionamiento de esto es sencillo. El generador de barrido produce una señal sinusoidal que varía en frecuencia. Esta señal variable en frecuencia se introduce al filtro, con lo cual se le hace un barrido en frecuencia al filtro viendo como se comporta el mismo para cada frecuencia.

Decíamos que un filtro tiene la propiedad de eliminar o dejar pasar ciertas partes del espectro de frecuencia, por lo tanto, con este sistema sabemos cual es la parte del espectro que pasa y cual es la que se bloquea y no puede pasar, debido a que la señal que le entra al filtro tiene una frecuencia variable entre los márgenes que queremos.

La salida del filtro se lleva de nuevo al generador de barrido que nos mide la señal de salida del filtro en un medidor de voltaje.

El generador de barrido puede descomponer la señal de salida en dos ejes, un eje X y otro Y que representan la variación de tiempo y la variación de voltaje respectivamente.

Con éstas medidas de la salida del filtro, que tenemos en el generador, éste nos la descompone en dos componentes, como ya decía. Estas componentes se llevan a un plotter y en el podemos representar gráficamente la respuesta del filtro frente al barrido de frecuencia hecho, dando por resultados las gráficas de las figura 8-17 y 8-18.

Si queremos ver en cada momento la forma y magnitud de la señal, podemos hacerlo mediante el uso de un osciloscopio. Dicho osciloscopio puede tener, por ejemplo, en el canal A la señal que procede del generador de barrido le llega al filtro, y en el canal B la señal que tenemos a la salida del filtro y que le entra al generador para ser descompuesta.

Siguiendo con el tema anterior, y hablando de las posibles ventajas que pueden tener los filtros activos, una de éstas era la de poder amplificar la señal de salida, por lo que junto con el filtrado de la señal de entrada, opcionalmente, se puede conseguir una amplificación de la señal de salida.

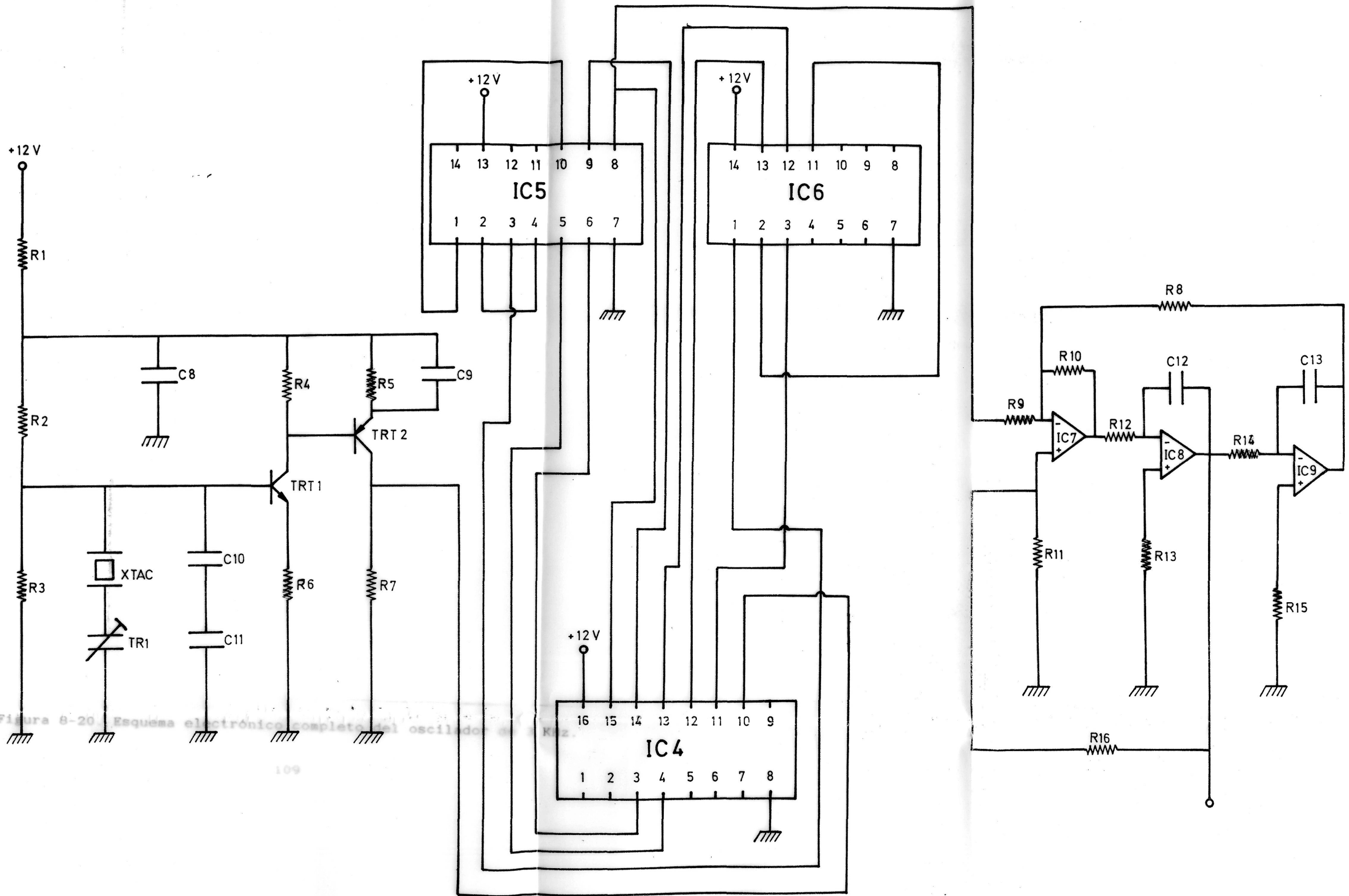


Figura 8-20. Esquema electrónico completo del oscilador en 1 kHz.

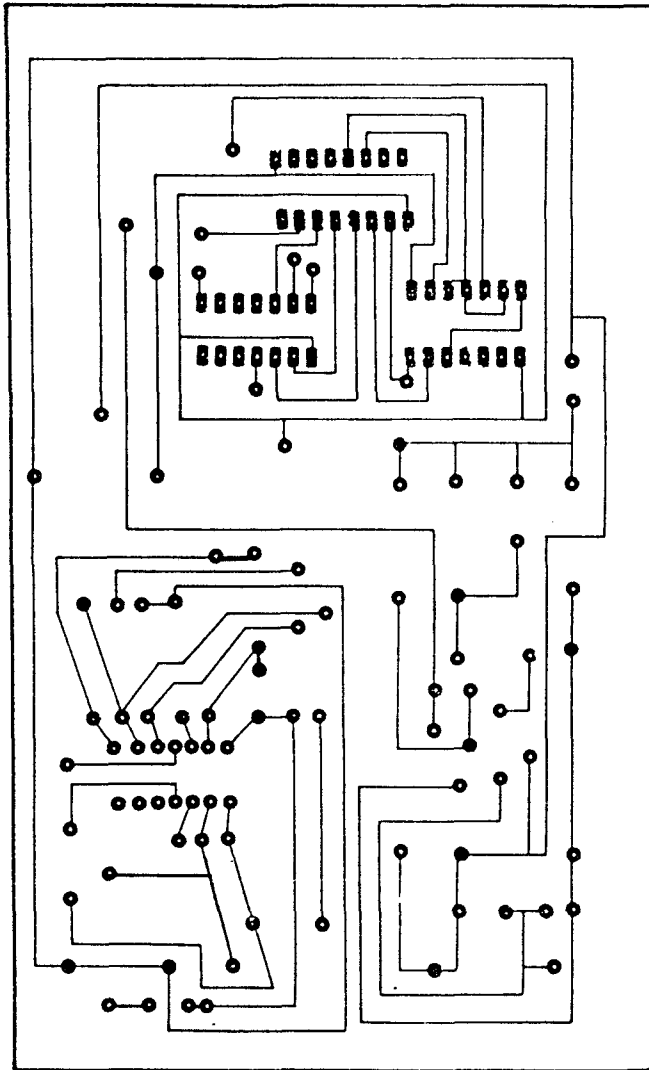


Figura 8-21. Dibujo de la placa de circuito impreso que fue diseñada para el oscilador de 3 KHz.

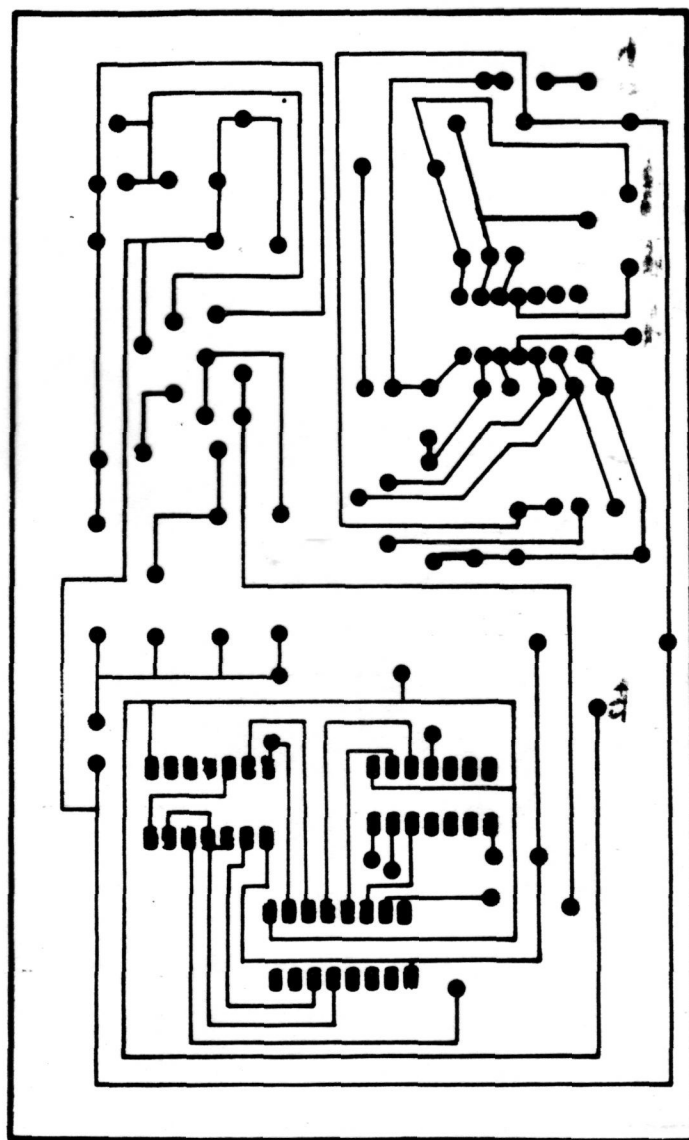


Figura 8-22. Fotografía de la placa del oscilador una vez acabado.

## A N E X O 8-1: LOS CRISTALES DE CUARZO RESONANTES.

La importancia de los cristales de cuarzo resonantes en la electrónica resulta de su elevada  $Q$ , su relativamente pequeño tamaño y una excelente estabilidad frente a la temperatura.

Un cristal de cuarzo utiliza las propiedades piezoeléctricas del cuarzo. Si una tensión es aplicada al cristal en una cierta dirección, aparece una carga eléctrica en una dirección perpendicular. Inversamente, si se aplica un campo eléctrico, causará una desviación mecánica del cristal. En un cristal de cuarzo resonante un fino trozo de cuarzo es situado entre dos electrodos. Un voltaje alterno se aplica a éstos electrodos lo que causa que el cristal de cuarzo vibre.

Si la frecuencia de éste voltaje está muy cerca de la resonancia mecánica del trozo de cuarzo, la amplitud de la vibración será muy grande. La tensión de éstas vibraciones causa que el cuarzo produzca un campo eléctrico sinusoidal que controla la impedancia efectiva entre los dos electrodos. Esta impedancia es fuertemente dependiente de la frecuencia de excitación y posee una extremadamente alta  $Q$ .

Electricamente un cristal de cuarzo puede ser representado por el circuito equivalente de la figura 8-23.

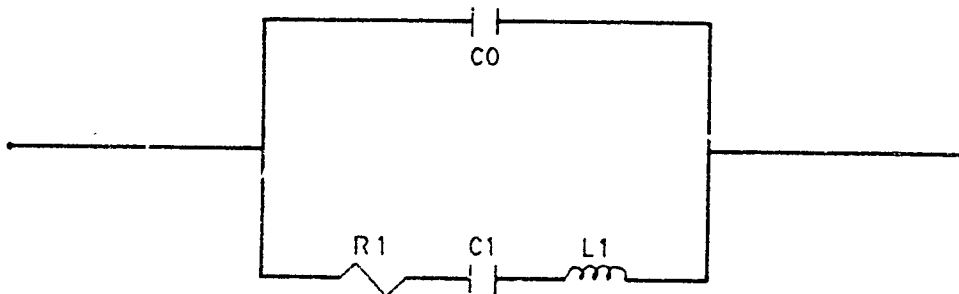


Figura 8-23. Diagrama simplificado de un circuito equivalente de un cristal de cuarzo.

La combinación serie  $R1$ ,  $L1$  y  $C1$  representan el cuarzo y  $C0$  representa la capacidad parásita de los electrodos, en paralelo con la capacidad real del cristal.

La inductancia  $L1$  es una función del tamaño del cristal mientras  $C1$  está asociada con su espesor y rigidez. La resister-



montaje.

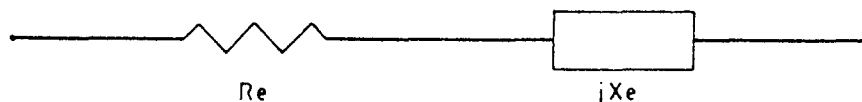


Figura 8-24. Representación de la impedancia de un cristal de cuarzo.

Los parámetros del circuito equivalente pueden ser medidos con mucha aproximación usando medidores de impedancia de cristales, voltímetros o técnicas de medida con puentes.

La frecuencia de reactancia del circuito equivalente es la siguiente:

$$F_s = 1 / (2 * \pi * \sqrt{L_1 * C_1})$$

Esta es la frecuencia en la cual el cristal está en resonancia serie.

- F<sub>s</sub> = Frecuencia de resonancia serie (Hz)
- L<sub>1</sub> = Inductancia (Hr)
- C<sub>1</sub> = Capacitancia (F)

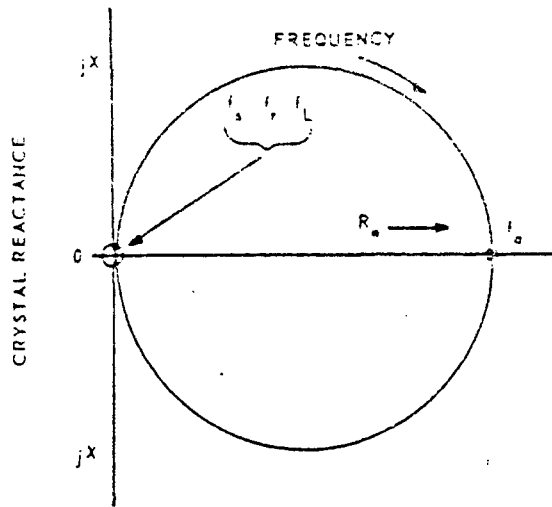


Figure 5-4. Plot of reactance versus resistance for a quartz crystal.

Figura 8-25. Representación gráfica de la frecuencia de resonancia y de la impedancia en un cristal de cuarzo.

$F_r$  = Representa la frecuencia a la cual el cristal aparece como puramente resistivo ( $X_e = 0$ ). El punto  $F_r$  es diferente de  $F_s$  sólo debido a la presencia de  $C_0$  y para efectos prácticos se puede considerar igual a  $F_s$ .

El tercer punto  $F_l$  representa la frecuencia a la cual el cristal es antirresonante con una capacidad externa dada  $C_l$ .

La resistencia equivalente  $R_e$  entre la región de resonancia serie y antirresonancia está dada por:

$$R_e = R_1 * ((C_l + C_0) / C_l) \uparrow 2$$

$$X_{c0} = -1 / (2 * \pi * f * C_0)$$

Normalmente un cristal opera entre su frecuencia de resonancia serie y su frecuencia de antirresonancia así que la reactancia  $X_e$  será cero o inductiva.

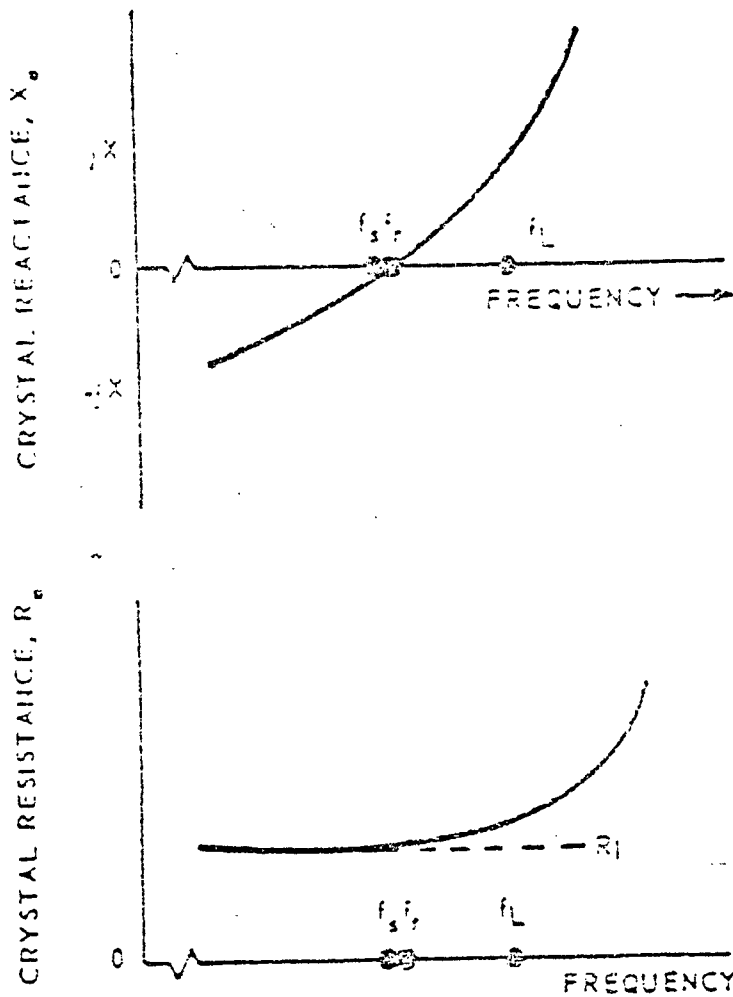


Figura 8-26. Diagrama que representa la frecuencia de resonancia, frecuencia de antirresonancia y la frecuencia de resonancia serie.

La siguiente tabla vista en la figura 8-27 nos da una idea del grado de magnitud de los diferentes componentes del circuito equivalente del cristal.

PARAMETROS =====	FRECUENCIA	FRECUENCIA	3° ARMONICO	5° ARMONICO
	FUNDAMENTAL 200 KHZ. =====	FUNDAMENTAL 2 MHZ. =====	30 MHZ. =====	90 MHZ. =====
R1	2 K	100	20	40
L1	27 H	520 mH	11 mH	6 mH
C1	0.024 pF	0.012 pF	0.0026 pF	0.0005 pF
C0	9 pF	4 pF	6 pF	4 pF
Q	18*10 <sup>3</sup>	54*10 <sup>3</sup>	10 5	85*10 <sup>3</sup>

Figura 8-27. Valores típicos de los parámetros del cristal de cuarzo.

Los parámetros del cristal de cuarzo resonante pueden variar bastante dependiendo del ángulo con el cual el cristal es cortado del cuarzo en bruto y por el modo de la vibración.

#### Capacidad de carga.

La frecuencia del cristal variará dependiendo ésta variación de la reactancia que el cristal debe presentar a un circuito externo. A partir de la diferencia de frecuencia entre la resonancia serie y la antirresonancia puede ser el orden del 1% para algunos cristales, por ello es importante que el cristal esté a tierra para valores de frecuencia en la reactancia de carga que se usará en el oscilador.

Cuatro condiciones de carga han llegado a ser estándar y son casi siempre usadas.

Con las primeras dos de éstas el cristal actúa como una reactancia inductiva con lo cual resonará con 30 ó 32 pF. en la frecuencia de trabajo. (Por lo tanto la capacidad de carga será:  $C_c = 30 \text{ pF.}$  ó  $C_c = 32 \text{ pF.}$ ).

Los cristales de éste tipo deben ser usados en osciladores con resonancia paralelo.

Un segundo punto sería la resonancia serie, donde el cristal actúa como una resistencia R1. (Los cristales de éste tipo deben de usarse con osciladores de resonancia serie).

Un cuarto punto de carga ( $C_c = 20 \text{ pF.}$ ) se usa algunas veces con cristales por debajo de 500 KHz.

Capacidad entre electrodos.

La capacidad entre electrodos  $C_0$ , se refiere a la capacidad de los electrodos sobre el cuarzo así como la que poseen ellos mismos.

La capacidad propia de los electrodos está normalmente en 0.5 pF. y la capacidad restante es debida a los electrodos sobre el cuarzo.  $C_0$  debería ser limitado hasta 5 pF. para cristales de alta frecuencia (1 a 150 MHz.), mientras que puede ser algo mayor para cristales de baja frecuencia. Es importante minimizar  $C_0$  para cristales de UHF, donde pueden causar oscilaciones no controladas.  $C_0$  puede ser reducida en la fabricación del cristal reduciendo el tamaño de los electrodos sobre el cristal en blanco, sin embargo esto tiende a aumentar la resistencia  $R_1$ .

Resistencia.

La resistencia del cristal está especificada en función de la capacidad de carga, aunque esto normalmente no difiere mucho de la resistencia serie  $R_1$ .

El máximo valor permitible de la resistencia para un tipo de cristal dado puede variar desde 40 ohmios para cristales de VHF a aproximadamente 500 Kohmios para cristales de audiofrecuencia.

Es importante decir que un oscilador funcionará apropiadamente con un cristal de la máxima resistencia especificada.

Estabilidad de la frecuencia.

La estabilidad de la frecuencia de un cristal generalmente está limitada por su coeficiente de temperatura y su velocidad de envejecimiento.

Los cristales de alta frecuencia tienen un mejor coeficiente de temperatura que los otros. Las especificaciones de tolerancia de frecuencia comunes son  $\pm 0.005\%$  ó  $\pm 0.0025\%$  desde  $-55^\circ\text{C}$  hasta  $+105^\circ\text{C}$ .

El coeficiente de temperatura se puede mejorar si limitamos el rango de temperatura. En la siguiente figura puede verse esta característica. Tenemos curvas frecuencia-temperatura para cristales estándar de alta frecuencia. Estas curvas vienen dadas por unas ecuaciones cúbicas que dependen en gran medida del ángulo de corte del cuarzo en blanco, es decir, del cuarzo en bruto. Los puntos de coeficiente de temperatura cero, son llamados puntos de

desea, seleccionando el ángulo de corte.

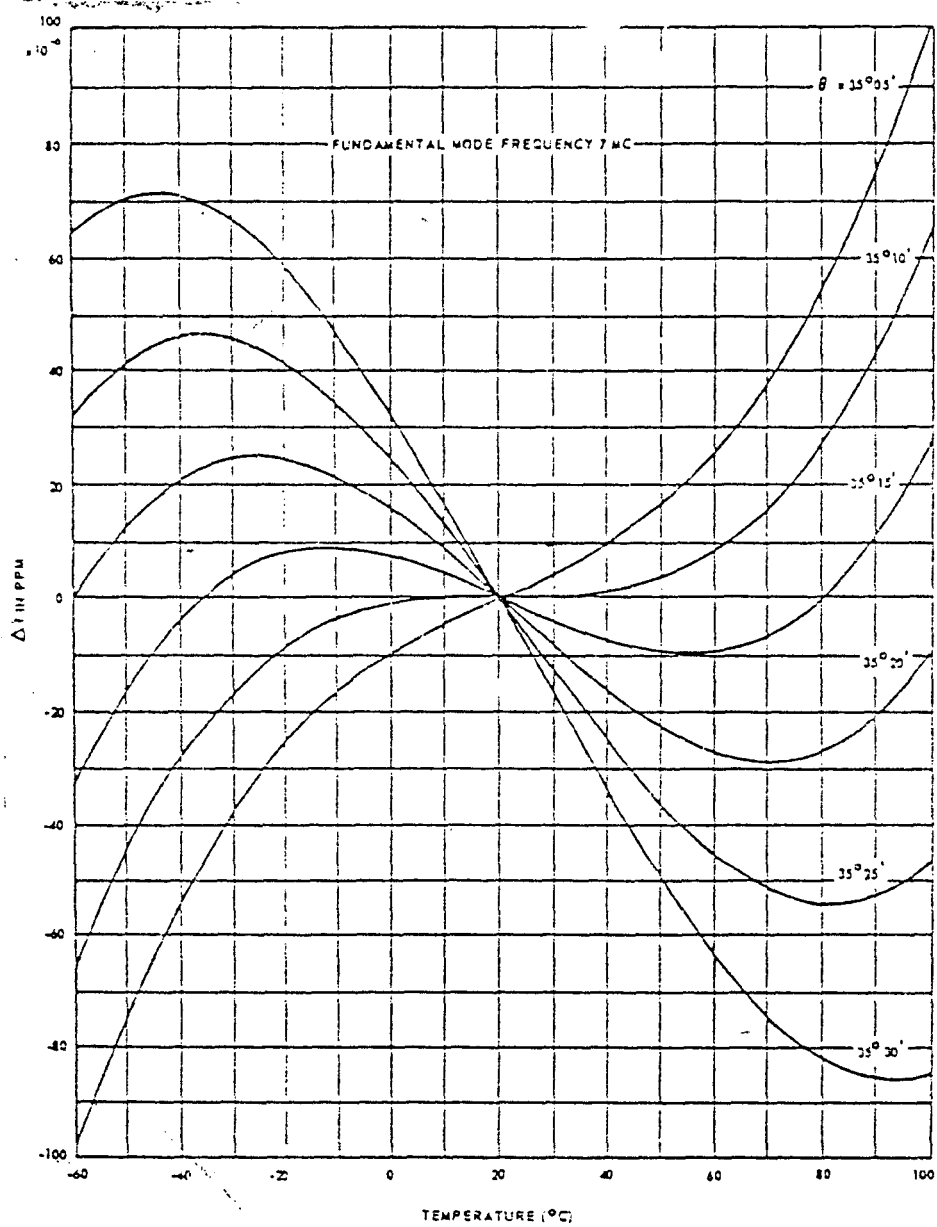


Figura 8-27. Gráficas que relacionan la frecuencia, la temperatura y el ángulo de corte de un cristal de cuarzo resonante del tipo AT.

La siguiente figura muestra las curvas características temperatura-frecuencia, para cristales de baja frecuencia.

Tipos de cristales según el corte.

- \* Corte J: Por debajo de 10 KHz.
- \* Corte XY: Pueden ser usados desde 3 KHz. a 85 KHz.
- \* Corte NT: Pueden ser usados en el rango de 10 KHz. a 100 KHz.
- \* Corte DT: Es aplicado desde 100 KHz. a 800 KHz.
- \* Corte CT: Desde 300 KHz. hasta 900 KHz.

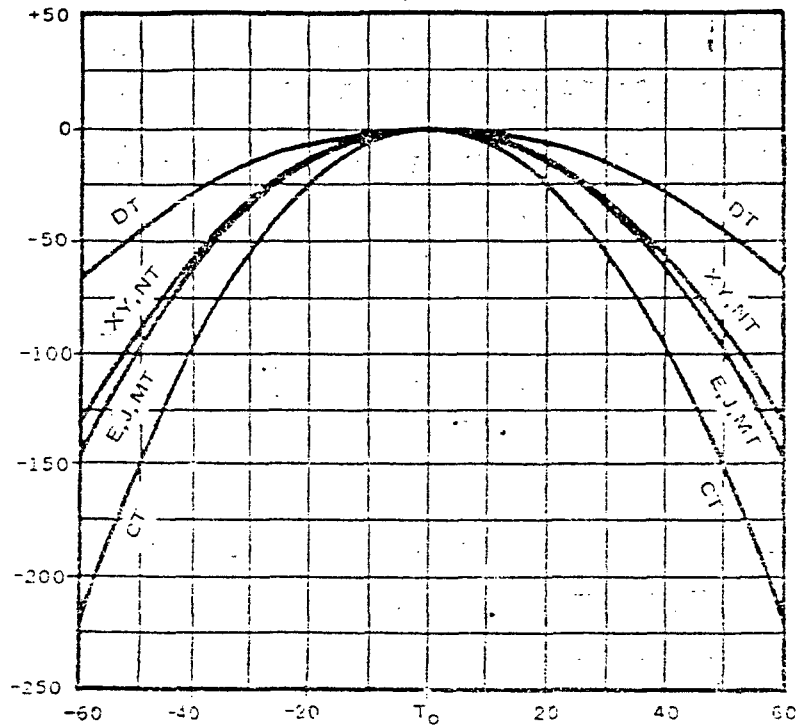


Figura 8-28. Características frecuencia-temperatura para cristales de baja frecuencia.

## Overtonos mecánicos de los cristales.

Los cristales de alta frecuencia pueden operar en su frecuencia fundamental o en sobretonos mecánicos, sobre todo en el tercer y quinto armónico. Los cristales con overtonos son usados normalmente por encima de los 20 MHz. Ellos tienen un valor de Q mayor, mejor coeficiente de envejecimiento y son electricamente más estables que los cristales fundamentales de la misma frecuencia.

Un circuito sintonizado está necesariamente en el oscilador para asegurar la operación sobre los sobretonos apropiados.

Los cristales con sobretonos operan frecuentemente con resonancia serie. La respuesta de overtonos de un cristal no debe ser confundida con los armónicos de la respuesta fundamental. Son dos fenómenos diferentes.

Estas respuestas de sobretonos de un cristal, en general, no son múltiplos exactos de la frecuencia fundamental.

Estas respuesta de overtonos estan representadas en la figura de abajo, la cual muestra, en general, las diferentes respuestas que pueden ser esperadas en un típico cristal de alta frecuencia.

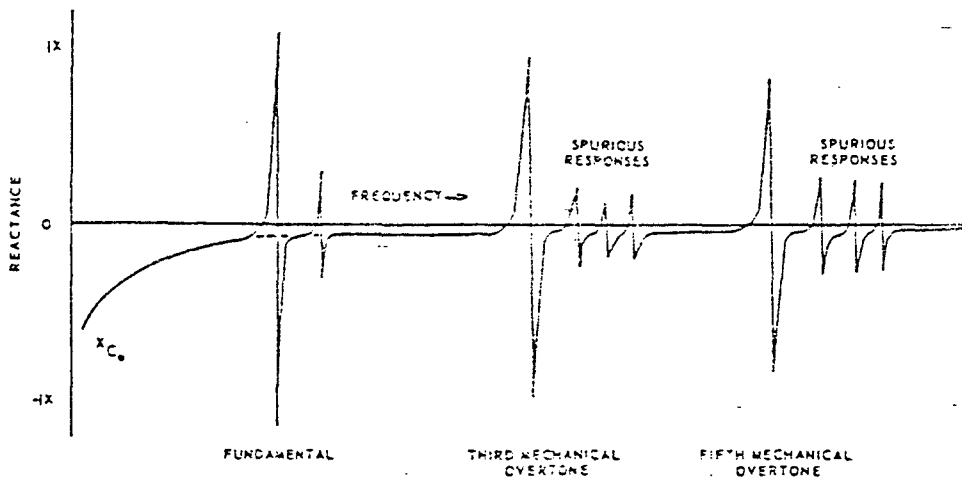


Figura 8-29. Respuesta de sobretonos de un cristal de cuarzo.



Como regla general los cristales de 3° sobretono se usan desde 20 MHz. hasta 60 MHz. y los de 5° sobretono desde 60 MHz. a 125 MHz.

Espurios o modos no queridos.

Hay siempre un número de falsas respuestas en los cristales de cuarzo, añadidas a la respuesta de interés. Esto resulta del hecho de que varios modos de vibración son posible en cualquier cristal de cuarzo en blanco dado.

Aunque el número (magnitud) de modos deseados varían para cada cristal, un ejemplo arbitrario se muestra en la figura 8-29.

La mayoría de las respuestas espúreas tienen una alta resistencia comparada con la respuesta principal. Estas son casi siempre mayor en frecuencia que la respuesta principal y para cristales de alta frecuencia caen, muy a menudo, dentro de los 200 KHz. a partir de la frecuencia fundamental.

Si una respuesta indeseada tiene una resistencia que es demasiado baja con respecto a la respuesta principal, el circuito oscilador puede operar sobre la frecuencia del espúreo antes que la respuesta principal.

Generalmente no hay problemas con la respuesta de espúreos que se encuentran cuando usamos el modo fundamental, con cristales de alta frecuencia.

Con cristales con sobretonos, sin embargo se encuentran problemas muy frecuentemente. Es conveniente especificar una gran resistencia a los espúreos en relación con la respuesta fundamental para evitar así posibles problemas.

En la práctica, sin embargo, es difícil eliminar las respuestas indeseadas aunque hay varias técnicas disponibles para reducirlas.

Con los cristales de 3° sobretono una relación de ruido especificada de 2:1 es bastante común, aunque a menudo es inadecuada, mientras que una relación 4:1 es incluida normalmente en gran parte de la producción.

Con los cristales de 5° sobretono es algo más difícil hacer la resistencia a los ruidos alta, pero una relación mínima de 3:1 es todavía práctica.

A menudo es deseable especificar no solo una relación mínima sino también una resistencia mínima permitible de espúreos.

Esto viene del hecho que se requiere una gran relación de señal-ruido cuando la resistencia del cristal es baja.

Vibraciones y choques.

Los cristales disponibles poseen la mayoría especificaciones deseadas. En general, las vibraciones y los choques no causan daños graves sino más bien cambios de frecuencia y resistencia. Los cambios de frecuencia son del orden de 0.0001% conmutamente, y los cambios de resistencia del 10% son causados algunas veces.

El cristal con soporte de alambre no es generalmente satisfactorio para condiciones ambientales severas y debe usarse una versión dura y rugosa.

En los grandes cristales es difícil obtener la rugosidad y en consecuencia los cristales de baja frecuencia deben evitarse si las condiciones ambientales en las que se van a encontrar son duras.

Circuitos osciladores. Osciladores Pierce, Colpitts y Clapp.

Los osciladores pierce, colpitts y clapp son actualmente los mismos circuitos pero con la toma de tierra en diferentes puntos. En la tabla de la figura 8-30 se pueden ver las distintas características de éstos osciladores.

En el oscilador de pierce la toma de tierra está en el emisor, en el colpitts en el colector y en el clapp en la base. En un circuito práctico, la variación de las capacidades y las pérdidas en las resistencias desvían los diferentes elementos para cada una de las tres configuraciones, siendo la realización del circuito ligeramente diferente. Cada uno de los circuitos pueden ser realizados para cubrir un amplio rango de frecuencia de cristales. Estos circuitos están entre la mayoría de los osciladores de cristal no críticos y la permisibilidad de las tolerancias de los componentes son generalmente más que adecuadas. La potencia de salida es solo moderada, sin embargo.

De las tres configuraciones posibles, el Pierce es el más deseable eléctricamente. Esto es debido a que la variación de las capacidades que aparece a través de los condensadores C1 y C2 lo cual generalmente es bastante grande. En las configuraciones Clapp y Colpitts existe una gran variación de capacidades a lo largo del cristal, limitando las aplicaciones de alta frecuencia por arriba de 30 MHz.

En los osciladores Pierce y Clapp las pérdidas de las resistencias es a través de grandes condensadores y así no afecta

la realización del circuito.

En la configuración Colpitts, sin embargo, las pérdidas en las resistencias son a través del cristal y degradan la realización de osciladores en bajas frecuencias (por debajo de 3 MHz.). La configuración Colpitts también es más susceptible a squegging. Estos problemas pueden salvarse usando un transistor de efecto de campo para bajas frecuencias con resistencias adecuadas.

Oscillator Type	Recommended Frequency Range	Relative Frequency Stability	Power Output	Waveform	Ability to Operate Properly When Circuit Stray Capacitance and Inductance Are Large		Ease of Design	Remarks	Paragraph
Gate	16 kHz to 20 MHz	Low	Moderate	Square wave	Good	High	Moderate	Recommended for logic level output in low-stability applications.	7.6
Pierce	100 kHz to 20 MHz	High	Moderate	Poor at low freq., fair to good above 3 MHz	Very good	High	Simple	Recommended unless one side of crystal must be grounded.	7.2
Colpitts	1 to 20 MHz	Moderate	Moderate	Fair to good	Good	High	Moderate	Generally inferior to Pierce and Clapp. Recommended if Pierce and Clapp cannot be used.	7.3
Clapp	2 to 20 MHz	Moderate to high	Moderate	Fair to good	Good	High	Moderate	Generally inferior to Pierce. Recommended if one side of crystal must be grounded. Should not be used with low supply voltages.	7.4
Impedance Inverting Pierce	20 to 75 MHz	High	Low	Good	Fair	Low	Difficult	Recommended if large stray inductances cannot be eliminated from crystal switch.	7.2.9 thru 7.2.11
Grounded Base	20 to 150 MHz	Moderate	High	Good	Poor	Low	Moderate	Recommended if stray inductance and capacitance can be kept low.	7.5

Figura 8-30. Cuadro sinóptico de los tipos recomendados de osciladores a cristal.

El oscilador Clapp tiene una única desventaja y es que puede ocurrir una oscilación libre si se usa un estrangulamiento o una resistencia sola. La resistencia debe ponerse grande, sin embargo, ello puede desviar la frecuencia del cristal. Por esta razón, el oscilador Clapp no es deseable para uso con voltajes de alimentación bajos.

De las tres posibles configuraciones, el oscilador Pierce es generalmente el más simple y el Colpitts el más difícil de diseñar. El oscilador Pierce tiene la desventaja que una cara del cristal no puede ser puesta a tierra a menudo, haciendo indeseable su uso.

La estabilidad de frecuencia del oscilador Pierce está generalmente en el rango de 0.0002 a 0.0005% peor que la estabilidad del cristal solo. El Clapp es ligeramente inferior al Pierce y el Colpitts es ligeramente inferior al Clapp respectivamente. Si no se ajusta el cristal para ponerlo en la frecuencia exacta, se presentaría errores adicionales de frecuencia, como resultado en diferencias en transistores, componentes o resistencia del cristal.

Aquí se muestran unos ejemplos prácticos del montaje de varios modelos de osciladores:

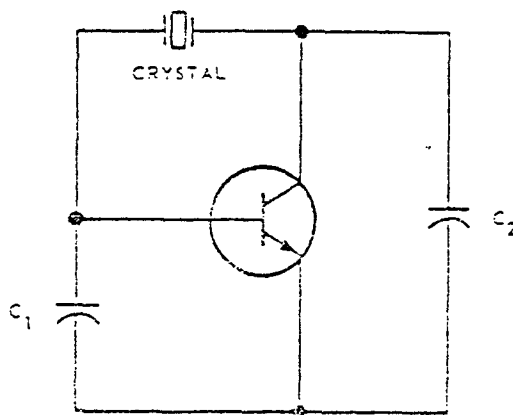


Figura 8-31. Oscilador Pierce, Colpitts y Clapp. Diagrama esquemático básico.

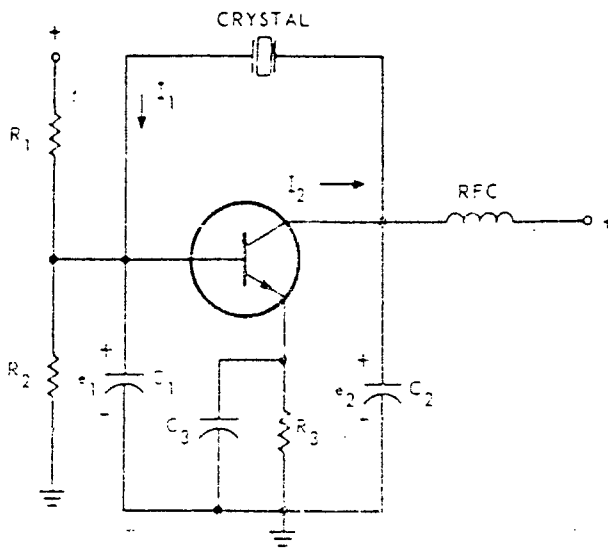


Figura 8-32. Diagrama esquemático del circuito de un oscilador tipo Pierce.

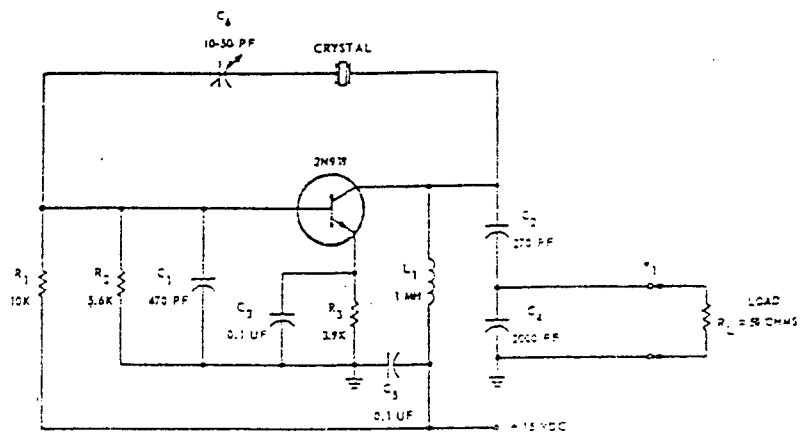


Figura 8-33. Diagrama esquemático de un oscilador Pierce de 1 a 3 MHz.

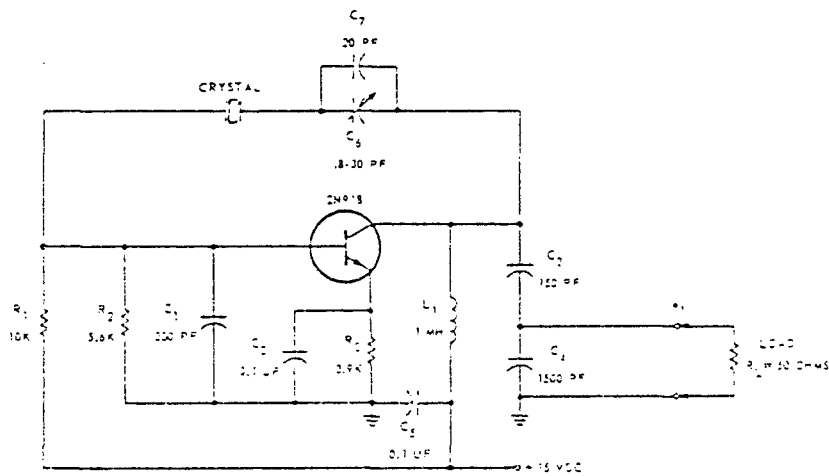


Figura 8-34. Diagrama esquemático de un oscilador Pierce de 1 a 10 MHz.

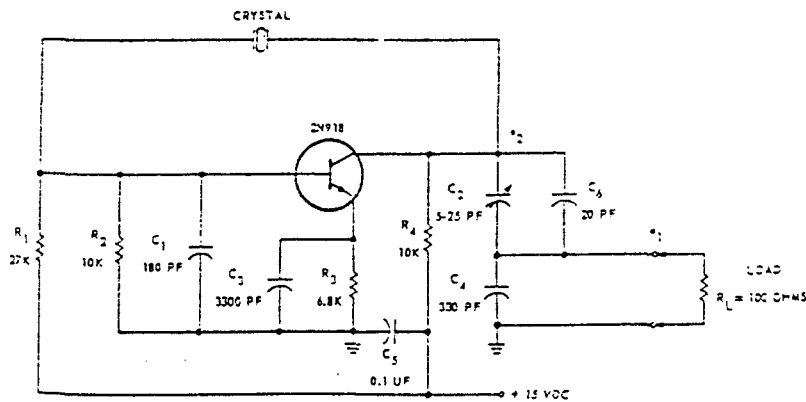


Figura 8-35. Diagrama esquemático de un oscilador Pierce de 10 a 30 MHz.

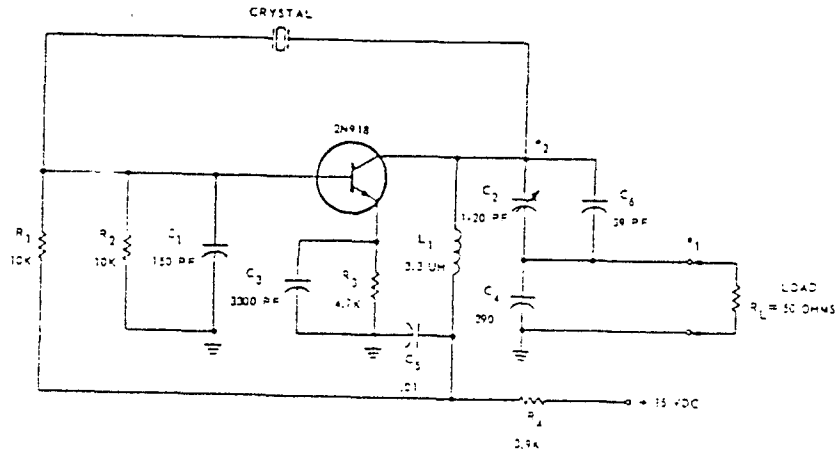


Figura 8-36. Diagrama esquemático de un oscilador Pierce de 25 MHz.

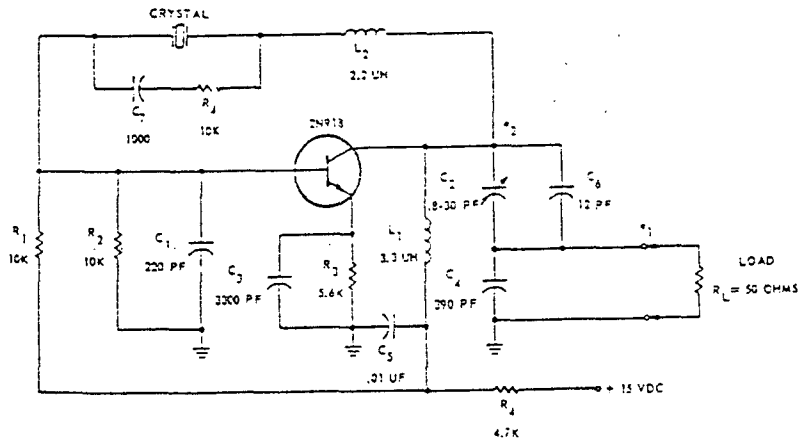


Figura 8-37. Diagrama esquemático de un oscilador Pierce de 25 MHz. con impedancia invertida.

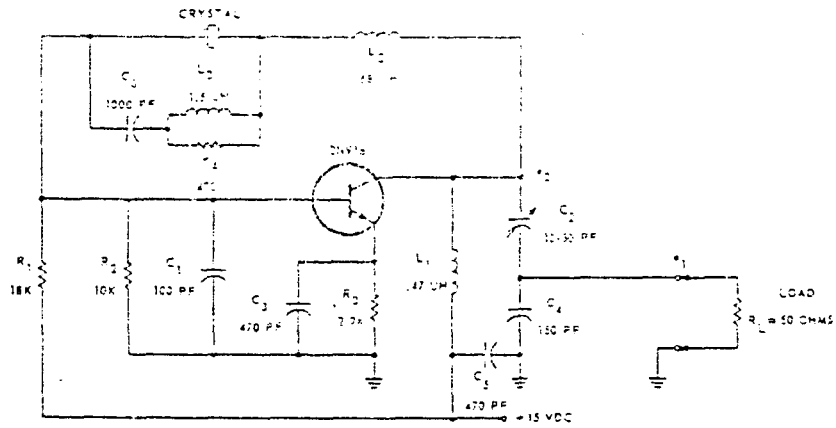


Figura 8-38. Diagrama esquemático de un oscilador Pierce de 50 MHz. con impedancia invertida.

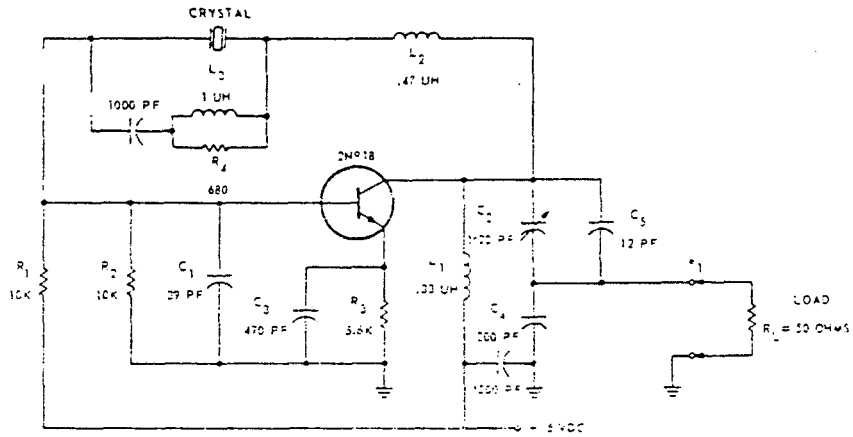


Figura 8-39. Diagrama esquemático de un oscilador de tipo Pierce de 75 MHz. de impedancia invertida.



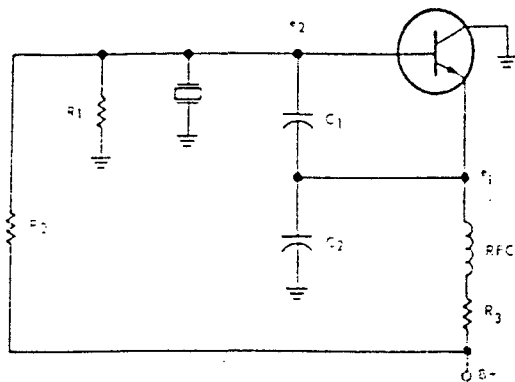


Figura 8-40. Diagrama esquemático de un oscilador a cristal de tipo Colpitts.

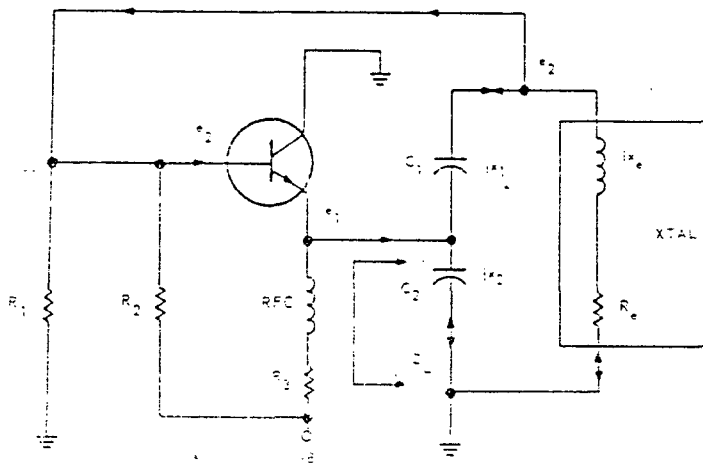


Figura 8-41. Oscilador Colpitts.

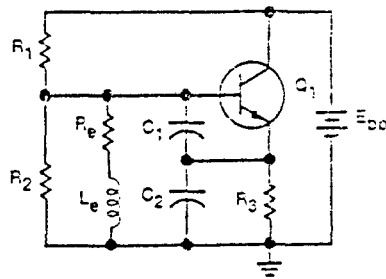


Figura 8-42. Circuito de un oscilador de tipo Colpitts.

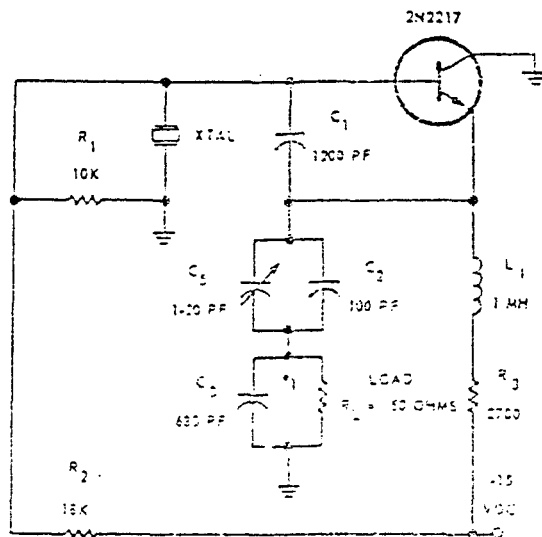


Figura 8-43. Diagrama esquemático de un oscilador Colpitts de 3 a 10 MHz.

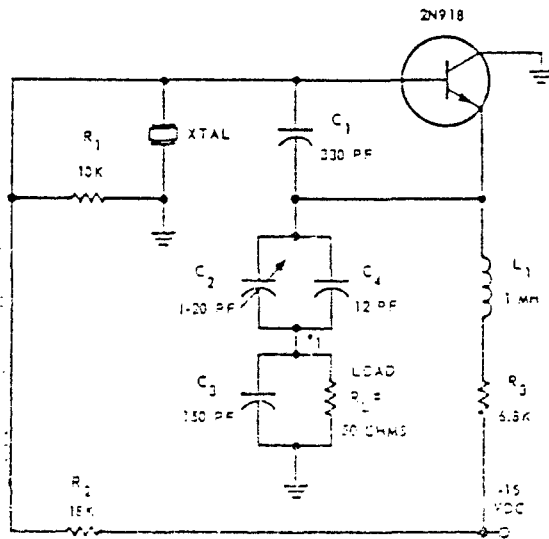


Figura 8-44. Diagrama esquemático de un oscilador Colpitts de 10 a 20 MHz.

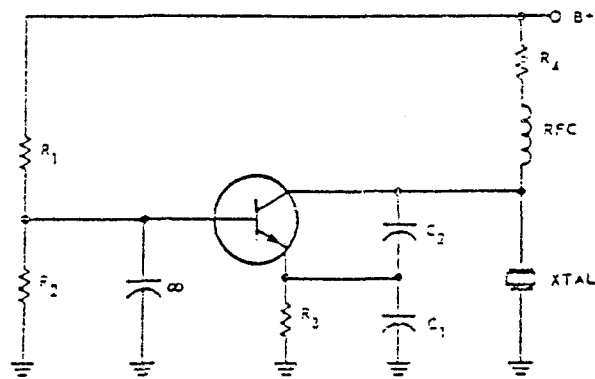


Figura 8-45. Diagrama esquemático del oscilador a cristal del tipo Clapp.

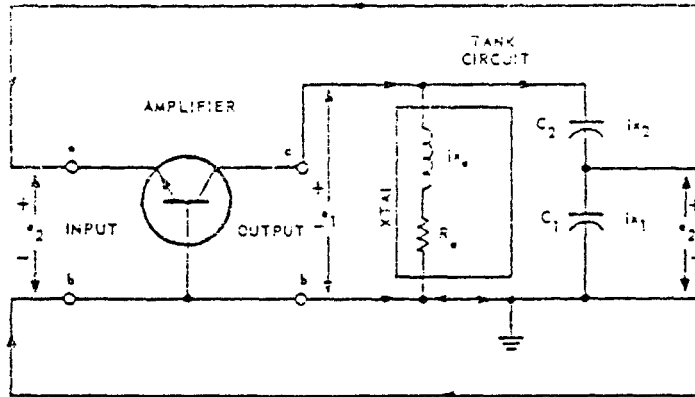


Figura 8-46. Oscilador a cristal tipo Clapp.

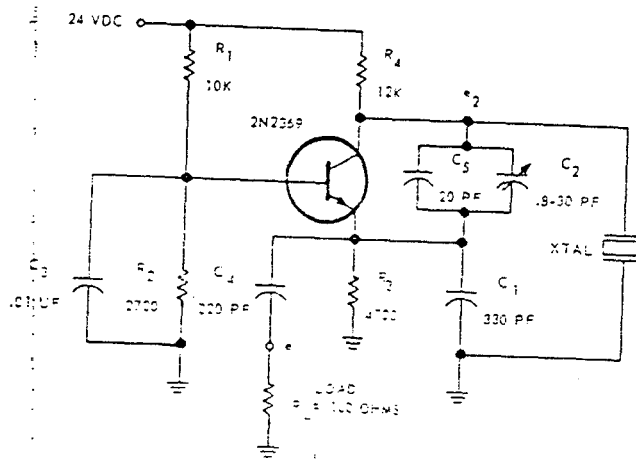


Figura 8-47. Diagrama esquemático de un oscilador Clapp de 3 a 10 MHz.

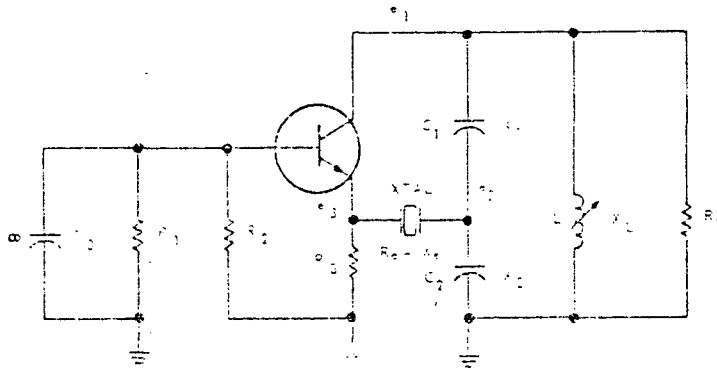


Figura 8-48. Diagrama esquemático del oscilador con base a tierra.

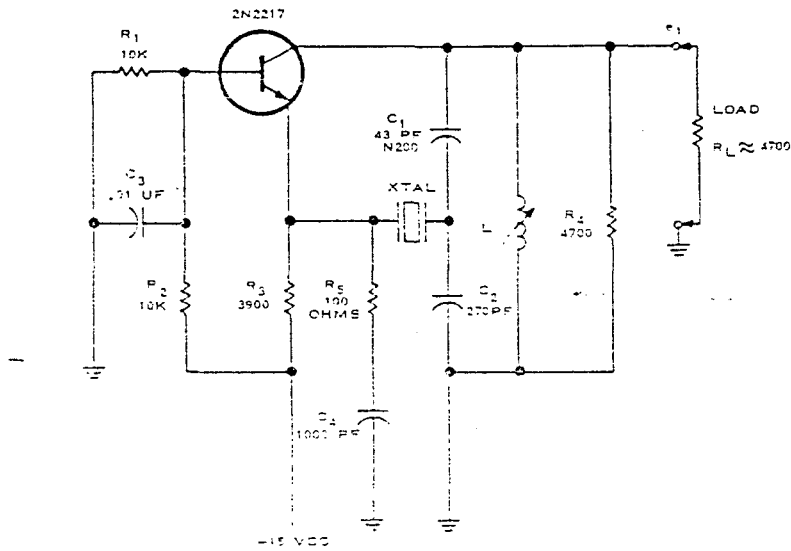


Figura 8-49. Diagrama esquemático de un oscilador a 25 MHz. con la base a tierra.

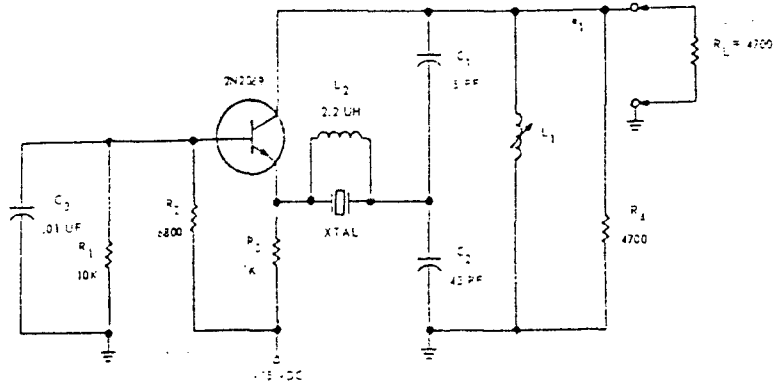


Figura 8-50. Diagrama esquemático de un oscilador de base a tierra de 50 MHz.

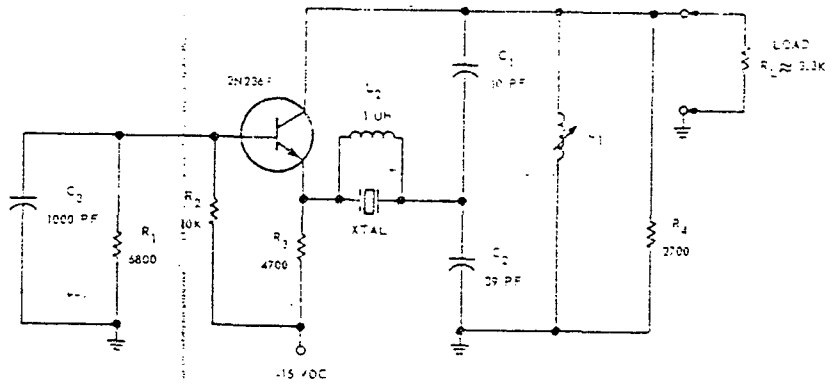


Figura 8-51. Diagrama esquemático de un oscilador con base a tierra de 75 MHz.

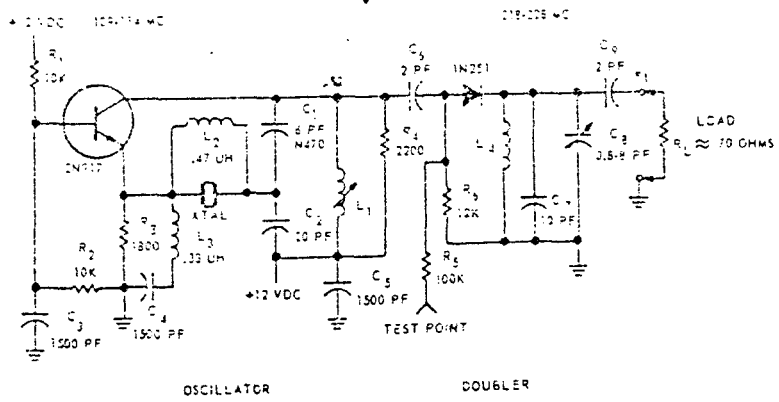


Figura 8-52. Diagrama esquemático de un oscilador de 110 MHz. con base a tierra.

## A N E X O 8-2: FILTROS ACTIVOS.

Los niveles bajos de señal proporcionados generalmente por los transductores, son un ambiente muy propicio para que aparezcan interferencias que pueden llegar a distorsionar gravemente la señal o incluso anularla.

Por ésta razón se utiliza muy frecuentemente filtros capaces de eliminar el segmento del espectro en el que hay señal, y solo quedarnos con la parte del espectro de frecuencia que nos interesa. La necesidad de filtrar las señales es general en todos los campos de la electrónica no sólo para suprimir ruidos sino como acondicionadores de señal.

Hasta la reciente introducción de los amplificadores operacionales monolíticos de bajo coste y alto rendimiento, los filtros eran normalmente realizados con componentes pasivos. Los filtros activos actuales diseñados con la precisión de los amplificadores operacionales ofrecen un rendimiento superior a más bajo coste.

Un filtro activo, es pues, un cuadripolo que establece una relación lineal entrada-salida, con una respuesta en frecuencias prefijada, y una potencia en la salida que puede ser, opcionalmente, mayor que la de entrada.

Un filtro activo es un conjunto de resistencias, condensadores y amplificadores operacionales, no utilizando bobinas. Esto tiene la ventaja de suprimir elementos que son relativamente grandes y pesados, además de no existir en el mercado una variedad de valores, tiene problemas de disipación de la resistencia asociada, no linealidad, coste, etc.

Si queremos hacer un filtro de alta selectividad, es decir, con factor de sobretensión grande ( $Q$ ), o lo que es lo mismo con factor de amortiguamiento pequeño, son solamente posibles con redes RLC o con filtros activos, teniendo los filtros activos las ventajas vistas sobre las redes RLC por utilizar éstas últimas bobinas, con los problemas que ello acarrea.

El parámetro que fija la tecnología de un filtro es la frecuencia. Los filtros activos ofrecen precisión, estabilidad y alta inmunidad a interferencias electromagnéticas. La alta impedancia de entrada y la baja impedancia de salida, permiten en filtros activos combinaciones de éstos en cascada, sin la interacción existente cuando se realizan éstos con filtros pasivos.



Tipos de respuesta.

El método aproximado de síntesis de filtros consiste en aproximar los tipos de respuesta a funciones matemáticas cuya variación es bien conocida, según lo que se pretende sea planicidad en la banda de paso, caídas muy abruptas en la banda de atenuación o variación lineal de la fase, y que definieran el comportamiento del filtro. Los principales tipos de respuesta de filtro que conforman el denominador de la función de transferencia y que se elegirán según las exigencias de diseño que se comentan a continuación.

a. Respuesta de Butterworth.

Su característica principal es la de proporcionar la respuesta en amplitud más plana en la banda de paso. Son utilizados para filtrado de señales en sistemas de adquisición de datos y para filtrado paso bajo de propósito general. La figura 8-53 muestra la respuesta en amplitud de un filtro con respuesta de Butterworth para diferentes órdenes del filtro.

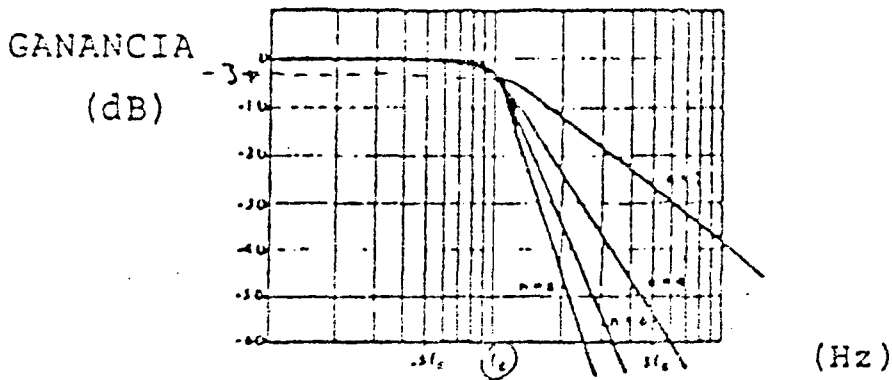


Figura 8-53. Representación de la respuesta en amplitud de un filtro del tipo Butterworth.

La figura 8-54 indica la variación de la fase con la frecuencia. La frecuencia de corte  $f_c$  es la frecuencia a la cual la

respuesta en amplitud cae 3 dB respecto a respuesta plana.

La atenuación más allá de la frecuencia de corte cae  $6n$  dB por octava, siendo  $n$  el orden del filtro o su número de polos.

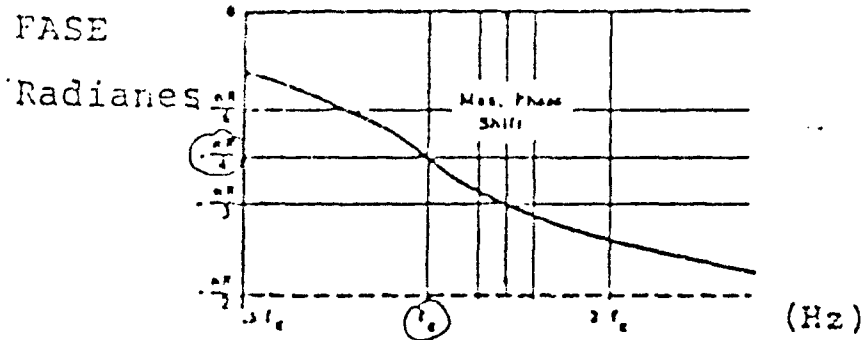


Figura 8-54. Variación de la fase con la frecuencia en un filtro de Butterworth.

Resumiendo sus características:

- \* Respuesta en amplitud más plana posible.
- \* Excelente precisión de ganancia en la frecuencias finales de la banda de paso.

b. Respuesta de Bessel.

Su característica más importante es la respuesta de fase lineal. Por su comportamiento de fase lineal estos tipos de filtros pueden aproximarse a un tiempo de retardo constante, en un limitado rango de frecuencias. Los filtros con respuesta de Bessel permiten el paso de señales transitorias con un mínimo de distorsión. También se utilizan para proporcionar tiempos de retardo para el filtrado paso bajo de señales moduladas.

En las figuras 8-55 y 8-56 se muestran las respuesta en amplitud y fase, respectivamente de un filtro de Bessel.

Ganancia  
(dB)

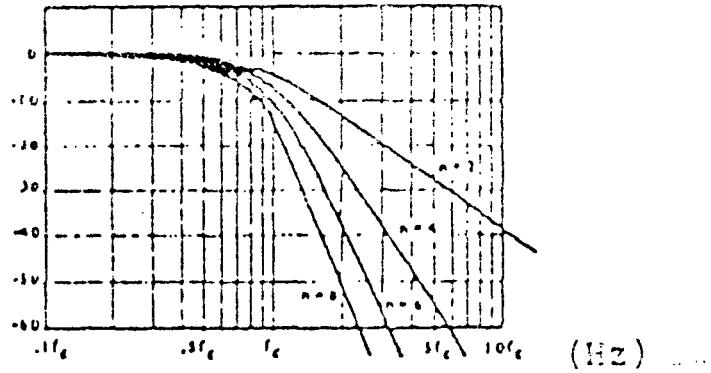


Figura 8-55. Representación de la respuesta en amplitud de un filtro de tipo Bessel.

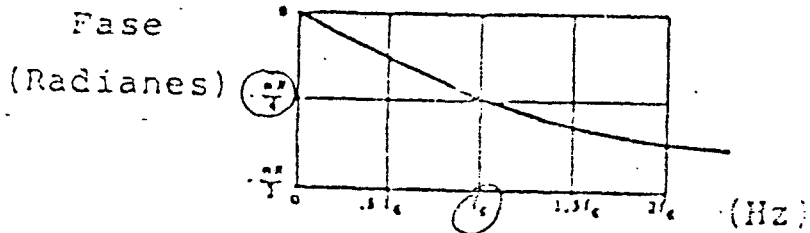


Figura 8-56. Representación de la respuesta de fase de un filtro del tipo Bessel.

La máxima desviación de fase es  $-n/2$ , siendo  $n$  el orden del filtro. La frecuencia de corte está definida como la frecuencia a la que la variación de fase es la mitad de éste valor, es decir el punto donde la variación de fase es  $n\theta/4$ . La tabla de la figura 8-57 puede utilizarse para obtener la frecuencia para la que la respuesta de amplitud de Bessel cae 3 dB.

2 polos	4 polos	6 polos	8 polos
$.77 f_c$	$.67 f_c$	$.57 f_c$	$.50 f_c$

Figura 8-57. Tabla para obtener la frecuencia para la que la respuesta en amplitud de Bessel cae 3 dB.

Para obtener precisión en el retardo de fase, la frecuencia de corte deberá ser el doble de la frecuencia de la máxima señal.

Las características más importantes de la respuesta de Bessel son:

- \* No es tan selectiva como las de Chebyshev y Butterworth.
- \* Muy pequeño sobreimpulso de respuesta al escalón de entrada.
- \* Rápido tiempo de subida.

#### c. Respuesta de Chebyshev.

Los filtrados de tipo de respuesta de Chebyshev tienen mayor selectividad, es decir, son más abruptos en la banda de atenuación que los de Bessel o Butterworth, a costa de un rizado en la banda pasante.

El rizado en la banda de paso determinará el comportamiento del filtro. Un aumento del rizado permitirá aumentar la atenuación por encima de la frecuencia de corte. En las figuras 8-58 y 8-59 aparecen las curvas de atenuación-frecuencia para rizados en la banda de paso de 0.4 dB y 1.6 dB respectivamente.

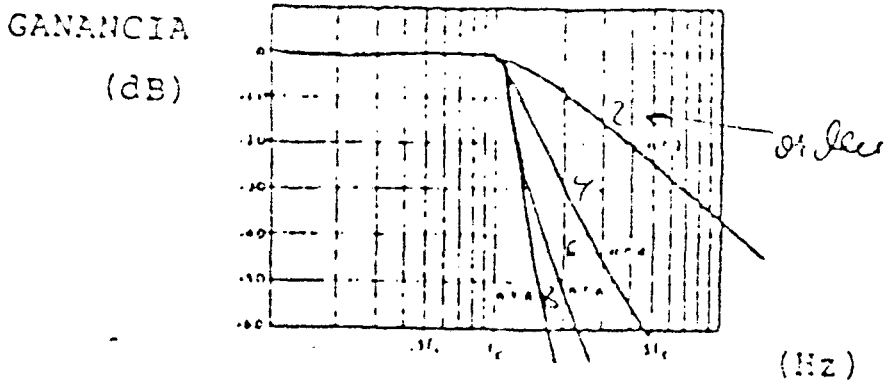


Figura 8-58. Curva de atenuación-frecuencia para rizado de 0.4 dB en la banda de paso (filtro Chebyshev).

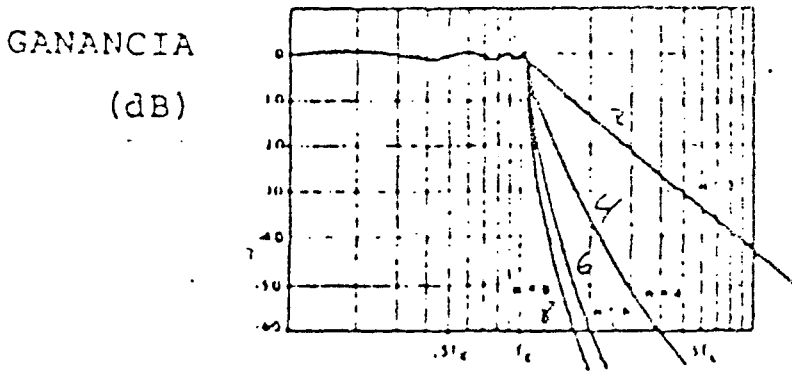


Figura 8-59. Curva de atenuación-frecuencia para rizados de 1.6 dB en la banda de paso (filtro Chebyshev).

La frecuencia de corte está definida como la frecuencia a la cual la respuesta de amplitud atraviesa el máximo de rizado y entra en la banda atenuada.

Las características de la respuesta de Chebyshev son:

- \* El más selectivo.
- \* Respuesta de fase no lineal.
- \* Elevado sobreimpulso de respuesta al escalón de entrada.

## Estructuras de filtros activos.

Los filtros activos funcionan como un sistema sencillo de control de frecuencia selectivo. Como tal, cualquier característica de filtro deseada puede ser generada conexasionando integradores, inversores o sumadores. El diseño de filtros activos eficientes y de bajo coste requiere la realización de una función de transferencia que se desee con un circuito que utilice el menor número de componentes siempre que se mantengan sus características. Numerosos circuitos han sido desarrollados para cumplir este objetivo y algunos de los más comunes son Raush; Sallen-key, variable de estado y Biquad. Cada circuito ha sido utilizado para optimizar ciertos aspectos de comportamiento. Así algunos son fácilmente ajustables, otros emplean un número mínimo de componentes y otros dan importancia a un ancho de banda fijado.

La función de transferencia que se sintetiza con una célula de filtro activo, es de segundo orden. Si el filtro requerido es de orden superior, bastará con conectar en cadena el número necesario de células de segundo orden.

Cuando el orden del filtro a sintetizar es impar, habrá que añadir a las células de segundo orden otra célula de primer orden como la de la figura 8-60 en el caso de un filtro paso bajo.

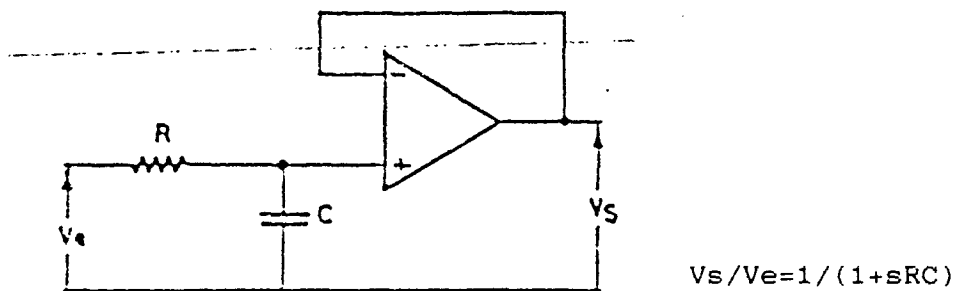


Figura 8-60. Célula de primer orden para un filtro paso bajo.

El operacional evita los efectos de carga a la salida de la célula. De ésta forma un filtro de séptimo orden constará de tres secciones sucesivas de segundo orden y una de primer orden. Es importante destacar que la única precaución al conectar células de filtro activo, en cascada, es la de colocarlas en sentido decreciente del factor de amortiguamiento, para evitar posibles saturaciones de los amplificadores operacionales.

Los filtros activos universales son filtros de propósito general, que proporcionan simultáneamente salida de paso bajo, paso banda, paso alto y posibilidad de banda eliminada. Si bien es innegable su atractivo, como se verá más adelante, cuando el bajo coste o el menor número de componentes es una condición, existen dos configuraciones de filtro activo que utilizan un sólo operacional: la estructura de Rausch y la estructura de Sallen-Key.

a. Estructura de Rausch.

Esta configuración tiene interés debido al reducido número de componentes y la posibilidad de ajuste de los parámetros del filtro. En la figura 8-61 se muestran las estructuras de Rausch para los filtros paso bajo, paso banda y paso alto respectivamente. En el filtro paso banda al variar  $R_2$ , se varía la frecuencia de sintonía sin alterar la ganancia ni el ancho de banda.

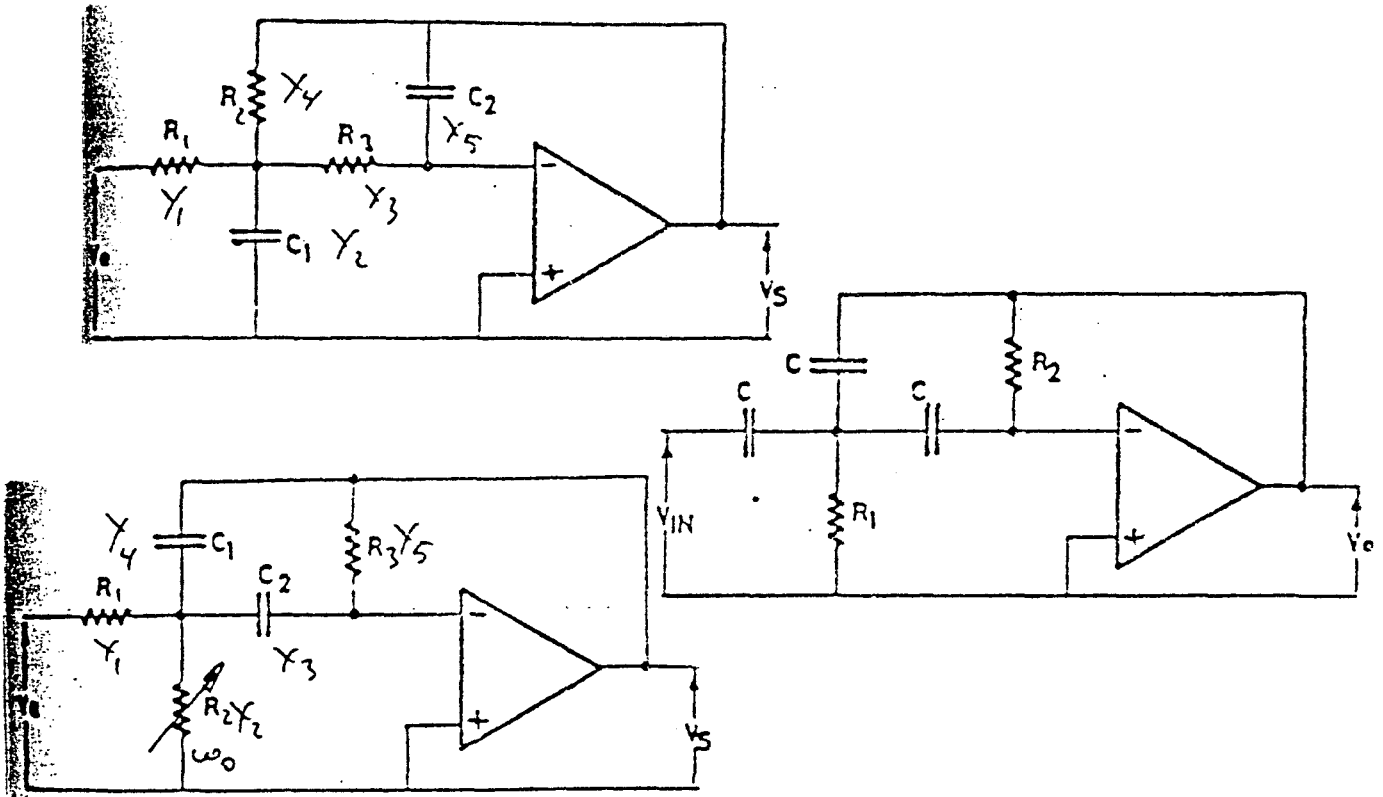


Figura 8-61. Estructura de Rausch (filtro paso bajo, filtro paso banda y filtro paso alto).

b. Estructura de Sallen-Key.

Los dos tipos de filtro Sallen-Key, los de ganancia unidad y los de ganancia controlada y componentes iguales pertenecen a la familia de los VCVS (Voltage Controlled Voltage Source) o convertidores tensión-tensión. En la figura 8-62 aparecen las estructuras de Sallen-Key de ganancia unidad para filtros de paso bajo y de paso alto y en la figura 8-63, los filtros Sallen-Key de ganancia controlada y componentes iguales para el filtro paso bajo y paso alto. La desventaja de los filtros de estructura Sallen-Key es que la frecuencia de corte depende de la ganancia en lazo abierto del operacional cuando ésta no es suficientemente grande.

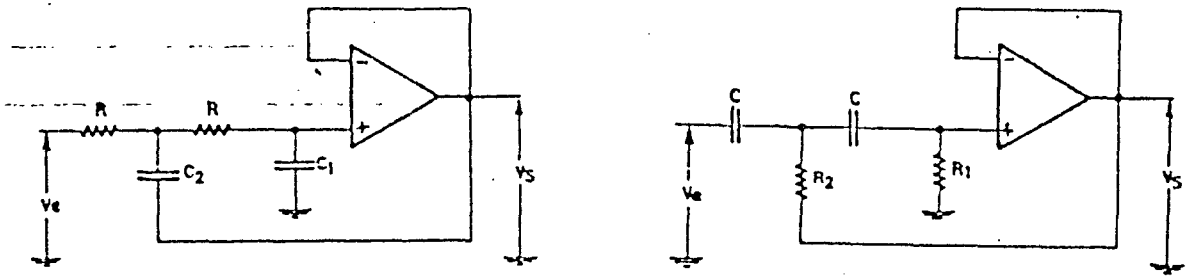


Figura 8-62. Estructura de Sallen-Key de ganancia unidad (filtro paso bajo y paso alto).

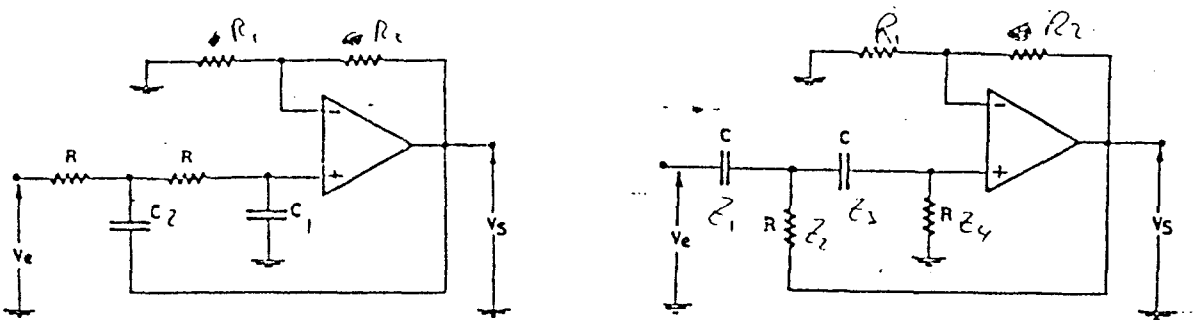


Figura 8-63. Estructura de Sallen-Key de ganancia controlada y componentes iguales (filtro paso bajo y paso alto).



La estructura de Sallen-Key que utiliza un solo operacional corresponde a la figura 8-64. Es un filtro paso banda que tiene baja utilidad a muy bajas frecuencias y  $Q$  alto debido a los pequeños valores de los condensadores que se requieren frente a otras configuraciones de filtros que en las mismas condiciones necesitan condensadores de gran valor.

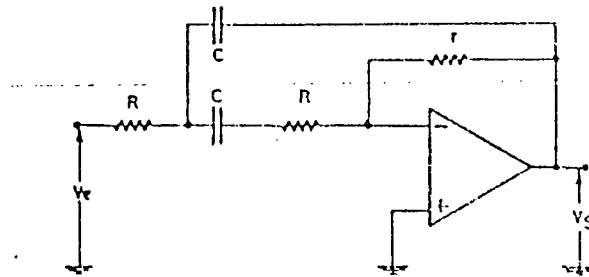


Figura 8-64. Estructura de filtro paso banda Sallen-Key con un solo operacional.

### Filtros Universales.

#### a. Filtros de variable de estado.

Esta configuración de filtro tiene gran interés debido a que posee tres salidas con tres tipos de filtro de segundo orden: paso bajo, paso banda y paso alto. El diagrama de bloques de este filtro de propósito general es el de la figura 8-65. Teniendo en cuenta que dividir por  $s$  en el dominio de la frecuencia equivale a integrar en el dominio del tiempo, se ve que se necesitan dos integradores, un sumador de tres entradas y un amplificador de ganancia  $-A$ . El circuito completo se ve en la figura 8-66.

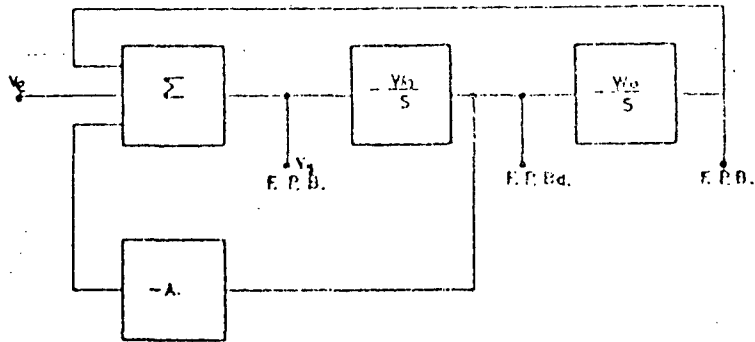


Figura 8-65. Diagrama de bloques de un filtro de variable de estado.

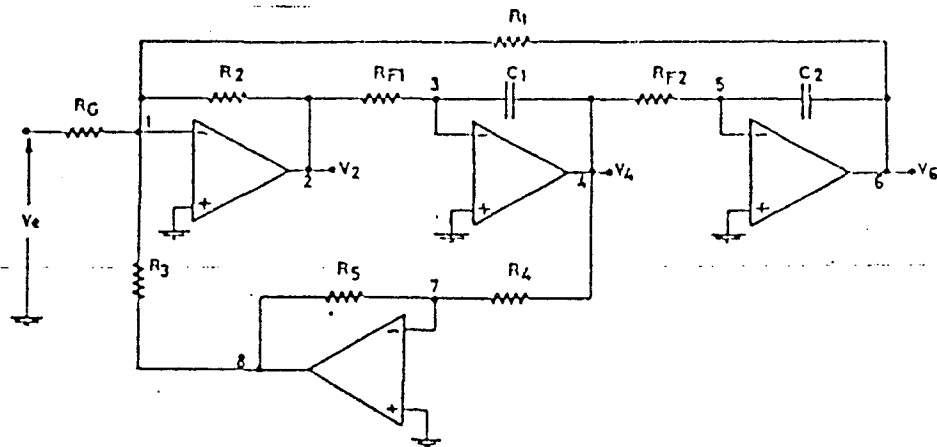


Figura 8-66. Circuito teórico del filtro de variable de estado.

Se obtiene analizando el circuito en el nudo \$V\_2\$ y para simplificar haciendo: \$R\_1=R\_2=R\_3=R\_4=R\$; \$R\_{F1}=R\_{F2}=R\_F\$; \$C\_1=C\_2=C\$; la ecuación que queda de la siguiente forma:

$$\frac{V_2}{V_e} = -\frac{R}{R_G} \frac{s^2}{s^2 + \frac{R_5}{R} \frac{1}{R_F C} s + \left(\frac{1}{R_F C}\right)^2}$$

Comparándola con la función de transferencia de un filtro paso alto:

$$H(s) = \frac{GS^2}{2 + \frac{W_0 s}{Q} + W_0^2}$$

Se tienen los parámetros del filtros paso alto:

$$W_0 = 1/(R_f * C)$$

$$Q = R/R_5$$

$$G = -R/R_g$$

Si se utiliza el nudo 4 la función de transferencia que se obtiene es:

$$\frac{V_4}{V_e} = \frac{R}{R_G} \frac{\frac{1}{R_F C}}{s^2 + \frac{R_5}{R} \frac{s}{R_F C} + \left(\frac{1}{R_F C}\right)^2}$$

que tiene la característica de un filtro paso bajo, por lo que la comparación con la función de transferencia generalizada:

$$W_0 = 1/(R_f * C)$$

$$Q = R/R_5$$

$$G = -R/R_g$$

Los filtros de variable de estado son muy interesantes ya que aparte de generar al mismo tiempo tres características de filtro: paso alto, paso banda y paso bajo, tienen las siguientes características:

- \* La frecuencia de corte del filtro puede modificarse variando las resistencias Rf o cambiando los condensadores C.
- \* El Q del circuito puede ajustarse variando R5.
- \* La ganancia puede modificarse variando Rg.

Los filtros de variable de estado son estables y facilmente ajustables. Frente a éstas ventajas el inconveniente es que exige la utilización de cuatro amplificadores operacionales proporcionando tres salidas, cuando por lo general solo una de ellas se utiliza.

#### b. Filtros Biquad.

Existen muchos tipos de filtros activos dignos de mención, pero el Biquad posee una característica especialmente útil: an-

cho de banda constante.

En el filtro de variable de estado visto en el apartado anterior con respuesta paso banda, el Q se mantiene constante al variar la frecuencia central. Dado que  $\omega_0 = Q \cdot W$  esto significa que el ancho de banda aumentará si aumenta la frecuencia central de la banda o disminuirá si aquella lo hace. Los filtros Biquad similares, a los de variable de estado tienen un ancho de banda independiente de la frecuencia del centro de la banda pasante. Su circuito es el de la figura 8-67.

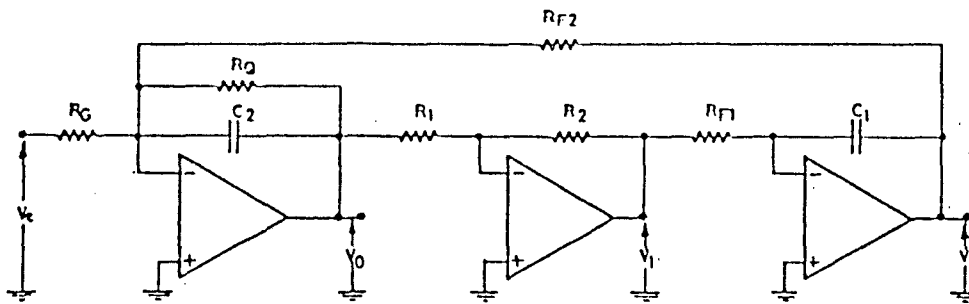


Figura 8-67. Esquema electrónico teórico de un filtro universal del tipo Biquad.

La configuración del filtro Biquad solo proporciona salida paso banda y paso bajo. Analizando el circuito se obtiene la ecuación (para simplificar se hace:  $R_1=R_2=R$ ;  $R_{F1}=R_{F2}=R_F$ ;  $C_1=C_2=C$ ) siguientes:

$$\frac{V_o}{V_e} = - \frac{\frac{1}{R_G C}}{s^2 + \frac{1}{R_Q C} s + \frac{1}{R_F^2 C^2}}$$

Por lo tanto, los parámetros del filtro son:

$$\omega_0 = 1/(R_F \cdot C)$$

$$Q = R_Q / R_F$$

$$W = 1/(R_Q \cdot C)$$

$$G = -R_Q / R_g$$

De éstas expresiones se deduce que variando  $R_F$  se modifica la frecuencia central  $\omega_0$  y el Q, manteniéndose constante el ancho de banda W. Este mantenimiento del ancho de banda, es satisfactorio en un margen de variación de frecuencia central de dos a

tres décadas.

La salida del filtro paso bajo en  $V_2$  tiene la siguiente función de transferencia:

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{\frac{R_2}{R_1 R_{F1} R_G C_1 C_2}}{s^2 + \frac{1}{R_Q C_2} s + \frac{R_2}{R_1 R_{F1} R_{F2} C_1 C_2}}$$

Y en las condiciones anteriores se tiene:

$$\omega_0 = 1/(R_F * C)$$

$$Q = R_Q / R_F$$

$$G = -R_F / R_g$$

Se puede comprobar que la pulsación angular  $\omega_0$  y el factor  $Q$  son los mismos que en el filtro paso banda.

### c. Filtro activo universal sintonizado por voltaje.

La disminución de costes y disponibilidad de los multiplicadores integrados, hacen a los filtros activos sintonizados por tensión económicamente prácticos. Añadiendo dos multiplicadores a un filtro universal se forma el sintonizado por voltaje, en el que la frecuencia varía linealmente con la tensión de control y proporciona a la vez, salidas paso bajo, paso banda y paso alto. El circuito es el de la figura 8-68.

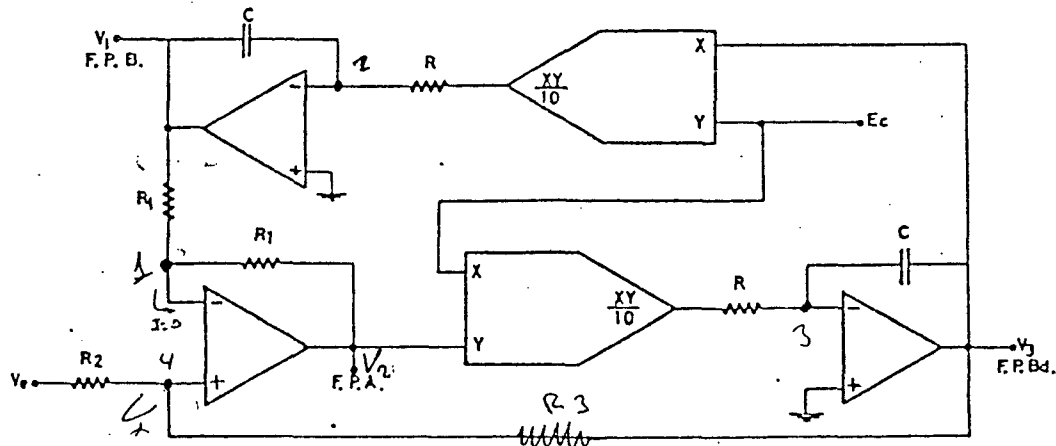


Figura 8-68. Esquema electrónico teórico de un filtro con configuración Biquad.

El factor Q del filtro y la ganancia en la banda de paso permanecen constantes mientras varía la frecuencia.

Las funciones de transferencia son las siguientes:

\* Filtro paso bajo: 
$$\frac{V_1}{V_e} = \frac{K_1 \omega_o^2}{s^2 + \frac{\omega_o}{Q} s + \omega_o^2}$$

\* Filtro paso alto: 
$$\frac{V_2}{V_e} = \frac{K_1 s^2}{s^2 + \frac{\omega_o}{Q} s + \omega_o^2}$$

\* Filtro paso banda: 
$$\frac{V_3}{V_e} = \frac{K_2 \frac{\omega_o}{Q} s}{s^2 + \frac{\omega_o}{Q} s + \omega_o^2}$$

Donde:

$$\omega_o = E_c / (10 \cdot R \cdot C)$$

$$Q = (R_2 + R_3) / (2 \cdot R_2)$$

$$K_1 = (2 \cdot R_3) / (R_2 + R_3)$$

$$K_2 = R_3 / R_2$$

Deduciéndose de las expresiones anteriores que al variar la tensión de control  $E_c$  se varía la frecuencia  $\omega_o$  sin afectar para nada al resto de los parámetros. Dado que  $E_c$  debe ser positivo para evitar inestabilidades, sólo se necesitan multiplicadores en dos cuadrantes.

Estudio especial de la característica de transferencia de segundo orden.

La célula básica de filtro activo sintetiza una respuesta de segundo orden; ésto es, el máximo exponente de  $s$  en el denominador de la función de transferencia es dos. Es por tanto necesario y muy importante conocer la característica que presenta ésta respuesta de segundo orden. Para ello habrá de tenerse presente el significado físico de la transformada inversa de Laplace de la función de transferencia de una red.

La característica fundamental en el estudio de filtros activos es la de una red paso bajo de segundo orden. Esta es:

$$H(s) = V_s / V_e = G / (1 + as + bs^2)$$

siendo  $s$  la variable representativa de la frecuencia,  $s=j\omega$ , llamada frecuencia compleja.

La respuesta en el dominio del tiempo depende del lugar donde esten situados los polos de la función.

Por supuesto se admite que la parte real de éstos polos va a ser negativa, ya que de lo contrario, según se deriva de la teoría de estabilidad de los sistemas, el filtro en cuestión sería inutilizable.

Los polos de la función de transferencia son las raíces de la ecuación característica  $1+as+bs^2=0$

$$s_i = \frac{-a \pm \sqrt{a^2 - 4b}}{2b} = -\frac{a}{2b} \pm \sqrt{\left(\frac{a}{2b}\right)^2 - \frac{1}{b}} = \sigma_i \pm j\omega_i$$

Pueden ocurrir varios caso según la magnitud relativa de los términos que componen el discriminante de la raíz.

- \* Si  $4b > a^2$ , el discriminante es negativo y, por tanto, la tensión de salida es de tipo sinusoidal amortiguado exponencialmente. La frecuencia de la onda es  $\omega_i$ , y el ritmo de amortiguamiento depende de  $\sigma_i$ .
- \* Si  $4b = a^2$ , se obtiene raíz doble y la respuesta es exponencial amortiguada. Se dice que el amortiguamiento es crítico.
- \* Si  $4b < a^2$ , se obtienen dos raíces reales y la respuesta está formada por dos exponenciales amortiguadas.

La ecuación característica es la siguiente:

$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{G}{1 + 2\zeta \frac{s}{\omega_0} + \frac{s^2}{\omega_0^2}}$$

La utilidad de ésta última expresión, está en el rápido cálculo de la frecuencia natural y el factor de amortiguamiento, a partir de la característica generalizada de un filtro de segundo orden, mediante identificación de coeficientes de los denominadores.

Siempre se cumple que:

$$Q=1/(2\zeta)$$

La ecuación característica de un filtro de segundo orden, es decir el denominador de la función de transferencia, puede expresarse según convenga, de una de éstas dos formas:

a. 
$$1 + 2 \zeta \frac{s}{\omega_0} + \frac{s^2}{\omega_0^2}$$

b. 
$$1 + \frac{1}{Q} \frac{s}{\omega_0} + \frac{s^2}{\omega_0^2}$$

En filtros paso bajo y paso alto se usa con más frecuencia la a.; mientras que en los paso banda interesa el empleo de la b. por lo que tiene de descriptivo el factor Q referente a la agudeza de la curva de respuesta.

Proceso general de síntesis de un filtro.

Con todo lo estudiado hasta éste momento puede ya enunciarse el procedimiento a seguir para la realización de un filtro activo concreto. Se parte del conocimiento de la función del filtro (filtro paso bajo, filtro paso alto, etc.) y las especificaciones a cumplir tales como ganancia en paso, frecuencia de corte, relación entre ganancias a dos frecuencias determinadas dentro de la banda atenuada (es decir la pendiente de caída) o bien el valor del factor Q, la sensibilidad, etc.

Las etapas a seguir son las siguientes:

1. Elección de la configuración o estructura del filtro. Existe una serie de formas de circuito que pueden verificar cualquiera de las funciones de filtro a instrumentar. La elección entre una u otra se hace en función de las mencionadas especificaciones referentes a sus parámetros.
2. Elección del tipo de respuesta del filtro. La forma de la caída, la importancia de la respuesta en fase, etc., son factores que aconsejan la toma de partido entre los tipos de respuesta estudiados anteriormente.
3. Determinación del orden del filtro. Ya se ha mencionado que el orden del filtro es el responsable de la pendiente de atenuación. Si es n el orden, la caída asintótica para frecuencias muy alejadas de la banda de paso ( $\omega \gg \omega_0$ ) es de 6n dB/octava. Sin embargo cerca del corte es el tipo de respuesta el que condiciona la forma de la caída. Habrá, pues, que hacer un estudio para los más importantes.

Por otra parte, como las etapas básicas dan características de segundo orden será necesario, en general, la conexión de varias células en cascada como ya se ha mencionado.

Para la determinación del valor de n lo normal es partir de la pendiente de caída de la curva de atenuaciones en las pro-



ximidades de la frecuencia de corte. Con gran frecuencia ésta pendiente se expresa en dB por octava.

4. Determinación de la forma de la función de transferencia del filtro. Conocido el tipo de respuesta y el orden del filtro a realizar se sigue el correspondiente procedimiento.
5. Cálculo de los valores de los componentes. Una vez se dispone de la función de transferencia del filtro se procede a su descomposición en producto de características de segundo orden (y una de primer orden en el caso de  $n$  impar). Cada una de éstas características elementales será sintetizada mediante una célula básica perteneciente a alguna de las estructuras enumeradas.

La identificación de los coeficientes que afectan a la variable  $s$  en los polinomios que aparecen, tanto en las expresiones básicas deducidas de la ecuación de transferencia como en las deducidas de las configuraciones de filtro, permite el cálculo de los valores de los componentes.

Como, normalmente, existirán más incógnitas que ecuaciones, algunas de aquellas pueden predeterminarse atendiendo a algún criterio práctico, como disponibilidad, mínima sensibilidad de los parámetros frente al valor de los componentes, etc. Obsérvese, pues, que son los valores de los componentes los que hacen que una determinada estructura presente la característica correspondiente.

Consideraciones respecto al diseño de filtros activos.

Además de los aspectos referentes a la elección del orden del filtro, tipo de respuesta y estructura es preciso tener en cuenta una serie de requisitos para la realización práctica:

- \* La respuesta en bajas frecuencias del amplificador en una configuración con un sólo operacional deberá ser de 5 a 10 veces mayor que el producto ganancia \* ancho de banda del filtro. Si la estructura posee dos operacionales la respuesta en frecuencias del amplificador deberá de ser de 5 a 10 veces mayor que la raíz cuadrada del producto ganancia \* ancho de banda del filtro.
- \* Cuando se requiere un alto valor de  $Q$  ( $Q > 50$ ) de una estructura con un solo operacional, los problemas de estabilidad planteados hacen que sea aconsejable llevar a cabo el diseño con dos etapas en cascada con menor factor  $Q$  individual, de forma que, en conjunto, presenten la agudeza necesaria.
- \* Si se trata de un filtro paso banda cuyo ancho de banda es mayor que el 100% de la frecuencia central es mejor usar una cas-

cada paso bajo-paso alto en vez de una estructura simple paso banda.

- \* Los condensadores de teflón, poliestireno y mica son idóneos para la construcción de filtros activos tanto por su estabilidad como por su tolerancia (menor del 5 ó 2%).

Los condensadores cerámicos y electrolíticos son desaconsejables a causa de sus pérdidas, fugas y sensibilidad con la polaridad.

- \* Igualmente idóneas son las resistencias de película metálica con una precisión igual o mejor que un 2%. Sólo en caso de aplicaciones no críticas podrán emplearse resistencias de carbón.

Realización práctica de filtros activos.

El verdadero problema, no radica en encontrar un esquema, sino en escoger el que mejor convenga a la realización del filtro que deseamos construir.

Vamos a ver un determinado número de circuitos elementales de 2º orden realizados con elementos activos. Luego definiré los criterios muy particulares de los filtros activos que nos permiten realizar una elección adecuada.

a. Filtro paso bajo.

Función de transferencia:

$$F(p) = k / (ap^2 + bp + 1)$$

Que nos da los parámetros:

$$Q = a/b$$

$$\omega_0 = 1/\sqrt{a}$$

Un circuito que cumple ésta función de transferencia es el siguiente:

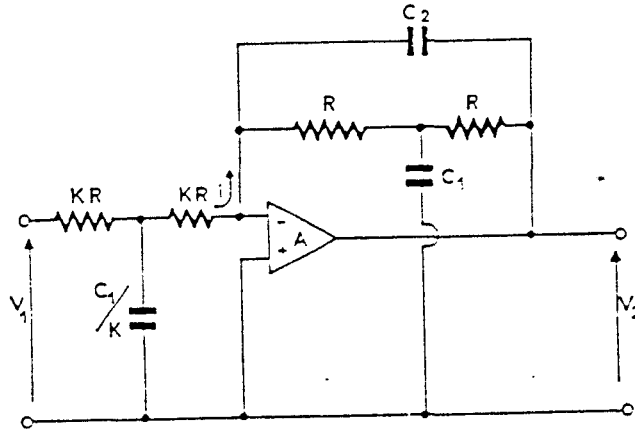


Figura 8-69. Filtro de paso bajo de segundo orden que combina un amplificador operacional y dos cuadripolos RC.

La función de transferencia es la siguiente:

$$F(p) = V_2/V_1 = (1/K) / (R^2 C_1 C_2 p^2 + 2RC_2 p + 1)$$

que corresponde a un filtro paso bajo de 2° orden.

El ajuste del valor K permite obtener una ganancia o una atenuación. Los parámetros fundamentales del circuito son:

$$\omega_0 = 1 / (R \sqrt{C_1 C_2})$$

$$Q = (1/2) * \sqrt{C_1 / C_2}$$

Vamos a ver otro ejemplo de circuito filtro paso bajo y es el de la figura 8-70.

La función de transferencia para ganancia unidad es:

$$F(p) = V_2/V_1 = -1 / (R^2 C_1 C_2 p^2 + 3RC_2 p + 1)$$

siendo los parámetros característicos de éste circuito:

$$\omega_0 = 1 / (R \sqrt{C_1 C_2})$$

$$Q = (1/3) * \sqrt{C_1 / C_2}$$

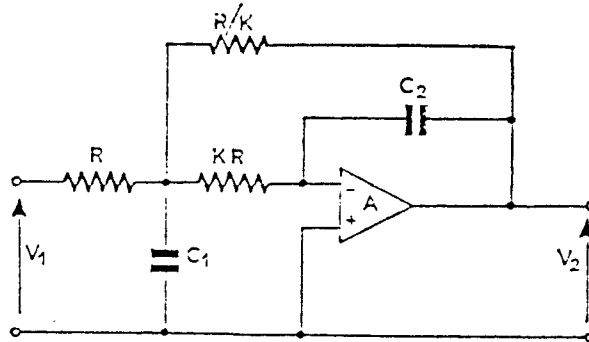


Figura 8-70. Filtro paso bajo de segundo orden que utiliza un amplificador operacional y dos bucles de reacción negativa.

b. Filtro paso alto.

Función de transferencia:

$$F(p) = k \cdot a p^2 / (a p^2 + b p + c)$$

Los parámetros característicos de ésta función:

$$Q = a/b$$

$$\omega_0 = 1/\sqrt{a}$$

La mayoría de los filtros elementales de paso alto se pueden obtener sustituyendo las resistencias por capacidades en los esquemas de los filtros paso bajo.

Vamos a ver dos ejemplos de circuitos paso alto. La función de transferencia del primero es la siguiente:

$$F(p) = V_2/V_1 = (-4C_2/C_1) \cdot ((R^2 C_1 C_2 p^2) / (R^2 C_1 C_2 p^2 + R C_2 p + 1))$$

De donde deducimos que los parámetros característicos son:

$$\omega_0 = 1/(R \cdot \sqrt{C_1 C_2})$$

$$Q = (C_1/C_2)$$

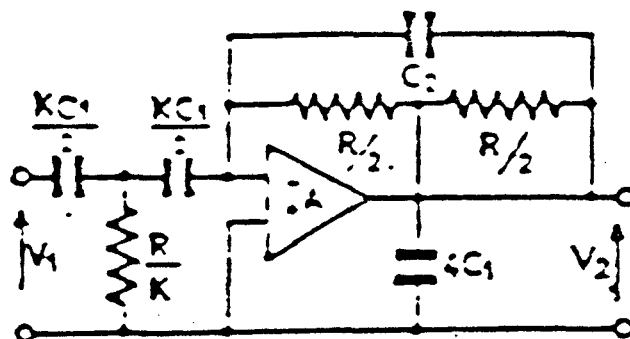


Figura 8-71. Filtro paso alto de segundo orden con un operacional.

El otro ejemplo de filtro activo paso alto es el siguiente:

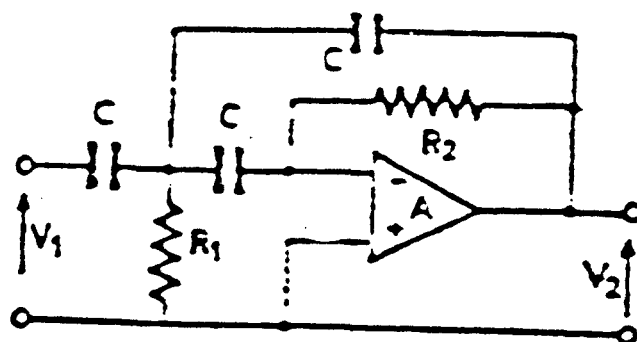


Figura 8-72. Filtro paso alto de segundo orden que utiliza un amplificador operacional.

La función de transferencia de éste otro circuito es:

$$F(p) = V_1/V_2 = (-C^2 R_1 R_2 p^2) / (C^2 R_1 R_2 p^2 + 3R_1 C p + 1)$$

Donde vemos que:

$$\omega_0 = 1 / (C \sqrt{R_1 R_2})$$

$$Q = (1/3) * (\sqrt{R_2/R_1})$$

c. Filtro paso banda.

Los filtros paso banda de segundo orden que tienen una curva de respuesta semejante a la de un circuito oscilante presenta una función de transferencia de la forma:

$$F(p) = bp / (ap^2 + bp + 1)$$

Vamos a ver dos ejemplos de filtros paso banda de segundo orden:

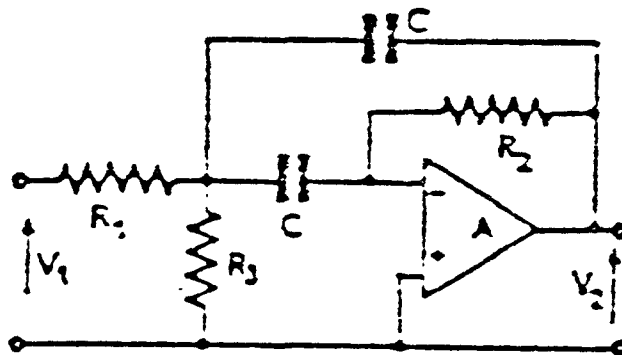


Figura 8-73. Filtro paso banda de segundo orden.

La función de transferencia de éste filtro es:

$$F(p) = V_2/V_1 = (-2KRCp) / (R^2 C^2 p^2 + 2xRCp + 1)$$

Donde encontramos que:

$$\omega_0 = 1/(RC)$$

$$Q = 1/(2x)$$

El otro ejemplo de filtro paso banda de segundo orden es el que sigue a continuación:

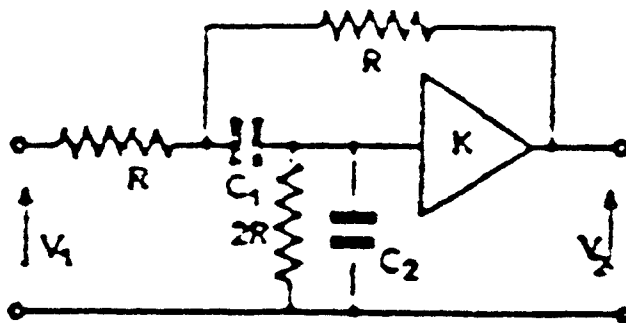


Figura 8-74. Filtro paso banda de segundo orden.

La función de transferencia de éste otro circuito es como sigue:

$$F(p) = V_2/V_1 = (-2KRCp) / (R^2 2C^2 p^2 + 2xRCp + 1)$$

De donde deducimos que los parámetros característicos tienen los siguientes valores:

$$\omega_0 = 1/(RC)$$

$$Q = 1/(2x)$$

Sistema práctico de construcción de filtros activos.

En la resolución de un problema de filtrado, los datos iniciales nos permiten definir cierto número de parámetros fundamentales, cuyo conocimiento permite a su vez, escoger el tipo de

filtro más adecuado y determinar su función de transferencia. Esta primera parte se denomina etapa de aproximación.

Una vez determinada la función de transferencia del filtro que deseamos realizar, viene la segunda etapa, llamada de síntesis, la cual consiste en disponer en cascada un determinado número de circuitos elementales, cuyos parámetros se obtienen partiendo de la función de transferencia.

Estas dos operaciones pueden simplificarse mediante el empleo de magnitudes normalizadas, es decir, magnitudes que se expresen tomando como unidad de frecuencia y de impedancia unos valores que dependen de cada filtro en particular.

Etapas de la realización del filtro.

1. Determinación de la curva y los parámetros característicos.

En la construcción de un filtro el conocimiento de los datos de partida del problema nos permite definir una curva o plantilla semejante a la de la figura 8-75:

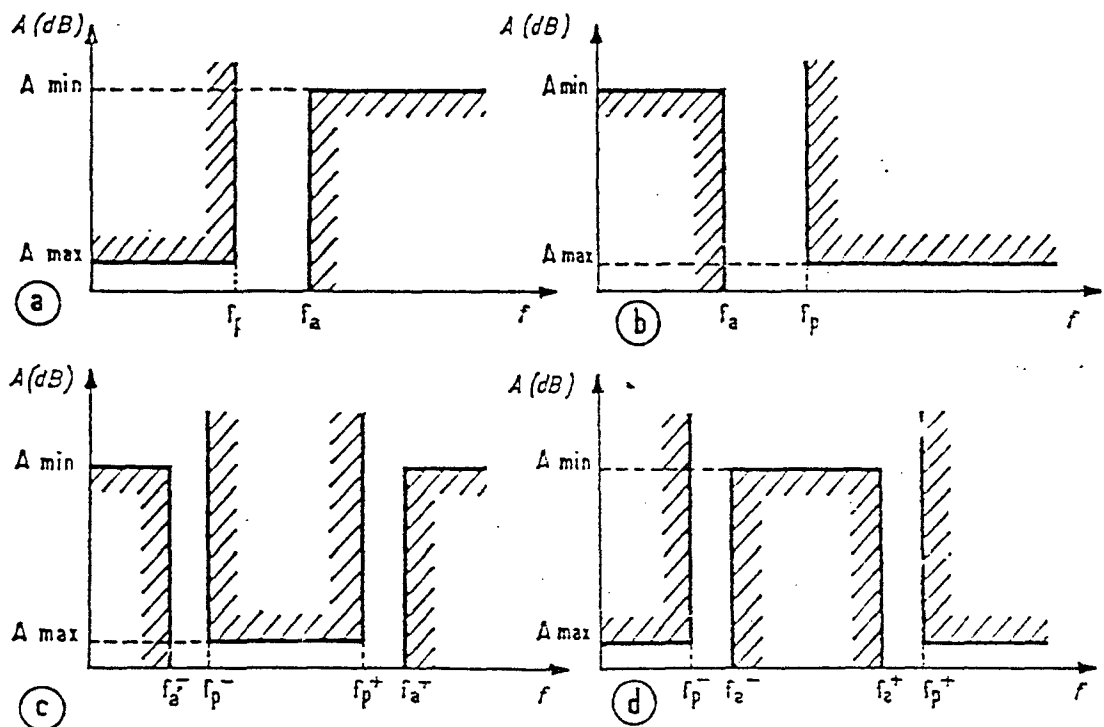


Figura 8-75. Plantillas de los cuatro tipos de filtros posibles.



Esta plantilla define lo siguiente:

- \* La banda de paso o margen de frecuencias en que el amortiguamiento debe ser inferior a un cierto valor  $A_{\max}$ . expresado en dB.
- \* La banda atenuada o margen de frecuencias en el que el amortiguamiento debe ser superior a un cierto valor  $A_{\min}$ . también expresado en dB.

La banda de paso se halla delimitada por una frecuencia de corte  $f_p$  en el caso de los filtros paso bajo y paso alto y por dos frecuencias de corte  $f_{p+}$  y  $f_{p-}$  en los filtros de paso banda y de rechazo de banda.

De la misma forma la banda atenuada queda delimitada por una o dos frecuencias de corte  $f_a$  ó  $f_{a+}$  y  $f_{a-}$  según los casos de que se trate.

Vamos a considerar que los filtros de paso de banda y de rechazo de banda son simétricos, y cumplen la expresión:

$$(f_{a+}) \cdot (f_{a-}) = (f_{p+}) \cdot (f_{p-}) = f_0^2$$

Donde  $f_0$  es la frecuencia central.

Si el problema que queremos resolver requiere una plantilla no simétrica, será preciso, antes de continuar, que modifiquemos uno de los cuatro valores  $f_{a+}$ ,  $f_{a-}$ ,  $f_{p+}$  ó  $f_{p-}$ , con objeto de que se cumpla la expresión anterior.

Los parámetros característicos de una plantilla son tres en los filtros de paso bajo y de paso alto y cuatro en los filtros de paso banda y de rechazo de banda. Estos parámetros son:

- \* La atenuación máxima en la banda de paso,  $A_{\max}$ .
- \* La atenuación mínima en la banda atenuada,  $A_{\min}$ .
- \* La selectividad  $K$  que expresa la pendiente más o menos abrupta de los cortes y que se halla definida en función de las frecuencias de corte de la forma siguiente:

Filtro de paso bajo:

$$K = f_p / f_a = \omega_p / \omega_a$$

Filtro de paso alto:

$$K = f_a / f_p = \omega_a / \omega_p$$

Filtro de paso banda:

$$K = ((fp+) - (fp-)) / ((fa+) - (fa-)) = ((wp+) - (wp-)) / ((wa+) - (wa-))$$

Filtro de rechazo de banda:

$$K = ((fa+) - (fa-)) / ((fp+) - (fp-)) = ((wa+) - (wa-)) / ((wp+) - (wp-))$$

- \* El ancho de banda  $v_w$ , exclusivamente en los filtros de paso banda y de rechazo de banda, cuya expresión es:

Filtro paso banda:

$$v_w = ((fp+) - (fp-)) / f_0$$

Filtro de rechazo de banda:

$$v_w = ((fa+) - (fa-)) / f_0$$

En resumen, se puede construir cualquier filtro conociendo las tres, o en su caso, cuatro magnitudes necesarias:  $A_{m\acute{a}x.}$ ,  $A_{m\acute{i}n.}$ ,  $K$  y  $v_w$ .

Elección del tipo de filtro.

Existe un cierto número de filtros con los cuales se puede obtener una curva de respuesta que quede situada en el interior de la plantilla establecida en cada caso. No obstante, las cualidades y complejidad de cada filtro pueden ser muy diferentes, por lo que el diseñador deberá escoger el tipo que mejor se adapte a la resolución del problema.

Los criterios principales que nos pueden servir como guía para la elección del filtro son:

- \* La pendiente de corte.
- \* La regularidad de la curva de respuesta.
- \* El comportamiento en régimen transitorio.
- \* La regularidad del tiempo de propagación de grupo.
- \* La existencia de ceros de transmisión.
- \* La complejidad de diseño.
- \* La facilidad de su puesta a punto.

Anteriormente hemos visto distintos tipos de filtros. Con objeto de que podamos escoger fácilmente entre ellos, en los siguientes gráficos se hallan indicadas las curvas de respuesta de éstos filtros (con orden 4), en amplitud, en tiempo de propagación de grupo y la respuesta de una transición de 0 a 1. Además hay una tabla comparativa en la que se hallan indicadas las virtudes y defectos de éstos tipos de filtros.

- 1) Filtro de Bessel de orden 4.
- 2) Filtro de Butterworth de orden 4.
- 3) Filtro de Legendre de orden 4.
- 4) Filtro de Tchebyscheff de orden 4 y de ondulación 1 dB.
- 5) Filtro de Cauer de orden 4, con  $A_{max} = 1$  dB y  $A_{min} = 40$  dB.

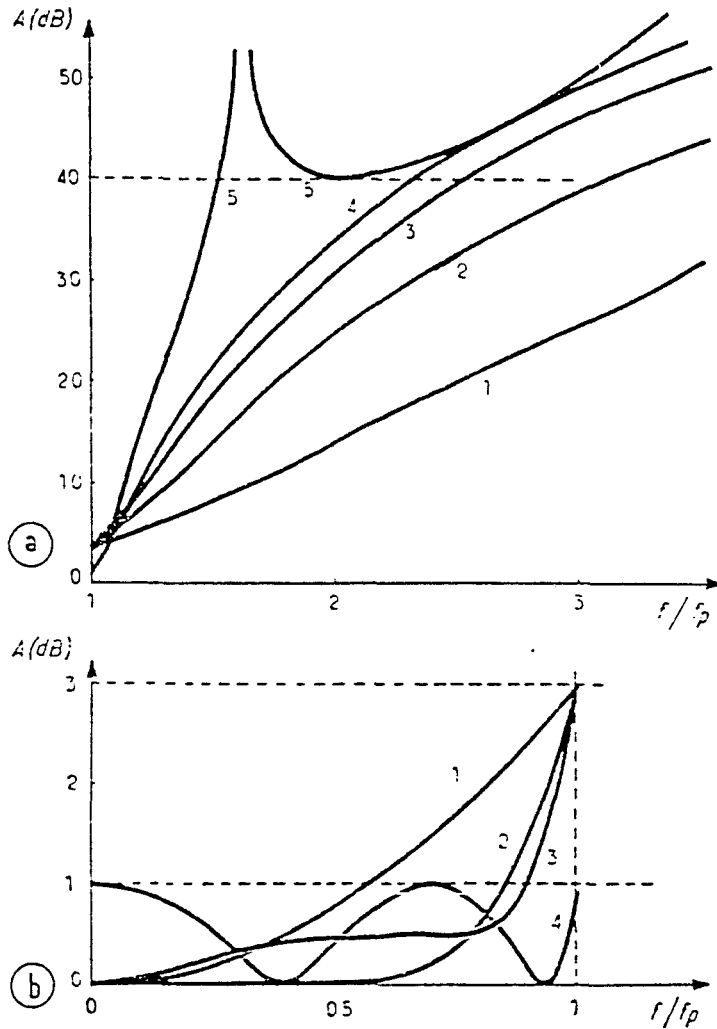


Figura 8-76. Curvas de respuesta de amplitud correspondientes a los filtros vistos. a. Banda atenuada. b. Banda de paso.

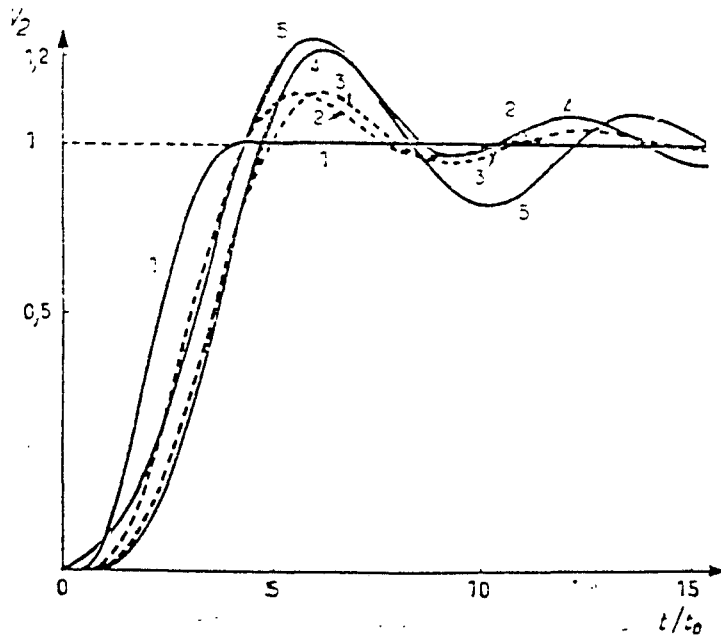


Figura 8-77. Curvas de respuesta del tiempo de propagación de grupo de los filtros estudiados.

Del examen de éstas curvas se pueden sacar las siguientes conclusiones:

- \* Los filtros de Bessel tienen un buen comportamiento frente a transitorios, pero un corte poco abrupto.
- \* Los filtros de Butterworth tienen una curva de amortiguamiento muy regular, pero un corte poco abrupto.
- \* Los filtros de Legendre combinan un amortiguamiento regular con un corte definido y un comportamiento frente a transitorios de buena calidad.
- \* Los filtros de Tchebyscheff son filtros sencillos cuya ventaja más importante reside en lo escarpado de su corte, pero su comportamiento frente a transitorios deja bastante que desear.
- \* Los filtros de Cauer, que son los más complejos, permiten obtener un corte extremadamente abrupto y disponer de ceros de transmisión.

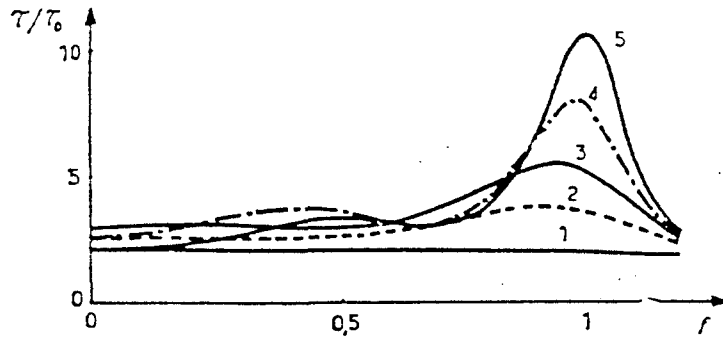


Figura 8-78. Curvas de respuesta a transición de 0 a 1 de los filtros anteriores.

Estas curvas y comparaciones se han establecido en el caso de filtros paso bajo y demuestran que cuando el criterio de elección más importante es el amortiguamiento, los filtros activos de Tchebyscheff ofrecen los mejores resultados desde el punto de vista precio-características. Los filtros de Cauer son preferibles cuando se desea obtener un corte muy abrupto o cuando se necesitan frecuencias en que la atenuación sea infinita, o sea, ceros de transmisión.

Figura 8-79. Comparación entre las características de los diferentes tipos de filtros.

Clase del filtro	Bessel	Butterworth	Legendre	Tchebyscheff	Cauer
Características					
Pendiente de corte para un orden $n$ determinado	muy mediocre	mediocre	media	buena	muy buena
Regularidad del tiempo de propagación de grupo	excelente	buena	media	mediocre	muy mediocre
Regularidad de la curva de respuesta amplitud/frecuencia	excelente	excelente	muy buena	Ondulaciones en la banda de paso Regular en la banda atenuada	Ondulaciones en la banda de paso y atenuada
Deformaciones en régimen transitorio	muy pequeñas	pequeñas	pequeñas	grandes	muy grandes
Número de componentes para una selectividad determinada	muy elevado	elevado	medio	bajo	bajo
Coefficientes de sobretensión precisos	muy bajos	bajos	medios	medios	elevados
Ceros de transmisión	no	no	no	no	si
Dificultad de ajuste y sensibilidad	pequeñas	pequeñas	pequeñas	medias	altas
Disparidad de los valores de los elementos	muy pequeña	pequeña	media	considerable	pequeña

Cálculo de la función de transferencia.

Una vez escogido el filtro que deseamos construir hay que determinar su función de transferencia. Esta operación es la más complicada.

Para determinar ésta función debemos realizar tres operaciones:

- \* Establecer el grado de dicha función de transferencia, es decir, el orden del filtro.
- \* El obtener la función de transferencia del correspondiente filtro prototipo, es decir, el filtro paso bajo normalizado.
- \* Efectuar la trasposición de ésta función de transferencia si se quiere efectuar un filtro paso banda o de rechazo de banda.

#### 1. Determinación del orden del filtro.

Cuanto más se aproxima el filtro que se desee construir al filtro ideal ( $A_{\text{máx.}}=0$ ;  $A_{\text{mín.}}=\text{infinito}$ ;  $K=1$ ), mayor será el grado y, por consiguiente, la complejidad de la función de transferencia que obtendremos.

Esta tarea se puede realizar por un método matemático, que es algo complicado, y por uno gráfico que es más sencillo.

En los filtros de Bessel, Butterworth y Legendre, cuyas curvas de respuesta en amplitud son monótonas y poco abruptas, casi siempre se toma en la práctica un valor de  $A_{\text{máx.}}=3$  dB.

#### 2. Determinación de la función de transferencia del filtro prototipo.

Una vez conocido el tipo de filtro y su orden, la función de transferencia del prototipo de paso bajo que le corresponde se obtiene mediante un complicado cálculo, que en la mayoría de los casos requiere el empleo de un ordenador.

#### 3. Trasposición de la función de transferencia.

Si queremos construir un filtro de paso alto, se puede obtener directamente partiendo del valor de los elementos del prototipo paso bajo como se vió ya.

Si queremos obtener un filtro paso banda o de rechazo de banda, se necesita efectuar la trasposición:

$$p \text{ -----} \rightarrow (1/W)*(p+(1/p))$$

en el filtro de paso bajo o de paso alto prototipo para obtener la correspondiente función de transferencia del filtro de paso de banda o de rechazo de banda.

También esto requiere un cálculo bastante complicado, y lo que resulta más sencillo es realizar la trasposición en cada factor de la función de transferencia.



A N E X O 8-3: CARACTERISTICAS DE TRANSISTORES Y CIRCUITOS INTEGRADOS.

8.3.1. Características de transistores.

BC177  
=====

- \* Transistor de Silicio.
- \* Tipo PNP.
- \* Tensión máxima: 50 V.
- \* Intensidad nominal: 0.2 A.
- \* Potencia nominal: 0.3 w.
- \* Frecuencia máxima: 130 MHz.
- \* BETA: 50-500

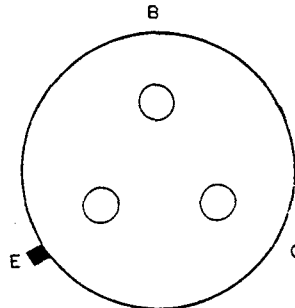


Figura 8-80. Patillaje del Transistor BC177.

BF199

=====

- \* Transistor de tipo NPN.
- \* Esta construido en material: Silicio.

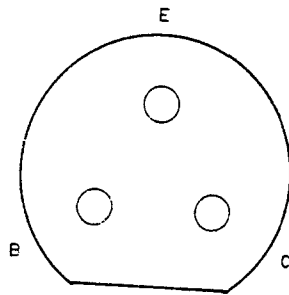


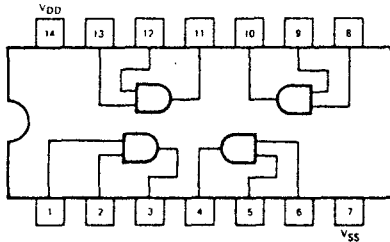
Figura 8-81. Patillaje del transistor BF199.

# 4081B

## QUAD 2-INPUT AND GATE

**DESCRIPTION** — The 4081B is a positive logic Quad 2-Input AND Gate. The outputs are fully buffered for highest noise immunity and pattern insensitivity of output impedance.

### LOGIC AND CONNECTION DIAGRAM DIP (TOP VIEW)



**NOTE:**  
The Flatpak version has the same pinouts (Connection Diagram) as the Dual In-line Package.

### DC CHARACTERISTICS: $V_{DD}$ as shown, $V_{SS} = 0$ V (See Note 1)

SYMBOL	PARAMETER	LIMITS									UNITS	TEMP	TEST CONDITIONS	
		$V_{DD} = 5$ V			$V_{DD} = 10$ V			$V_{DD} = 15$ V						
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX				
$I_{DD}$	Quiescent Power	XC			1			2			4	$\mu$ A	MIN, 25°C MAX	All inputs at 0V or $V_{DD}$
					7.5			15			30			
	Supply Current	XM			0.25			0.5			1	$\mu$ A	MIN, 25°C MAX	
					7.5			15			30			

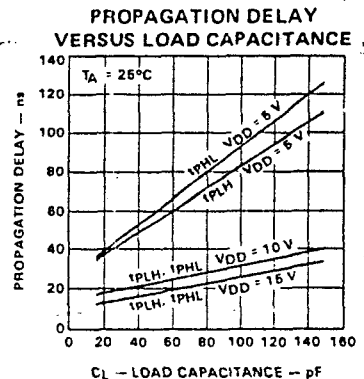
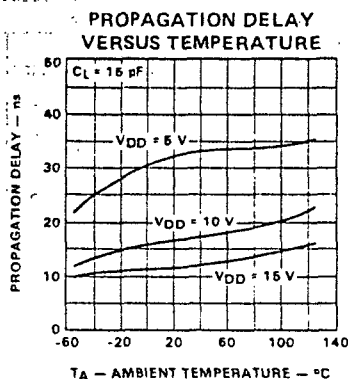
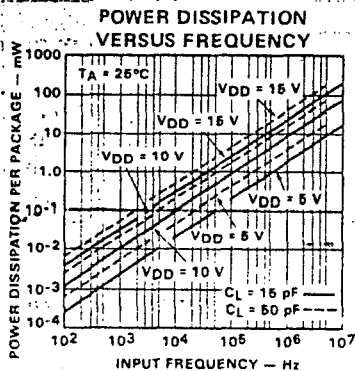
### AC CHARACTERISTICS: $V_{DD}$ as shown, $V_{SS} = 0$ V, $T_A = 25^\circ$ C (See Note 2)

SYMBOL	PARAMETER	LIMITS									UNITS	TEST CONDITIONS
		$V_{DD} = 5$ V			$V_{DD} = 10$ V			$V_{DD} = 15$ V				
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX		
$t_{PLH}$	Propagation Delay		55	95		23	50		17	40	ns	$C_L = 50$ pF; $R_L = 200$ k $\Omega$
$t_{PHL}$	Propagation Delay		60	95		25	50		19	40	ns	
$t_{TLH}$	Output Transition		70	135		30	70		23	45	ns	Input Transition Times < 20 ns
$t_{THL}$	Time		57	135		23	70		16	45	ns	

#### NOTES:

- Additional DC Characteristics are listed in this section under 4000B Series CMOS Family Characteristics.
- Propagation Delays and Output Transition Times are graphically described in this section under 4000B Series CMOS Family Characteristics.

### TYPICAL ELECTRICAL CHARACTERISTICS



# 4040B

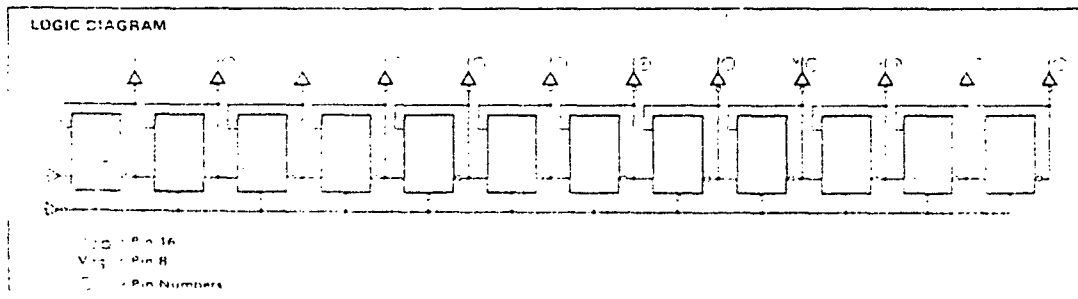
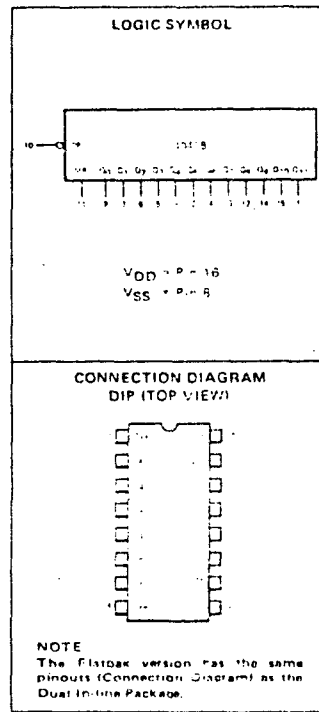
## 12-STAGE BINARY COUNTER

**DESCRIPTION** - The 4040B is a 12 Stage Binary Ripple Counter with a Clock Input ( $\overline{CP}$ ), an overriding asynchronous Master Reset Input ( $\overline{MR}$ ) and twelve fully buffered Outputs ( $Q_0$ - $Q_{11}$ ). The counter advances on the HIGH-to-LOW transition at the Clock Input ( $\overline{CP}$ ). A HIGH on the Master Reset Input ( $\overline{MR}$ ) clears all counter stages and forces all Outputs ( $Q_0$ - $Q_{11}$ ) LOW, independent of the Clock Input ( $\overline{CP}$ ).

- 25 MHz TYPICAL COUNT FREQUENCY AT  $V_{DD} = 10\text{ V}$
- CLOCK IS H-to-L TRIGGERED
- COMMON ASYNCHRONOUS MASTER RESET
- FULLY BUFFERED OUTPUTS FROM ALL 12 STAGES

**PIN NAMES**

$\overline{CP}$	Clock Input (H-to-L Triggered)
$\overline{MR}$	Master Reset Input (Active HIGH)
$Q_0$ - $Q_{11}$	Parallel Outputs



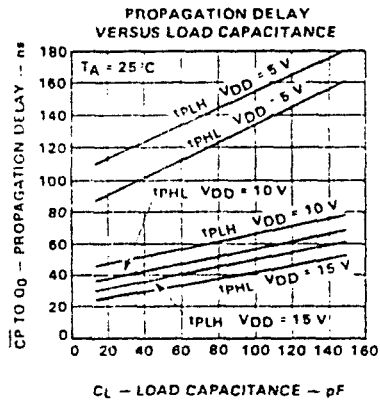
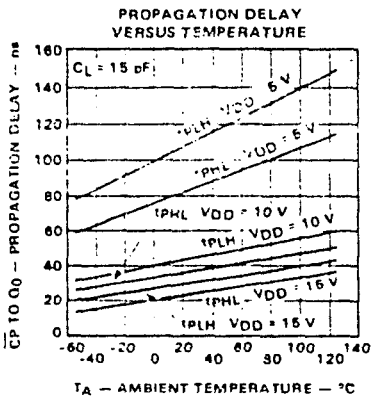
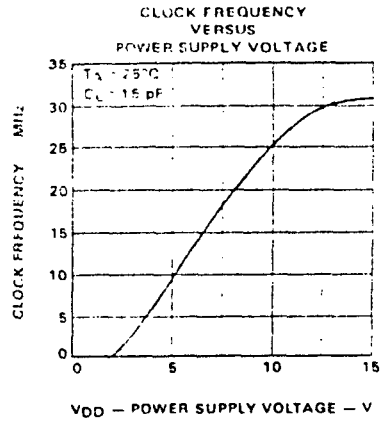
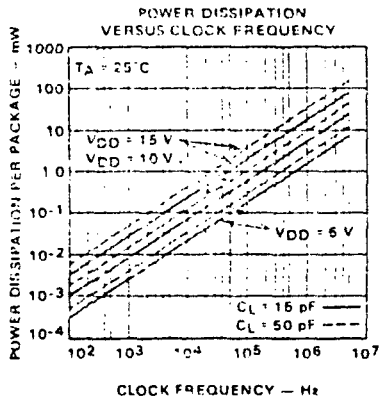
FAIRCHILD CMOS • 4040B

DC CHARACTERISTICS: $V_{DD}$ as shown, $V_{SS} = 0\text{ V}$ (See Note 1)										
SYMBOL	PARAMETER	LIMITS						UNITS	TEST CONDITIONS	
		$V_{DD} = 5\text{ V}$		$V_{DD} = 10\text{ V}$		$V_{DD} = 15\text{ V}$				
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX			
$I_{DD}$	Quiescent	20		40			80	$\mu\text{A}$	$V_{IN} = 0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9$	
	Power	150		300			600	$\mu\text{A}$	$V_{IN} = 0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9$	
	Supply Current	150		300			600	$\mu\text{A}$	$V_{IN} = 0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9$	
AC CHARACTERISTICS AND SET-UP REQUIREMENTS: $V_{DD}$ as shown, $V_{SS} = 0\text{ V}$ , $T_A = 25^\circ\text{C}$										
SYMBOL	PARAMETER	LIMITS						UNITS	TEST CONDITIONS	
		$V_{DD} = 5\text{ V}$		$V_{DD} = 10\text{ V}$		$V_{DD} = 15\text{ V}$				
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX			
$t_{PLH}$	Propagation Delay, $\overline{0}$ to $0_L$	130	250		55	110		37	78	$C_L = 100\text{ pF}$
$t_{PHL}$	Propagation Delay, $0_H$ to $\overline{0}$	110	220		45	90		33	66	$C_L = 100\text{ pF}$
$t_{PHL}$	Propagation Delay, $0_H$ to $0_L$	180	360		75	150		50	100	$C_L = 100\text{ pF}$
$t_{TLH}$	Output Transition Time	65	135		35	70		25	45	$R_L = 100\text{ k}\Omega$
$t_{THL}$	Output Transition Time	65	135		35	70		25	45	$R_L = 100\text{ k}\Omega$
$t_{w(CPIH)}$	Minimum Clock Pulse Width	100	50		40	20		32	16	Input Transition Time = 20 ns
$t_{w(MR(H))}$	Minimum MR Pulse Width	140	70		55	27		44	22	
$t_{rec}$	Recovery Time for MR	85	43		35	17		28	12	
$f_{MAX}$	Input Clock Frequency (Note 2)	5	10		12	25		14	30	

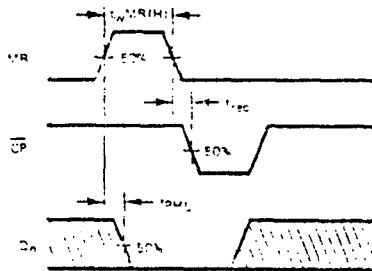
NOTES:

- Additional DC Characteristics are given in this section under 4000B Series CMOS Family Characteristics.
- For  $f_{MAX}$ , input rise and fall times are greater than or equal to 5 ns and less than or equal to 20 ns.
- It is recommended that input rise and fall times to the Clock Input be less than 15 ns at  $V_{DD} = 5\text{ V}$ , 10 ns at  $V_{DD} = 10\text{ V}$ , and 5 ns at  $V_{DD} = 15\text{ V}$ .

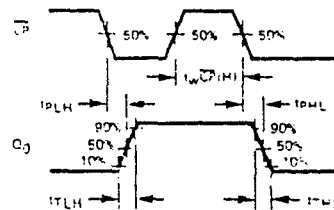
TYPICAL ELECTRICAL CHARACTERISTICS



SWITCHING WAVEFORMS



PROPAGATION DELAY MASTER RESET TO OUTPUT MINIMUM MASTER RESET PULSE WIDTH AND RECOVERY TIME FOR MASTER RESET



PROPAGATION DELAY CLOCK TO OUTPUT Q<sub>0</sub>, OUTPUT TRANSITION TIMES AND MINIMUM CLOCK PULSE WIDTH



# ELECTRICAL CHARACTERISTICS

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

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



## 9. OSCILADOR DE 3.15 KHz.

En éste capítulo se va a ver el desarrollo tanto teórico como práctico del otro generador de señal sinusoidal que habíamos descrito en el diagrama de bloques del circuito medidor de wow y flutter.

La frecuencia a la que va a oscilar éste generador es la de 3.15 KHz. y está basado al igual que el visto en el capítulo anterior en un cristal de cuarzo resonante.

El funcionamiento de éste generador es idéntico al visto para el generador de 3 KHz., por lo que sólo vamos a hacer incapié en las características diferenciales de éste con respecto al anterior y no repetir las cosas ya dichas.

En la figura 9-1 se observa el diagrama de bloques de éste generador. En él se pueden observar cuatro bloques los cuales van a ser explicados en las próximas líneas.

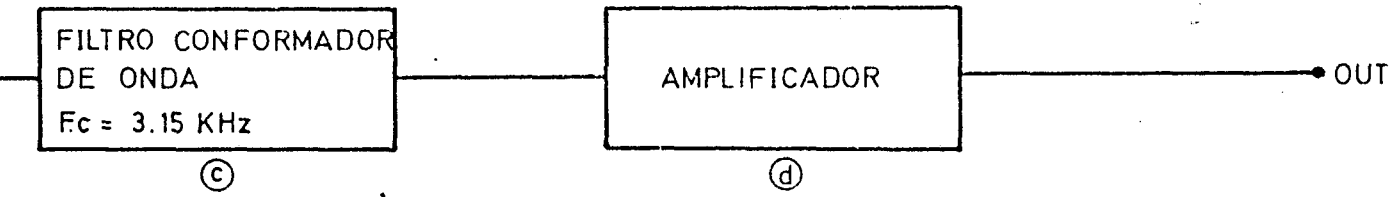
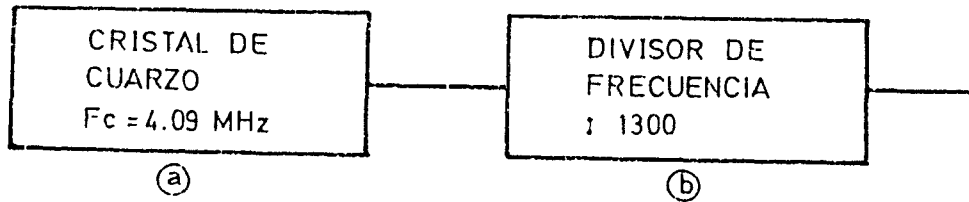
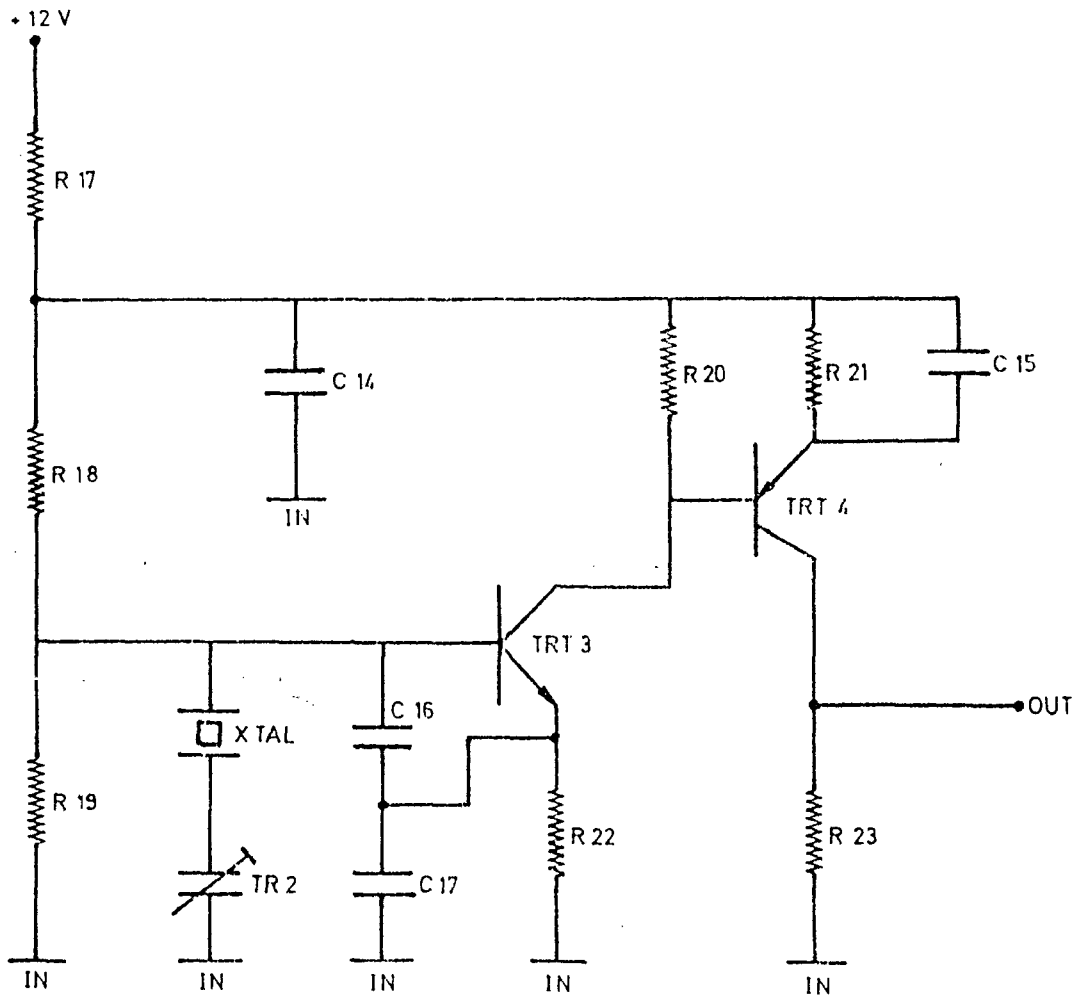


Figura 9-1. Diagrama de bloques del oscilador sintonizado a 3.15 KHz.

9.1. Oscilador a cuarzo.

La misión que tiene éste oscilador es la de generar una señal que oscila a una frecuencia fija de 4.095 KHz.

En la figura 9-2 se tiene el diagrama electrónico de éste primer bloque.



R17 :	15	-	1/4 w
R18 :	12K	-	1/4 w
R19 :	12K	-	1/4 w
R20 :	560	-	1/4 w
R21 :	820	-	1/4 w
R22 :	1K	-	1/4 w
R23 :	1K	-	1/4 w
C14 :	100	nF	
C15 :	680	pF	
C16 :	150	pF	
C17 :	220	pF	
TR2 :	TRIMMER 10-60 pF		
XTAL:	CRISTAL CUARZO (Fc=4.095 MHz.)		
TRT3:	BF199		
TRT4:	BC177		

Figura 9-2. Diagrama electrónico del oscilador a cristal de cuarzo de 4.095 KHz.

Este circuito oscila a una frecuencia de 4.095 KHz. Para conseguir la frecuencia que deseamos de 3.15 KHz. se sigue el procedimiento empleado en el oscilador de 3 KHz., es decir, que una vez obtenida ésta frecuencia se divide por medio de un divisor de frecuencia obteniéndose la frecuencia buscada.

En el anexo 8-1 hay un estudio teórico sobre los cristales de cuarzo, sus características y comportamiento, y en el anexo 8-3 se muestran las características de los transistores utilizados en éste oscilador.

## 9.2. Divisor de frecuencia.

Este divisor de frecuencia realiza la función de dividir la frecuencia que se obtiene a la salida del oscilador de 4.095 KHz. y hacer que a la salida de éste divisor de frecuencia se encuentre una señal con 3.15 KHz. de frecuencia.

El circuito que se encarga de hacer ésta división es el mostrado en la figura 9-3.

La señal de 4.095 KHz. es dividida en éste divisor de frecuencia por 1300, obteniéndose así una señal cuya frecuencia es 1300 veces inferior, es decir, que la frecuencia es 3.15 KHz.

Este divisor está basado en un circuito digital del tipo CMOS (4040) que actúa como contador y es el encargado de realizar la división.

El funcionamiento de éste circuito es el siguiente: Usando el contador ya citado CMOS 4040 (cuyo patillaje tenemos en la figura 8-5), contamos hasta 1300 en binario.

La forma de funcionamiento de los contadores está escuetamente explicada en el tema 8.

La señal de entrada al contador se la introducimos por la patilla número 10 que es el CLOCK o reloj del contador que es el que detecta cuando se produce una variación de nivel en la señal de entrada y los pulsos que se producen.

Después que la cuenta llega a 1300 el contador debe de crear un pulso de salida. El contador sabe cuando ha llegado a 1300 cuando se encuentra en su salida el número binario correspondiente al 1300, que se obtiene como sigue:

```

1300 | 2
    10 650 | 2
      0  05 325 | 2
          10 12 162 | 2
            0  05  02 81 | 2
              1    0  1 40 | 2
                0    20 | 2
                  0  10 | 2
                    0  5 | 2
                     1  2 | 2
                      0  1

```

Se coge luego el último cociente y todos los restos en orden contrario al que se iban produciendo, quedando:

10100010100

Para comprobar que éste número binario es el 1300 en decimal:

$$10100010100 = 0 \cdot 2^0 + 0 \cdot 2^1 + 1 \cdot 2^2 + 0 \cdot 2^3 + 1 \cdot 2^4 + 0 \cdot 2^5 + 0 \cdot 2^6 + 0 \cdot 2^7 + 1 \cdot 2^8 + 0 \cdot 2^9 + 1 \cdot 2^{10}$$

Como el número 10100010100 tiene once dígitos y el contador empleado tiene doce, lo que hacemos es poner el bit de mayor peso a valor cero con lo que el número quedará: 010100010100.

Cuando las salidas Q2, Q4, Q8 y Q10 están a 1, entonces el contador ya ha llegado a 1300. La forma de saber si todas las salidas están a 1, es que las multiplicamos todas ellas entre sí, por medio de puertas AND, y así desde el momento en que una de ellas sea cero el producto total será cero y quiere decir que no hemos llegado al número 1300.

Cuando el contador llega a 1300 debe dar un impulso de salida. Este impulso se obtiene del bit de mayor peso de los que se ponían a 1, es decir, el bit número 10 (Q10).

Luego, lo que debemos hacer después de que el contador llega a 1300, es colocarlo de nuevo a cero para una nueva cuenta. Esto lo realizamos por la entrada MR (Master Reset) del contador. Esta entrada cuando es 1 pone el contador a cero. Entonces cuando se llega al 1300 se pone un 1 en la salida de todos los bits mencionados que multiplicados entre sí dan 1 y además éste 1 se aplica al MR para que ponga el contador a 0.

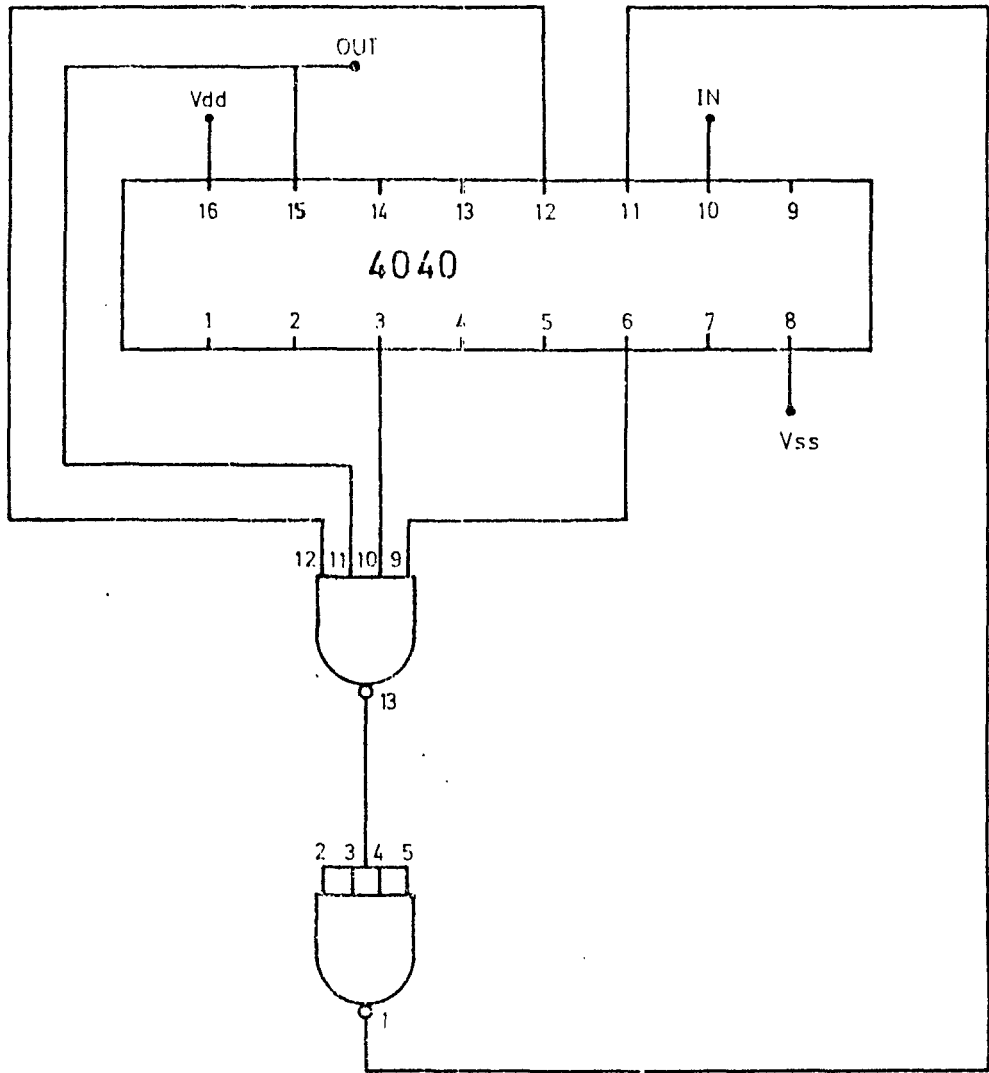


Figura 9-3. Esquema del divisor de frecuencia del oscilador de 3.15 KHz.

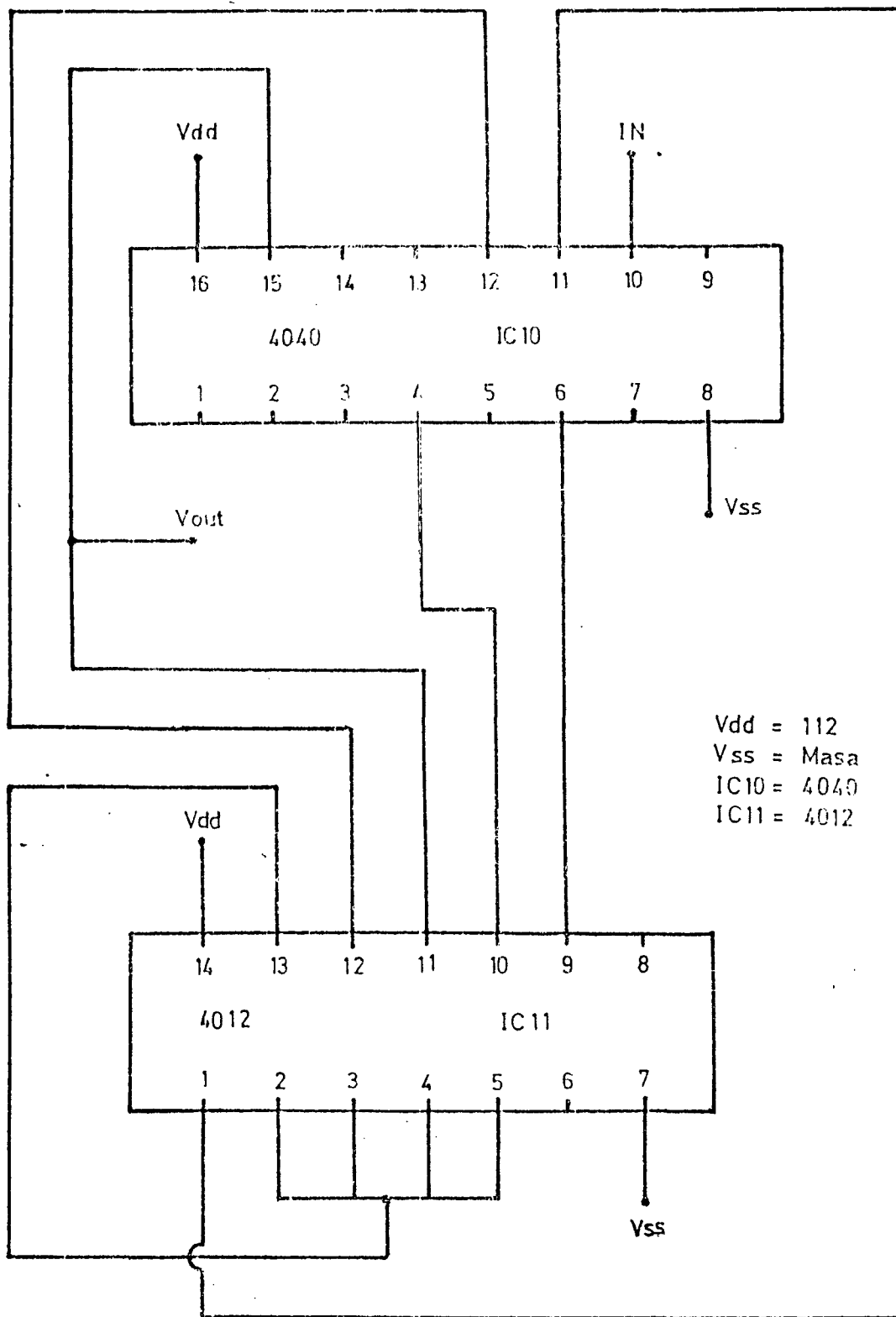


Figura 9-4. Diagrama electrónico del divisor de frecuencia.

Si se desean consultar las características de los integrados utilizados en éste divisor de frecuencia, éstas se encuentran en el anexo 8-3 (CMOS 4040) y en el anexo 9-1 (CMOS 4012).

En la figura 8-5 se muestran los dos primeros circuitos integrados señalados y sus correspondientes pines y en la figura 9-5 se muestra el tercer circuito integrado y sus pines correspondientes también.

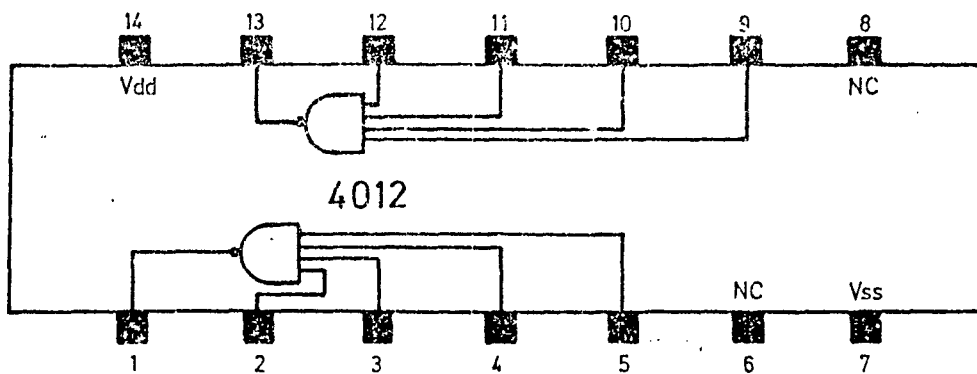


Figura 9-5. Patillaje del circuito integrado CMOS 4012.



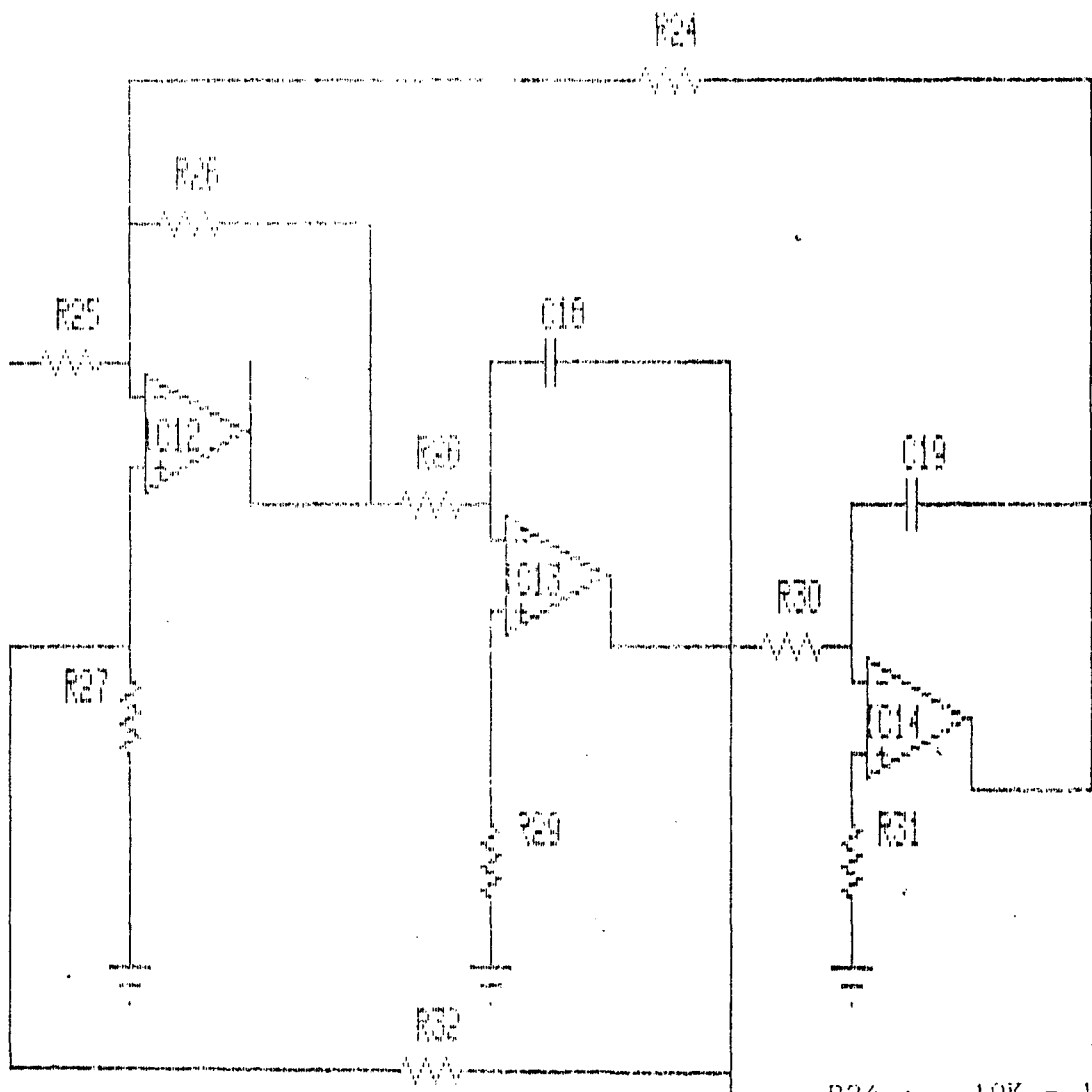
### 9.3. Filtro conformador de onda.

Hemos visto como se produce la señal cuadrada de 4.095 MHz. en el oscilador a cristal de cuarzo y luego como ésta señal cuadrada de 4.095 MHz. se dividía en un divisor de frecuencia y se pasaba a otra señal de 3.15 KHz. también cuadrada. Ahora vamos a ver cómo se pasa ésta señal cuadrada de 3.15 KHz. a otra de la misma frecuencia pero sinusoidal.

Lo que hacemos es pasar ésta señal cuadrada por un filtro paso banda centrado en 3.15 KHz. con una banda bastante estrecha. Esto hace que deje pasar bien la frecuencia de 3.15 KHz. y las cercanas, pero a medida que la frecuencia se aleja de 3.15 KHz. atenúa la señal, consiguiendo una señal de tipo sinusoidal que era lo que deseábamos.

Para ello hemos escogido el hacer un filtro activo con las características mencionadas. El porqué de escoger un filtro activo, es que éste tiene una serie de ventajas sobre los filtros pasivos. Si se desean consultar estas ventajas así como las características fundamentales de los filtros activos, en el anexo 8-2 se encuentra un pequeño estudio sobre los mismos.

El filtro activo que se ha diseñado para éste conformador de onda es el de la figura 9-6.



- R24 : 10K - 1/4 W
- R25 : 6K8 - 1/4 W
- R26 : 10K - 1/4 W
- R27 : 3K - 1/4 W
- R28 : 6K8 - 1/4 W
- R29 : 10K - 1/4 W
- R30 : 6K8 - 1/4 W
- R31 : 10K - 1/4 W
- R32 : 430K - 1/4 W
- C18 : 8n2
- C19 : 8n2
- IC12: TL084
- IC13: TL084
- IC14: TL084

Figura 9-6. Esquema electrónico del filtro activo paso banda sintonizado a 3.15 KHz.

Si se desean consultar las características del circuito integrado empleado en éste filtro (Amplificador Operacional TL084), éstas se encuentran en el anexo 8-3.

La respuesta teórica que debería tener el filtro es la dibujada en las siguientes figuras. Estas figuras o gráficas están obtenidas por medio de un programa de simulación de ordenador.

Se han hecho dos tipos de análisis sobre el circuito. El primero es el análisis para alterna y el segundo es el análisis para continua.

Para el análisis en alterna, el sistema ignora cualquier variación en el tiempo de las fuentes de tensión. Todas las baterías son reemplazadas por una resistencia de 0.01 ohmios.

Si el circuito tiene algún elemento no lineal, el sistema hará un análisis para hallar el punto de trabajo de continua, y luego determinar las características de pequeña señal en alterna de los elementos no lineales.

Para éste análisis el sistema aplica una fuente sinusoidal de frecuencia variable y de 1 Voltio de tensión al punto de entrada del circuito.

AN2 NETLIST

NO.	TYPE	A	B	C	D	PARAMETER
1	OPAMP	1	2		3	084
3	RESISTOR		2		0	3K
7	RESISTOR		1		4	6K8
8	RESISTOR		1		3	10K
12	RESISTOR		3		5	6K8
20	RESISTOR		1		6	10K
23	OPAMP	5	7		8	084
25	RESISTOR		7		0	10K
28	CAPACITOR		5		8	8N2
33	RESISTOR		8		9	6K8
34	OPAMP	9	10		6	084
35	RESISTOR		10		0	10K
38	CAPACITOR		9		6	8N2
54	RESISTOR		2		8	430K

LIBRARY ELEMENTS USED

084 RI= 1E+12 AO= 200000 RO= 75 \*\*\*\*\*= 0  
 VMAX= 27 F1= 5 F2= 1000000 SR= 1.3E+07

Figura 9-7. Librería de elementos usados en éste filtro.

### AN2 ANALYSIS LIMITS

LOWEST FREQUENCY	5
HIGHEST FREQUENCY	15E3
LOWEST GAIN(DB)	-80
HIGHEST GAIN(DB)	20
LOWEST PHASE SHIFT	-360
HIGHEST PHASE SHIFT	90
LOWEST GROUP DELAY	1E-9
HIGHEST GROUP DELAY	1E-4
INPUT NODE NUMBER	4
OUTPUT NODE NUMBER	8
ACCURACY(%)	5
PRINT TABLE OF VALUES(Y/N)	N
AUTO OR FIXED FREQUENCY STEP	A
DEFAULT PLOTTING PARAMETERS(Y/N)	Y
TEMPERATURE (LOW/HIGH/STEP)	25
WORST CASE (Y/N)	N

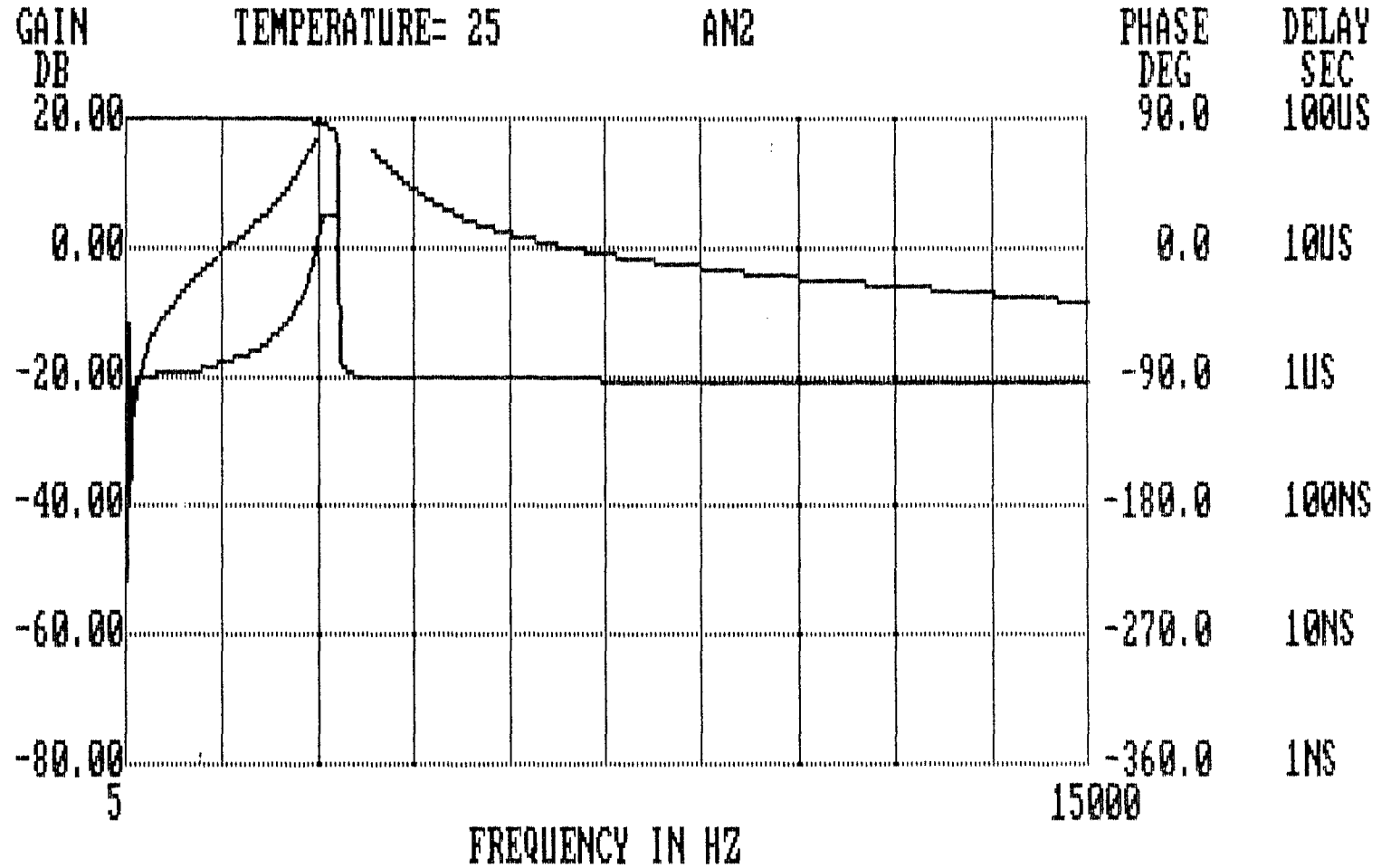
Figura 9-8. Limites del análisis de alterna del filtro.

TABLE OF PARAMETERS  
 TABLE II  
 FREQUENCY ANALYSIS  
 FM

FREQUENCY	GAIN (DB)	ANGLE (DEGREES)	DELAY (SEC)	SLOPE (DB/OCTAVE)
500.000000E+01	513.651200E+01	303.073500E+01	113.168330E+08	693.165830E+02
525.000000E+01	515.323500E+01	303.187100E+01	113.168330E+08	602.055410E+02
550.000000E+01	517.054700E+01	303.310210E+01	113.168330E+08	602.059030E+02
575.000000E+01	518.844500E+01	303.441900E+01	113.168330E+08	602.059990E+02
600.000000E+01	520.685900E+01	303.582600E+01	113.168330E+08	602.063800E+02
625.000000E+01	522.582500E+01	303.732600E+01	113.168330E+08	602.069570E+02
650.000000E+01	524.539900E+01	303.892900E+01	113.168330E+08	602.076770E+02
675.000000E+01	526.563900E+01	304.064600E+01	113.168330E+08	602.085990E+02
700.000000E+01	528.659900E+01	304.248900E+01	113.168330E+08	602.097000E+02
725.000000E+01	530.833000E+01	304.446900E+01	272.567610E+08	602.138090E+02
750.000000E+01	533.088900E+01	304.659700E+01	116.183080E+08	602.192310E+02
775.000000E+01	535.532500E+01	304.898400E+01	400.768970E+09	602.260730E+02
800.000000E+01	538.169900E+01	305.164100E+01	158.710870E+09	602.388190E+02
825.000000E+01	540.995900E+01	305.457900E+01	525.872590E+09	602.609600E+02
850.000000E+01	543.925900E+01	305.780900E+01	758.595100E+09	603.040840E+02
875.000000E+01	547.065400E+01	306.138700E+01	895.386500E+09	603.824190E+02
900.000000E+01	550.420900E+01	306.537000E+01	957.529170E+09	604.835080E+02
925.000000E+01	554.098900E+01	306.979100E+01	100.173390E+08	606.752730E+02
950.000000E+01	558.007900E+01	307.468600E+01	103.117400E+08	610.158010E+02
975.000000E+01	562.155900E+01	308.008600E+01	898.567340E+01	104.728740E+08
1000.000000E+01	566.550900E+01	308.604900E+01	390.177480E+01	106.305450E+08
1025.000000E+01	571.199900E+01	309.263900E+01	807.579610E+01	108.045960E+08
1050.000000E+01	576.110900E+01	309.991900E+01	697.073480E+01	109.840220E+08
1075.000000E+01	581.290900E+01	310.795900E+01	896.030500E+01	113.168330E+08
1100.000000E+01	586.748900E+01	311.682900E+01	293.745600E+01	119.319690E+08
1125.000000E+01	592.482900E+01	312.659900E+01	293.745600E+01	128.607820E+08
1150.000000E+01	598.490900E+01	313.734900E+01	892.427030E+01	143.074390E+08
1175.000000E+01	604.770900E+01	314.904900E+01	890.889940E+01	166.785220E+08
1200.000000E+01	611.330900E+01	316.176900E+01	898.964450E+01	208.928200E+08
1225.000000E+01	618.170900E+01	317.558900E+01	896.253680E+01	294.137430E+08
1250.000000E+01	625.289900E+01	319.059900E+01	881.559690E+01	509.330680E+08
1275.000000E+01	632.695900E+01	320.689900E+01	877.209050E+01	944.150460E+08
1300.000000E+01	640.397900E+01	322.464900E+01	868.792350E+01	182.654030E+07
1325.000000E+01	648.403900E+01	324.392900E+01	843.603470E+01	182.654030E+07
1350.000000E+01	656.723900E+01	326.484900E+01	790.864120E+01	182.654030E+07
1375.000000E+01	665.366900E+01	328.748900E+01	676.130850E+01	995.948600E+06
1400.000000E+01	674.340900E+01	331.185900E+01	595.752590E+01	279.091180E+05
1425.000000E+01	683.655900E+01	333.803900E+01	439.053600E+01	544.093750E+05
1450.000000E+01	693.320900E+01	336.514900E+01	303.889160E+01	938.642000E+05
1475.000000E+01	703.345900E+01	339.420900E+01	116.586550E+01	130.071270E+04
1500.000000E+01	713.730900E+01	342.533900E+01	-100.892770E+01	151.027310E+04
1525.000000E+01	724.476900E+01	345.854900E+01	-295.288200E+01	134.995820E+04
1550.000000E+01	735.584900E+01	349.394900E+01	-438.087900E+01	991.664580E+05
1575.000000E+01	747.054900E+01	353.155900E+01	-536.025640E+01	680.123210E+05
1600.000000E+01	758.886900E+01	357.140900E+01	-603.708140E+01	470.017410E+05
1625.000000E+01	771.080900E+01	361.354900E+01	-687.809030E+01	292.016940E+05
1650.000000E+01	783.636900E+01	365.794900E+01	-768.156830E+01	292.016940E+05
1675.000000E+01	796.554900E+01	370.466900E+01	-837.987010E+01	292.016940E+05
1700.000000E+01	809.834900E+01	375.376900E+01	-895.412980E+01	292.016940E+05
1725.000000E+01	823.476900E+01	380.521900E+01	-896.462410E+01	292.016940E+05
1750.000000E+01	837.480900E+01	385.919900E+01	-899.121050E+01	292.016940E+05
1775.000000E+01	851.846900E+01	391.572900E+01	-905.302630E+01	292.016940E+05
1800.000000E+01	866.574900E+01	397.481900E+01	-908.659190E+01	292.016940E+05
1825.000000E+01	881.664900E+01	403.654900E+01	-911.052550E+01	292.016940E+05
1850.000000E+01	897.116900E+01	410.099900E+01	-913.072750E+01	292.016940E+05
1875.000000E+01	912.942900E+01	416.824900E+01	-916.594170E+01	292.016940E+05
1900.000000E+01	929.142900E+01	423.839900E+01	-919.810470E+01	292.016940E+05
1925.000000E+01	945.716900E+01	431.154900E+01	-925.878910E+01	292.016940E+05
1950.000000E+01	962.664900E+01	438.771900E+01	-921.738170E+01	292.016940E+05
1975.000000E+01	980.000000E+01	446.692900E+01	-920.109800E+01	292.016940E+05

Figura 9-9. Tabla de valores y límites del análisis de alterna.

Figura 9-10. Representación gráfica del análisis de alterna.



```

FREQUENCY = 150.00000D+02 HZ      GAIN      = -8.266 DB
PHASE ANGLE= -94.011      DEGREES    GROUP DELAY= 292.01694D-05 SEC
GAIN SLOPE = -680.26433E-02 DB/OCT  PEAK GAIN = 48.345DB/F= 330.67500D+01
1:ANOTHER RUN  2:ANALYSIS LIMITS  3:RETURN  4:TITLE

```

### AN2 ANALYSIS LIMITS

LOWEST FREQUENCY	5
HIGHEST FREQUENCY	8E3
LOWEST GAIN(DB)	-80
HIGHEST GAIN(DB)	20
LOWEST PHASE SHIFT	-360
HIGHEST PHASE SHIFT	90
LOWEST GROUP DELAY	1E-9
HIGHEST GROUP DELAY	1E-4
INPUT NODE NUMBER	4
OUTPUT NODE NUMBER	8
ACCURACY(%)	5
PRINT TABLE OF VALUES(Y/N)	Y
AUTO OR FIXED FREQUENCY STEP	A
DEFAULT PLOTTING PARAMETERS(Y/N)	Y
TEMPERATURE (LOW/HIGH/STEP)	25
WORST CASE (Y/N)	N

Figura 9-11. Características con las que se ha realizado éste nuevo análisis de alterna.

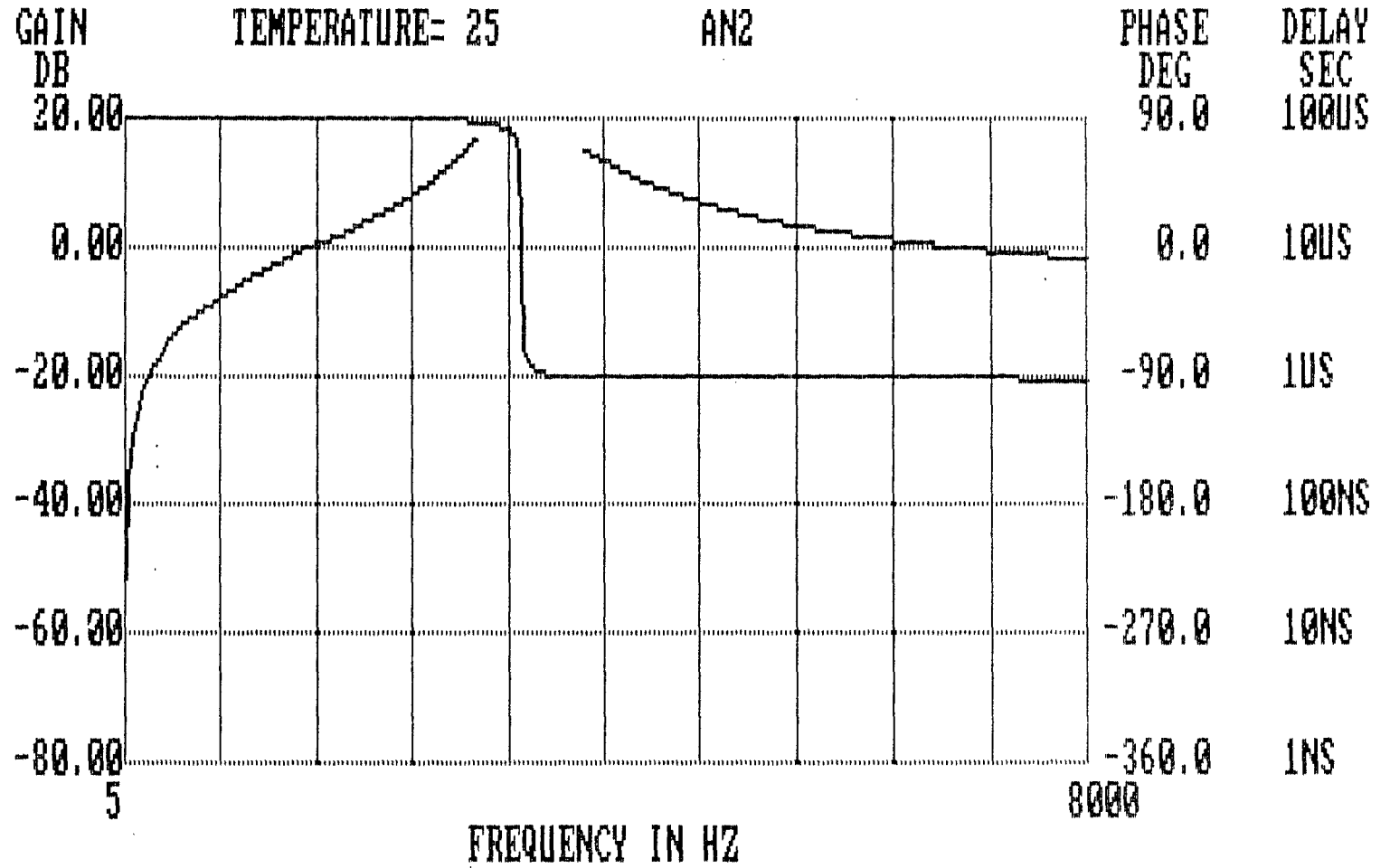


SPECTRUM SOFTWARE  
 MICRO CAP II  
 FREQUENCY ANALYSIS  
 FOR

FREQUENCY	GAIN (DB)	ANGLE (DEGREES)	DELAY (SEC)	SLOPE (DB/OCTAVE)
500.00000D-02	519.66129D-01	898.07326D-01	292.01694D-05	-680.26433E-02
525.00000D-02	515.42346D-01	898.16314D-01	292.01694D-05	602.05541E-02
575.00000D-02	507.52178D-01	898.31921D-01	292.01694D-05	602.05803E-02
675.00000D-02	493.59459D-01	898.56114D-01	292.01694D-05	602.05989E-02
875.00000D-02	471.05359D-01	898.87648D-01	292.01694D-05	602.06800E-02
107.50000D-01	453.17325D-01	899.07164D-01	292.01694D-05	602.06857E-02
147.50000D-01	-425.69577D-01	899.29697D-01	292.01694D-05	602.07677E-02
187.50000D-01	-404.85288D-01	899.41964D-01	292.01694D-05	602.09007E-02
227.50000D-01	-388.05554D-01	899.49379D-01	292.01694D-05	602.10700E-02
307.50000D-01	-361.87940D-01	899.57229D-01	292.01694D-05	602.13809E-02
387.50000D-01	-341.78967D-01	899.60575D-01	292.01694D-05	602.19231E-02
467.50000D-01	-325.48225D-01	899.61729D-01	292.01694D-05	602.26073E-02
627.50000D-01	-299.90189D-01	899.60815D-01	292.01694D-05	602.38819E-02
787.50000D-01	-280.15651D-01	899.57786D-01	292.01694D-05	602.60968E-02
110.75000D+00	-250.48962D-01	899.49047D-01	292.01694D-05	603.04084E-02
142.75000D+00	-228.37854D-01	899.38732D-01	292.01694D-05	603.82419E-02
174.75000D+00	-210.72935D-01	899.27701D-01	292.01694D-05	604.83508E-02
238.75000D+00	-183.41283D-01	899.04621D-01	292.01694D-05	606.75273E-02
302.75000D+00	-167.50722D-01	898.80863D-01	292.01694D-05	610.15801E-02
366.75000D+00	-145.50575D-01	898.56734D-01	292.01694D-05	614.50343E-02
494.75000D+00	-118.61029D-01	898.07748D-01	292.01694D-05	622.72029E-02
622.75000D+00	-97.45376D-02	897.57961E-01	292.01694D-05	637.75273E-02
750.75000D+00	-79.75543D-02	897.07346D-01	292.01694D-05	656.25839E-02
100.67500D+01	-504.13652D-02	896.03050D-01	292.01694D-05	693.16583E-02
126.27500D+01	-254.86918D-02	894.93085D-01	292.01694D-05	762.60357E-02
151.87500D+01	-255.68137D-03	893.74560D-01	292.01694D-05	861.01313E-02
177.47500D+01	199.17032D-02	892.42703D-01	292.01694D-05	100.00314E-01
203.07500D+01	432.50489D-02	890.88994D-01	292.01694D-05	120.03002E-01
228.67500D+01	689.70167D-02	888.96445D-01	292.01694D-05	150.15632E-01
254.27500D+01	994.45497D-02	886.25368D-01	292.01694D-05	199.06677E-01
279.87500D+01	139.58950D-01	881.55969D-01	292.01694D-05	290.07246E-01
292.67500D+01	166.97102D-01	877.20905D-01	292.01694D-05	424.40861E-01
305.47500D+01	204.75604D-01	868.79235D-01	292.01694D-05	611.05543E-01
318.27500D+01	268.55903D-01	843.60347D-01	292.01694D-05	107.73978E+00
324.67500D+01	332.73846D-01	790.86412D-01	292.01694D-05	223.44682E+00
327.87500D+01	397.35634D-01	676.13085D-01	995.94860D-06	456.67630E+00
328.67500D+01	423.11458D-01	595.75259D-01	279.09118D-05	732.63745E+00
329.47500D+01	454.76565D-01	439.05360D-01	544.09375D-05	902.44043E+00
329.87500D+01	470.92196D-01	303.88916D-01	938.64200D-05	922.98303E+00
330.27500D+01	482.47030D-01	116.58655D-01	130.07127D-04	660.53754E+00
330.67500D+01	483.45330D-01	-100.89277D-01	151.02731D-04	562.93274E-01
331.07500D+01	473.25136D-01	-295.28820D-01	134.99683D-04	-584.94086E+00
331.47500D+01	457.53623D-01	-438.08790D-01	991.66468D-05	-902.13623E+00
331.87500D+01	441.07505D-01	-536.02564D-01	680.12321D-05	-946.10437E+00
332.27500D+01	425.76269D-01	-603.70814D-01	470.01741D-05	-881.13770E+00
333.07500D+01	399.77134D-01	-687.80902D-01	292.01694D-05	-749.17670E+00
334.67500D+01	361.90564D-01	-768.15688D-01	292.01694D-05	-547.68958E+00
337.87500D+01	314.61403D-01	-827.98701D-01	292.01694D-05	-344.46951E+00
344.27500D+01	261.73223D-01	-865.31298D-01	292.01694D-05	-195.33894E+00
357.07500D+01	206.35983D-01	-886.46241D-01	292.01694D-05	-105.13938E+00
382.67500D+01	150.64229D-01	-898.19105D-01	292.01694D-05	-557.77485E-01
433.87500D+01	961.45604D-02	-905.39262D-01	292.01694D-05	-300.82106E-01
485.07500D+01	652.59717D-02	-908.65919D-01	292.01694D-05	-191.92318E-01
536.27500D+01	438.36943D-02	-911.05955D-01	292.01694D-05	-147.98292E-01
587.47500D+01	274.73278D-02	-913.07275D-01	292.01694D-05	-124.38700E-01
689.87500D+01	311.33879D-03	-916.59417D-01	292.01694D-05	-105.08671E-01
792.27500D+01	-149.47317D-02	-919.81047D-01	292.01694D-05	-904.54445E-02
800.00000D+01	-161.41015D-02	-920.04620D-01	292.01694D-05	-852.71940E-02

Figura 9-12. Valores numéricos del nuevo análisis más detallado.

Figura 9-13. Representación gráfica del nuevo análisis de alter-  
na.



FREQUENCY = 800.00000D+01 HZ GAIN = -1.614 DB  
 PHASE ANGLE= -92.005 DEGREES GROUP DELAY= 292.01694D-05 SEC  
 GAIN SLOPE =-852.71940E-02 DB/OCT PEAK GAIN = 48.345DB/F= 330.67500D+01  
 1:ANOTHER RUN 2:ANALYSIS LIMITS 3:RETURN 4:TITLE

La Ganancia será la relación entre el voltaje de salida y el voltaje de entrada.

Ganancia = Voltaje de salida / Voltaje de entrada

La Fase Shift es el desfase existente entre la señal de entrada y la señal de salida.

El retardo de grupo es la relación existente entre el desfase y la frecuencia.

Para el análisis en continua el sistema reemplaza todas las bobinas por resistencias de 0.01 ohmios y suprime todos los interruptores, condensadores y fuentes variables.

Entonces se aplica a la entrada una tensión continua en forma de escalón, calculando el sistema la tensión que hay en salida teniendo en cuenta lo dicho anteriormente.

El sistema en la entrada va variando el voltaje de entrada entre los parámetros voltaje de entrada menor y voltaje de entrada mayor. El incremento que va sufriendo el voltaje de entrada en la unidad de tiempo para pasar desde el menor hasta el mayor es el especificado por la variable incremento de voltaje. El número de iteraciones nos indica la resolución que va a tener. Entre mayor es la resolución el tiempo que tarda en realizar el barrido también es mayor.

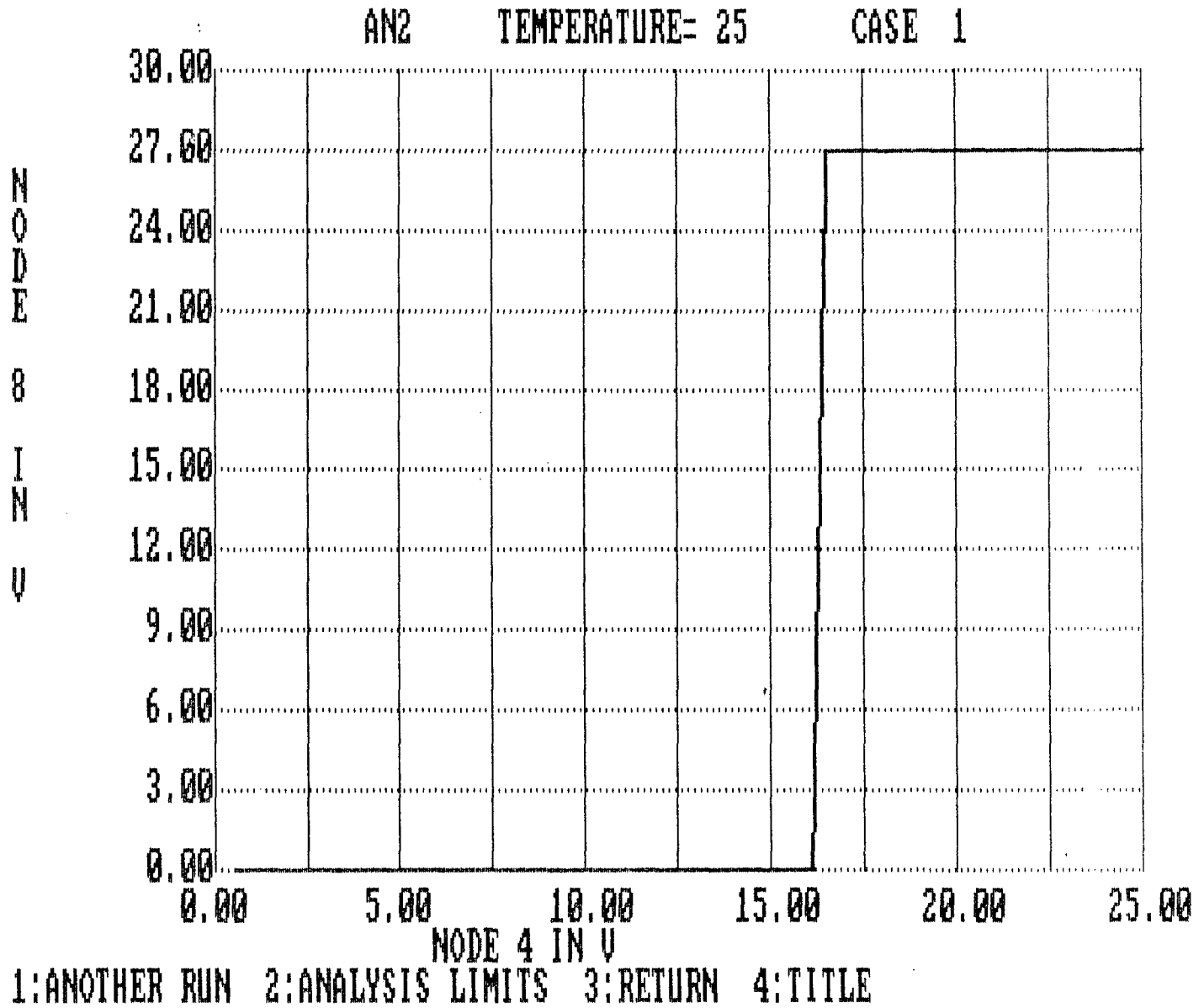
### AN2 ANALYSIS LIMITS

INPUT VOLTAGE RANGE(HIGH/LOW)	25
OUTPUT VOLTAGE RANGE(HIGH/LOW)	30
MAXIMUM INPUT VOLTAGE STEP	.5
INPUT NODE #	4
OUTPUT NODE #	8
NO. OF ITERATIONS	50
PRINTED TABLE OF VALUES	Y
EDIT INITIAL NODE VOLTAGES	N
TEMPERATURE (HIGH/LOW/STEP)	25
WORST CASE (Y/N)	N
ERROR CRITERIA	.001
RELAXATION FACTOR	2

Figura 9-14. Valores entre los cuales se realiza el análisis de continua del filtro conformador de onda.



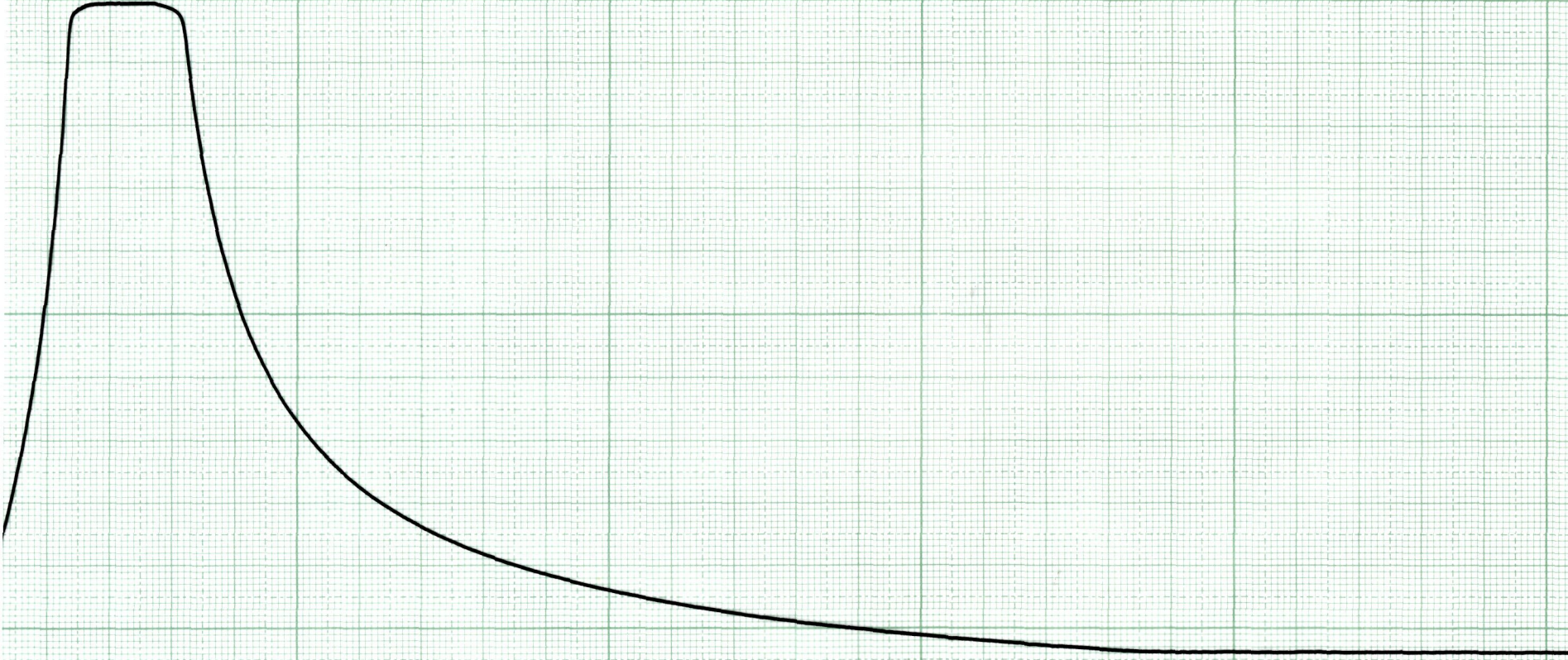
Figura 9-16. Representación gráfica del análisis de continua del filtro.



La respuesta práctica que es la que realmente tiene el filtro, es la vista en la figura 9-17 y en la figura 9-18. Se puede observar que se ajusta bastante a la teórica, aunque siempre existe un margen de error debido a las tolerancias de los componentes y a posibles no linealidades de los mismos.

La diferencia entre los dos gráficos siguientes, es que el primero hace un barrido de frecuencia amplio, mientras que en el segundo el barrido es más corto y así se detalla más aún la respuesta que tiene el filtro.







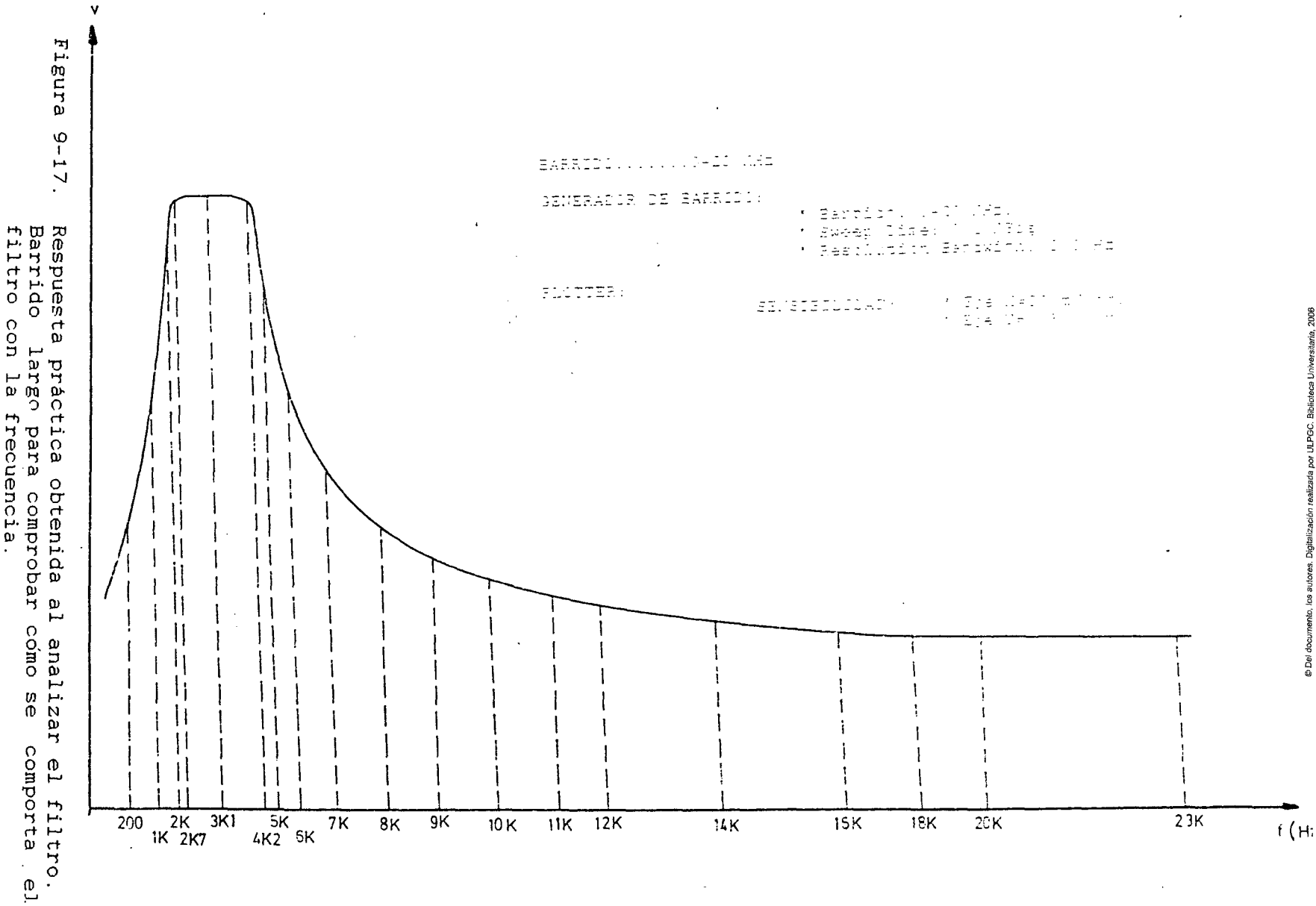
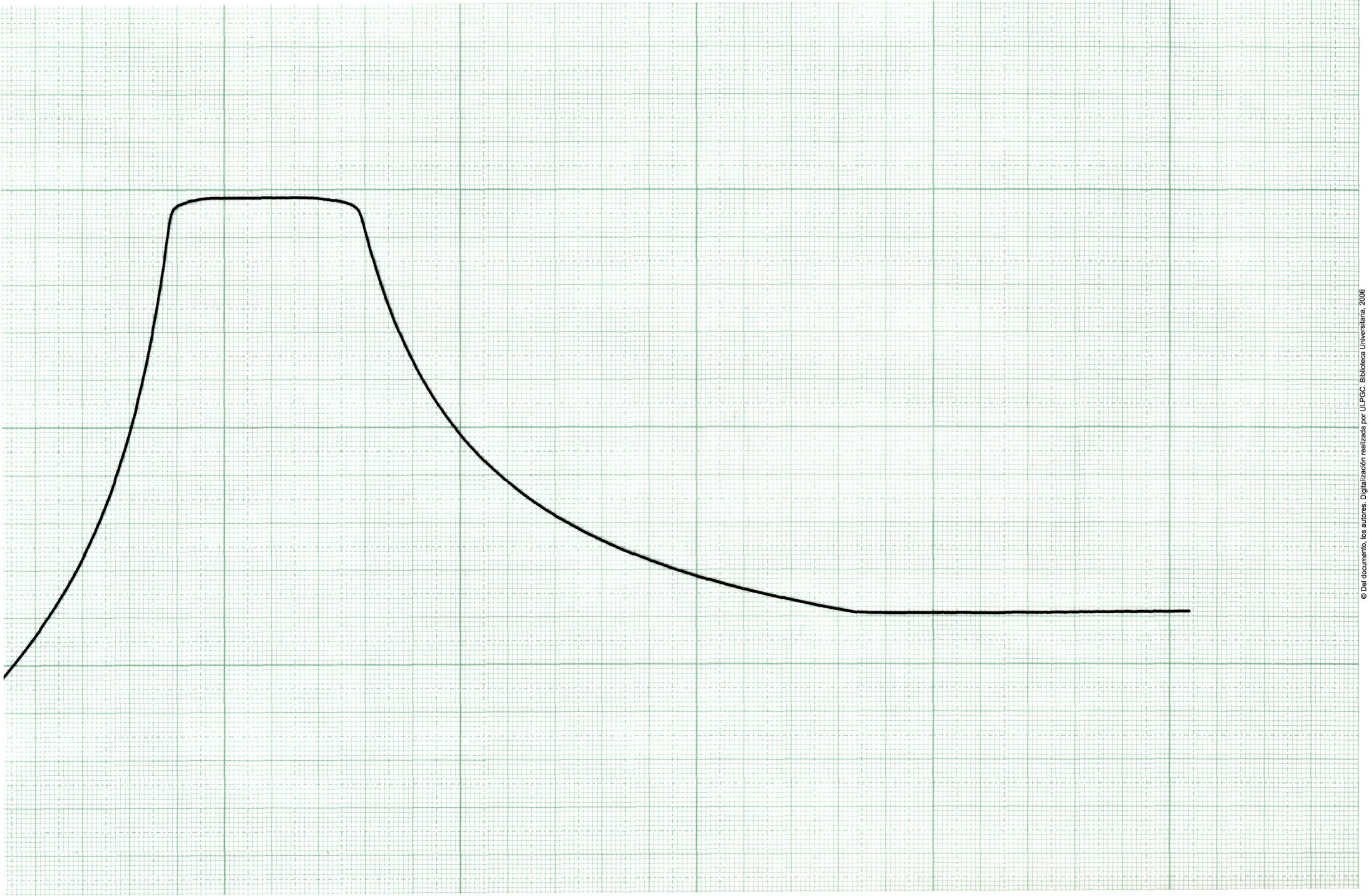


Figura 9-17. Respuesta práctica obtenida al analizar el filtro.  
 Barrido largo para comprobar cómo se comporta el filtro con la frecuencia.









El montaje hecho para obtener éstas gráficas de curvas de respuesta en frecuencia de los filtros, es el visto en la figura 9-19.

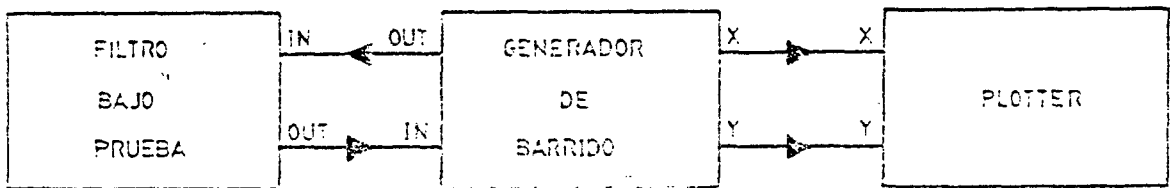


Figura 9-19. Conexión de los equipos necesarios para realizar las curvas de respuesta en frecuencia práctica del filtro.

El funcionamiento de éste es sencillo. El generador de barrido produce una señal sinusoidal que varía en frecuencia. Esta señal variable en frecuencia se introduce al filtro, con lo cual se le hace un barrido en frecuencia al filtro viendo como se comporta el mismo para cada frecuencia.

Decíamos que un filtro tiene la propiedad de eliminar o dejar pasar ciertas partes del espectro de frecuencia, por lo tanto, con éste sistema sabemos cuál es la parte del espectro que pasa y cuál es la que se bloquea y no puede pasar, debido a que la señal que le entra al filtro tiene una frecuencia variable entre los márgenes deseados.

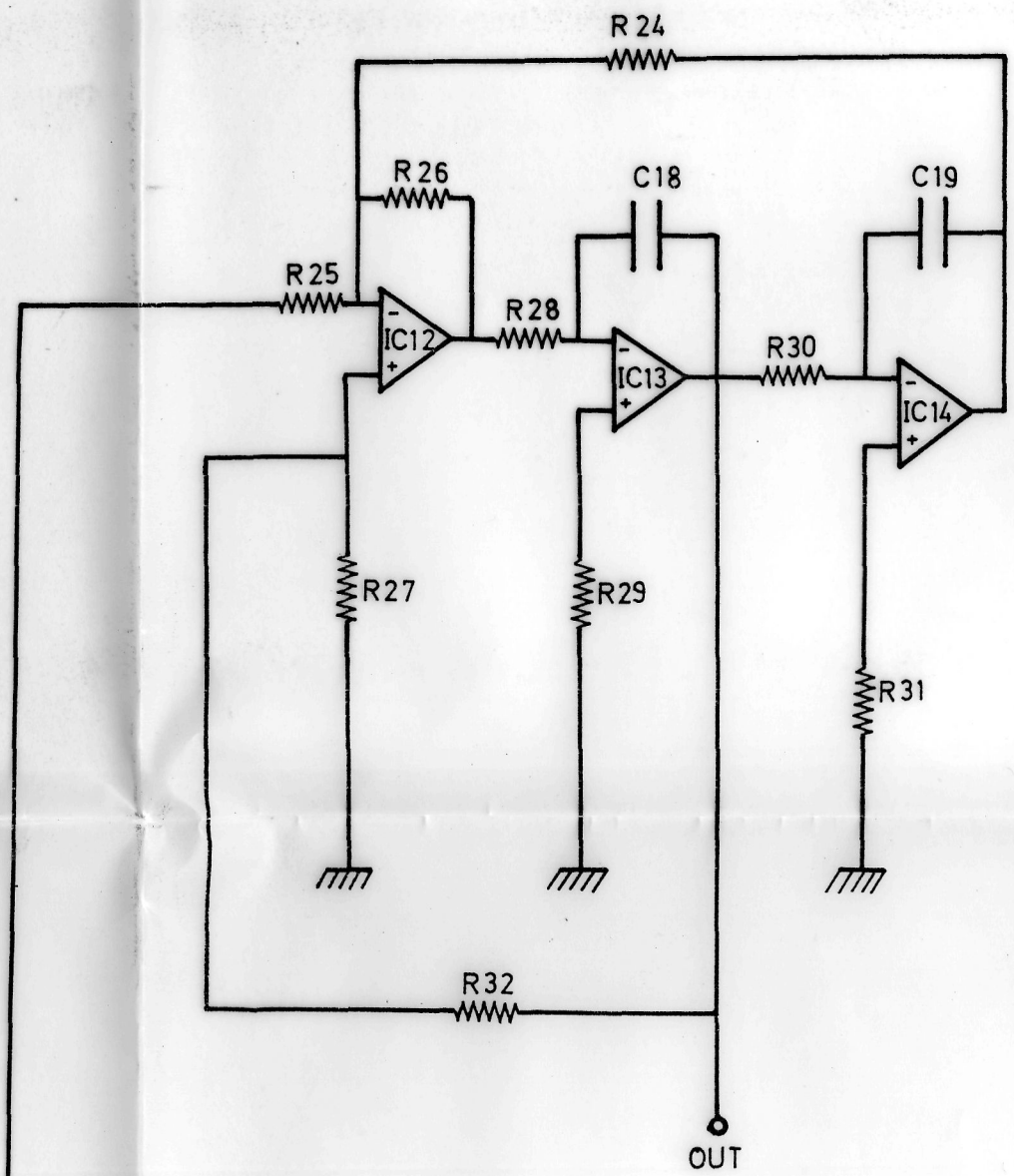
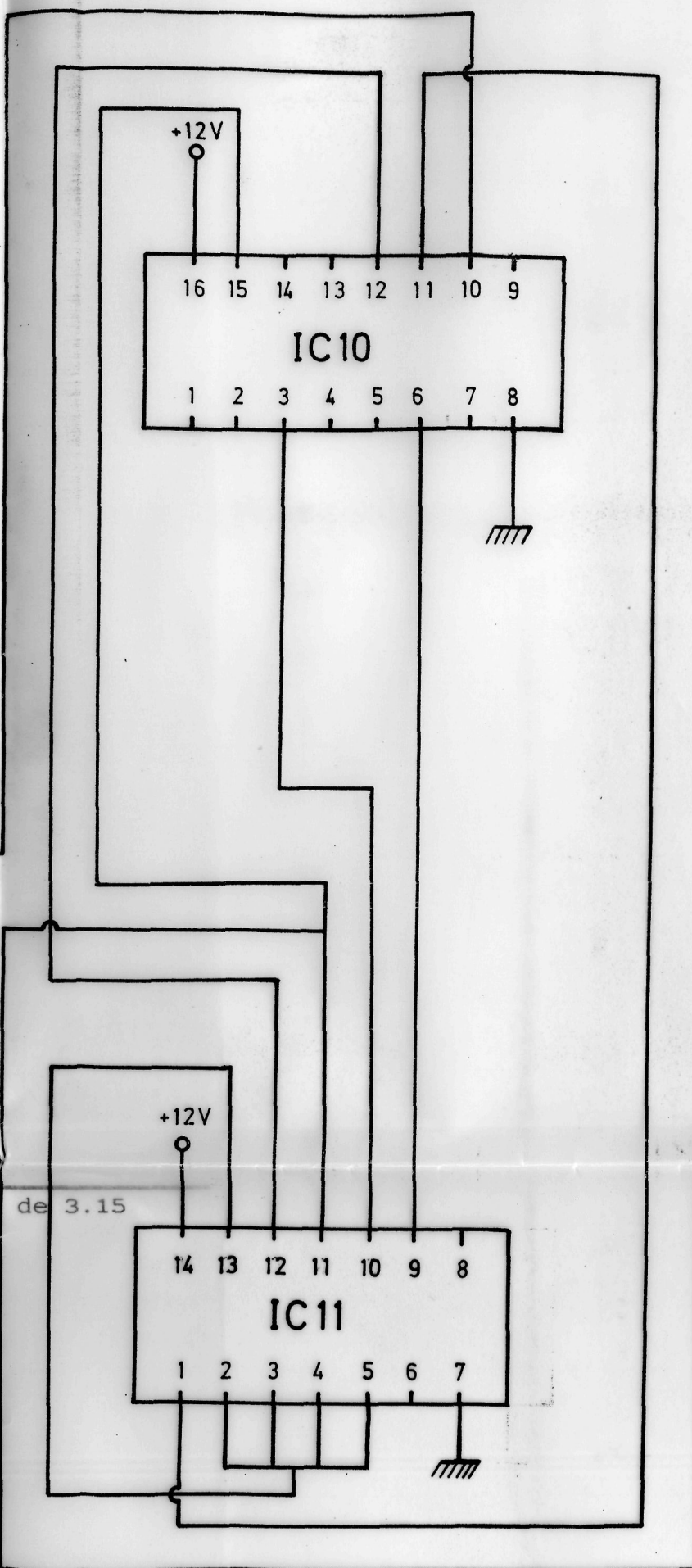
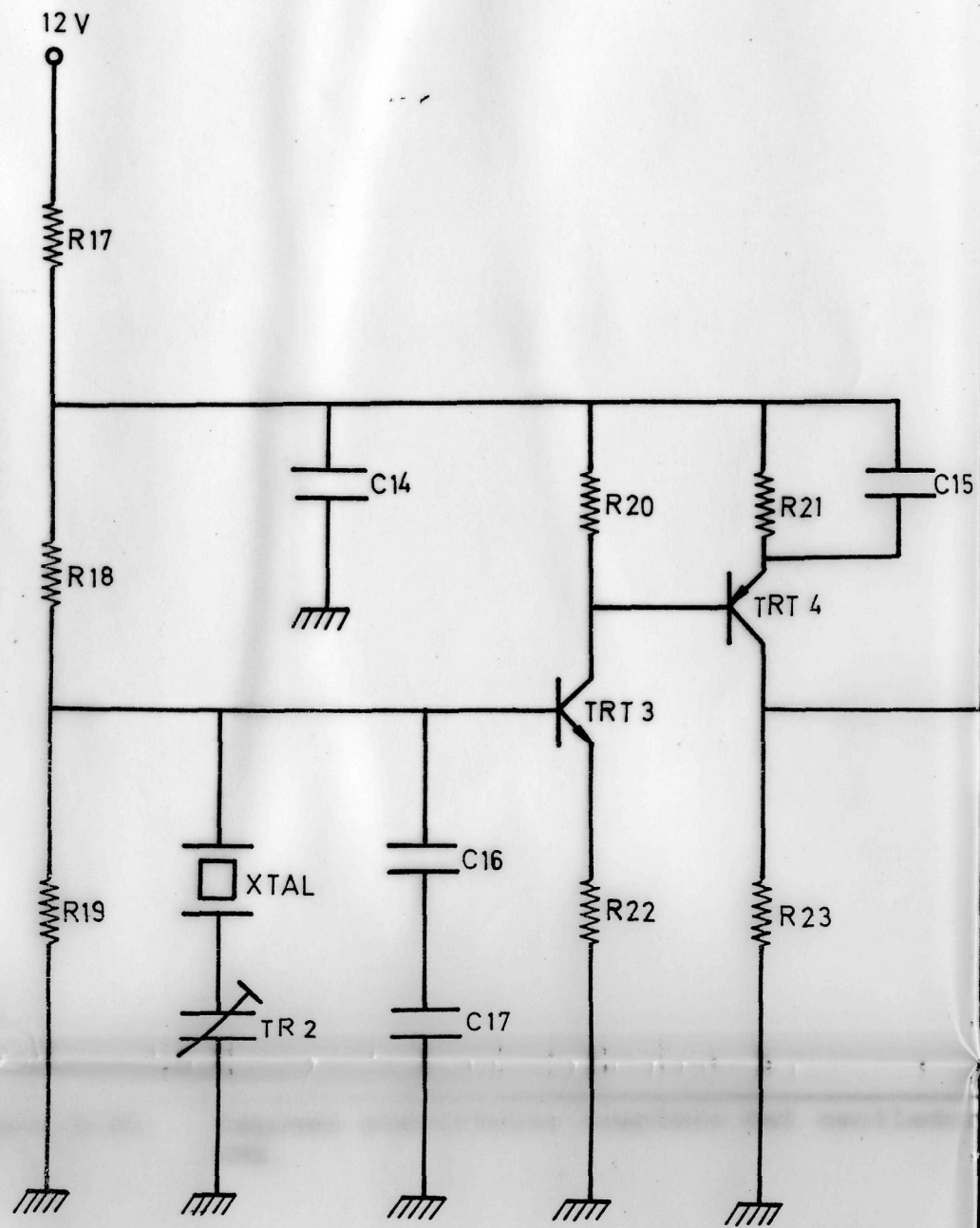
La salida del filtro se lleva de nuevo al generador de barrido que nos mide la señal de salida del filtro en un medidor de voltaje.

El generador de barrido puede descomponer la señal de salida en dos ejes, un eje X y otro Y que representan la variación de tiempo y la variación de voltaje respectivamente.

Con estas medidas de la salida del filtro, que tenemos en el generador, éste nos la descompone en dos componentes, como ya decía. Estas componentes se llevan a un plotter y en él podemos representar gráficamente la respuesta del filtro frente al barrido de frecuencia hecho, dando por resultado las gráficas de la figura 9-17 y 9-18.

Si queremos ver en cada momento la forma y magnitud de la señal, podemos hacerlo mediante el uso de un osciloscopio. Dicho osciloscopio puede tener, por ejemplo, en el canal A la señal que procede del generador de barrido le llega al filtro, y en el canal B la señal que tenemos a la salida del filtro y que le entra al generador para ser descompuesta.

Siguiendo con el tema anterior, y hablando de las posibles ventajas que pueden tener los filtros activos, una de éstas era la de poder amplificar la señal de salida, por lo que junto con el filtrado de la señal de entrada, opcionalmente, se puede conseguir una amplificación de la señal de salida.



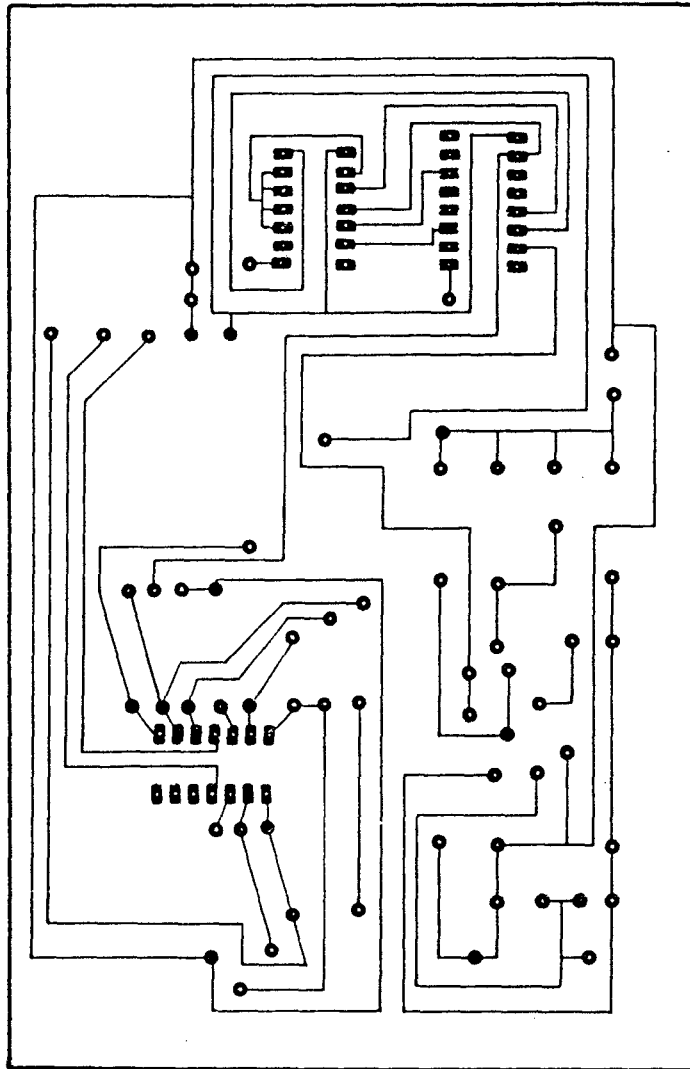


Figura 9-21. Dibujo de la placa de circuito impreso que fue diseñada para el oscilador de 3.15 KHz.

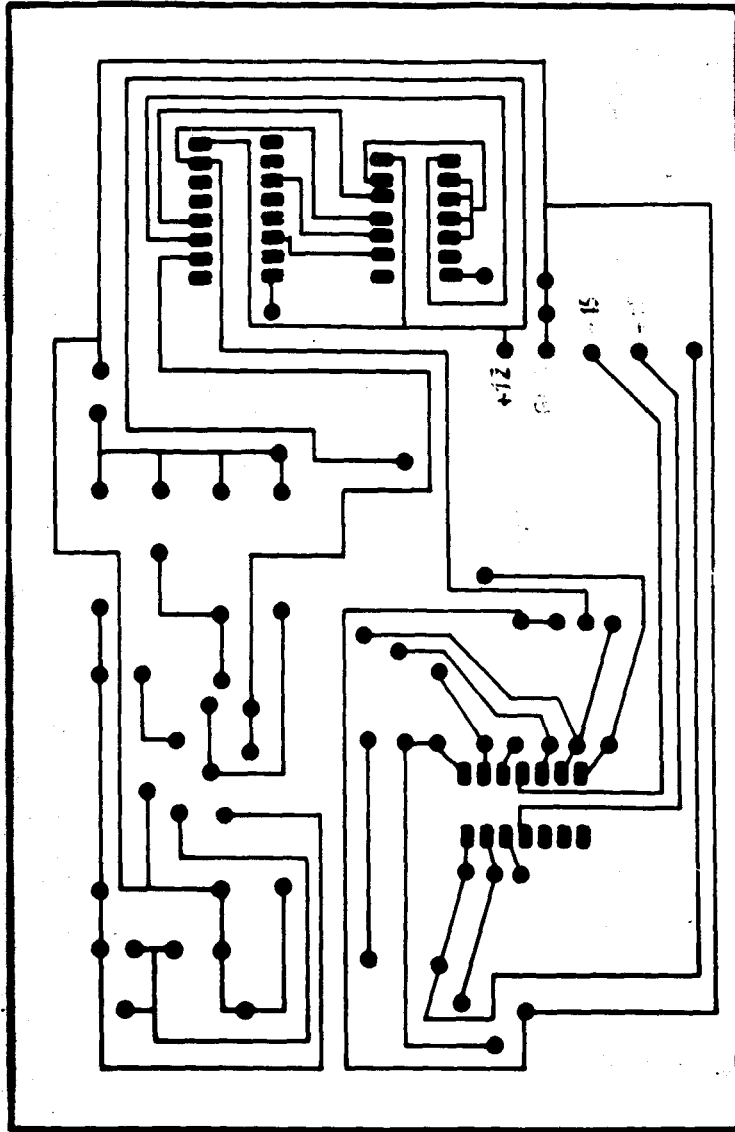


Figura 9-22. Fotografía de la placa del oscilador una vez acabado.



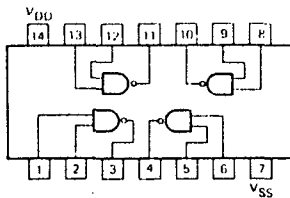
# 4011B • 4012B

## 4011B QUAD 2-INPUT NAND GATE

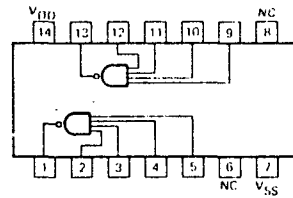
## 4012B DUAL 4-INPUT NAND GATE

**DESCRIPTION** – These CMOS logic elements provide the positive input NAND function. The outputs are fully buffered for highest noise immunity and pattern insensitivity of output impedance.

**4011B  
LOGIC AND CONNECTION DIAGRAM  
DIP (TOP VIEW)**



**4012B  
LOGIC AND CONNECTION DIAGRAM  
DIP (TOP VIEW)**



**NOTE:**  
The Flatpak versions have the same pinouts (Connection Diagram) as the Dual In-line Package.

**DC CHARACTERISTICS:**  $V_{DD}$  as shown,  $V_{SS} = 0 V$  (See Note 1)

SYMBOL	PARAMETER	LIMITS									UNITS	TEMP	TEST CONDITIONS See Note 1	
		$V_{DD} = 5 V$			$V_{DD} = 10 V$			$V_{DD} = 15 V$						
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX				
$I_{DD}$	Quiescent Power Supply Current	XC			1			2			4	$\mu A$	MIN, 25°C MAX	All inputs at 0 V or $V_{DD}$
		XM			0.25			0.5			1			

**AC CHARACTERISTICS:**  $V_{DD}$  as shown,  $V_{SS} = 0 V$ ,  $T_A = 25^\circ C$ , 4011B only (See Note 2)

SYMBOL	PARAMETER	LIMITS									UNITS	TEST CONDITIONS See Note 2
		$V_{DD} = 5 V$			$V_{DD} = 10 V$			$V_{DD} = 15 V$				
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX		
$t_{PLH}$	Propagation Delay		60	110		25	60		20	48	ns	$C_L = 50 pF$ , $R_L = 200 k\Omega$ Input Transition Times < 20 ns
$t_{PHL}$			60	110		25	60		20	48		
$t_{TLH}$	Output Transition Time		60	135		30	70		20	45	ns	
$t_{THL}$			60	135		30	70		20	45		

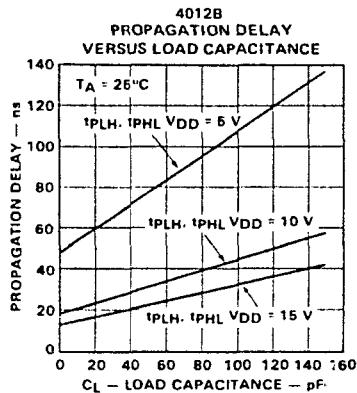
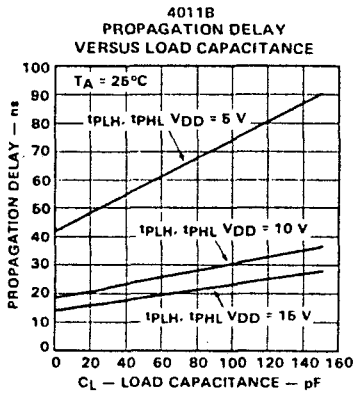
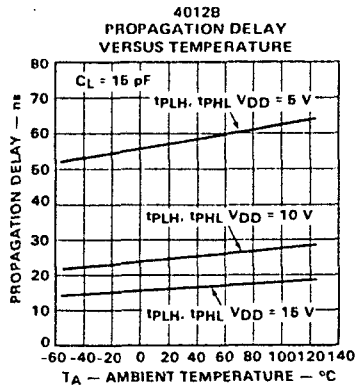
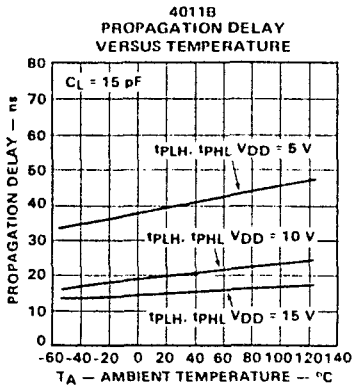
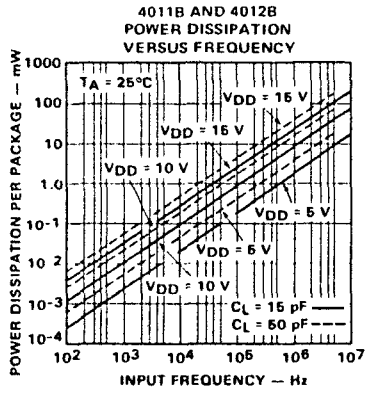
**AC CHARACTERISTICS:**  $V_{DD}$  as shown,  $V_{SS} = 0 V$ ,  $T_A = 25^\circ C$ , 4012B only

SYMBOL	PARAMETER	LIMITS									UNITS	TEST CONDITIONS See Note 2
		$V_{DD} = 5 V$			$V_{DD} = 10 V$			$V_{DD} = 15 V$				
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX		
$t_{PLH}$	Propagation Delay		73	110		33	60		24	48	ns	$C_L = 50 pF$ , $R_L = 200 k\Omega$ Input Transition Times < 20 ns
$t_{PHL}$			85	110		31	60		20	48		
$t_{TLH}$	Output Transition Time		76	135		37	70		27	45	ns	
$t_{THL}$			67	135		25	70		17	45		

**NOTES:**

- Additional DC Characteristics are listed in this section under 4000B Series CMOS Family Characteristics.
- Propagation Delays and Output Transition Times are graphically described in this section under 4000B Series CMOS Family Characteristics.

TYPICAL ELECTRICAL CHARACTERISTICS



## 10. MEDIDOR DE WOW, FLUTTER Y DERIVA.

Vamos a ver en éste capítulo la parte central del medidor de wow y flutter de forma práctica. Como ya vimos en el esquema general de éste equipo práctico de medida el mismo consta de los siguientes bloques:

Al principio en la entrada existe un amplificador atenuador cuya misión es la de adaptar y adecuar la señal de entrada a la que realmente necesitamos.

Seguidamente tenemos un filtro paso banda centrado a 3 KHz. cuya misión es la de eliminar las componentes de baja frecuencia de la señal de entrada, modulada por flutter sobre esa frecuencia, y que luego van a ser reproducidas por el aparato bajo prueba.

A continuación existe un limitador-discriminador de FM para cada una de las frecuencias con las que trabajamos, es decir, 3 KHz. y 3.15 KHz. La misión del limitador es la de recortar simétricamente la señal para prevenir la introducción de componentes de modulación de fase en la señal debidas a los cambios en el eje de cero asociados a la limitación no simétrica. Luego el discriminador demodula ésta señal de entrada y la envía a un circuito de medida, pasando antes por una serie de filtros que nos van a dar la frecuencia para la cual se produce ésta modulación de frecuencia.

Siguiendo el diagrama de bloques (figura 10-1) nos encontramos con un filtro paso bajo centrado en 1 KHz., cuya misión es la de suprimir componentes de señal modulada en amplitud y evitar que éstas componentes nos den una medida errónea en los medidores de salida.

A continuación viene en el diagrama de bloques una serie de filtros que nos sirven para ver en que frecuencias se producen el wow o el flutter y de ésta forma poder saber donde se producen y porqué. Estos filtros estan basados en normas DIN y ANSI de ponderación para aparatos de grabación-reproducción de sonido, y cada uno de éstos filtros tiene una característica de frecuencia diferente.

Siguiendo el comentario del diagrama de bloques (figura 10-1), a continuación de los filtros de ponderación nos encontramos con la parte de medida, que consta de detector y medidor, tanto para norma DIN como para norma ANSI.

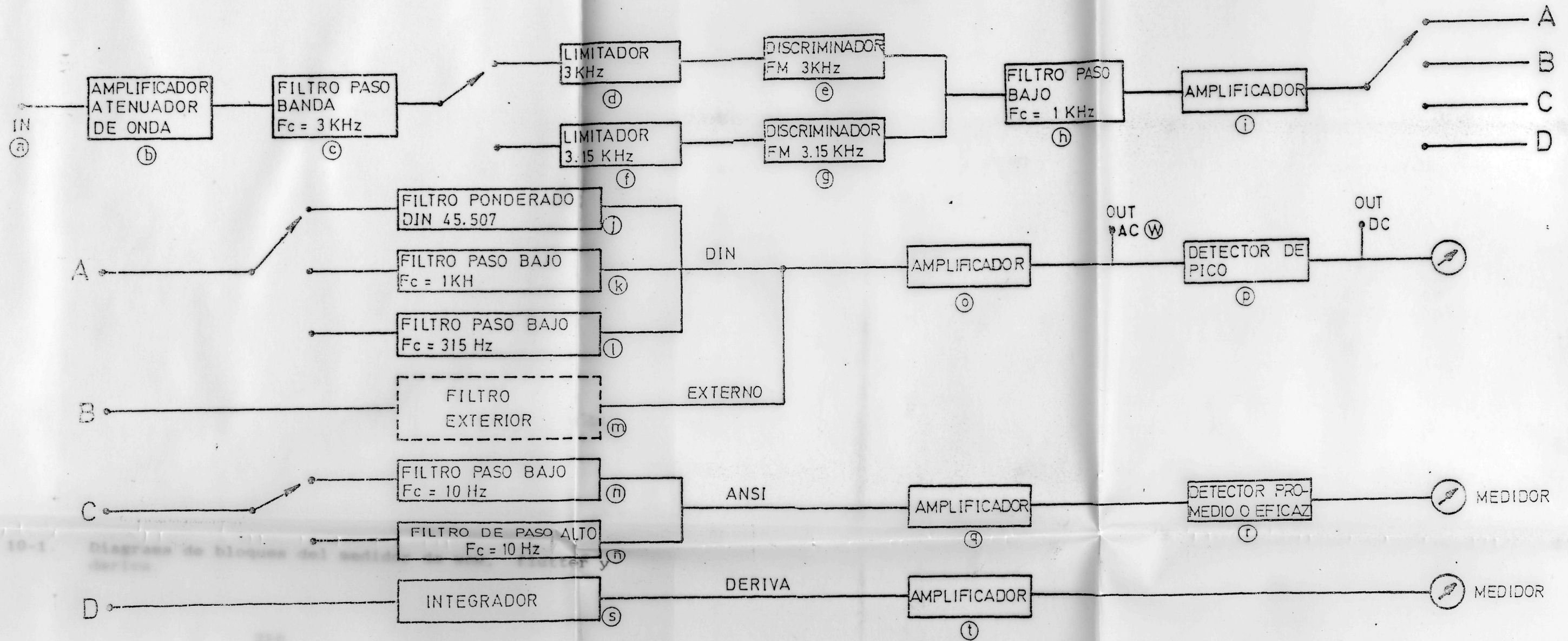


Figura 10-1. Diagrama de bloques del sistema de recepción de FM.

En el diagrama de bloques se puede observar que hay una serie de bloques. Vamos a ver cada bloque por separado, su misión, como está realizado en la práctica, sus características y un poco de teoría sobre éstos bloques.

#### 10.1. Amplificador-Atenuador de entrada.

Como ya habíamos dicho la misión que tiene éste amplificador-atenuador es la de adecuar la señal de entrada a los niveles de tensión que nos hace falta, ya sea amplificando la señal o atenuándola.

Vamos a ver un poco de teoría sobre el funcionamiento del amplificador operacional.

Aparecen en los años cuarenta y se les llama operacional porque eran capaces de resolver determinadas operaciones matemáticas.

Las características que tiene el amplificador operacional ideal, son las siguientes:

- \* Ganancia de tensión: Infinita.
- \* Impedancia de entrada: Infinita.
- \* Impedancia de salida: Nula.
- \* Anchura de Banda: Infinita.
- \* Tensión de Offset: Nula.
- \* Corrientes de polarización: Nulas.
- \* Margen dinámico: Infinito o  $\pm V_{cc}$ .
- \* Ruido: Nulo.
- \* Tiempo de conmutación: Nulo.

El esquema básico de funcionamiento del amplificador operacional es el que se muestra en la figura 10-2.

Tiene dos entradas y una salida. La señalada con el signo (-) es la entrada inversora y la señalada con el signo (+) es la entrada no inversora.

En la configuración de la figura 10-2 la entrada no inversora está conectada a masa. La resistencia  $R_2$  realimenta direc-

tamente la salida a la entrada, y  $R_1$  se coloca en serie con la entrada.

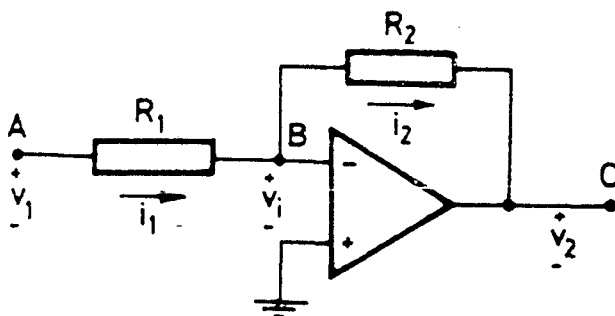


Figura 10-2. Configuración del modo básico de funcionamiento de un amplificador operacional.

Si aplicamos una tensión  $V_1$  a la entrada aparecen las corrientes  $i_1$  e  $i_2$  y las tensiones  $V_i$  y  $V_2$ .

$$i_1 = (V_1 - V_i) / R_1$$

$$i_2 = (V_i - V_2) / R_2$$

La tensión de salida y de entrada del amplificador están relacionadas por la ganancia del mismo:

$$V_2 = -A \cdot V_i$$

Como la impedancia de entrada es infinita, no va a entrar corriente al amplificador operacional lo que implica que  $i_1 = i_2$ .

Combinando las ecuaciones anteriores:

$$V_2 = -(V_1 * R_2) / (R_1 + (R_1 + R_2) / A)$$

Teniendo en cuenta que A tiende a infinito, tendremos:

$$V_2 = -V_1 * (R_2 / R_1)$$

Analizando el resultado obtenemos que:

- \* La ganancia es:  $A = -R_2 / R_1$  Es decir que sólo depende de las resistencias por lo que es muy estable y fácilmente controlable.
- \* La tensión  $V_i$  en la entrada del operacional será:  $V_i = -V_2 / A$  y teniendo en cuenta que A es infinita, implica que  $V_i = 0$ , es decir, que el punto B se comporta como si estuviese unido a masa.
- \* La impedancia de entrada del amplificador será por lo tanto  $R_1$ .

En los amplificadores utilizados en nuestro circuito práctico hemos escogido como configuración básica la del tipo no inversora.

En la figura 10-3 tenemos el esquema de ésta configuración.

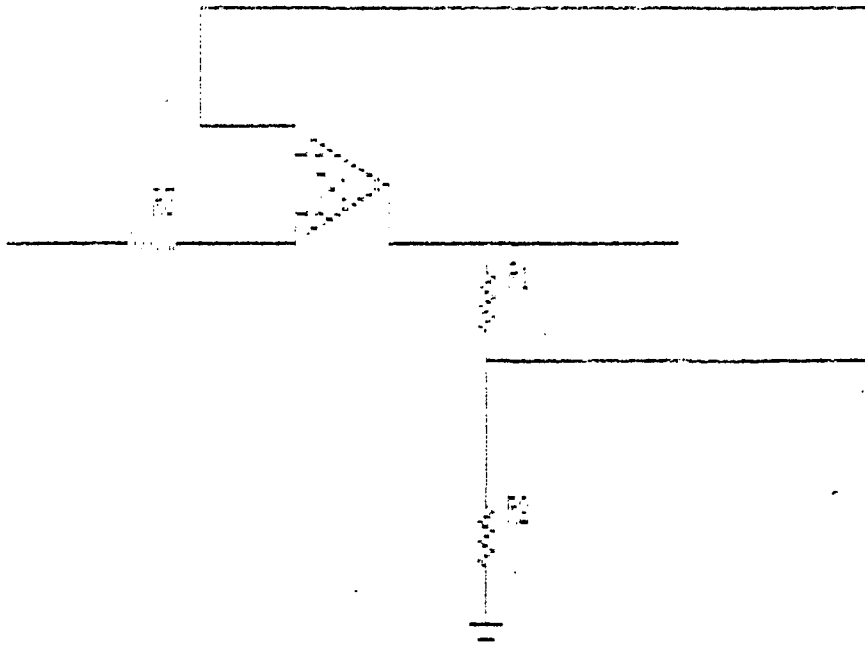


Figura 10-3. Configuración básica utilizada en el circuito práctico.

La resistencia R3 del esquema se destina a eliminar la influencia de las corrientes de entrada al amplificador, y por lo tanto, en éste caso su valor debe ser igual a la resistencia equivalente del paralelo entre R1 y R2.

$$1/R3=(1/R1)+(1/R2)$$

$$Av=(R1+R2)/R2$$

$$Ze=R3+Zi(1+B*Av)$$

$$Zi=10E12 \text{ ohmios (aproximadamente).}$$

$$Zo= \text{alfa}/(1+B*Av)$$

$$\text{alfa}=1 \text{ (aproximadamente)}$$

$$B=R2/(R1+R2)$$

Vamos a ver la explicación del esquema de la figura 10-4, que es el montaje práctico utilizado en ésta etapa.

En primer lugar tenemos una etapa que consiste en un amplificador con la entrada por el lado no inversor y la entrada inversora directamente realimentando la salida. La misión de ésta etapa es la de etapa separadora y también sirve para darle al circuito la impedancia de entrada deseada, que en éste circuito es de 120 Kohmios.

En segundo lugar tenemos un amplificador que utiliza el circuito básico que se explicó anteriormente y cuyos valores son los siguientes:

\* Si la entrada es de 0.05 V. la salida va a ser del orden de 0.5 V. teniendo entonces:

$$V1=0.05 \text{ V.}$$

$$V2=0.5 \text{ V.}$$

$$Av=0.5/0.05=10$$

$$\text{Si } R2=10K \text{ entonces: } R1=10R2-R2=100K-10K=90K$$

$$1/R3=(1/R1)+(1/R2)$$

$$R3=9K$$



En tercer lugar tenemos otro amplificador que utiliza la misma configuración que el anterior.

Las características de éste nuevo amplificador son las siguientes:

Teniendo una entrada de 0.1 Voltios y la salida de 0.5 Voltios:

$$V1=0.1 \text{ V.}$$

$$V2=0.5 \text{ V.}$$

$$A_v=0.5/0.1=5$$

$$A_v=5=(R1+R2)/R2$$

$$\text{Si } R2=10\text{K entonces: } R1=5R2-R2=50\text{K}-10\text{K}=40\text{K}$$

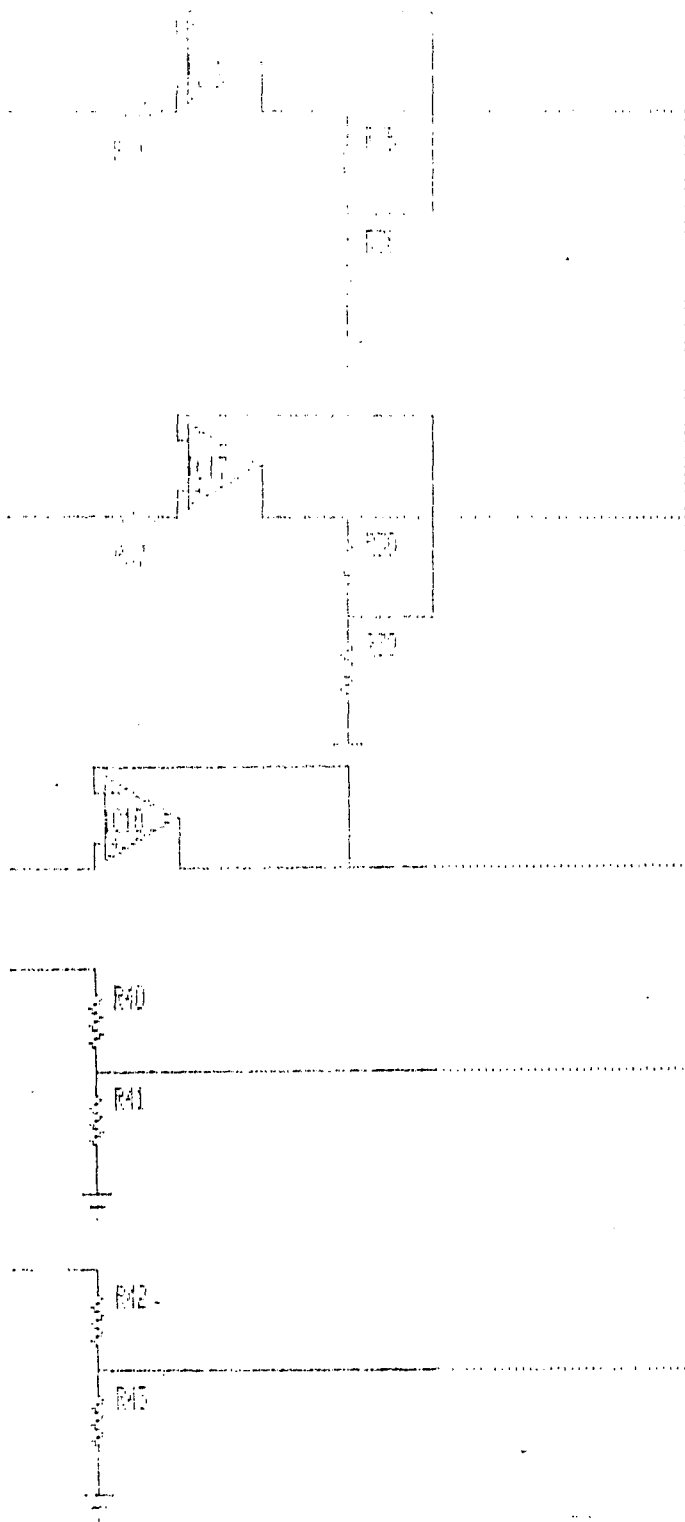
$$1/R3=(1/R1)+(1/R2)$$

$$R3=8\text{K}$$

A continuación tenemos un amplificador realimentado con ganancia unidad. La misión que tiene éste es la separación de etapas para que no surjan cargas de una sobre otra ni interacciones entre sí. Este amplificador no produce atenuación ni amplificación.

Le sigue gráficamente dos atenuadores. El primero atenúa la señal a la mitad y el segundo la atenúa un cuarto, es decir, que la atenuación que realiza el primero es de -3 dB, y la del segundo -6 dB.

Los amplificadores operacionales utilizados en ésta etapa son los clásicos 741. Si se desea consultar las características de éste integrado, estas se encuentran en el anexo 10-4.



R33 =	120K	-	1/4 W
R34 =	9K	-	1/4 W
R35 =	90K	-	1/4 W
R36 =	10K	-	1/4 W
R37 =	8K	-	1/4 W
R38 =	40K	-	1/4 W
R39 =	10K	-	1/4 W
R40 =	22K	-	1/4 W
R41 =	22K	-	1/4 W
R42 =	33K	-	1/4 W
R43 =	11K	-	1/4 W
IC16 =	TL084		
IC17 =	TL084		
IC18 =	TL084		

Figura 10-4. Esquema del circuito amplificador-atenuador de entrada que utilizamos en esta etapa.

## 10.2. Filtro paso banda de 3 KHz.

Este es un filtro paso banda de tipo universal. Como ya decía anteriormente la misión de éste filtro es la de eliminar las componentes de baja frecuencia de la señal de entrada modulada por flutter a 3 KHz. y que son reproducidas por el aparato bajo prueba, quedándonos de ésta forma con las señales de 3 KHz. y las de frecuencias próximas, eliminando las señales espúreas que no nos interesan en la medida que pueden estar por debajo de ésta frecuencia o por arriba de la misma, y que nos podrían influir en la medida afectando la veracidad de la misma.

El filtro que estamos estudiando es un filtro paso banda de tipo universal, cuya frecuencia de corte es 3 KHz., teniendo un ancho de banda de 2 KHz. con lo cual tiene una banda pasante que va desde 2 KHz. a 4 KHz., con lo cual como se decía anteriormente se eliminan las señales por debajo de 2 KHz. y por arriba de 4 KHz., pasando las señales de 3 KHz. y próximas que son las que nos interesa estudiar, puesto que habíamos grabado (para luego reproducir en el equipo bajo prueba) una señal de 3 KHz. ó 3.15 KHz. dependiendo de la norma que utilicemos.

En el tema 8 y tema 9 se habían vistos filtros activos y las ventajas que suponía el trabajar con éste tipo de filtro, por lo cual en éste tema no vamos a tratar sobre filtros sino centrarnos en el propio filtro que estamos estudiando. Si se quiere más información sobre los filtros activos (sus características, ventajas, inconvenientes, etc.) se puede consultar el anexo 8-2, en el cual figura un pequeño estudio sobre los mismos.

El filtro activo que se ha diseñado y que cumple las condiciones vistas es el que está dibujado en la figura 10-5.

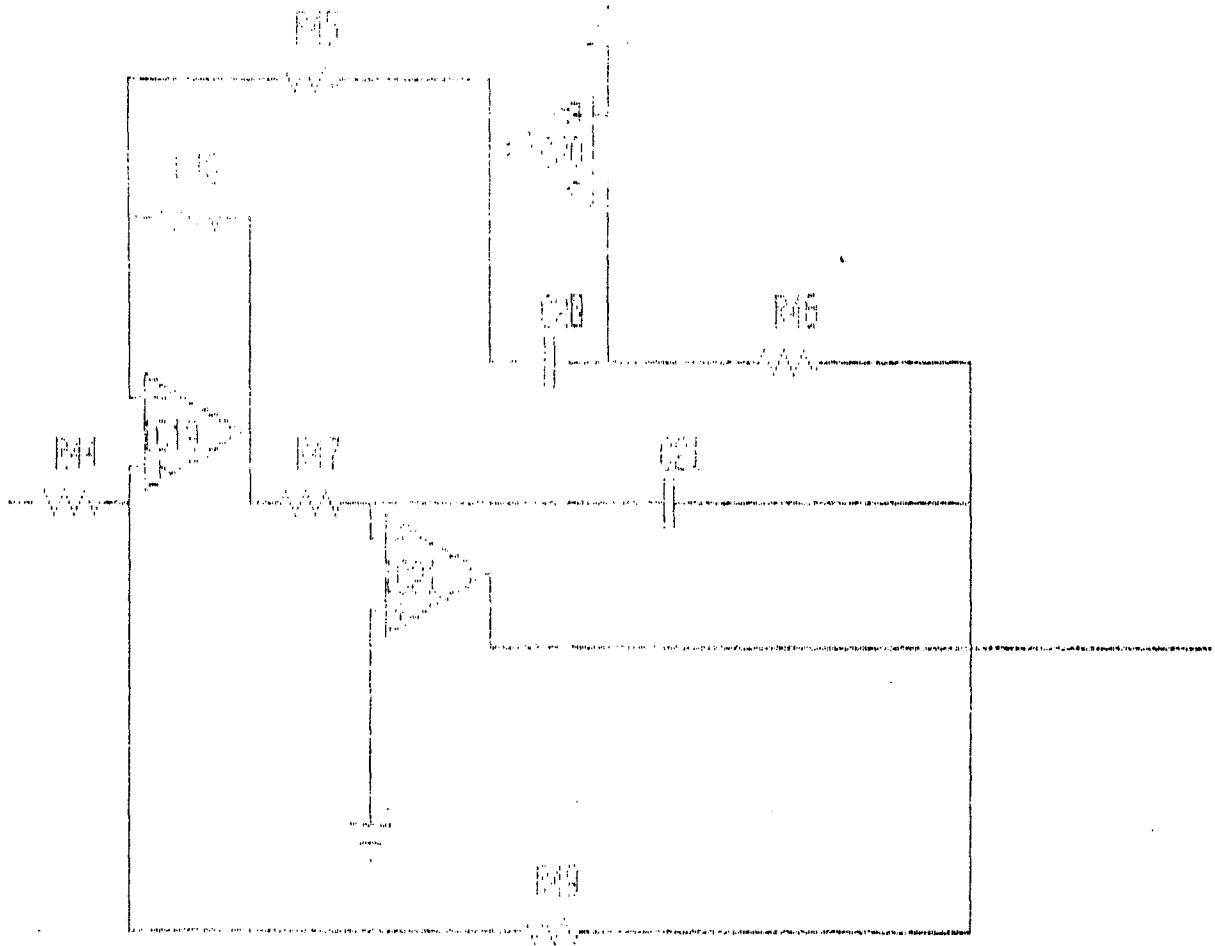
Como se puede apreciar éste filtro está basado en el amplificador operacional TL084. Si se desea consultar las características de éste circuito, las mismas se encuentran en el anexo 8-3.

Vamos a ver a continuación la forma teórica de comportamiento que debería de tener el filtro.

Esta respuesta teórica está obtenida en un ordenador por medio de un programa de simulación.

Se van a hacer dos tipos de análisis teóricos sobre el filtro. El primero es el análisis para alterna y el segundo es el análisis para continua.

Para el análisis en alterna, el sistema ignora cualquier variación con el tiempo de las fuentes de tensión. Todas las baterías son reemplazadas por una resistencia de 0.01 ohmios.



- R44 = 11K - 1/4 w
- R45 = 22K - 1/4 w
- R46 = 22K - 1/4 w
- R47 = 27K - 1/4 w
- R48 = 27K - 1/4 w
- R49 = 11K - 1/4 w
- C20 = 2nF
- C21 = 2nF
- IC19 = TL084
- IC20 = TL084
- IC21 = TL084

Figura 10-5. Esquema electrónico del filtro activo paso banda sintonizado a 3 KHz.

Si el circuito tiene algún elemento no lineal, el sistema hará un análisis para obtener el punto de trabajo de continua, y luego determinar las características de pequeña señal en alterna de los elementos no lineales.

Para éste análisis el sistema aplica una fuente sinusoidal de frecuencia variable y de 1 Voltio de tensión al punto de entrada al circuito.

En las siguientes figuras estan las características con las que se ha obtenido la respuesta teórica de éste filtro, así como la propia respuesta teórica del filtro.

AN3 NETLIST

NO.	TYPE	A	B	C	D	PARAMETER
1	RESISTOR		1		2	11K
2	OPAMP	3	2		4	084
4	RESISTOR		4		5	27K
6	OPAMP	5	0		6	084
13	RESISTOR		3		4	22K
18	RESISTOR		4		5	27K
21	RESISTOR		3		7	22K
26	RESISTOR		8		6	27K
40	CAPACITOR		5		6	2N
44	RESISTOR		2		6	11K
46	OPAMP	8	0		7	084
48	CAPACITOR		7		8	2N
53	CAPACITOR		7		8	2N

LIBRARY ELEMENTS USED

084 RI= 1E+12 AO= 200000 RO= 75 \*\*\*\*= 0  
 VMAX= 27 F1= 5 F2= 1000000 SR= 1.3E+07

Figura 10-6. Librería de elementos utilizados en el diseño de éste filtro.

### ANS ANALYSIS LIMITS

LOWEST FREQUENCY	5
HIGHEST FREQUENCY	15E3
LOWEST GAIN(DB)	-80
HIGHEST GAIN(DB)	20
LOWEST PHASE SHIFT	-360
HIGHEST PHASE SHIFT	90
LOWEST GROUP DELAY	1E-9
HIGHEST GROUP DELAY	1E-4
INPUT NODE NUMBER	1
OUTPUT NODE NUMBER	6
ACCURACY(%)	5
PRINT TABLE OF VALUES(Y/N)	Y
AUTO OR FIXED FREQUENCY STEP	A
DEFAULT PLOTTING PARAMETERS(Y/N)	Y
TEMPERATURE (LOW/HIGH/STEP)	25
WORST CASE (Y/N)	N

Figura 10-7. Límites del análisis de alterna del filtro.

SPECTRUM SOFTWARE  
MICRO-CAP II  
FREQUENCY ANALYSIS  
FOR

AN3 CIRCUIT

FREQUENCY	GAIN(DB)	ANGLE(DEGREES)	DELAY(SEC)	SLOPE(DB/OCTAVE)
500.00000D-02	-493.75735D-01	-902.78853D-01	0.00000D+00	0.00000E+00
525.00000D-02	-489.51953D-01	-902.84552D-01	633.15677D-07	602.05402E-02
575.00000D-02	-481.61789D-01	-902.96998D-01	691.44124D-07	602.05503E-02
675.00000D-02	-467.69085D-01	-903.24998D-01	777.78579D-07	602.05369E-02
875.00000D-02	-445.15031D-01	-903.88459D-01	881.39874D-07	602.05131E-02
107.50000D-01	-427.27063D-01	-904.57240D-01	955.29043D-07	602.04654E-02
147.50000D-01	-399.79493D-01	-906.02105D-01	100.60077D-06	602.03767E-02
187.50000D-01	-378.95442D-01	-907.51513D-01	103.75554D-06	602.02136E-02
227.50000D-01	-362.16004D-01	-909.03066D-01	105.24513D-06	602.00095E-02
307.50000D-01	-335.99154D-01	-912.09252D-01	106.31466D-06	601.96233E-02
387.50000D-01	-315.91174D-01	-915.17414D-01	107.00089D-06	601.89447E-02
467.50000D-01	-299.61655D-01	-918.26525D-01	107.33015D-06	601.80926E-02
627.50000D-01	-274.06750D-01	-924.46089D-01	107.56322D-06	601.65076E-02
787.50000D-01	-254.36259D-01	-930.66447D-01	107.70097D-06	601.37472E-02
110.75000D+00	-224.80408D-01	-943.07775D-01	107.75417D-06	600.83785E-02
142.75000D+00	-202.83796D-01	-955.48794D-01	107.72740D-06	599.86558E-02
174.75000D+00	-185.37028D-01	-967.88836D-01	107.64253D-06	598.61450E-02
238.75000D+00	-158.52638D-01	-992.64342D-01	107.44383D-06	596.25516E-02
302.75000D+00	-138.23926D-01	-101.73156D+00	107.08422D-06	592.10639E-02
366.75000D+00	-122.00186D-01	-104.18814D+00	106.62247D-06	586.88674E-02
494.75000D+00	-970.69816D-02	-109.06066D+00	105.74031D-06	577.26064E-02
622.75000D+00	-784.54083D-02	-113.86538D+00	104.26924D-06	560.79350E-02
878.75000D+00	-521.20784D-02	-123.21328D+00	101.43117D-06	530.05867E-02
113.47500D+01	-344.89315D-02	-132.13286D+00	967.83685D-07	478.01213E-02
164.67500D+01	-136.55174D-02	-148.43735D+00	884.57521D-07	387.79440E-02
215.87500D+01	-375.72411D-03	-162.54364D+00	765.31523D-07	253.41976E-02
267.07500D+01	539.32502D-05	-174.53374D+00	650.50437D-07	124.12274E-02
319.27500D+01	299.09541D-04	-184.65013D+00	548.84930D-07	968.91262E-04
369.47500D+01	-157.42585D-03	-193.18197D+00	462.88195D-07	-870.50581E-03
471.87500D+01	-854.82793D-03	-206.55730D+00	362.82908D-07	-197.60462E-02
574.27500D+01	-172.26151D-02	-216.40021D+00	267.00610D-07	-306.27382E-02
676.67500D+01	-262.02612D-02	-223.86631D+00	202.53084D-07	-379.19946E-02
881.47500D+01	-432.13679D-02	-234.36049D+00	142.33648D-07	-445.95027E-02
108.62750D+02	-582.80487D-02	-241.36495D+00	950.04143D-08	-499.89767E-02
149.58750D+02	-831.55003D-02	-250.19078D+00	598.53944D-08	-538.87563E-02
150.00000D+02	-833.75912D-02	-250.25809D+00	453.25289D-08	-556.04324E-02

Figura 10-8. Tabla de valores y límites del análisis de alterna de éste filtro.





### AN3 ANALYSIS LIMITS

LOWEST FREQUENCY	5
HIGHEST FREQUENCY	8E3
LOWEST GAIN(DB)	-80
HIGHEST GAIN(DB)	20
LOWEST PHASE SHIFT	-360
HIGHEST PHASE SHIFT	90
LOWEST GROUP DELAY	1E-9
HIGHEST GROUP DELAY	1E-4
INPUT NODE NUMBER	1
OUTPUT NODE NUMBER	6
ACCURACY(%)	5
PRINT TABLE OF VALUES(Y/N)	Y
AUTO OR FIXED FREQUENCY STEP	A
DEFAULT PLOTTING PARAMETERS(Y/N)	Y
TEMPERATURE (LOW/HIGH/STEP)	25
WORST CASE (Y/N)	N

Figura 10-10. Características con las que se ha realizado éste nuevo análisis de aítarna.

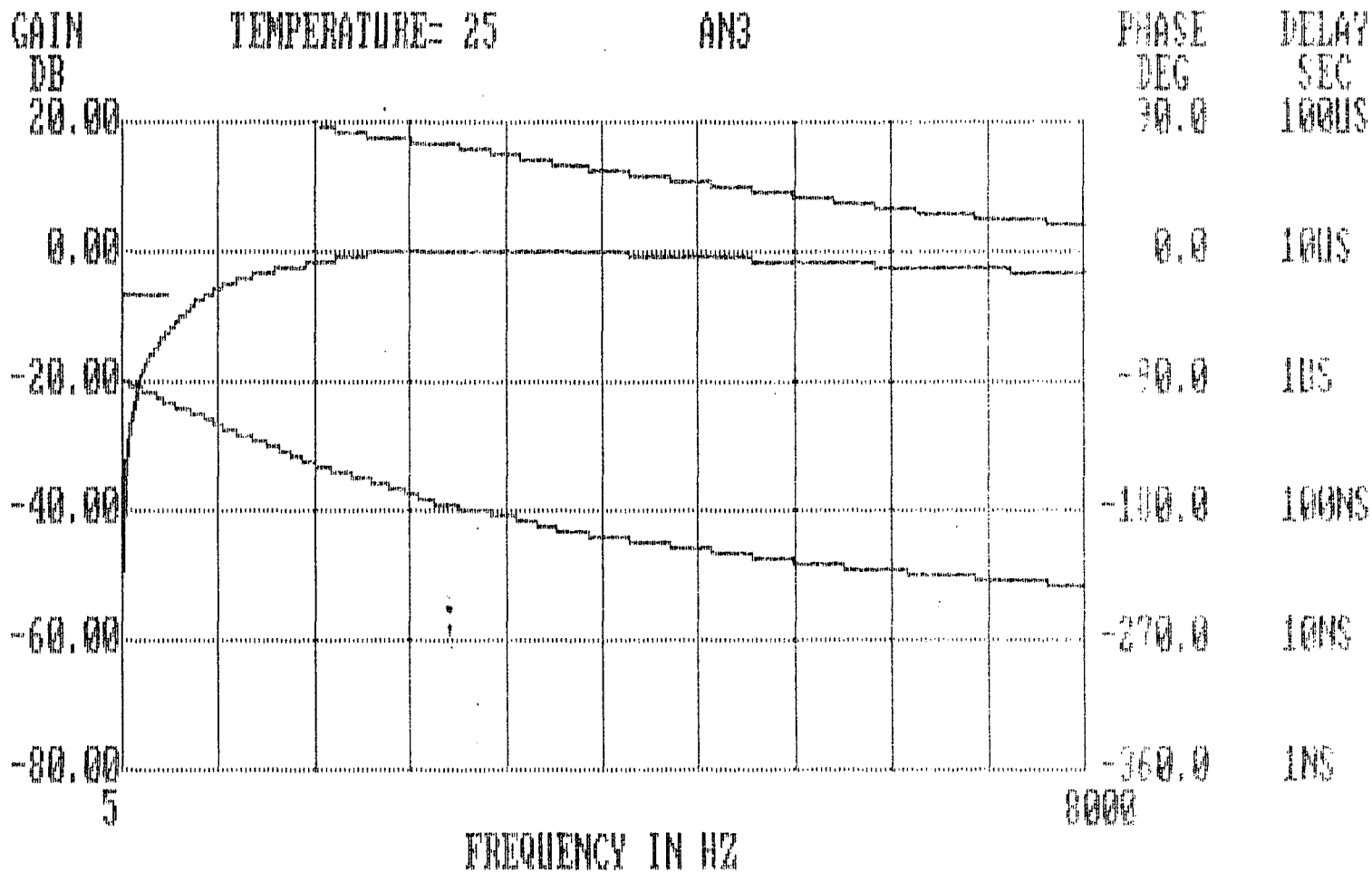
SPECTRUM SOFTWARE  
MICRO-CAP 11  
FREQUENCY ANALYSIS  
FOR

AN3 CIRCUIT

FREQUENCY	GAIN(DB)	ANGLE(DEGREES)	DELAY(SEC)	SLOPE(DB/OCTAVE)
500.00000D-02	-493.75735D-01	-902.78853D-01	453.25289D-08	-556.04324E-02
525.00000D-02	-489.51953D-01	-902.84552D-01	453.25289D-08	602.05402E-02
575.00000D-02	-481.61789D-01	-902.96998D-01	453.25289D-08	602.05503E-02
675.00000D-02	-467.69085D-01	-903.24998D-01	453.25289D-08	602.05369E-02
875.00000D-02	-445.15031D-01	-903.88459D-01	453.25289D-08	602.05131E-02
107.50000D-01	-427.27063D-01	-904.57240D-01	453.25289D-08	602.04654E-02
147.50000D-01	-399.79493D-01	-906.02105D-01	453.25289D-08	602.03767E-02
187.50000D-01	-378.95442D-01	-907.51513D-01	453.25289D-08	602.02136E-02
227.50000D-01	-362.16004D-01	-909.03066D-01	453.25289D-08	602.00095E-02
307.50000D-01	-335.99154D-01	-912.09252D-01	453.25289D-08	601.96233E-02
387.50000D-01	-315.91174D-01	-915.17414D-01	453.25289D-08	601.89447E-02
467.50000D-01	-299.61655D-01	-918.26525D-01	453.25289D-08	601.80926E-02
627.50000D-01	-274.06750D-01	-924.46089D-01	453.25289D-08	601.65076E-02
787.50000D-01	-254.36259D-01	-930.66447D-01	453.25289D-08	601.37472E-02
110.75000D+00	-224.80408D-01	-943.07775D-01	453.25289D-08	600.83785E-02
142.75000D+00	-202.83796D-01	-955.48794D-01	453.25289D-08	599.86558E-02
174.75000D+00	-185.37028D-01	-967.88836D-01	453.25289D-08	598.61450E-02
238.75000D+00	-158.52638D-01	-992.64342D-01	453.25289D-08	596.25516E-02
302.75000D+00	-138.23926D-01	-101.73156D+00	453.25289D-08	592.10639E-02
366.75000D+00	-122.00186D-01	-104.18814D+00	453.25289D-08	586.88674E-02
494.75000D+00	-970.69816D-02	-109.06066D+00	105.74031D-06	577.26064E-02
622.75000D+00	-784.54083D-02	-113.86538D+00	104.26924D-06	560.79350E-02
878.75000D+00	-521.20784D-02	-123.21328D+00	101.43117D-06	530.05867E-02
113.47500D+01	-344.89315D-02	-132.13286D+00	967.83685D-07	478.01213E-02
164.67500D+01	-136.55174D-02	-148.43735D+00	884.57521D-07	387.79440E-02
215.87500D+01	-375.72411D-03	-162.54364D+00	765.31523D-07	253.41976E-02
267.07500D+01	539.32502D-05	-174.53374D+00	650.50437D-07	124.12274E-02
318.27500D+01	299.09541D-04	-184.65013D+00	548.84930D-07	968.91262E-04
369.47500D+01	-157.42585D-03	-193.18197D+00	462.88195D-07	-870.50581E-03
471.87500D+01	-854.82793D-03	-206.55730D+00	362.82908D-07	-197.60462E-02
574.27500D+01	-172.26151D-02	-216.40021D+00	267.00610D-07	-306.27382E-02
676.67500D+01	-262.02612D-02	-223.86631D+00	202.53084D-07	-379.19946E-02
800.00000D+01	-366.63378D-02	-230.73009D+00	154.60028D-07	-433.09178E-02

Figura 10-11. Valores numéricos del nuevo análisis más detallado.

Figura 10-12. Representación gráfica del nuevo análisis de terna.



FREQUENCY = 800.000000+01 HZ GAIN = -3.666 DB  
 PHASE ANGLE = -230.730 DEGREES GROUP DELAY = 154.600280-07 SEC  
 GAIN SLOPE = -433.09178E-02 DB/OCT PEAK GAIN = 0.030DB/T = 318.275000+01  
 1: ANOTHER RUN 2: ANALYSIS LIMITS 3: RETURN 4: TITLE

La Ganancia será la relación entre el voltaje de salida y el voltaje de entrada.

$$\text{Ganancia} = \text{Voltaje de Salida} / \text{Voltaje de Entrada}$$

La Fase Shift es el desfase existente entre la señal de entrada y la señal de salida.

El retardo de grupo es la relación que existe entre el desfase y la frecuencia.

Para el análisis en continua el sistema reemplaza todas las bobinas por resistencias de 0.01 ohmios y suprime todos los interruptores, condensadores y fuentes variables.

Entonces se aplica a la entrada una tensión continua en forma de escalón, calculando el sistema la tensión que hay en salida teniendo en cuenta lo dicho con anterioridad.

El sistema en la entrada va variando el voltaje de entrada entre los parámetros voltaje de entrada menor y voltaje de entrada mayor. El incremento que va sufriendo el voltaje de entrada en la unidad de tiempo para pasar desde el menor hasta el mayor es el especificado por la variable incremento de voltaje. El número de iteraciones nos indica la resolución que va a tener. Entre mayor es la resolución el tiempo que tarda en realizar el barrido también es mayor.

AN4 ANALYSIS LIMITS

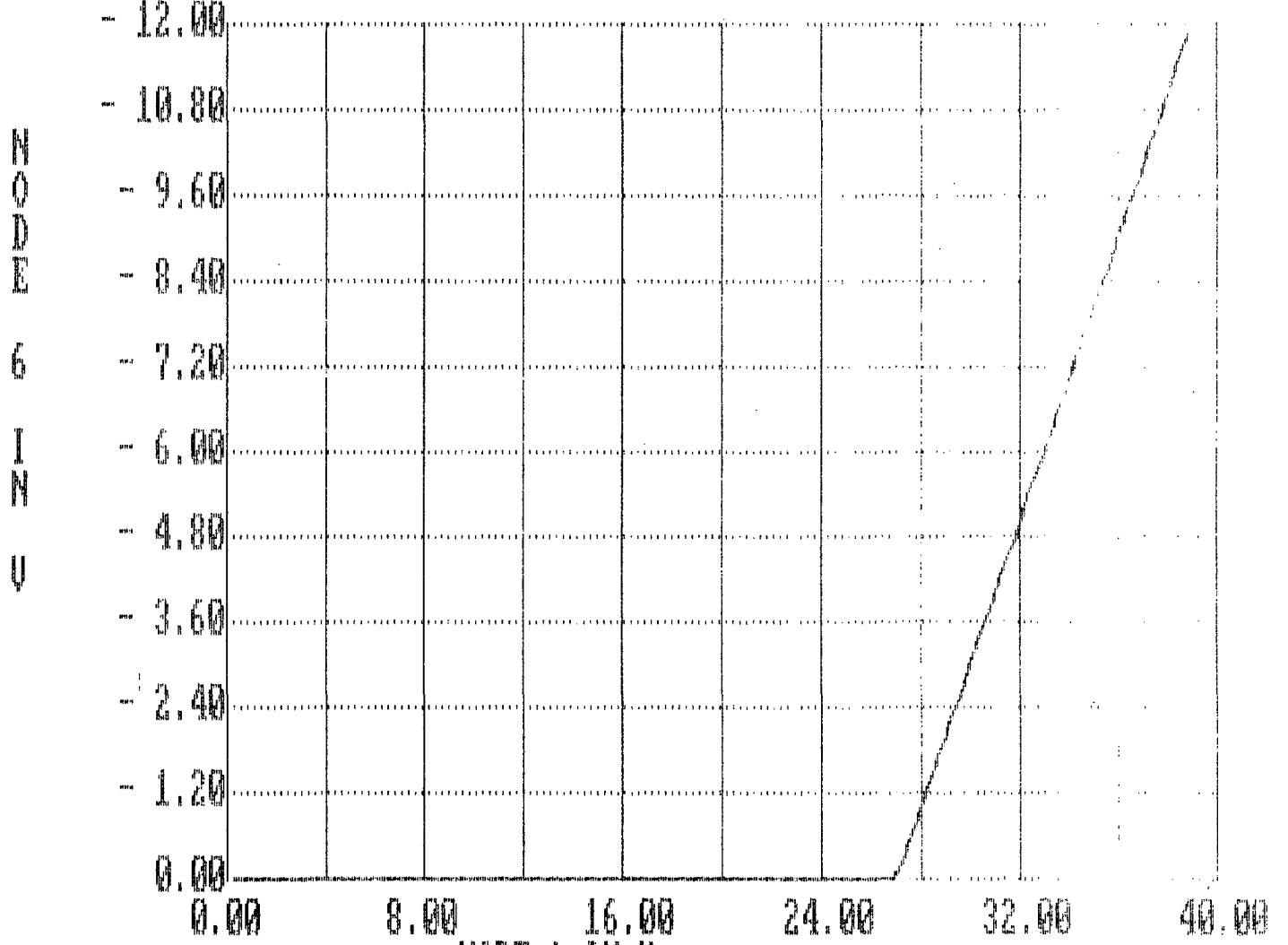
INPUT VOLTAGE RANGE(HIGH/LOW)	40
OUTPUT VOLTAGE RANGE(HIGH/LOW)	-12
MAXIMUM INPUT VOLTAGE STEP	.4
INPUT NODE #	1
OUTPUT NODE #	6
NO. OF ITERATIONS	50
PRINTED TABLE OF VALUES	Y
EDIT INITIAL NODE VOLTAGES	N
TEMPERATURE (HIGH/LOW/STEP)	25
WORST CASE (Y/N)	N
ERROR CRITERIA	.001
RELAXATION FACTOR	2

Figura 10-13. Valores entre los cuales se realiza el análisis de continua del filtro de 3 KHz.

DC TRANSFER CHARACTERISTIC ANALYSIS  
FOR

INPUT VOLTAGE	OUTPUT VOLTAGE	SLOPE
0.000000	0.000000	0.000000
0.400000	-0.000004	0.000000
0.800000	-0.000008	0.000000
1.200000	-0.000012	0.000000
1.600000	-0.000017	0.000000
2.000000	-0.000021	0.000000
2.400000	-0.000025	0.000000
2.800000	-0.000029	0.000000
3.200000	-0.000033	0.000000
3.600000	-0.000037	0.000000
4.000000	-0.000042	0.000000
4.400000	-0.000046	0.000000
4.800000	-0.000050	0.000000
5.200001	-0.000054	0.000000
5.600001	-0.000058	0.000000
6.000001	-0.000062	0.000000
6.400001	-0.000067	0.000000
6.800001	-0.000071	0.000000
7.200001	-0.000075	0.000000
7.600001	-0.000079	0.000000
8.000001	-0.000083	0.000000
8.400001	-0.000087	0.000000
8.800000	-0.000092	0.000000
9.200000	-0.000096	0.000000
9.599999	-0.000100	0.000000
9.999999	-0.000104	0.000000
10.399999	-0.000108	0.000000
10.799999	-0.000112	0.000000
11.199999	-0.000117	0.000000
11.599999	-0.000121	0.000000
11.999997	-0.000125	0.000000
12.399997	-0.000129	0.000000
12.799996	-0.000133	0.000000
13.199996	-0.000137	0.000000
13.599996	-0.000142	0.000000
13.999995	-0.000146	0.000000
14.399995	-0.000150	0.000000
14.799994	-0.000154	0.000000
15.199994	-0.000158	0.000000
15.599994	-0.000162	0.000000
15.999993	-0.000167	0.000000
16.399993	-0.000171	0.000000
16.799993	-0.000175	0.000000
17.199992	-0.000179	0.000000
17.599992	-0.000183	0.000000
17.999992	-0.000187	0.000000
18.399992	-0.000192	0.000000
18.799992	-0.000196	0.000000
19.199992	-0.000200	0.000000
19.599990	-0.000204	0.000000
19.999990	-0.000208	0.000000
20.399990	-0.000212	0.000000
20.799990	-0.000216	0.000000
21.199990	-0.000221	0.000000
21.599989	-0.000225	0.000000
21.999989	-0.000229	0.000000
22.399989	-0.000233	0.000000
22.799988	-0.000237	0.000000
23.199988	-0.000241	0.000000
23.599988	-0.000246	0.000000
23.999986	-0.000250	0.000000
24.399986	-0.000254	0.000000
24.799986	-0.000259	0.000000
25.199986	-0.000262	0.000000
25.599986	-0.000266	0.000000
25.999984	-0.000271	0.000000
26.399984	-0.000275	0.000000
26.799984	-0.000279	0.000000
27.199984	-0.245928	-0.614000
27.599984	-0.645926	-1.000000
27.999982	-1.045921	-1.000000
28.399982	-1.445919	-1.000000
28.799982	-1.845916	-1.000000
29.199982	-2.245914	-1.000000
29.599982	-2.645911	-1.000000
29.999980	-3.045906	-1.000000
30.399980	-3.445903	-1.000000
30.799980	-3.845901	-1.000000
31.199980	-4.245899	-1.000000
31.599980	-4.645896	-1.000000
31.999980	-5.045894	-1.000000
32.399978	-5.445892	-1.000000
32.799980	-5.845889	-1.000000
33.199982	-6.245888	-1.000000
33.599984	-6.645887	-1.000000
33.999988	-7.045885	-1.000000
34.399988	-7.445886	-1.000000
34.799988	-7.845884	-1.000000
35.199988	-8.245881	-1.000000
35.599992	-8.645883	-1.000000
35.999992	-9.045880	-1.000000
36.399992	-9.445878	-1.000000
36.799996	-9.845874	-1.000000

AN4 TEMPERATURE= 25 CASE 1



NODE 1 IN U  
1: ANOTHER RUN 2: ANALYSIS LIMITS 3: RETURN 4: TITLE

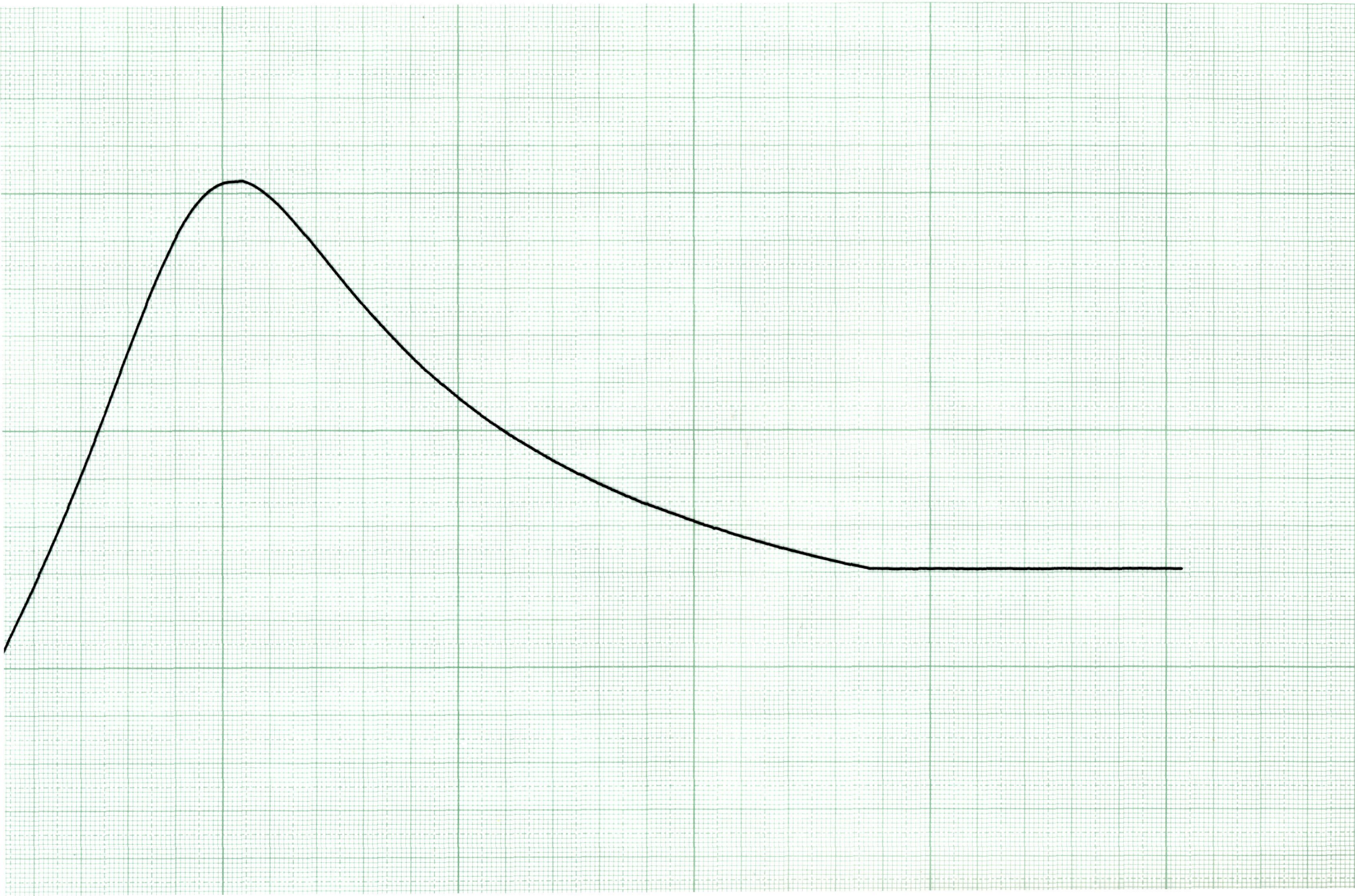
Figura 10-15. Representación gráfica del análisis de continua del filtro.



La respuesta práctica que realmente tiene el filtro, es la vista en la figura 10-16 y en la figura 10-17. Se puede observar que se ajusta bastante a la teórica, aunque siempre hay un margen de error debido a las tolerancias de los componentes y a posibles no linealidades de los mismos.

La diferencia entre los dos gráficos siguientes, es que el primero hace un barrido de frecuencia amplio, mientras que en el segundo el barrido es más corto y así se detalla más aún la respuesta que tiene el filtro.

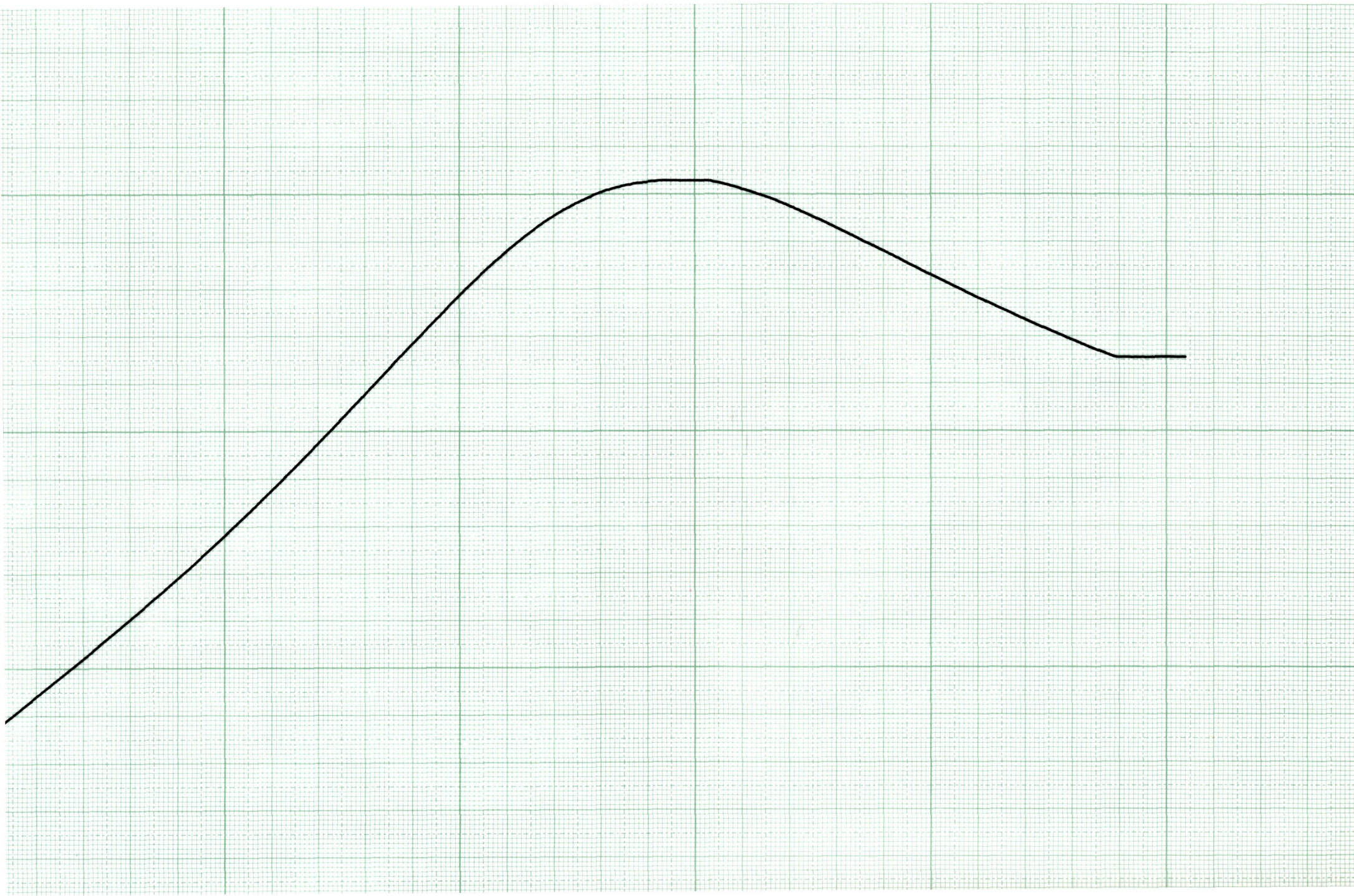
















El montaje hecho para obtener éstas gráficas de curvas de respuesta en frecuencia de los diferentes filtros se muestra en la figura 10-18.

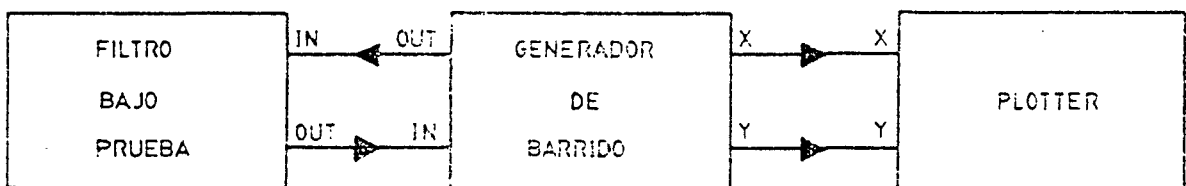


Figura 10-18. Conexión de los equipos necesarios para realizar las curvas de respuesta en frecuencia práctica del filtro.

El funcionamiento de esto es sencillo. El generador de barrido produce una señal sinusoidal que varía en frecuencia. Esta señal variable en frecuencia se introduce al filtro, con lo cual se le hace un barrido en frecuencia al filtro viendo como se comporta el mismo para cada frecuencia.

Decíamos que un filtro tiene la propiedad de eliminar o dejar pasar ciertas partes del espectro de frecuencia, por lo tanto, con éste sistema sabemos cuál es la parte del espectro que pasa y cuál es la que se bloquea y no puede pasar, debido a que la señal que le entra al filtro tiene una frecuencia variable entre los márgenes que queremos.

La salida del filtro se lleva de nuevo al generador de barrido que nos mide la señal de salida del filtro en un medidor de voltaje.

El generador de barrido puede descomponer la señal de salida en dos ejes, un eje X y otro Y que representan la variación de tiempo y la variación de voltaje respectivamente.

Con éstas medidas de la salida del filtro, que tenemos en el generador, éste nos la descompone en dos componentes, como ya decía. Estas componentes se llevan a un plotter y en él podemos representar gráficamente la respuesta del filtro frente al barrido de frecuencia hecho, dando por resultados las gráficas de las figuras 10-16 y 10-17.

Si queremos ver en cada momento la forma y magnitud de la señal; podemos hacerlo mediante el uso de un osciloscopio. Dicho osciloscopio puede tener, por ejemplo, en el canal A la señal que procedente del generador de barrido le llega al filtro, y en el canal B la señal que tenemos a la salida del filtro y que le entra al generador para ser descompuesta.

### 10.3. Limitador-Discriminador de F.M.

La siguiente etapa que nos encontramos en el medidor de wow, flutter y deriva, es un circuito que limita y demodula la señal de FM que se produce por efecto del wow y flutter.

Está dividida en dos partes idénticas. La primera es un limitador-detector de FM sintonizado a la frecuencia de 3 KHz. y la segunda es lo mismo pero sintonizado a la frecuencia de 3.15 KHz.

El corazón de éste bloque es un popular circuito integrado que equipa la etapa de sonido de la mayoría de los televisores europeos.

Este integrado es, en esencia, un detector de FM precedido por un eficaz amplificador-limitador. Estas funciones son las que realiza el circuito integrado TBA 120, cuyas características tenemos en el anexo 10-4, por si se quieren consultar.

En la figura 10-19 se puede observar el patillaje del circuito integrado TBA 120 y en la figura 10-20 se puede ver el diagrama de bloques del mismo.

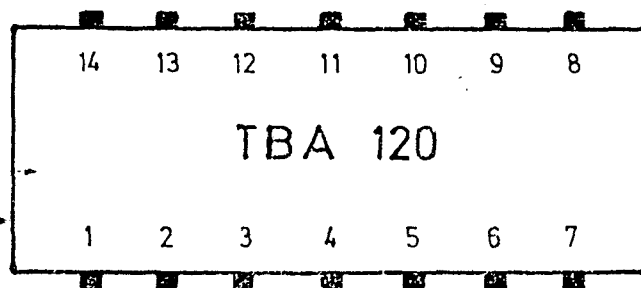


Figura 10-19. Patillaje del circuito integrado TBA 120.



1. MASA.
2. DESACOPLO.
3. COLECTOR TRANSISTOR AUXILIAR.
4. BASE TRANSISTOR AUXILIAR.
5. CONTROL DE VOLUMEN MEDIANTE VARIACION D.C.
6. SALIDA AMPLIFICADOR F.I.
7. SALIDA AMPLIFICADOR F.I.
8. SALIDA INFORMACION AUDIO.
9. SALIDA AMPLIFICADOR F.I. INVERTIDA DE FASE.
10. SALIDA AMPLIFICADOR F.I.
11. Vcc.
12. PUNTO DE TENSION ESTABILIZADA.
13. BIAS.
14. ENTRADA DE SEÑAL.

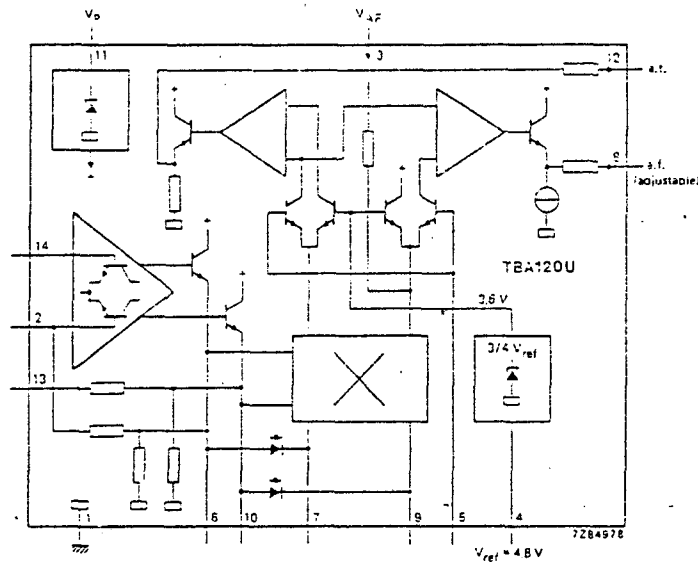


Fig. 1 Block diagram.

PACKAGE OUTLINE

14-lead DIL; plastic (SOT-27K, M, T).

Figura 10-20. Diagrama de bloques del circuito integrado TBA 120.

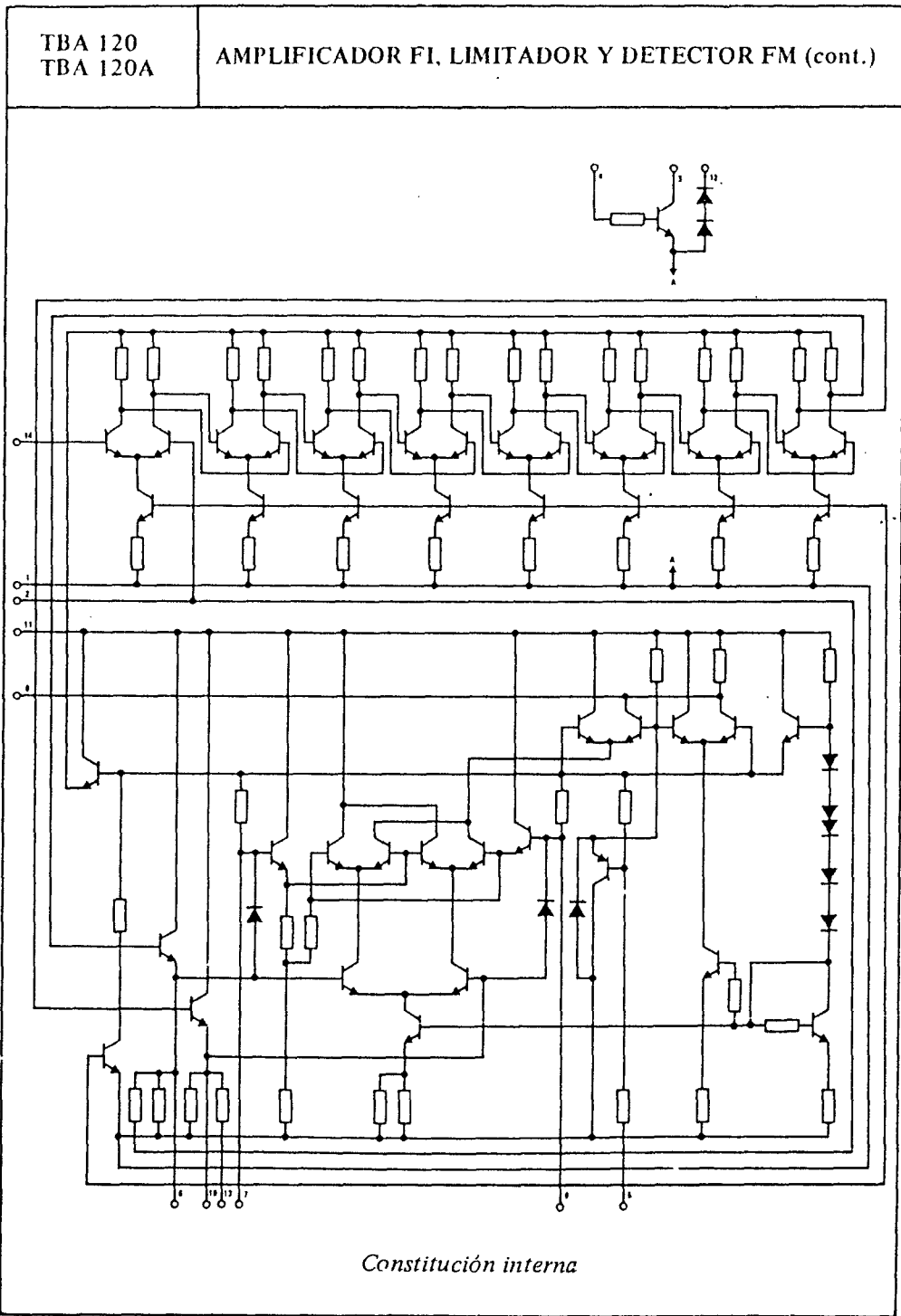
En su interior el TBA 120 dispone de 8 etapas simétricas amplificadoras-limitadoras, cuyas salidas se aplican a dos de las entradas de un detector de cuadratura, también simétrico, y a las patillas 6 y 10. La señal de contrafase de las citadas patillas se introducen en las otras dos entradas del detector de cuadratura (patillas 7 y 9), mediante dos condensadores. Al mismo tiempo

existe un circuito resonante LC sintonizado a la frecuencia central de trabajo, es decir, el primero a 3 KHz. y el segundo a 3.15 KHz. que provocan un giro de fase variable con la frecuencia entre las señales presentes en las patillas 6 y 10 y las aplicadas a 7 y 9.

El detector de cuadratura produce una tensión proporcional al ángulo de desfase existente entre los dos pares de señales citadas. Dicha tensión después de amplificada tiene su salida a través de la patilla 8. El equilibrio del discriminador se consigue cuando el ángulo de desfase es de  $90^\circ$  y corresponde a la resonancia de LC. La bobina L es una osciladora de línea de las utilizadas en los receptores de TV a válvulas.

En la patilla 8 se dispone de una tensión proporcional a la desviación que sufre la frecuencia con respecto a los 3 KHz. ó 3.15 KHz. La componente continua de dicha tensión servirá para la lectura de la deriva de velocidad, y la parte alterna se aplica al medidor después de pasar por los filtros de ponderación y el detector de pico ó el detector eficaz.

En la figura 10-21 se puede observar el circuito del TBA 120, que es clave en éste bloque.



80

Figura 10-21. Esquema electrónico del TBA 120.

En la figura 10-22 y 10-23 se pueden ver los esquemas electrónicos prácticos con que ha sido realizado éste medidor de wow y flutter.

La única diferencia entre ambos es en la parte del circuito que fija la frecuencia del discriminador de FM, que para el primero es de 3 KHz. y para el segundo es de 3.15 KHz. La parte del circuito que fija la frecuencia a que va a trabajar el discriminador es el circuito LC externo al integrado TBA 120. Es un circuito LC resonante que está situado entre las patillas 7 y 9 del TBA 120.

El anexo 10-1 se puede consultar en caso de que se desee ver un esquema básico teórico sobre la demodulación en FM.

Figura 10-22. Esquema electrónico práctico del limitador-dis-  
criminador de FM. Frecuencia 3 KHz.

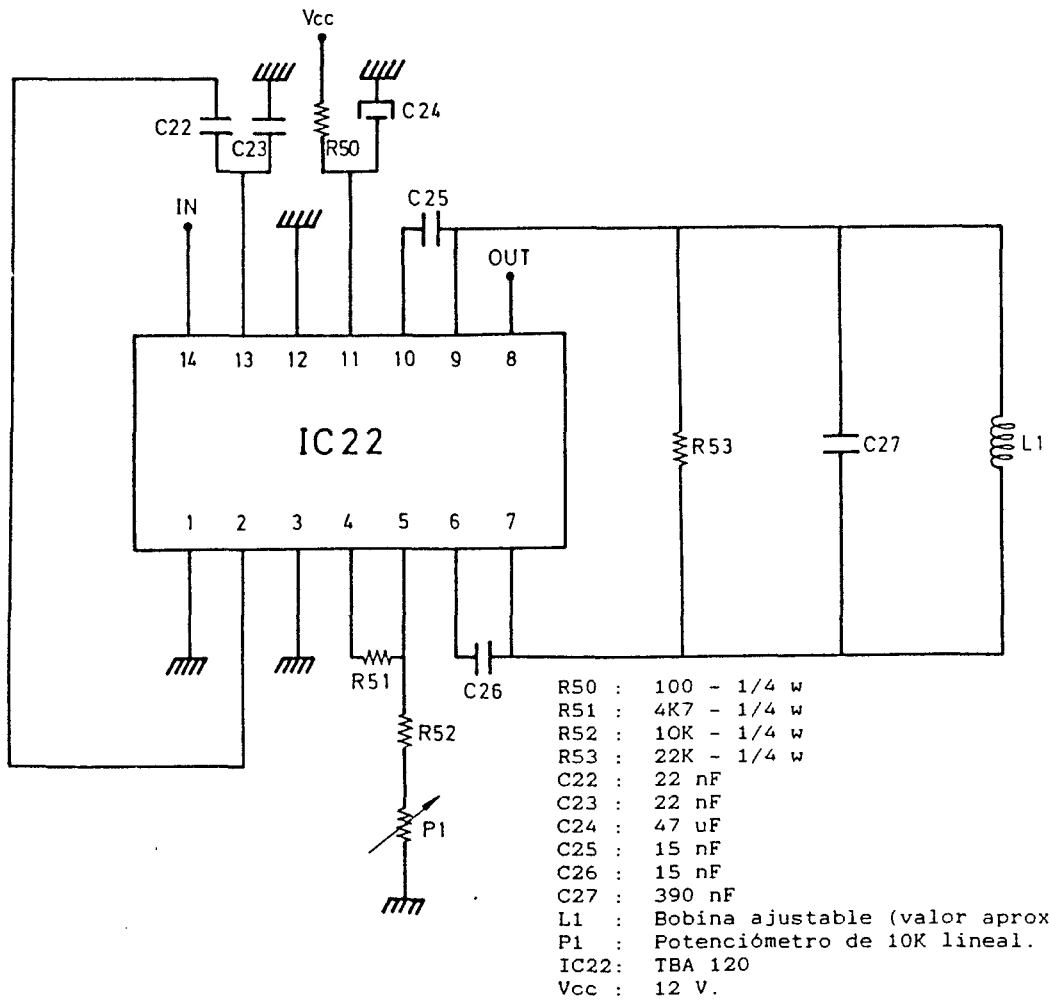
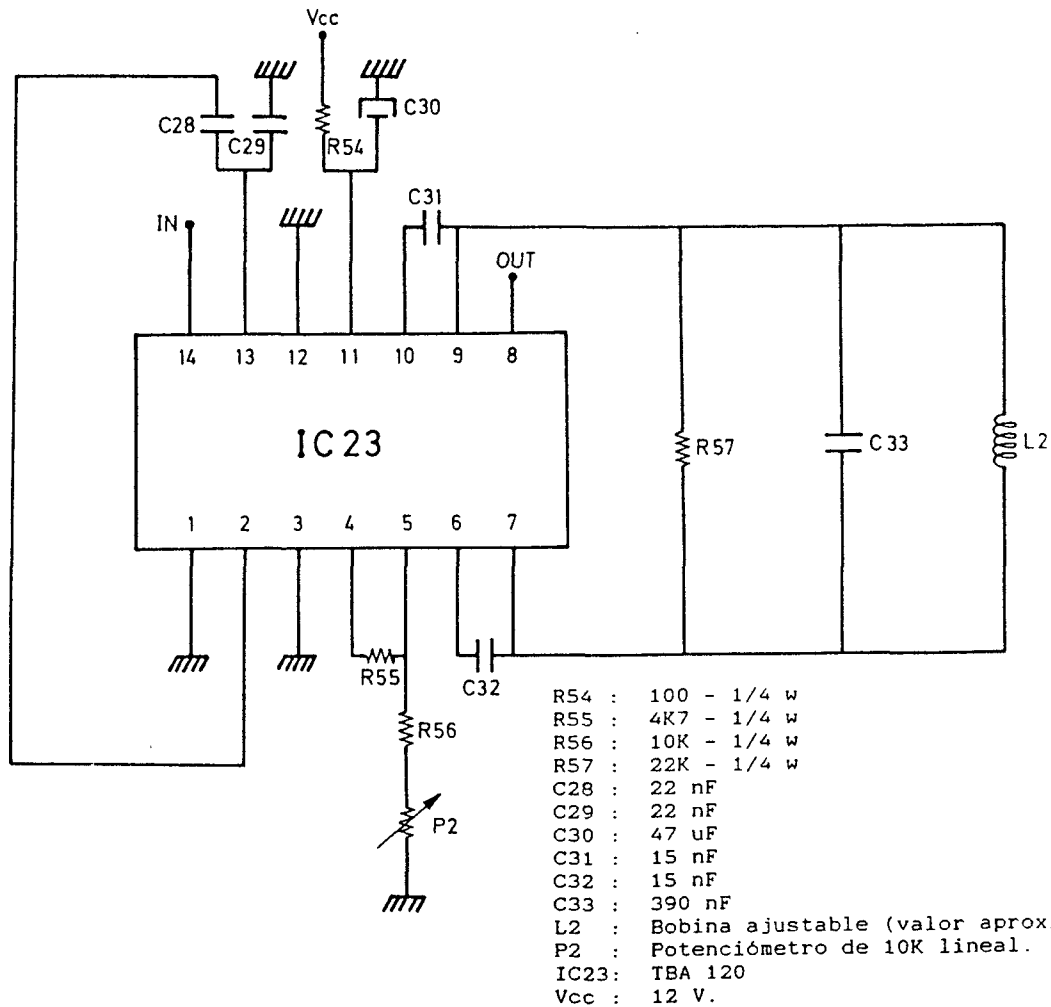


Figura 10-23. Esquema electrónico práctico del limitador-dis-criminador de FM. Frecuencia 3.15 KHZ.



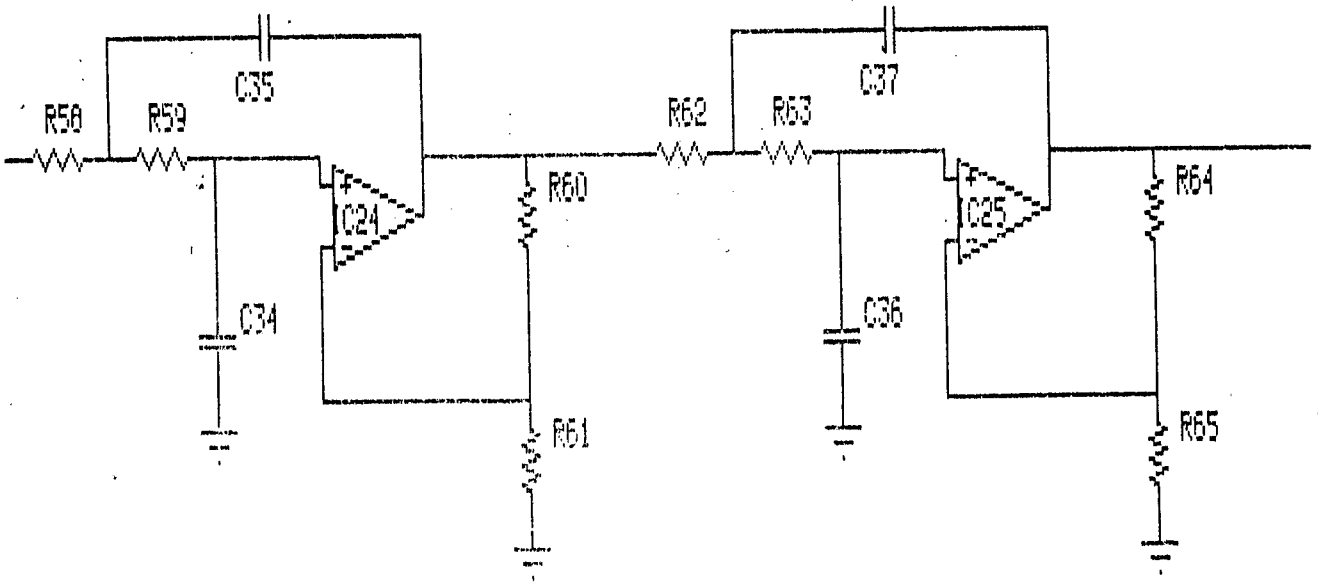
#### 10.4. Filtro paso bajo a 1 KHz.

En esta etapa nos encontramos con un filtro paso bajo centrado a la frecuencia de 1 KHz. La misión de este filtro es la de suprimir las componentes de señal modulada en amplitud y evitar que estas componentes nos den una medida errónea en los aparatos de medida que tenemos a la salida.

Este filtro deja pasar las frecuencias por debajo de 1 KHz, eliminando el resto de las frecuencias con lo cual, dichas frecuencias no nos van a producir un porcentaje de error en la medida del wow y el flutter.

Para realizar esta función se ha diseñado un filtro, que es el dibujado en la figura 10-24 (siguiente página).

Para éste y los siguientes filtros vamos a seguir la línea de trabajo vista con los anteriores, es decir, que le vamos a hacer un análisis en alterna y otro en continua con las condiciones ya vistas para los filtros analizados anteriormente y también vamos a insertar los gráficos obtenidos al realizar el análisis práctico del filtro en el laboratorio.



- R58 : 10K - 1/4 W
- R59 : 10K - 1/4 W
- R60 : 10K - 1/4 W
- R61 : 10K - 1/4 W
- R62 : 10K - 1/4 W
- R63 : 10K - 1/4 W
- R64 : 10K - 1/4 W
- R65 : 10K - 1/4 W
- C34 : 22 nF
- C35 : 22 nF
- C36 : 22 nF
- C37 : 22 nF
- IC24 : TL084
- IC25 : TL084

Figura 10-24. Esquema electrónico del filtro activo paso bajo sintonizado a 1 KHz.



AN10 NETLIST

NO.	TYPE	A	B	C	D	PARAMETER
1	RESISTOR		1		2	10K
2	RESISTOR		2		3	10K
4	OPAMP	4	3		5	TL084
7	CAPACITOR		5		2	22N
11	CAPACITOR		3		0	22N
17	RESISTOR		5		4	10K
20	RESISTOR		4		0	10K
22	RESISTOR		5		6	10K
23	RESISTOR		6		7	10K
25	OPAMP	8	7		9	TL084
28	CAPACITOR		9		6	22N
32	CAPACITOR		7		0	22N
38	RESISTOR		8		9	10K
40	RESISTOR		8		0	10K

LIBRARY ELEMENTS USED

TL084 RI= 1E+12      AO= 200000      RO= 75      \*\*\*\*= 0  
 VMAX= 27      F1= 5      F2= 1000000      SR= 1.3E+07

Figura 10-25. Librería de elementos utilizados en el filtro de 1 KHz. paso bajo.

### AN10 ANALYSIS LIMITS

LOWEST FREQUENCY	1E0
HIGHEST FREQUENCY	1E4
LOWEST GAIN(DB)	-80
HIGHEST GAIN(DB)	20
LOWEST PHASE SHIFT	-360
HIGHEST PHASE SHIFT	90
LOWEST GROUP DELAY	1E-9
HIGHEST GROUP DELAY	1E-4
INPUT NODE NUMBER	1
OUTPUT NODE NUMBER	9
ACCURACY(%)	5
PRINT TABLE OF VALUES(Y/N)	Y
AUTO OR FIXED FREQUENCY STEP	A
DEFAULT PLOTTING PARAMETERS(Y/N)	Y
TEMPERATURE (LOW/HIGH/STEP)	25
WORST CASE (Y/N)	N

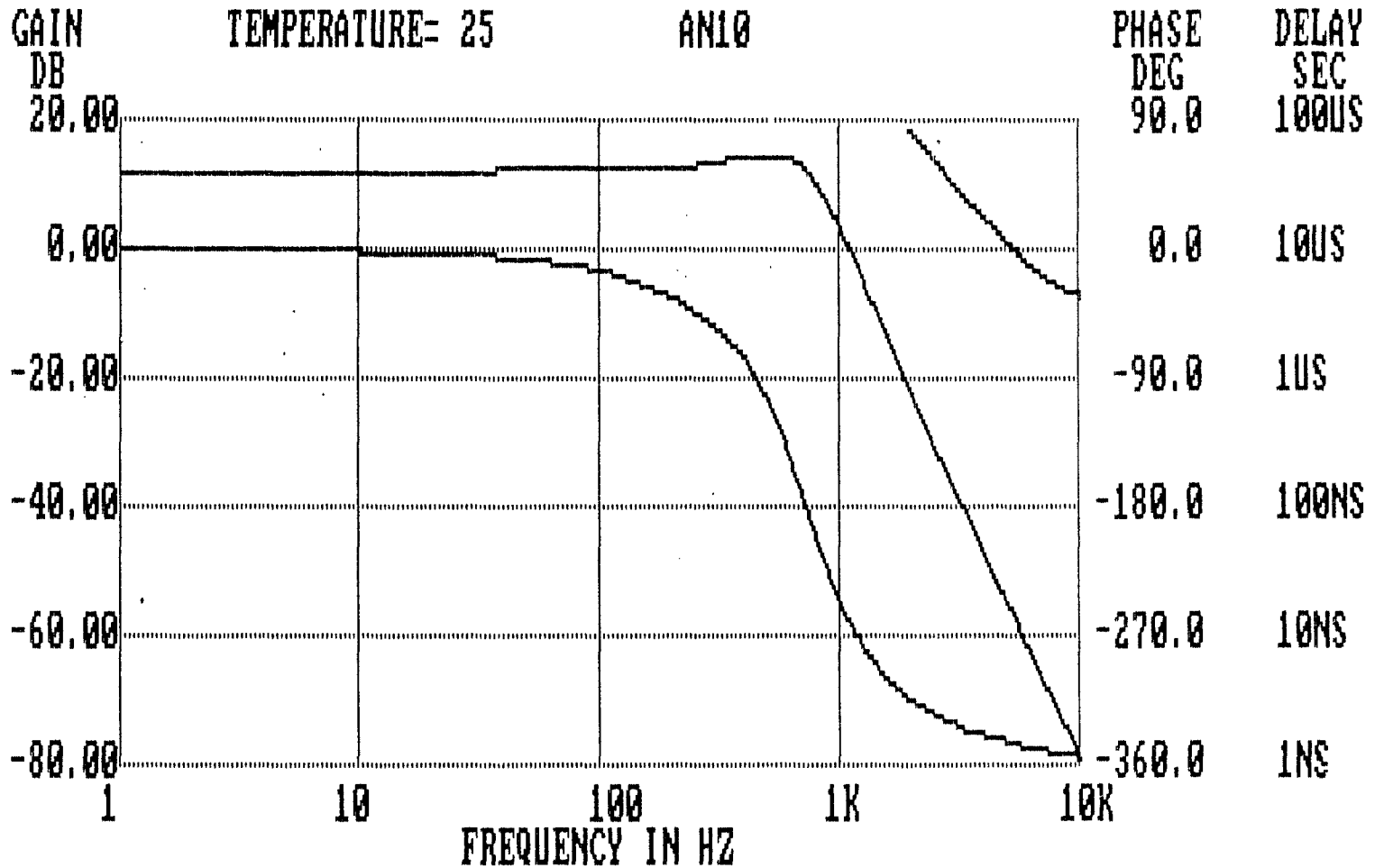
Figura 10-26. Límites del análisis en alterna del filtro.

SPECTRUM SOFTWARE  
 MICRO-CAP II  
 FREQUENCY ANALYSIS  
 FOR

FREQUENCY	GAIN(DB)	AN(O CIRCUIT ANGLE(DEGREES)	DELAY(SEC)	SLOPE(DB/OCTAVE)
100.00000D-02	120.41043D-01	-158.63342D-03	0.06000D+00	0.00000E+00
105.00000D-02	120.41045D-01	166.56512D-03	440.64980D-06	243.07410E-07
115.00000D-02	120.41049D-01	-192.42852D-03	440.65007D-06	279.80983E-07
135.00000D-02	120.41057D-01	-214.15535D-03	440.65045D-06	360.80073E-07
175.00000D-02	120.41070D-01	-277.60923D-03	440.65199D-06	552.05524E-07
255.00000D-02	120.41115D-01	-404.51007D-03	440.65570D-06	105.72145E-06
415.00000D-02	120.41314D-01	-658.34237D-03	440.66723D-06	254.67749E-06
735.00000D-02	120.41923D-01	-116.60346D-02	440.70508D-06	744.86923E-06
137.50000D-01	120.44182D-01	-218.17337D-02	440.84167D-05	249.40250E-05
265.50000D-01	120.52785D-01	-421.55064D-02	441.35694D-06	906.30278E-05
521.50000D-01	120.66304D-01	-820.15096D-02	443.35974D-06	344.16295E-04
103.35000D+00	122.17464D-01	-156.19810D-01	451.29701D-06	132.91293E-03
205.75000D+00	127.16078D-01	-344.44366D-01	483.52199D-06	501.94949E-03
308.15000D+00	134.46290D-01	-550.84320D-01	559.89464D-06	125.30484E-02
359.35000D+00	138.38503D-01	-669.38667D-01	643.13938D-06	176.87082E-02
410.55000D+00	141.94669D-01	-800.38685D-01	643.13938D-06	185.34051E-02
461.75000D+00	144.57045D-01	-944.71612D-01	643.13958D-06	154.74497E-02
512.95000D+00	145.56474D-01	-110.19444D+00	853.01786D-06	655.40481E-03
564.15000D+00	144.21200D-01	-126.97767D+00	910.54848D-06	-985.52710E-03
615.35000D+00	139.92283D-01	-144.38590D+00	944.45721D-06	-342.23399E-02
666.55000D+00	132.40664D-01	-161.83013D+00	946.40991D-06	-651.84803E-02
717.75000D+00	121.76726D-01	-178.69020D+00	914.71741D-06	-996.49086E-02
768.95000D+00	108.46199D-01	-194.45235D+00	855.15242D-06	-133.85383E-01
820.15000D+00	931.45730D-02	-208.79399D+00	778.07779D-06	-164.60477E-01
871.35000D+00	765.09724D-02	-231.59003D+00	694.23496D-06	-190.42057E-01
922.55000D+00	591.54661D-02	-232.86785D+00	611.85002D-06	-210.68417E-01
973.75000D+00	415.46659D-02	-242.74429D+00	535.84230D-06	-225.96285E-01
102.49500D+01	240.16569D-02	-251.37777D+00	468.39603D-06	-237.11674E-01
112.73500D+01	-100.19037D-02	-265.56634D+00	468.39603D-06	-247.74435E-01
122.97500D+01	-420.66204D-02	-276.59502D+00	468.39603D-06	-255.49929E-01
133.21500D+01	-719.16479D-02	-285.33749D+00	468.39603D-06	-258.68696E-01
143.45500D+01	-996.46421D-02	-292.40875D+00	191.82004D-06	-259.54226E-01
153.69500D+01	-125.43379D-01	-298.23608D+00	158.07660D-06	-259.24254E-01
163.93500D+01	-149.47868D-01	-303.11878D+00	132.45169D-06	-258.39804E-01
174.17500D+01	-171.97255D-01	-307.26995D+00	112.60775D-06	-257.32679E-01
184.41500D+01	-193.08740D-01	-310.84423D+00	969.58623D-07	-256.19146E-01
194.65500D+01	-212.97398D-01	-313.95603D+00	844.12791D-07	-255.07509E-01
215.13500D+01	-249.56539D-01	-319.11679D+00	699.97349D-07	-253.53855E-01
235.61500D+01	-282.58995D-01	-323.23154D+00	558.09900D-07	-251.73254E-01
256.09500D+01	-312.67981D-01	-326.59732D+00	456.51295D-07	-250.23222E-01
276.57500D+01	-340.31615D-01	-329.40786D+00	381.20353D-07	-248.99469E-01
297.05500D+01	-365.87206D-01	-331.79496D+00	323.71063D-07	-247.97279E-01
317.53500D+01	-389.64179D-01	-333.85140D+00	278.93387D-07	-247.12370E-01
338.01500D+01	-411.86128D-01	-335.64452D+00	243.23722D-07	-246.41319E-01
358.49500D+01	-432.72254D-01	-337.22513D+00	214.34304D-07	-245.81495E-01
378.97500D+01	-452.38382D-01	-338.63054D+00	190.62038D-07	-245.30695E-01
419.93500D+01	-488.61352D-01	-341.02851D+00	162.62325D-07	-244.69050E-01
460.89500D+01	-521.38105D-01	-343.00985D+00	134.30020D-07	-244.03828E-01
501.85500D+01	-551.29588D-01	-344.68232D+00	113.48942D-07	-243.54172E-01
542.81500D+01	-578.81871D-01	-346.12439D+00	977.96554D-08	-243.15596E-01
583.77500D+01	-604.30644D-01	-347.38840D+00	857.21093D-08	-242.85168E-01
624.73500D+01	-628.04119D-01	-348.51322D+00	762.81696D-08	-242.60742E-01
665.69500D+01	-650.24933D-01	-349.52792D+00	688.14169D-08	-242.40856E-01
706.65500D+01	-671.11806D-01	-350.45476D+00	628.55499D-08	-242.24499E-01
747.61500D+01	-690.79896D-01	-351.31111D+00	580.74484D-08	-242.10884E-01
829.53500D+01	-727.09257D-01	-352.86481D+00	526.83595D-08	-241.94557E-01
911.45500D+01	-759.94179D-01	-354.27115D+00	476.86650D-08	-241.77200E-01
993.37500D+01	-789.94464D-01	-355.58641D+00	445.98563D-08	-241.63298E-01
100.00000D+02	-792.26118D-01	-355.69011D+00	434.79165D-08	-241.56677E-01

Figura 10-27. Tabla de valores obtenida mediante el simulador analógico sobre el comportamiento del filtro.

Figura 10-28. Representación gráfica del análisis realizado por el ordenador.



FREQUENCY = 100.00000D+02 HZ      GAIN = -79.226 DB  
 PHASE ANGLE=-355.690 DEGREES      GROUP DELAY= 434.79165D-08 SEC  
 GAIN SLOPE =-241.56677E-01 DB/OCT      PEAK GAIN = 14.556DB/F= 512.95000D+00  
 1:ANOTHER RUN 2:ANALYSIS LIMITS 3:RETURN 4:TITLE

### AN9 ANALYSIS LIMITS

LOWEST FREQUENCY	1E0
HIGHEST FREQUENCY	3E3
LOWEST GAIN(DB)	-80
HIGHEST GAIN(DB)	20
LOWEST PHASE SHIFT	-360
HIGHEST PHASE SHIFT	90
LOWEST GROUP DELAY	1E-9
HIGHEST GROUP DELAY	1E-4
INPUT NODE NUMBER	1
OUTPUT NODE NUMBER	9
ACCURACY(%)	5
PRINT TABLE OF VALUES(Y/N)	Y
AUTO OR FIXED FREQUENCY STEP	A
DEFAULT PLOTTING PARAMETERS(Y/N)	Y
TEMPERATURE (LOW/HIGH/STEP)	25
WORST CASE (Y/N)	N

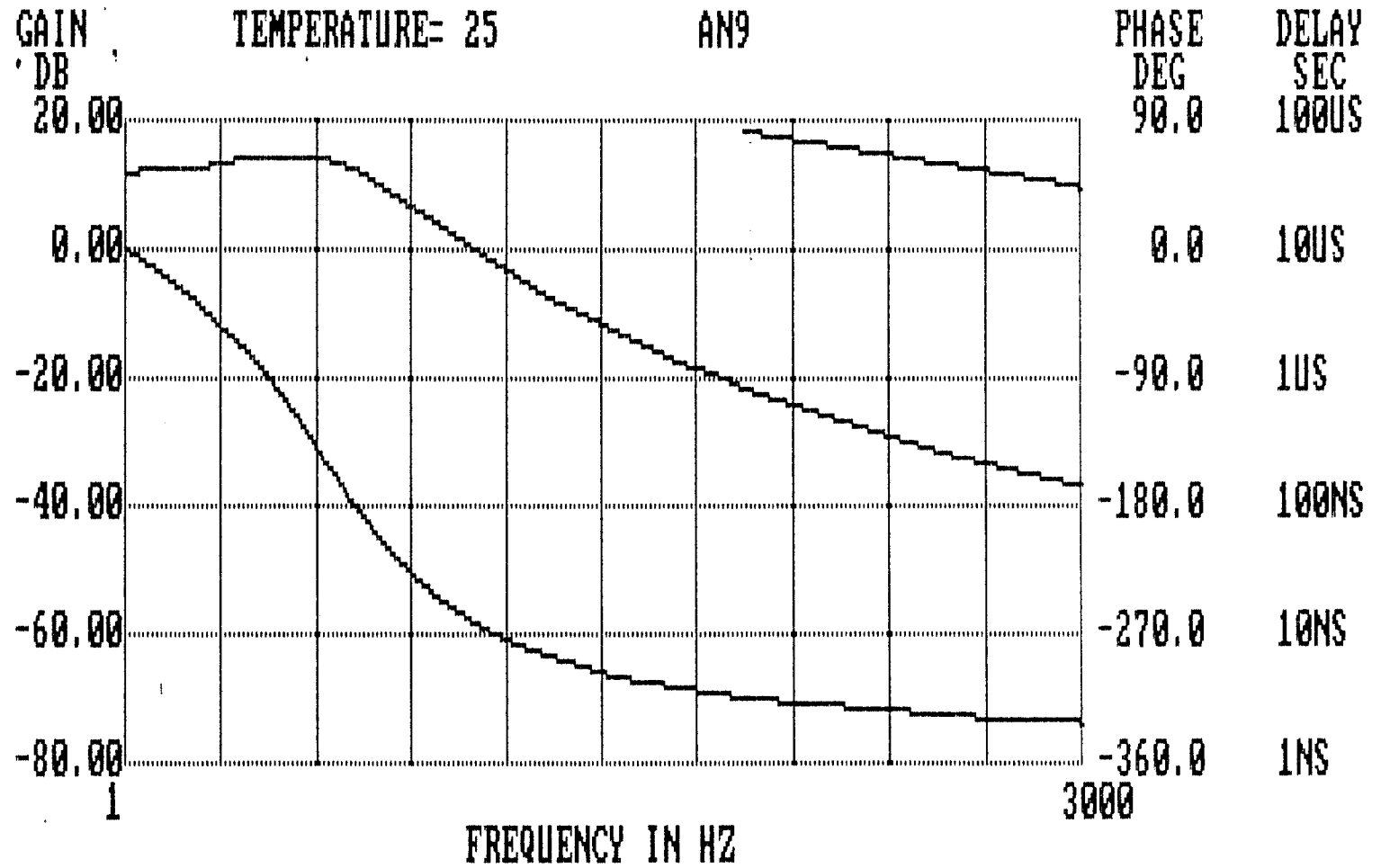
Figura 10-29. Características con las que se realiza el nuevo análisis de alterna para este filtro. (análisis detallado).

SPECTRUM SOFTWARE  
MICRO-CAP II  
FREQUENCY ANALYSIS  
FOR

FREQUENCY	GAIN(DB)	AN9 CIRCUIT ANGLE(DEGREES)	DELAY(SEC)	SLOPE(DB/OCTAVE)
100.00000D-02	120.41043D-01	-158.63342D-03	555.78842D-06	122.69347E-02
105.00000D-02	120.41045D-01	-166.56512D-03	440.64980D-06	243.07410E-07
115.00000D-02	120.41049D-01	-182.42852D-03	440.65007D-06	279.80983E-07
135.00000D-02	120.41057D-01	-214.15535D-03	440.65045D-06	360.80073E-07
175.00000D-02	120.41078D-01	-277.60923D-03	440.65199D-06	552.85524E-07
255.00000D-02	120.41135D-01	-404.51807D-03	440.65570D-06	105.72145E-06
415.00000D-02	120.41314D-01	-658.34237D-03	440.66723D-06	254.67749E-06
735.00000D-02	120.41928D-01	-116.60346D-02	440.70508D-06	744.86923E-06
137.50000D-01	120.44182D-01	-218.17337D-02	440.84167D-06	249.40250E-05
265.50000D-01	120.52785D-01	-421.55064D-02	441.35694D-06	906.30278E-05
521.50000D-01	120.86306D-01	-830.15096D-02	443.35974D-06	344.16959E-04
103.35000D+00	122.17464D-01	-166.19816D-01	451.29701D-06	132.91293E-03
205.75000D+00	127.16078D-01	-344.44366D-01	483.52189D-06	501.94949E-03
308.15000D+00	134.46280D-01	-550.84320D-01	559.89464D-06	125.30484E-02
359.35000D+00	138.38503D-01	-669.38665D-01	643.13938D-06	176.87082E-02
410.55000D+00	141.94669D-01	-800.38685D-01	643.13938D-06	185.34051E-02
461.75000D+00	144.57045D-01	-944.71612D-01	643.13938D-06	154.74497E-02
512.95000D+00	145.56474D-01	-110.19444D+00	853.01786D-06	655.40481E-03
564.15000D+00	144.21200D-01	-126.97767D+00	910.54848D-06	-985.52710E-03
615.35000D+00	139.92283D-01	-144.38590D+00	944.45721D-06	-342.23399E-02
666.55000D+00	132.40664D-01	-161.83013D+00	946.40991D-06	-651.84803E-02
717.75000D+00	121.76728D-01	-178.69020D+00	914.71741D-06	-996.49086E-02
768.95000D+00	108.46109D-01	-194.45236D+00	855.15242D-06	-133.85383E-01
820.15000D+00	931.45730D-02	-208.79389D+00	778.07779D-06	-164.68477E-01
871.35000D+00	765.09724D-02	-221.59003D+00	694.23496D-06	-190.42057E-01
922.55000D+00	591.54661D-02	-232.86765D+00	611.85008D-06	-210.68417E-01
973.75000D+00	415.46659D-02	-242.74429D+00	535.84203D-06	-225.96285E-01
102.49500D+01	240.16569D-02	-251.37777D+00	468.39603D-06	-237.11674E-01
112.73500D+01	-100.19037D-02	-265.56634D+00	468.39603D-06	-247.74435E-01
122.97500D+01	-420.66204D-02	-276.59502D+00	468.39603D-06	-255.49929E-01
133.21500D+01	-719.16479D-02	-285.33749D+00	468.39603D-06	-258.68696E-01
143.45500D+01	-996.46421D-02	-292.40875D+00	191.82004D-06	-259.54226E-01
153.69500D+01	-125.43379D-01	-298.23608D+00	158.07660D-06	-259.24254E-01
163.93500D+01	-149.47868D-01	-303.11878D+00	132.45169D-06	-258.39804E-01
174.17500D+01	-171.97255D-01	-307.26995D+00	112.60775D-06	-257.32679E-01
184.41500D+01	-193.08746D-01	-310.84423D+00	969.58623D-07	-256.19146E-01
194.65500D+01	-212.97398D-01	-313.95603D+00	844.12791D-07	-255.07509E-01
215.13500D+01	-249.56539D-01	-319.11679D+00	699.97349D-07	-253.53855E-01
235.61500D+01	-282.58996D-01	-323.23154D+00	558.09900D-07	-251.73254E-01
256.09500D+01	-312.67981D-01	-326.59732D+00	456.51295D-07	-250.23222E-01
276.57500D+01	-340.31615D-01	-329.40786D+00	381.20353D-07	-248.99469E-01
297.05500D+01	-365.87206D-01	-331.79496D+00	323.77108D-07	-247.97279E-01
300.00000D+01	-369.39398D-01	-332.10922D+00	296.41901D-07	-247.45705E-01

Figura 10-30. Valores numéricos del nuevo análisis de alterna.

Figura 10-31. Representación gráfica del nuevo análisis.



FREQUENCY = 300.00000D+01 HZ GAIN = -36.939 DB  
 PHASE ANGLE = -332.109 DEGREES GROUP DELAY = 296.41901D-07 SEC  
 GAIN SLOPE = -247.45705E-01 DB/OCT PEAK GAIN = 14.556DB/F = 512.95000D+00  
 1:ANOTHER RUN 2:ANALYSIS LIMITS 3:RETURN 4:TITLE

### AN9 ANALYSIS LIMITS

INPUT VOLTAGE RANGE(HIGH/LOW)	10
OUTPUT VOLTAGE RANGE(HIGH/LOW)	40
MAXIMUM INPUT VOLTAGE STEP	.5
INPUT NODE #	1
OUTPUT NODE #	9
NO. OF ITERATIONS	50
PRINTED TABLE OF VALUES	Y
EDIT INITIAL NODE VOLTAGES	N
TEMPERATURE (HIGH/LOW/STEP)	25
WORST CASE (Y/N)	N
ERROR CRITERIA	.001
RELAXATION FACTOR	2

Figura 10-32. Valores entre los cuales se realiza el análisis de continua de este filtro.

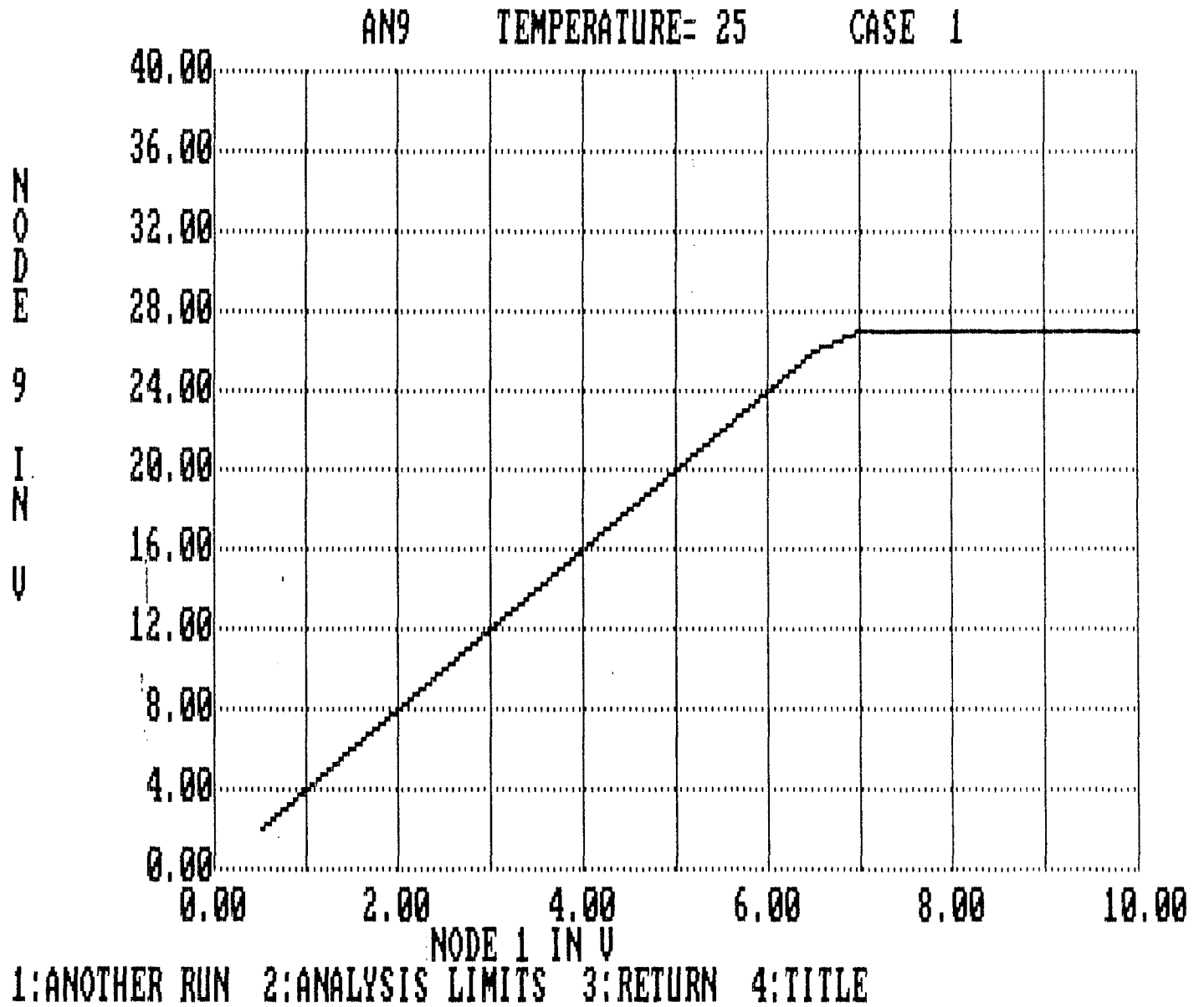


SPECTRUM SOFTWARE  
 MICRO-CAP II  
 DC TRANSFER CHARACTERISTIC ANALYSIS  
 FOR  
 AN9 CIRCUIT

INPUT VOLTAGE	OUTPUT VOLTAGE	SLOPE
0.00000	0.00000	0.00000
0.50000	1.999956	4.00000
1.00000	3.999912	4.00000
1.50000	5.999868	4.00000
2.00000	7.999823	4.00000
2.50000	9.999779	4.00000
3.00000	11.999735	4.00000
3.50000	13.999691	4.00000
4.00000	15.999647	4.00000
4.50000	17.999603	4.00000
5.00000	19.999559	4.00000
5.50000	21.999514	4.00000
6.00000	23.999470	4.00000
6.50000	25.999426	4.00000
7.00000	26.899127	1.799900
7.50000	26.899127	0.00000
8.00000	26.899127	0.00000
8.50000	26.899127	0.00000
9.00000	26.899127	0.00000
9.50000	26.899127	0.00000
10.00000	26.899127	0.00000

Figura 10-33. Tabla de valores del análisis de continua obtenida por medio del ordenador.

Figura 10-34. Representación gráfica del análisis de continua.





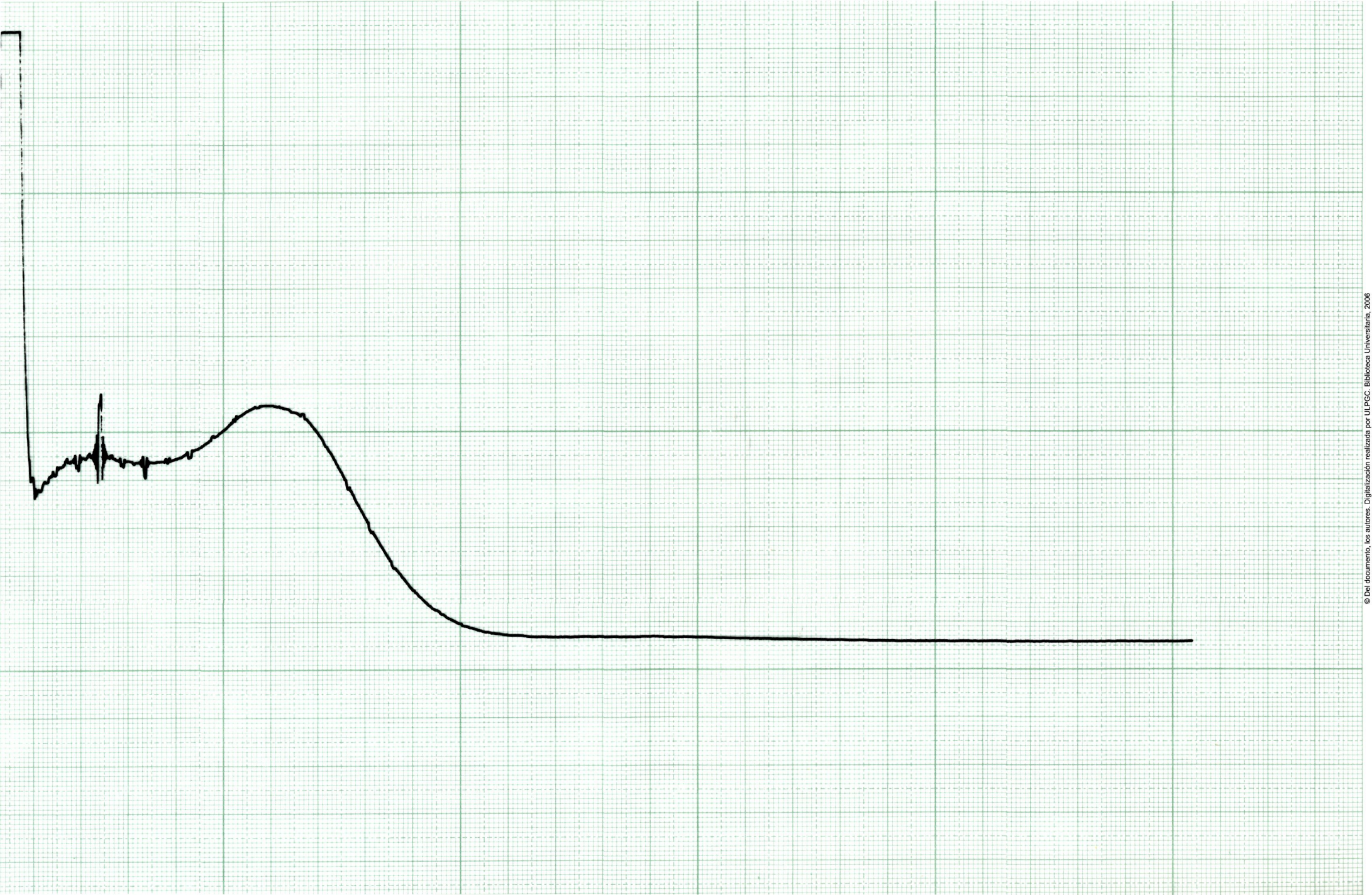
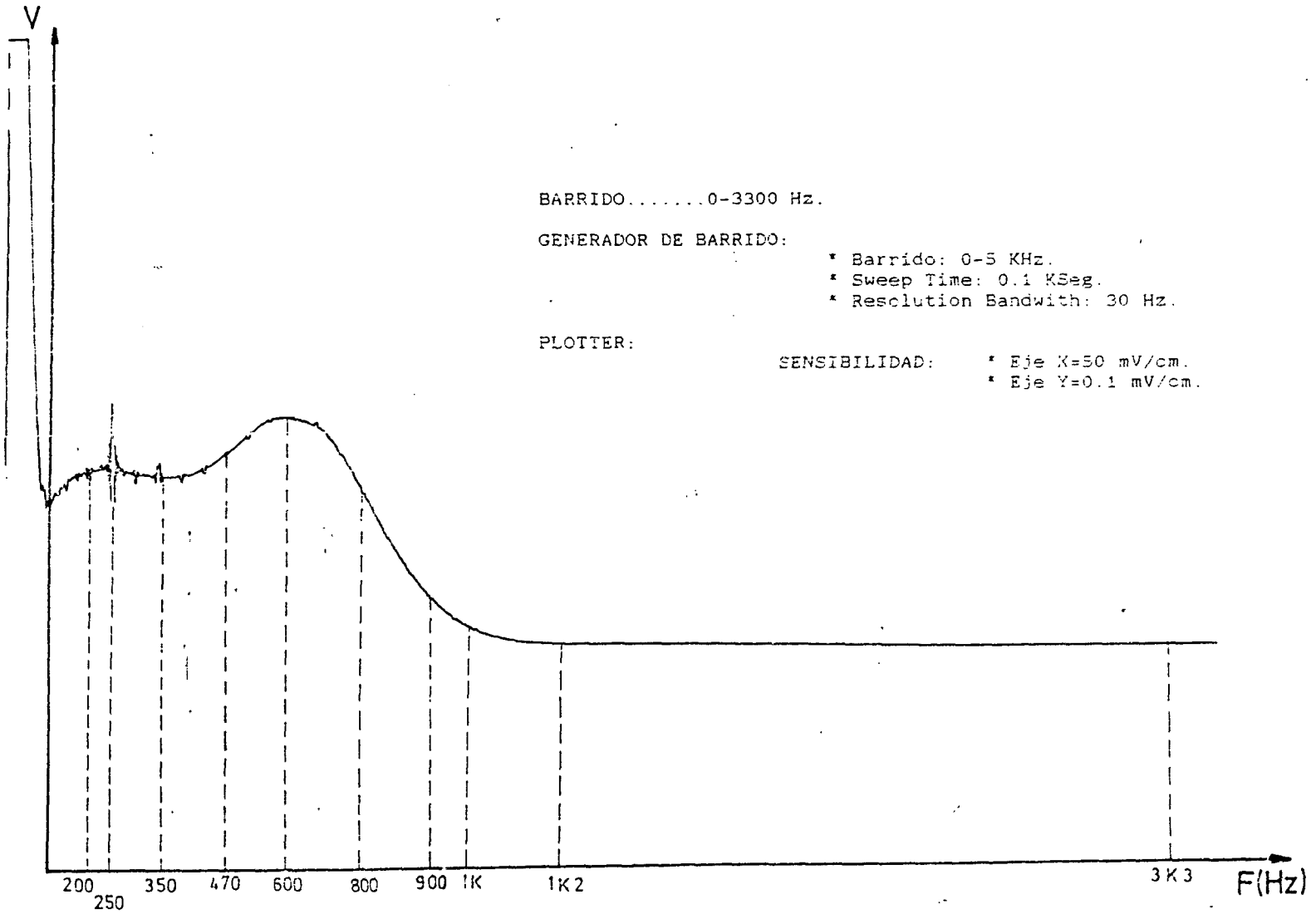




Figura 10-35. Respuesta obtenida al analizar el filtro en el laboratorio (Barrido amplio).





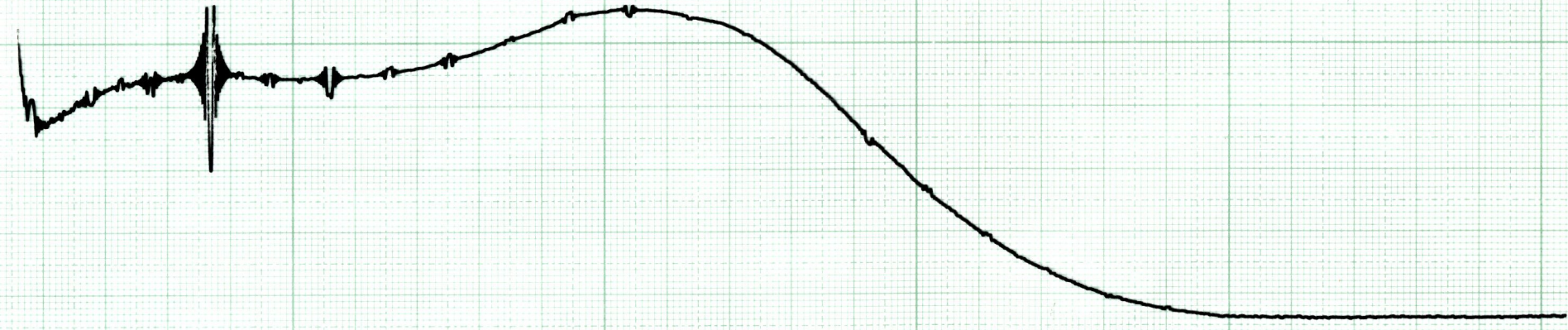
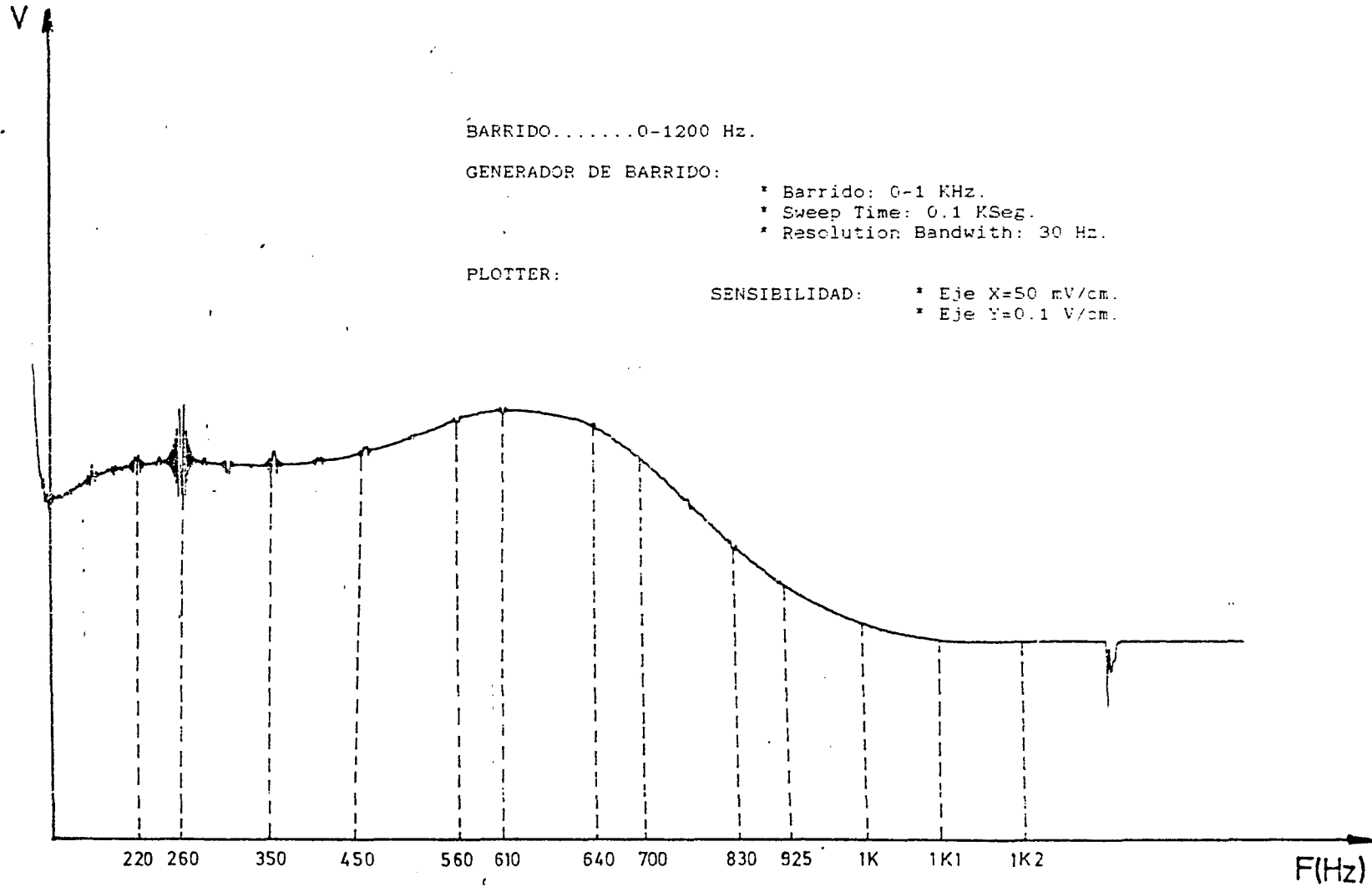




Figura 10-36. Respuesta práctica del filtro de 1 KHz. (Barrido corto).



10.5. Filtros de medida.

En esta fase nos encontramos una serie de filtros que tienen como misión ver como se comporta el equipo bajo prueba para las diferentes frecuencias.

Dentro de esta fase tenemos los siguientes filtros:

A. Filtro de ponderación según norma DIN 45.507.

Este filtro cumple las normas DIN para medidas de wow y flutter en equipos de grabación-reproducción de sonido. Está basado en un filtro de tipo universal. Este filtro es un filtro paso banda cuya frecuencia central es de 4 Hz.

En la figura 10-37 tenemos la curva característica que debe tener este filtro para adaptarse a la norma.

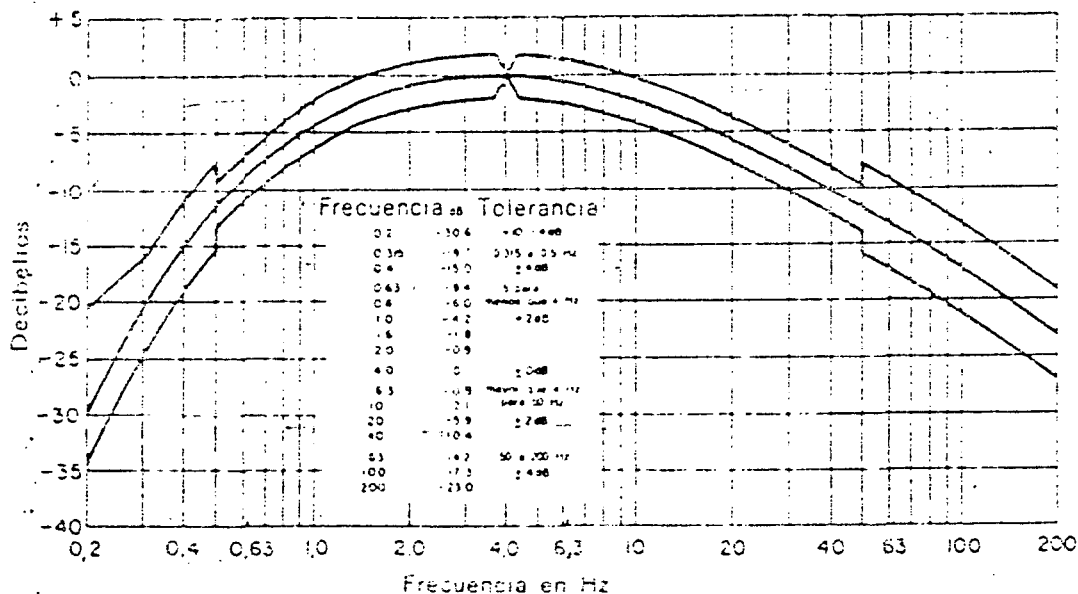


Figura 10-37. Curva de ponderación según norma DIN 45.507.



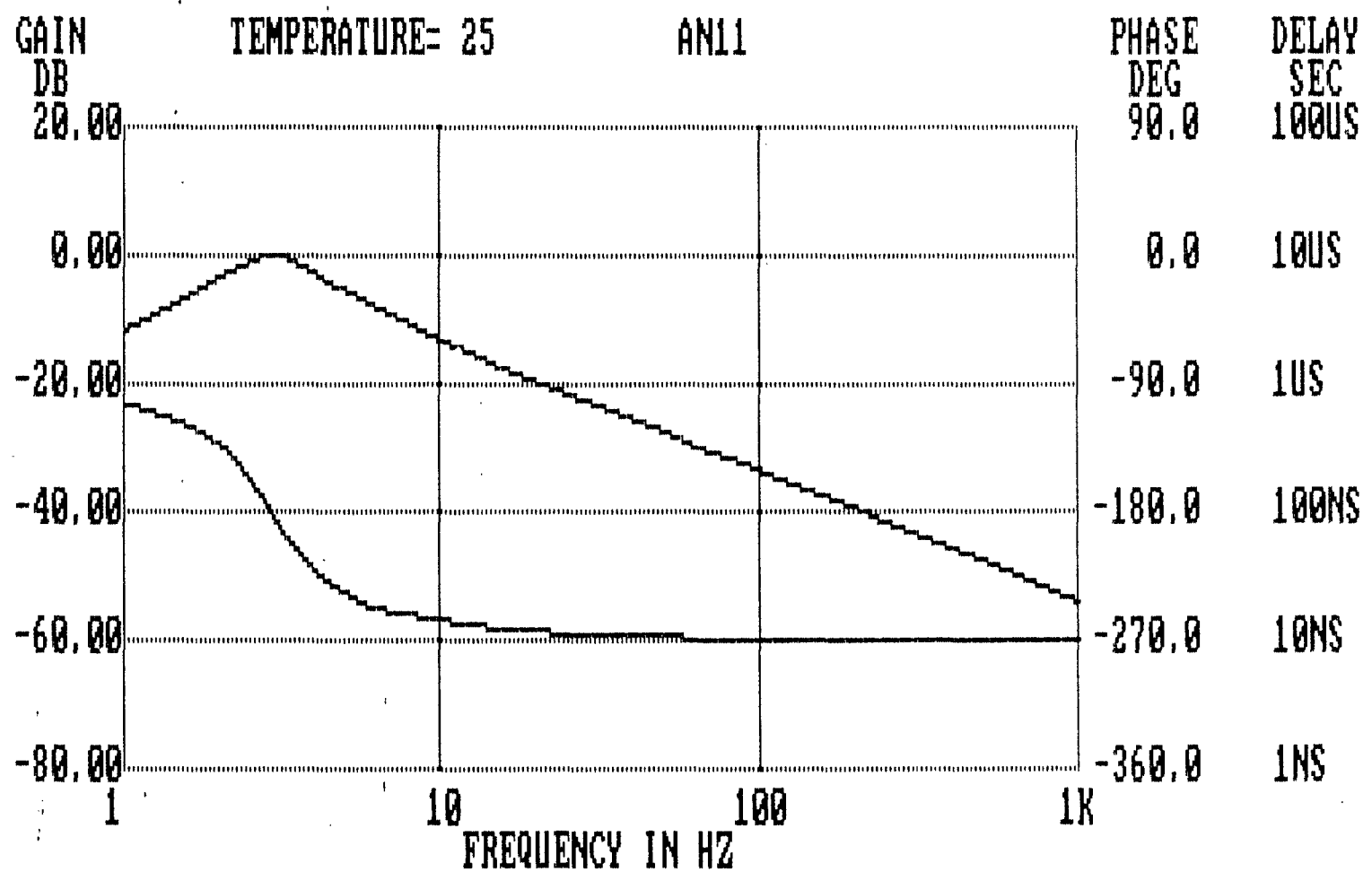


SPECTRUM SOFTWARE  
MICRO-CAP II  
FREQUENCY ANALYSIS  
FOR

FREQUENCY	GAIN(DB)	AN11 CIRCUIT ANGLE(DEGREES)	DELAY(SEC)	SLOPE(DB/OCTAVE)
100.00000D-02	-114.28198D-01	-105.56386D+00	0.00000D+00	0.00000E+00
105.00000D-02	-109.23728D-01	-106.52023D+00	531.31843D-04	716.68534E-02
115.00000D-02	-996.07974D-02	-108.52304D+00	556.33456D-04	733.69207E-02
135.00000D-02	-817.92874D-02	-112.95439D+00	615.46579D-04	770.13106E-02
175.00000D-02	-501.53456D-02	-124.15046D+00	777.50494D-04	845.07999E-02
215.00000D-02	-233.75410D-02	-139.82404D+00	108.84433D-03	901.67313E-02
255.00000D-02	-503.52660D-03	-160.68014D+00	144.83405D-03	745.04790E-02
275.00000D-02	-798.46220D-04	-172.24520D+00	160.62573D-03	388.93175E-02
295.00000D-02	-169.14800D-04	-183.57323D+00	157.33387D-03	621.34027E-03
315.00000D-02	-259.80151D-03	-193.94436D+00	144.04338D-03	-256.65121E-02
335.00000D-02	-716.89413D-03	-202.96051D+00	125.22440D-03	-514.69021E-02
355.00000D-02	-129.83370D-02	-210.55390D+00	105.46366D-03	-695.02425E-02
395.00000D-02	-258.86173D-02	-222.07473D+00	800.05766D-04	-837.66136E-02
435.00000D-02	-384.73019D-02	-230.04885D+00	553.75837D-04	-904.46939E-02
515.00000D-02	-601.88316D-02	-239.99438D+00	345.33111D-04	-891.58974E-02
595.00000D-02	-776.24918D-02	-245.85021D+00	203.32718D-04	-837.02154E-02
755.00000D-02	-104.07477D-01	-252.43961D+00	203.32718D-04	-769.81525E-02
915.00000D-02	-123.82560D-01	-256.09361D+00	203.32718D-04	-712.26764E-02
123.50000D-01	-152.81946D-01	-260.08949D+00	203.32718D-04	-670.11876E-02
155.50000D-01	-174.15288D-01	-262.26386D+00	203.32718D-04	-641.79292E-02
187.50000D-01	-191.11035D-01	-263.64322D+00	203.32718D-04	-628.11017E-02
251.50000D-01	-217.30497D-01	-265.30453D+00	203.32718D-04	-618.28184E-02
315.50000D-01	-237.31040D-01	-266.27404D+00	203.32718D-04	-611.63435E-02
379.50000D-01	-253.52138D-01	-266.91111D+00	203.32718D-04	-608.38332E-02
507.50000D-01	-278.93236D-01	-267.69897D+00	203.32718D-04	-606.02188E-02
635.50000D-01	-298.54455D-01	-268.16821D+00	203.32718D-04	-604.41127E-02
891.50000D-01	-328.01171D-01	-268.70290D+00	203.32718D-04	-603.41139E-02
114.75000D+00	-349.96492D-01	-269.00048D+00	203.32718D-04	-602.79980E-02
140.35000D+00	-367.47038D-01	-269.19097D+00	203.32718D-04	-602.52495E-02
191.55000D+00	-394.49669D-01	-269.42263D+00	203.32718D-04	-602.33560E-02
242.75000D+00	-415.07718D-01	-269.56025D+00	203.32718D-04	-602.20842E-02
293.95000D+00	-431.70234D-01	-269.65300D+00	203.32718D-04	-602.14362E-02
396.35000D+00	-457.66463D-01	-269.77345D+00	203.32718D-04	-602.08807E-02
498.75000D+00	-477.62464D-01	-269.85168D+00	203.32718D-04	-602.03571E-02
703.55000D+00	-507.50253D-01	-269.95527D+00	203.32718D-04	-601.96900E-02
908.35000D+00	-529.68712D-01	-270.02807D+00	203.32718D-04	-601.86820E-02
100.00000D+01	-538.03262D-01	-270.05568D+00	203.32718D-04	-601.78189E-02

Figura 10-39. Tabla de valores obtenidos al analizar el filtro.

Figura 10-40. Representación gráfica obtenida al analizar teóricamente el filtro.



FREQUENCY = 100.00000D+01 HZ GAIN = -53.803 DB  
 PHASE ANGLE=-270.056 DEGREES GROUP DELAY= 203.32718D-04 SEC  
 GAIN SLOPE =-601.78189E-02 DB/OCT PEAK GAIN = -0.017DB/F= 295.00000D-02  
 1:ANOTHER RUN 2:ANALYSIS LIMITS 3:RETURN 4:TITLE

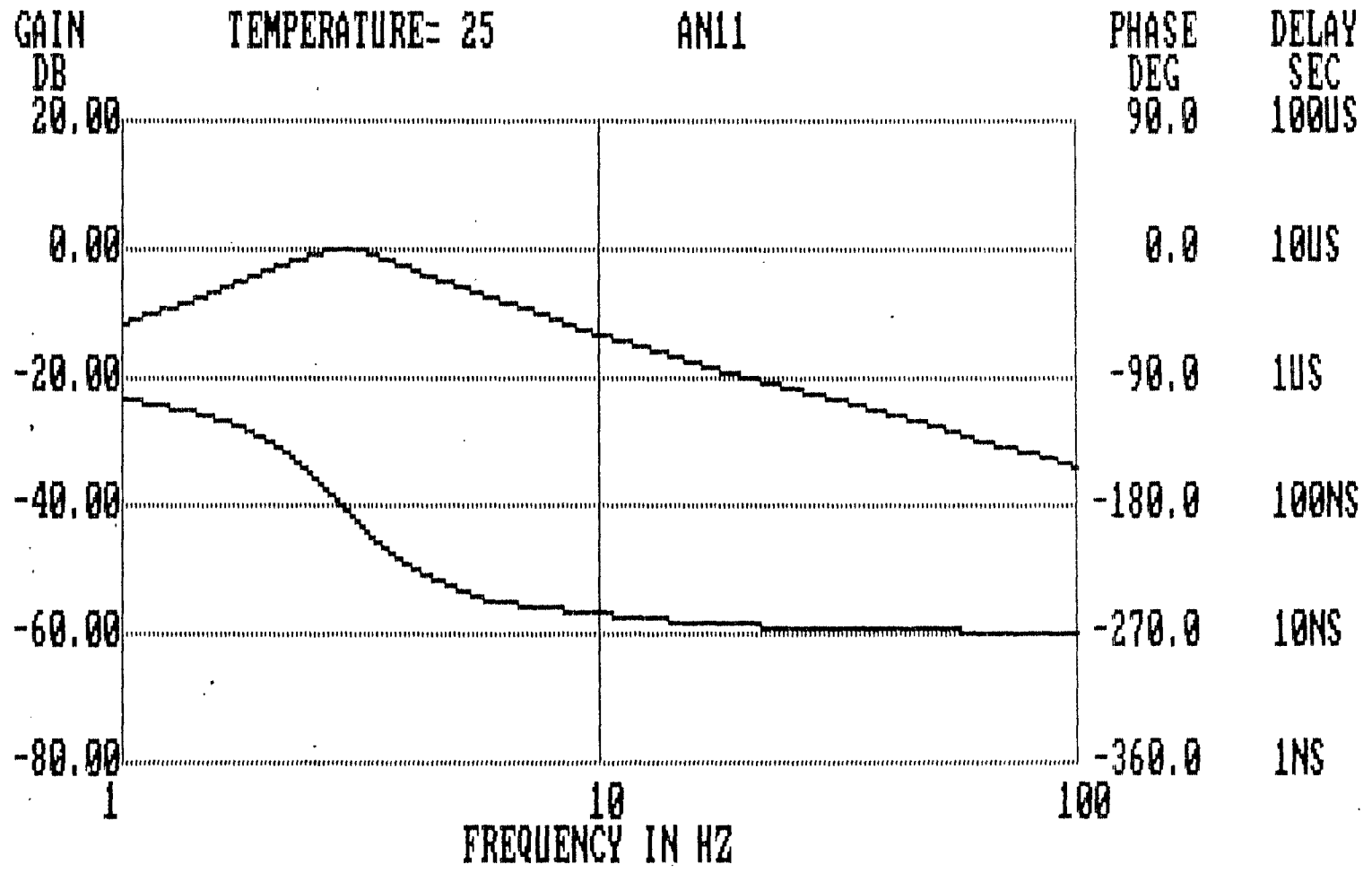
SPECTRUM SOFTWARE  
MICRO-CAP II  
FREQUENCY ANALYSIS  
FOR

AN11 CIRCUIT  
ANGLE (DEGREES)

FREQUENCY	GAIN(DB)	ANGLE (DEGREES)	DELAY (SEC)	SLOPE (DB/OCTAVE)
100.00000D-02	-114.28198D-01	-105.56386D+00	203.32718D-04	-601.78189E-02
105.00000D-02	-109.23728D-01	-106.52023D+00	203.32718D-04	716.68534E-02
115.00000D-02	-996.07974D-02	-108.52304D+00	556.33456D-04	733.69207E-02
135.00000D-02	-817.92874D-02	-112.95439D+00	615.46579D-04	770.13106E-02
175.00000D-02	-501.53456D-02	-124.15046D+00	777.50494D-04	845.07999E-02
215.00000D-02	-233.75410D-02	-139.82404D+00	108.84433D-03	901.67313E-02
255.00000D-02	-503.52660D-03	-160.68014D+00	144.83405D-03	745.04790E-02
275.00000D-02	-798.46220D-04	-172.24520D+00	160.62573D-03	388.93175E-02
295.00000D-02	-169.14800D-04	-183.57323D+00	157.33387D-03	621.34027E-03
315.00000D-02	-259.80151D-03	-193.94436D+00	144.04338D-03	-256.65121E-02
335.00000D-02	-716.89413D-03	-202.96051D+00	125.22440D-03	-514.69021E-02
355.00000D-02	-129.83370D-02	-210.55390D+00	105.46366D-03	-695.02425E-02
395.00000D-02	-258.86173D-02	-222.07473D+00	800.05766D-04	-837.66136E-02
435.00000D-02	-384.73019D-02	-230.04885D+00	553.75837D-04	-904.46939E-02
515.00000D-02	-601.88316D-02	-239.99438D+00	345.33111D-04	-891.58974E-02
595.00000D-02	-776.24918D-02	-245.85021D+00	203.32718D-04	-837.02154E-02
755.00000D-02	-104.07477D-01	-252.43961D+00	203.32718D-04	-769.81525E-02
915.00000D-02	-123.82560D-01	-256.09361D+00	203.32718D-04	-712.26764E-02
123.50000D-01	-152.81946D-01	-260.08949D+00	203.32718D-04	-670.11876E-02
155.50000D-01	-174.15288D-01	-262.26386D+00	203.32718D-04	-641.79292E-02
187.50000D-01	-191.11035D-01	-263.64322D+00	203.32718D-04	-628.11017E-02
251.50000D-01	-217.30497D-01	-265.30453D+00	203.32718D-04	-618.28184E-02
315.50000D-01	-237.31040D-01	-266.27404D+00	203.32718D-04	-611.63435E-02
379.50000D-01	-253.52138D-01	-266.91111D+00	203.32718D-04	-608.38332E-02
507.50000D-01	-278.93236D-01	-267.69897D+00	203.32718D-04	-606.02188E-02
635.50000D-01	-298.54455D-01	-268.16821D+00	203.32718D-04	-604.41127E-02
891.50000D-01	-328.01171D-01	-268.70290D+00	203.32718D-04	-603.41139E-02
100.00000D+00	-338.00140D-01	-268.84739D+00	203.32718D-04	-602.90265E-02

Figura 10-41. Características y valores con las que se ha realizado un nuevo análisis en alterna más detallado en la zona que nos interesa.

Figura 10-42. Representación gráfica del nuevo análisis.



FREQUENCY = 100.00000D+00 HZ      GAIN = -33.800 DB  
 PHASE ANGLE=-268.847 DEGREES      GROUP DELAY= 203.32718D-04 SEC  
 GAIN SLOPE =-602.90265E-02 DB/OCT      PEAK GAIN = -0.017DB/F= 295.00000D-02  
 1:ANOTHER RUN 2:ANALYSIS LIMITS 3:RETURN 4:TITLE



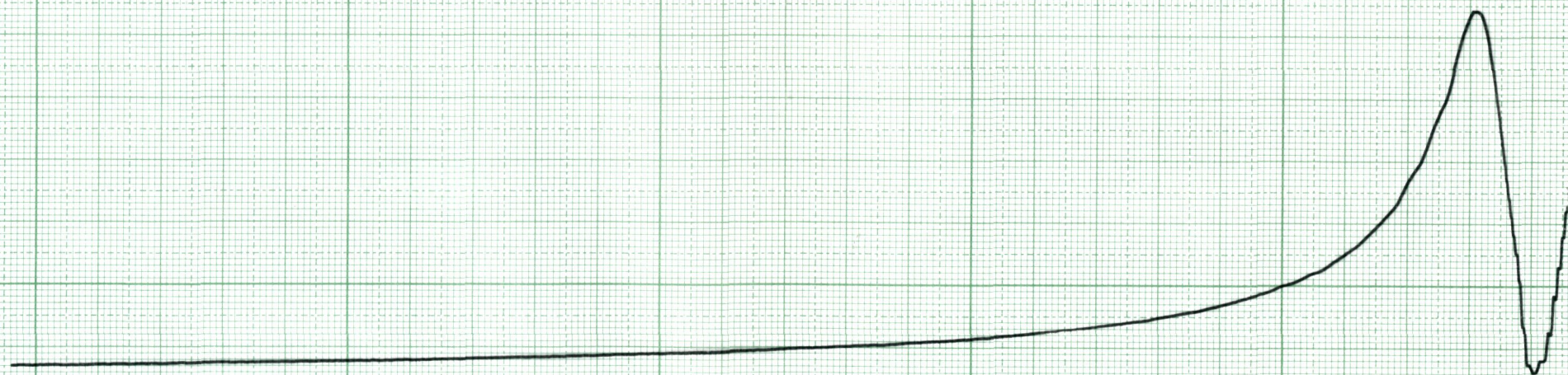
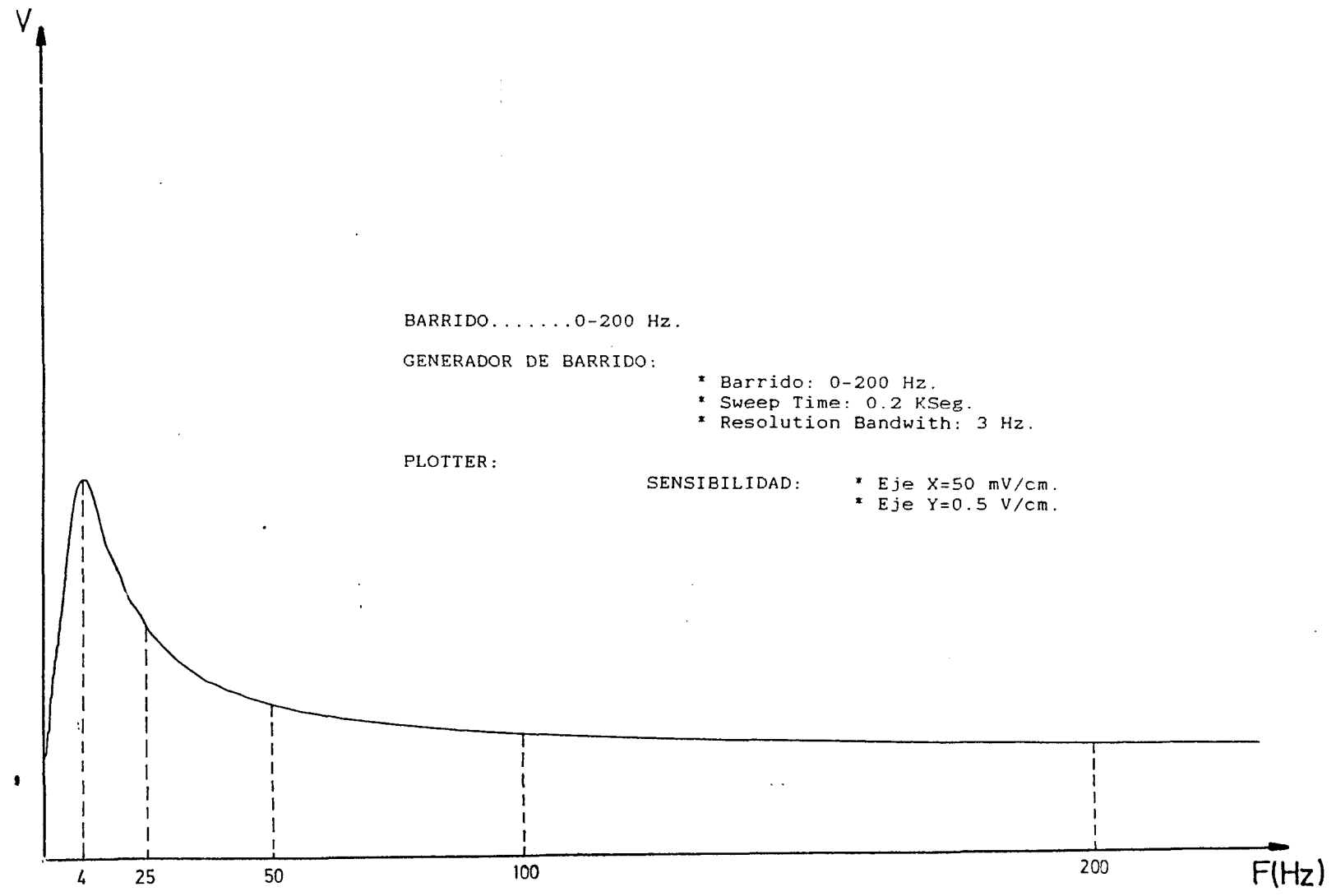
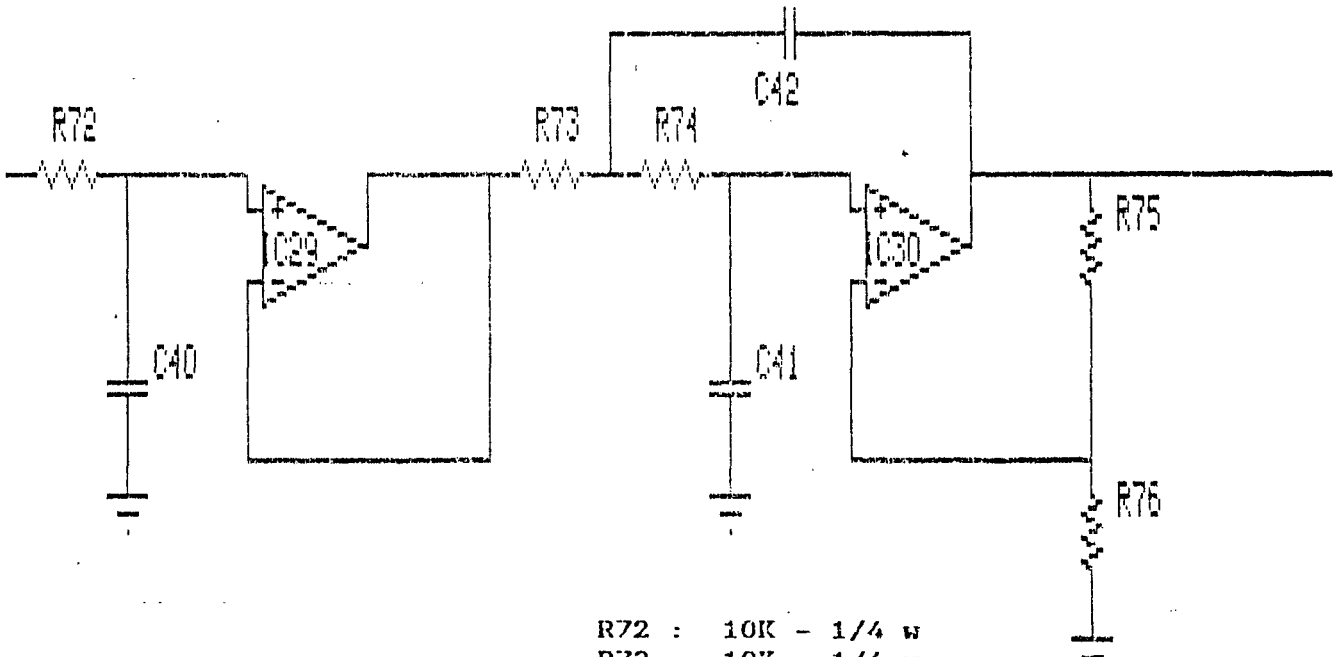




Figura 10-43. Respuesta práctica obtenida al analizar el filtro en el laboratorio.



B. Filtro paso bajo 1 KHz.



- R72 : 10K - 1/4 w
- R73 : 10K - 1/4 w
- R74 : 10K - 1/4 w
- R75 : 10K - 1/4 w
- R76 : 10K - 1/4 w
- C40 : 15 nF
- C41 : 15 nF
- C42 : 15 nF
- IC29: TL084
- IC30: TL084

Figura 10-44. Esquema electrónico del filtro paso bajo de 1 KHz.

### AN13 ANALYSIS LIMITS

LOWEST FREQUENCY	1
HIGHEST FREQUENCY	1E4
LOWEST GAIN(DB)	-80
HIGHEST GAIN(DB)	20
LOWEST PHASE SHIFT	-360
HIGHEST PHASE SHIFT	90
LOWEST GROUP DELAY	1E-9
HIGHEST GROUP DELAY	1E-4
INPUT NODE NUMBER	1
OUTPUT NODE NUMBER	7
ACCURACY(%)	5
PRINT TABLE OF VALUES(Y/N)	Y
AUTO OR FIXED FREQUENCY STEP	A
DEFAULT PLOTTING PARAMETERS(Y/N)	Y
TEMPERATURE (LOW/HIGH/STEP)	25
WORST CASE (Y/N)	N

Figura 10-45. Condiciones en las que se ha realizado el análisis en alterna.

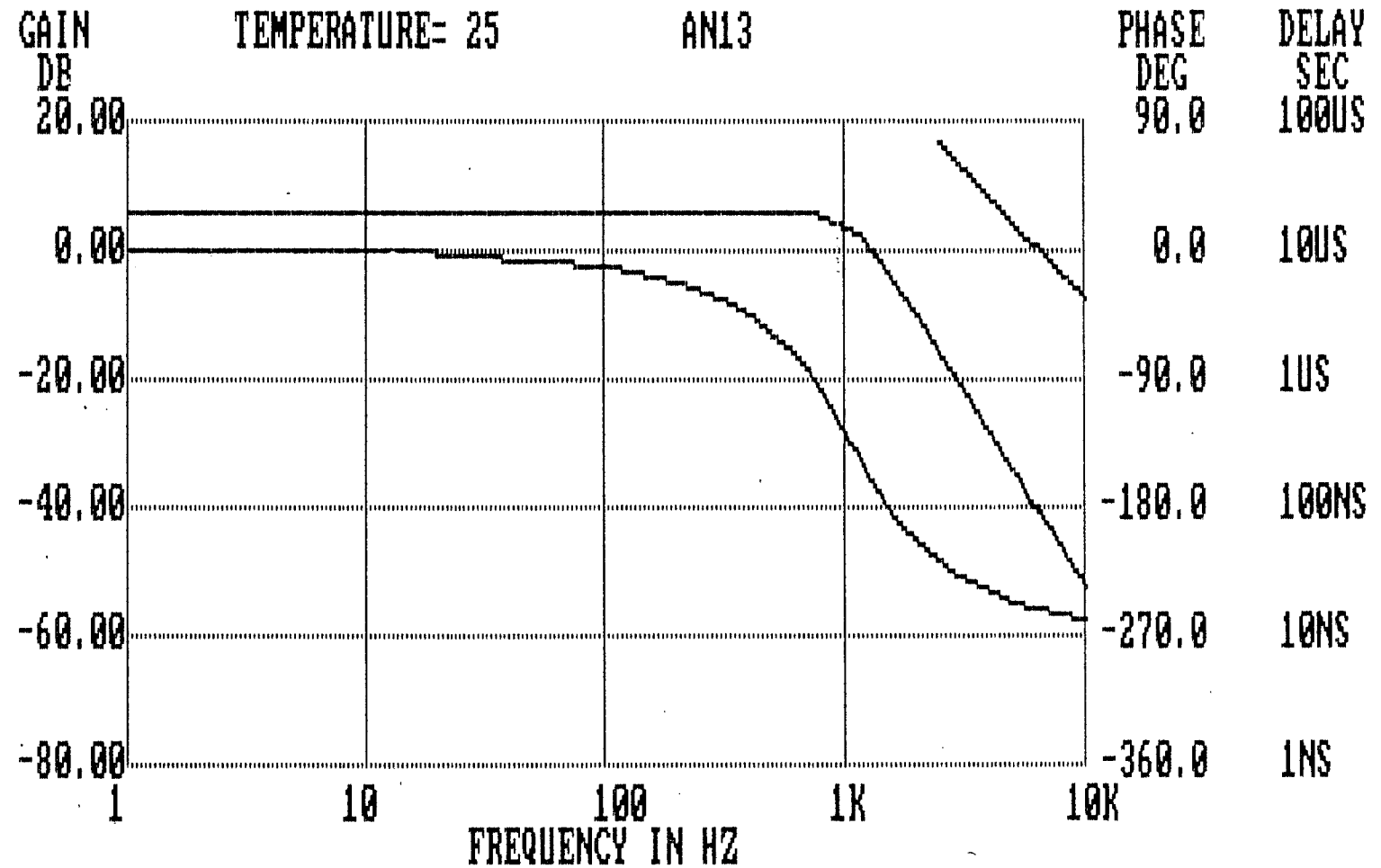


SPECTRUM SOFTWARE  
MICRO-CAP II  
FREQUENCY ANALYSIS  
FOR

FREQUENCY	GAIN(DB)	ANGLE(DEGREES)	DELAY(SEC)	SLOPE(DB/OCTAVE)
100.00000D-02	602.04699D-02	-108.17342D-03	0.00000D+00	0.00000E+00
105.00000D-02	602.04699D-02	-113.58208D-03	300.48148D-06	477.31906E-10
115.00000D-02	602.04699D-02	-124.39943D-03	300.48196D-06	549.45641E-10
135.00000D-02	602.04699D-02	-146.03412D-03	300.48178D-06	708.49708E-10
175.00000D-02	602.04699D-02	-189.30352D-03	300.48201D-06	108.56326E-09
255.00000D-02	602.04701D-02	-275.84243D-03	300.48231D-06	207.60442E-09
415.00000D-02	602.04704D-02	-448.92075D-03	300.48322D-06	500.11488E-09
735.00000D-02	602.04716D-02	-795.08090D-03	300.48626D-06	146.27797E-08
137.50000D-01	602.04760D-02	-148.74263D-02	300.49713D-06	489.85680E-08
265.50000D-01	602.04929D-02	-287.23071D-02	300.53839D-06	178.10959E-07
521.50000D-01	602.05589D-02	-564.35457D-02	300.69866D-06	677.44768E-07
103.35000D+00	602.08162D-02	-111.97797D-01	301.33745D-06	260.75149E-06
205.75000D+00	602.16248D-02	-224.03893D-01	303.98481D-06	813.98955E-06
308.15000D+00	602.09546D-02	-338.52336D-01	310.55892D-06	-115.01446E-05
410.55000D+00	601.13067D-02	-457.09185D-01	321.63763D-06	-233.08240E-04
512.95000D+00	597.34367D-02	-581.71316D-01	338.05696D-06	-117.87965E-03
615.35000D+00	586.89068D-02	-714.29264D-01	359.64488D-06	-398.07379E-03
717.75000D+00	563.52756D-02	-855.78769D-01	383.82991D-06	-105.20413E-02
820.15000D+00	519.25030D-02	-100.48627D+00	383.82991D-06	-230.12366E-02
922.55000D+00	446.91480D-02	-115.68773D+00	412.36595D-06	-426.15638E-02
102.49500D+01	344.00515D-02	-130.46234D+00	400.78695D-06	-677.68579E-02
112.73500D+01	214.41234D-02	-144.10487D+00	370.07741D-06	-943.30292E-02
122.97500D+01	663.49295D-03	-156.18572D+00	327.71381D-06	-118.04477E-01
133.21500D+01	-914.06310D-03	-166.60512D+00	282.64439D-06	-136.71338E-01
143.45500D+01	-251.94441D-02	-175.48554D+00	240.89688D-06	-150.25787E-01
163.93500D+01	-565.25448D-02	-189.50106D+00	190.09766D-06	-162.73678E-01
184.41500D+01	-857.00956D-02	-199.89175D+00	140.93274D-06	-171.79030E-01
204.89500D+01	-112.44335D-01	-207.85671D+00	108.03172D-06	-176.01927E-01
225.37500D+01	-136.92035D-01	-214.15738D+00	854.58299D-07	-178.08872E-01
245.85500D+01	-159.40107D-01	-219.27485D+00	694.10089D-07	-179.15749E-01
266.33500D+01	-180.14911D-01	-223.52200D+00	576.05740D-07	-179.73892E-01
286.81500D+01	-199.39472D-01	-227.10974D+00	486.61811D-07	-180.07004E-01
327.77500D+01	-234.12264D-01	-232.85412D+00	389.56544D-07	-180.32482E-01
368.73500D+01	-264.78382D-01	-237.26600D+00	299.20025D-07	-180.48882E-01
409.69500D+01	-292.22279D-01	-240.77290D+00	237.82693D-07	-180.56004E-01
450.65500D+01	-317.04975D-01	-243.63552D+00	194.13340D-07	-180.59494E-01
491.61500D+01	-339.71777D-01	-246.02250D+00	161.87738D-07	-180.61371E-01
532.57500D+01	-360.57200D-01	-248.04811D+00	137.37055D-07	-180.62532E-01
573.53500D+01	-379.88109D-01	-249.79267D+00	118.31101D-07	-180.63290E-01
655.45500D+01	-414.67539D-01	-252.65659D+00	971.10888D-08	-180.64150E-01
737.37500D+01	-445.36818D-01	-254.92631D+00	769.62503D-08	-180.65023E-01
819.29500D+01	-472.82540D-01	-256.78702D+00	630.93861D-08	-180.65796E-01
901.21500D+01	-497.66467D-01	-258.35597D+00	532.00460D-08	-180.66460E-01
983.13500D+01	-520.34211D-01	-259.71123D+00	459.54751D-08	-180.67051E-01
100.00000D+02	-524.77558D-01	-259.96898D+00	424.53022D-08	-180.67331E-01

Figura 10-46. Tabla de valores obtenidos por medio de ordenador sobre el comportamiento del filtro de 1 KHz (análisis de alterna).

Figura 10-47. Representación gráfica del análisis de alterna.



FREQUENCY = 100.00000D+02 HZ GAIN = -52.478 DB  
 PHASE ANGLE=-259.969 DEGREES GROUP DELAY= 424.53022D-08 SEC  
 GAIN SLOPE =-180.67331E-01 DB/OCT PEAK GAIN = 6.022DB/F= 205.75000D+00  
 1:ANOTHER RUN 2:ANALYSIS LIMITS 3:RETURN 4:TITLE

### AN13 ANALYSIS LIMITS

LOWEST FREQUENCY	1
HIGHEST FREQUENCY	3E3
LOWEST GAIN(DB)	-80
HIGHEST GAIN(DB)	20
LOWEST PHASE SHIFT	-360
HIGHEST PHASE SHIFT	90
LOWEST GROUP DELAY	1E-9
HIGHEST GROUP DELAY	1E-4
INPUT NODE NUMBER	1
OUTPUT NODE NUMBER	7
ACCURACY(%)	5
PRINT TABLE OF VALUES(Y/N)	Y
AUTO OR FIXED FREQUENCY STEP	A
DEFAULT PLOTTING PARAMETERS(Y/N)	Y
TEMPERATURE (LOW/HIGH/STEP)	25
WORST CASE (Y/N)	N

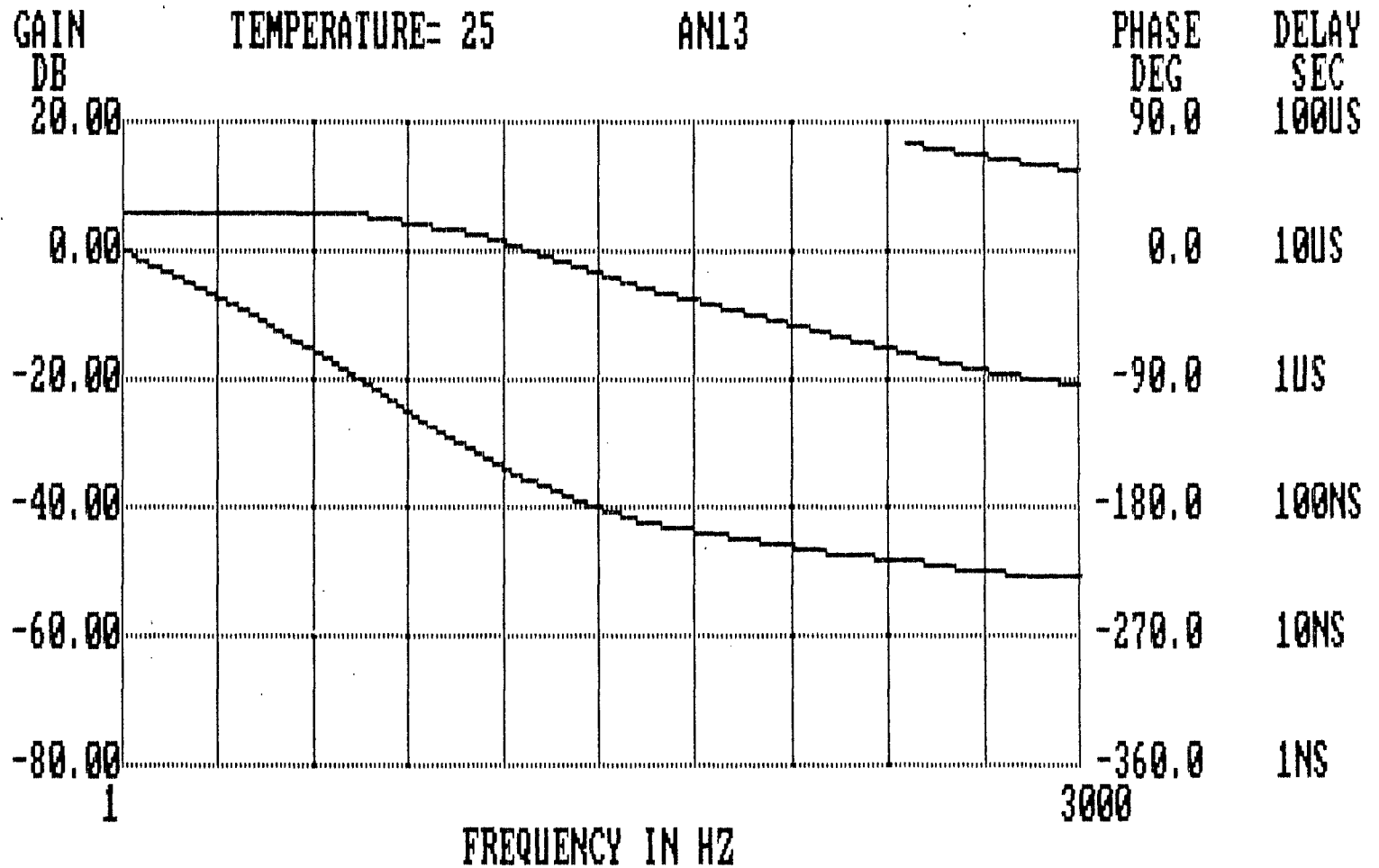
Figura 10-48. Nuevos límites de valores entre los cuales se realiza el siguiente análisis de alterna.

SPECTRUM SOFTWARE  
MICRO-CAP II  
FREQUENCY ANALYSIS  
FOR

FREQUENCY	GAIN (DB)	AN13 CIRCUIT ANGLE (DEGREES)	DELAY (SEC)	SLOPE (DB/OCTAVE)
100.00000D-02	602.04699D-02	-108.17342D-03	424.53022D-08	-180.67331E-01
105.00000D-02	602.04699D-02	-113.58208D-03	300.48148D-06	477.31906E-10
115.00000D-02	602.04699D-02	-124.39943D-03	300.48196D-06	549.45641E-10
135.00000D-02	602.04699D-02	-146.03412D-03	300.48178D-06	708.49708E-10
175.00000D-02	602.04699D-02	-189.30352D-03	300.48201D-06	108.56326E-09
255.00000D-02	602.04701D-02	-275.84243D-03	300.48231D-06	207.60442E-09
415.00000D-02	602.04704D-02	-448.92075D-03	300.48322D-06	500.11488E-09
735.00000D-02	602.04716D-02	-795.08090D-03	300.48626D-06	146.27797E-08
137.50000D-01	602.04760D-02	-148.74263D-02	300.49713D-06	489.85680E-08
265.50000D-01	602.04929D-02	-287.23071D-02	300.53839D-06	178.10959E-07
521.50000D-01	602.05589D-02	-564.35457D-02	300.69866D-06	677.44768E-07
103.35000D+00	602.08162D-02	-111.97797D-01	301.33745D-06	260.75149E-06
205.75000D+00	602.16248D-02	-224.03893D-01	303.98481D-06	813.98955E-06
308.15000D+00	602.09546D-02	-338.52336D-01	310.55892D-06	-115.01446E-05
410.55000D+00	601.13067D-02	-457.09185D-01	321.63763D-06	-233.08240E-04
512.95000D+00	597.34367D-02	-581.71316D-01	338.05696D-06	-117.87965E-03
615.35000D+00	586.89068D-02	-714.29264D-01	359.64488D-06	-398.07379E-03
717.75000D+00	563.52756D-02	-855.78769D-01	383.82991D-06	-105.20413E-02
820.15000D+00	519.25030D-02	-100.48627D+00	383.82991D-06	-230.12366E-02
922.55000D+00	446.91480D-02	-115.68773D+00	412.36595D-06	-426.15638E-02
102.49500D+01	344.00515D-02	-130.46234D+00	400.78695D-06	-677.68579E-02
112.73500D+01	214.41234D-02	-144.10487D+00	370.07741D-06	-943.30292E-02
122.97500D+01	663.49295D-03	-156.18572D+00	327.71381D-06	-118.04477E-01
133.21500D+01	-914.06310D-03	-166.60512D+00	282.64439D-06	-136.71338E-01
143.45500D+01	-251.94441D-02	-175.48554D+00	240.89688D-06	-150.25787E-01
163.93500D+01	-565.25448D-02	-189.50106D+00	190.09766D-06	-162.73678E-01
184.41500D+01	-857.00956D-02	-199.89175D+00	140.93274D-06	-171.79030E-01
204.89500D+01	-112.44335D-01	-207.85671D+00	108.03172D-06	-176.01927E-01
225.37500D+01	-136.92035D-01	-214.15738D+00	854.58299D-07	-178.08872E-01
245.85500D+01	-159.40107D-01	-219.27485D+00	694.10089D-07	-179.15749E-01
266.33500D+01	-180.14911D-01	-223.52200D+00	576.05740D-07	-179.73892E-01
286.81500D+01	-199.39472D-01	-227.10974D+00	486.61811D-07	-180.07004E-01
300.00000D+01	-211.08188D-01	-229.14109D+00	427.95988D-07	-180.24046E-01

Figura 10-49. Tabla de valores obtenidas para el nuevo análisis de alterna, que ha sido realizado con más detalle de frecuencia.

Figura 10-50. Representación gráfica del nuevo análisis de alternativa.



FREQUENCY = 300.00000D+01 HZ GAIN = -21.108 DB  
 PHASE ANGLE=-229.141 DEGREES GROUP DELAY= 427.95988D-07 SEC  
 GAIN SLOPE =-180.24046E-01 DB/OCT PEAK GAIN = 6.022DB/F= 205.75000D+00  
 1:ANOTHER RUN 2:ANALYSIS LIMITS 3:RETURN 4:TITLE



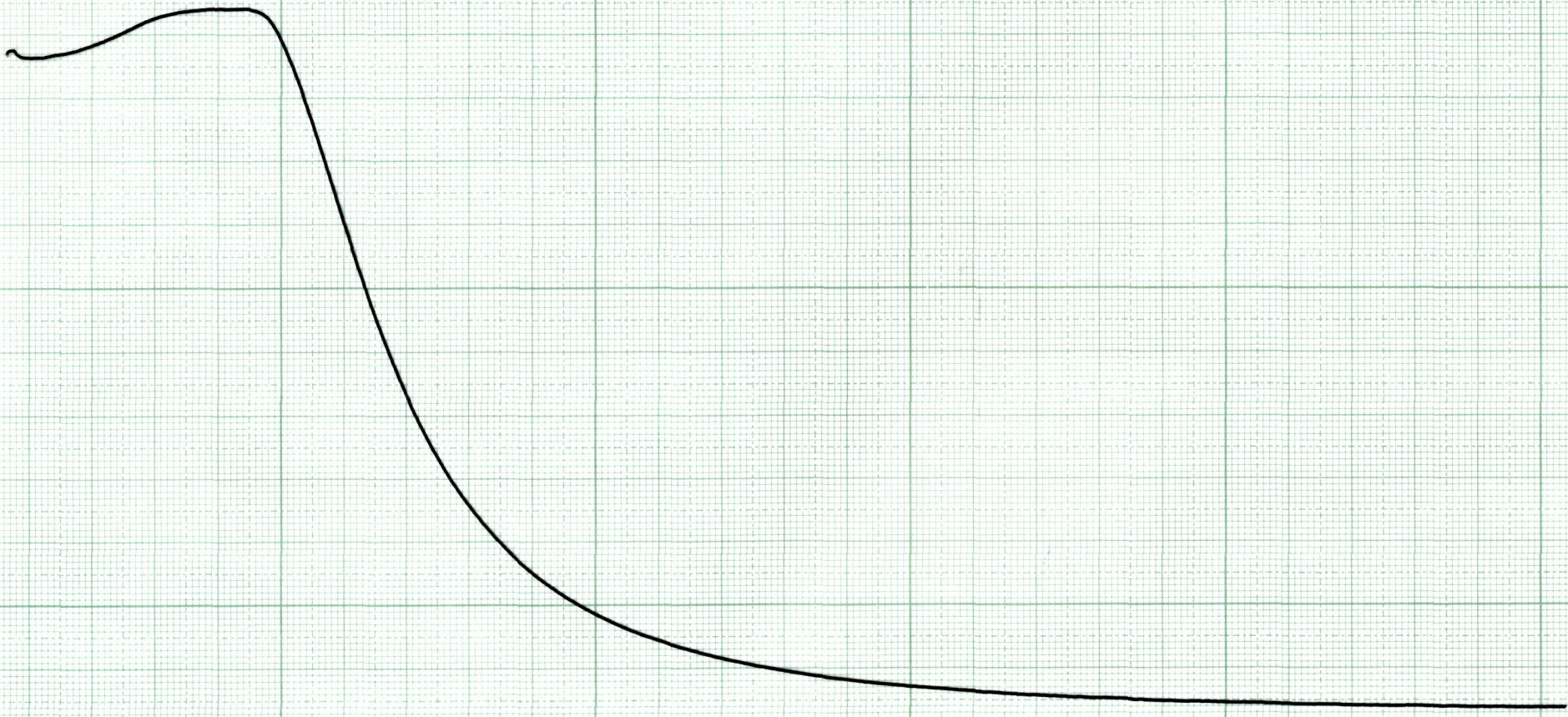
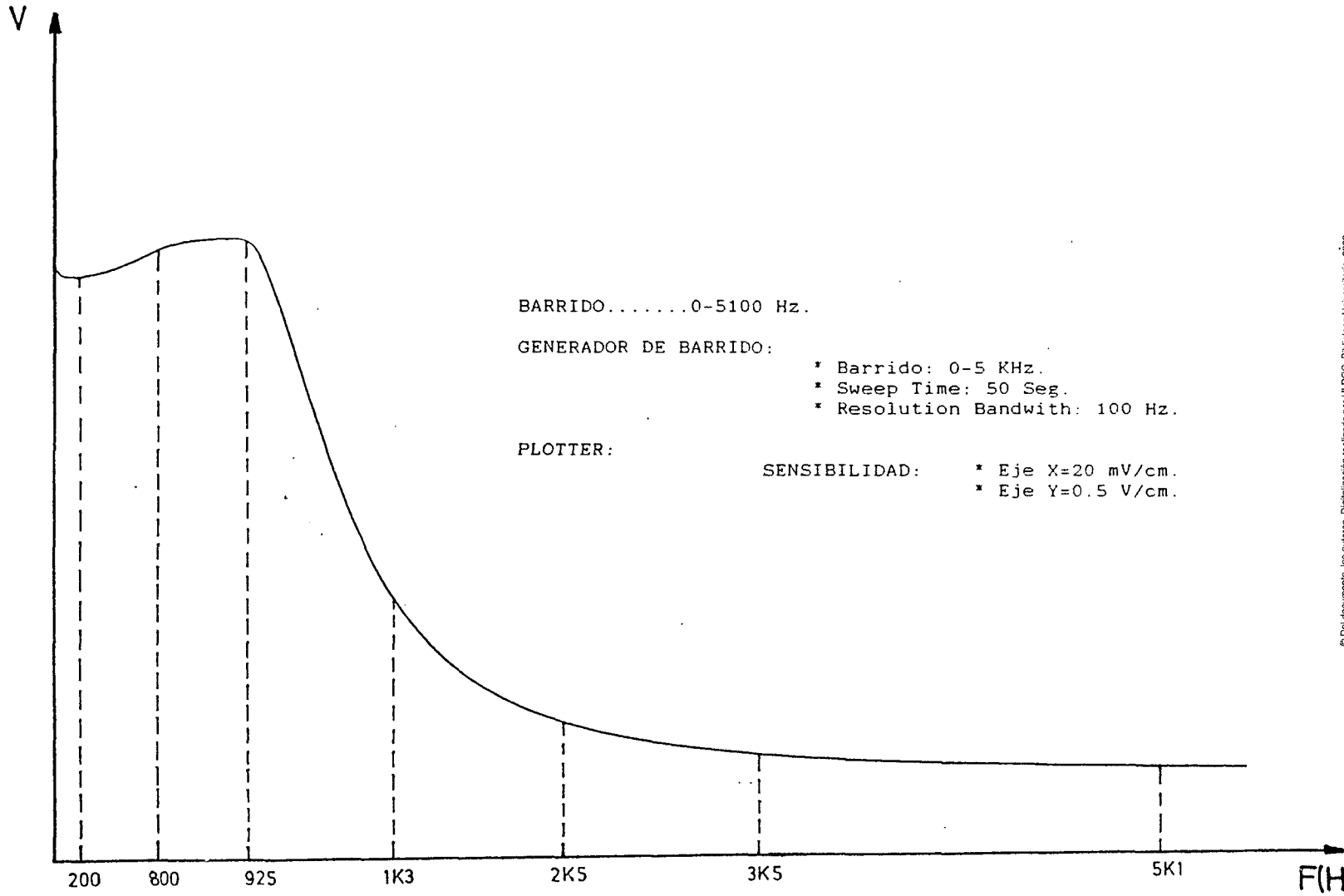




Figura 10-51. Gráfica del comportamiento que ha tenido este filtro al hacerle un barrido de frecuencia en el laboratorio.





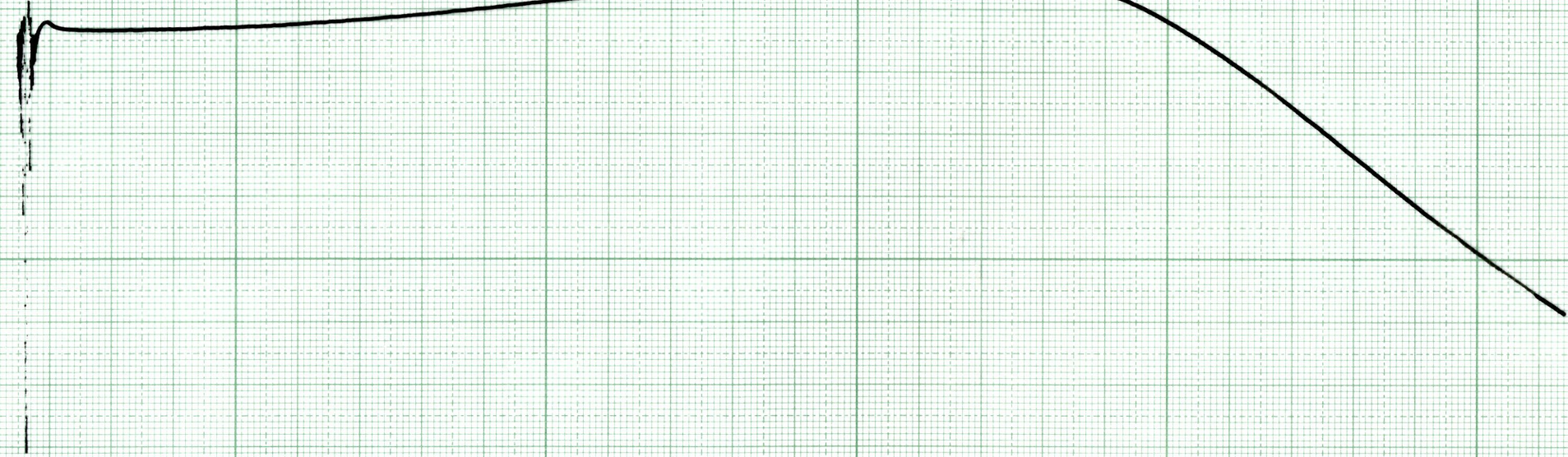
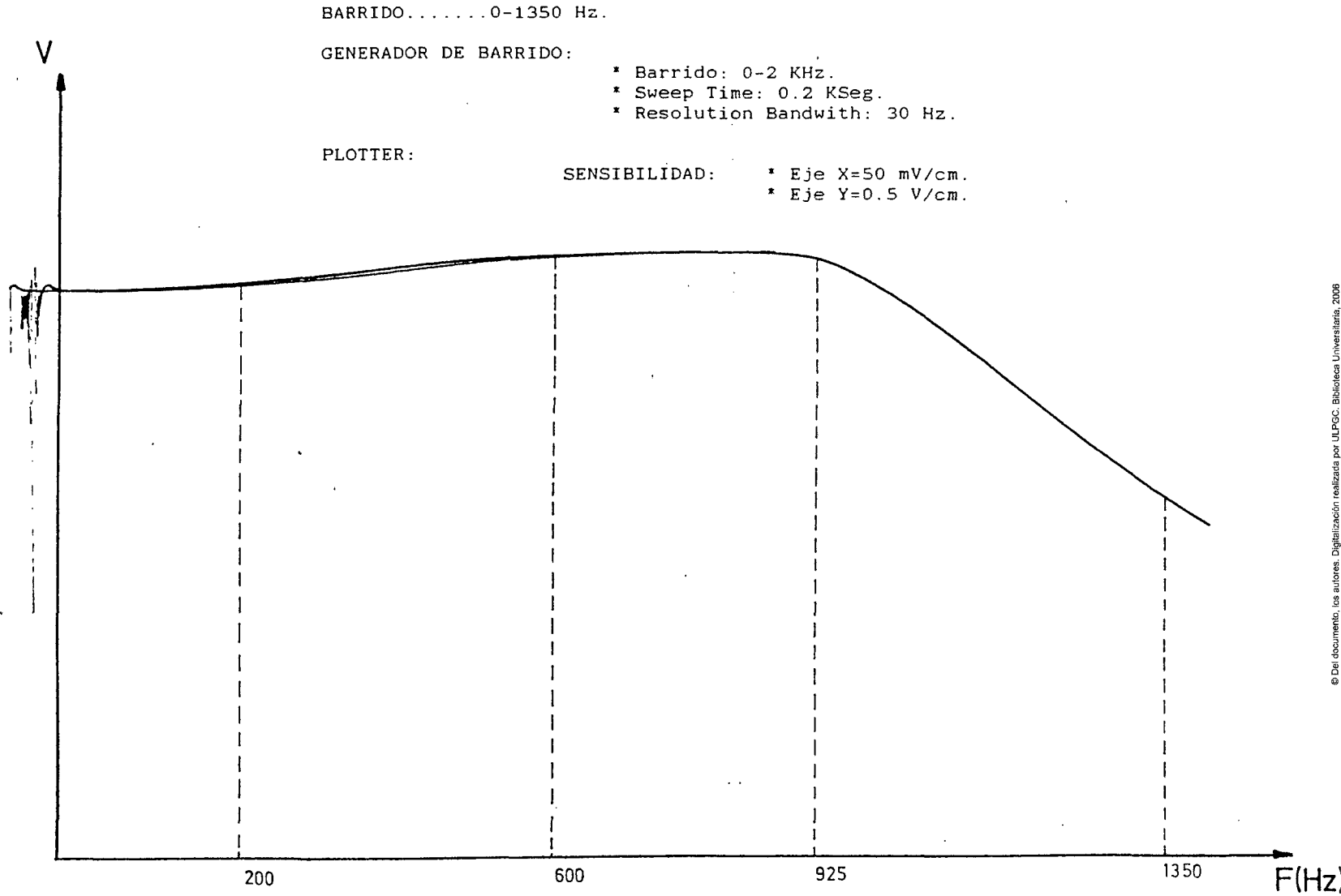
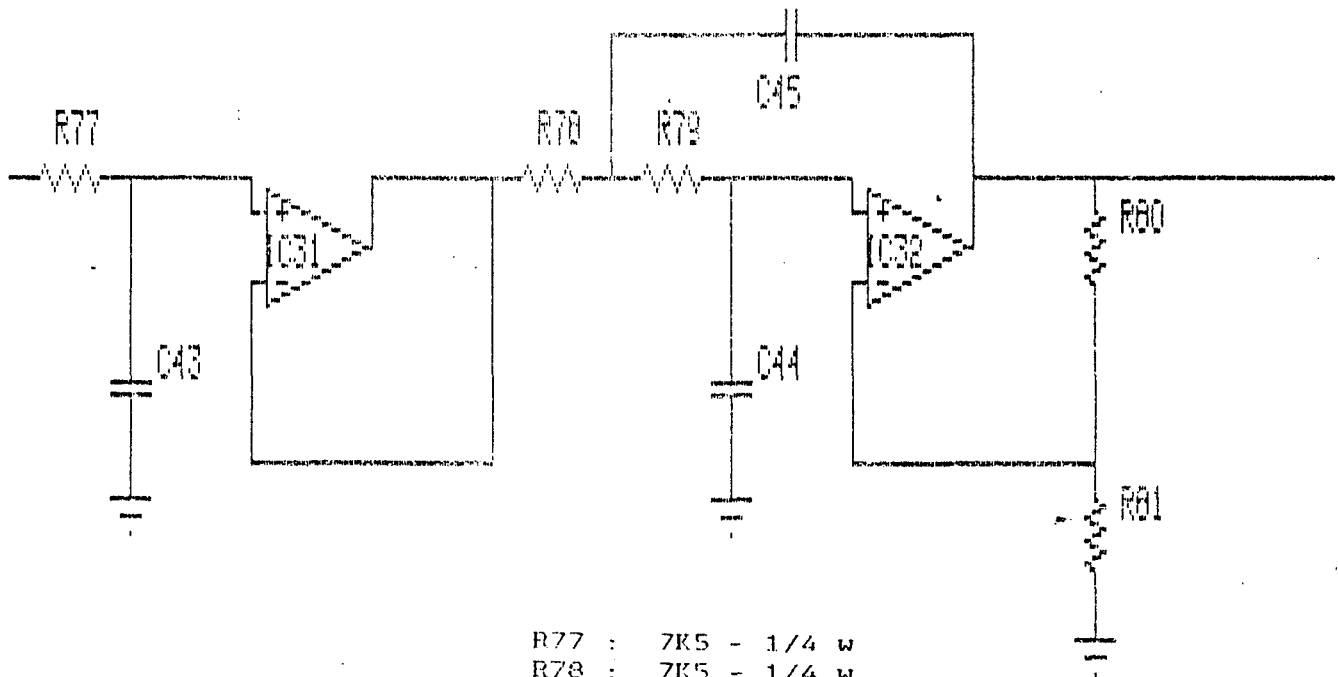




Figura 10-52. Comportamiento práctico del filtro paso bajo de 1 KHz. (análisis de frecuencia corto).



C. Filtro paso bajo de 315 Hz.



- R77 : 7K5 - 1/4 w
- R78 : 7K5 - 1/4 w
- R79 : 7K5 - 1/4 w
- R80 : 10K - 1/4 w
- R81 : 10K - 1/4 w
- C43 : 47 nF
- C44 : 47 nF
- C45 : 47 nF
- IC31: TL084
- IC32: TL084

Figura 10-53. Esquema electrónico del filtro paso bajo de 315 Hz.

### AN16 ANALYSIS LIMITS

LOWEST FREQUENCY	1
HIGHEST FREQUENCY	4E3
LOWEST GAIN(DB)	-80
HIGHEST GAIN(DB)	20
LOWEST PHASE SHIFT	-360
HIGHEST PHASE SHIFT	90
LOWEST GROUP DELAY	1E-9
HIGHEST GROUP DELAY	1E-4
INPUT NODE NUMBER	1
OUTPUT NODE NUMBER	7
ACCURACY(%)	5
PRINT TABLE OF VALUES(Y/N)	Y
AUTO OR FIXED FREQUENCY STEP	A
DEFAULT PLOTTING PARAMETERS(Y/N)	Y
TEMPERATURE (LOW/HIGH/STEP)	25
WORST CASE (Y/N)	N

SPECTRUM SOFTWARE

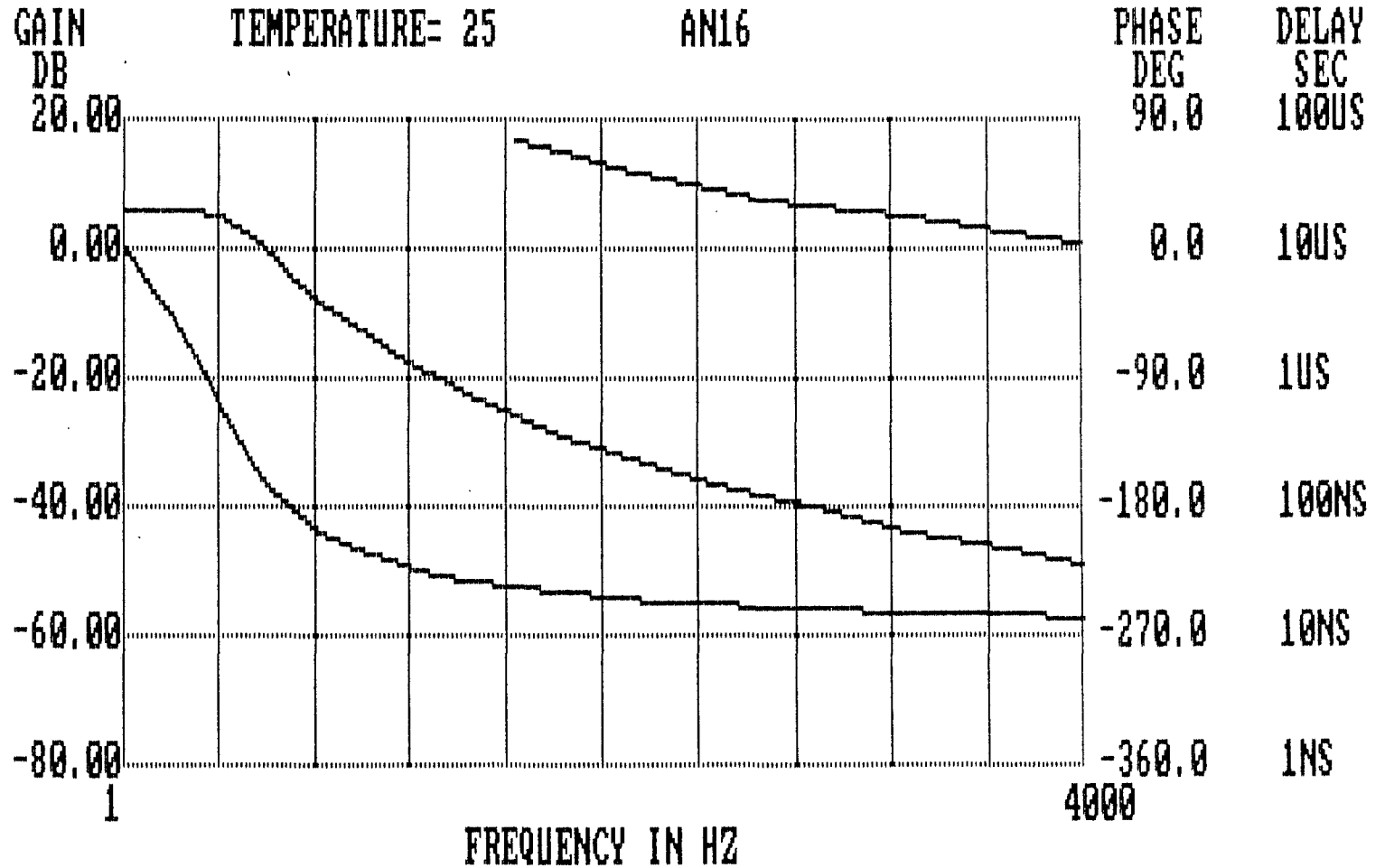
Figura 10-54. Condiciones y límites entre los cuales se realiza el primer análisis de alterna del filtro paso bajo de 315 Hz.

SPECTRUM SOFTWARE  
MICRO-CAP II  
FREQUENCY ANALYSIS  
FOR

FREQUENCY	GAIN(DB)	AN16 CIRCUIT ANGLE(DEGREES)	DELAY(SEC)	SLOPE(DB/OCTAVE)
100.00000D-02	602.04699D-02	-237.05486D-03	0.00000D+00	0.00000E+00
105.00000D-02	602.04699D-02	-248.90763D-03	658.48765D-06	104.18228E-09
115.00000D-02	602.04699D-02	-272.61315D-03	658.48661D-06	119.92721E-09
135.00000D-02	602.04700D-02	-320.02424D-03	658.48743D-06	154.64033E-09
175.00000D-02	602.04701D-02	-414.84660D-03	658.48863D-06	236.95587E-09
255.00000D-02	602.04703D-02	-604.49228D-03	658.49198D-06	453.12828E-09
415.00000D-02	602.04711D-02	-983.78911D-03	658.50147D-06	109.15751E-08
735.00000D-02	602.04737D-02	-174.24195D-02	658.53335D-06	319.26809E-08
137.50000D-01	602.04834D-02	-325.99435D-02	658.64760D-06	106.89461E-07
265.50000D-01	602.05202D-02	-629.69895D-02	659.08120D-06	387.54799E-07
521.50000D-01	602.06576D-02	-123.86801D-01	660.78687D-06	141.10036E-06
103.35000D+00	602.08195D-02	-246.96827D-01	667.86167D-06	164.12989E-06
154.55000D+00	601.75442D-02	-373.34025D-01	685.61195D-06	-564.19973E-05
205.75000D+00	599.77511D-02	-505.27586D-01	715.79651D-06	-479.46233E-04
256.95000D+00	592.82760D-02	-645.39190D-01	760.17824D-06	-216.70646E-03
308.15000D+00	574.49323D-02	-795.77876D-01	760.17824D-06	-699.39768E-03
359.35000D+00	535.14730D-02	-956.24650D-01	760.17824D-06	-177.42821E-02
410.55000D+00	464.59694D-02	-112.23332D+00	901.07821D-06	-367.12801E-02
461.75000D+00	357.59372D-02	-128.53150D+00	884.23301D-06	-631.08625E-02
512.95000D+00	217.77914D-02	-143.57234D+00	816.01747D-06	-921.61379E-02
564.15000D+00	555.07043D-03	-156.75971D+00	715.46073D-06	-118.22189E-01
615.35000D+00	-117.82088D-02	-167.96424D+00	607.88486D-06	-138.29897E-01
666.55000D+00	-293.50128D-02	-177.36274D+00	509.90125D-06	-152.36031E-01
717.75000D+00	-466.18229D-02	-185.24423D+00	427.59819D-06	-161.73430E-01
820.15000D+00	-792.90415D-02	-197.56571D+00	334.24142D-06	-169.80824E-01
922.55000D+00	-109.06132D-01	-206.68981D+00	247.50724D-06	-175.39190E-01
102.49500D+01	-136.07904D-01	-213.71100D+00	190.46197D-06	-177.91843E-01
112.73500D+01	-160.68931D-01	-219.29042D+00	151.35140D-06	-179.13757E-01
122.97500D+01	-183.23703D-01	-223.84004D+00	123.41624D-06	-179.76399E-01
133.21500D+01	-204.01949D-01	-227.62768D+00	102.74630D-06	-180.10389E-01
143.45500D+01	-223.28277D-01	-230.83470D+00	869.96205D-07	-180.29739E-01
163.93500D+01	-258.02344D-01	-235.98092D+00	697.99971D-07	-180.44695E-01
184.41500D+01	-288.68553D-01	-239.93946D+00	536.91236D-07	-180.54356E-01
204.89500D+01	-316.12178D-01	-243.08687D+00	426.89489D-07	-180.58626E-01
225.37500D+01	-340.94496D-01	-245.65453D+00	348.26018D-07	-180.60749E-01
245.85500D+01	-363.60911D-01	-247.79296D+00	290.04328D-07	-180.61928E-01
266.33500D+01	-384.45968D-01	-249.60458D+00	245.71743D-07	-180.62712E-01
286.81500D+01	-403.76540D-01	-251.16162D+00	211.18651D-07	-180.63250E-01
327.77500D+01	-438.55385D-01	-253.70837D+00	172.71277D-07	-180.63911E-01
368.73500D+01	-469.24183D-01	-255.71504D+00	136.08625D-07	-180.64659E-01
400.00000D+01	-490.45328D-01	-256.98976D+00	113.25365D-07	-180.65266E-01

Figura 10-55. Tabla de valores que resulta al realizar el análisis de alterna por medio del simulador.

Figura 10-56. Representación gráfica del análisis de alterna realizado sobre el filtro de 315 Hz.



FREQUENCY = 400.000000+01 HZ      GAIN = -49.045 DB  
 PHASE ANGLE=-256.990 DEGREES      GROUP DELAY= 113.25365D-07 SEC  
 GAIN SLOPE =-180.65266E-01 DB/OCT      PEAK GAIN = 6.021DB/F= 103.35000D+00  
 1:ANOTHER RUN 2:ANALYSIS LIMITS 3:RETURN 4:TITLE

### AN16 ANALYSIS LIMITS

LOWEST FREQUENCY	1
HIGHEST FREQUENCY	1.5E3
LOWEST GAIN(DB)	-80
HIGHEST GAIN(DB)	20
LOWEST PHASE SHIFT	-360
HIGHEST PHASE SHIFT	90
LOWEST GROUP DELAY	1E-9
HIGHEST GROUP DELAY	1E-4
INPUT NODE NUMBER	1
OUTPUT NODE NUMBER	7
ACCURACY(%)	5
PRINT TABLE OF VALUES(Y/N)	Y
AUTO OR FIXED FREQUENCY STEP	A
DEFAULT PLOTTING PARAMETERS(Y/N)	Y
TEMPERATURE (LOW/HIGH/STEP)	25
WORST CASE (Y/N)	N

Figura 10-57. Condiciones y límites entre los cuales se realiza este segundo análisis al filtro paso bajo de 315 Hz.

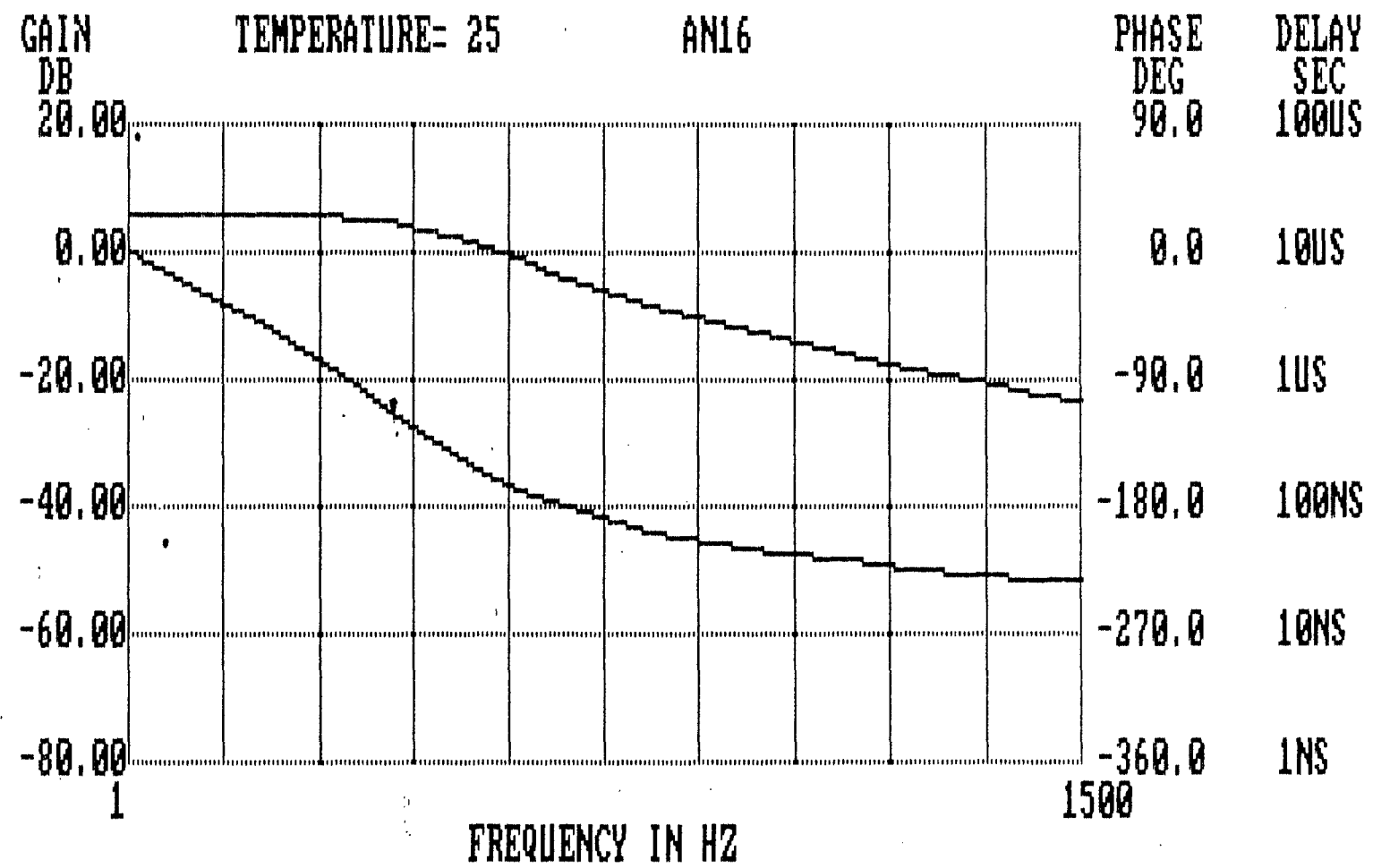
MICRO-CAP II  
FREQUENCY ANALYSIS  
FOR

AN16 CIRCUIT  
ANGLE (DEGREES)

FREQUENCY	GAIN (DB)	ANGLE (DEGREES)	DELAY (SEC)	SLOPE (DB/OCTAVE)
100.00000D-02	602.04699D-02	-237.05486D-03	113.25365D-07	-180.65266E-01
105.00000D-02	602.04699D-02	-248.90763D-03	658.48765D-06	104.18228E-09
115.00000D-02	602.04699D-02	-272.61315D-03	658.48661D-06	119.92721E-09
135.00000D-02	602.04700D-02	-320.02424D-03	658.48743D-06	154.64033E-09
175.00000D-02	602.04701D-02	-414.84660D-03	658.48863D-06	236.95587E-09
255.00000D-02	602.04703D-02	-604.49228D-03	658.49198D-06	453.12828E-09
415.00000D-02	602.04711D-02	-983.78911D-03	658.50147D-06	109.15751E-08
735.00000D-02	602.04737D-02	-174.24195D-02	658.53335D-06	319.26809E-08
137.50000D-01	602.04834D-02	-325.99435D-02	658.64760D-06	106.89461E-07
265.50000D-01	602.05202D-02	-629.69895D-02	659.08120D-06	387.54799E-07
521.50000D-01	602.06576D-02	-123.86801D-01	660.78687D-06	141.10036E-06
103.35000D+00	602.08195D-02	-246.96827D-01	667.86167D-06	164.12989E-06
154.55000D+00	601.75442D-02	-373.34025D-01	685.61195D-06	-564.19973E-05
205.75000D+00	599.77511D-02	-505.27586D-01	715.79651D-06	-479.46233E-04
256.95000D+00	592.82760D-02	-645.39190D-01	760.17824D-06	-216.70646E-03
308.15000D+00	574.49323D-02	-795.77876D-01	760.17824D-06	-699.39768E-03
359.35000D+00	535.14730D-02	-956.24650D-01	760.17824D-06	-177.42821E-02
410.55000D+00	464.59694D-02	-112.23332D+00	901.07821D-06	-367.12801E-02
461.75000D+00	357.59372D-02	-128.53150D+00	884.23301D-06	-631.08625E-02
512.95000D+00	217.77914D-02	-143.57234D+00	816.01747D-06	-921.61379E-02
564.15000D+00	555.07043D-03	-156.75971D+00	715.46073D-06	-118.22189E-01
615.35000D+00	-117.82088D-02	-167.96424D+00	607.88486D-06	-138.29897E-01
666.55000D+00	-293.50128D-02	-177.36274D+00	509.90125D-06	-152.36031E-01
717.75000D+00	-466.18229D-02	-185.24423D+00	427.59819D-06	-161.73430E-01
820.15000D+00	-792.90415D-02	-197.56571D+00	334.24142D-06	-169.80824E-01
922.55000D+00	-109.06132D-01	-206.68981D+00	247.50724D-06	-175.39190E-01
102.49500D+01	-136.07904D-01	-213.71100D+00	190.46197D-06	-177.91843E-01
112.73500D+01	-160.68931D-01	-219.29042D+00	151.35140D-06	-179.13757E-01
122.97500D+01	-183.23703D-01	-223.84004D+00	123.41624D-06	-179.76399E-01
133.21500D+01	-204.01949D-01	-227.62768D+00	102.74630D-06	-180.10389E-01
143.45500D+01	-223.28277D-01	-230.83470D+00	869.96205D-07	-180.29739E-01
150.00000D+01	-234.89391D-01	-232.64064D+00	766.46074D-07	-180.39742E-01

Figura 10-58. Tabla de valores del segundo análisis de alterna para el filtro paso bajo de 315 Hz.

Figura 10-59. Representación gráfica de este segundo análisis de alterna del filtro paso bajo de 315 Hz.



FREQUENCY = 150.00000D+01 HZ GAIN = -23.489 DB  
 PHASE ANGLE=-232.641 DEGREES GROUP DELAY= 766.46074D-07 SEC  
 SLOPE =-180.39742E-01 DB/OCT PEAK GAIN = 6.021DB/F= 103.35000D+00  
 VER RUN 2:ANALYSIS LIMITS 3:RETURN 4:TITLE



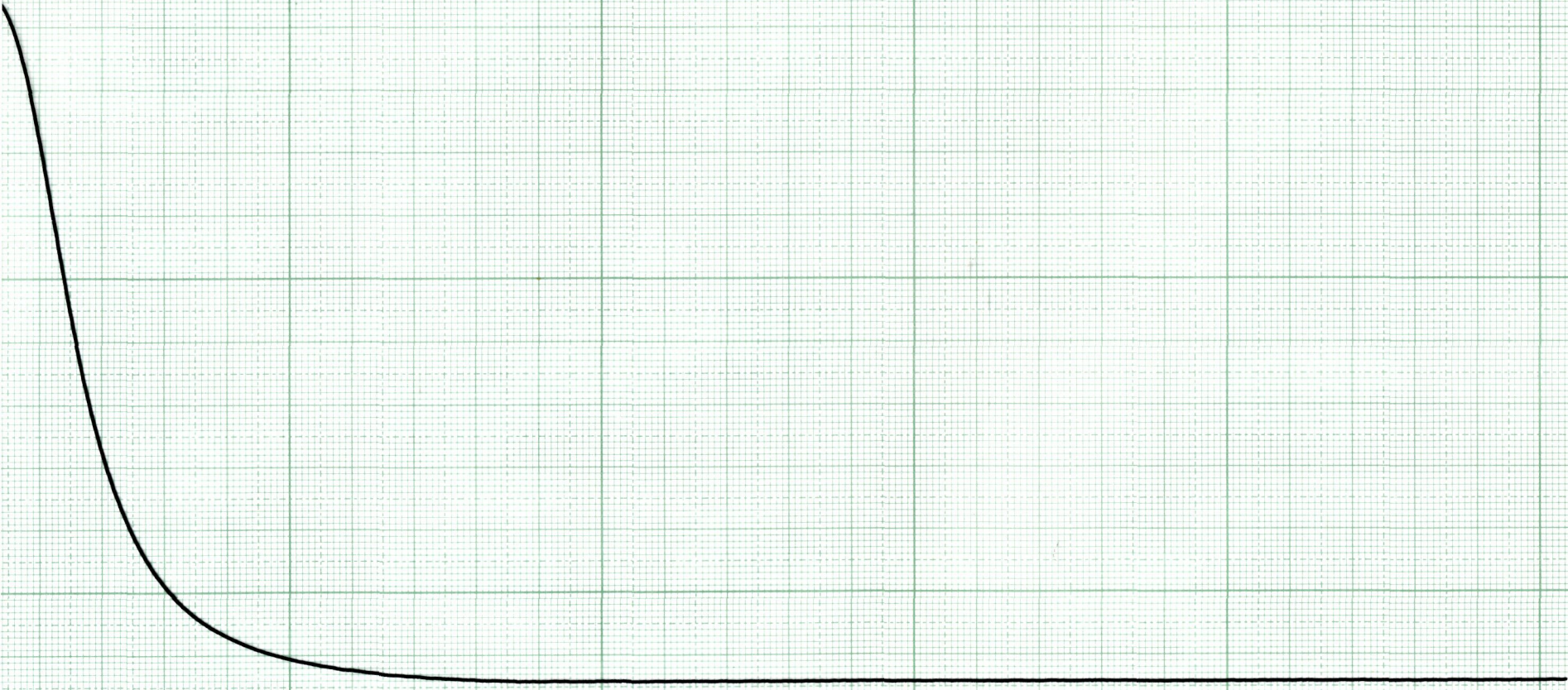
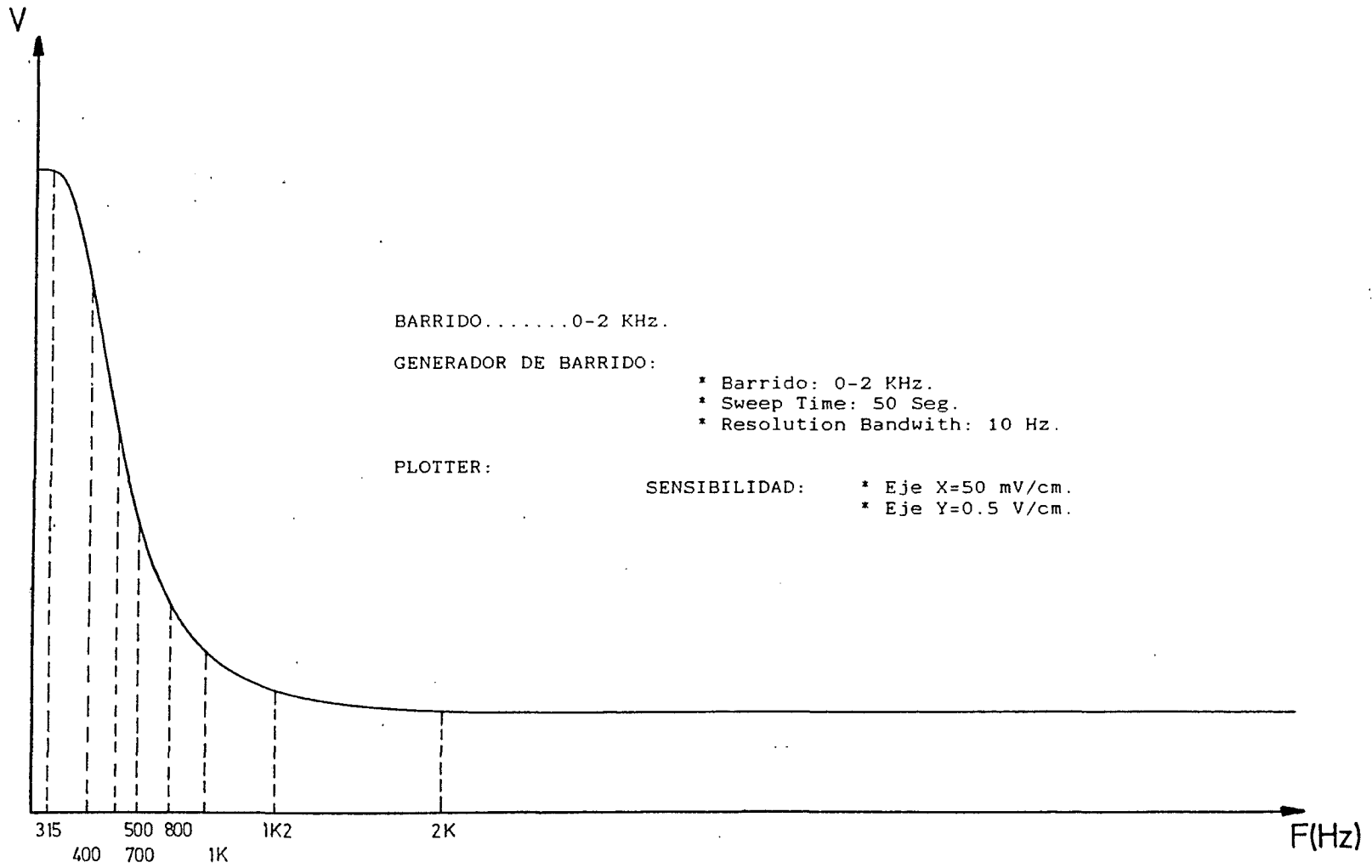




Figura 10-60. Respuesta práctica obtenida en plotter al someter el filtro a un barrido en frecuencia.





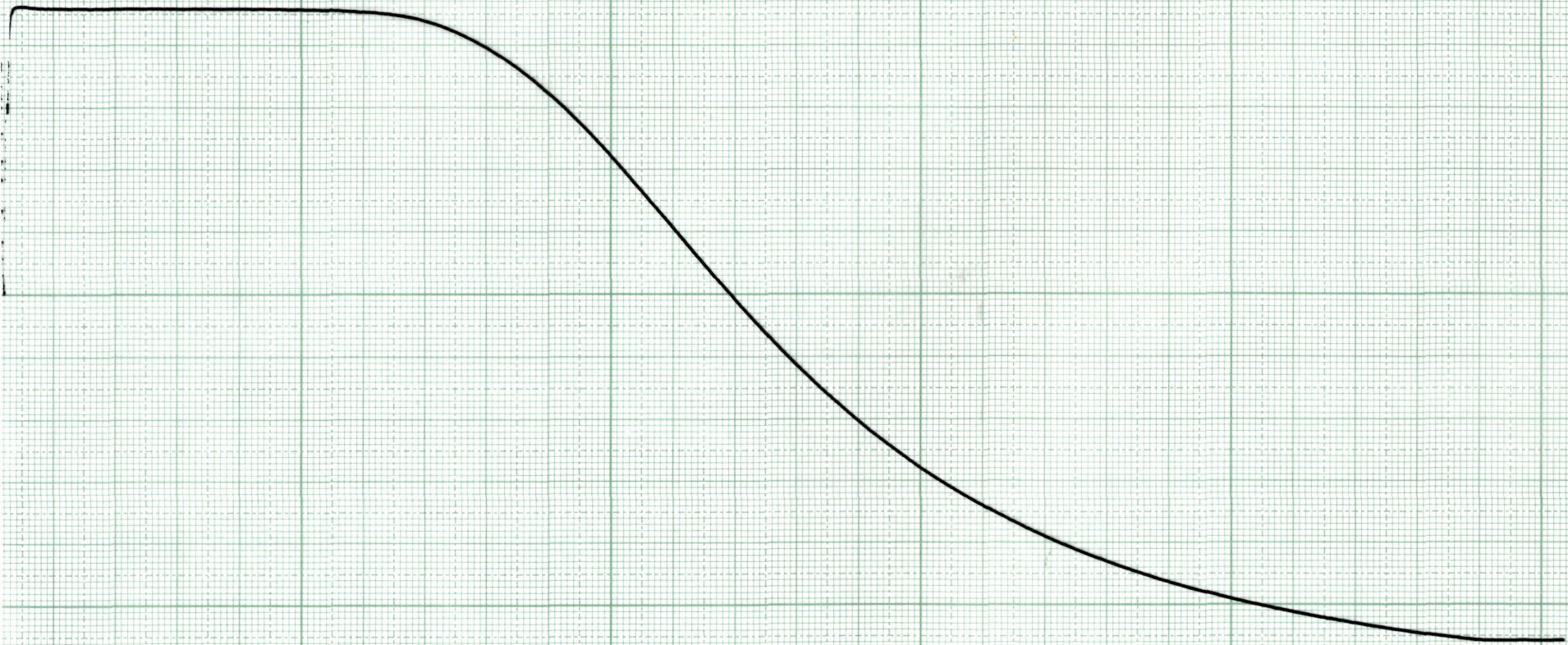
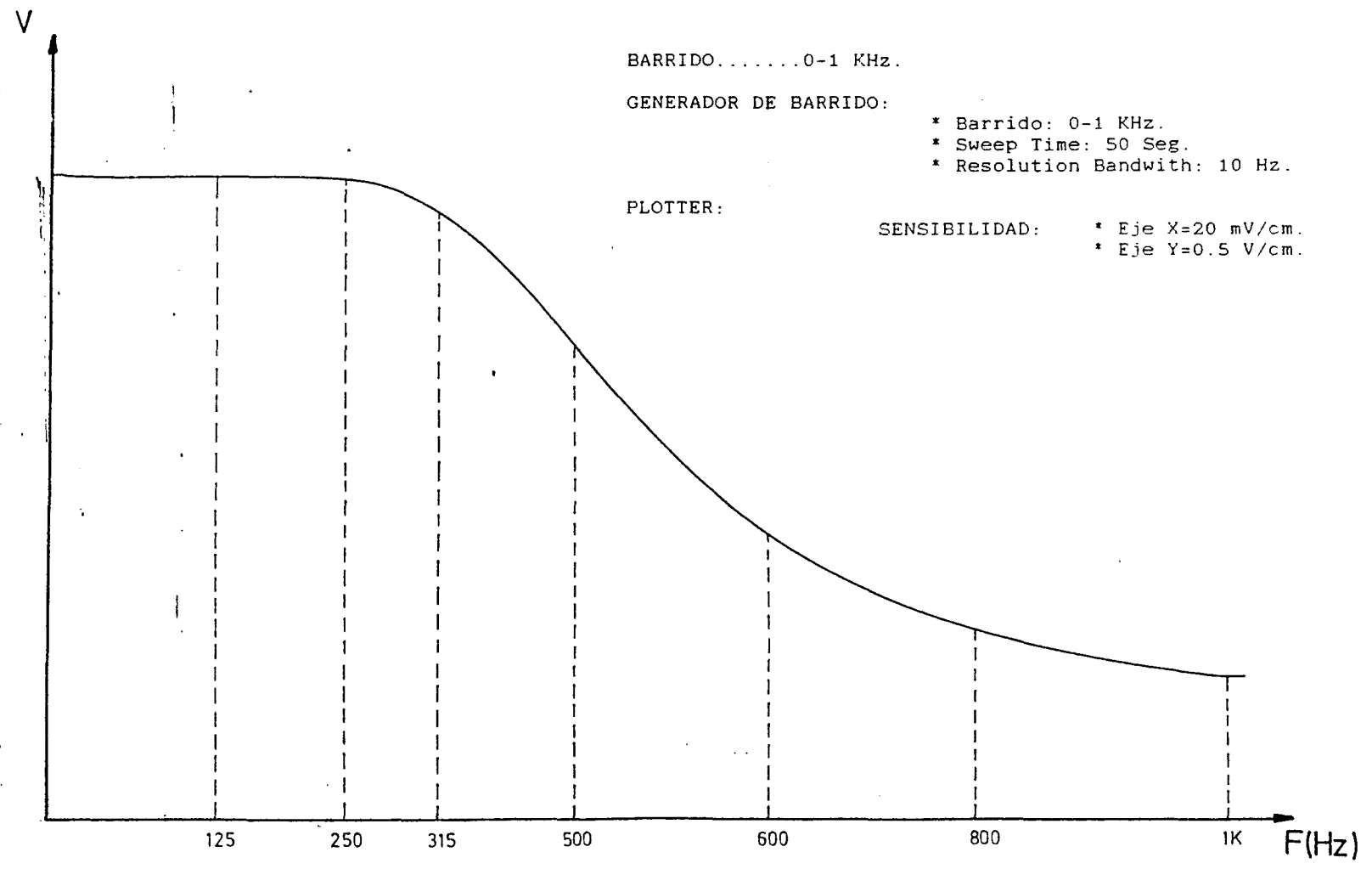




Figura 10-61. Otra respuesta práctica del filtro anterior pero con un análisis de frecuencia más detallado.



D.1. Filtro paso bajo de 10 Hz.

Este filtro conjuntamente con el filtro paso alto de 10 Hz. han sido diseñados para cumplir las normas ANSI para equipos de grabación-reproducción de sonido. Dichas normas recomiendan separar las señales de wow de las de flutter para la medida, considerando que las de wow son las producidas por las frecuencias inferiores a 10 Hz. y las de flutter por frecuencias superiores a los 10 Hz., que es por lo que se han diseñado los filtros D.1. y D.2.

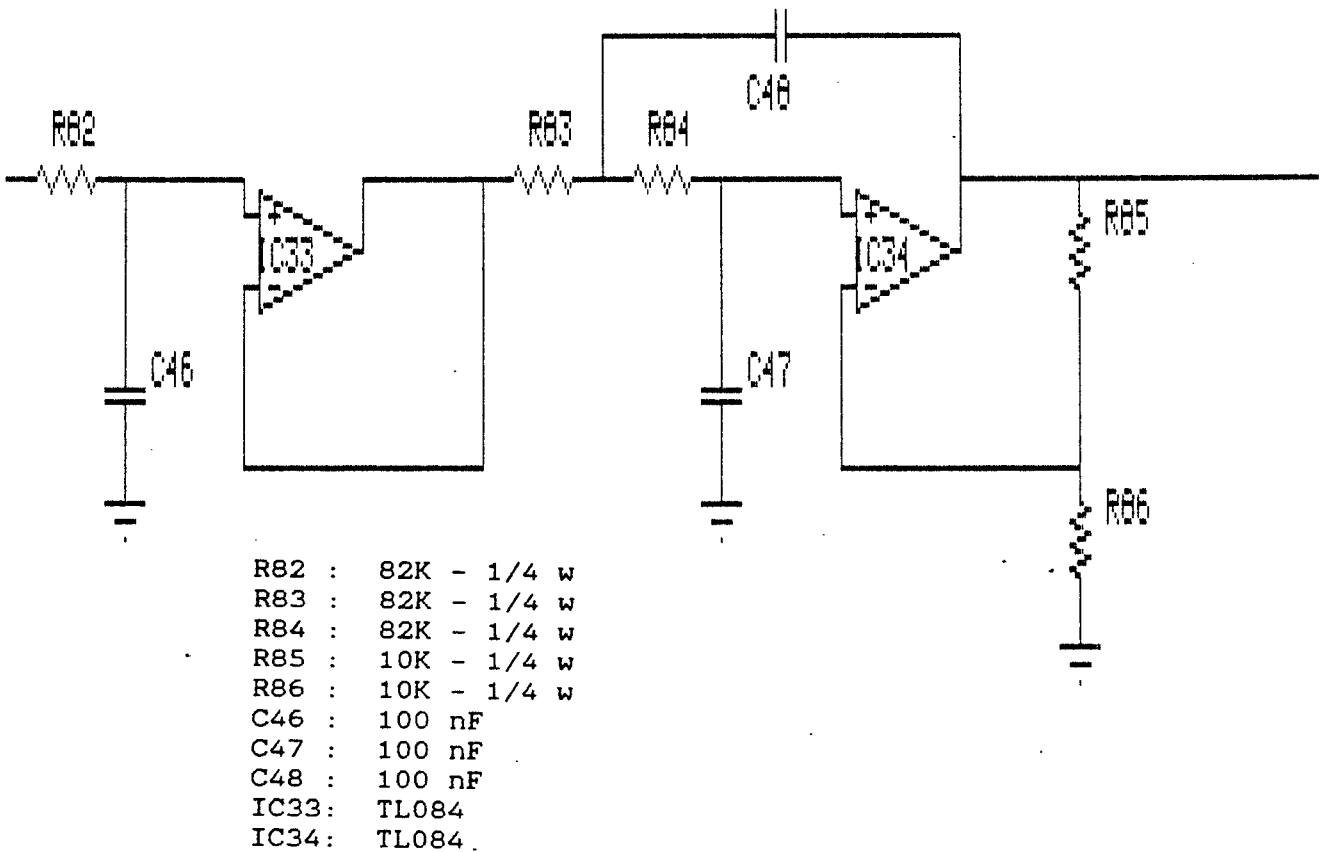


Figura 10-62. Esquema electrónico del filtro paso bajo de 10.Hz. diseñado para cumplir las normas ANSI.

### AN18 ANALYSIS LIMITS

LOWEST FREQUENCY	1
HIGHEST FREQUENCY	500
LOWEST GAIN(DB)	-80
HIGHEST GAIN(DB)	20
LOWEST PHASE SHIFT	-360
HIGHEST PHASE SHIFT	90
LOWEST GROUP DELAY	1E-9
HIGHEST GROUP DELAY	1E-4
INPUT NODE NUMBER	1
OUTPUT NODE NUMBER	7
ACCURACY(%)	5
PRINT TABLE OF VALUES(Y/N)	Y
AUTO OR FIXED FREQUENCY STEP	A
DEFAULT PLOTTING PARAMETERS(Y/N)	Y
TEMPERATURE (LOW/HIGH/STEP)	25
WORST CASE (Y/N)	N

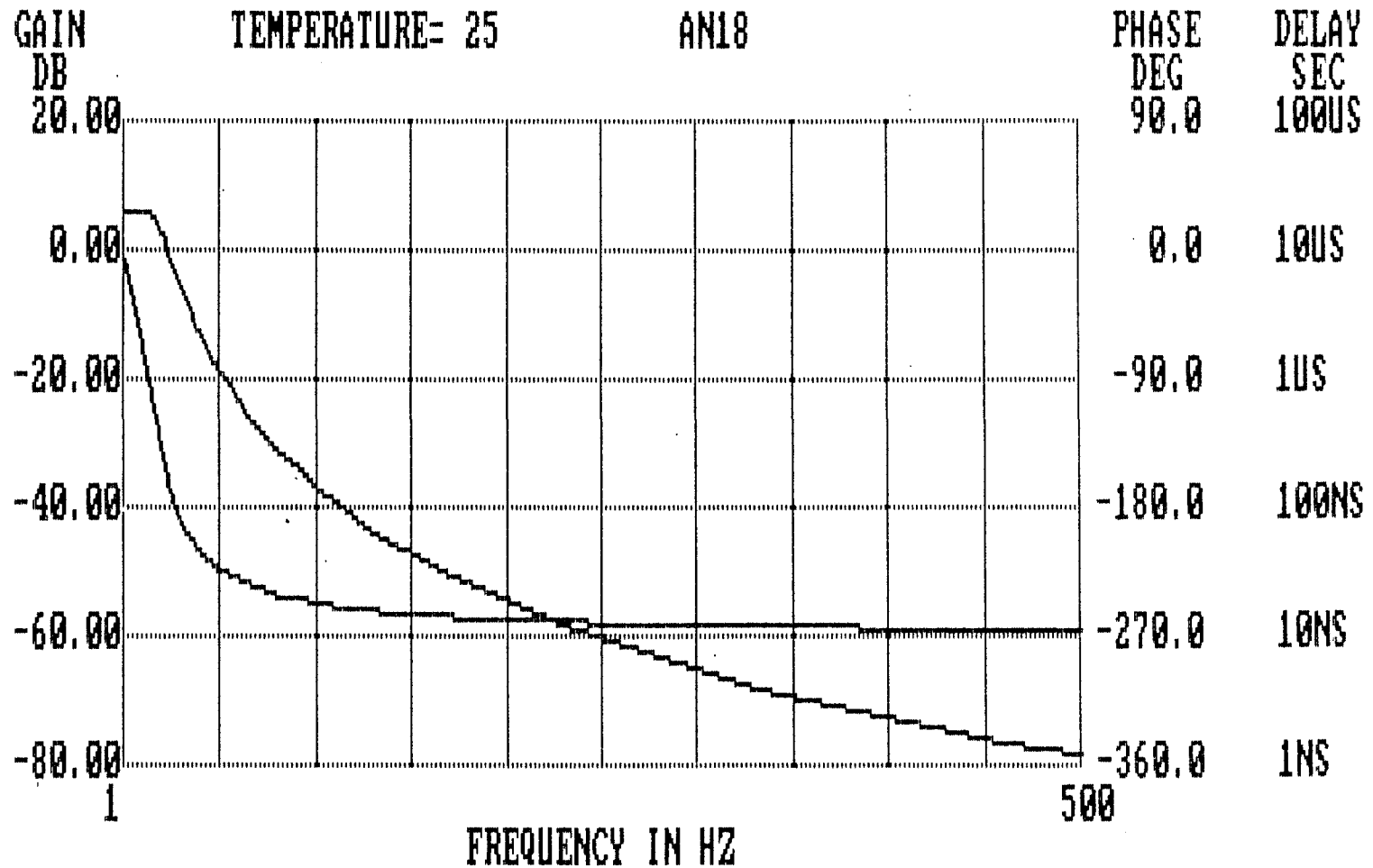
Figura 10-63. Condiciones entre las cuales se va a realizar el primer análisis de alterna del filtro paso-bajo 10 Hz.

SPECTRUM SOFTWARE  
MICRO-CAP II  
FREQUENCY ANALYSIS  
FOR

FREQUENCY	GAIN(DB)	AN18 CIRCUIT ANGLE(DEGREES)	DELAY(SEC)	SLOPE(DB/OCTAVE)
100.00000D-02	602.04711D-02	-590.68519D-02	539.68665D-06	-180.61960E-01
105.00000D-02	602.04712D-02	-620.24772D-02	164.23627D-04	154.69767E-08
115.00000D-02	602.04714D-02	-679.38557D-02	164.27182D-04	162.96751E-08
135.00000D-02	602.04718D-02	-797.71770D-02	164.35019D-04	156.24172E-08
175.00000D-02	602.04716D-02	-103.46542D-01	164.53925D-04	-519.46273E-09
255.00000D-02	602.04561D-02	-150.99997D-01	165.05051D-04	-284.53751E-07
415.00000D-02	602.00774D-02	-246.99197D-01	166.65280D-04	-538.98903E-06
575.00000D-02	601.75771D-02	-344.94919D-01	170.06462D-04	-531.46430E-05
735.00000D-02	600.77473D-02	-445.92488D-01	175.30503D-04	-277.53517E-04
895.00000D-02	597.90082D-02	-551.13571D-01	182.65770D-04	-101.14297E-03
105.50000D-01	590.99918D-02	-661.80241D-01	192.12970D-04	-290.86053E-03
121.50000D-01	576.68146D-02	-778.79602D-01	203.11392D-04	-702.83711E-03
137.50000D-01	550.36177D-02	-902.07118D-01	203.11392D-04	-147.46962E-02
153.50000D-01	506.99308D-02	-103.00413D+00	222.17041D-04	-273.09048E-02
169.50000D-01	442.60234D-02	-115.93284D+00	224.45671D-04	-450.13809E-02
185.50000D-01	355.99917D-02	-128.53525D+00	218.79178D-04	-665.49268E-02
201.50000D-01	249.45160D-02	-140.36651D+00	205.40388D-04	-892.65232E-02
217.50000D-01	127.76295D-02	-151.11985D+00	186.68995D-04	-110.38964E-01
233.50000D-01	-348.09703D-04	-160.66999D+00	165.80102D-04	-128.15893E-01
249.50000D-01	-139.32458D-02	-169.03860D+00	145.28851D-04	-142.07015E-01
281.50000D-01	-411.16414D-02	-182.68850D+00	118.48867D-04	-156.14429E-01
313.50000D-01	-671.19650D-02	-193.13459D+00	906.77836D-05	-167.40582E-01
345.50000D-01	-914.10947D-02	-201.30340D+00	709.09847D-05	-173.23669E-01
377.50000D-01	-113.94338D-01	-207.84901D+00	568.19568D-05	-176.32265E-01
409.50000D-01	-134.84030D-01	-213.21207D+00	465.54284D-05	-178.01760E-01
441.50000D-01	-154.26918D-01	-217.69082D+00	388.78079D-05	-178.98556E-01
505.50000D-01	-189.37006D-01	-224.76098D+00	306.86477D-05	-179.73015E-01
569.50000D-01	-220.36266D-01	-230.10499D+00	231.94451D-05	-180.20552E-01
633.50000D-01	-248.08229D-01	-234.29679D+00	181.93611D-05	-180.40899E-01
697.50000D-01	-273.14510D-01	-237.67845D+00	146.77350D-05	-180.50463E-01
761.50000D-01	-296.01225D-01	-240.46727D+00	121.04219D-05	-180.55271E-01
825.50000D-01	-317.03600D-01	-242.80837D+00	101.61052D-05	-180.57880E-01
889.50000D-01	-336.49066D-01	-244.80265D+00	865.57250D-06	-180.59330E-01
101.75000D+00	-371.52116D-01	-248.02146D+00	698.52637D-06	-180.60471E-01
114.55000D+00	-402.39650D-01	-250.50834D+00	539.68665D-06	-180.61173E-01
127.35000D+00	-429.99833D-01	-252.48865D+00	539.68665D-06	-180.61482E-01
140.15000D+00	-454.95461D-01	-254.10356D+00	539.68665D-06	-180.61646E-01
152.95000D+00	-477.72832D-01	-255.44604D+00	539.68665D-06	-180.61705E-01
165.75000D+00	-498.67071D-01	-256.57992D+00	539.68665D-06	-180.61764E-01
178.55000D+00	-518.05447D-01	-257.55050D+00	539.68665D-06	-180.61773E-01
204.15000D+00	-552.96820D-01	-259.12558D+00	539.68665D-06	-180.61804E-01
229.75000D+00	-583.75194D-01	-260.34938D+00	539.68665D-06	-180.61831E-01
255.35000D+00	-611.28019D-01	-261.32809D+00	539.68665D-06	-180.61827E-01
280.95000D+00	-636.17615D-01	-262.12902D+00	539.68665D-06	-180.61840E-01
306.55000D+00	-658.89961D-01	-262.79691D+00	539.68665D-06	-180.61867E-01
332.15000D+00	-679.79944D-01	-263.36264D+00	539.68665D-06	-180.61863E-01
357.75000D+00	-699.14677D-01	-263.84825D+00	539.68665D-06	-180.61892E-01
408.95000D+00	-734.00131D-01	-264.63957D+00	539.68665D-06	-180.61901E-01
460.15000D+00	-764.73906D-01	-265.25819D+00	539.68665D-06	-180.61922E-01
500.00000D+00	-786.38160D-01	-265.65443D+00	539.68665D-06	-180.61960E-01

Figura 10-64. Tabla de valores del análisis de alterna del filtro paso bajo de 10 Hz.

Figura 10-65. Representación gráfica del análisis de alterna del filtro.



FREQUENCY = 500.00000D+00 HZ      GAIN = -78.638 DB  
 PHASE ANGLE=-265.654      DEGREES      GROUP DELAY= 539.68665D-06 SEC  
 GAIN SLOPE =-180.61960E-01 DB/OCT      PEAK GAIN = 6.020DB/F= 135.00000D-02  
 1:ANOTHER RUN 2:ANALYSIS LIMITS 3:RETURN 4:TITLE



### AN18 ANALYSIS LIMITS

LOWEST FREQUENCY	1
HIGHEST FREQUENCY	100
LOWEST GAIN(DB)	-80
HIGHEST GAIN(DB)	20
LOWEST PHASE SHIFT	-360
HIGHEST PHASE SHIFT	90
LOWEST GROUP DELAY	1E-9
HIGHEST GROUP DELAY	1E-4
INPUT NODE NUMBER	1
OUTPUT NODE NUMBER	7
ACCURACY(%)	5
PRINT TABLE OF VALUES(Y/N)	Y
AUTO OR FIXED FREQUENCY STEP	A
DEFAULT PLOTTING PARAMETERS(Y/N)	Y
TEMPERATURE (LOW/HIGH/STEP)	25
WORST CASE (Y/N)	N

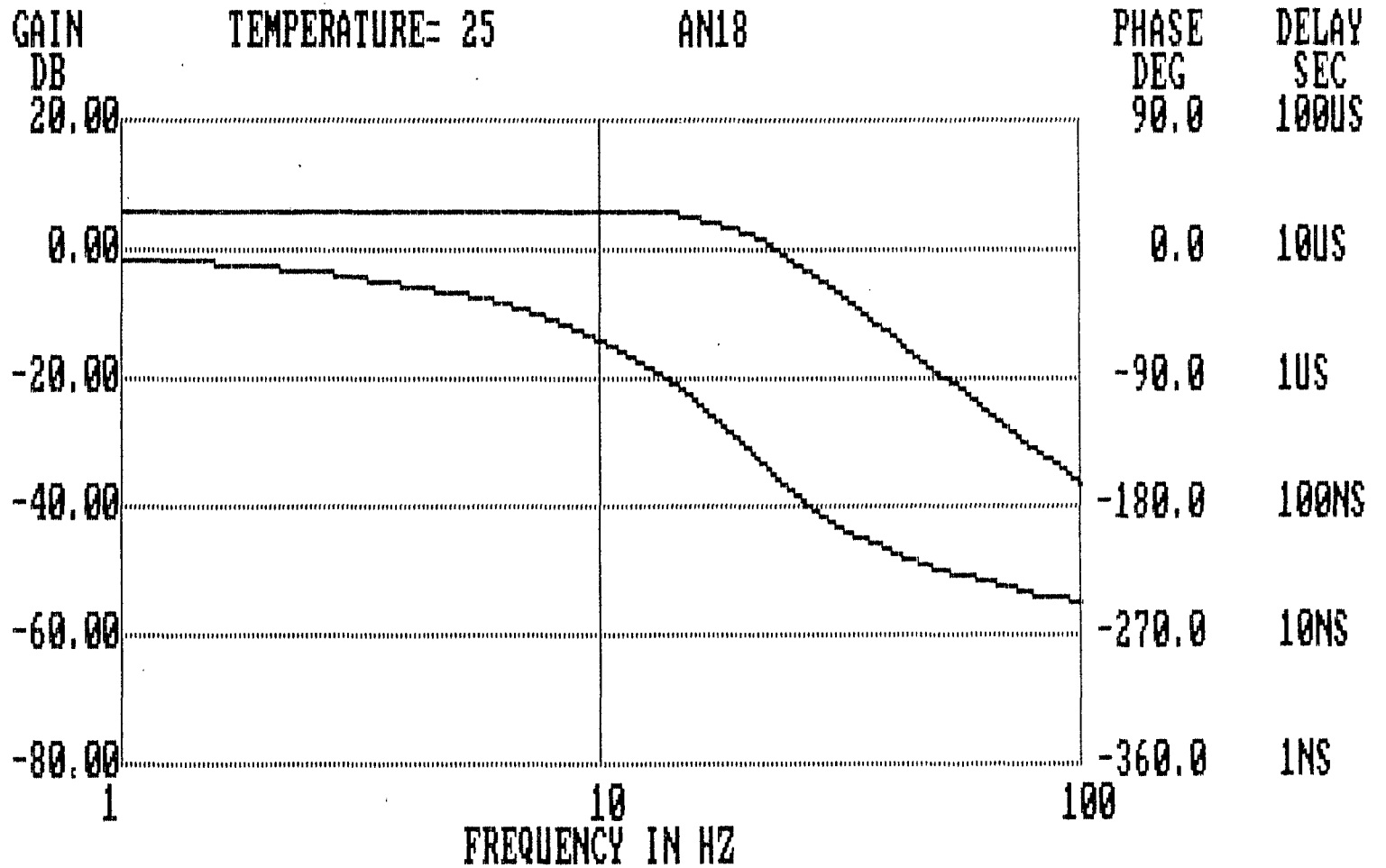
Figura 10-66. Nuevas condiciones de barrido de frecuencia para la realización del análisis de alterna.

SPECTRUM SOFTWARE  
MICRO-CAP II  
FREQUENCY ANALYSIS  
FOR

FREQUENCY	GAIN(DB)	ANGLE(DEGREES)	DELAY(SEC)	SLOPE(DB/OCTAVE)
100.00000D-02	602.04711D-02	-590.68519D-02	539.68665D-06	-180.61960E-01
105.00000D-02	602.04712D-02	-620.24772D-02	164.23627D-04	154.69767E-08
115.00000D-02	602.04714D-02	-679.38557D-02	164.27182D-04	162.96751E-08
135.00000D-02	602.04718D-02	-797.71770D-02	164.35019D-04	156.24172E-08
175.00000D-02	602.04716D-02	-103.46542D-01	164.53925D-04	-519.46273E-09
255.00000D-02	602.04561D-02	-150.99997D-01	165.05051D-04	-284.53751E-07
415.00000D-02	602.00774D-02	-246.99197D-01	166.65280D-04	-538.98903E-06
575.00000D-02	601.75771D-02	-344.94919D-01	170.06462D-04	-531.46430E-05
735.00000D-02	600.77473D-02	-445.92488D-01	175.30503D-04	-277.53517E-04
895.00000D-02	597.90082D-02	-551.13571D-01	182.65770D-04	-101.14297E-03
105.50000D-01	590.99918D-02	-661.80241D-01	192.12970D-04	-290.86053E-03
121.50000D-01	576.68146D-02	-778.79602D-01	203.11392D-04	-702.83711E-03
137.50000D-01	550.36177D-02	-902.07118D-01	203.11392D-04	-147.46962E-02
153.50000D-01	506.99308D-02	-103.00413D+00	222.17041D-04	-273.09048E-02
169.50000D-01	442.60234D-02	-115.93284D+00	224.45671D-04	-450.13809E-02
185.50000D-01	355.99917D-02	-128.53525D+00	218.79178D-04	-665.49268E-02
201.50000D-01	249.45160D-02	-140.36651D+00	205.40388D-04	-892.65232E-02
217.50000D-01	127.76295D-02	-151.11985D+00	186.68995D-04	-110.38964E-01
233.50000D-01	-348.09703D-04	-160.66999D+00	165.80102D-04	-128.15893E-01
249.50000D-01	-139.32458D-02	-169.03860D+00	145.28851D-04	-142.07015E-01
281.50000D-01	-411.16414D-02	-182.68850D+00	118.48867D-04	-156.14429E-01
313.50000D-01	-671.19650D-02	-193.13459D+00	906.77836D-05	-167.40582E-01
345.50000D-01	-914.10947D-02	-201.30340D+00	709.09847D-05	-173.23669E-01
377.50000D-01	-113.94338D-01	-207.84901D+00	568.19568D-05	-176.32265E-01
409.50000D-01	-134.84030D-01	-213.21207D+00	465.54284D-05	-178.01760E-01
441.50000D-01	-154.26918D-01	-217.69082D+00	388.78079D-05	-178.98556E-01
505.50000D-01	-189.37006D-01	-224.76098D+00	306.86477D-05	-179.73015E-01
569.50000D-01	-220.36266D-01	-230.10499D+00	231.94451D-05	-180.20552E-01
633.50000D-01	-248.08229D-01	-234.29679D+00	181.93611D-05	-180.40899E-01
697.50000D-01	-273.14510D-01	-237.67845D+00	146.77350D-05	-180.50463E-01
761.50000D-01	-296.01225D-01	-240.46727D+00	121.04219D-05	-180.55271E-01
825.50000D-01	-317.03600D-01	-242.80837D+00	101.61052D-05	-180.57880E-01
889.50000D-01	-336.49066D-01	-244.80265D+00	865.57250D-06	-180.59330E-01
100.00000D+00	-367.00074D-01	-247.63105D+00	711.01024D-06	-180.60410E-01

Figura 10-67. Tabla de valores obtenidas con el nuevo análisis de frecuencia.

Figura 10-68. Representación gráfica del nuevo análisis de alternativa.



FREQUENCY = 100.00000D+00 HZ      GAIN = -36.700 DB  
 PHASE ANGLE=-247.631 DEGREES      GROUP DELAY= 711.01024D-06 SEC  
 GAIN SLOPE =-180.60410E-01 DB/OCT      PEAK GAIN = 6.020DB/F= 135.00000D-02  
 1:ANOTHER RUN 2:ANALYSIS LIMITS 3:RETURN 4:TITLE



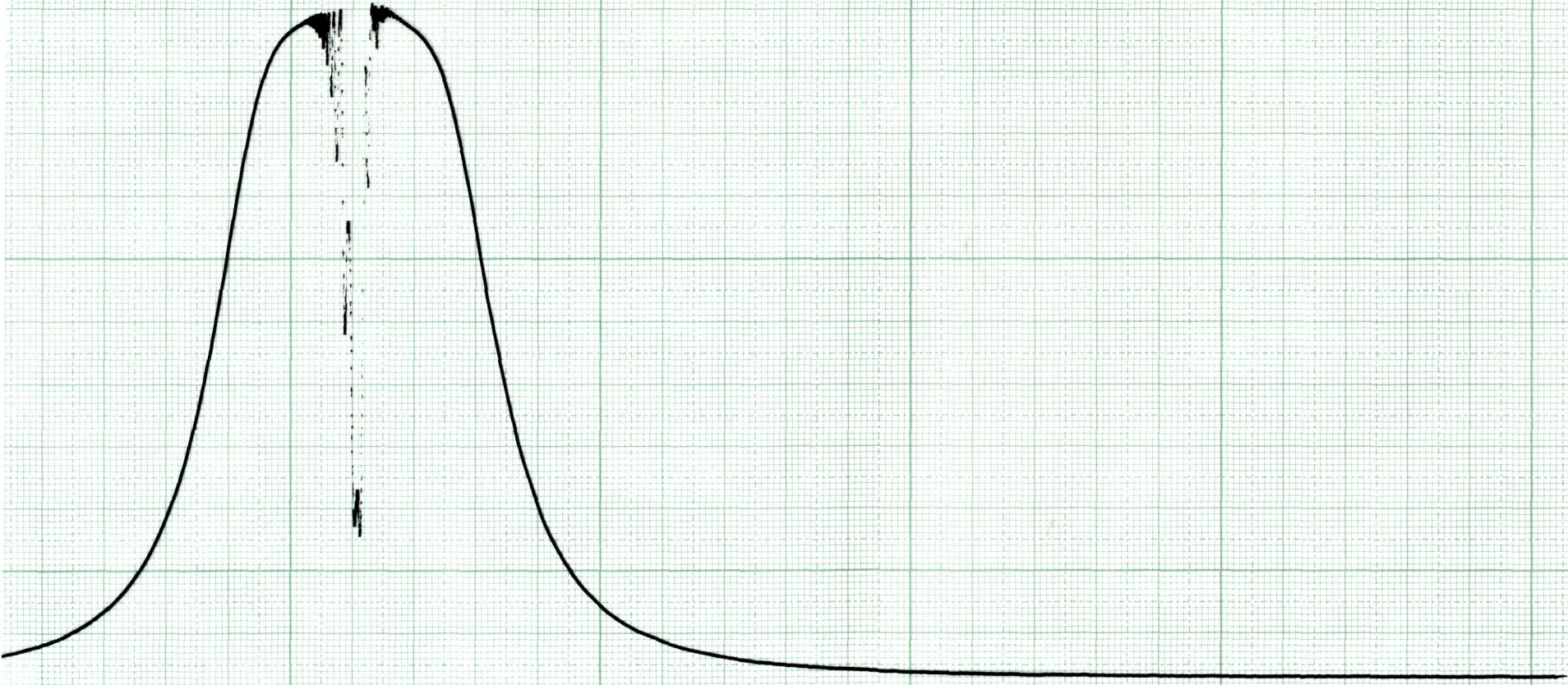
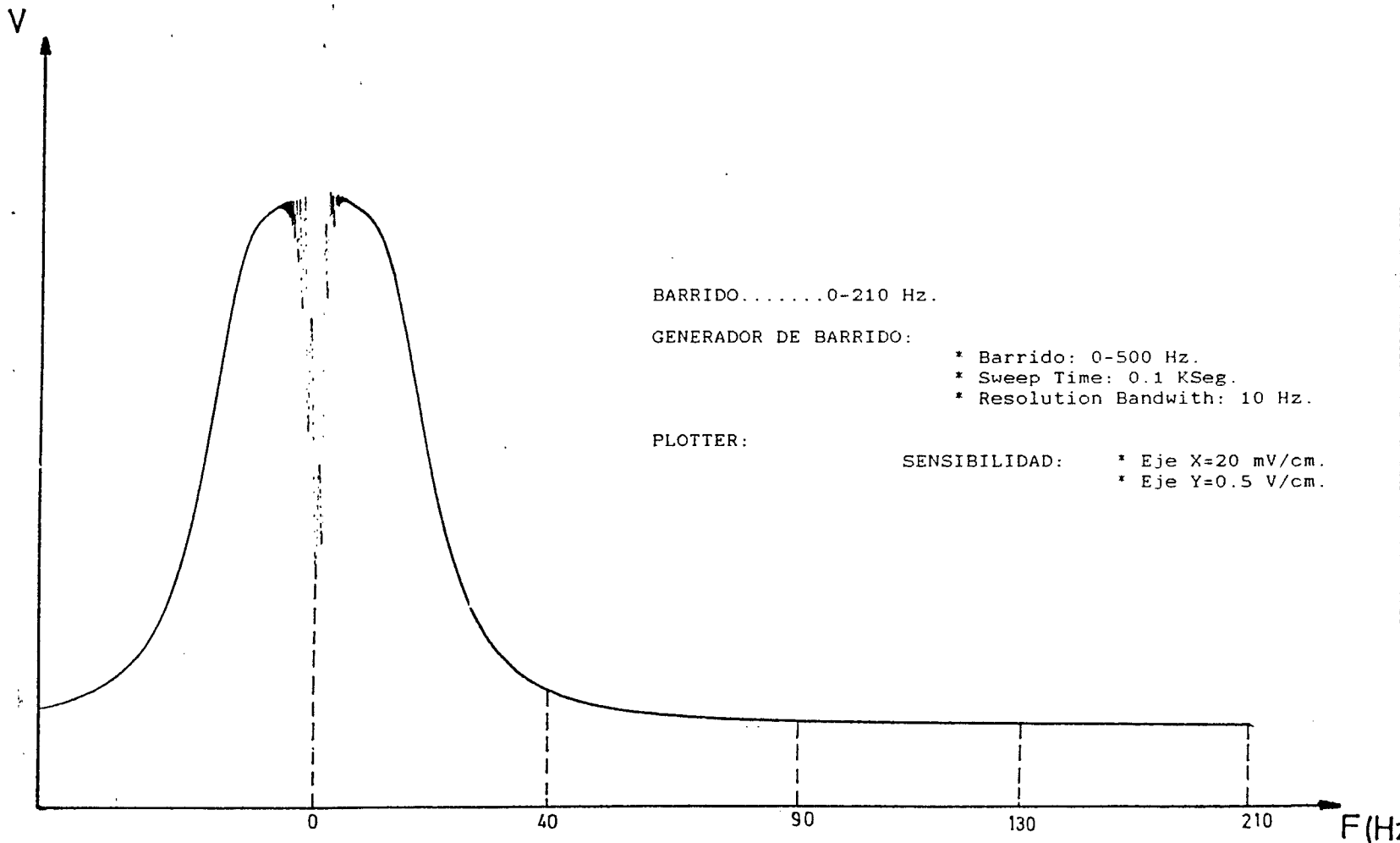




Figura 10-69. Curvas de respuestas del filtro paso bajo de 10 Hz. obtenida en el laboratorio mediante plotter.





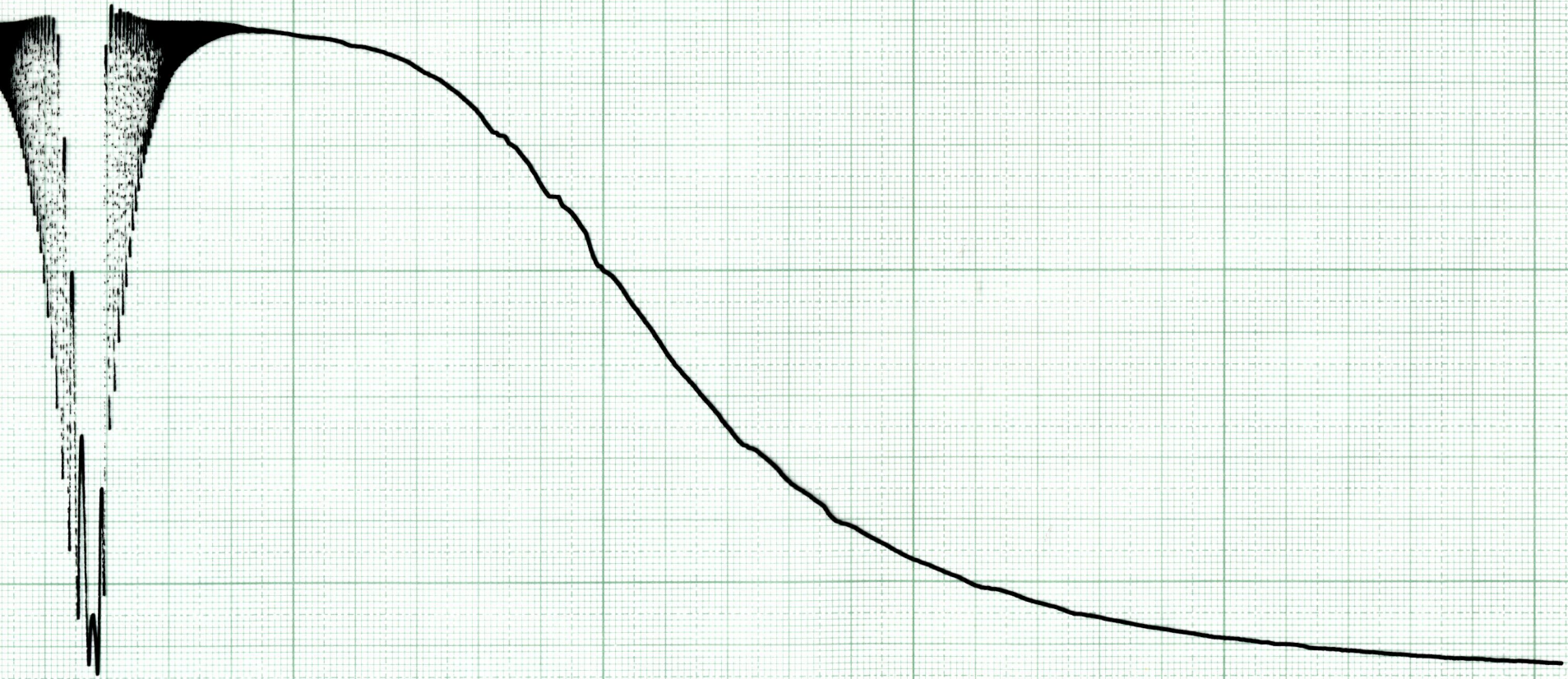
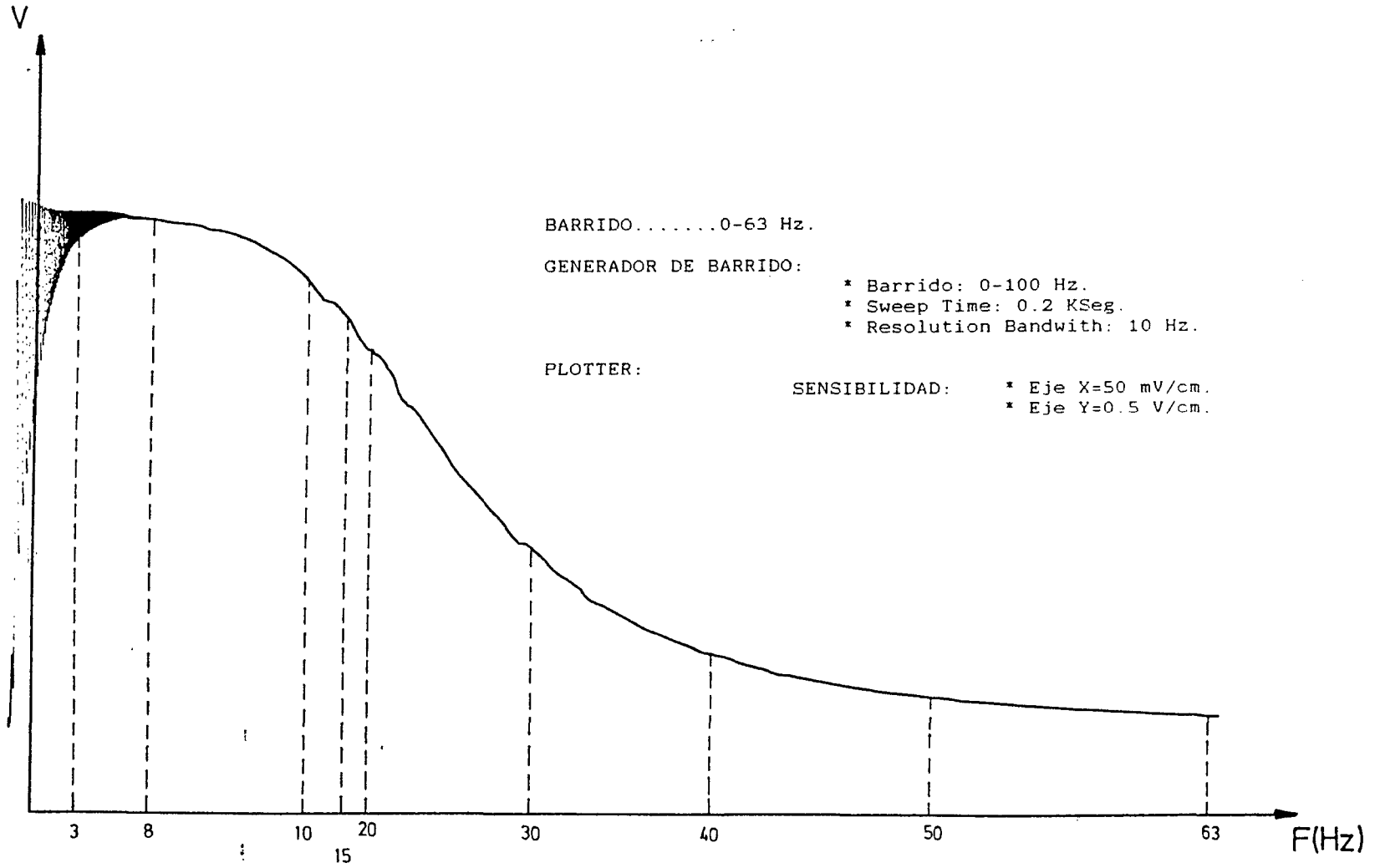




Figura 10-70. Curva de respuesta práctica similar a la anterior pero con un barrido de frecuencia más corto.



D.2. Filtro paso alto de 10 Hz.

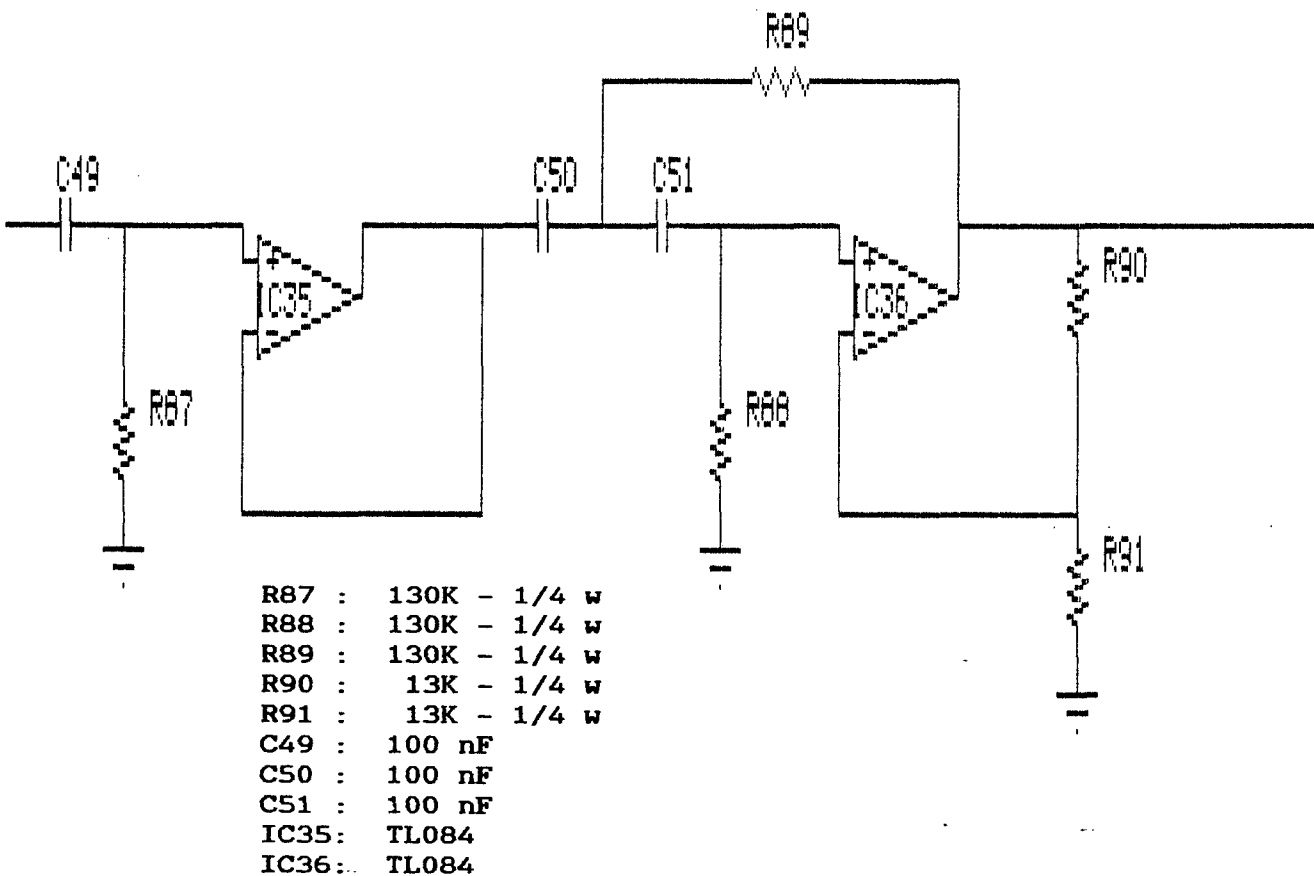


Figura 10-71. Esquema electrónico del filtro paso alto de 10 Hz. Dicho filtro está diseñado según normas ANSI.



### AN20 ANALYSIS LIMITS

LOWEST FREQUENCY	1
HIGHEST FREQUENCY	500
LOWEST GAIN(DB)	-80
HIGHEST GAIN(DB)	20
LOWEST PHASE SHIFT	-360
HIGHEST PHASE SHIFT	90
LOWEST GROUP DELAY	1E-9
HIGHEST GROUP DELAY	1E-4
INPUT NODE NUMBER	7
OUTPUT NODE NUMBER	5
ACCURACY(%)	5
PRINT TABLE OF VALUES(Y/N)	Y
AUTO OR FIXED FREQUENCY STEP	A
DEFAULT PLOTTING PARAMETERS(Y/N)	Y
TEMPERATURE (LOW/HIGH/STEP)	25
WORST CASE (Y/N)	N

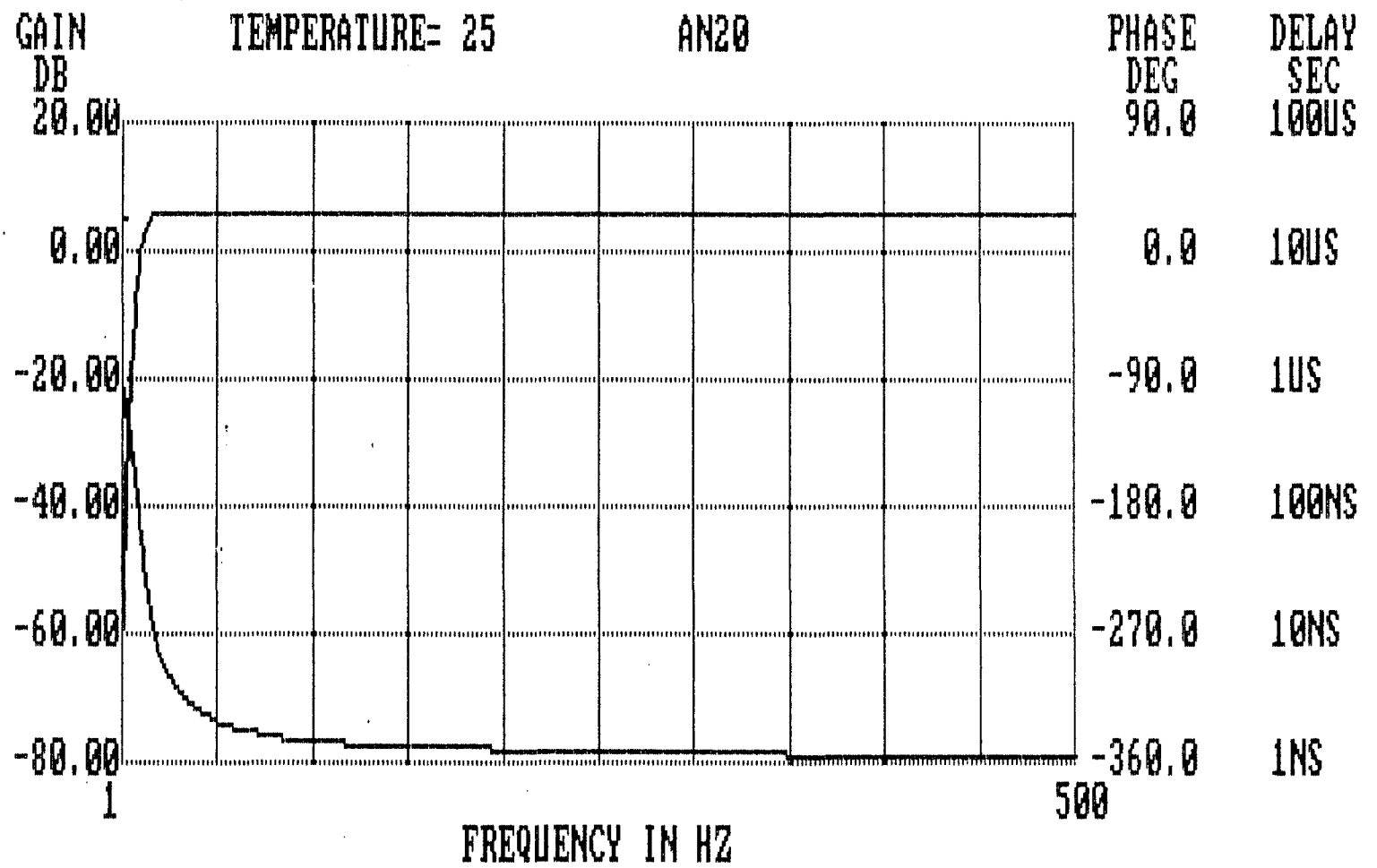
Figura 10-72. Condiciones en las que se ha realizado el primer análisis de alterna para el filtro paso alto de 10 Hz.

SPECTRUM SOFTWARE  
MICRO-CAP II  
FREQUENCY ANALYSIS  
FOR

FREQUENCY	GAIN(DB)	AN20 CIRCUIT ANGLE(DEGREES)	DELAY (SEC)	SLOPE (DB/OCTAVE)
100.00000D-02	-592.52146D-01	-993.70759D-01	178.48282D-07	151.03230E-08
105.00000D-02	-579.80790D-01	-998.40435D-01	178.48282D-07	180.61773E-01
115.00000D-02	-556.10277D-01	-100.78030D+00	178.48282D-07	180.61802E-01
125.00000D-02	-534.37549D-01	-101.72092D+00	178.48282D-07	180.61779E-01
135.00000D-02	-514.32125D-01	-102.66234D+00	178.48282D-07	180.61787E-01
145.00000D-02	-495.70076D-01	-103.60465D+00	178.48282D-07	180.61756E-01
165.00000D-02	-462.03132D-01	-105.49220D+00	178.48282D-07	180.61731E-01
185.00000D-02	-432.21890D-01	-107.38418D+00	178.48282D-07	180.61644E-01
205.00000D-02	-405.47003D-01	-109.28118D+00	263.47278D-04	180.61522E-01
225.00000D-02	-381.21355D-01	-111.18385D+00	264.26054D-04	180.61270E-01
245.00000D-02	-359.02450D-01	-113.09288D+00	265.14185D-04	180.60913E-01
265.00000D-02	-338.57829D-01	-115.00894D+00	266.11984D-04	180.60326E-01
285.00000D-02	-319.62131D-01	-116.93278D+00	267.19975D-04	180.59496E-01
325.00000D-02	-285.40647D-01	-120.80685D+00	269.03290D-04	180.57440E-01
365.00000D-02	-255.17601D-01	-124.72158D+00	271.85632D-04	180.52702E-01
405.00000D-02	-228.10507D-01	-128.68394D+00	275.16362D-04	180.44228E-01
445.00000D-02	-203.60518D-01	-132.70134D+00	278.98657D-04	180.30077E-01
485.00000D-02	-181.24361D-01	-136.78155D+00	283.34782D-04	180.07467E-01
525.00000D-02	-160.69471D-01	-140.93251D+00	288.26080D-04	179.72904E-01
565.00000D-02	-141.70952D-01	-145.16208D+00	293.72056D-04	179.21806E-01
645.00000D-02	-107.70406D-01	-153.88636D+00	302.92619D-04	177.99404E-01
725.00000D-02	-781.51964D-02	-163.00188D+00	316.51129D-04	175.19430E-01
805.00000D-02	-524.18812D-02	-172.52544D+00	330.67901D-04	170.40943E-01
885.00000D-02	-301.48171D-02	-182.42215D+00	343.63580D-04	162.92967E-01
965.00000D-02	-111.41336D-02	-192.58817D+00	352.98689D-04	152.23554E-01
104.50000D-01	474.78241D-03	-202.84785D+00	356.23887D-04	138.28433E-01
112.50000D-01	177.00634D-02	-212.97467D+00	351.62565D-04	121.71169E-01
120.50000D-01	279.83975D-02	-222.73302D+00	338.83189D-04	103.75877E-01
128.50000D-01	359.50933D-02	-231.92430D+00	319.14156D-04	859.10816E-02
136.50000D-01	420.01881D-02	-240.41701D+00	294.88585D-04	694.45286E-02
152.50000D-01	498.99757D-02	-255.13343D+00	255.49332D-04	493.90030E-02
168.50000D-01	542.40032D-02	-267.01839D+00	206.33620D-04	301.53499E-02
184.50000D-01	566.42906D-02	-276.58475D+00	206.33620D-04	183.60459E-02
200.50000D-01	580.05833D-02	-284.36259D+00	135.03202D-04	113.59488E-02
232.50000D-01	592.84187D-02	-296.15900D+00	102.39937D-04	598.40047E-03
264.50000D-01	597.75242D-02	-304.66724D+00	738.56320D-05	263.95544E-03
328.50000D-01	600.84038D-02	-316.16394D+00	498.98837D-05	987.75037E-04
392.50000D-01	601.60314D-02	-323.62213D+00	323.70616D-05	297.02324E-04
520.50000D-01	601.92991D-02	-332.79194D+00	198.99762D-05	802.47186E-05
648.50000D-01	601.98407D-02	-338.24451D+00	118.32851D-05	170.76040E-05
904.50000D-01	602.00134D-02	-344.45710D+00	674.10882D-06	359.72494E-06
141.65000D+00	602.00402D-02	-350.10805D+00	306.58379D-06	413.56197E-07
244.05000D+00	602.00429D-02	-354.29125D+00	113.47662D-06	351.86970E-08
448.85000D+00	602.00439D-02	-356.95141D+00	360.80650D-07	112.20603E-08
500.00000D+00	602.00442D-02	-357.28007D+00	178.48282D-07	151.03230E-08

Figura 10-73. Tabla de valores para los cuales se ha realizado este análisis de alterna.

Figura 10-74. Representación gráfica del análisis de alterna del filtro paso alto de 10 Hz.



FREQUENCY = 500.00000D+00 HZ GAIN = 6.020 DB  
 PHASE ANGLE=-357.280 DEGREES GROUP DELAY= 178.48282D-07 SEC  
 GAIN SLOPE = 151.03230E-08 DB/OCT PEAK GAIN = 6.020DB/F= 500.00000D+00  
 1:ANOTHER RUN 2:ANALYSIS LIMITS 3:RETURN 4:TITLE

### AN20 ANALYSIS LIMITS

LOWEST FREQUENCY	1
HIGHEST FREQUENCY	100
LOWEST GAIN(DB)	-80
HIGHEST GAIN(DB)	20
LOWEST PHASE SHIFT	-360
HIGHEST PHASE SHIFT	90
LOWEST GROUP DELAY	1E-9
HIGHEST GROUP DELAY	1E-4
INPUT NODE NUMBER	7
OUTPUT NODE NUMBER	5
ACCURACY(%)	5
PRINT TABLE OF VALUES(Y/N)	Y
AUTO OR FIXED FREQUENCY STEP	A
DEFAULT PLOTTING PARAMETERS(Y/N)	Y
TEMPERATURE (LOW/HIGH/STEP)	25
WORST CASE (Y/N)	N

Figura 10-75. Nuevas condiciones con que se ha desarrollado otro análisis de alterna.

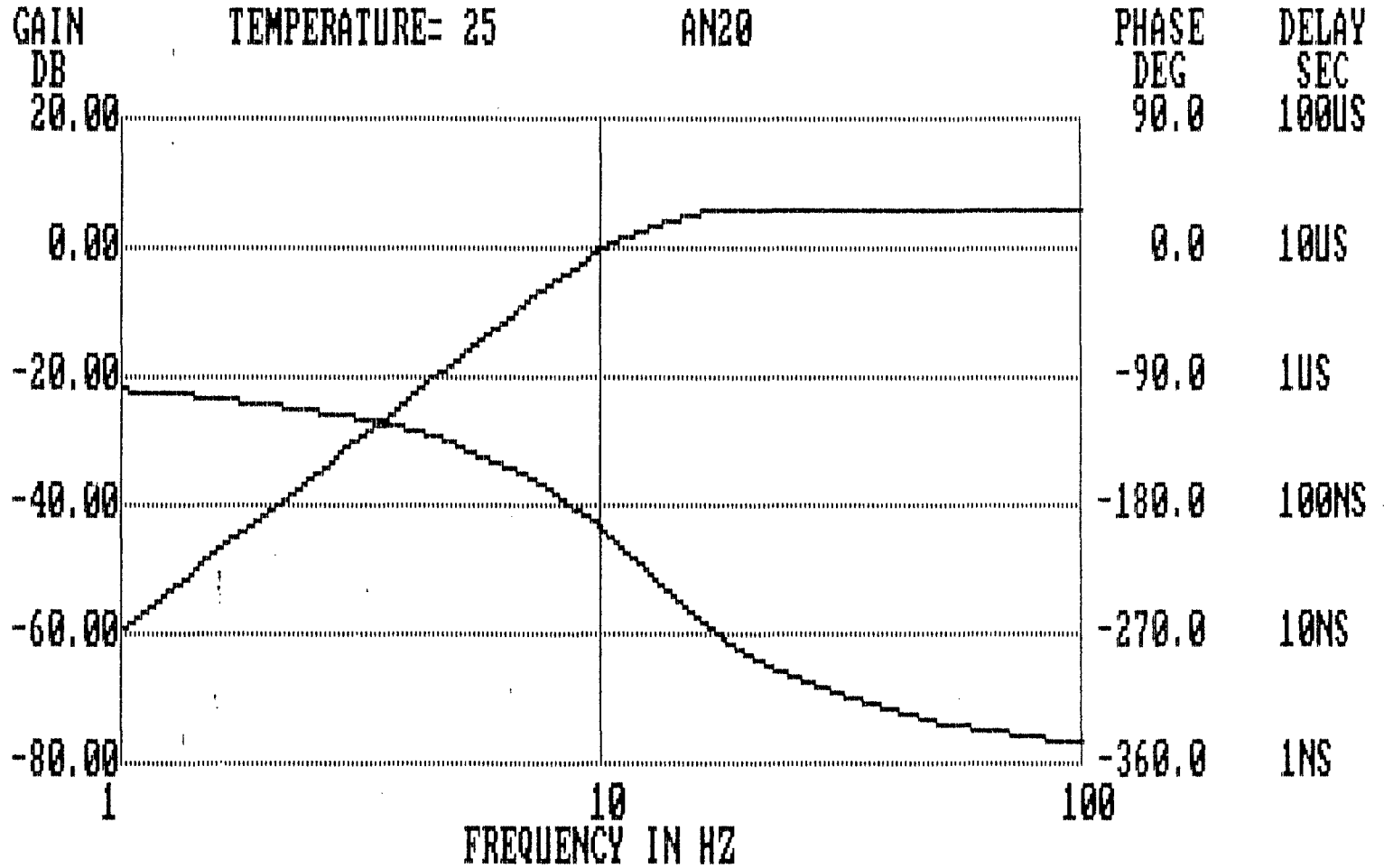
SPECTRUM SOFTWARE  
MICRO-CAP II  
FREQUENCY ANALYSIS  
FOR

AN20 CIRCUIT  
ANGLE (DEGREES)

FREQUENCY	GAIN(DB)	ANGLE (DEGREES)	DELAY (SEC)	SLOPE (DB/OCTAVE)
100.00000D-02	-592.52146D-01	-993.70759D-01	435.01334D-06	872.94349E-07
105.00000D-02	-579.80790D-01	-998.40435D-01	435.01334D-06	180.61773E-01
115.00000D-02	-556.10277D-01	-100.78030D+00	435.01334D-06	180.61802E-01
125.00000D-02	-534.37549D-01	-101.72092D+00	435.01334D-06	180.61779E-01
135.00000D-02	-514.32125D-01	-102.66234D+00	435.01334D-06	180.61787E-01
145.00000D-02	-495.70076D-01	-103.60465D+00	435.01334D-06	180.61756E-01
165.00000D-02	-462.03132D-01	-105.49220D+00	435.01334D-06	180.61731E-01
185.00000D-02	-432.21890D-01	-107.38418D+00	435.01334D-06	180.61644E-01
205.00000D-02	-405.47003D-01	-109.28118D+00	263.47278D-04	180.61522E-01
225.00000D-02	-381.21355D-01	-111.18385D+00	264.26054D-04	180.61270E-01
245.00000D-02	-359.02450D-01	-113.09288D+00	265.14185D-04	180.60913E-01
265.00000D-02	-338.57829D-01	-115.00894D+00	266.11984D-04	180.60326E-01
285.00000D-02	-319.62131D-01	-116.93278D+00	267.19975D-04	180.59496E-01
325.00000D-02	-285.40647D-01	-120.80685D+00	269.03290D-04	180.57440E-01
365.00000D-02	-255.17601D-01	-124.72158D+00	271.85632D-04	180.52702E-01
405.00000D-02	-228.10507D-01	-128.68394D+00	275.16362D-04	180.44228E-01
445.00000D-02	-203.60518D-01	-132.70134D+00	278.98657D-04	180.30077E-01
485.00000D-02	-181.24361D-01	-136.78155D+00	283.34782D-04	180.07467E-01
525.00000D-02	-160.69471D-01	-140.93251D+00	288.26080D-04	179.72904E-01
565.00000D-02	-141.70952D-01	-145.16208D+00	293.72056D-04	179.21806E-01
645.00000D-02	-107.70406D-01	-153.88636D+00	302.92619D-04	177.99404E-01
725.00000D-02	-781.51964D-02	-163.00188D+00	316.51129D-04	175.19430E-01
805.00000D-02	-524.18812D-02	-172.52544D+00	330.67901D-04	170.40943E-01
885.00000D-02	-301.48171D-02	-182.42215D+00	343.63580D-04	162.92967E-01
965.00000D-02	-111.41336D-02	-192.58817D+00	352.98689D-04	152.23554E-01
104.50000D-01	474.78241D-03	-202.84785D+00	356.23887D-04	138.28433E-01
112.50000D-01	177.00634D-02	-212.97467D+00	351.62565D-04	121.71169E-01
120.50000D-01	279.83975D-02	-222.73302D+00	338.83189D-04	103.75877E-01
128.50000D-01	359.50933D-02	-231.92430D+00	319.14156D-04	859.10816E-02
136.50000D-01	420.01881D-02	-240.41701D+00	294.88585D-04	694.45286E-02
152.50000D-01	498.99757D-02	-255.13343D+00	255.49332D-04	493.90030E-02
168.50000D-01	542.40032D-02	-267.01839D+00	206.33620D-04	301.53499E-02
184.50000D-01	566.42906D-02	-276.58475D+00	206.33620D-04	183.60459E-02
200.50000D-01	580.05833D-02	-284.36259D+00	135.03202D-04	113.59488E-02
232.50000D-01	592.84187D-02	-296.15900D+00	102.39937D-04	598.40047E-03
264.50000D-01	597.75242D-02	-304.66724D+00	738.56320D-05	263.95544E-03
328.50000D-01	600.84038D-02	-316.16394D+00	498.98837D-05	987.75037E-04
392.50000D-01	601.60314D-02	-323.62213D+00	323.70616D-05	297.02324E-04
520.50000D-01	601.92991D-02	-332.79194D+00	198.99762D-05	802.47186E-05
648.50000D-01	601.98407D-02	-338.24451D+00	118.32851D-05	170.76040E-05
904.50000D-01	602.00134D-02	-344.45710D+00	674.10882D-06	359.72494E-06
100.00000D+00	602.00261D-02	-345.95268D+00	435.01334D-06	872.94349E-07

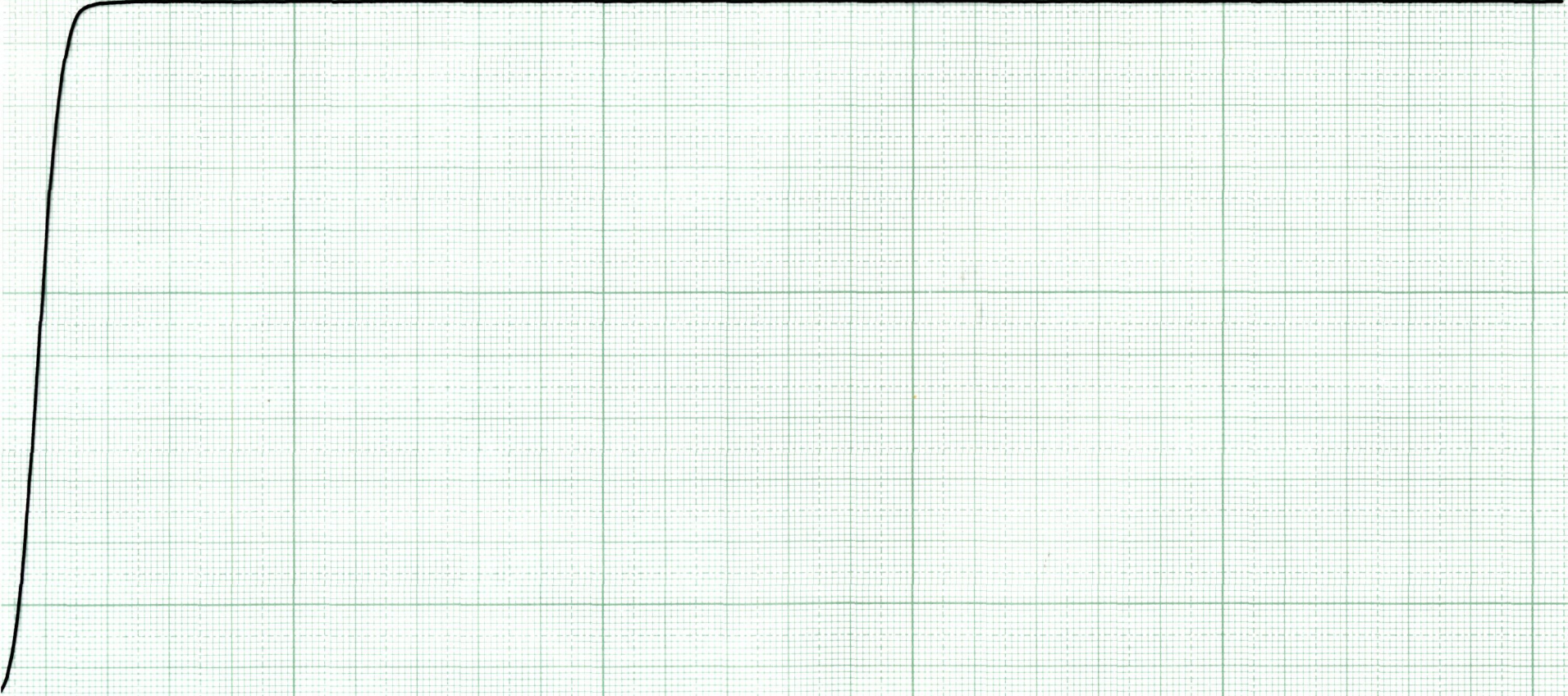
Figura 10-75. Tabla de valores con que se ha desarrollado el nuevo análisis de alterna.

Figura 10-77. Representación gráfica del nuevo análisis por método de simulación por ordenador.



FREQUENCY = 100.000000+00 HZ      GAIN = 6.020 DB  
 PHASE ANGLE=-345.953 DEGREES      GROUP DELAY= 435.01334D-06 SEC  
 GAIN SLOPE = 872.94349E-07 DB/OCT      PEAK GAIN = 6.020DB/F= 100.000000+00  
 1:ANOTHER RUN 2:ANALYSIS LIMITS 3:RETURN 4:TITLE







BARRIDO.....0-340 Hz.

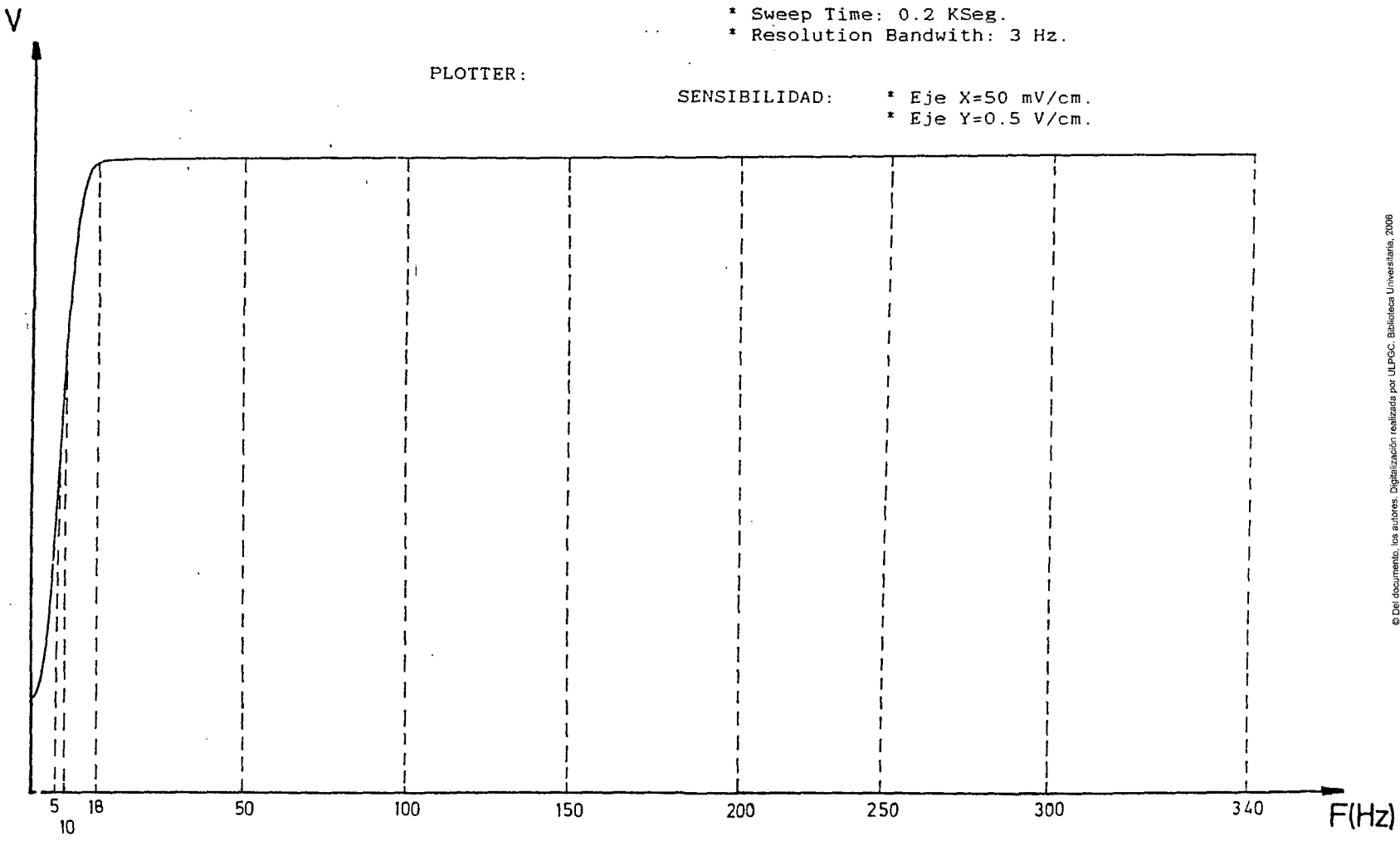
GENERADOR DE BARRIDO:

- \* Barrido: 0-500 Hz.
- \* Sweep Time: 0.2 KSeg.
- \* Resolution Bandwith: 3 Hz.

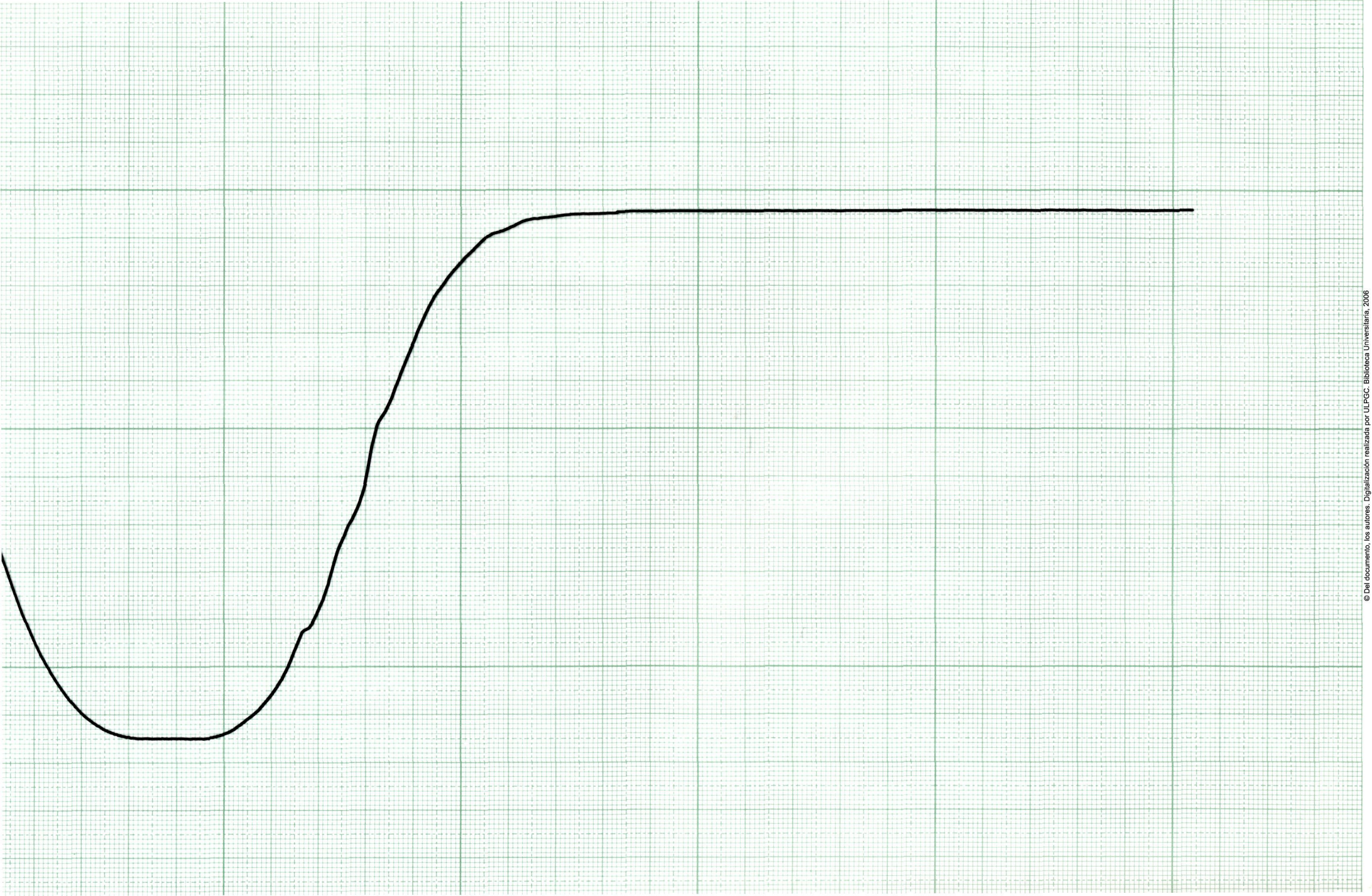
PLOTTER:

- SENSIBILIDAD:
- \* Eje X=50 mV/cm.
  - \* Eje Y=0.5 V/cm.

Figura 10-78. Curva de respuesta del filtro paso alto de 10 Hz. obtenida al analizar el mismo en el laboratorio.









BARRIDO.....0-46 Hz.

GENERADOR DE BARRIDO:

- \* Barrido: 0-50 Hz.
- \* Sweep Time: 0.1 KSeg.
- \* Resolution Bandwith: 3 Hz.

PLOTTER:

- SENSIBILIDAD:
- \* Eje X=50 mV/cm.
  - \* Eje Y=0.5 V/cm.

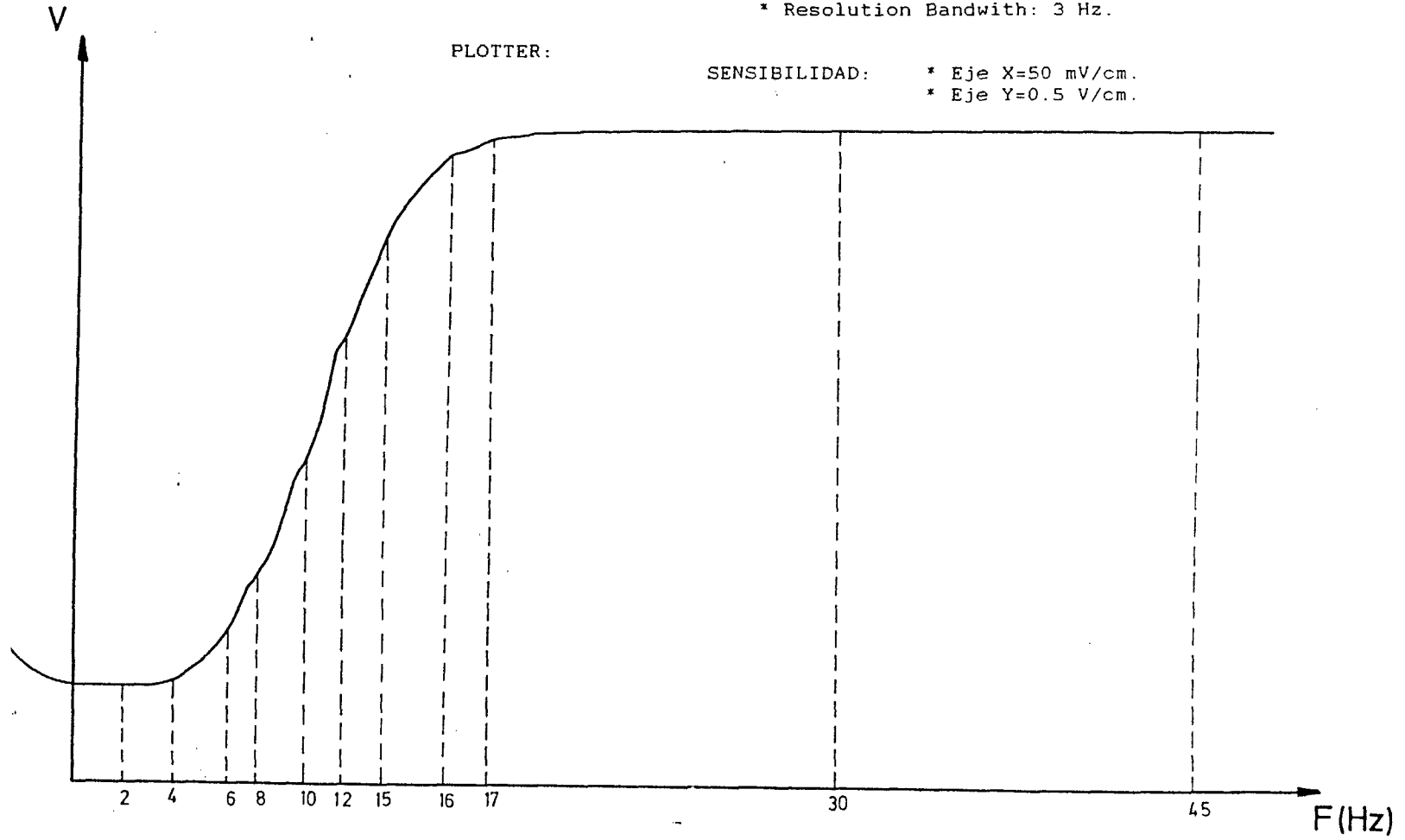


Figura 10-79. Curva de respuesta del filtro anterior obtenida en el laboratorio (análisis detallado).

#### E. Filtro exterior.

Este medidor de wow y flutter tiene la posibilidad de podersele conectar un filtro exterior, cuando queremos medir el wow y el flutter con unas determinadas características de filtro no existente en las citadas en los apartados anteriores.

Esta conexión se puede hacer por medio de dos conectores existentes en el panel trasero (un conector para la entrada de señal al filtro y el segundo para la salida del filtro que le entra de nuevo al equipo de medida). Esta posibilidad hace el equipo más versátil.

#### 10.5. Detector de pico.

En la figura 10-80 se muestra el circuito detector de pico utilizado en este medidor. En este circuito el condensador C52 se carga a través de D3 por IC37. El amplificador IC38 sirve como etapa tampón entre C52 y la salida cuando D3 está bloqueado. El diodo D4 evita que el amplificador operacional IC37 entre en sobrecarga. Los condensadores pueden ser necesarios para mejorar la estabilidad y la respuesta a transitorios. El circuito integrado IC37 debe tener un buen rechazo de modo común y ser estable con una carga capacitiva tal como C52. El amplificador operacional IC38 debe tener una alta impedancia de entrada (por ejemplo una etapa de entrada FET).

Como el propio nombre del circuito indica el detector de pico tiene como misión indicar cuando se produce un pico en la señal de entrada al detector y medir el valor de tensión de este pico. El condensador C52 mantendrá la salida al valor más positivo que ha tenido la entrada en un intervalo de tiempo determinado tal como indica la figura 10-81, que tiene las formas de ondas típicas de la entrada y la salida.

Esto se debe a que si vi>vo la salida del operacional es positiva, de tal forma que D3 conduce. Así el condensador mencionado se carga a través de D3 (mediante la corriente de salida del amplificador) al valor de la entrada, ya que el circuito es un seguidor de tensión. Cuando vi disminuye por debajo de la tensión del condensador, la salida pasa a ser negativa y el diodo queda polarizado en sentido inverso. Por lo tanto el condensador queda cargado al valor más positivo de la entrada.

A continuación de esta etapa viene el instrumento indicador del wow o flutter, que es un simple voltímetro.

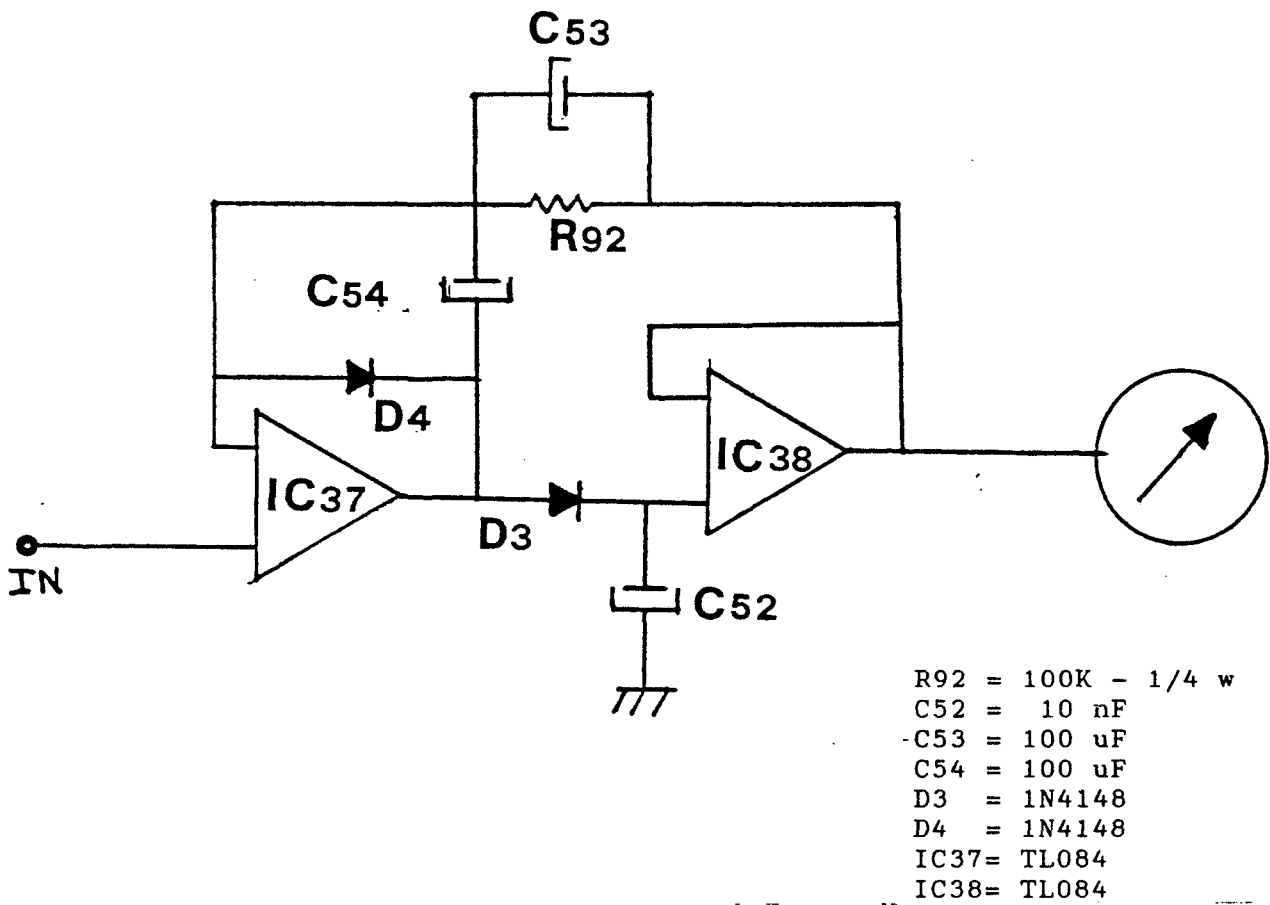


Figura 10-80. Circuito detector de pico mediante dos amplificadores operacionales.

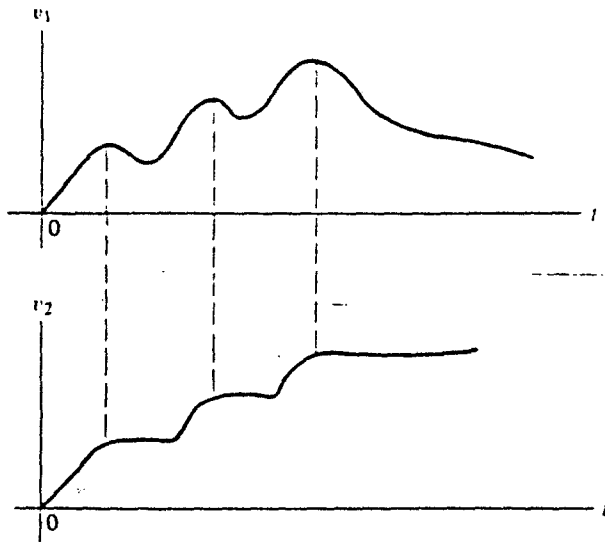


Figura 10-81. Formas de ondas típicas de la entrada y salida de un detector de pico.

### 10.6. Detector promedio o eficaz.

Este circuito nos presenta a su salida una tensión igual al valor eficaz de la señal de entrada.

Para realizarlo en la práctica he utilizado el circuito de la figura 10-82.

El valor eficaz de una función se define como el valor que debería tener una señal constante para disipar en un intervalo de tiempo igual a un periodo, sobre idéntico resistor, igual cantidad de energía que la señal periódica en cuestión.

El valor eficaz de una señal resulta de integrar la expresión al cuadrado de dicha señal en un periodo, es decir, encontrar la superficie encerrada por el cuadrado de la función, dividirla por el periodo y extraer su raíz cuadrada.

$$\text{VALOR EFICAZ} = \frac{1}{T} * \int_0^T f^2(t) * dt$$

El valor eficaz de una señal también se puede definir como  $\sqrt{2}$  del valor de pico de la misma señal.

$$\text{VALOR EFICAZ} = \frac{\text{VALOR DE PICO}}{\sqrt{2}}$$

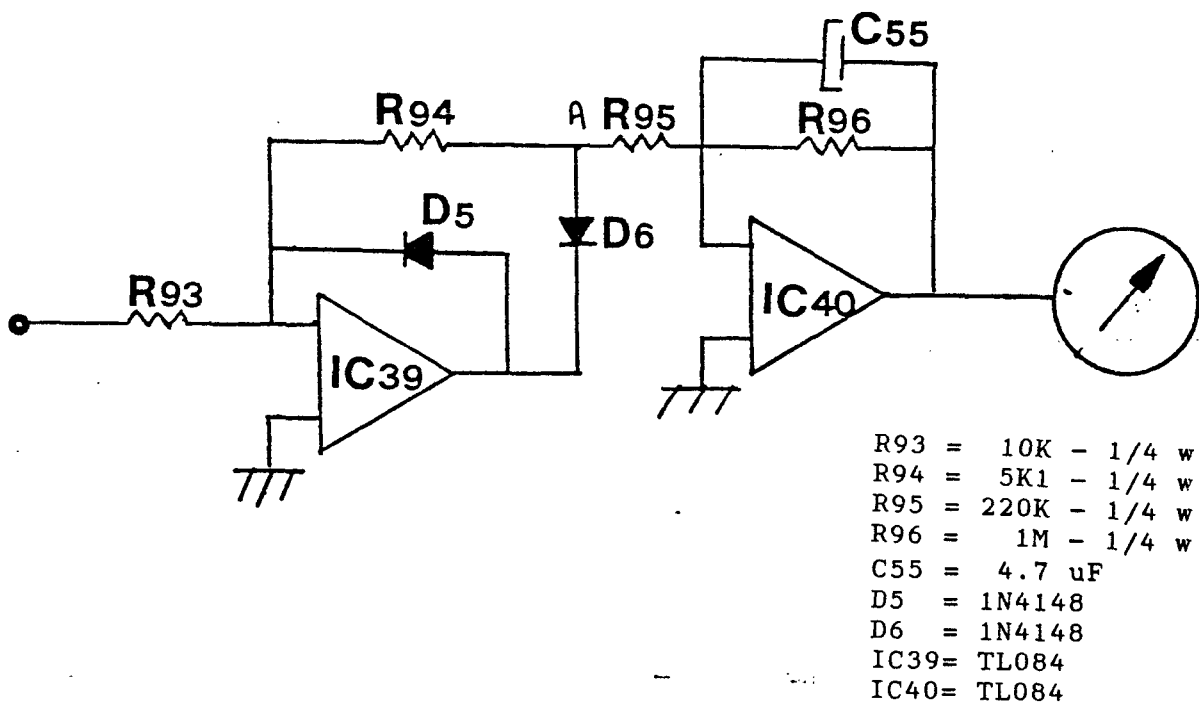


Figura 10-82. Circuito electrónico del detector eficaz.

El amplificador IC40 de salida, presenta una impedancia de salida baja, y se usa para filtrar la salida de modo que sólo aparezca en la salida una tensión de estado estacionario o continua. La constante de tiempo del filtro es  $R96 \cdot C55$  que debe ser elegida de modo que:

$$R96 \cdot C55 \gg 1/w$$

para obtener un buen filtrado.

Para evitar que el primer amplificador (IC39) entre en saturación debemos asegurar que:

$$(A \cdot R94)/(R93) \leq 10 - \text{Caida del diodo}$$

Entonces, en este caso hacemos:

$$R94 = R93/2$$

Por ejemplo si hacemos  $R93=10K$  por lo tanto  $R94=5K$ .

El valor medio en el punto A es:

$$VA = (A \cdot R94)/(R93) = A/2$$

El valor eficaz de la tensión de entrada es:

$$VIN = A/\sqrt{2} = 0.707 \cdot A$$

La ganancia en continua de la segunda etapa es:

$$Vo/VA = (A/\sqrt{2})/(A/2) = \sqrt{2} = 1.414$$

$$R95 = R96/1.414 = 0.707 \cdot Rf$$

Si la frecuencia mínima de entrada es 4. Hz., por ejemplo, tenemos que:

$$w \geq 4 \cdot 2 \cdot \pi = 8 \cdot \pi = 25.133$$

Queremos que:

$$R96 \cdot C55 \gg 1/25.133 = 0.039$$

Si hacemos:

$$R96 \cdot C55 = 4 \text{ segundos}$$

Para llevar C55 a un tamaño razonable, tomamos:



R95=R96/4.44=1M/4.44=225K

#### 10.7. Medida de la deriva.

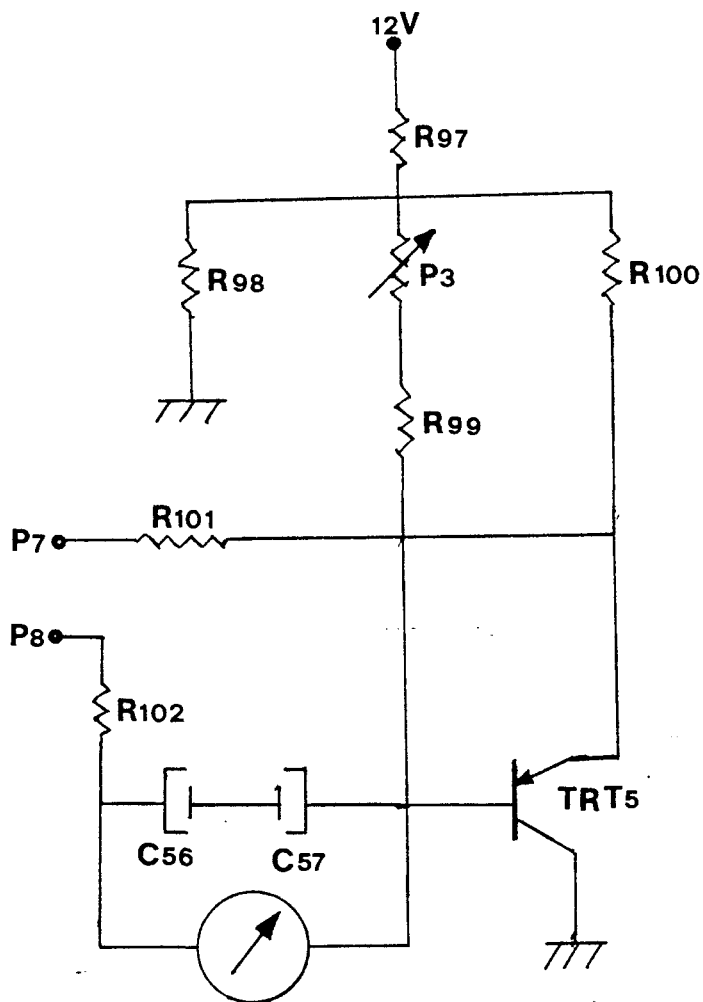
Para medir la deriva de la velocidad se utiliza un instrumento de cero central conectado entre la salida del discriminador de FM (patilla 8 del circuito integrado TBA 120) y una tensión de referencia obtenida del interior del mismo circuito integrado a través de la patilla 7.

A dicha tensión se le superpone la de alimentación a través del potenciómetro de ajuste P3 y la resistencia R99. Para reducir la resistencia interna del punto de unión de R99 y R101 se ha dispuesto el TRT 5 que actúa de seguidor de emisor para dicha tensión.

El potenciómetro se ajusta de tal forma que sin señal el instrumento esté calibrado en el valor 0.

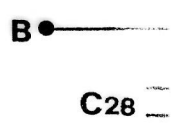
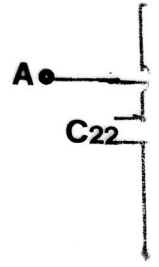
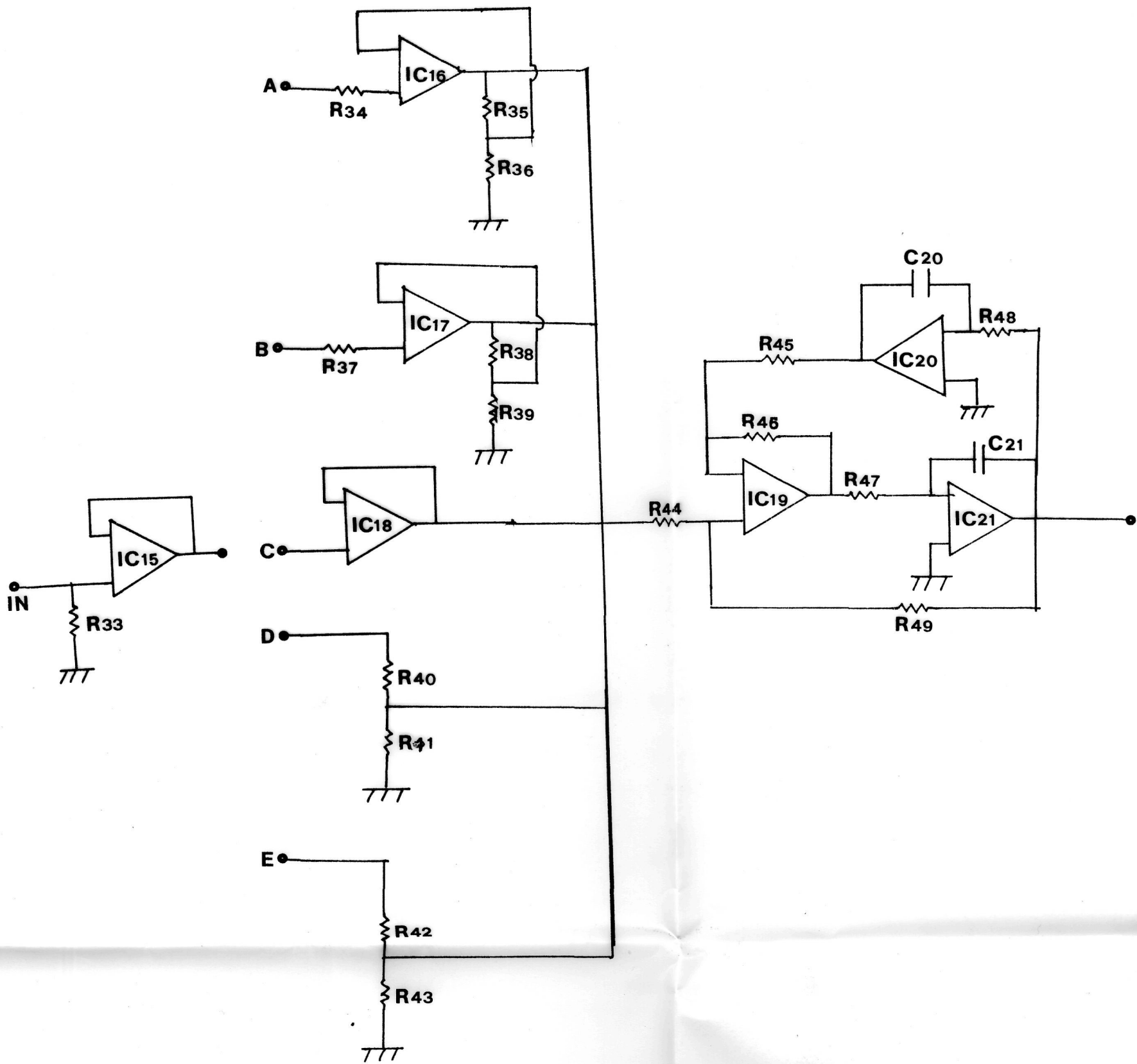
Los condensadores C56 y C57 sirven para amortiguar los movimientos de la aguja.

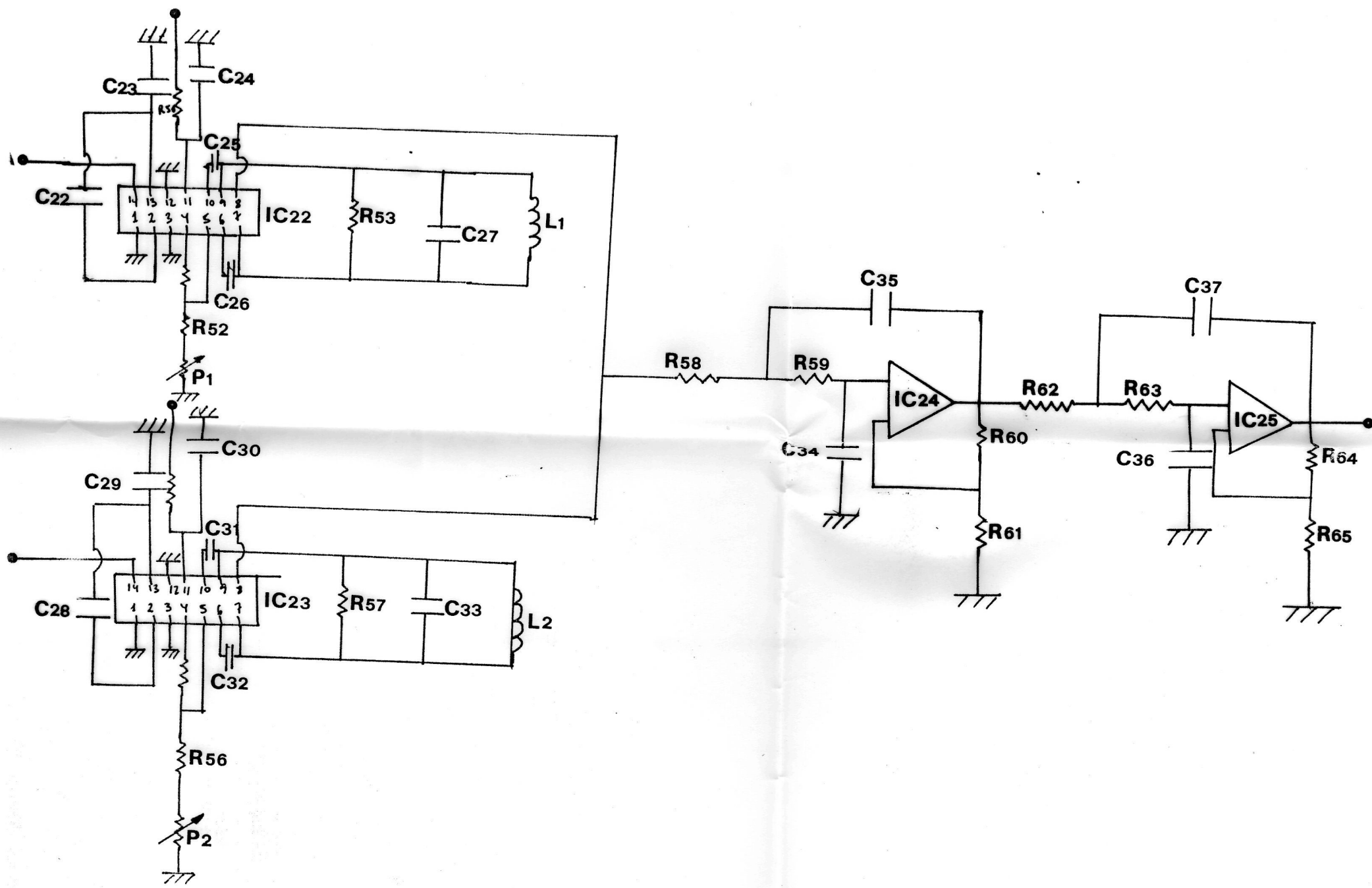
En la figura 10-83 se muestra el esquema del circuito electrónico práctico que he diseñado para la medida de la deriva.



- R97 = 6K2 - 1/4 w
- R98 = 10K - 1/4 w
- R99 = 56K - 1/4 w
- R100 = 4K7 - 1/4 w
- R101 = 47K - 1/4 w
- R102 = 3K3 - 1/4 w
- C56 = 10 uF
- C57 = 10 uF
- P3 = 100K
- TRT5 = BC205

Figura 10-83. Esquema práctico del circuito electrónico diseñado para la medida de la deriva.





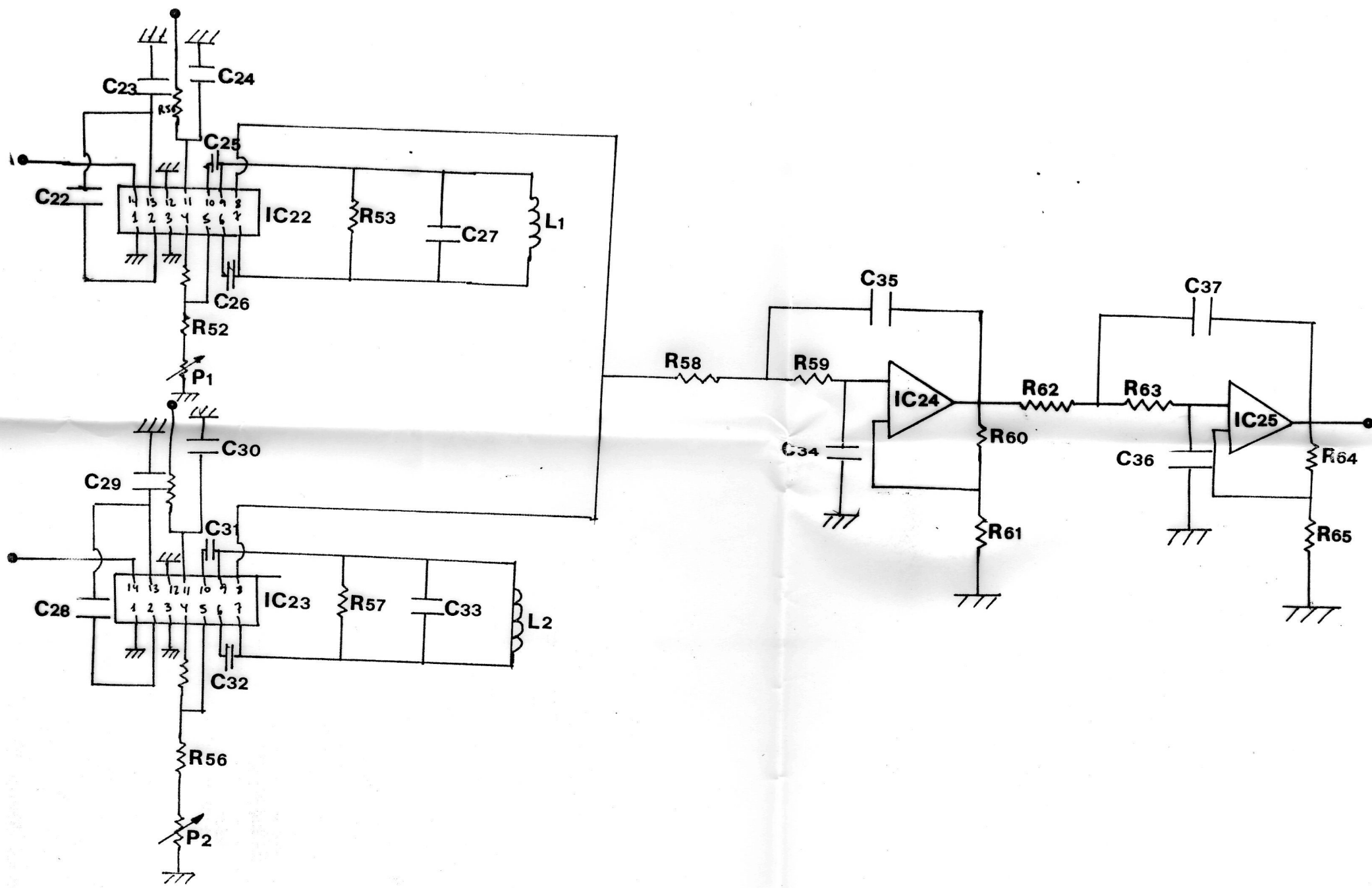


Figura 10-85. Esquema de la placa del circuito impreso del bloque principal del medidor de wow, flutter y deriva.

Figura 10-86. Fotografía de la placa principal del circuito de medida del  $\omega$ , flutter y deriva.



## A N E X O 10-1: NOCIONES DE MODULACION Y DEMODULACION.

### 10.1. Necesidad de la modulación.

En la transmisión intervienen varios factores. En un primer lugar está el mensaje que es la información que se va a transmitir. Se trata de enviar éste mensaje a distancia.

Este mensaje puede tomar diversas formas (voz, música, fotografía, letras, etc.). El transductor transforma éste lenguaje en señales eléctricas. Por ejemplo, un micrófono transforma las variaciones de presión de las ondas acústicas en corrientes eléctricas proporcionales a éstas. Este mensaje genera señales variables, cuyas frecuencias están comprendidas entre los 20 Hz. y los 20 KHz. que son las frecuencias audibles.

Supongamos que queremos transmitir el mensaje eléctrico después de amplificarlo, por medio de una antena. Las dimensiones de la antenas necesarias serían 1500 Km. para 100 Hz. y de 15 Km. para 10 KHz., por lo que las posibilidades de radiación a éstas son muy reducidas. Además si dos estaciones emiten al mismo tiempo frecuencias de audio, no sería posible separar una de la otra en el receptor y no se podría transmitir más de un mensaje a la vez.

Se recurre a otro procedimiento que consiste en introducir un mensaje de baja frecuencia en otro de alta frecuencia: éste es el principio básico de la modulación. Cada estación elige una frecuencia portadora u onda portadora que la identifica y se modifica por el mensaje eléctrico que se quiere transmitir llamado onda moduladora. La señal transmitida se llama onda modulada.

En la figura 10-87 se muestra el principio de la modulación. La onda moduladora es generalmente de baja frecuencia y la portadora de alta frecuencia.

La onda modulada es por consiguiente una alta frecuencia que puede transmitirse perfectamente, el mensaje está contenido en la envolvente de esta onda y es proporcional a la onda moduladora.

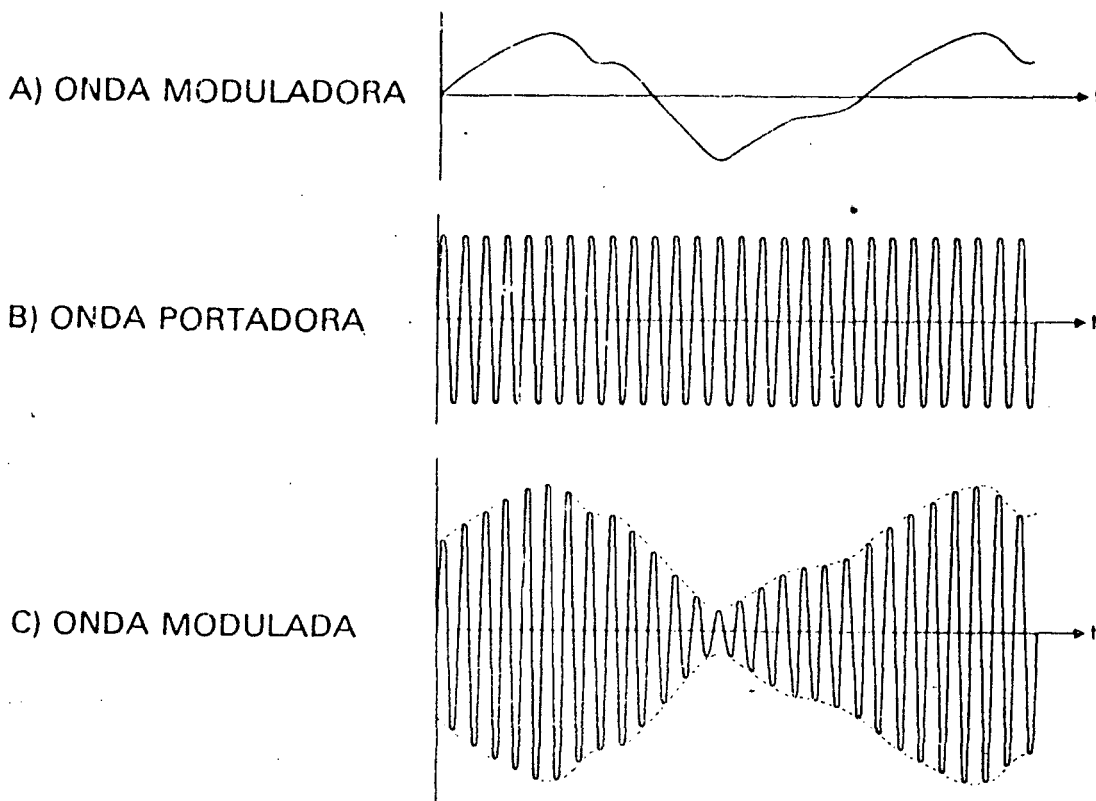


Figura 10-87. Principio básico de la modulación.

Una vez captada la onda modulada se demodula, es decir, la onda moduladora se separa de la portadora.

El receptor puede captar cualquier estación transmisora seleccionándola mediante un filtro, que es un dispositivo electrónico que recibe varias frecuencias y sólo deja pasar un número determinado, es decir, que deja pasar una banda de frecuencias y elimina todas las demás.

La figura 10-88 representa la respuesta de un filtro. Las frecuencias se representan en el eje de las abscisas, y las amplitudes relativas correspondientes a las distintas frecuencias en el eje de las ordenadas. La figura 10-88A representa la respuesta de un filtro ideal, las frecuencias comprendidas entre  $f_1$

y  $f_2$  pasan sin atenuación mientras que las demás son eliminadas, o sea, sus amplitudes son nulas a la salida del filtro.

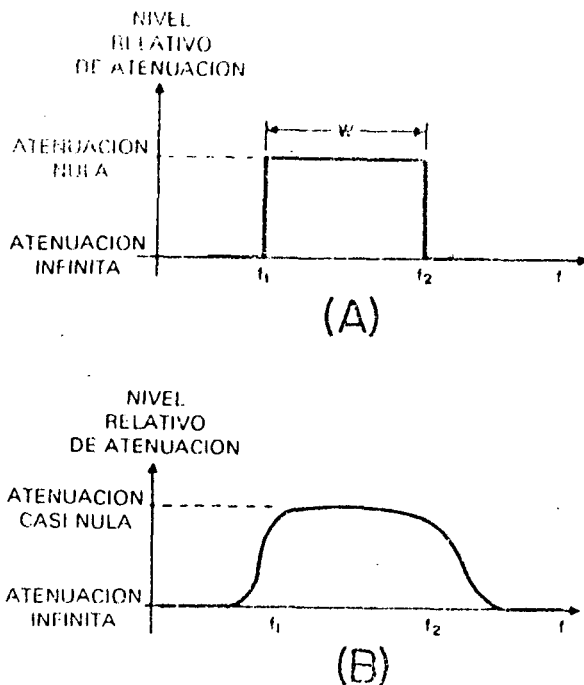


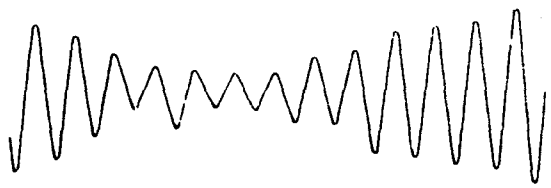
Figura 10-88. Filtro paso banda.

- A. Ideal.
- B. Práctico.

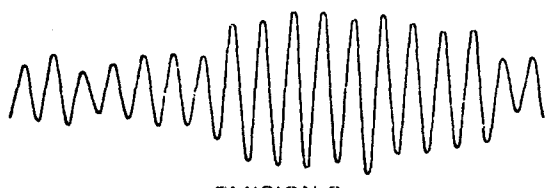
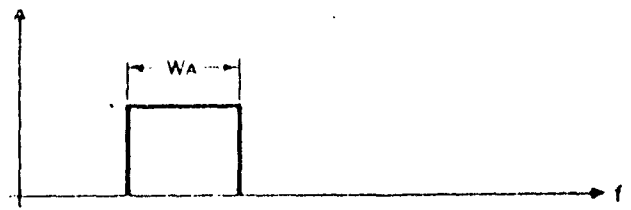
En la práctica el comportamiento de un filtro es algo diferente, el corte es menos neto a las frecuencias límites  $f_1$  y  $f_2$ . Frecuencias inferiores a  $f_1$  y superiores a  $f_2$  no son totalmente atenuadas, y la atenuación no es uniforme para todas las frecuencias comprendidas entre  $f_1$  y  $f_2$ .

Se necesitan filtros de alta calidad, y conservar cierto margen de seguridad entre las bandas de frecuencia permitidas a las diferentes estaciones, de forma que impidan la interferencia entre éstas.

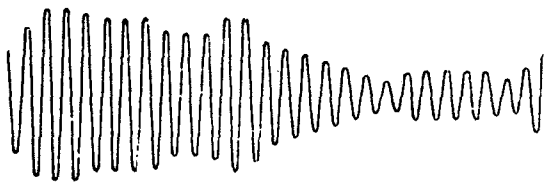
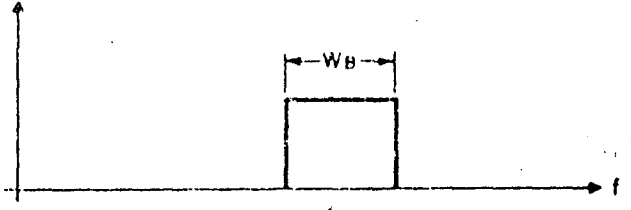
La transmisión de varios mensajes sobre frecuencias portadoras diferentes se denomina multiplexado de frecuencia. Es más fácil representar mensaje multiplexados de frecuencias por su espectro que por su forma de onda. La representación en función del tiempo es un mensaje compuesto muy poco explícito.



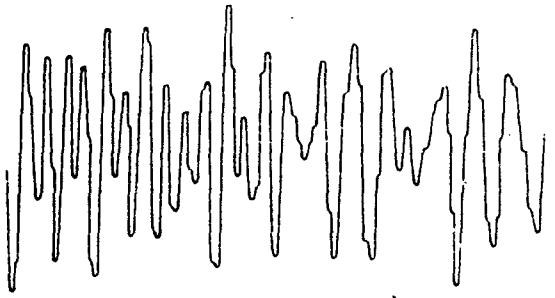
EMISION A



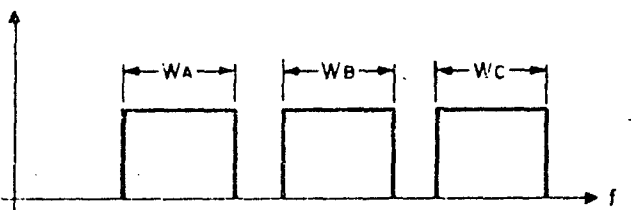
EMISION B



EMISION C



SEÑAL COMPUESTA



REPRESENTACION EN FUNCION DEL TIEMPO

ESPECTROS DE LOS MENSAJES A, B, C.

Figura 10-89. Multiplexado de frecuencia.

Paralelamente al multiplexado de frecuencia, que consiste en emitir simultáneamente varias bandas de frecuencia diferentes, existe otra forma de multiplexado por división de tiempo, que consiste en emitir en intervalos de tiempo diferentes señales que pueden tener la misma frecuencia.

Supongamos que muestreamos un mensaje a intervalos de tiempo regulares, durante los tiempos que el primer mensaje no se emite podemos muestrear otros mensajes (se admite que el mensaje muestreado no pierde su calidad en la recepción). El espectro del mensaje muestreado es de cierta complejidad, por lo que resulta más fácil representar un multiplexado por división de tiempo, mediante su forma de onda en función del tiempo.

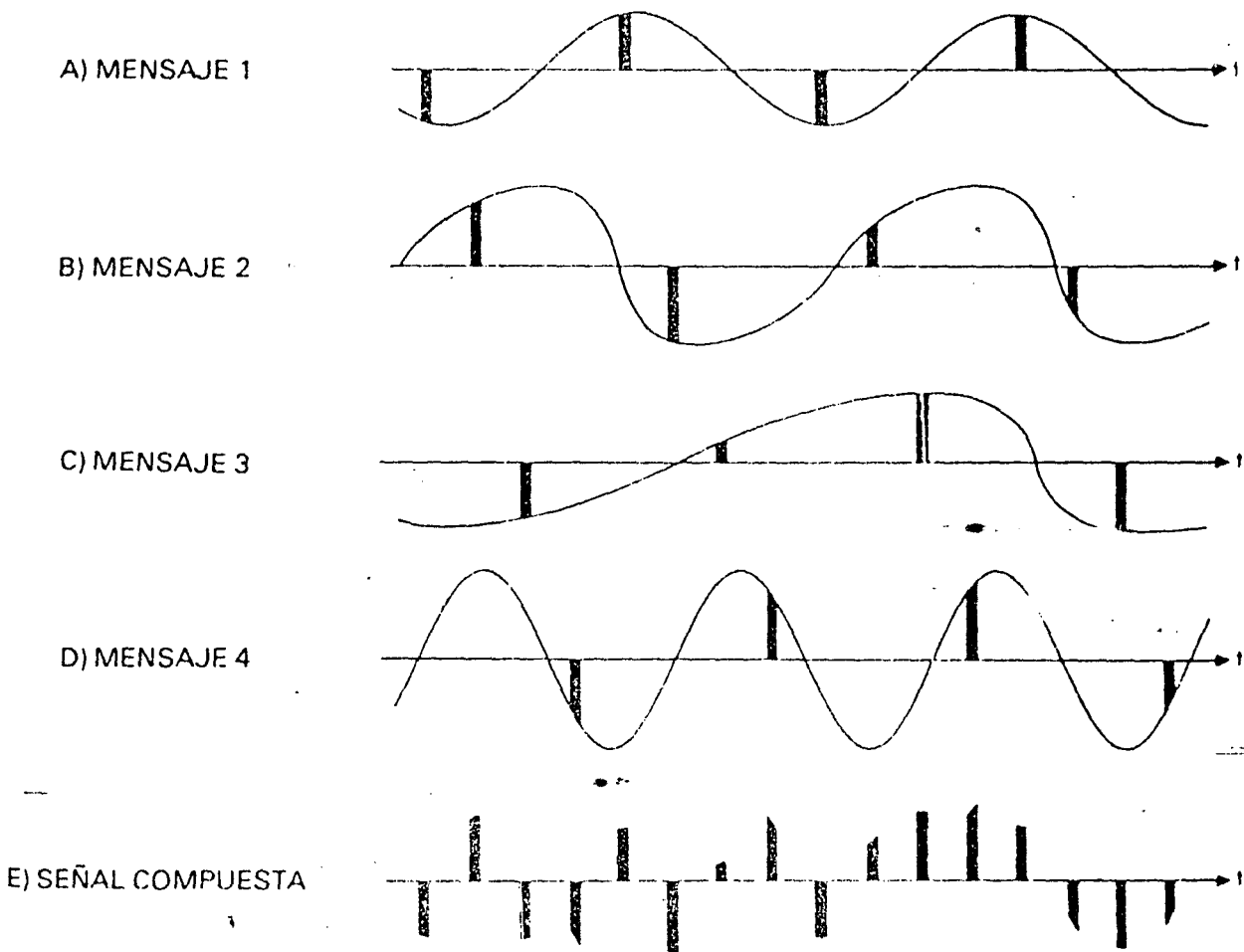


Figura 10-90. Multiplexado por división de tiempo.

## 10.2. Métodos de modulación.

La modulación es continua o entretenida, si la onda modulada se emite sin ninguna interrupción, al contrario de lo que ocurre en una modulación por impulsos. La modulación muestreada que vimos anteriormente es una forma de modulación por impulsos.

La modulación es analógica si uno de los parámetros de la onda portadora varía proporcionalmente con la onda moduladora.

La modulación es codificada si el mensaje se traduce según cierto lenguaje simbólico.

Los tipos de modulación se pueden clasificar en:

- A. Modulación analógica continua.
- B. Modulación analógica por impulsos.
- C. Modulación por impulsos codificados.

### A. Modulación analógica continua.

Está basado en el uso de una portadora sinusoidal que se caracteriza por su amplitud, su frecuencia y su fase.

Una portadora sinusoidal puede modularse por medio del mensaje modulador de varias formas: modificando su amplitud, su frecuencia o su fase.

En modulación de amplitud (AM) la amplitud de la portadora varía proporcionalmente al mensaje modulador (figura 10-91A). El análisis espectral de la modulación en amplitud nos muestra la posibilidad de otras formas de modulación.

- \* Modulación en doble banda lateral (DSB).
- \* Modulación en banda lateral única (SSB).
- \* Modulación en banda lateral residual o vestigial (VSB).

Todas estas modulaciones son modulaciones lineales.

En modulación de frecuencia (FM) la frecuencia de la portadora varía proporcionalmente a la amplitud del mensaje modulador permaneciendo constante la amplitud de la onda modulada (figura 10-91B).

En modulación de fase (PM) la fase de la portadora varía proporcionalmente al mensaje modulador (figura 10-91C). La re-

se parece idéntica a una modulada en frecuencia.

La modulación de FM y PM se llaman modulaciones angulares o exponenciales.

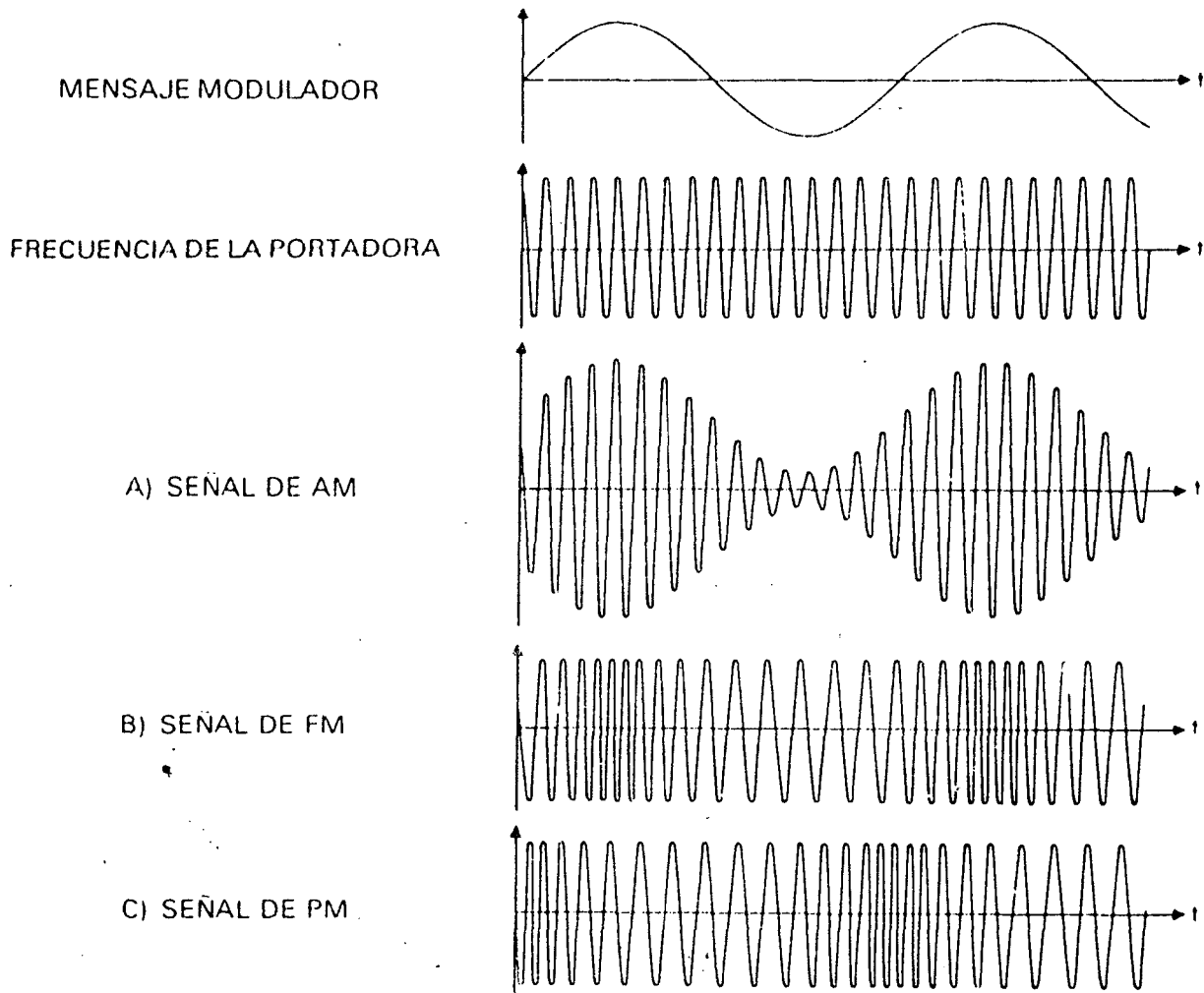


Figura 10-91. Tipos de modulación analógica continua.

B. Modulación analógica por impulsos.

En éste caso se toma la señal portadora como un tren de impulsos. En este tren de impulsos se puede variar la amplitud, la posición o la duración de los impulsos proporcionalmente al mensaje.

En la modulación de impulsos en amplitud (PAM) la amplitud de los impulsos varía proporcionalmente al mensaje modulador (figura 10-92A).

En la modulación de impulsos en duración (PDM) la duración de los impulsos varía proporcionalmente al mensaje modulador (figura 10-92B). Lo más frecuente es usar un impulso de referencia fijo de duración  $T_0$  al principio, al final o en el medio de los impulsos modulados en duración.

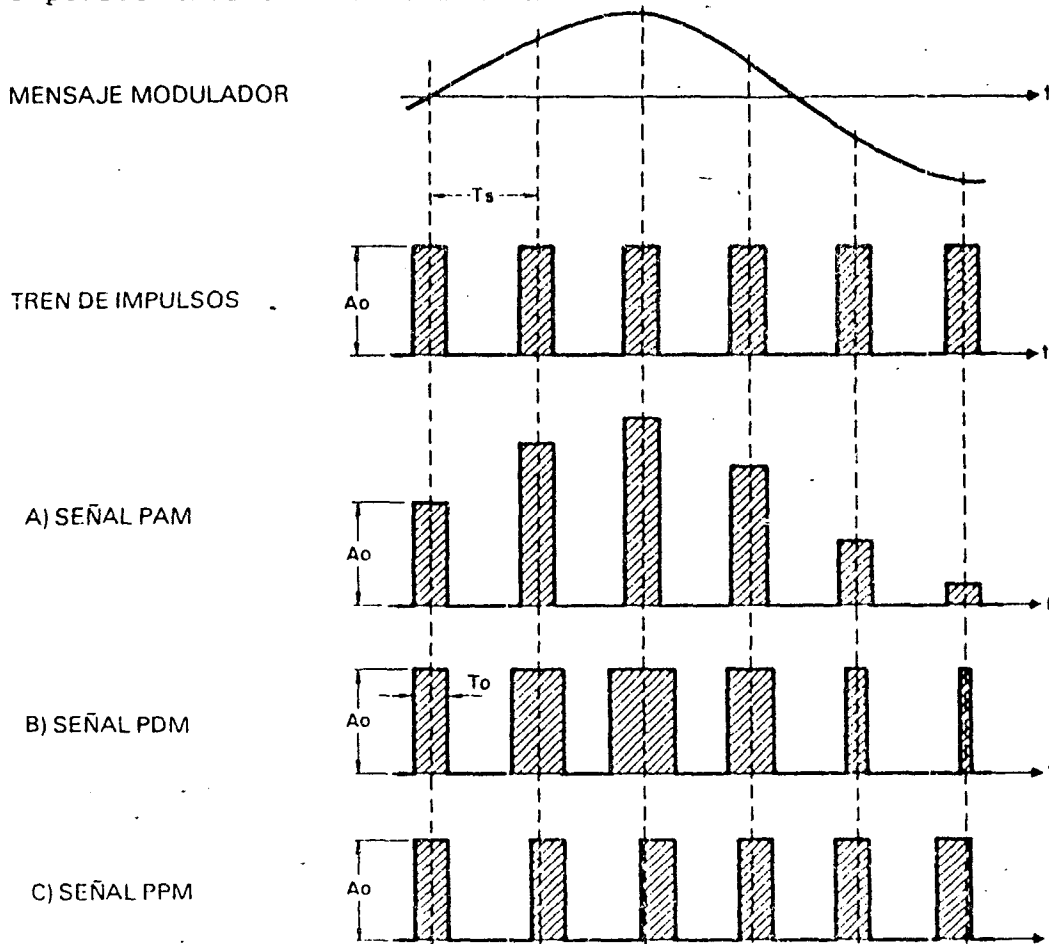


Figura 10-92. Modulación analógica por impulsos: PAM, PDM y PPM.



En la modulación de impulsos en posición (PPM) impulsos iguales se emiten en intervalos de tiempo diferentes, el ritmo de repetición de los impulsos varía, siendo el tiempo de adelanto o retardo del impulso proporcional al mensaje modulador (figura 10-92C).

En la modulación PDM y PPM los impulsos se modulan en el tiempo (PTM).

C. Modulación por impulsos codificados (PCM).

Para codificar un mensaje modulador debe observarse en primer lugar los distintos niveles de cuantificación que permiten atribuir valores propios a las amplitudes.

En la figura 10-93 el mensaje puede ser cuantificado y representado por los valores 1,3,6,6,0 eligiendo un código para su representación.

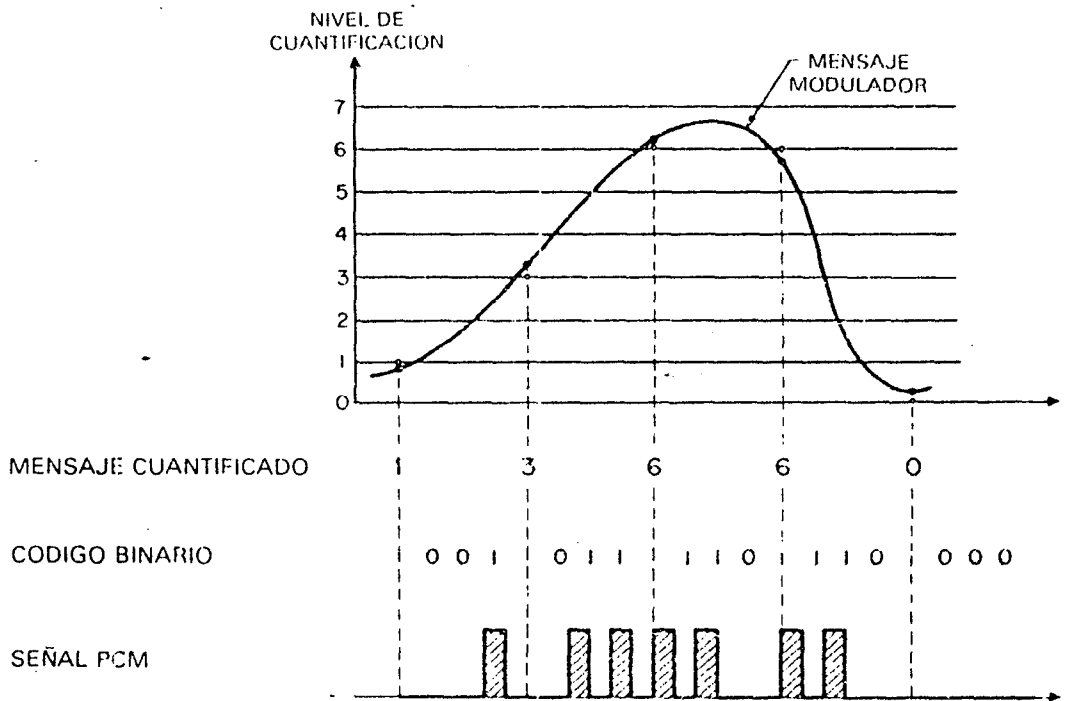


Figura 10-93. Modulación por impulsos codificados (PCM).

El código más sencillo es el binario en el que las cifras 0 y 1 expresan la presencia o no de impulso.

#### CODIGO BINARIO:

0	000
1	001
2	010
3	011
4	100
5	101
6	110
7	111

El mensaje se puede representar por una serie de impulsos que pueden ser emitidos así o siguiendo otras técnicas de modulación.

#### 10.3. Demodulación en FM.

El proceso de separar una señal moduladora de una portadora se llama demodulación o detección. Esta detección es necesaria en todos los aparatos que tengan que separar información de la portadora, por ejemplo, la radio, la televisión, etc.

También en el medidor de wow y flutter se produce una modulación, por lo tanto, para separar el mensaje de la señal portadora debemos utilizar un demodulador.

El detector de FM tiene dos partes fundamentales: el discriminador y el limitador. El modo de funcionamiento del discriminador es sencillo. En esencia, consiste en convertir en variaciones de amplitud las variaciones de frecuencia de la señal portadora. La amplitud de la señal a la salida del discriminador es distinta en función de su frecuencia.

Por lo tanto el discriminador es un circuito que recoge las señales de FM y las amplifica o, simplemente, las pone con mayor o menor amplitud según sea su frecuencia.

La función del limitador de FM es hacer insensible el discriminador frente a las señales de amplitud variable. Es un circuito que a la salida proporciona señales de amplitud constante cualquiera que sea la amplitud de las señales de entrada.

Las misiones principales de un sintonizador de FM son la amplificación de f.i. de la señal FM, la limitación de la AM para suprimir el ruido con la interferencia y la detección para recu-

perar la señal mediante las excursiones de frecuencia.

La señal f.i. de sonido (cuya frecuencia es en este caso 3 KHz ó 3.15 KHz.), no es la señal que tenemos que medir sino que previamente hay que detectar esta señal y luego medir la señal proveniente de la detección.

La señal f.i. tiene las variaciones de r.f. correspondientes a cualquier modulación. El objetivo de disponer de una señal de f.i. es obtener las ventajas del sonido de interportadora, pero el detector FM es necesario para rectificar y filtrar la señal de sonido de interportadora de f.i. para recuperar la señal moduladora.

#### 10.4. Detector FM.

Un detector de FM rectifica y filtra la señal de f.i. para recuperar la señal moduladora, lo mismo que un detector de AM. Además, el detector de FM requiere un circuito sintonizado que tiene diferentes tensiones de salida las cuales corresponden a excursiones de frecuencia por encima y por debajo de la frecuencia central.

La respuesta del circuito sintonizado convierte la señal de FM en variaciones de amplitud, que luego son rectificadas y filtradas. Los tipos principales de circuitos de detección de FM son el discriminador sintonizado a la frecuencia central, el detector de relación y el detector de rejilla en cuadratura. Todos ellos están sintonizados a la frecuencia central.

#### 10.5. Limitación de AM.

Probablemente la principal característica de la FM es que se puede usar la limitación de amplitud para suprimir las interferencias de AM. Esto es posible debido a que la limitación de las variaciones de amplitud no distorsiona las variaciones de frecuencia de la señal FM.

La función de rechazo de AM en el receptor de FM se obtiene ya sea por una etapa limitadora separada o bien utilizando un detector de FM que no responde a la modulación de amplitud. Un limitador es un amplificador de f.i. sintonizado a la frecuencia central, pero con las tensiones c.c. de trabajo reducidas para que la etapa funcione como amplificador saturado.

Para aplicaciones especiales el discriminador es un detector de FM que requiere un limitador para suprimir la AM en la entrada de la señal f.i.. El detector de relación y el detector de rejilla en cuadratura no utilizan etapa limitadora porque estos

circuitos son insensibles a la AM en la señal FM.

#### 10.6. Resumen de la detección.

Considerando la acción del discriminador por variación de fase cuando se modula la señal, se comprende que la respuesta del discriminador recupere la tensión audio deseada contenida en la señal de FM. Cuando la tensión de modulación audio es cero, la señal de r.f. transmitida es de la misma frecuencia que la central. Sintonizada en el receptor, la señal es convertida a la frecuencia intermedia, luego amplificada en la sección de f.i. y acoplada al discriminador para la rectificación. Con la señal en la frecuencia central, el transformador de f.i. que acopla la señal al discriminador funciona en la resonancia y la tensión en el secundario está desfasada  $90^\circ$  con respecto a la tensión en el primario. Las tensiones de señal aplicadas a los diodos del discriminador son entonces iguales, y la salida es cero.

Cuando es modulado el transmisor, la tensión moduladora produce desviaciones de frecuencia por encima y por debajo de la frecuencia central. La modulación audio en la portadora de r.f. es entonces reproducida en la salida del discriminador como una variación de tensión de c.c.. Esto hace que varíe la amplitud con la desviación de la frecuencia en la señal FM. El ritmo de las variaciones de tensión es el mismo que el de las excursiones de frecuencia, el cual es igual a la frecuencia moduladora de audio.

Como los diodos están equilibrados en la frecuencia central, la tensión neta de salida es cero, independientemente de las amplitudes de la señal FM. Sin embargo, en otras frecuencias de señal que no sean la central, cualquier variación de amplitud de la señal de f.i. es reproducida en la salida del discriminador. Por tanto, un discriminador debe ir precedido de una etapa limitadora que tiene la función de eliminar las interferencias de AM en la señal de FM acoplada al discriminador.



Operational Amplifiers/Buffers

LM741/LM741A/LM741C/LM741E Operational Amplifier

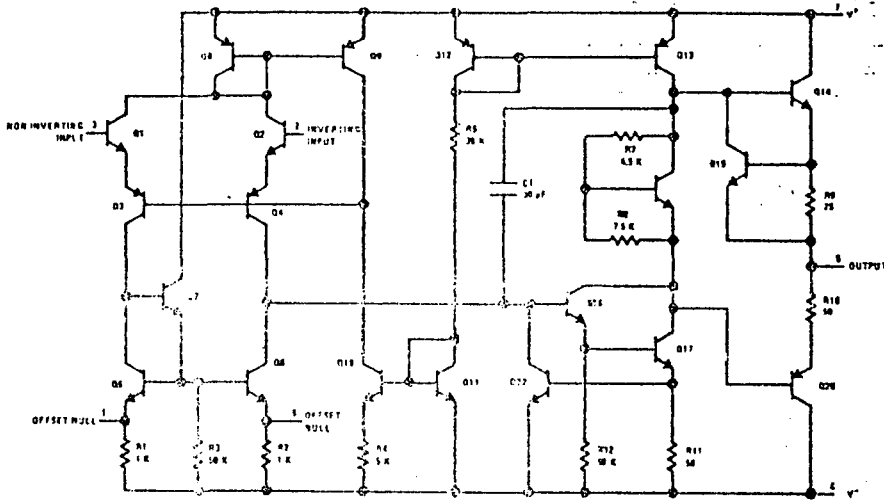
General Description

The LM741 series are general purpose operational amplifiers which feature improved performance over industry standards like the LM709. They are direct, plug-in replacements for the 709C, LM201, MC1439 and 748 in most applications.

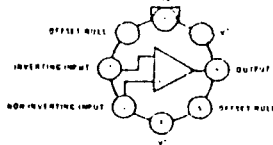
The amplifiers offer many features which make their application nearly foolproof: overload protection on the input and output, no latch-up when the common mode range is exceeded, as well as freedom from oscillations.

The LM741C/LM741E are identical to the LM741/LM741A except that the LM741C/LM741E have their performance guaranteed over a 0°C to +70°C temperature range, instead of -55°C to +125°C.

Schematic and Connection Diagrams (Top Views)

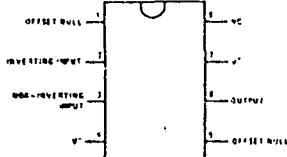


Metal Can Package



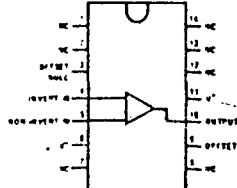
Order Number LM741H, LM741AH,  
LM741CH or LM741EH  
See NS Package H08C

Dual-In-Line Package



Order Number LM741CN or LM741EN  
See NS Package N08B  
Order Number LM741CJ  
See NS Package J08A

Dual-In-Line Package



Order Number LM741CN-14  
See NS Package N14A  
Order Number LM741J-14, LM741AJ-14  
or LM741CJ-14  
See NS Package J14A

LM741/LM741A/LM741C/LM741E



### Absolute Maximum Ratings

	LM741A	LM741E	LM741	LM741C
Supply Voltage	±22V	±22V	±22V	±18V
Power Dissipation (Note 1)	500 mW	500 mW	500 mW	500 mW
Differential Input Voltage	±30V	±30V	±30V	±30V
Input Voltage (Note 2)	±15V	±15V	±15V	±15V
Output Short Circuit Duration	Indefinite	Indefinite	Indefinite	Indefinite
Operating Temperature Range	-55°C to +125°C	0°C to +70°C	-55°C to +125°C	0°C to +70°C
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C	-65°C to +150°C	-65°C to +150°C	-65°C to +150°C
Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)	300°C	300°C	300°C	300°C

### Electrical Characteristics (Note 3)

PARAMETER	CONDITIONS	LM741A/LM741E			LM741			LM741C			UNITS
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Input Offset Voltage	$T_A = 25^\circ\text{C}$										mV
	$R_S \leq 10\text{ k}\Omega$				1.0	5.0		2.0	6.0		mV
	$R_S \leq 50\Omega$		0.8	3.0							mV
	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$			4.0							mV
	$R_S \leq 50\Omega$ $R_L \geq 10\text{ k}\Omega$					6.0			7.5		mV
Average Input Offset Voltage Drift			15								$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
Input Offset Voltage Adjustment Range	$T_A = 25^\circ\text{C}, V_S = \pm 20\text{V}$	±10			±15			±15			mV
Input Offset Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$		3.0	30		20	200		20	200	nA
	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$			70		85	500			300	nA
Input Offset Current Drift				0.5							$\text{nA}/^\circ\text{C}$
Input Bias Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$		50	90		80	500		80	500	nA
	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$			9.710			1.5			0.8	$\mu\text{A}$
Input Resistance	$T_A = 25^\circ\text{C}, V_S = \pm 20\text{V}$	1.0	6.0		0.5	2.0		0.3	2.0		M $\Omega$
	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}, V_S = \pm 20\text{V}$	0.5									M $\Omega$
Input Voltage Range	$T_A = 25^\circ\text{C}$							±12	±13		V
	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$				±12	±13					V
Large Signal Voltage Gain	$T_A = 25^\circ\text{C}, R_L \geq 2\text{ k}\Omega$										V/mV
	$V_S = \pm 20\text{V}, V_O = \pm 15\text{V}$	50									V/mV
	$V_S = \pm 15\text{V}, V_O = \pm 10\text{V}$				50	200		20	200		
	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}, R_L \geq 2\text{ k}\Omega$										V/mV
	$V_S = \pm 20\text{V}, V_O = \pm 15\text{V}$	50									V/mV
Output Voltage Swing	$V_S = \pm 20\text{V}$										V
	$R_L \geq 10\text{ k}\Omega$	±16									V
	$R_L \geq 2\text{ k}\Omega$	±15									V
	$V_S = \pm 15\text{V}$										V
	$R_L \geq 10\text{ k}\Omega$				±12	±14		±12	±14		V
Output Short Circuit Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$	10	25	35							mA
	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$	10		40							mA
Common Mode Rejection Ratio	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$				70	90		70	90		dB
	$R_S \leq 10\text{ k}\Omega, V_{CM} = \pm 12\text{V}$										dB
	$R_S \leq 50\text{ k}\Omega, V_{CM} = \pm 12\text{V}$	80	95								dB

## Electrical Characteristics (Continued)

PARAMETER	CONDITIONS	LM741A/LM741E			LM741			LM741C			UNITS
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Supply Voltage Rejection Ratio	$T_{A\text{MIN}} \leq T_A \leq T_{A\text{MAX}}$ $V_S = \pm 20\text{V to } \pm 15\text{V}$ $R_S \leq 50\Omega$ $R_S \leq 10\text{ k}\Omega$	95	96		77	96		77	96		dB
											dB
Transient Response	$T_A = 25^\circ\text{C}$ , Unity Gain										
Rise Time			0.25	0.8	0.3			0.3			$\mu\text{s}$
Overshoot			6.0	20	5			5			%
Bandwidth (Note 4)	$T_A = 25^\circ\text{C}$	0.437	1.5								MHz
Slew Rate	$T_A = 25^\circ\text{C}$ , Unity Gain	0.3	0.7		0.5			0.5			V/ $\mu\text{s}$
Supply Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$				1.7	2.8		1.7	2.8		mA
Power Consumption	$T_A = 25^\circ\text{C}$										mW
	$V_S = \pm 20\text{V}$ $V_S = \pm 15\text{V}$		80	150	50	85		50	85		mW
LM741A	$V_S = \pm 20\text{V}$										mW
	$T_A = T_{A\text{MIN}}$			165							mW
	$T_A = T_{A\text{MAX}}$			135							mW
LM741E	$V_S = \pm 20\text{V}$			150							mW
	$T_A = T_{A\text{MIN}}$			150							mW
	$T_A = T_{A\text{MAX}}$			150							mW
LM741	$V_S = \pm 15\text{V}$				60	100					mW
	$T_A = T_{A\text{MIN}}$				45	75					mW
	$T_A = T_{A\text{MAX}}$										mW

Note 1: The maximum junction temperature of the LM741/LM741A is  $150^\circ\text{C}$ , while that of the LM741C/LM741E is  $100^\circ\text{C}$ . For operation at elevated temperatures, devices in the TO-5 package must be operated based on a thermal resistance of  $150^\circ\text{C/W}$  junction to ambient, or  $45^\circ\text{C/W}$  junction to case. The thermal resistance of the double-in-line package is  $100^\circ\text{C/W}$  junction to ambient.

Note 2: For supply voltages less than  $\pm 15\text{V}$ , the absolute maximum input voltage is equal to the supply voltage.

Note 3: Unless otherwise specified, these specifications apply for  $V_S = \pm 15\text{V}$ ,  $-55^\circ\text{C} \leq T_A \leq +125^\circ\text{C}$  (LM741/LM741A). For the LM741C/LM741E, these specifications are limited to  $0^\circ\text{C} \leq T_A \leq +70^\circ\text{C}$ .

Note 4: Calculated value from:  $\text{BW (MHz)} = 0.02/\text{Rise Time}(\mu\text{s})$ .

# SOUND I.F. AMPLIFIER/DEMODULATOR FOR TV

The TBA120U is an i.f. amplifier with a symmetrical FM demodulator and an a.f. amplifier with adjustable output voltage. The a.f. amplifier is also provided with an output for volume control and an input for VCR operation.

The input and output of the TBA120U are especially designed for LC-circuits, but the input can also be used with a ceramic filter.

## QUICK REFERENCE DATA

Supply voltage (pin 11)	$V_p$	typ.	12 V
Supply current	$I_p$	typ.	13,5 mA
I.F. voltage gain at $f = 5,5$ MHz	$G_{v\text{ if}}$	typ.	68 dB
Input voltage starting limiting	$V_{i\text{ lim}}$	typ.	30 $\mu$ V
AM suppression at $\Delta f = \pm 50$ kHz	$\alpha$	typ.	60 dB
A.F. output voltage adjustment range (pin 8)	$\Delta V_{o\text{ af}}$	typ.	85 dB
A.F. output voltage at $\Delta f = \pm 50$ kHz (r.m.s. value)			
at pin 8	$V_{o\text{ af(rms)}}$	typ.	1,2 V
at pin 12	$V_{o\text{ af(rms)}}$	typ.	1,0 V

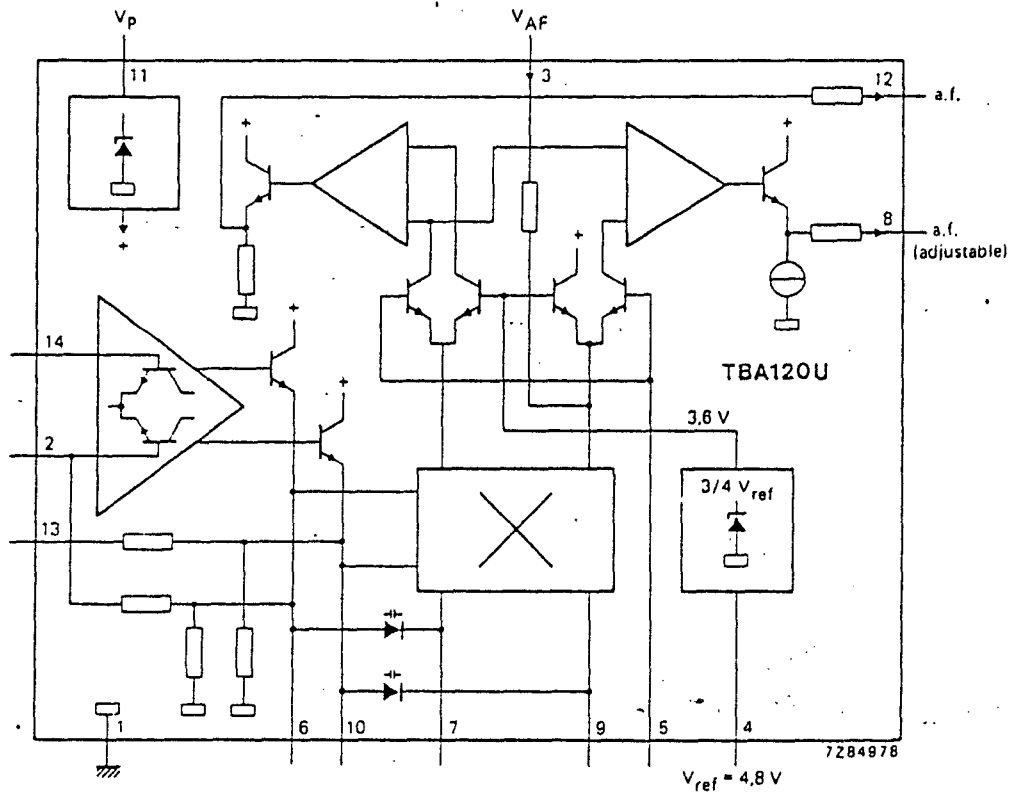


Fig. 1 Block diagram.

## PACKAGE OUTLINE

14-lead DIL; plastic (SOT-27K, M, T).



## RATINGS

Limiting values in accordance with the Absolute Maximum System (IEC 134)

Supply voltage (pin 11)	$V_p = V_{11-1}$	max.	18 V*
Adjustment voltage (pin 5)	$V_{5-1}$	max.	6 V
Total power dissipation	$P_{tot}$	max.	400 mW
By-pass resistance	$R_{13-14}$	max.	1 k $\Omega$
Storage temperature range	$T_{stg}$		-40 to + 125 °C
Operating ambient temperature range	$T_{amb}$		-15 to + 70 °C

## CHARACTERISTICS

$V_p = 12$  V;  $T_{amb} = 25$  °C;  $f = 5,5$  MHz

I.F. voltage gain	$G_v$ if 6-14	typ.	68 dB
Input voltage starting limiting at $\Delta f = \pm 50$ kHz; $f_m = 1$ kHz	$V_i$	typ. <	30 $\mu$ V 60 $\mu$ V
I.F. output voltage at limiting (peak-to-peak value)	$V_o$ if (p-p)	typ.	250 mV
AM suppression at $\Delta f = \pm 50$ kHz; $V_i = 500$ $\mu$ V; $f_m = 1$ kHz; $m = 30\%$	$\alpha$	> typ.	50 dB 60 dB
I.F. residual voltage without de-emphasis at pin 12	$V_{if 12}$	typ.	30 mV
at pin 8	$V_{if 8}$	typ.	20 mV
A.F. voltage gain	$G_v$ af 8-3	typ.	7,5
A.F. adjustment at $R_{4-5} = 5$ k $\Omega$ ; $R_{5-1} = 13$ k $\Omega$	$\Delta V_o$ af	20 to 36 dB typ.	28 dB
A.F. output voltage control range	$\Delta V_o$ af	> typ.	70 dB 85 dB
Adjustment resistor**	$R_{4-5}$		1 to 10 k $\Omega$ .
D.C. voltage portion at the a.f. outputs pin 12	$V_{12-1}$	typ.	5,6 V
pin 8	$V_{8-1}$	typ.	4,0 V
Output resistance of the a.f. outputs pin 12	$R_o$ 12-1	typ.	1,1 k $\Omega$
pin 8	$R_o$ 8-1	typ.	1,1 k $\Omega$
Input resistance of the a.f. input	$R_i$ 3-1	typ.	2 k $\Omega$
Stabilized reference voltage	$V_{4-1} = V_{ref}$	4,2 to 5,3 V typ.	4,8 V
Source resistance of reference voltage source	$R_{4-1}$	typ.	12 $\Omega$

\* Supply voltage operating range is 10 to 18 V.

\*\* Pin 5 must be connected to pin 4, when volume control adjustment is not applicable.

Hum suppression

at pin 12

$V_{12}/V_{11}$  typ. 30 dB

at pin 8

$V_8/V_{11}$  typ. 35 dB

Supply current (pin 11)

$I_P = I_{11}$  typ. 9,5 to 17,5 mA  
13,5 mA

I.F. input impedance

$|Z_i|$  typ. 40 k $\Omega$ /4,5 pF  
> 15 k $\Omega$ / $<$ 6 pF

A.F. output voltage at  $\Delta f = \pm 50$  kHz;  $f_m = 1$  kHz;

$V_i = 10$  mV;  $Q_0 = 45$ ; r.m.s. value

$V_{O\text{ af (rms)}}$  typ. 1,0 V

at pin 12

at pin 8

$V_{O\text{ af (rms)}}$  typ. 1,2 V

Distortion at  $\Delta f = \pm 50$  kHz;  $f_m = 1$  kHz;

$V_i = 10$  mV;  $Q_0 = 20$

$d_{\text{tot}}$  typ. 1 %

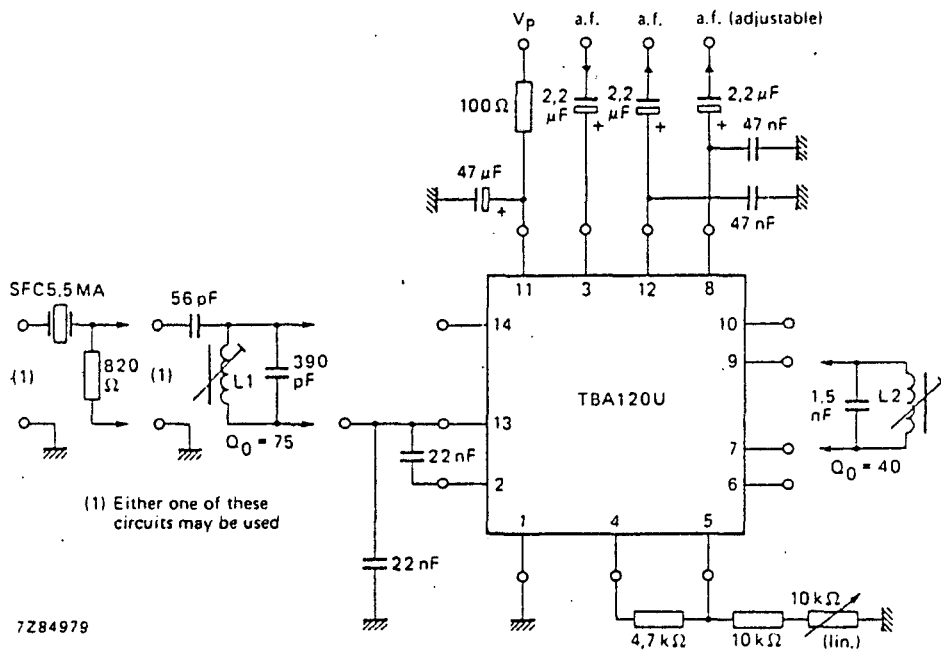


Fig. 2 Application example using TBA120U.

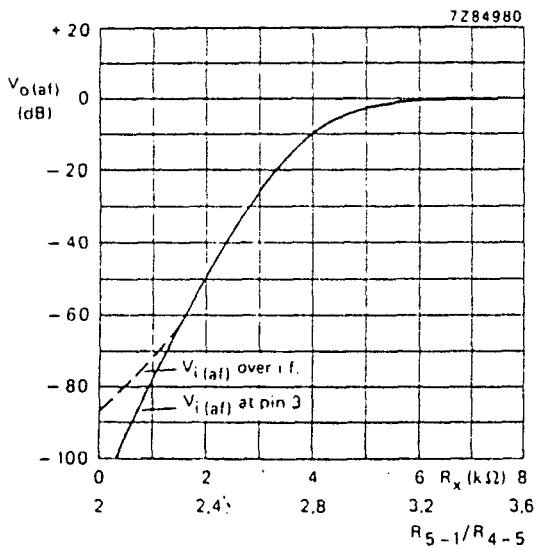


Fig. 3 The a.f. output voltage at pin 8 as a function of the resistance values as shown in Fig. 4.

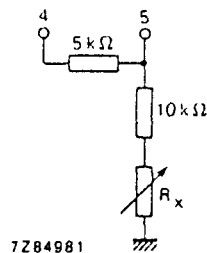
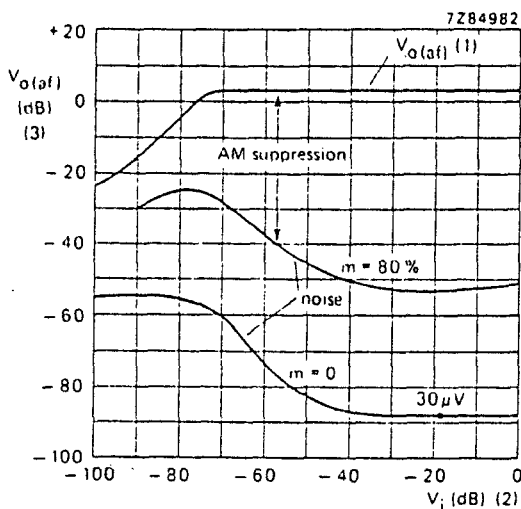
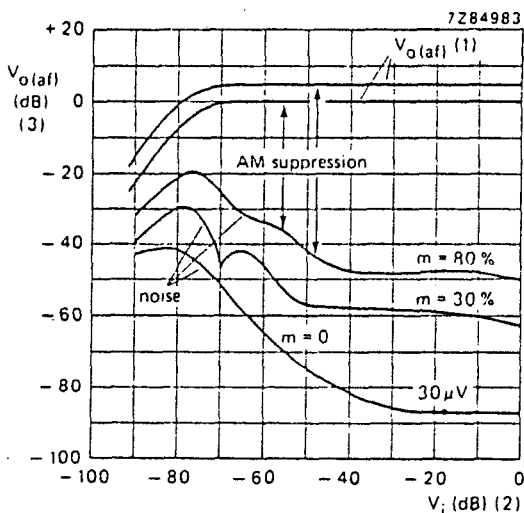


Fig. 4 Resistor conditions for curves in Fig. 3.



- (1)  $V_{o\ af}$  with de-emphasis at  $\Delta f = \pm 50\text{ kHz}$ ;  $f_m = 1\text{ kHz}$ ;  $d_{tot} = 1,5\%$ ;  $0\text{ dB} \cong 770\text{ mV}$ .
- (2)  $V_i$ ;  $0\text{ dB} \cong 200\text{ mV}$  at  $60\ \Omega$ .

Fig. 5 The a.f. output voltage at pin 8 as a function of the input voltage with SFC 5,5 MA at the input (see Fig. 2).



- (1)  $V_{o\ af}$  with de-emphasis at  $f_m = 1\text{ kHz}$ ;  $0\text{ dB} \cong 770\text{ mV}$ ;  
 curve a:  $\Delta f = \pm 50\text{ kHz}$ ;  $d_{tot} = 3\%$ ;  
 curve b:  $\Delta f = \pm 25\text{ kHz}$ ;  $d_{tot} = 1\%$ .
- (2)  $V_i$ ;  $0\text{ dB} \cong 200\text{ mV}$  at pin 14.

Fig. 6 The a.f. output voltage at pin 8 as a function of the input voltage with broadband input ( $60\ \Omega$ ).

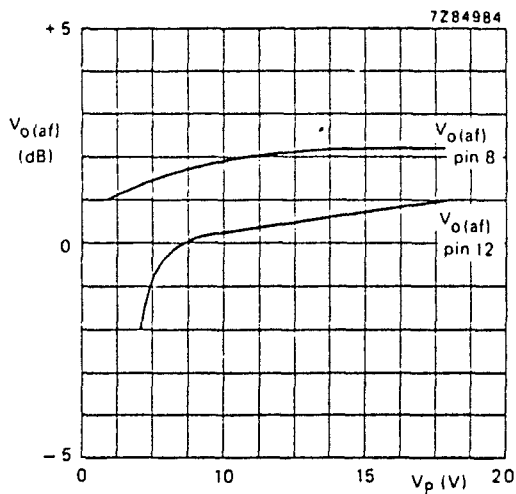


Fig. 7 The a.f. output voltages at pins 8 and 1 as a function of the supply voltage; 0 dB  $\cong$  770 mV.

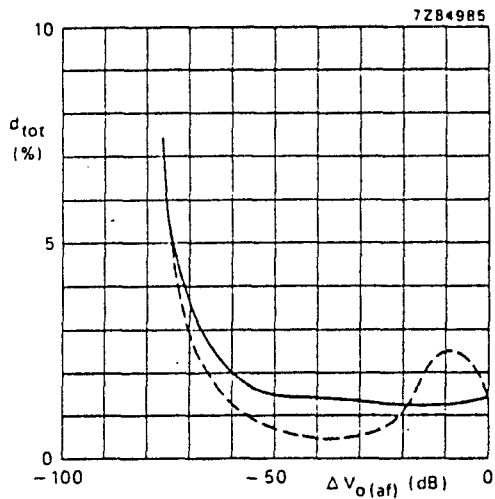


Fig. 8 Total distortion as a function of the a.f. output voltage change.  
 ——— 0 dB  $\cong$  900 mV over i.f. (pin 8)  
 - - - - 0 dB  $\cong$  1,15 V (pin 8)

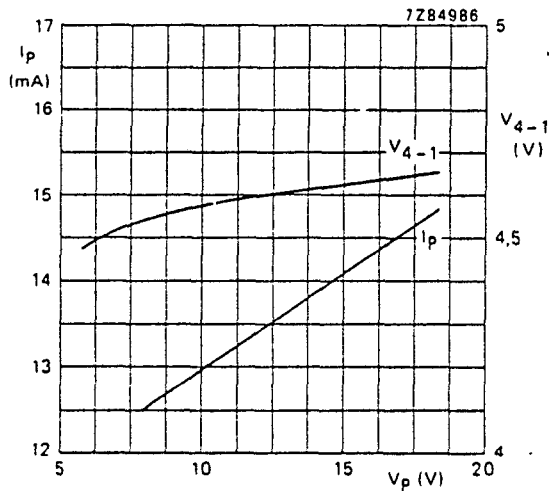


Fig. 9 Supply current and the reference voltage at pin 4 as a function of supply voltage.

# TBA 120 C TBA 120 D\*

## FM IF AMPLIFIER, LIMITER AND DETECTOR

An integrated circuit specifically designed for use in the sound section of TV-receivers and the FM/IF portion of radio receivers.

The TBA 120 C is pin for pin and function compatible with the proelectron type TBA 120 S but includes an improved D.C. volume control, which makes "grouping" or selection unnecessary.

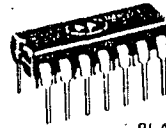
The TBA 120 D is pin for pin compatible with the proelectron type TBA 120, which is using external phase shift capacitors.

### Features:

- Excellent 3dB limiting
- High A.M. rejection
- Wide supply voltage range
- Auxiliary zener diode & transistor
- Minimum number of external components required.

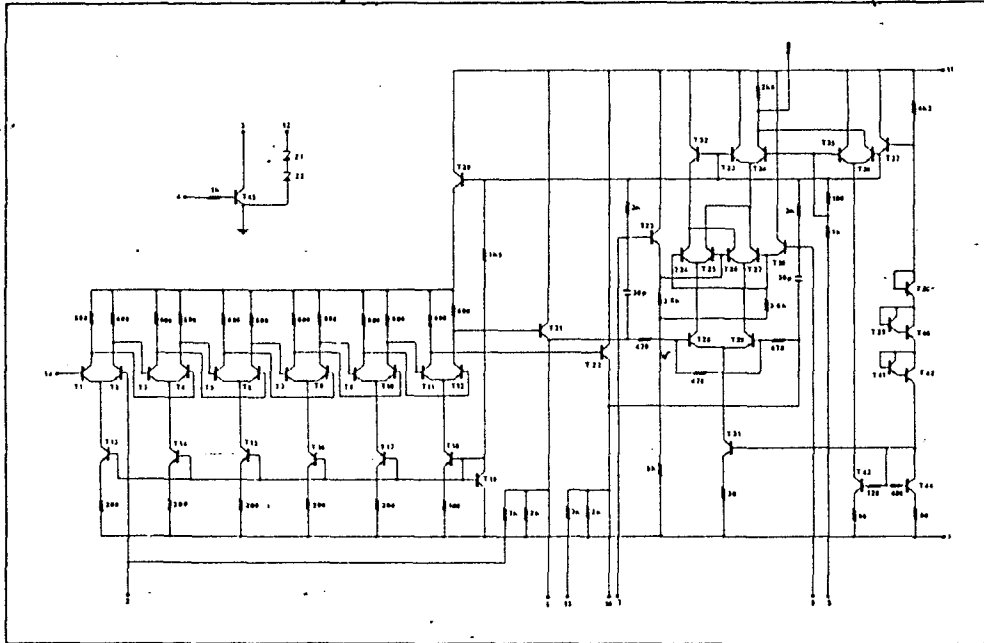
## FM IF AMPLIFIER, LIMITER, FM DETECTOR AND AUDIO PREAMPLIFIER

MONOLITHIC SILICON  
INTEGRATED CIRCUIT



PLASTIC PACKAGE  
CASE 646 TO-116

## CIRCUIT SCHEMATIC



\*TBA 120 D: Pins 6 and 10 are not connected internally otherwise same as TBA 120 C.

## TBA120C, TBA120D

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

Rating	Value	Unit
Power Supply Voltage	+ 18	Vdc
Power Dissipation (Package Limitation)		
Plastic Package	625	mW
Derate above $T_A = +25^\circ\text{C}$	5.0	mW/ $^\circ\text{C}$
Operating Temperature Range	0 to + 75	$^\circ\text{C}$
Storage Temperature Range	-65 to + 150	$^\circ\text{C}$

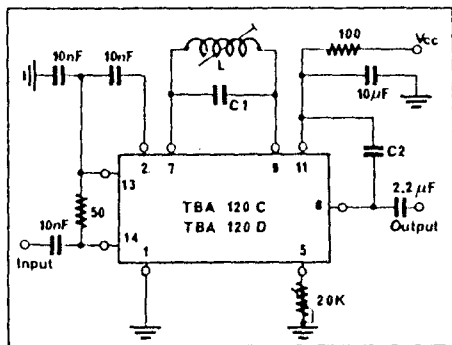
ELECTRICAL CHARACTERISTICS: ( $T_A = +25^\circ$ ,  $V_{CC} = 12\text{V}$ ,  $R^* = 20\text{K}$ , Test circuit: FIG. 1)

Characteristic	Min	Typ	Max	Units
Supply Voltage Range	6	—	18	Volts
Supply Current	10	14	18	mA
Audio Output ( $f_o = 5.5\text{MHz}$ , $\Delta f = 50\text{KHz}$ , $Q = 45$ )		1		Volts R.M.S.
Audio Output ( $f_o = 10.7\text{MHz}$ , $\Delta f = 75\text{KHz}$ , $Q = 35$ )		.38		Volts R.M.S.
3dB Limiting ( $f_o = 5.5\text{MHz}$ , $\Delta f = 50\text{KHz}$ , $Q = 45$ )		30	60	$\mu\text{V}$ R.M.S.
3dB Limiting ( $f_o = 10.7\text{MHz}$ , $\Delta f = 75\text{KHz}$ , $Q = 35$ )		40		$\mu\text{V}$ R.M.S.
A.M. Rejection ( $f_o = 5.5\text{MHz}$ , R.F. Input: $500\mu\text{V}$ )	45			dB
A.M. Rejection ( $f_o = 10.7\text{MHz}$ , R.F. Input: $500\mu\text{V}$ )	40			dB
Volume Control Range	65	75		dB
Output Impedance		2.6		$\text{K}\Omega$

ELECTRICAL CHARACTERISTICS OF AUXILIARY Z DIODE AND TRANSISTOR T45 ( $T_A = +25^\circ$ )

Characteristic	Min	Typ	Max	Units
Z-Voltage @ 5 mA (Pin 12)	11.2		13.2	Volts
Z-Resistance (Pin 12) @ 1 KHz, 5 mA		15		$\Omega$
T45 Breakdown Voltage $V_{CEO}$	13			Volts
T45 Current Gain @ $I_C = 1\text{mA}$ , $V_{CE} = 5\text{V}$	40	100		—

TBA120C, TBA120D



COMPONENT VALUES:

	L	C <sub>1</sub>	Q
5.5MHz	.55μH	1.5nF	45
6MHz	.55μH	1.2nF	45
10.7MHz	2.2μH	100pF	35

C<sub>2</sub> = 22nF, together with the integrated resistor of 2.6KΩ (PIN 8) gives the deemphasis and can be reduced if required. For stereo 470pF should be used to provide H.F. decoupling.

FIGURE 1 - TEST CIRCUIT

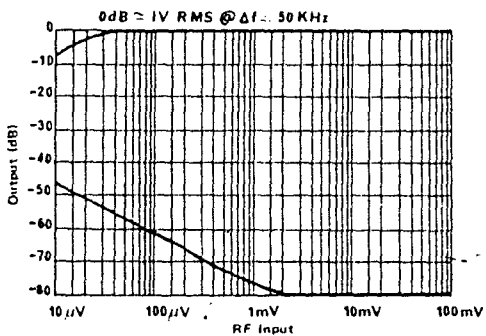


FIGURE 2 - AUDIO OUTPUT AND S/N VERSUS INPUT SIGNAL LEVEL AT 5.5 AND 6.0 MHz

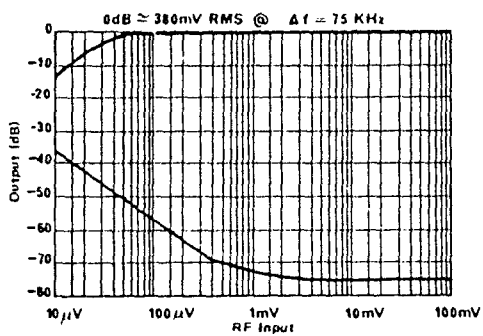


FIGURE 3 - AUDIO OUTPUT AND S/N VERSUS INPUT SIGNAL LEVEL AT 10.7 MHz

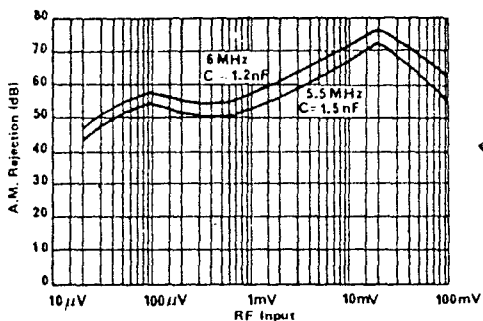


FIGURE 4 - A.M. REJECTION VERSUS INPUT SIGNAL LEVEL AT 5.5 AND 6.0 MHz (30% A.M., 50 KHz F.M.)

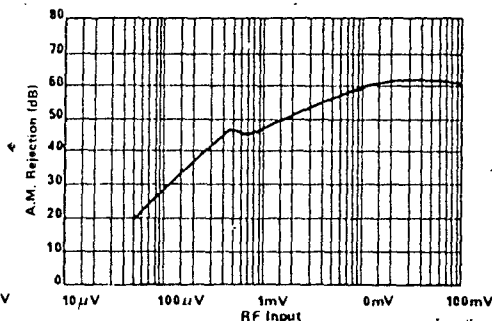


FIGURE 5 - A.M. REJECTION VERSUS INPUT SIGNAL LEVEL AT 10.7MHz (30 % A.M., 75KHz FM)

3

TBA120C, TBA120D

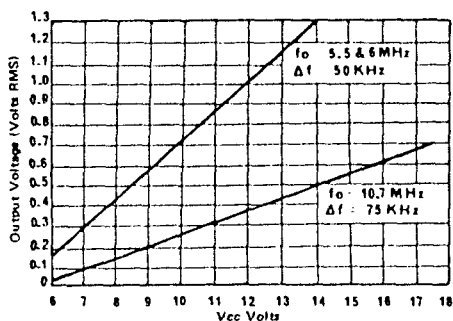


FIGURE 6 - OUTPUT VOLTAGE VERSUS SUPPLY VOLTAGE

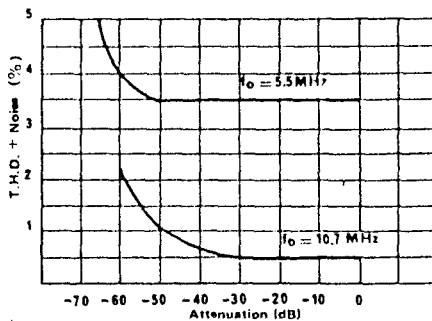


FIGURE 7 - T.H.D. + NOISE VERSUS ATTENUATION (D.C. VOLUME CONTROL)

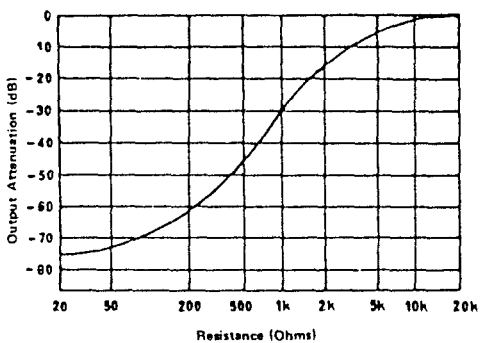


FIGURE 8 - OUTPUT SIGNAL ATTENUATION VERSUS VOLUME CONTROL RESISTANCE

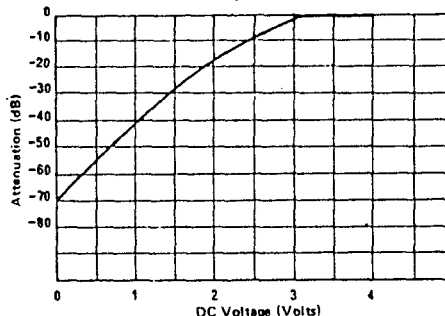


FIGURE 9 - OUTPUT SIGNAL ATTENUATION VERSUS D.C. VOLTAGE AT PIN 5.

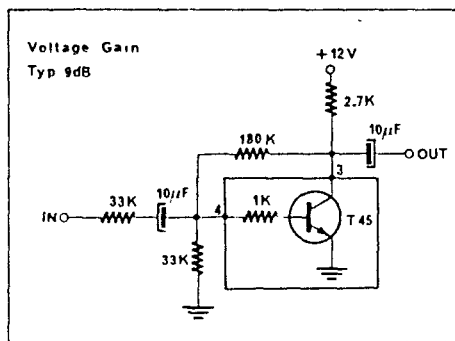


FIGURE 10 - AUDIO PREAMPLIFIER TEST CIRCUIT

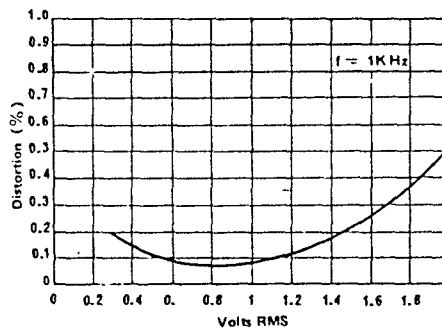


FIGURE 11 - T.H.D. VERSUS OUTPUT VOLTAGE FOR AUDIO PREAMPLIFIER SHOWN IN FIGURE 10.



TBA120C, TBA120D

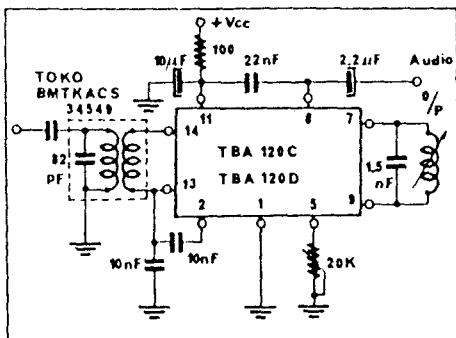


FIGURE 12 - TYPICAL APPLICATION FOR 5.5MHz WITH L-C INPUT FILTER

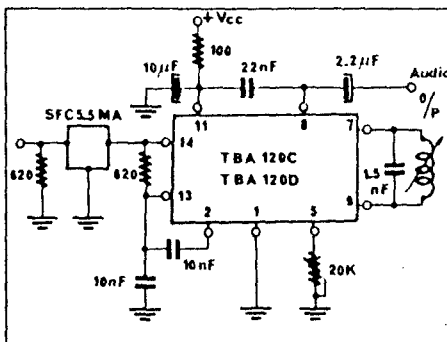


FIGURE 13 - TYPICAL APPLICATION FOR 5.5MHz WITH CERAMIC INPUT FILTER

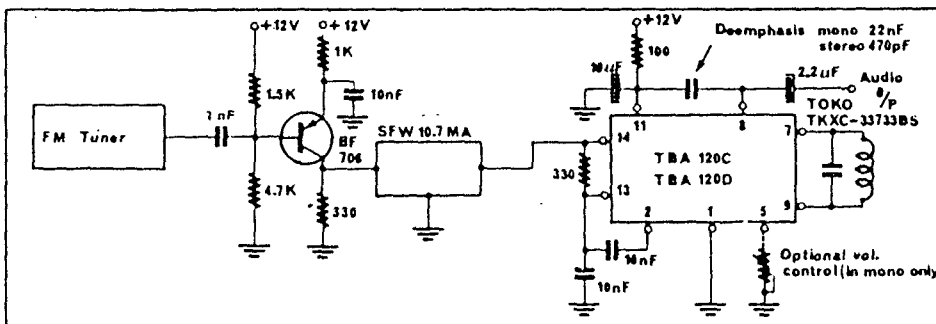
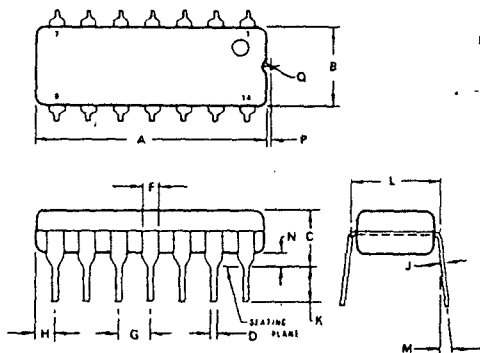


FIGURE 14 - TYPICAL APPLICATION FOR 10.7MHz WITH CERAMIC FILTER

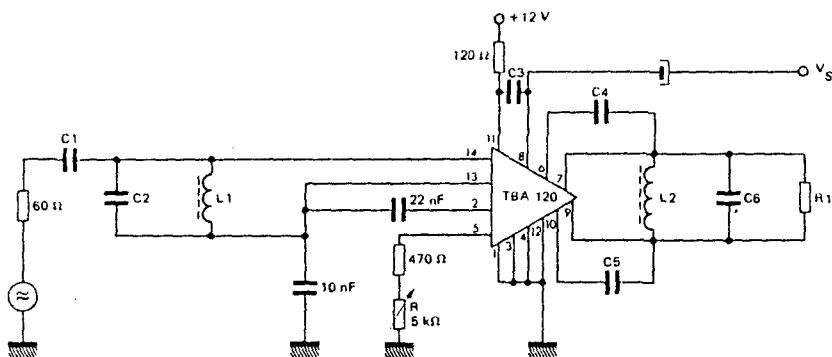
OUTLINE DIMENSIONS



- NOTES:
- LEADS WITHIN 0.13 mm (0.005) RADIUS OF TRUE POSITION AT SEATING PLANE AT MAXIMUM MATERIAL CONDITION.
  - DIMENSION "L" TO CENTER OF LEADS WHEN FORMED PARALLEL

DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	18.16	18.80	0.715	0.740
B	6.10	6.60	0.240	0.260
C	4.06	4.57	0.160	0.180
D	0.38	0.51	0.015	0.020
E	1.02	1.52	0.040	0.060
G	7.54 BSC		0.100 BSC	
H	1.32	1.83	0.052	0.072
J	0.70	0.30	0.008	0.012
K	7.92	3.43	0.115	0.135
L	7.37	7.87	0.290	0.310
M	10°		10°	
N	0.51	1.02	0.020	0.040
P	0.13	0.38	0.005	0.015
Q	0.51	0.76	0.020	0.030

CASE 646  
PLASTIC PACKAGE



*Esquema de utilización (Thomson-CFS).*

11. CARACTERISTICAS FISICAS DEL EQUIPO DE MEDIDA  
DEL WOW, FLUTTER Y DERIVA.

\* Dimensiones:

- Alto: .....14. cm.
- Largo: .....29.5. cm.
- Ancho: .....35. cm.

\* Peso:

- .....3. Kg.

Figura 11-1. Fotografía panel delantero.

Figura 11-2. Fotografía panel trasero del medidor.

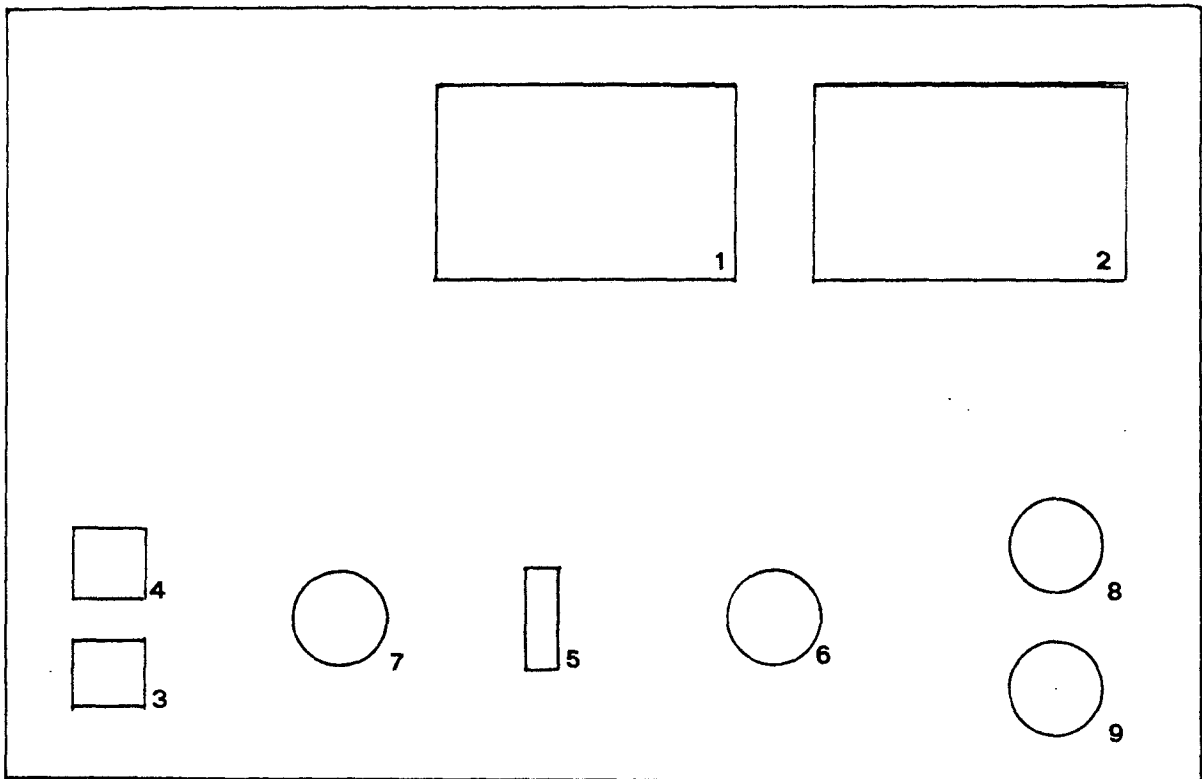


Figura 11-3. Dibujo y función de los elementos del panel frontal.

1. Voltímetro de medida del wow y el flutter.
2. Voltímetro de medida de la deriva.
3. Interruptor de encendido.
4. Lámpara indicadora de encendido.
5. Conmutador elección frecuencia de trabajo.
6. Conmutador de elección del filtro.
7. Conmutador de elección del nivel de señal de entrada.
8. Clavija para introducir la señal de entrada (DIN).
9. Clavija para introducir la señal de entrada (BNC).

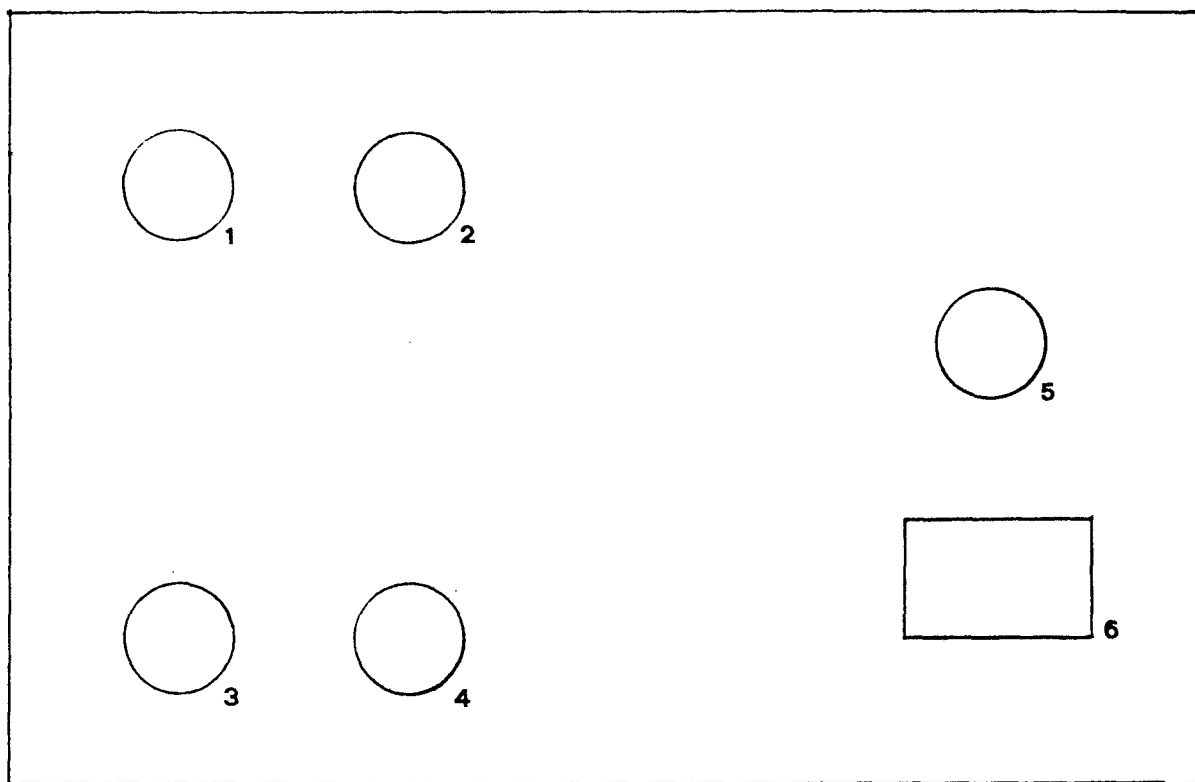


Figura 11-4. Dibujo y función de los elementos del panel trasero.

1. Clavijas de entrada para conexión de filtro exterior (BNC).
2. Clavijas de salida para conexión de filtro exterior (DIN).
3. Clavija de salida de la señal del generador de frecuencia de 3 KHz. (BNC).
4. Clavija de salida de la señal del generador de frecuencia de 3.15 KHz. (BNC).
5. Portafusible y fusible de protección.
6. Exchufe para conexión del equipo a la red.

Figura 11-5. Fotografía interior (toma A) de la carcasa donde está contenido el medidor de wow y flutter.

Figura 11-6. Fotografía interior de la caja (toma B) donde está contenido el medidor de wow, flutter y deriva.



Figura 11-7. Fotografía del cableado interno de interconexión de placas y de conexión con la caja.

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

=====

- \* "ACONDICIONADORES DE SEÑAL". VARIOS AUTORES. Apuntes de Servotécnica de la Escuela de Ingeniería Técnica de Telecomunicaciones de la Universidad Politécnica de Las Palmas.
- \* "AUDIO CICLOPEDIA". HOWARD M. TREMAINE. Ed. Marcombo. Indianápolis-1969. Tomos I y II.
- \* "CIRCUITOS ELECTRONICOS DIGITALES". GARCIA GUERRA, LOPEZ BARRIOS. Departamento de Publicaciones de la Escuela Técnica Superior de Ingeniería de Telecomunicaciones. Segunda Edición. Madrid-1979. Tomos I, II, III y VI.
- \* "CIRCUITOS INTEGRADOS EN TELEVISION. CARACTERISTICAS. CIRCUITOS PRACTICOS". T. PERALES BENITO. Ed. Paraninfo. Madrid-1983.
- \* "CRYSTAL OSCILLATOR DESIGN AND TEMPERATURE COMPESATION". HAFNER E. Ed. McGraw-Hill. Estados Unidos.
- \* "ELECTRONICA INTEGRADA". MILLMAN, HALKIAS. Ed. Hispano Europea. Cuarta Edición. 1981.
- \* "EQUIPOS HIFI Y ESTEREO". VARIOS AUTORES. Ed. Marcombo. Estados Unidos.
- \* "FILTROS ACTIVOS". VARIOS AUTORES. Apuntes de Servotécnica de la Escuela de Ingeniería Técnica de Telecomunicaciones de la Universidad Politécnica de Las Palmas.
- \* "INFORMATION TRANSMISSION, MÓDULATION AND NOISE". SCHWARTZ M. Ed. McGraw-Hill. Tercera Edición. Año 1981.
- \* "INTEGRATED CIRCUITS". MOTOROLA. Año 1981-1982.
- \* "INTRODUCCION AL AMPLIFICADOR OPERACIONAL. TEORIA Y APLICACIONES". J. WAIT, L. HUELSMAN, G. KORR. Ed. Gustavo Gili.
- \* "INTRODUCCION AL WORDSTAR". ETTLIN, W. Ed. Osborne/McGraw-Hill. Segunda Edición. Madrid-1985.
- \* "MANUAL DE ALTA FIDELIDAD". Número monográfico de MUNDO ELECTRONICO. VARIOS AUTORES. Ed. Marcombo.

- \* "METODOS DE SINTESIS DE LOS FILTROS ACTIVOS". VARIOS AUTORES. Ed. Paraninfo.
- \* "MODERN ELECTRONIC CIRCUITS REFERENCE MANUAL". JOHN MARKUS. Ed. McGraw-Hill. Estados Unidos-1980.
- \* "NORMAS DIN".
- \* "NORMES MONDIALES POUR L'ELECTRICITE ET L'ELECTRONIQUE". CATALOGUE DES PUBLICATIONS. International Electrotechnical Commission. Paris-1985.
- \* "LA MODULACION". BENSOUSSAN, D. Instituto Oficial de Radio y Televisión. Madrid-1984.
- \* "OPERATIONAL AMPLIFIERS. DESIGN AND APPLICATIONS". TOBEY, GRAEME, HUELSMAN. Ed. Burr-Brown.
- \* "REPARACION DE EQUIPOS DE AUDIO". VARIOS AUTORES. Ed. Marcombo.
- \* "REPARACION DE MAGNETOFONES Y CASSETTES". VARIOS AUTORES. Ed. Marcombo.
- \* "TELEVISION PRACTICA". B. GROB. Ed. Marcombo. New York-1982.

#### MANUALES Y CATALOGOS

- \* "CATALOGO DE EQUIPOS BRUEL & KJAER".
- \* "CATALOGO DE EQUIPOS PHILIPS".
- \* "MANUAL DE HIFI Y SONIDO PROFESIONAL".
- \* "MANUAL DEL TELEVISOR DE PRACTICA DE DISTESA".
- \* "MANUAL DEL TELEVISOR HITACHI".
- \* "MANUALES DE CIRCUITOS INTEGRADOS: CMOS, TTL, AMPLIFICADORES OPERACIONALES Y FUENTES DE ALIMENTACION". FAIRCHILD. California-1982.
- \* "MICROCAP USERS REFERENCE". 1985

P R E S U P U E S T O

=====

CONCEPTO	CANTIDAD	UNIDAD	TOTAL
*CAJA ALUMINIO	1	9580	9580
*VOLTIMETRO 1	1	2350	2350
*VOLTIMETRO 2	1	1650	1650
*CLAVIJAS BNC HEMBRAS	5	270	1350
*CLAVIJAS DIN HEMBRAS	1	85	85
*PORTAFUSIBLES	1	98	98
*FUSIBLE	1	15	15
*CONECTOR RED	1	115	115
*CONMUTADOR 1C-7P	2	400	800
*CONMUTADOR 1C-2P	1	85	85
*INTERRUPTOR ENCENDIDO	1	170	170
*PILOTO ENCENDIDO	1	170	170
*TRANSFORMADOR TOROIDAL 220V- 2 * 15V-3A	1	2875	2875
*CONDENSADOR ELECTROLITICO 4700 uF-40V	2	300	600
*7812	1	180	180
*7815	1	180	180
*7915	1	180	180
*TBA 120	2	190	380
*741	3	68	204
*TL084	32	140	4480
*4040	2	60	120
*4081	2	50	100
*4012	1	50	100
*PUENTE RECTIFICADOR 4A	2	400	800
*RESISTENCIA 1/4 w	120	10	1200
*DIODO 1N4148	4	8	32
*DIODO 1N4007	2	28	56
*TRANSISTOR BC 205	1	40	40
*TRANSISTOR BF 199	2	190	380
*TRANSISTOR BC 177	2	180	360
*CRISTALES DE CUARZO	2	1500	3000
*CONDENSADORES ELECTROLITICOS	20	35	700
*CONDENSADORES CERAMICOS Y MICA	45	35	1575
*TRIMMER	2	90	180
*BOBINAS	2	500	1000
*POTENCIOMETRO 100K	2	175	350

CONCEPTO	CANTIDAD	UNIDAD	TOTAL
*POTENCIOMETRO 100K+100K	1	175	175
*BOLSA ESPADINES MACHOS	1	200	200
*BOLSA ESPADINES HEMBRAS	1	200	200
*ZOCALOS	40	25	1000
*PLACAS	4		4000
*FOTOCOPIAS	2500	3	7500
*CINTA IMPRESORA	1	1350	1350
*DISCOS ORDENADOR	4	250	1000
*LETRASET	5	120	600
TOTAL .....	.....	.....	=====
			49265