

ANALIZADOR DE ESPECTROS  
DE  
AUDIOFRECUENCIA

Tesis previa a la obtención del título  
de Ingeniero en la especialización de  
Electrónica y Telecomunicaciones de la  
Escuela Politécnica Nacional.

Jorge Doring Humeres

Quito, Enero de 1977

Certifico que este trabajo ha sido  
realizado en su totalidad por el  
señor Jorge Doring Humeres.

*Bruce Hoeneisen*

Dr. Bruce Hoeneisen  
Director de Tesis

Quito, Enero de 1977

A mis padres

A mi esposa

A mi hija

PROLOGO

Entre las materias recibidas en cuarto curso de la facultad figuraba la de Diseño Electrónico. Como requisito para su aprobación se debía presentar un proyecto de libre elección, el cual debería ser diseñado y construido por los estudiantes. Para cumplir con tal fin, decidimos realizar, en unión de dos compañeros, un proyecto llamado OSCILADOR CONTROLADO POR TENSION.

Habiéndose obtenido un resultado positivo en la realización de dicho proyecto, se me ocurrió utilizar este oscilador, con la debida optimización, como parte de un dispositivo que a la vez constituyera mi tesis. De allí nació la idea, en conjunto con el Dr. Bruce Hoeneisen, de realizar un Analizador de Espectros.

Por lo expuesto anteriormente, el propósito de este trabajo es diseñar y construir un Analizador de Espectros de Audiofrecuencia utilizando un circuito más simple que el usado por equipos comerciales.

En sí, este trabajo constituye investigación o-

original en el desarrollo de un circuito fundamentalmente distinto a los existentes en el mercado, de mayor simplicidad y por lo tanto menor precio.

En el Capítulo I se establecen las ideas generales que sobre este tipo de equipo se tienen hoy en día. Comenzamos con una breve explicación de los fundamentos matemáticos en que se basa su funcionamiento. A continuación se exponen los tipos de analizadores existentes, seguido de las características generales que hacen del analizador superheterodino un instrumento útil. Luego, en forma breve, se detallan varias de las aplicaciones de estos aparatos. Se indica en diagrama en bloques la configuración empleada en el diseño de analizadores comerciales. Por último, se expone el principio utilizado para el diseño del analizador considerado en esta tesis, junto con las ventajas y desventajas respecto a los analizadores comerciales existentes.

El Capítulo II presenta en detalle el diseño de cada una de las etapas constitutivas del aparato.

En el Capítulo III se indican los criterios utilizados para la construcción física del instrumento y los detalles de la misma.

Las mediciones llevadas a cabo, el modo de empleo y los pasos para la calibración del equipo se indi-

can en el Capítulo IV.

Finalizamos el trabajo en el Capítulo V, con las conclusiones obtenidas al realizar la parte experimental.

Quiero dejar constancia de mi agradecimiento para todas aquellas personas que de manera desinteresada contribuyeron para la realización de este trabajo.

INDICE

CAPITULO I : GENERALIDADES

1.1	Análisis en el dominio de la frecuencia.	1
1.2	Fundamentos de un analizador de espectros.	2
1.3	Tipos de analizadores	4
1.3a	Analizador de tiempo real.	4
1.3b	Analizador de filtro sintonizable.	5
1.3c	Analizador superheterodino.	6
1.4	Requerimientos	8
1.4a	Estabilidad de frecuencia.	8
1.4b	Resolución.	10
1.4c	Sensibilidad.	14
1.4d	Calibración de amplitud.	16
1.4e	Respuesta de frecuencia.	17
1.4f	Nivel de la señal de entrada.	18
1.4g	Emisiones espúrias.	20
1.5	Aplicaciones de un Analizador.	21
1.5a	Modulación AM.	22
1.5b	Transmisión SSB.	24
1.5c	Modulación angular.	25

1.5d	Distorsión por presencia simultánea de AM y FM.	26
1.5e	Pulsos de Radio frecuencia.	27
1.5f	Calibración de equipos de comunicación.	31
1.5g	Aplicaciones de un Analizador de Audio.	33
1.6	Analizadores comerciales.	41
1.7	Analizador considerado en esta tesis.	47

## CAPITULO II : DISEÑO

2.1	Diagrama en bloque.	50
2.2	Amplificador x10.	52
2.3	Atenuador	55
2.3a	Cálculo del atenuador x10.	56
2.3b	Cálculo del atenuador x100.	57
2.3c	Cálculo del atenuador x1000.	58
2.4	Oscilador controlado por tensión	59
2.4a	Control y fuentes de corriente, circuito aislador.	61
2.4b	Schmitt +5V.	66
2.4c	Schmitt -5V.	68
2.4d	Flip-Flop.	70
2.5	Circuito de frecuencia central y dispersión.	72
2.6	Circuitos generadores de barrido	74
2.6a	Oscilador senoidal de 3Hz.	75

2.6b	Oscilador de 60Hz.	79
2.6c	Barrido manual.	79
2.7	Mezclador.	80
2.8	Filtro pasabajos, Amplificador IF.	84
2.9	Detector.	88
2.10	Amplificador lineal-logarítmico.	90
2.10a	Amplificador lineal.	91
2.10b	Amplificador logarítmico.	91
2.11	Fuente de poder.	94
2.11a	Rectificador y regulador de tensión.	94
2.11b	Transformador.	98

### CAPITULO III : CONSTRUCCION

3.1	Características físicas.	103
3.2	Criterios para la construcción.	103

### CAPITULO IV : MEDICIONES Y CALIBRACION

4.1	Características del equipo	110
4.2	Modo de empleo.	111
4.3	Calibración	114
4.3a	Atenuadores	114
4.3b	Oscilador controlado por tensión	114
4.3c	Amplificador IF, filtro pasabajos, detector y amplificador lineal	116

4.4	Mediciones	117
4.4a	Voltajes de operación.	117
4.4b	Respuesta de frecuencia del amplificador de entrada.	117
4.4c	Rango de frecuencia de cada escala.	123
4.4d	Resolución a los puntos de 3dB.	123
4.4e	Linealidad horizontal.	123
4.4f	Medida del rango dinámico.	130
4.4g	Gráfico de voltaje de entrada versus voltaje de salida.	130
4.4h	Fotografías.	131

## CAPITULO V : CONCLUSIONES

5.1	Ventajas y desventajas de usar una $IF = 0$	138
5.2	Características fundamentales del analizador.	140
5.3	Dispositivos adicionales requeridos.	140
5.4	Cambios sugeridos.	141
	Bibliografía.	144
	Apéndice	147

CAPITULO I

GENERALIDADES

1.1.- ANALISIS EN EL DOMINIO DE LA FRECUENCIA.

Cualquier función del tiempo  $f(t)$  puede ser descompuesta en una suma, ya sea discreta o continua, de funciones exponenciales de la forma  $e^{jn\omega_0 t}$  (1).

Si la función es periódica, la suma será discreta y tendremos:

$$f(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} F_n e^{jn\omega_0 t} \quad (-\infty < t < \infty) \quad 1.1$$

siendo

$$F_n = \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} f(t) e^{-jn\omega_0 t} dt$$

Si se trata de una función no periódica, la suma será continua y tendremos:

$$f(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} F(\omega) e^{j\omega t} d\omega \quad 1.2$$

siendo

$$F(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t) e^{-j\omega t} dt$$

(1) ref. 1, pag. 44 a 159.

Esto se conoce como Análisis de Fourier de una señal cualquiera.

En otras palabras, expandir una función  $f(t)$  en una serie de Fourier significa descomponerla en una suma de componentes de distintas frecuencias.

Si la señal es periódica, tendrá componentes de frecuencias  $\omega_0, 2\omega_0, \dots, n\omega_0$ , es decir discretas, y podemos representar graficamente estas componentes (fig. 1.1) dibujando una línea vertical en  $\omega = \omega_0; 2\omega_0,$  etc, con alturas proporcionales a la amplitud  $|F_n|$  de la componente correspondiente.

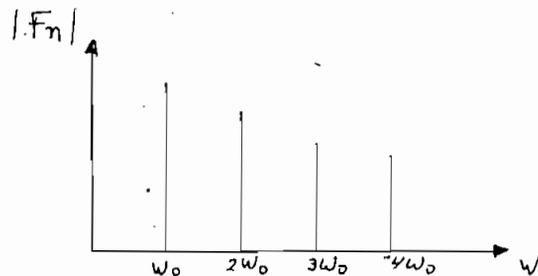


fig 1.1

Si la señal es no periódica,  $\omega_0$  será infinitesimal y la variación será continua en el rango de frecuencias.

En la práctica, la mayor parte de los fenómenos de la naturaleza, pueden ser descritos mediante una superposición de funciones exponenciales.

De lo visto anteriormente, se desprende el hecho de que existe otra manera, distinta a la del Dominio del Tiempo, para estudiar las características de una

señal, o la respuesta de un circuito cualquiera a la aplicación de una señal dada. Este método se conoce como Análisis en el Dominio de la Frecuencia.

Dentro de este análisis, tenemos mediciones tales como: contenido de señales espurias, conversión de frecuencia ( mezcla de 2 señales ), modulación, distorsión, etc, que sirven para caracterizar y comparar circuitos electrónicos tales como osciladores, amplificadores, mezcladores, moduladores, filtros, etc.

## 1.2.- FUNDAMENTOS DE UN ANALIZADOR DE ESPECTROS.

Un analizador de espectros es un dispositivo electrónico que sirve para presentar, ya sea en la pantalla de un tubo de rayos catódicos o en un sistema impresor, un gráfico de la amplitud de las componentes espectrales de una señal en función de la frecuencia, es decir,  $|F(w)|$ .

Podemos considerar como analizadores de espectros a sistemas tales como: una computadora programada para cumplir con el fin antes expuesto, un filtro sintonizable, o un sistema superheterodino de transmisión de señal.

En esta tesis trataremos del sistema superhete-

rodino de transmisión de señal para lograr el propósito de un Analizador de Espectros.

1.3.- TIPOS DE ANALIZADORES.

a) Analizador de Tiempo Real.

Se conoce como Analizador de Tiempo Real a aquel que es capaz de graficar instantáneamente la amplitud de todas las componentes de una señal que estén dentro del rango de frecuencia escogido.

Un analizador de este tipo, tal como lo indica la fig. 1.2, está compuesto por un grupo escalonado

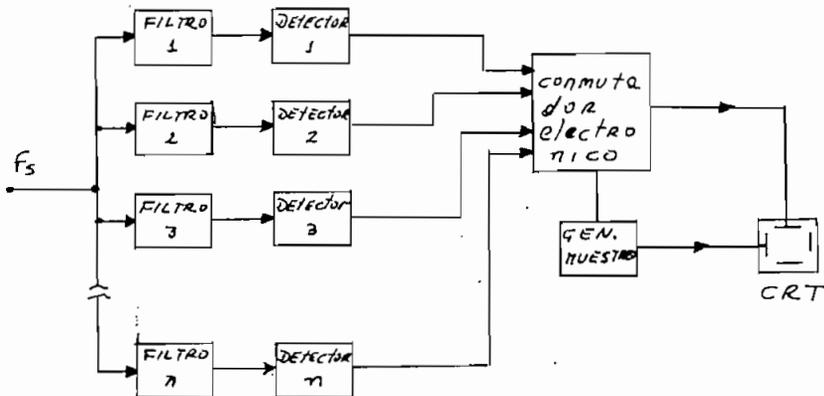


Fig. 1.2.

de filtros pasabanña. La señal es detectada, luego, por medio de un conmutador electrónico es muestreada y aplicada a las placas verticales de un tubo de rayos catódicos. Un generador de muestreo comanda instantáneamente al conmutador electrónico y la deflexión horizontal del tubo de rayos catódicos.

El número de filtros y su ancho de banda limitan el rango de frecuencia del analizador. Para obtener un rango adecuado, se necesita una gran cantidad de filtros; esto hace sumamente costoso al equipo. Por otro lado, debido a la resolución<sup>(1)</sup> fija de cada filtro, carece de flexibilidad en cuanto a selección de escalas de frecuencia.

Entre sus ventajas tenemos el hecho de que es capaz de analizar transientes, también resulta adecuado para señales de baja frecuencia.

b) Analizador de Filtro Sintonizable.

Uno de los analizadores más baratos es el indicado en la fig. 1.3. Se compone de un filtro pasa-

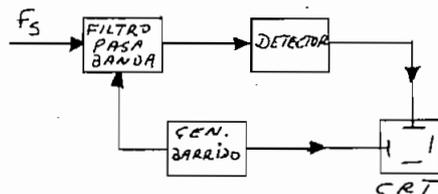


Fig. 1.3.

(1) característica de un analizador explicada en el inciso 1.4b.

banda sintonizable cuya frecuencia central es sincronizada, por medio de un generador de barrido, con la deflexión horizontal del tubo de rayos catódicos.

Su rango de frecuencia es amplio pero carece de sensibilidad y de resolución. Debido a que los filtros sintonizables no poseen un ancho de banda constante, la resolución depende de la frecuencia. Se lo utiliza principalmente dentro del rango de microondas, dada la facilidad para obtener filtros sintonizables con grandes rangos de frecuencia.

c) Analizador Superheterodino.

Si en vez de barrer un filtro a través de un espectro de frecuencias, barreemos el espectro a través del filtro pasabanda de frecuencia fija, tenemos un analizador de espectros del tipo superheterodino.

En la fig. 1.4 tenemos, en diagrama de bloques,

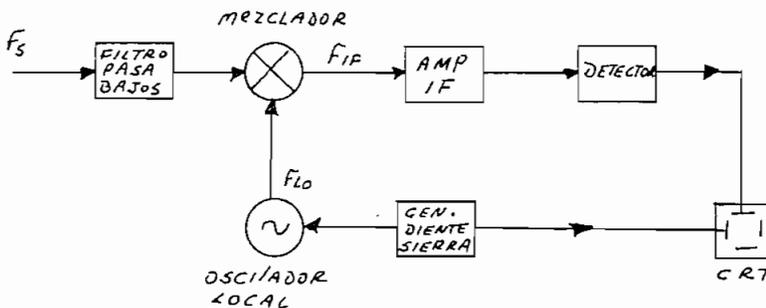


Fig. 1.4

las partes que constituyen a este tipo de analizador. Su principio de funcionamiento es similar al de un receptor de banda estrecha. La diferencia estriba en el hecho de que el oscilador local no tiene una frecuencia fija, sino variable.

Según vemos en el diagrama, la señal de entrada  $f_s$ , luego de pasar por un filtro pasabajos es mezclada con la señal de frecuencia variable  $f_{lo}$  producida por el oscilador local. Sólo si esta señal resultante tiene una frecuencia igual a la frecuencia intermedia  $f_{if}$  a que está sintonizado el amplificador de frecuencia intermedia, tendremos señal aplicada al detector y por lo tanto a las placas verticales del tubo de rayos catódicos. La frecuencia del oscilador local se varía con la señal de un generador diente de sierra que a la vez comanda la deflexión horizontal del tubo de rayos catódicos.

Se puede extender el rango del analizador mezclando la señal de entrada con las armónicas de las frecuencias del oscilador local. (1)

Las ventajas de este tipo de analizador son considerables. Podemos obtener una buena sensibilidad gracias al uso de amplificadores de frecuencia intermedia. La resolución puede escogerse variando el ancho de banda de los filtros de frecuencia intermedia.

(1) ref. 2, pag 19.

Para conseguir cumplir con ciertos requisitos en cuanto a efectos de inestabilidad térmica, corrimiento de frecuencia, etc, se acostumbra utilizar más de una mezcla. <sup>(1)</sup> Luego, tenemos analizadores superheterodinos en los cuales se barre en frecuencia al primer oscilador local y otros en los que el barrido se efectúa en cualquiera de los osciladores siguientes.

Una de las desventajas del tipo superheterodino es la imposibilidad de analizar transientes. En una señal de este tipo,  $T \rightarrow \infty$  y luego, según la fórmula 1.2b,  $F(\omega) \rightarrow 0$ .

#### 1.4.- REQUERIMIENTOS.

Los requisitos más importantes que caracterizan a un analizador superheterodino son: estabilidad de frecuencia y amplitud, resolución, sensibilidad, calibración de amplitud, respuesta de frecuencia, nivel de la señal de entrada y emisión de espurias.

##### a) Estabilidad de Frecuencia.

Esta característica del analizador depende de la inestabilidad en frecuencia del oscilador local. Se conocen como inestabilidades de período corto a

(1) ref. 3

aquellas que ocurren en un tiempo, por ejemplo, menor a una hora. La "modulación de frecuencia incidental" o modulación de frecuencia residual, pertenece a este tipo. Es una pequeña desviación de frecuencia causada por inestabilidad del oscilador local. Se mide en Hz. pico a pico. Podemos ver un ejemplo de ella en la fig. 1.5.

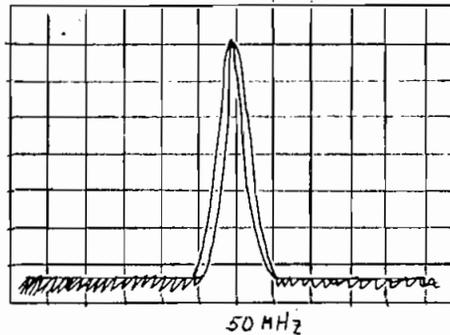


Fig 1.5

Se definen como inestabilidades de período largo a aquellas que ocurren después de un cierto tiempo, por ejemplo mayor a una hora. Dentro de éstas tenemos el efecto de corrimiento en frecuencia del oscilador, que es una medida del cambio de frecuencia en el tiempo ( Hz./min. ). Este corrimiento limita el tiempo que el equipo puede ser usado sin necesidad de recalibración.

Podemos evitar cualquier tipo de inestabilidad sincronizando el oscilador local con una referencia proporcionada por un oscilador a cristal. Enclavar

en fase al oscilador, significa mezclar su señal con la del oscilador a cristal y aplicar esta señal resultante a un discriminador de fase cuya salida se suma al voltaje que controla la frecuencia del oscilador.

En vez de utilizar la diferencia de fase de las dos señales se puede discriminar la diferencia en frecuencia.

b) Resolución.

Se conoce como resolución, a la capacidad del analizador de distinguir entre dos señales próximas en frecuencia ( fig. 1.6 ). Se mide en Hz. y depende de tres factores: del tiempo de barrido, de la dispersión<sup>(1)</sup> y del ancho de banda del amplificador de frecuencia intermedia.

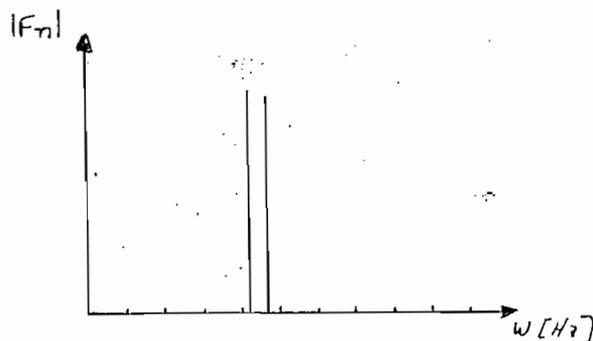


Fig. 1.6

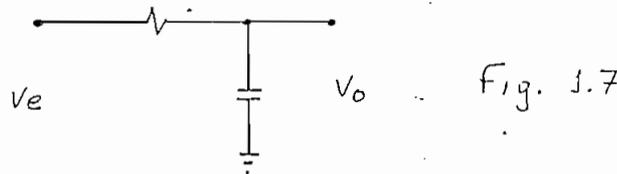
A simple vista parecería que obtendríamos la me

(1) Dispersión es la excursión en frecuencia del barrido en el eje horizontal, se puede expresar como Hz./div. o en Hz. totales.

mejor resolución disminuyendo indefinidamente el ancho de banda del amplificador de frecuencia intermedia. Desgraciadamente, el menor ancho de banda que resulta útil depende de la estabilidad ( frecuencia residual ) del oscilador local del analizador. Si el ancho de banda es menor que la desviación de frecuencia del oscilador local obtendremos una respuesta doble ante una señal de entrada de una sola frecuencia.

Por otro lado, existe otra limitación en cuanto a disminuir el ancho de banda. Si hacemos a este muy angosto debemos utilizar tiempos de barrido muy largos ya que la constante de tiempo del filtro crece al disminuir el ancho de banda.

Si suponemos un filtro RC de paso bajo (fig. 1.7)



tendremos que la tensión de salida es:

$$V_o = V_e \left( 1 - e^{-t/RC} \right) \quad (1) \quad 1.3$$

Se define como el tiempo de elevación (  $t_r$  ) para un escalón de entrada, al invertido por la señal para crecer desde  $0.1V_e$  a  $0.9V_e$ . Luego, de la fórmula

(1) ref. 4, pag. 52

la 1.3 vemos que el tiempo necesario para que  $V_o = 0.1V$  será  $0.1RC$  y para que  $V_o = 0.9V$  será  $2.3RC$  luego

$$t_r = 2.2 RC = \frac{2.2}{2\pi f} = \frac{0.35}{f}$$

$f$  = frecuencia superior de 3dB del filtro

De aquí vemos que si  $f$  disminuye,  $t_r$  aumenta, o lo que es lo mismo, el tiempo de barrido debe aumentar.

Existe una fórmula que nos indica la resolución óptima ( ancho de banda del amplificador de frecuencia intermedia ) para una determinada dispersión y un determinado tiempo de barrido.

Podemos suponer que el ancho de banda del filtro representa un espacio  $X$  , (fig. 1.8), el cual debe

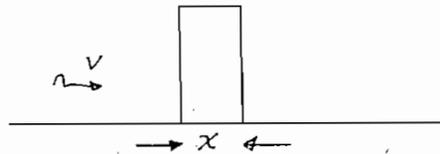


Fig. 1.8

ser recorrido por el haz de electrones del tubo de rayos catódicos en un tiempo dado mayor o igual a  $t_r$  si queremos que el filtro responda adecuadamente.

$$t_r = \frac{X}{V} \quad \begin{array}{l} X = \text{espacio} = \text{resolución} \\ V = \text{velocidad de barrido} \end{array}$$

$$V = \frac{\text{dispersión ( H\bar{z}. )}}{\text{tiempo de un barrido ( seg. )}}$$

luego

$$t_r = \frac{\text{resolución ( Hz. )}}{\frac{\text{dispersión ( Hz. )}}{\text{tiempo de un barrido ( seg. )}}} = \frac{0.35}{f}$$

pero  $f = \text{resolución}$ , luego

$$\frac{\text{resolución ( Hz. )}}{\frac{\text{dispersión ( Hz. )}}{\text{tiempo de un barrido ( seg. )}}} = \frac{0.35}{\text{resolución ( Hz. )}}$$

$$(\text{resolución})^2 = 0.35 \frac{\text{dispersión}}{\text{tiempo de un barrido}}$$

$$\text{Resolución} = 0.6 \sqrt{\frac{\text{dispersión ( Hz. )}}{\text{tiempo de un barrido ( seg. )}}}$$

El factor 0.6 varía de acuerdo al número de etapas amplificadoras utilizadas<sup>(1)</sup>. Por ejemplo para un analizador de la marca Tektronix este es 0.66.<sup>(2)</sup>

Si queremos observar dos señales próximas en frecuencia pero de diferente amplitud, tenemos otra característica del amplificador de frecuencia intermedia que influye, ésta, es el llamado Factor de Forma del filtro de frecuencia intermedia.

(1) ref. 4, pag. 143

(2) ref. 5, pag. 2.2

Se define como factor de forma a la relación entre el ancho de banda del filtro de frecuencia intermedia a 60dB y el ancho a 3dB. Mientras más pequeño sea este factor, mayor será la resolución del analizador.

En definitiva, la resolución se mide como la separación en frecuencia (Hz.) de dos señales de igual amplitud cuando éstas alcanzan el nivel de 3dB.

c) Sensibilidad.

Es una medida de la capacidad del analizador para detectar señales pequeñas.

Se define como el nivel de la señal de entrada (dBm) requerido para producir en pantalla una señal que sobrepase el nivel de ruido en una distancia igual a la existente entre el eje de referencia y el nivel de ruido antes mencionado, (fig. 1.9).

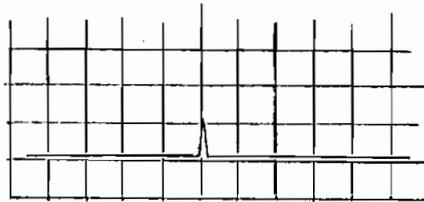


Fig. 1.9

Esto se puede expresar como:

$$\text{nivel de señal} + \text{nivel de ruido} = 2 (\text{nivel de ruido})$$

Cuando el nivel de la señal sea igual al del ruido, la señal aparecerá 3dB por encima del nivel de

ruido y será distinguible.

Una impedancia  $Z = R + jX$  expuesta a una temperatura  $T$ , genera un voltaje de circuito abierto, debido al movimiento al azar de los electrones libres agitados termicamente, dado por:

$$e_n^2 = 4KTBR \quad (1) \quad \text{siendo}$$

$K$  = constante de Boltzman (  $1.38 \times 10^{-23}$  Joule/ K )  
 $T$  = temperatura ( K )  
 $R$  = componente resistiva de la impedancia  
 $B$  = ancho de banda

Si existe acoplamiento con una carga dada, (fig. 1.10), se producirá la máxima transferencia de la p

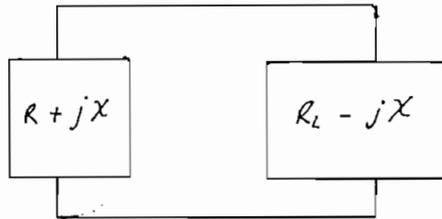


Fig. 1.10

potencia de ruido la cual será disipada en la resistencia de carga  $R_L$  y tendremos:

$$P_n = \frac{(e_n/2)^2}{R_L} = \frac{e_n^2}{4R_L} = \frac{4KTBR}{4R_L}$$

como  $R = R_L$  tenemos  $P_n = KTB$

(1) ref. 6, pág. 1

De esta ecuación vemos que el ruido es directamente proporcional al ancho de banda y por lo tanto la sensibilidad será inversamente proporcional a éste. Un decremento en una década del ancho de banda proporciona un incremento en 10dB de la sensibilidad.

Por lo visto anteriormente vemos que la sensibilidad depende del ancho de banda del filtro del amplificador de frecuencia intermedia.

#### d) Calibración de Amplitud.

Se dice que un analizador de espectros está calibrado en amplitud cuando puede realizar tanto medidas de amplitud relativas como absolutas. Para esto debe satisfacer los siguiente requisitos:

- 1) El atenuador de entrada debe presentar una respuesta plana en el rango de frecuencia.
- 2) El mezclador también debe tener una respuesta plana o estar compensado en ganancia dentro de los rangos de frecuencia de la señal de entrada y del oscilador local.
- 3) Los amplificadores deben ser lineales.
- 4) Los tiempos de barrido deben ser suficientemente lentos como para permitir que el filtro de frecuencia intermedia responda plenamente.

5) Debe existir una señal indicadora cuando el aparato se descalibre.

e) Respuesta de Frecuencia.

Se conoce como respuesta de frecuencia de un analizador a la linealidad en amplitud en todo el rango de frecuencia.

Para que un analizador responda linealmente a señales de igual amplitud independientemente de la frecuencia, la atenuación de potencia del mezclador debe ser independiente de la frecuencia. Llamamos atenuación de potencia o pérdida de conversión a la relación:

$$L \text{ (dB)} = 10 \log \frac{P_{en}}{P_o}$$

siendo  $P_{en}$  = potencia de entrada  
 $P_o$  = potencia de salida

Si la amplitud de la señal del oscilador local es demasiado grande comparada con la señal de entrada, la respuesta del mezclador dependerá de la frecuencia introduciéndose no linealidad en la respuesta del analizador a la frecuencia.

f) Nivel de la Señal de entrada.

Según la amplitud de la señal que se aplique a la entrada de un analizador, existen varios efectos que a la vez clasifican a los niveles de señal.

Así tenemos:

a) Nivel sin riesgo.- Corresponde a la máxima potencia de la señal de entrada que se puede aplicar sin correr el riesgo de dañar físicamente al aparato. Se mide en dBm. Este máximo nivel queda determinado por la potencia que pueda absorber el circuito de entrada sin sufrir daño físico. Está dentro de + 13dBm para el mezclador o + 30dBm si tenemos antes un atenuador.

b) Máxima potencia de entrada.- Es aquel máximo nivel de señal que puede aplicarse a un analizador sin que ésta pierda sus características. Existe un rango en el nivel de la señal dentro del cual el analizador trabaja en forma no lineal, obteniéndose a la salida del equipo una señal cuya amplitud no es la verdadera. Esta compresión de la señal puede considerarse despreciable mientras no sobrepase 1dB.

e) Rango dinámico.- Es la relación existente entre la máxima potencia de entrada y la sensibilidad del analizador. Para un analizador Hewlett Packard este rango está dentro de los 70dB, siendo el nivel óptimo de la señal de entrada al mezclador -40dBm. La fig. 1.11 nos presenta los niveles típicos para un analizador de esta marca.

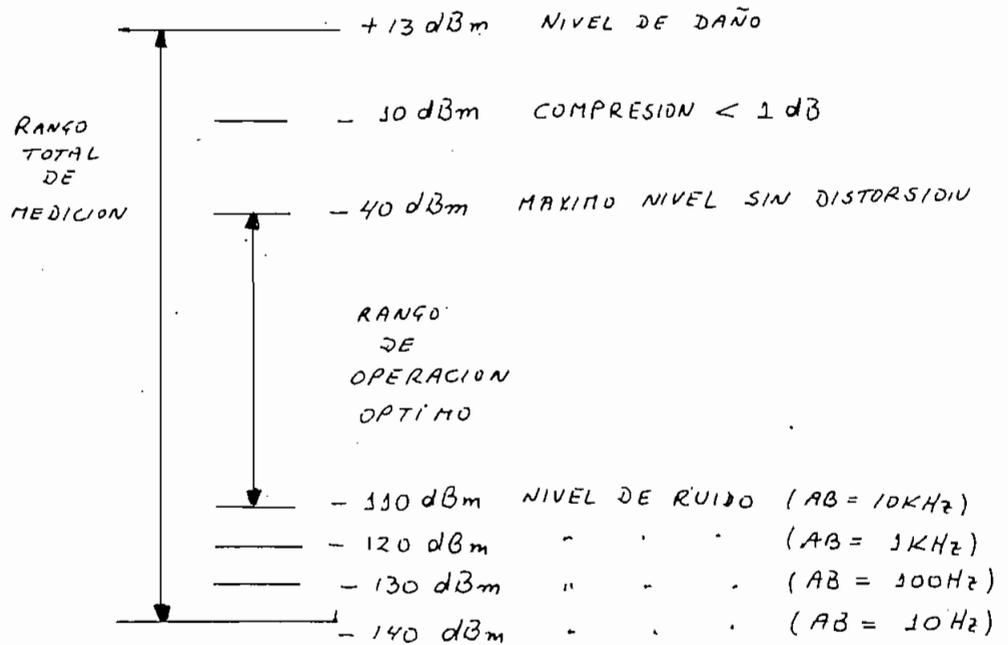


Fig. 1.11

g) Emisiones espurias.

Son señales que aparecen en pantalla de frecuencias que no corresponden a las componentes de la señal de entrada.

Dentro de ellas tenemos señales cuya frecuencia se encuentra dentro del ancho de banda del amplificador de frecuencia intermedia, que sin ser producto de la conversión en el mezclador, aparecen en pantalla.

Otro caso de emisiones espurias es la respuesta a señales imagen. En todo proceso superheterodino tenemos dos frecuencias intermedias como respuesta, la suma y la resta de las señales mezcladas. Generalmente sintonizamos a la resta de ellas y llamamos imagen a la suma.

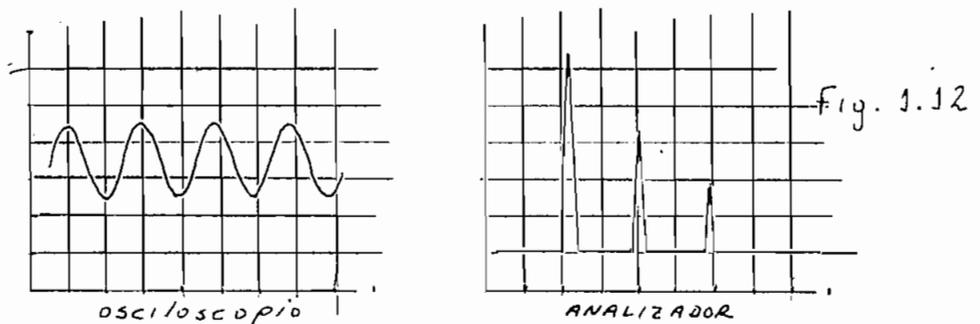
El analizador puede responder a aquellas señales que mezcladas con las armónicas del oscilador local producen la frecuencia intermedia. Estas respuestas también se consideran como espurias.

Si aplicamos a la entrada del analizador varias señales simultáneamente se produce la llamada "intermodulación". Es decir, la combinación de sumas, restas de estas señales entre ellas y sus múltiplos. La más notoria es la de tercer orden, causada por la com

binación de la segunda armónica de una señal con la fundamental de otra.

### 1.5.- APLICACIONES DE UN ANALIZADOR.

El analizador de espectros, comparado con un osciloscopio, nos proporciona ciertas ventajas en cuanto a mediciones se refiere. La fig. 1.12 nos demuestra que el analizador resulta mucho más sensible para detectar distorsión en señales que vistas en un osciloscopio parecen ser puras. Esta señal senoidal pa



rece perfecta cuando se la observa en el osciloscopio, sin embargo el analizador nos indica la presencia de armónicas.

Entre los muchos usos del analizador tenemos la posibilidad de medir las características de los diferentes métodos de transmisión de información hoy empleados como por ejemplo AM, FM y pulsos de Radio Fre

cuencia.

a) Modulación AM.

Modular en amplitud una portadora significa variar su amplitud en función de la amplitud de la señal modulante. Si la señal modulante es  $A \sin(\omega t)$  entonces la expresión matemática para la señal resultante es:

$$e(t) = A \cos \omega_c t + \frac{m \cdot A}{2} \cos (\omega_c + \omega_m)t + \frac{m \cdot A}{2} \cos (\omega_c - \omega_m)t \quad 1.4$$

en donde  $A$  = amplitud de la portadora  
 $m$  = índice de modulación  
 $\omega_c$  = frecuencia de la portadora  
 $\omega_m$  = frecuencia de la señal modulante

Esta expresión nos indica que la señal resultante posee tres componentes de frecuencia. Una portadora  $E_c = A$  y dos bandas laterales, una superior  $E_{usb} = \frac{mA}{2}$  y otra inferior  $E_{lsb} = \frac{mA}{2}$ . Como se indica en la fig. 1.13,  $E_{lsb} = E_{usb} = E_{sb}$ .

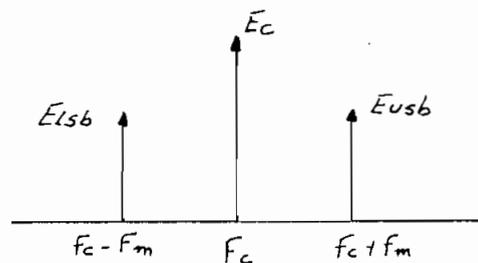


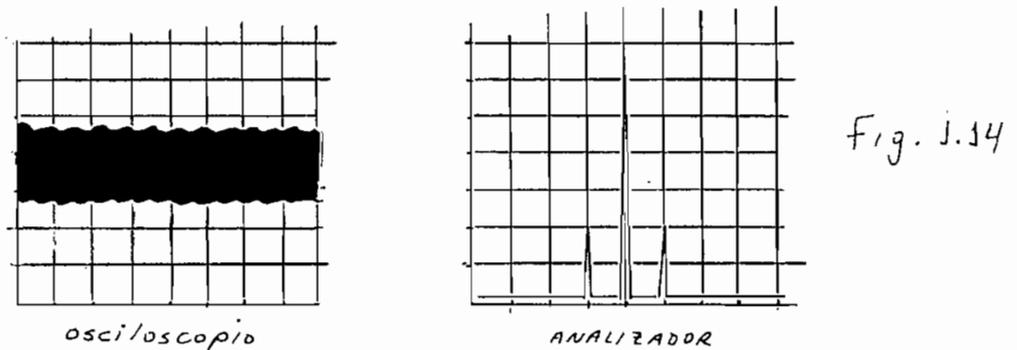
Fig. 1.13

El índice de modulación viene dado por:

$$m = \frac{2E_{sb}}{E_c} \quad (1)$$

y el porcentaje de modulación por  $M = m \times 100$ .

Debido al amplio rango dinámico del analizador, este permite medir porcentajes de modulación tan bajos como  $M = 0.06\%$ . La fig. 1.14 nos indica la diferencia obtenida al medir al mismo tiempo una señal AM con  $M = 2\%$ , en un analizador y en el osciloscopio.



Podemos medir  $m$  obteniendo del analizador  $E_{sb}$  (dB),  $E_c$  (dB) y aplicando la siguiente fórmula:

$$E_{sb}(\text{dB}) - E_c(\text{dB}) + 6\text{dB} = 20\log(m) \quad (2) \quad 1.6$$

Esto lo vemos en la fig. 1.15 en la que  $E_{sb} = -60\text{dB}$   
 $E_c = -20\text{dB}$ , obteniendo  $m = 2\%$ .

(1) ref. 7, pag. 3

(2) ref. 7, pag. 4

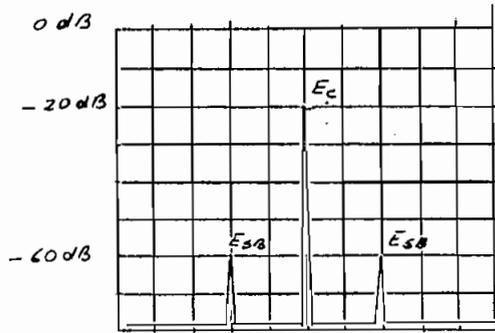


Fig. 1.15

b) Transmisión SSB.

En la ecuación 1.4 vemos que al transmitir la información la amplitud de la portadora no varía. Por lo tanto, podemos suprimirla sin variar el contenido de la información. Este tipo de transmisión se conoce como AM con portadora suprimida. Como las amplitudes de las bandas laterales son iguales podemos suprimir una de ellas y tenemos SSB o transmisión por banda lateral única.

Podemos generar SSB ya sea por el método de cambio de fase<sup>(1)</sup> o suprimiendo una de las bandas laterales mediante un filtro. Cualquiera de los dos métodos requiere mezcla y amplificación, procesos que introducen señales de intermodulación las cuales crean interferencias en los canales adyacentes. La detección de estas señales de intermodulación se ha convertido en un requisito indispensable para el di-

(1) ref. 1, pag. 459

seño, construcción y calibración de transmisores en sistemas de comunicación. Para realizar estas medidas existe un proceso que consiste en modular el transmisor SSB con dos señales de Audio (entre 30 y 3100 Hz) próximas en frecuencia y observar la salida mediante el analizador en busca de señales de intermodulación.

c) Modulación Angular.

En modulación angular se varía ya sea la fase o la frecuencia de la señal portadora en forma proporcional a la amplitud de la señal modulante. En este caso el índice de modulación viene dado por:

$$m = \frac{\Delta f_p}{f_m} = \Delta \phi_p \quad (1) \quad 1.7$$

siendo  $F_p$  = máxima desviación de la frecuencia portadora.  
 $F_m$  = frecuencia modulante  
 $\phi_p$  = máxima desviación de fase de la portadora.

En contraste con AM y según vemos en la fig. 1.16;

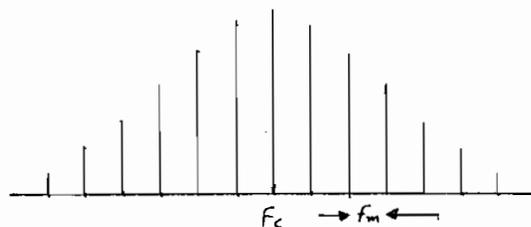


Fig. 1.16

(1) ref. 7, pag. 8

001733

en modulación angular el espectro tiene un número infinito de bandas laterales separadas entre sí  $F_m$ . La amplitud de las componentes varía de acuerdo a  $m$  (funciones de Bessel<sup>(1)</sup>) y dependiendo de este valor, las bandas se hacen despreciables después de cierta frecuencia. Si  $m \gg 1$  el ancho de banda de transmisión es  $B = 2 \Delta f_p$ . Por otro lado si  $m < 0.2$ ;  $B = \frac{2}{2 F_m}$ <sup>(2)</sup>

El analizador de espectros resulta muy útil para medir  $\Delta f_p$ ;  $m$  y para calibrar en forma simple transmisores FM. Estas medidas pueden realizarse utilizando la técnica llamada "Ceros de la Portadora"<sup>(3)</sup>.

d) Distorsión por presencia simultánea de AM y FM.

Aunque AM y FM son dos métodos diferentes de modulación, presenta la característica común de que sus espectros son simétricos. Si por alguna razón en un sistema tenemos presentes al mismo tiempo AM y FM con la misma frecuencia modulante, las bandas laterales aparecerán asimétricas, fig. 1.17.

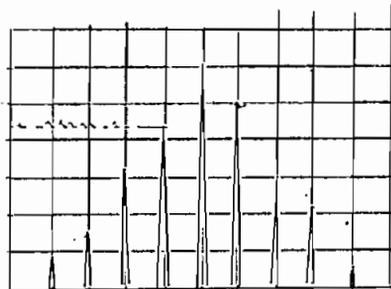


Fig 1.17

(1) ref 1, pag. 497  
(2) ref 7, pag. 12  
(3) ref 7, pag 13

Esto se debe a que la relación de fase entre el vector suma de las bandas laterales y el vector de la portadora, es diferente para AM (colineales) y FM (en cuadratura). Luego, al estar presentes ambos tipos de modulación se produce la asimetría.

Con un analizador podemos detectar fácilmente la presencia de este fenómeno.

e) Pulsos de Radio Frecuencia.

Si modulamos a una portadora  $f(t)$  por medio de un tren de pulsos obtenemos los llamados Pulsos de Radio Frecuencia. Originalmente el analizador de espectros fue construido para poder observar la señal de salida en los transmisores de radar. Esta señal es una sucesión de pulsos de radio frecuencia de repetición, ancho del pulso y amplitud constantes, fig. 1.18.

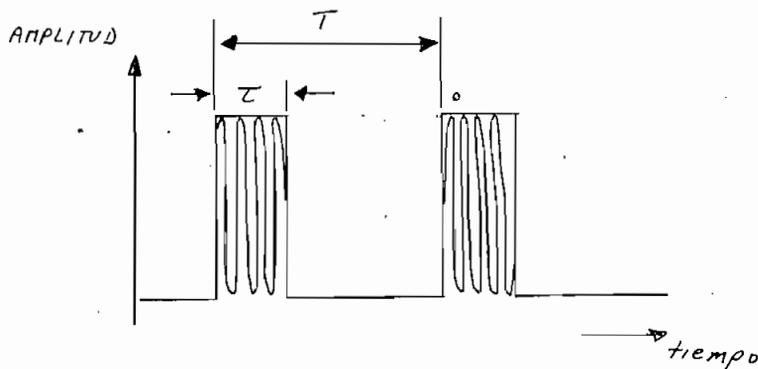


Fig. 1.18

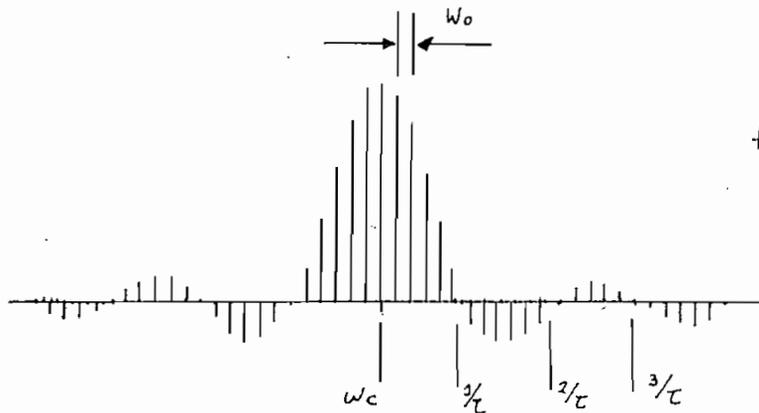
En el dominio de la frecuencia esta señal viene representada por:

$$F_s(\omega) = \frac{AT}{T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \text{Sa} \left( \frac{n\pi T}{T} \right) F(\omega_c - n\omega_0) \quad (1) \quad 1.8$$

siendo  $A$  = amplitud del pulso  
           $T$  = ancho del pulso  
           $T$  = período del pulso  
           $\omega_0$  = frecuencia del pulso  
           $\omega_c$  = frecuencia de la portadora

Su representación gráfica la tenemos en la fig.

1.19.



Consiste de líneas espectrales separadas una distancia igual a  $\omega_0$  cuyas amplitudes varían según

$$\text{Sa} \left( \frac{n\pi T}{T} \right) = \frac{\text{sen} \frac{n\pi T}{T}}{\frac{n\pi T}{T}}$$

De aquí vemos que la posición de los ceros viene determinada por  $T$  si  $T$  es constante. Debido a que el analizador no puede detectar fase, en la pantalla veremos la señal como en la fig. 1.20.

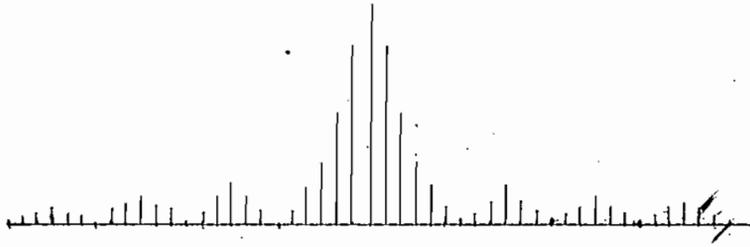


Fig. 1.20

Para estudiar este tipo de señales mediante el analizador tenemos dos métodos los cuales presentan a la señal en pantalla de diferente forma, dependiendo ésta de la resolución aplicada.

Si la resolución utilizada es menor que la frecuencia de repetición de los pulsos, obtenemos una señal como la indicada en la fig. 1.21. Vemos que

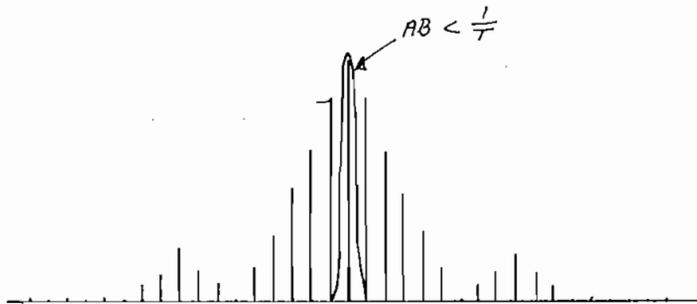
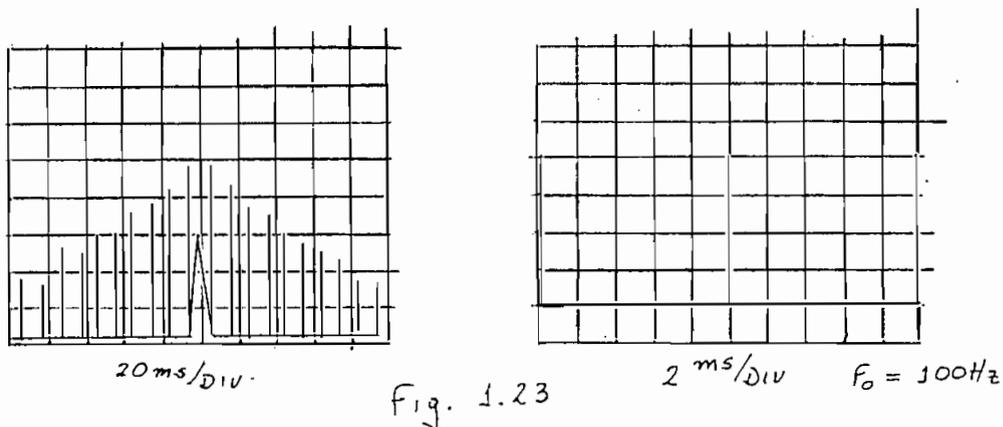


Fig. 1.21

ésta constituye el espectro de Fourier de la señal y podemos en ella realizar todas las mediciones concernientes, a saber:  $T$  ,  $\tau$  ,  $A$  ,  $W_c$  . Esta manera de utilizar el analizador se conoce como "Espectro



f) Calibración de Equipos de Comunicación.

Para indicar la versatilidad del uso de un analizador de espectros en la calibración o valoración de equipos de comunicación, expondremos en detalle su aplicación en el chequeo de un receptor superheterodino. La fig. 1.23 nos presenta un diagrama de bloques de las partes constitutivas del receptor. Si colocamos la punta del analizador en el punto 1 obtendremos en pantalla un espectro de todas las señales captadas por la antena, fig. 1.24, pudiendo medir la amplitud y la frecuencia de cada una de ellas.

Observando el punto 2, fig. 1.25, vemos la respuesta del filtro pasabanda. El punto 3, fig. 1.26, el contenido en armónicas del oscilador local. También en este punto podemos observar la estabilidad en frecuencia del oscilador, fig. 1.27.

El punto 4 nos indica la calidad en el proceso de mezcla, fig. 1.28, podemos verificar la presencia

Lineal!

Si quisiéramos analizar una señal de radar cuya frecuencia fuese baja, necesitaríamos una resolución extremadamente angosta. En este caso nos conviene utilizar el llamado "Espectro de Pulso", que se obtiene utilizando una resolución igual o mayor a la frecuencia del tren de pulsos. El analizador no podrá detectar las líneas del espectro de Fourier en cambio, si el ancho de banda es delgado comparado con la envolvente del espectro, fig. 1.22, ésta será detectada. Este método nos presenta una señal que

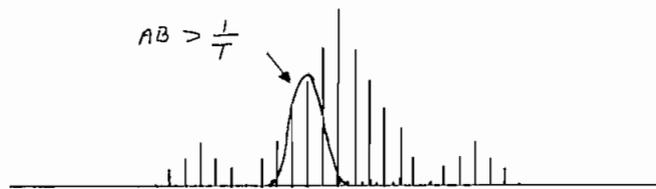


fig 1.22

es una combinación de la envolvente en el dominio de la frecuencia y los pulsos en el dominio del tiempo. Las líneas no representan a las componentes de Fourier sino que aparecen cada vez que se produce un pulso.

Como la resolución es grande podemos disminuir el tiempo de barrido, lo cual nos permite medir  $F_0$ , fig. 1.23.

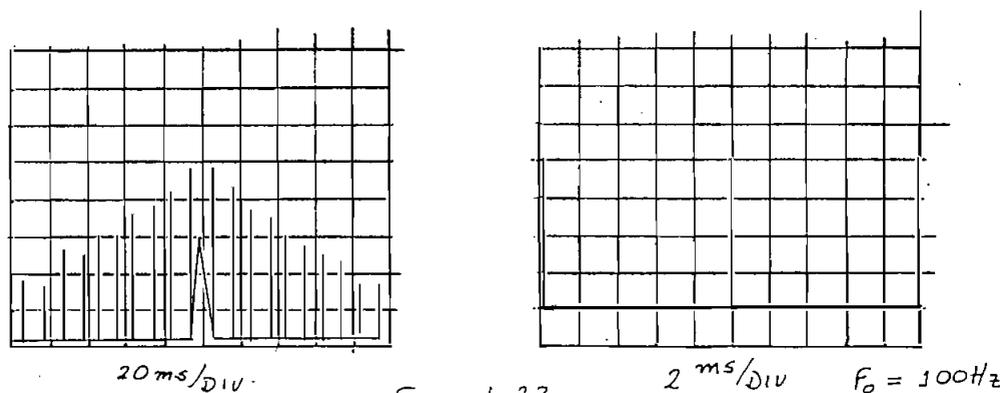


Fig. 1.23

f) Calibración de Equipos de Comunicación.

Para indicar la versatilidad del uso de un analizador de espectros en la calibración o valoración de equipos de comunicación, expondremos en detalle su aplicación en el chequeo de un receptor superheterodino. La fig. 1.23 nos presenta un diagrama de bloques de las partes constitutivas del receptor. Si colocamos la punta del analizador en el punto 1 obtendremos en pantalla un espectro de todas las señales captadas por la antena, fig. 1.24, pudiendo medir la amplitud y la frecuencia de cada una de ellas.

Observando el punto 2, fig. 1.25, vemos la respuesta del filtro pasabanda. El punto 3, fig. 1.26, el contenido en armónicas del oscilador local. También en este punto podemos observar la estabilidad en frecuencia del oscilador, fig. 1.27.

El punto 4 nos indica la calidad en el proceso de mezcla, fig. 1.28, podemos verificar la presencia

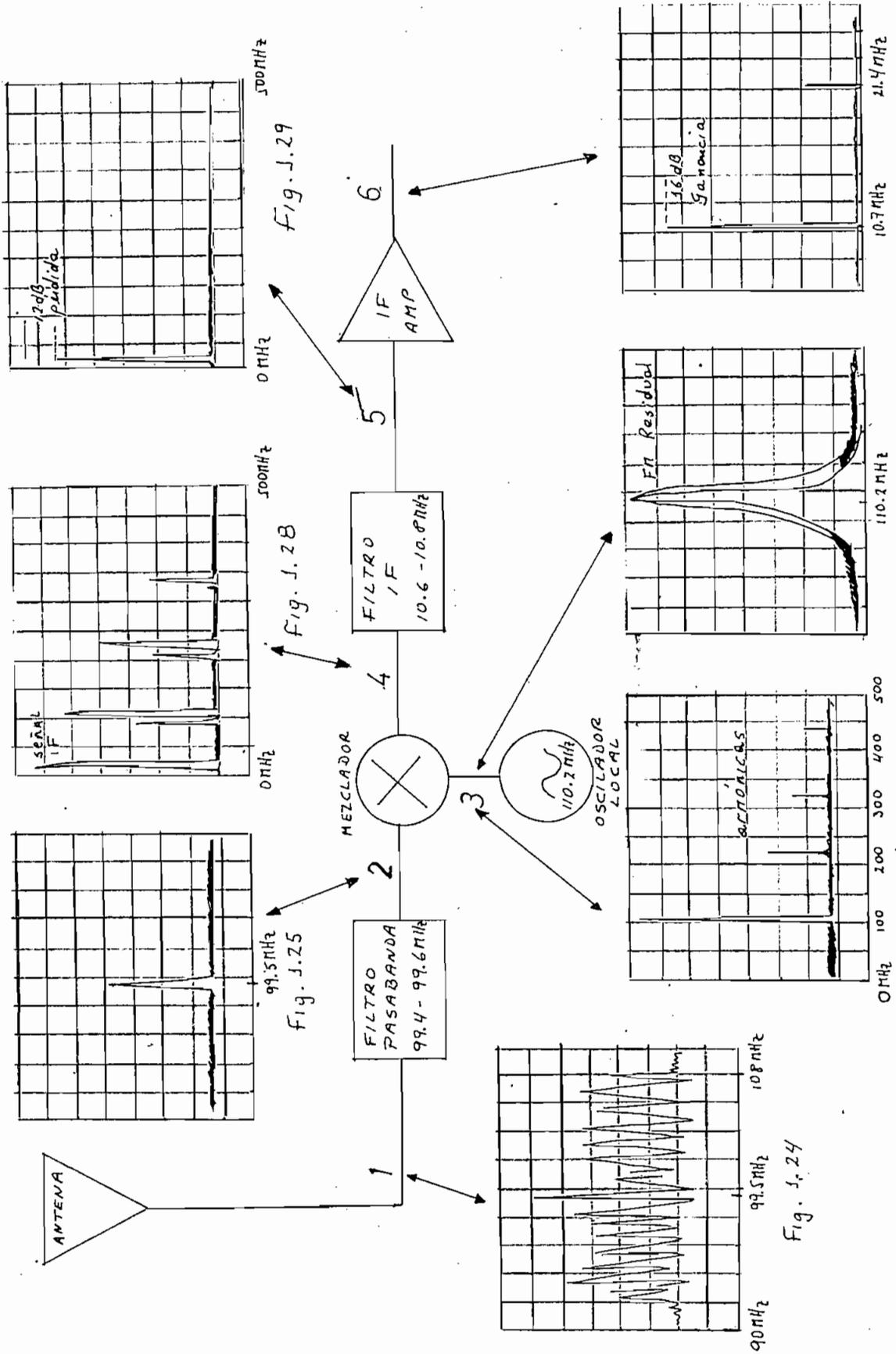


Fig. J.29

Fig. J.27

Fig. J.26

Fig. J.24

Fig. J.30

de intermodulación.

Si observamos a la salida del filtro de frecuencia intermedia podemos ver, fig. 1.29, el efecto de pérdida en el nivel de la señal y a la vez la atenuación de las señales no deseadas producidas en el proceso de mezcla. En la fig. 1.30 vemos la salida del amplificador de frecuencia intermedia, se nota que el nivel de la señal aumenta pero se introduce distorsión armónica.

#### g) Aplicaciones de un Analizador de Audio.

Para finalizar con las aplicaciones de un analizador, conviene hacer referencia a una aplicación específica de los analizadores de audio, tipo en el que se basa esta tesis. Se trata de las mediciones que se realizan hoy endía para revisar y calibrar un amplificador estereo de alta fidelidad o cualquiera de los equipos de sonido hoy existentes en el mercado.

Las medidas que caracterizan el funcionamiento óptimo de estos aparatos son: potencia de salida, distorsión armónica, distorsión por intermodulación, respuesta de frecuencia, relación señal/ruido, estabilidad a cambios de impedancia en los parlante, cru-

ce de señal entre canales y sensibilidad.

El equipo necesario para realizar las mediciones se compone de un analizador de espectros que cubra el rango de audio, un oscilador de audio, un atenuador adecuado, una carga adecuada. Los amplificadores de potencia requieren estar conectados a una carga equivalente a su propia impedancia característica de salida, usualmente 8 ohmios.

1) Potencia de Salida.

Se conoce como potencia de salida de un amplificador a la máxima potencia por canal que este pueda entregar antes de que se presente distorsión. El nivel de distorsión aceptado depende del oído de cada persona, por lo cual resulta más conveniente especificar una potencia de salida en función del contenido de distorsión armónica y de intermodulación. Para realizar esta medición se debe disponer el equipo como en la fig. 1.31. Con la posición de los contro-

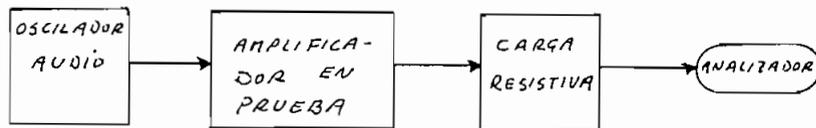


Fig. 1.31.

les del amplificador en su posición de equilibrio y el volúmen al máximo se introduce al mismo una señal de 1KHz, y se observa en la pantalla del analizador, fig. 1.32, la segunda y tercera armónica. Se aumen-

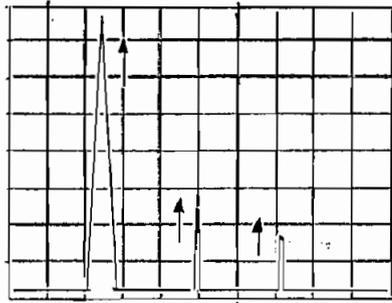


Fig. 1.32.

ta el nivel de la señal de entrada hasta que el nivel de las armónicas crece más rápido que el de la señal fundamental. Este punto determina la máxima potencia de salida sin distorsión del amplificador.

## 2) Distorsión armónica.

Simultáneamente con la medida de la potencia de salida, se puede obtener el contenido total de distorsión armónica. El tono de 1KHz presentará armónicas en 2, 3, 4, etc, Khz. Se obtiene el porcentaje de distorsión introducido por cada armónica midiendo la relación existente entre cada armónica y la fundamental, fig. 1.33, y utilizando la tabla de conver-

si3n # 1 (1) Se conoce como "distorsi3n arm3nica total" a la relaci3n entre el nivel de la fundamental y la suma del valor RMS de todas las arm3nicas.

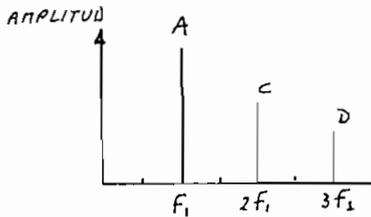


Fig. J.33

RELACION dB	% LECTURA	RELACION dB	% LECTURA
20 (40,60)	10% (.1% .5%)	30 (50,70)	3.14% (.31;.08)
21	8.9	31	2.87
22	7.94	32	2.51
23	7.08	33	2.24
24	6.31	34	2.00
25	5.62	35	1.78
26	5.01	36	1.59
27	4.47	37	1.43
28	3.98	38	1.26
29	3.55	39	1.12

TABLA # 1

Esta distorsi3n puede obtenerse utilizando la tabla # 2. (2)

DIFERENCIA dB	SUME AL NIVEL MAS ALTO
0	3.01
1	2.54
2	2.13
3	1.76
4	1.46
5	1.19
6	.97
7	.79
8	.64
9	.51

TABLA # 2

(1) ref. 8, pag. 7  
 (2) ref. 8, pag. 8

3) Distorsión por intermodulación.

La distorsión por intermodulación se produce cuando dos tonos puros de distinta frecuencia son mezclados por el amplificador apareciendo señales suma y resta de ellos o entre sus armónicas. Para determinar el porcentaje de distorsión por intermodulación se utilizan dos señales de 6Khz y 60Hz como se indica en la fig. 1.34, y se mide la relación entre ellas y los productos de intermodulación presentes.

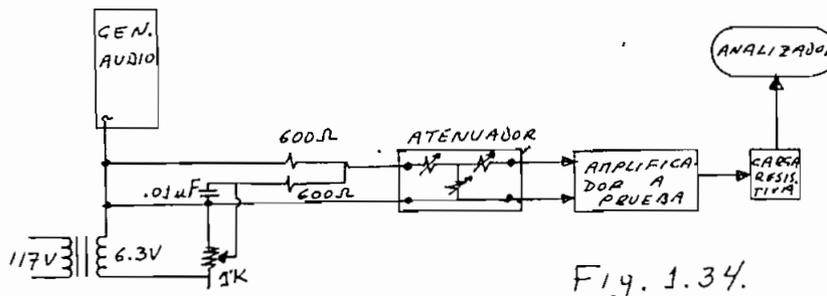


Fig. 1.34.

4) Respuesta de frecuencia.

La respuesta de frecuencia de un amplificador se obtiene facilmente introduciendo a él la señal de un generador de barrido, fig. 1.35. De esta manera

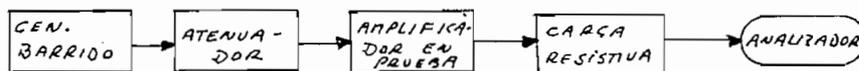


Fig. 1.35

se obtiene en la pantalla del analizador un trazo de Bode de la respuesta, fig. 1.36. Variando los con-

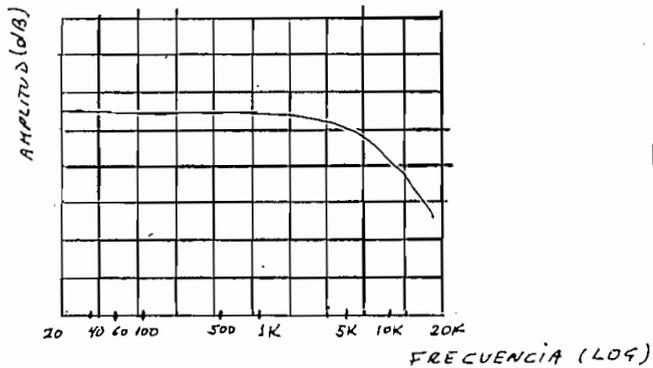


Fig. 1.36

troles de altos, bajos, filtros, etc del amplificador se puede observar su influencia en la respuesta.

### 5) Relación señal/ruido:

La relación señal/ruido de un amplificador se obtiene comparando el nivel de máxima potencia del equipo con el nivel de ruido obtenido conectando el equipo como se muestra en la fig. 1.37. Se utiliza

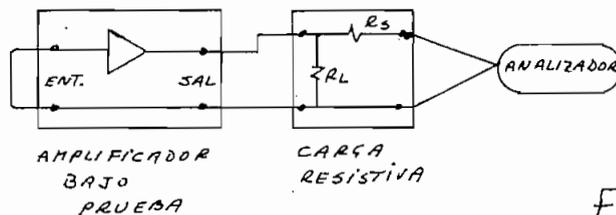


Fig. 1.37.

una resolución de aproximadamente 3KHz<sup>(1)</sup> lo que hace que debamos utilizar un factor de corrección en la relación señal/ruido. Para 3KHz se deben restar 7dB. Otro factor que se puede medir es el ruido introducido por la línea de alimentación. Lo hacemos observando los niveles de las componentes de 60Hz y 120Hz que aparecen en pantalla y comparándolos con el nivel de máxima potencia.

#### 6) Factor de Amortiguamiento.

Los parlante que constituyen la carga conectada a un amplificador, varían su impedancia de acuerdo a la frecuencia de la señal que los excita. Existe un factor que mide la capacidad del amplificador de permanecer estable ante estos cambios de impedancia. Se puede obtener el factor de amortiguamiento midiendo el máximo nivel de la señal de salida con carga  $E_l$  y sin carga  $Enl$ , entonces:

$$\text{factor de amortiguamiento} = \frac{E_l}{Enl - E_l} \quad (2) \quad 1.9$$

Se puede obtener estas medidas con la configuración indicada en la fig. 1.38. Cuando se mide sin carga se debe ejecutar este paso en el menor tiempo

(1) ref. 8, pag. 13  
(2) ref. 9, pag. 37

posible para no dañar el amplificador.

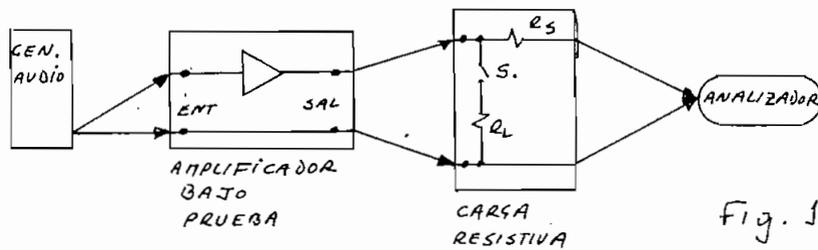


Fig. 1.38

### 7) Cruce de señal.

En un amplificador de dos o más canales se produce interferencia entre las señales existentes en ellos. Si desconectamos las entradas de todos los canales menos uno y en este introducimos un tono cualquiera, podemos observar con el analizador que parte de este tono se ha introducido en los canales no excitados. La forma de realizar esta medida se detalla en la fig. 1.39.

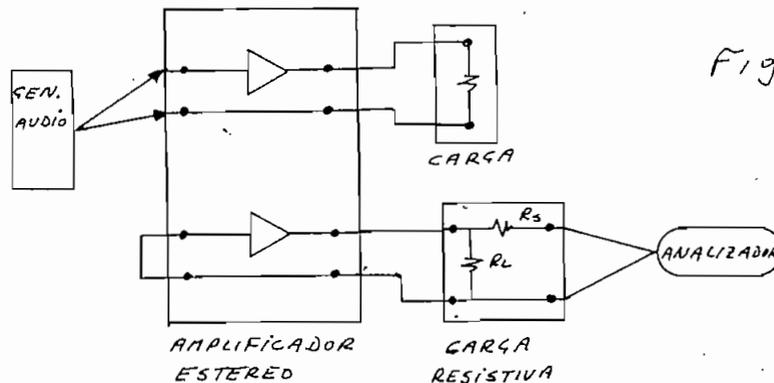


Fig. 1.39

### 8) Sensibilidad.

La sensibilidad de un amplificador viene determinada por el nivel de la señal de entrada necesario para obtener la máxima potencia de salida. En la fig. 1.40 vemos un método para obtener este parámetro utilizando el analizador.

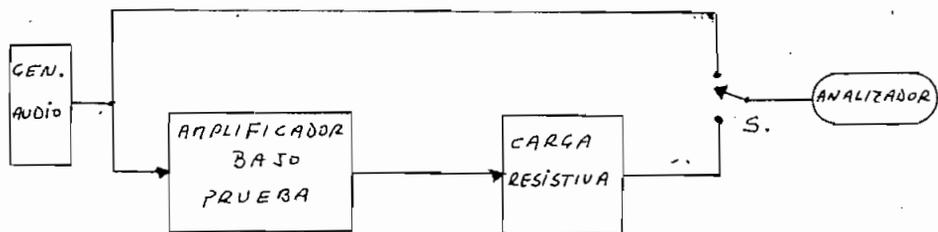


Fig. 1.40

### 1.6.- ANALIZADORES COMERCIALES.

En este punto haremos una breve descripción de un analizador existente en el mercado.

La fábrica Tektronix construye un analizador de espectros al que llama 3L5, que cubre el rango de 10Hz a 1MHz. En la fig. 1.41 tenemos un diagrama en bloques de sus partes constitutivas. En realidad este equipo es una unidad compacta que puede utilizarse conectándola a cualquiera de los osciloscopios TEKTRONIX.

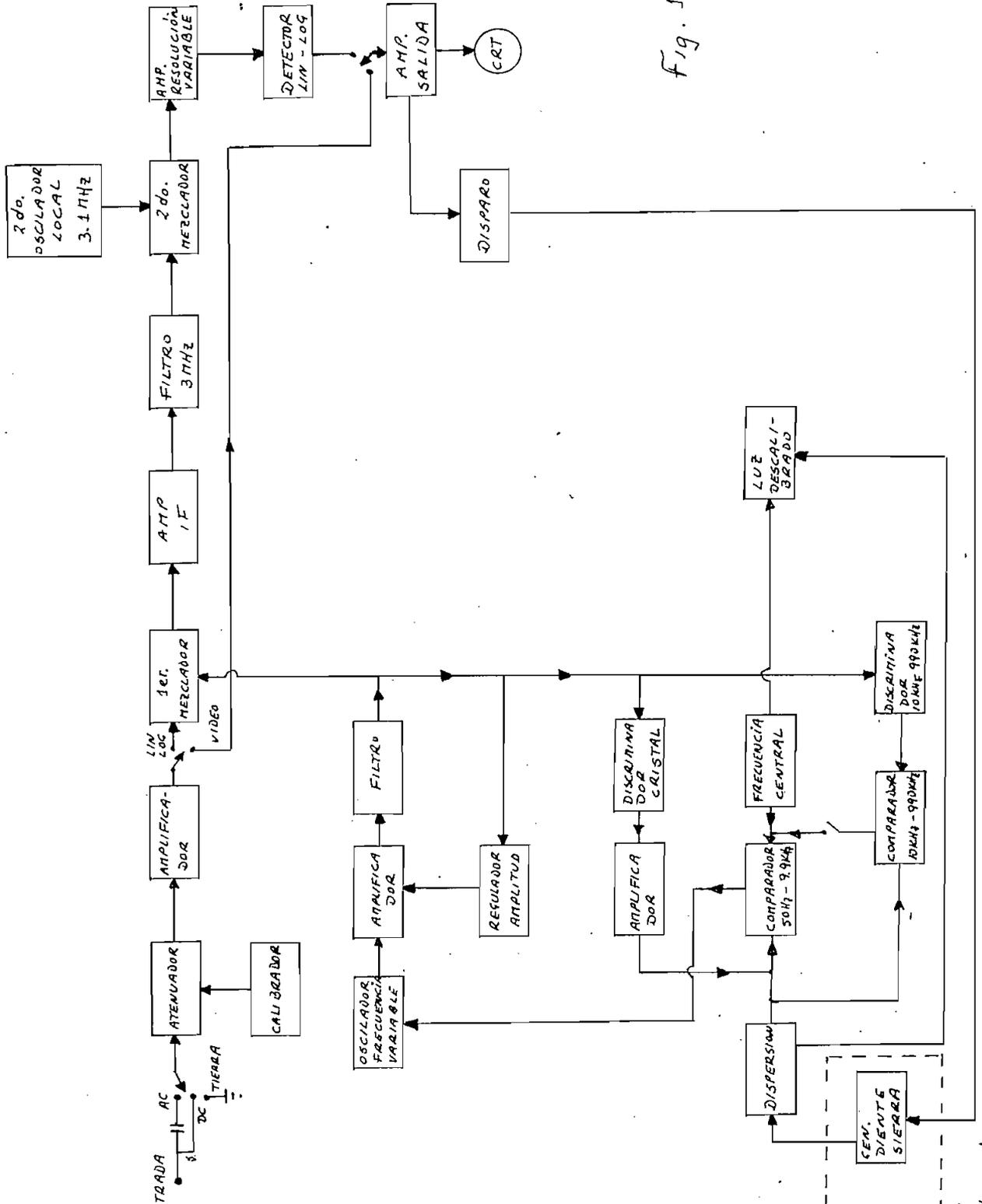


Fig. 1.41.

oscopio

En pocas palabras, su funcionamiento es como sigue: la señal aplicada a su entrada es acoplada mediante un selector en forma directa (baja frecuencia) o a través de un capacitor (AC) a un circuito atenuador. Este selector tiene una posición de tierra para poder establecer una referencia de cero voltios sin desconectar la señal de entrada. Los circuitos del atenuador son compensados en frecuencia y a más de ajustar la señal a un nivel adecuado, proveen una impedancia de entrada constante de  $1M\Omega$  y  $30pF$ . El atenuador proporciona escalas desde 0.001 a 100 volt/div. en secuencias 1, 2, 5. La máxima señal de entrada no debe sobrepasar los 90mW.

Una vez atenuada, la señal pasa a un bloque amplificador dentro del cual tenemos un FET y un seguidor de emisor para proporcionar una alta impedancia de entrada.

La señal que sale del amplificador puede ser aplicada al primer mezclador o pasar directamente a los amplificadores de salida. Esto último sucede con el selector en la posición de VIDEO, lo cual permite observar a la señal en el dominio del tiempo.

El primer mezclador está constituido por un circuito mezclador balanceado, la señal de entrada y la proveniente de un oscilador de frecuencia variable

son introducidas a él obteniéndose su producto heterodino. Una pequeña parte de la señal del oscilador pasa sin transformación a través del mezclador, ésta proporciona una referencia de OHz.

La señal resultante de la mezcla, que tiene una frecuencia intermedia de 3MHz, es amplificada y pasada por un filtro pasabanda ( 2.97MHz - 3.03MHz ) para ser aplicada a la entrada del segundo mezclador.

El circuito de barrido se compone de un oscilador de frecuencia variable y de un convertidor frecuencia-voltaje que sirve para obtener amplitud constante, calibración de frecuencia y de la dispersión del aparato.

Mediante el selector de dispersión se puede variar la amplitud del barrido desde 0 a 1MHz (10Hz/div. a 100KHz/div.) en secuencias 1, 2, 5. La frecuencia central puede variarse desde 2 a 3MHz.

El oscilador variable es del tipo Colppits y se logra barrerlo en frecuencia aplicando un diente de sierra a los terminales de un varactor, fig. 1.42.

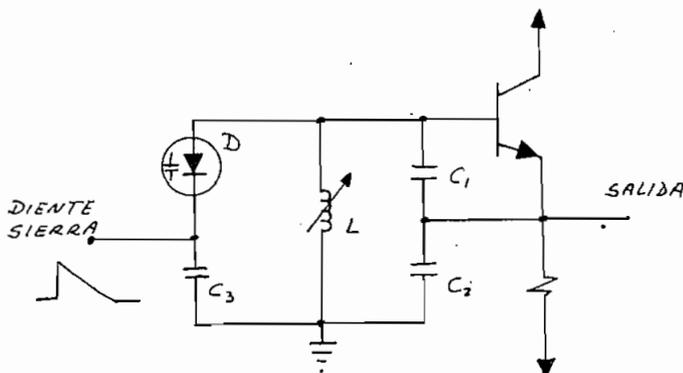


Fig. 1.42

El nivel DC del diente de sierra determina la frecuencia central, y la amplitud del mismo determina la dispersión. Este diente de sierra proviene del circuito base de tiempo del osciloscopio al que se conecta la unidad 3L5.

El equipo tiene dos tipos de convertidores frecuencia-voltaje. Un discriminador de cristal para las frecuencias centrales desde 50Hz a 9.9KHz y uno del tipo de línea de transmisión para el rango 10KHz a 990KHz.

La señal de salida del oscilador variable es amplificada y filtrada por un filtro pasabajos (3MHz) que atenúa las armónicas provenientes del oscilador reduciendo la distorsión que podrían provocar estas señales espurias. Una parte de la señal de salida es muestreada por un circuito que regula la amplitud de la señal. Al mismo tiempo se alimenta la señal a los discriminadores para obtener la calibración en frecuencia.

El control de dispersión tiene un circuito que activa una luz cuando la dispersión escogida hace que el rango sobrepase la capacidad del aparato para mantenerse dentro de límites lineales.

Como se dijo anteriormente, la señal de frecuencia intermedia de 3MHz es filtrada por un filtro de

cuatro secciones y aplicada a la entrada del segundo mezclador donde es procesada con la señal de 3.1MHz proveniente de un oscilador local de frecuencia fija. La resultante de 100KHz es aplicada a la entrada del amplificador de resolución variable.

Este circuito ajusta la resolución desde anchos de banda menores a 10Hz a mayores a 500Hz. Como se muestra en la fig. 1.43, la resolución viene determi-

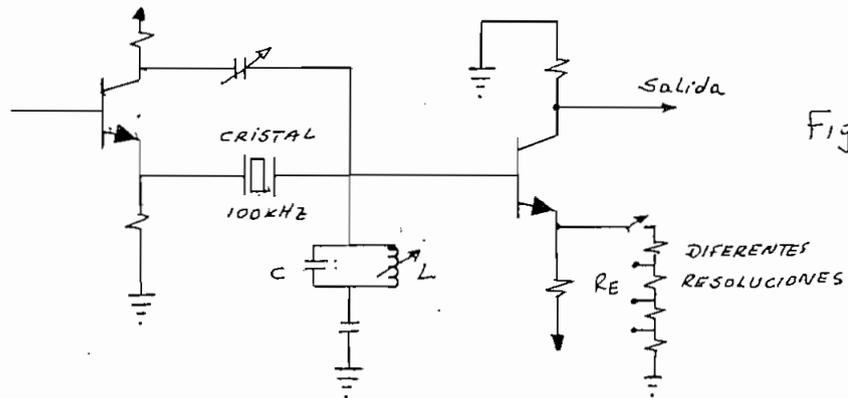


Fig. 1.43

nada por la respuesta del cristal de 100KHz que está conectado en serie al paso de la señal. El circuito de carga del cristal está compuesto por la red LC y la impedancia de entrada que presenta el seguidor emisor. La respuesta de este filtro depende del Q del circuito LC y del equivalente serie del cristal. Variando la impedancia de entrada del seguidor emisor mediante  $R_E$  cambiamos el Q del circuito, lo cual hace variar la resolución.

La señal de 100KHz proveniente del amplificador

de resolución variable es aplicada a través de un amplificador al circuito detector que no es más que un doblador de tensión. Luego tenemos la posibilidad de escoger entre atenuar lineal o logarítmicamente a la señal para luego amplificarla debidamente y aplicarla a las placas verticales del tubo de rayos catódicos.

Parte de la señal es recojida por un circuito de disparo que comanda la base de tiempo del osciloscopio.

El equipo tiene además un circuito que provee una señal de calibración de 5KHz que sirve para realizar los ajustes necesarios a los controles de frecuencia central y dispersión.

#### 1.7.- ANALIZADOR CONSIDERADO EN ESTA TESIS.

Como se dijo en el prólogo, en este trabajo se ha tratado de construir un analizador, que utilizando un principio no usado en analizadores comerciales, presente un circuito más simple y un costo más bajo.

La idea principal en la que se basa el diseño del analizador está en el empleo de una frecuencia intermedia cero. Este hecho simplifica enormemente el diseño de las diferentes etapas a cambio de sacrificar la utilización de tiempos de barrido altos.

Debido a la baja frecuencia de la señal resultante de la mezcla, el tiempo que ésta debe permanecer a los terminales de entrada del filtro de frecuencia intermedia debe ser grande para que éste responda plenamente. Esto significa que debemos utilizar barrido lento lo cual exige el uso de un tubo de rayos catódicos de alta persistencia o de un inscriptor.

El diseño del oscilador controlado por tensión y del amplificador x 10 se ha realizado en base a elementos discretos por dos razones fundamentales. Una de ellas es didáctica, ya que consideramos que el diseñar un circuito en todas sus partes y probarlo proporciona una experiencia de aprendizaje sin igual. De hecho se hubiese podido realizar el diseño en base a un oscilador controlado por voltaje integrado (Intersil 8038)<sup>(1)</sup>, pero esto, aunque hubiese simplificado la construcción, no hubiera proporcionado la experiencia obtenida al tratar de optimizar los circuitos en base a elementos discretos. La otra razón fue la idea de utilizar elementos existentes ya sea en el mercado local o en la escuela al momento de diseñar las etapas. Para las otras etapas se ha hecho uso de amplificadores operacionales integrados.

Por razones de extensión se decidió suprimir

(1) ref. 10, pag. 29

ciertos circuitos que existiendo en los analizadores comerciales hacen de ellos equipos de fácil y rápido manejo en la realización de mediciones.

Entre ellos tenemos un generador de marcas, circuito que en unión de un cursor y un dial hace fácil la identificación de la frecuencia de las componentes de la señal. Otra característica suprimida es el empleo de luces indicadoras de exceso de amplitud y sobrebarrido.

CAPITULO II

DISEÑO

2.1.- DIAGRAMA EN BLOQUE.

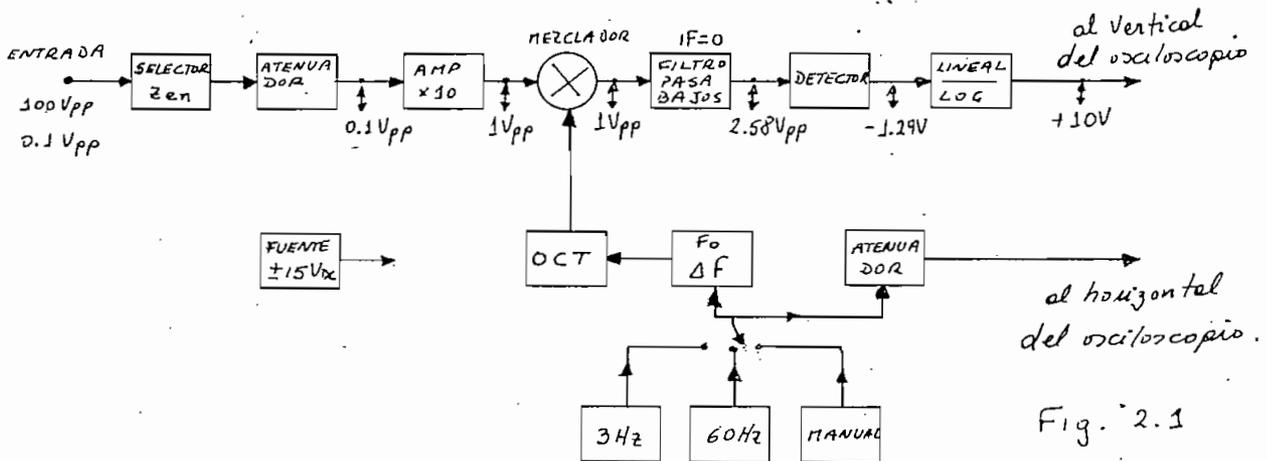


Fig. 2.1

En la fig. 2.1 tenemos el diagrama en bloques del analizador de audio. La señal que se aplica a la entrada puede ir desde 0.1Vpp a 100Vpp. El selector de impedancia de entrada nos permite escoger entre 600 o Zen. > 1MΩ, también existe una posición de tierra.

La señal se aplica a un atenuador compensado en frecuencia que proporciona escalas de: 0.1Ven/10Vsal,

1Ven/10Vsal, 10Ven/10Vsal, 100Ven/10Vsal. Si la señal de entrada es 0.1Vpp, 1Vpp, 10Vpp ó 100Vpp el atenuador entrega una señal de 0.1Vpp la cual es amplificada diez veces para ser aplicada al circuito mezclador.

Este mezclador no es más que un interruptor cuyo estado es comandado por la señal de onda cuadrada variable en frecuencia proveniente del oscilador controlado por tensión. Fijando el nivel DC de la señal de barrido controlamos la frecuencia central  $f_0$  y variando su amplitud regulamos la dispersión ( $\Delta f$ ). La señal de barrido es una onda senoidal si procede del oscilador de 3Hz o del transformador de la fuente para 60Hz. También podemos realizar el barrido manualmente.

El barrido que comanda al oscilador controlado por tensión es también aplicado a la entrada horizontal del osciloscopio a través de un atenuador regulable que controla su amplitud.

Si la frecuencia de la señal de entrada es igual a la que entrega el oscilador controlado por tensión, la señal pasará sin distorsión a través del mezclador.. A medida que la frecuencia de la señal del oscilador cambia el mezclador muestreará a la señal de entrada reduciendo su valor medio, de tal manera que

obtendremos una señal de mayor amplitud sólo cuando las frecuencias sean iguales, fig. 2.2.

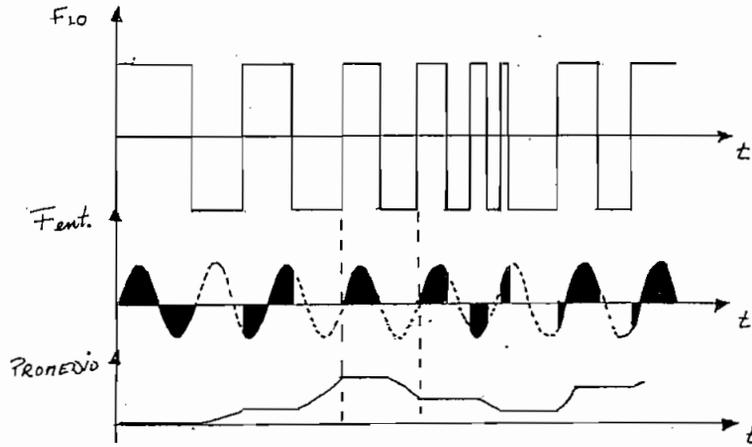
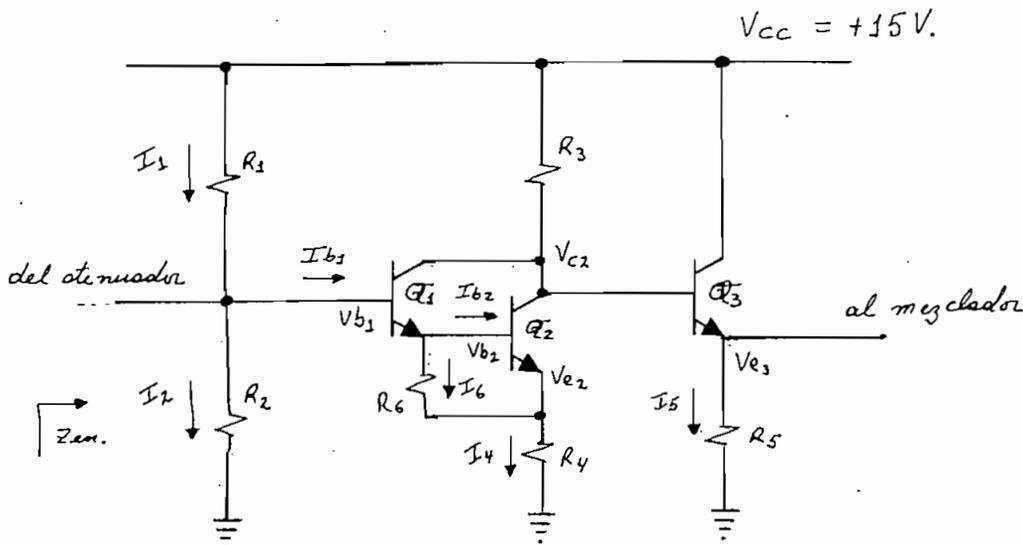


Fig. 2.2

Esta señal resultante es aplicada a un filtro pasabajos que al mismo tiempo la amplifica por 2.58. Variando la frecuencia superior de corte del filtro cambiamos la resolución del analizador.

La señal es luego detectada y aplicada a un amplificador en el que podemos escoger amplificación lineal o logarítmica para luego aplicar la señal a la entrada vertical del osciloscopio.

### 2.2.- AMPLIFICADOR X10.



El circuito amplificador de ganancia 10 consta de un circuito Par Darlington ( Q1, Q2 ) para proporcionar una alta impedancia de entrada y de un seguidor emisor para aislarlo del circuito mezclador al cual debe acoplarse.

Los transistores Q1, Q2, y Q3 han sido escogidos entre cualquiera de los existentes en el mercado local que cumplan aproximadamente con las condiciones del diseño a imponernos.

Para el diseño suponemos  $V_{e2} = 1V.$  e  $I_4 = 10mA.$

$$\text{luego } R_4 = \frac{V_{e2}}{I_4} = \frac{1V.}{10mA.} = 100 \Omega$$

De la condición de ganancia  $\frac{R_3}{R_4} = 10$  (1) entonces

$$R_3 = 10R_4 = 1K\Omega.$$

Por otro lado  $V_{b2} = 1.6V.$  y  $V_{b1} = 2.2V.$

Suponemos  $\beta = 100$  para Q1 y Q2 luego

$$I_{b2} = \frac{I_4}{\beta} = 100 \mu A.$$

La resistencia R6 sirve como paso de descarga para la capacidad parásita de la juntura base emisor de Q2, suponemos  $I_6 = 20 \mu A.$

luego

$$R_6 = \frac{V_{e_1} - V_{e_2}}{I_6} = \frac{0.6V}{20 \mu A} = 30K\Omega.$$

ponemos  $R_6 = 33K\Omega$ . entonces  $I_6 = 18 \mu A$ .

$$I_{b_1} = \frac{I_{b_2} + I_6}{100} = \frac{118 \mu A}{100} = 1.18 \mu A.$$

Hacemos  $I_1 = 5I_{b_1} = 5.9 \mu A$ .

$$R_1 = \frac{V_{cc} - V_{b_1}}{I_1} = \frac{15V - 2.2V}{5.9 \mu A} = 2.17 M\Omega.$$

ponemos  $R_1 = 3.3 M\Omega$ . entonces  $I_1 = 3.88 \mu A$ .

$$R_2 = \frac{V_{b_2}}{I_2} = \frac{2.2V}{2.7 \mu A} = 810 K\Omega \text{ ya que } I_2 = I_1 - I_{b_1}$$

ponemos  $R_2 = 680 K\Omega$ .

Para calcular  $R_5$  tenemos:

$$V_{c_1} = V_{cc} - I_4 R_3 = 5V.; \quad V_{e_3} = 4.4V.$$

Escogemos el transistor 2N3704 cuyo  $\beta = 100$  a  $10mA$

$I_5$  debe ser baja luego elegimos  $I_5 = 3mA$  para que no baje mucho el  $\beta$  del transistor.

$$R_5 = \frac{V_{e_3}}{I_5} = \frac{4.4V}{3mA} = 1.47 K\Omega. \text{ ponemos } R_5 = 1.8 K\Omega.$$

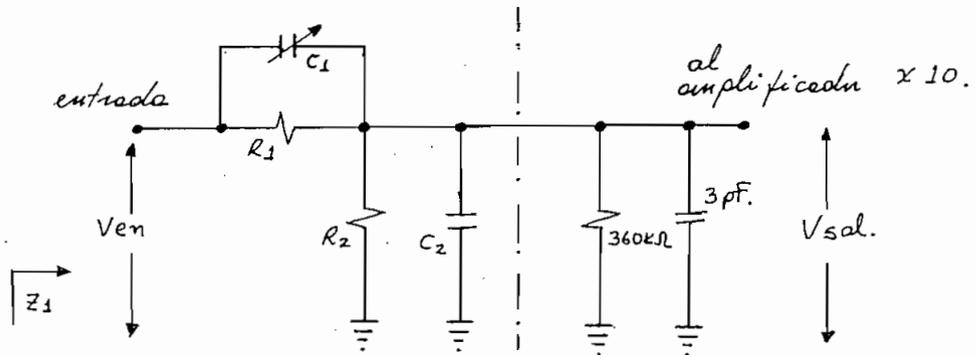
Necesitamos calcular  $Z_{en}$  ( impedancia de entrada) para luego utilizar este valor en el cálculo del circuito atenuador.

Del circuito equivalente del amplificador obtenemos:

$$Z_{en} = R_1 // R_2 // \beta ( R_6 // h_{ie} + \beta R_4 )$$

$$h_{ie} \simeq 1 \text{ K}\Omega. \quad \text{luego} \quad Z_{en} = 360 \text{ K}\Omega.$$

### 2.3.- ATENUADOR.



Como se dijo anteriormente, el analizador debe trabajar con señales cuya amplitud varíe desde 0.1Vpp a 100Vpp. Habiendo escogido 0.1Vpp como máximo nivel de señal a la entrada del amplificador x10, resulta que debemos diseñar circuitos atenuadores para obtener las cuatro escalas escogidas, a saber: (x1), (x10), (x100) y (x1000).

Conociendo que  $Z_{en} = 360K\Omega$  y la capacidad parásita de entrada del transistor 2N4124,  $C_t = 3pF$  se ha escogido la red mostrada en la fig. 2.3 para conseguir los niveles requeridos.

Los valores de  $R_2$  y  $C_2$  deben ser escogidos de tal manera que eliminen en lo posible las variaciones de  $Z_{en}$  y  $C_t$  normales en un transistor debido a cambios de temperatura.

Los condensadores  $C_1$  y  $C_2$  sirven para compensar en frecuencia a la red atenuadora, y debe cumplirse que

$$R_1 C_1 = R_2' C_2' \quad (1) \quad \text{siendo } R_2' = R_2 // 360K\Omega.$$
$$C_2' = C_2 // 2pF$$

Por otro lado

$$\frac{V_{sal.}}{V_{en.}} = \frac{R_2 // 360K\Omega}{R_1 + R_2 // 360K\Omega} \quad 2.1$$

a) Cálculo del atenuador x10.

Si elegimos  $R_2 = 68K\Omega$  tenemos

$$R_2 // 360K\Omega = 57.2K\Omega.$$

De la fórmula 2.1 tenemos

$$\frac{57.2K\Omega}{R1 + 57.2K\Omega} = \frac{1}{10}$$

de donde  $R1 = 514.8K\Omega$ . Ponemos un potenciómetro de  $1M\Omega$  lo cual nos permitirá calibrar la red.

Elegimos  $C2 = 150pF$  entonces

$$C1 = \frac{R2C2'}{R1} = 20pF \quad \text{Colocamos un trimmer de } 25pF$$

La impedancia de entrada de esta red será

$$Z1 = R1 + R2 // 360K\Omega = 572K\Omega.$$

con un valor capacitivo de  $C = \frac{C1C2}{C1 + C2} = 17.6pF$ .

b) Cálculo del atenuador x100.

Si elegimos  $R2 = 27K\Omega$ . tenemos  $R2' = 25.12K\Omega$

$$\frac{25.12K\Omega}{R1 + 25.12K\Omega} = \frac{1}{100}$$

de donde  $R1 = 2.48M\Omega$  Por no disponer de resistencias de  $2.2M\Omega$  ponemos dos de  $4.7M\Omega$  en paralelo y éstas en

serie con un potenciómetro de  $1M\Omega$  para calibración.  
Si hacemos  $C2 = 0.0022 \mu F$ , tenemos

$$C1 = \frac{R2' C2'}{R1} = 22pF \quad \text{Ponemos un condensador de}$$

$10pF$  en paralelo con un trimmer de  $20pF$ .

Para esta red tenemos  $Z1 = 2.5M\Omega$ .

$$C = 22pF$$

c) Cálculo del atenuador x1000.

Elegimos  $R2 = 2.7K\Omega$ . luego  $R2' = 2.68K\Omega$ .

$$\frac{2.68K\Omega}{R1 + 2.68K\Omega} = \frac{1}{1000}$$

de donde  $R1 = 2.67M\Omega$  Usamos dos resistencias de  $4.7M\Omega$  en paralelo y éstas en serie con un potenciómetro de un  $1M\Omega$ .

Si  $C2 = 0.022 \mu F$ . tendremos  $C1 = 22pF$  colocamos un condensador de  $10pF$  en paralelo con un trimmer de  $20pF$ .

Para esta red  $Z1 = 2.67M\Omega$ .

$$C = 22pF$$

Para acoplar las redes atenuadoras al amplificador x10 necesitamos colocar en serie un condensador.

Como nuestra frecuencia de señal más baja está en el orden de los 10Hz hacemos:

$$C > \frac{1}{2\pi Z_{en} \cdot f} = \frac{1}{2\pi \times 360K \Omega \times 10Hz} = 44nF.$$

Ponemos  $C = 10\mu F$ . en paralelo con un condensador de  $0.1\mu F$ , ya que siendo el de  $10\mu F$ . electrolítico puede ser que su respuesta a altas frecuencias no sea muy buena.

#### 2.4.- OSCILADOR CONTROLADO POR TENSION.

Este circuito tiene la propiedad de generar señales de frecuencia variable tanto triangulares como cuadradas.

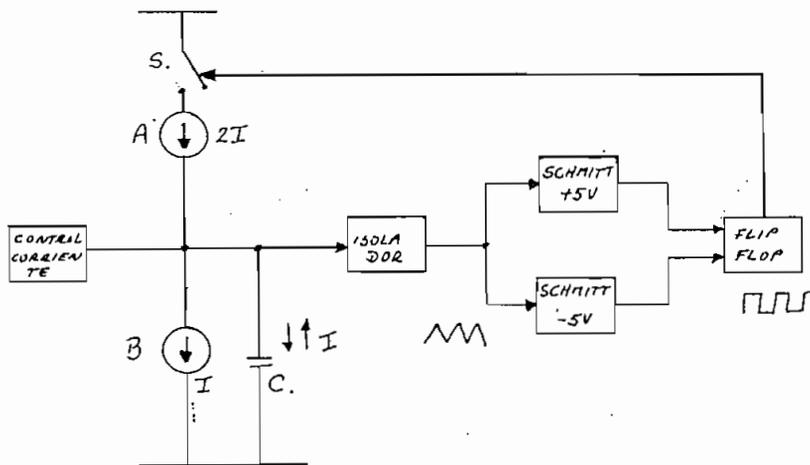


Fig. 2.4

En la fig. 2.4 tenemos un diagrama en bloques de sus circuitos constitutivos. Su principio de funcionamiento se basa en la carga y descarga de un condensador en base a una corriente constante. Cuando el interruptor S está conectado, la fuente A provee corriente tanto al condensador como a la fuente B, iniciándose el proceso de carga. Para que la corriente de carga I sea constante la impedancia de los circuitos conectados a los terminales del condensador debe ser alta, para ello colocamos el circuito aislador.

Cuando la tensión alcanza un nivel predeterminado, uno de los circuitos Schmitt produce un pulso negativo que cambia el estado del Flip-Flop abriendo el interruptor S. El condensador entonces se descarga a través de B con igual corriente I. Cuando se alcanza el nivel de tensión inferior dispara el otro Schmitt reiniciándose el ciclo.

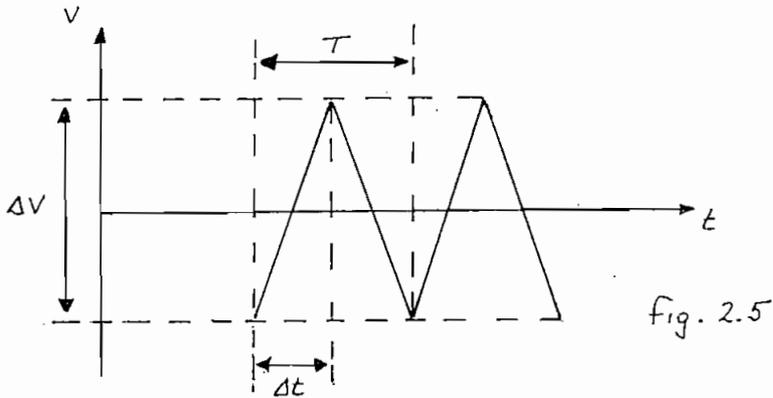
La variación de la frecuencia se realiza controlando el valor de la corriente de carga y descarga I, sabemos que en un condensador

$$I = C \frac{dV}{dt} \approx C \frac{\Delta V}{\Delta t}$$

De la fig.2.5 tenemos que  $T = \frac{1}{f} = 2 \Delta t$   
de donde

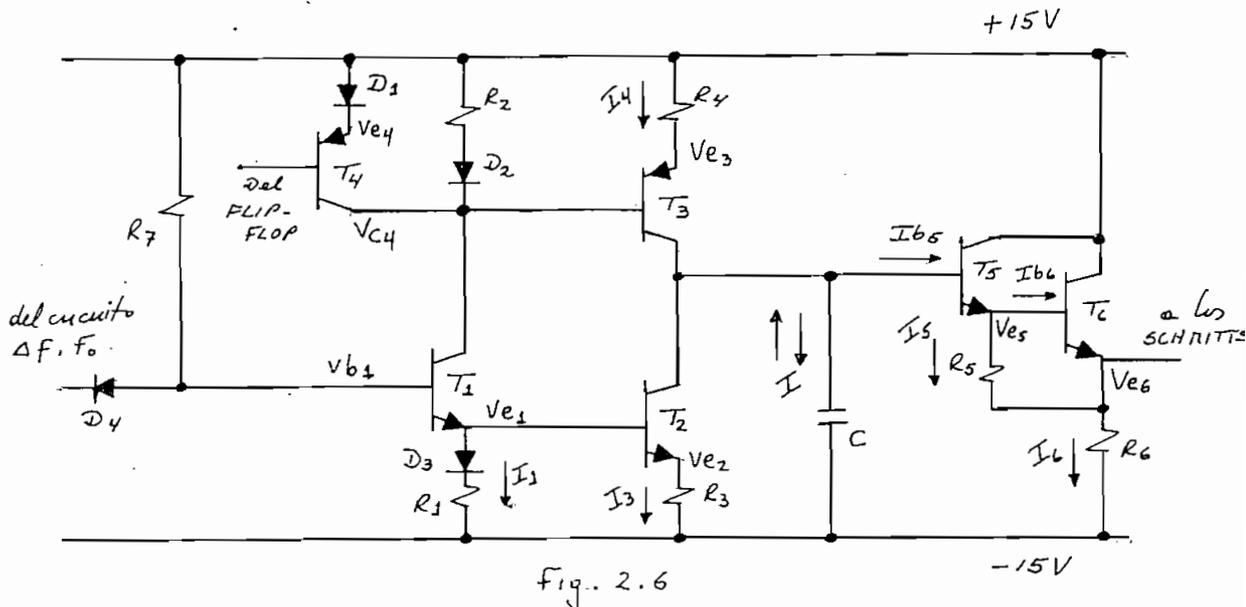
$$\Delta t = \frac{1}{2f}$$

luego  $f = \frac{I}{2C \Delta V}$



La señal triangular se obtiene a la salida del circuito aislador y la cuadrada en uno de los terminales del Flip-Flop.

a) Control y fuentes de corriente, circuito Isolador.



En la fig. 2.6 tenemos los elementos constitutivos de las fuentes de corriente, el control de corriente y el circuito aislador.

El transistor  $T_3$  es la fuente A comandada por  $T_4$  que hace de interruptor. Si  $T_4$  conduce  $T_3$  se corta y viceversa. La fuente B se implementa en base a  $T_2$  y su grado de conducción es regulado por  $T_1$ . Aplicando una señal senoidal a la base de  $T_1$  cambiamos  $V_{e1}$  lo cual hace que  $T_2$  conduzca más o menos.

$T_5$  y  $T_6$  constituyen un seguidor emisor en par darlington para proporcionar una alta impedancia de manera que  $I_{b5} \ll I$ .

Por simplicidad utilizaremos  $V_{cc} = 15V$  ya que posteriormente polarizaremos los amplificadores operacionales con esta misma fuente.

Elegimos  $\Delta V = 10V$  por lo cual  $V_{max} = 5V$  y  $V_{min} = -5V$ . (1)

Si para  $V_{e6} = 5V$  hacemos  $I_6 = 10mA$  tendremos

$$R_6 = \frac{V_{cc} + V_{e6}}{I_6} = \frac{20V}{10mA} = 2K\Omega, \text{ usamos } R_6 = 2.2K\Omega.$$

con lo cual  $I_6 = 9.09mA$ .

Si  $V_{e6} = -5V$  tenemos  $I_6 = 4.5mA$

(1) por razón de simplicidad en la explicación utilizaremos (+5) ó (-5) al lado de cualquier otro valor para indicar que esta condición debe cumplirse para  $V_{e6} = +5V$  ó  $-5V$ .

Si  $V_{e_5} = \begin{cases} 5.6V & (+5) \\ -4.4V & (-5) \end{cases}$  y hacemos  $R_5 = 33K\Omega$ .

tendremos  $I_5 = 18\mu A$ .

Si suponemos un  $\beta$  de 100 para los transistores tendremos

$$I_{b_6} = \begin{cases} 90\mu A & (+5) \\ 45\mu A & (-5) \end{cases}; \quad I_{e_5} = \begin{cases} 108\mu A & (+5) \\ 63\mu A & (-5) \end{cases}$$

$$I_{b_5} = \begin{cases} 1.08\mu A & (+5) \\ 0.63\mu A & (-5) \end{cases}$$

El diodo D1 se utiliza para bajar el voltaje  $V_{e_4}$  y de esta manera lograr que el voltaje proveniente del Flip-Flop corte a  $T_4$ . Cuando  $T_4$  conduce  $T_3$  debe cortarse y siendo en este caso

$$V_{c_4} = 14.1V., \quad V_{e_3} \text{ debe ser } 14.6V. \text{ como m\u00e1ximo.}$$

La m\u00e1xima corriente por  $I_4$  queremos que sea 10mA. Por otro lado

$$I_4 = 2I_3 \quad \text{o} \quad R_3 = 2R_4$$

Hacemos  $R_3 = 1.8K\Omega$  luego  $R_4 = 0.9K\Omega$ . Para ajustar la simetr\u00eda de la onda ponemos un potenc\u00edometro de  $1K\Omega$  en serie con una resistencia de  $220\Omega$ .

De esta manera  $V_{e_3}$  mínimo es 6V.

Por simetría debemos tener

$$V_{e_2} = \begin{cases} -14.6V & \text{(mín)} \\ -6V & \text{(máx)} \end{cases} \quad (1); \quad I_3 = \begin{cases} 0.22mA & \text{(mín)} \\ 5mA & \text{(máx)} \end{cases}$$

$$\text{entonces } V_{e_1} = \begin{cases} -14V & \text{(mín)} \\ -5.4V & \text{(máx)} \end{cases}$$

Si para  $V_{e_1} = -5.4V$  hacemos  $I_1 = 10mA$  tendremos

$$R_1 = \frac{15V - 6V}{10mA} = 0.9K\Omega.$$

$$\text{Ponemos } R_1 = 1K\Omega \text{ luego } I_1 = \begin{cases} 0.4mA & \text{(mín)} \\ 9mA & \text{(máx)} \end{cases}$$

$$\text{Con estos valores tendremos } V_{b_1} = \begin{cases} -13.4V & \text{(mín)} \\ -5.4V & \text{(máx)} \end{cases}$$

De esta manera, para obtener la variación en frecuencia del oscilador necesitaremos aplicar a  $V_{b_1}$  una señal de barrido que tenga 8Vpp.

Resulta conveniente inyectar una pequeña corriente de polarización a la base de  $T_1$ , esto lo conseguimos con  $R_7 = 33K\Omega$ .

El diodo D2 impide la conducción por R2 cuando  $T_4$  conduce, para así poder cortar a  $T_3$ . Por simetría colocamos D3 y hacemos  $R_2 = R_1$ .

(1) (mín), (máx) significa la condición que debe cumplirse para  $V_{b_1}$  mínimo o máximo respectivamente.

El diodo D4 sirve para aislar este circuito del generador de frecuencia central.

Si fijamos como escalas de frecuencia las siguientes:

escala 1.- 20Hz a 200Hz

escala 2.- 200Hz a 4KHz

escala 3.- 4KHz a 60KHz

escala 4.- 60KHz a 120KHz

los valores de C para cumplir esta condición vendrán dados por:

$$C = \frac{I}{2f \Delta V} \quad \text{siendo}$$

$$C1 = \frac{0.22\text{mA}}{2 \times 10\text{V} \times 20\text{Hz}} = 0.5 \mu\text{F.}$$

si ponemos  $C1 = 1 \mu\text{F.}$  tendremos  $f_{\text{mín}} = 11\text{Hz}$   
 $f_{\text{máx}} = 250\text{Hz}$

$$C2 = \frac{0.22\text{mA}}{2 \times 200\text{Hz} \times 10\text{V}} = 0.055 \mu\text{F.}$$

si ponemos  $C2 = 0.062 \mu\text{F.}$  tendremos  $f_{\text{mín}} = 177\text{Hz}$   
 $f_{\text{máx}} = 4\text{KHz}$

$$C3 = \frac{0.22\text{mA}}{2 \times 4\text{KHz} \times 10\text{V}} = 2.8\text{nF}$$

si ponemos  $C3 = 3.3nF$  tendremos  $f_{\min} = 3.3KHz$   
 $f_{\max} = 75KHz$

$$C4 = \frac{0.22mA}{2 \times 60KHz \times 10V} = 183pF$$

si ponemos  $C4 = 200pF$  tendremos  $f_{\min} = 55KHz$   
 $f_{\max} = 125KHz$

Los transistores utilizados son

$T_1, T_2, T_5, T_6$  .- 2N40408

$T_4, T_3$  .- ECG 159

Para los diodos disponemos de los 1N4151 de silicio.

b) Schmitt +5V.

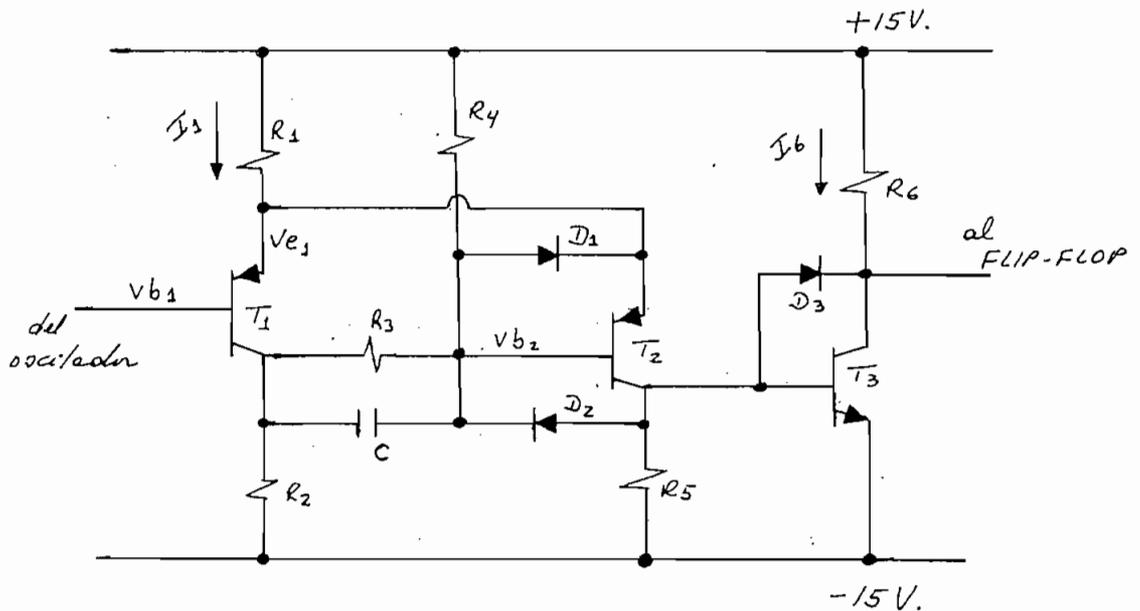


Fig. 2.7

En el circuito de la fig. 2.7,  $T_1$  y  $T_2$  constituyen un típico detector de nivel Schmitt<sup>(1)</sup>.  $T_3$  ha sido incluido como inversor ya que el Flip-Flop cambia de nivel con los pulsos negativos.

En su condición normal de funcionamiento  $T_1$  está conduciendo y  $T_2$  y  $T_3$  cortados. Se eligió  $V_{e_1} = 5.5V$ . de manera que  $T_1$  se corte cuando  $V_{b_1} = 5V$ .

Cuando  $T_1$  se corta  $T_2$  debe conducir luego  $V_{b_2} = 4.9V$ .

De la condición de histéresis del circuito tenemos que para que ésta sea pequeña  $R_2$  también lo debe ser.<sup>(2)</sup> Hacemos  $R_2 = 33\Omega$ .

Si elegimos  $I_1 = 5mA$ , tendremos

$$R_1 = \frac{15V - 5.5V}{5mA} = 1.9K\Omega, \text{ ponemos } R_1 = 1.5K\Omega.$$

con lo que  $I_1 = 6.3mA$ .

Si  $R_2 \ll (R_3 + R_4)$  tendremos

$$\frac{R_4}{R_3 + R_4} 30V = 10.1V.$$

Luego si elegimos  $R_3 = 5.6K\Omega$  tendremos

$R_4 = 2.8K\Omega$ . Colocamos un potenciómetro de  $5K\Omega$  para calibrar el disparo en  $+5V$ .

(1) ref. 4, pag. 380

(2) ref. 4, pag. 384

$$R5 = \frac{15V + 5.3V}{6.3mA} = 3.2K\Omega \quad \text{ponemos } R5 = 3.3K\Omega.$$

Para limitar la corriente por  $T_3$  a unos 5mA ponemos

$$R6 = \frac{30V - 0.3V}{5mA} = 5.9K\Omega \quad \text{usamos } R6 = 6.8K\Omega.$$

con lo que  $I_6 = 4.4mA$ .

Para acelerar la conmutación, colocamos el condensador  $C = 150pF$  y el diodo D2 que debe ser de Germanio para que no permita entrar en saturación a  $T_2$ .

El diodo D1 sirve como protección a  $T_2$  para cuando la juntura se polarice inversamente.

Usamos los transistores  $T_1, T_2$  .- TR88

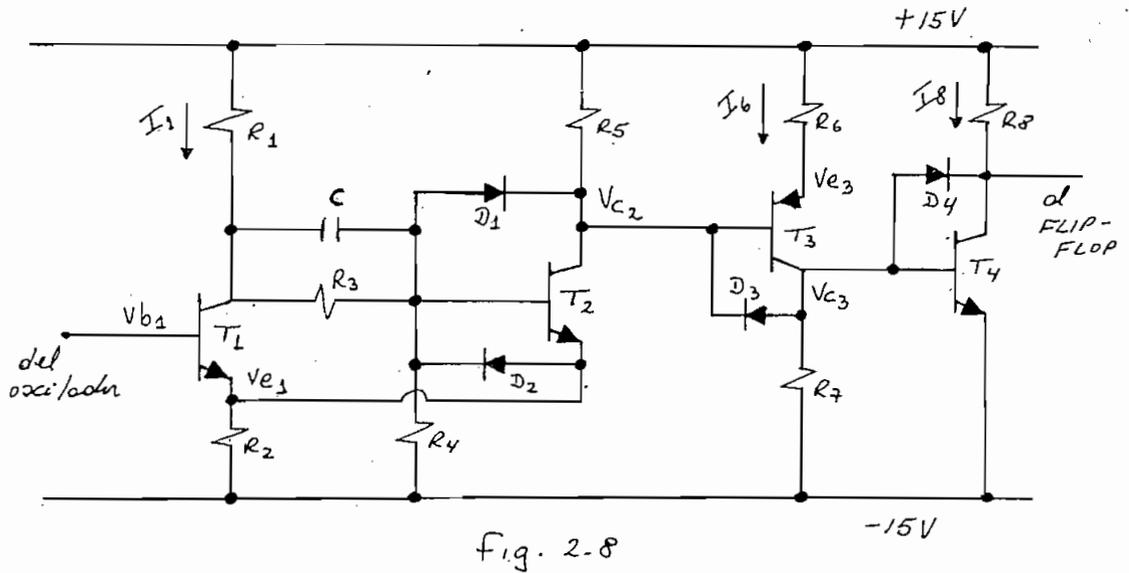
$T_3$  .- 2N40408

Y los diodos de germanio los sacamos de equipo viejo existente en la escuela.

Para D1 usamos el 1N4151.

c) Schmitt -5V.

Al detector de nivel Schmitt ( $T_1$  y  $T_2$ ) de la fig. 2.8 hemos tenido que aumentar los transistores  $T_3$  y  $T_4$  para conseguir bajar el nivel del pulso negativo a -15V, condición requerida para cambiar el estado del Flip-Flop.



En su condición de operación normal tenemos a  $T_1$  conduciendo y a  $T_2$ ,  $T_3$ ,  $T_4$  cortados.

Elegimos  $V_{e1} = -5.5V$ . para que  $T_1$  se corte cuando  $V_{b1} = -5V$ .

El detector de Schmitt de  $-5V$ . es simétrico al de  $+5V$ , sólo cambian los transistores  $T_1$  y  $T_2$  de PNP a NPN, luego tenemos:

$R_1 = 33\Omega$  ;  $R_2 = 1.5K\Omega$  ;  $R_3 = 5.6K\Omega$  ;  $R_4 = 2.8K\Omega$  (pot.  $5K\Omega$ )  
 $R_5 = 3.3K\Omega$  ;  $C = 150pF$  ;  $D_1, D_3, D_4 =$  germanio;  $D_2 = Si$ .

Cuando  $T_2$  conduce  $V_{c2} = -5.3V$ . luego  $V_{e3} = -4.6V$ .  
 y  $V_{c3} = -4.9V$ .

Si hacemos  $I_6 = 5mA$  tendremos

$$R_6 = \frac{15V. + 4.6V.}{5mA.} = 3.9K\Omega \text{ usamos } R_6 = 3.3K\Omega \text{ con}$$

lo que  $I_6 = 5.9mA$ .

$$R7 = \frac{15V - 4.9V}{5.9mA} = 1.7K\Omega \quad \text{ponemos } R7 = 2.2K\Omega$$

Con  $V_{c3} = -4.9V$ .  $T_4$  conduce luego sólo debemos limitar la corriente por él. Ponemos  $R8 = 6.8K\Omega$  con lo que  $I_8 = 4.4mA$ .

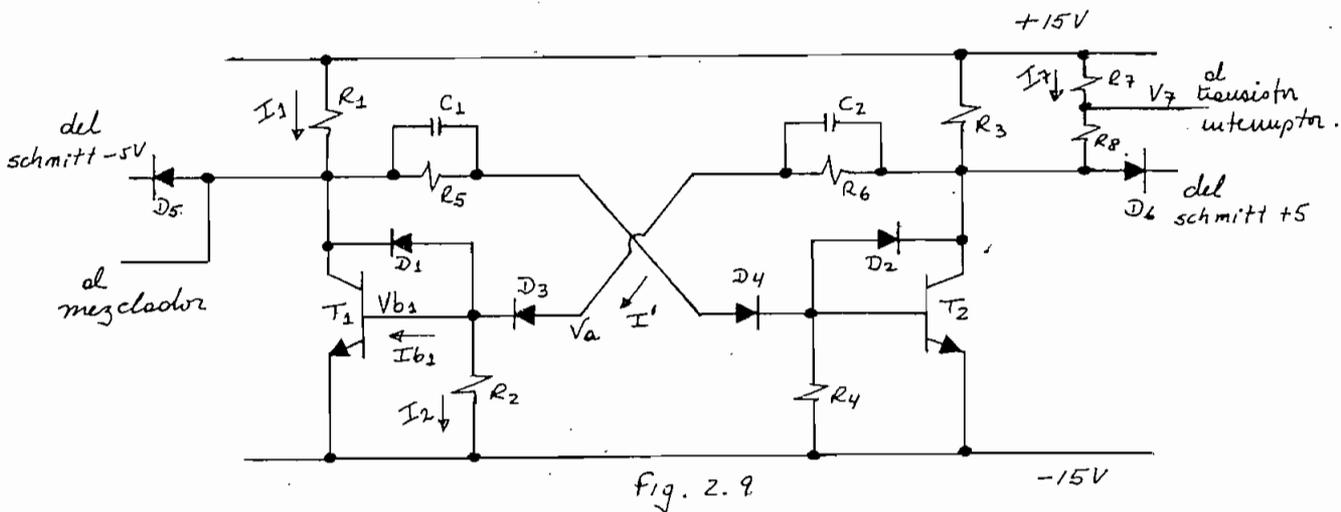
Los diodos  $D1, D3$  y  $D4$  son de germanio y sirven para acelerar la conmutación.

Usamos los transistores  $T1, T2, T_4$  .- 2N40408

$T_3$  .- ECG 159

$D2 = 1N4151$

d) Flip-Flop.



La fig. 2.9 nos muestra el circuito del Flip-Flop. Para su diseño consideramos a  $T_1$  en conducción y  $T_2$  en corte.

En esta condición, si hacemos  $R1 = 1K\Omega$ . tendremos  
 $I_1 = 29.7mA$ .

$V_{b_1} = -14.3V$ . y  $V_a = -14V$ . luego siendo  
 $R = R3 // ( R7 + R8 )$  tenemos

$$I' = \frac{15V + 14V}{R + R6}$$

y por simetría  $R = R1 = 1K\Omega$

Si suponemos un  $\beta$  de 50 para los transistores tendremos  
 $I_{b_1} = 0.594mA$ . y si hacemos  $I_2 = (1/20) I_{b_1} = 0.03mA$ .  
tendremos

$$R2 = \frac{0.7V}{0.03mA} = 23K\Omega, \text{ ponemos } R2 = 27K\Omega \text{ con lo}$$

que  $I_2 = 0.025mA$ . luego

$$I' = I_{b_1} + I_2 = 0.619mA. \text{ entonces}$$

$$R6 = \frac{15V + 14V}{0.619mA} - 1K\Omega = 45.8K\Omega, \text{ ponemos } R6 = 47K\Omega$$

con lo que  $I' = 0.59mA$ . e  $I_{b_1} = 0.57mA$ .

Por simetría del circuito tenemos  $R5 = R6 = 47K\Omega$

$$R4 = R2 = 27K\Omega$$

La combinación de  $R7$  y  $R8$  se hace necesaria para  
obtener el voltaje que corte al transistor interrup-  
tor del oscilador. Para ello debemos hacer a  $I_7$  ba-

ja. Luego si hacemos  $R7 = 1K\Omega$  y  $R8 = 10K\Omega$  tendremos

$$I_7 = \frac{15V - 13.9V}{11K} = 0.1mA. \quad \text{y} \quad V_7 = 14.9V.$$

Por otro lado  $R3 // (R7 + R8) = 0.9K\Omega \cong 1K$

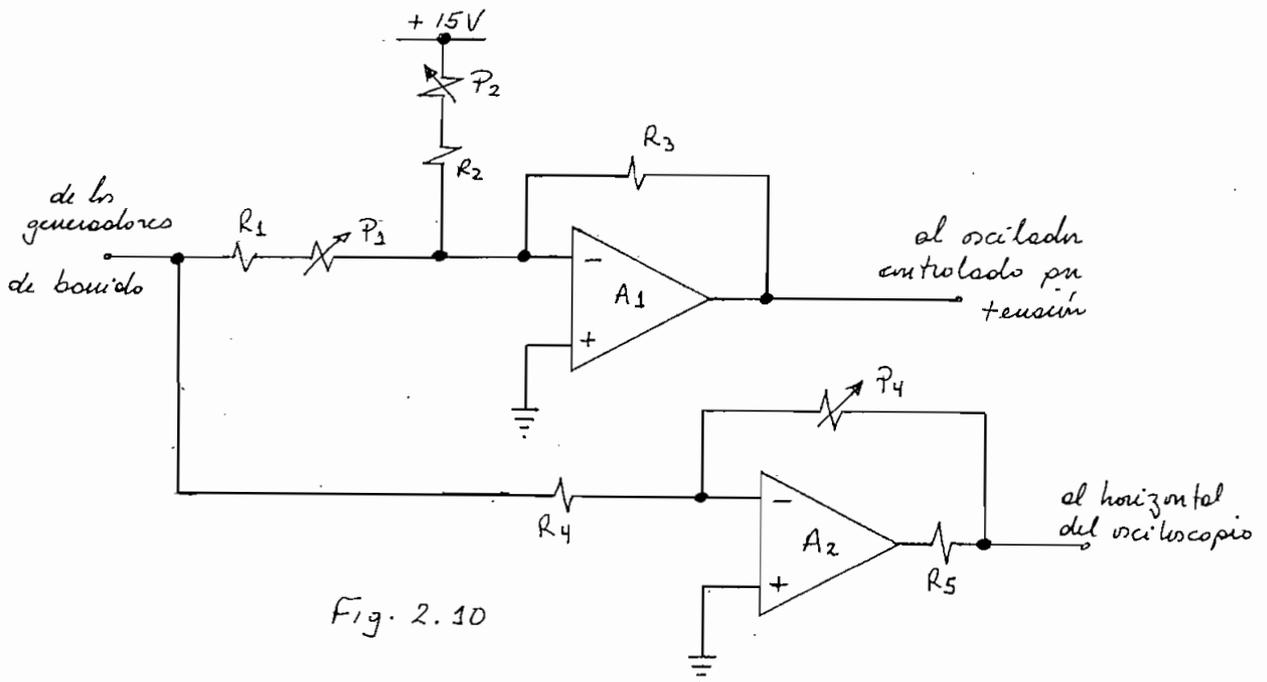
Los diodos D3 y D4 protegen a los transistores de los sobrepulsos negativos que se producen en los cambios de estado.

D5 y D6 aíslan el Flip-Flop de los Schmitts.

Los condensadores  $C1 = C2 = 10pF$  se han puesto para acelerar la conmutación de los transistores, al igual que los diodos de germanio D1 y D2.

Se utiliza los transistores 2N40408 y los diodos son todos de germanio.

### 2.5.- CIRCUITO DE FRECUENCIA CENTRAL Y DISPERSION.



Como dijimos anteriormente, para lograr que el oscilador controlado por tensión barra en frecuencia debemos aplicarle una señal variable en voltaje. El ancho de banda del barrido ( dispersión ) vendrá dado por la amplitud pico a pico de la señal que se aplique. Por otro lado, la frecuencia central vendrá determinada por el nivel DC aplicado al regulador de corriente del oscilador.

En la fig. 2.10 , A1 implementa estas dos características. Si hacemos  $R1 = R2 = R3$  y tenemos  $P1 = 0$  y  $P2 = \text{máximo}$ , el circuito pasará la señal del barrido sin modificarla, es decir en su máxima amplitud. Con  $P1$  logramos atenuarla y por lo tanto reducir la dispersión. Con  $P2$  introducimos un nivel de continua que proporciona la frecuencia central.

Para nuestro caso hemos hecho  $R1 = R2 = R3 = 10K\Omega$ .  
 $P1 = 100K\Omega$  y  $P2 = 15K\Omega$  .

Con esto conseguimos una atenuación de hasta 0.09, es decir un voltaje pico a pico de  $8V_{pp} \times 0.09 = 0.72V$ . y un nivel DC desde  $6V_{DC}$  a  $15V_{DC}$  .

El circuito formado por A2 no es más que un inversor para introducir la señal de barrido al horizontal del osciloscopio con el debido signo. A la vez lo hemos utilizado para, variando  $P4$ , controlar la amplitud horizontal del barrido en la pantalla.

Hemos hecho  $P4 = R4 = 100K\Omega$  y  $R7 = 4.7K\Omega$ . Esta última resistencia es para proteger el circuito en caso de corto circuito a la salida del mismo.

Para A1 y A2 usamos el amplificador operacional SN72301AP.

## 2.6.- CIRCUITOS GENERADORES DE BARRIDO.

Como se vió en el inciso sobre el oscilador controlado por tensión, para que éste barra en frecuencia debemos aplicar a la base del transistor  $T_1$  de su fuente de corriente una señal variable en amplitud, la cual a la vez debe comandar el barrido horizontal del osciloscopio.

Por motivos de simplicidad hemos decidido barrer en base a una señal senoidal.

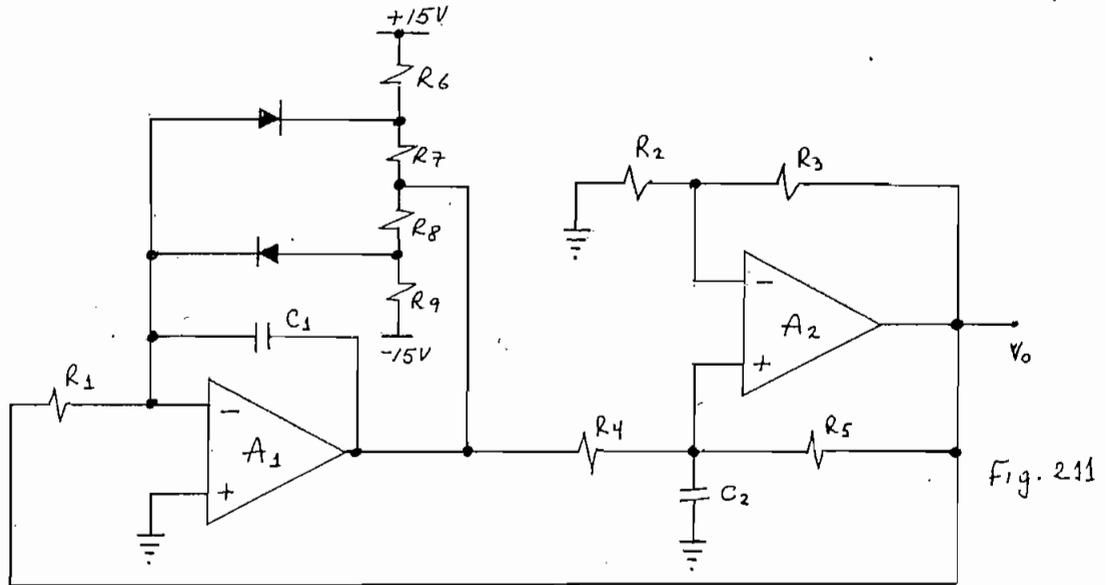
Para el correcto funcionamiento del analizador, como se explicará más adelante al referirnos al diseño de los filtros de frecuencia intermedia (resolución), se necesitan, para cada resolución, diferentes tiempos de barrido. Las resoluciones bajas ( 7Hz y 132Hz ) requieren un barrido sumamente lento. Por simplicidad se decidió realizar éste en forma manual.

Para el resto de resoluciones más altas, 3Hz pareció una frecuencia de la señal de barrido adecuada.

Se incluye un barrido de 60Hz para observar el efecto del tiempo de barrido en la respuesta del equipo.

a) Oscilador senoidal de 3Hz.

Para generar señales senoidales de baja frecuencia, uno de los métodos sencillos más adecuados es el utilizado por el circuito de la fig. 2.11.<sup>(1)</sup>



Este circuito resuelve la ecuación diferencial:

$$\frac{d^2V_0}{dt^2} + \omega_0^2 V_0 = 0$$

cuya solución es  $V_0 = A \sin(\omega_0 t)$

(1) ref. 12, pag. 219

Si llamamos a  $\frac{d^2 V_0}{dt^2} = V_0''$  tenemos

$$V_0'' \doteq -\omega_0^2 V_0$$

Para implementar esta ecuación tenemos un circuito como el de la fig. 2.12, donde A1 es un integrador con inversión y A2 un integrador sin inversión.

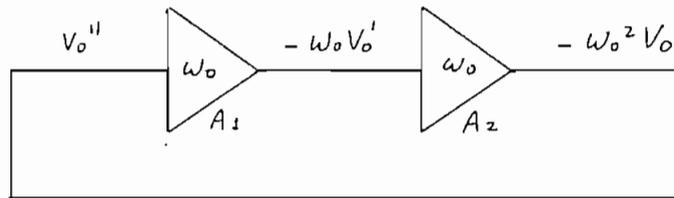


Fig. 2.12

Sabemos que para un integrador con inversión se cumple que:

$$V_{sol} = -\frac{1}{RC} \int v_{en} dt \quad (1) \quad \frac{1}{RC} = \omega_0$$

luego en nuestro circuito( fig. 2.11),  $\omega_0 = \frac{1}{R1C1}$

Para un integrador sin inversión tenemos:

$$V_{sol} = \frac{2}{RC} \int v_{en} dt \quad (2) \quad \frac{2}{RC} = \omega_0$$

siendo  $R = R2 = R3 = R4 = R5$

(1) ref. 12, pag. 13

(2) ref. 12, pag. 28

De aquí tenemos que si hacemos  $C_1 = C_2 = C$  y  $R = 2R_1$  tendremos

$$\frac{2}{RC_2} = \frac{1}{R_1C_1}$$

Si elegimos  $C = 10\mu\text{F}$ . tendremos

$$R_1 = \frac{1}{2\pi f C} = \frac{1}{2\pi \times 3\text{Hz} \times 10\mu\text{F}} = 5.3\text{K}\Omega.$$

ponemos  $4.7\text{K}\Omega$  en serie con un potenciómetro de  $5\text{K}\Omega$ .

Hacemos  $R_2 = R_3 = R_4 = 10\text{K}\Omega$

Para  $R_5$  ponemos  $10\text{K}\Omega$  en serie con  $5\text{K}\Omega$  (variable) para de esta manera obtener regeneración y lograr calibrar el circuito para que oscile.

Teóricamente este oscilador producirá una señal senoidal cuya amplitud será  $2V_{CC}$ , siendo  $V_{CC}$  el voltaje de polarización de los operacionales.

El oscilador controlado por tensión requiere de una señal de barrido cuya amplitud sea de tan sólo  $8\text{Vpp}$ , luego requerimos de un circuito limitador de la señal de  $3\text{Hz}$ , que no introduzca demasiada distorsión en la onda. Este se muestra en la fig. 213.

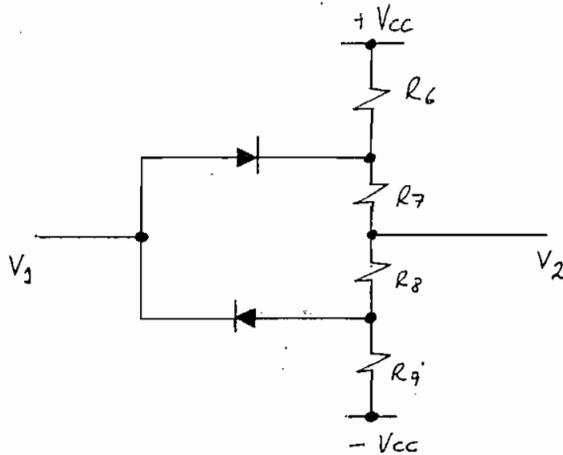


Fig 2.13

El voltaje límite viene dado por

$$V_2 = -V_{CC} \frac{R_7}{R_6} \quad (1)$$

Luego, si escogemos  $R_7 = 1K\Omega$  tendremos

$$R_6 = \left| - \frac{V_{CC} R_7}{V_2} \right| = \left| - \frac{15V \times 1K\Omega}{8V_{pp}} \right| = 1.88K\Omega$$

Para tener capacidad de ajuste en la amplitud colocamos un potenciómetro de  $5K\Omega$  en  $R_6$ .

Obviamente, como queremos limitar la onda en sus dos extremos en forma simétrica, debemos hacer:

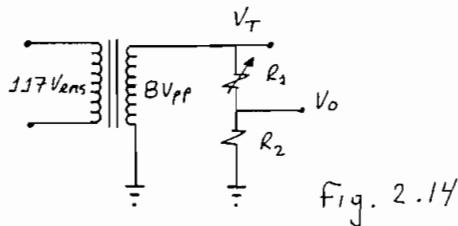
$$R_9 = R_6 \quad \text{y} \quad R_7 = R_8$$

Utilizamos el amplificador operacional SN72301AP.

b) Oscilador de 60Hz.

Esta señal, como se explicará posteriormente, la obtenemos del transformador de la fuente de poder. Para poder calibrar la amplitud utilizamos una red divisora de tensión como la indicada en la fig.

2.14



$$V_o = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_T$$

Como en el circuito fijador de la frecuencia central y dispersión tenemos, fig 2.10, un potenciómetro  $P1 = 100K\Omega$  en serie con  $R1 = 10K\Omega$  para regular la dispersión, que al utilizar el barrido de 60Hz, quedan en paralelo con  $R2$  ( fig. 2.14). Debemos hacer, para que  $V_t$  no dependa del valor de  $P1$ , a  $R2 < 10K\Omega$ . Luego hacemos  $R2 = 1K\Omega$  y colocamos en  $R1$  un potenciómetro de  $5K\Omega$  con lo cual podemos ajustar  $V_o$ .

c) Barrido manual.

El barrido manual lo logramos en base al circui-

to mostrado en la fig. 2.15.

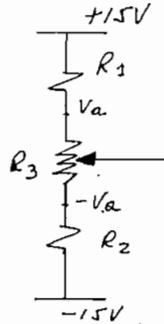


Fig. 2.15

Debemos tener  $2V_a = 8V_{pp}$  entonces  $V_a = 4V_{pp}$  si ponemos  $R_1$  de tal manera que  $I = 15mA$  tendremos  $R_1 = 0.73 K\Omega$ .

Hacemos  $R_1 = R_2 = 680\Omega$  y  $R_3 = 1\Omega$  (variable).

### 2.7.- MEZCLADOR.

El mezclador está compuesto por un circuito tipo puerta de muestreo formado por los cuatro diodos  $D$ .

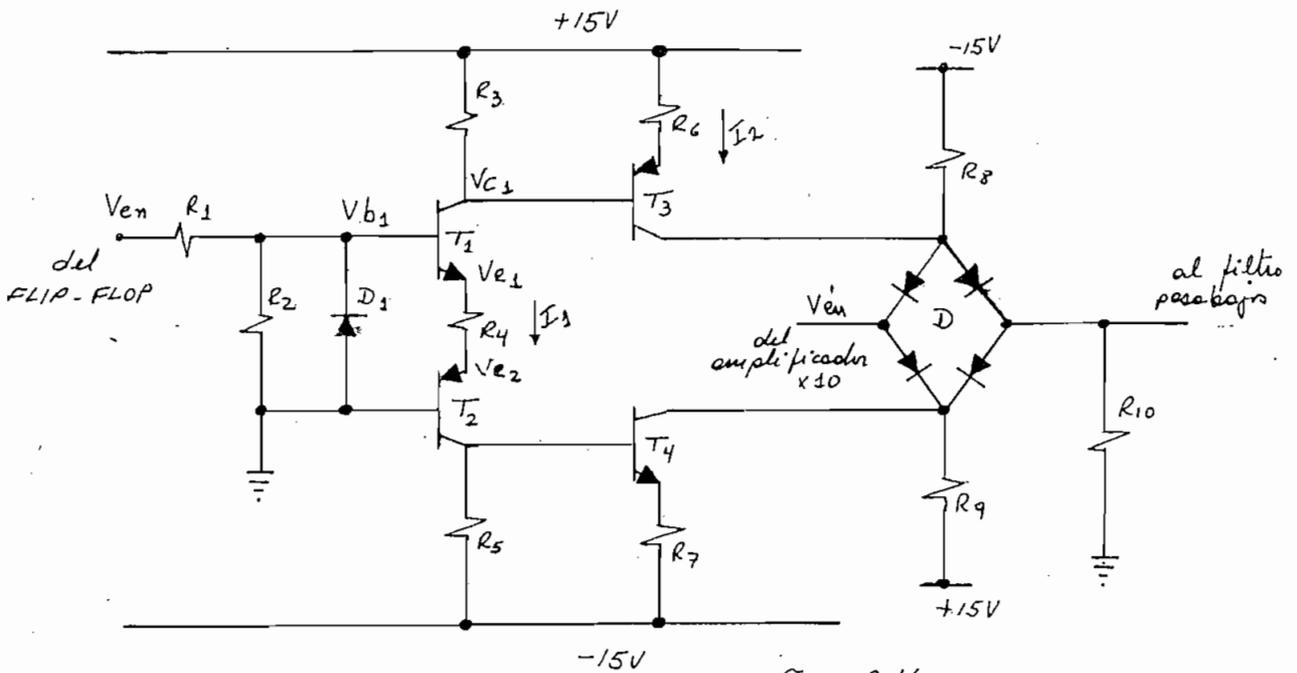


Fig. 2.16

Este circuito, fig. 2.16, es comandado a través de un circuito de control por la onda cuadrada de frecuencia variable proveniente del Flip-Flop del oscilador controlado por tensión.

Cuando ésta es positiva los diodos conducen y la señal proveniente del amplificador x10 pasa sin deformación al filtro pasabajos. Al pasar la onda cuadrada a su parte negativa, los diodos se cortan, no circula corriente por ellos y la salida es cero. La fig. 2.17 muestra la acción del circuito sobre una señal senoidal.

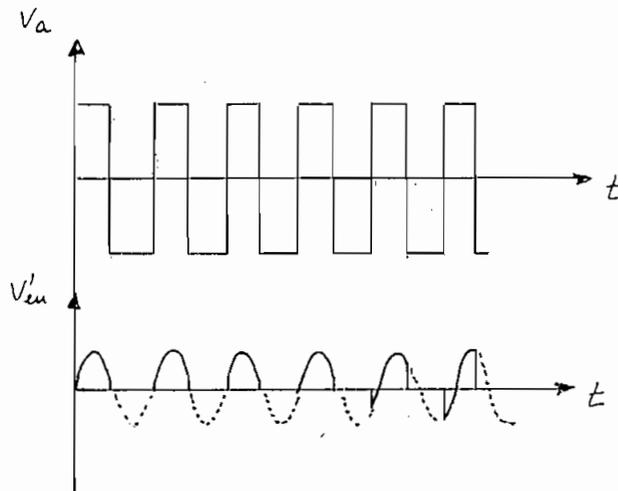


Fig. 2.17

Para asegurar que la salida no se presente sumada a un voltaje DC producido por desequilibrio en el puente de diodos, debemos hacer que  $V_a$  y  $-V_a$  sean iguales y opuestos en signo.<sup>(1)</sup> Esto lo conseguimos mediante el circuito de control<sup>(2)</sup> formado por  $T_1$  y  $T_2$

(1) ref. 4 pag. 625

(2) ref. 13, pag. 115

que funcionan como interruptores controlados y por  $T_3$  y  $T_4$  que fijan la corriente que pasa por los diodos y balancean el puente mediante  $R_7$ .

$R_8$  y  $R_9$  sirven para fijar los voltajes  $V_a$  y  $-V_a$ .  $R_{10}$  fija en cero la salida cuando los diodos no conducen.  $R_1$  y  $R_2$  forman un divisor de tensión para aplicar el debido voltaje a  $T_1$ .  $D_1$  protege a  $T_1$  contra voltajes negativos demasiado grandes.

Si fijamos  $V_{b_1} = 4V$ . con  $V_{en} = 15V$ . tendremos

$$V_{b_1} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{en} \quad \text{para } R_1 = 10K\Omega$$

$R_2 = 3.6K\Omega$ , ponemos  $R_2 = 3.3K\Omega$  con lo que  $V_{b_1} = 3.7V$ .

$V_{e_1} = 3.1V$ . y  $V_{e_2} = 0.6V$ ., si  $I_1 = 1mA$  tendremos

$$R_4 = \frac{3.1V - 0.6V}{1mA} = 2.5K\Omega \quad \text{ponemos } R_4 = 2.2K\Omega$$

con lo que  $I_1 = 1.13mA$ .

Si hacemos  $V_{c_1} = 11V$ . tendremos

$$R_3 = \frac{15V - 11V}{1.13mA} = 3.5K\Omega \quad \text{ponemos } R_3 = 4.7K\Omega$$

con lo que  $V_{c_1} = 10.8V$ .

Si hacemos  $I_2 = 3mA$  tendremos

$$R6 = \frac{15V - 11.4V}{3mA} = 1.2K\Omega \quad \text{ponemos}$$

$R6 = 1K\Omega$  con lo que  $I_2 = 3.6mA$ .

Por razones de simetría debemos tener

$$R3 = R5 \quad \text{y} \quad R6 = R7$$

Hacemos a  $R7$  variable para ajustar el desbalance que pueda proporcionar el puente de diodos cuando  $V_{en} = 0$ .

$R8$  y  $R9$  deben limitar el paso de corriente hacia la fuente  $\pm V_{cc}$  cuando  $T_3$  y  $T_4$  conducen, luego deben ser altas. Ponemos  $R8 = R9 = 68K\Omega$ .

Por otro lado hacemos  $R10 = 3.3K\Omega$ .

Los transistores  $T_1$  y  $T_2$  deben ser pares complementarios, lo mismo que  $T_3$  y  $T_4$ , a más de responder a altas frecuencias. Ponemos aquellos existentes en el mercado local que son:

$T_1$ ,  $T_4$     HEP 735

$T_2$ ,  $T_3$     ECG 159

Para el puente usamos diodos rápidos de silicio. Realmente se debería usar un puente integrado para asegurar la igualdad de características en los cuatro diodos y evitar el desbalance por temperatura. Usamos los diodos 1N4151.

2.8.- FILTRO PASABAJOS, AMPLIFICADOR IF.

Con el fin de obtener la resolución adecuada, la señal de frecuencia intermedia proveniente del mezclador debe ser filtrada.

En el inciso 14b dedujimos una fórmula que nos proporciona la resolución óptima a utilizarse para las diferentes dispersiones y tiempos de barrido. En este trabajo esta fórmula resulta inadecuada debido al hecho de que utilizamos una señal de frecuencia intermedia casi cero. Esto hace que el tiempo de barrido deba ser más lento en orden a que los filtros respondan plenamente. Por otro lado, debemos modificar la fórmula ya que utilizamos barrido en base a una onda senoidal. Esto hace que el tiempo de barrido se deba dividir por dos ya que la onda es simétrica respecto al eje horizontal y no se somete a borrado. Por último, la resolución resultante también debe dividirse por dos, ya que usamos un filtro pasabajos.

Podemos suponer un tiempo de elevación igual a:

$$t_n = \frac{20}{f} = \frac{\text{Resolución (Hz)}}{\frac{\text{Dispersión (Hz)}}{\frac{1}{2} \text{ tiempo de un barrido (seg)}}} \quad f = \text{Resolución}$$

$$(\text{Resolución})^2 = 40 \frac{\text{Dispersión}}{\text{tiempo de un barrido}}$$

$$\text{Resolución} = 6.32 \sqrt{\frac{\text{Dispersión (Hz)}}{\text{tiempo barrido (seg)}}$$

Por usar un filtro pasabajos tenemos:

$$\text{Resolución} = 3.16 \sqrt{\frac{\text{Dispersión (Hz)}}{\text{tiempo de barrido (seg)}}} \quad 2.2$$

El oscilador controlado por tensión nos proporciona cuatro escalas de frecuencia cuya dispersión alcanza: 240Hz., 3.8KHz., 70KHz., 120KHz. Para las dos primeras utilizaremos resoluciones equivalentes a 1/40 de la dispersión y las implementaremos en base a un barrido manual.

De aquí, para 240Hz tendremos Resolución = 6Hz.  
3.8KHz " " Resolución = 100Hz.

Para las resoluciones más altas, con barrido de 3Hz, aplicando la fórmula 2.2 tenemos:

$$\text{Res}_{70\text{KHz}} = 3.16 \sqrt{\frac{70\text{KHz}}{1/3\text{Hz}}} = 1.4\text{KHz}$$

$$\text{Res}_{120\text{KHz}} = 3.16 \sqrt{\frac{120\text{KHz}}{1/3\text{Hz}}} = 1.9\text{KHz}$$

Como filtro pasabajos decidimos utilizar el circuito mostrado en la fig. 2.18. Es un filtro RC activo que a más de filtrar amplifica a la señal si es-

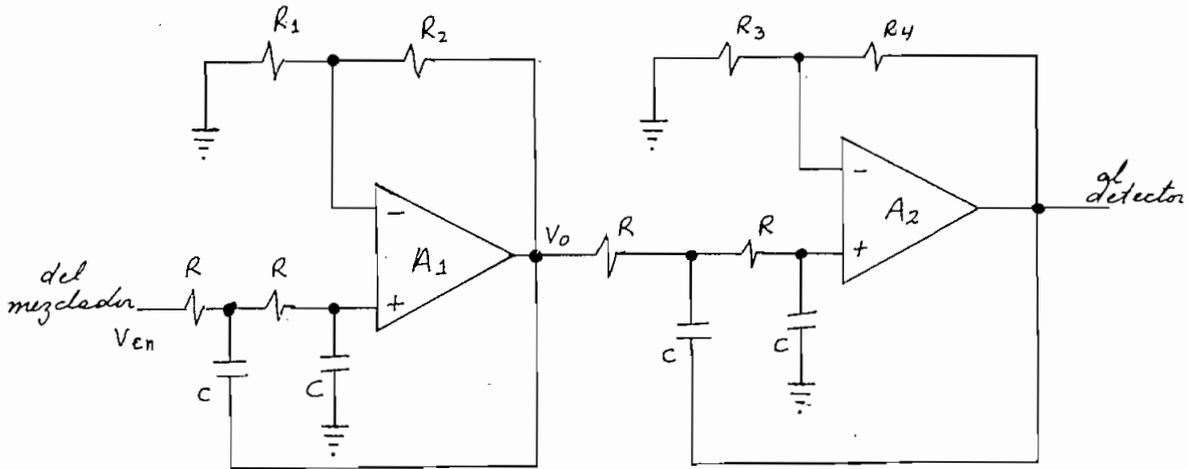


Fig. 2.18

ta está dentro de su ancho de banda.

Implementa el polinomio de Butterworth <sup>(1)</sup>  
 $(S^2 + 0.765S + 1)(S^2 + 1.8485S + 1)$

en base a colocar en cascada las dos etapas A1 y A2. Para su cálculo basta diseñar cada etapa por separado y luego unir las físicamente.

Para una etapa de este tipo de filtro tenemos:

$$AV_s = \frac{V_o}{V_{en}} = AV_o \frac{\left(\frac{1}{RC}\right)^2}{S^2 + \left(\frac{3-AV_o}{RC}\right)S + \left(\frac{1}{RC}\right)^2} \quad (2) \quad y \quad \omega_0 = \frac{1}{RC}$$

$$AV_o = \frac{R_2 + R_1}{R_1}$$

Si normalizamos  $\omega_0 = 1$  rad/seg tenemos:

$$3 - AV_1 = 0.765 \quad AV_1 = AV_o \quad \text{luego}$$

$$AV_1 = 2.235 = \frac{R_2 + R_1}{R_1}$$

(1) ref. 14, pag. 550  
 (2) ref. 14, pag. 551

si hacemos  $R_1 = 10K\Omega$  tendremos  $R_2 = 12.35K\Omega$   
luego colocamos en  $R_2$  una resistencia de  $10K\Omega$  en serie con un potenciómetro de  $5K\Omega$ .

Para  $A_2$  tenemos:

$$3 - AV_2 = 1.848$$

$$AV_2 = 1.152 = \frac{R_4 + R_3}{R_3}$$

si  $R_3 = 10K\Omega$  tendremos  $R_4 = 1.52K\Omega$  luego en  $R_4$  ponemos un potenciómetro de  $5K\Omega$ .

Para obtener una alta impedancia de entrada ponemos  $R = 100K\Omega$ .

Colocamos cuatro condensadores que pueden ser conmutados para obtener las diferentes resoluciones.

$$C_1 = \frac{1}{W_0 R} ; W_0 = 2\pi f ; \text{ con } f = 6\text{Hz tene-}$$

mos  $C_1 = 0.27\mu\text{F}$ . Ponemos  $C_1 = 0.22\mu\text{F}$  con lo que  $\text{Res}_1 = 7.23\text{Hz}$ .

Para  $f = 100\text{Hz}$  tenemos  $C_2 = 16\text{ nF}$ ; ponemos  $C_2 = 0.012\mu\text{F}$  con lo cual  $\text{Res}_2 = 132\text{Hz}$ .

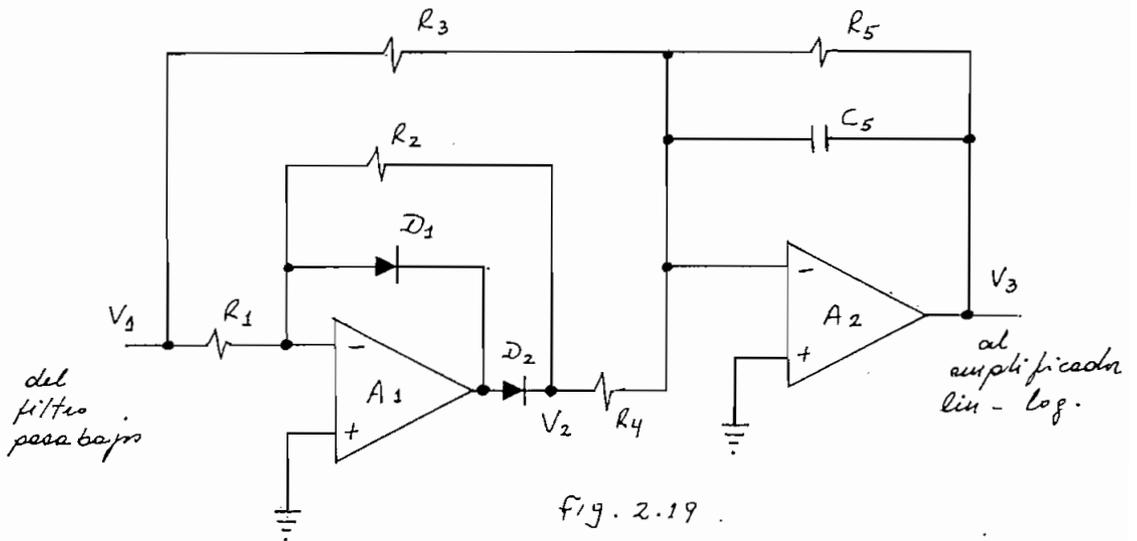
Para  $f = 1.4\text{KHz}$  tenemos  $C_3 = 1.13\text{nF}$ ; ponemos  $C_3 = 1\text{nF}$  con lo cual  $\text{Res}_3 = 1.6\text{KHz}$ .

Para  $f = 1.9\text{KHz}$  tenemos  $C_4 = 720\text{pF}$ ; ponemos  $C_4 = 660\text{pF}$  con lo cual  $\text{Res}_4 = 2.4\text{KHz}$ .

De esta manera implementamos las cuatro resoluciones y amplificamos a la señal por  $A = AV_1 \times AV_2 = 2.57$ . Si aplicamos a la entrada del filtro una señal que tenga 1Vpp la salida será una señal de 2.57Vpp. Utilizamos los amplificadores operacionales SN72301AP.

### 2.9.- DETECTOR.

La señal proveniente del filtro pasabajos debe ser detectada. Para ello utilizamos el circuito de la fig. 2.19.



Este circuito cumple con las siguientes condiciones:

$$V_3 = -R_5 \left( \frac{V_1}{R_3} + \frac{V_2}{R_4} \right)$$

$$V_2 = \begin{cases} 0 & V_1 > 0 \\ -V_1 & V_1 < 0 \end{cases} \text{ si } R_2 = R_1$$

luego  $V_3 = - \frac{R_5}{R_3} V_1 = - V_1$  para  $V_1 > 0$  si  $R_5 = R_3$

$$V_3 = - \frac{R_5 V_1}{R_3} + \frac{R_5 V_1}{R_4} = V_1 \quad \therefore$$

$$R_4 = \frac{R_5}{2}$$

luego debemos hacer  $R_1 = R_2 = R_3 = R_5 = R$  y  $R_4 = R/2$

Para obtener una alta impedancia de entrada hacemos  $R = 100K\Omega$  luego  $R_4 = 50K\Omega$ .

El condensador  $C_5$  sirve para detectar la envolvente de la señal. Como la forma de la señal depende de la resolución utilizada, pondremos un condensador diferente para cada una de ellas.

El cálculo de ellos lo haremos en base a la fórmula  $RC = \frac{1}{4 \text{ Res.}}$

luego para:

Resolución = 7.23Hz tenemos  $C_1 = 29\mu\text{F}$ ; ponemos  $C_1 = 30\mu\text{F}$ .

Resolución = 130Hz tenemos  $C_2 = 1.6\mu\text{F}$ ; ponemos  $C_2 = 2\mu\text{F}$ .

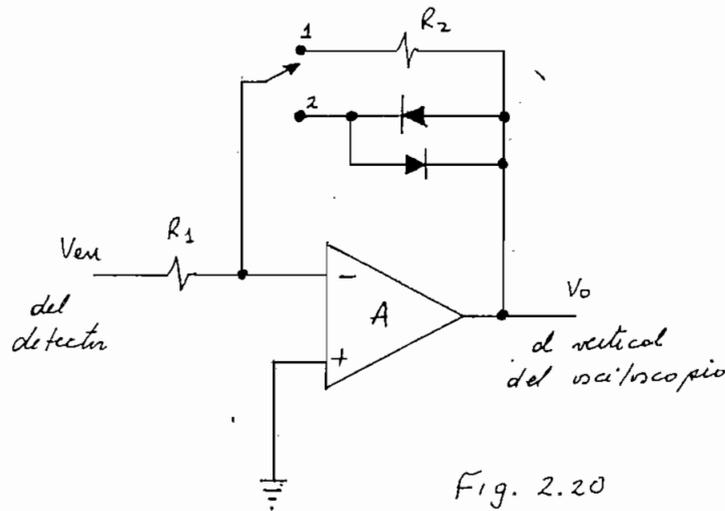
Resolución = 1.6KHz tenemos  $C_3 = 0.13\mu\text{F}$ ; ponemos  $C_3 = 0.13\mu\text{F}$ .

Resolución = 2.4KHz tenemos  $C_4 = 0.087\mu\text{F}$ ; ponemos  $C_4 = 0.1\mu\text{F}$ .

Este circuito no proporciona amplificación luego la señal de salida será  $-1.29V$  si la entrada es  $2.57V_{pp}$ .

Utilizamos para A1 y A2 los operacionales SN72301AP.

## 2.10.- AMPLIFICADOR LINEAL - LOGARITMICO.



Una vez detectada, la señal debe ser amplificada para proporcionar un nivel adecuado de ella ( $10V$ ) a la entrada vertical del osciloscopio. Por otro lado resulta conveniente disponer de amplificación logarítmica.

En el circuito de la fig. 2.20 tenemos un amplificador que dependiendo de la posición del interruptor proporciona amplificación lineal (1) o logarítmica (2).

a) Amplificador lineal.

Cuando la señal proporcionada por el amplificador x10, inciso 2.2, es de 1Vpp, el detector entrega -1.29V. Como queremos tener 10V. a la entrada del osciloscopio, debemos amplificar por:

$$A = \frac{10V.}{-1.29V.} = -7.75$$

Por razones que se explicarán en la parte correspondiente al amplificador logarítmico, hacemos  $R1 = 1.2K\Omega$ . luego tendremos  $R2 = |R1 \times A| = 9.3K\Omega$ . Colocamos un potenciómetro de  $5K\Omega$  en serie con una resistencia de  $6.8K\Omega$ .

b) Amplificador logarítmico.

Con el interruptor en la posición (2) implementamos el amplificador logarítmico<sup>(1)</sup>. Se ha incluido el diodo D2 de germanio para fijar el voltaje en  $V_0 = -0.3V$ . cuando  $V_{en} = 0$ , ya que en esta condición,  $V_0$  tendería a menos infinito.

Por no disponer de las características del diodo D1 ( 1N4719 ) a utilizarse, realizamos el diseño de manera experimental.

Para ello se fue variando el valor de  $R1$  hasta

obtener la mejor respuesta del circuito. En la fig. 2.21 tenemos la mejor respuesta que fue obtenida con  $R_1 = 1.2K\Omega$ . En el gráfico observamos la respuesta del circuito a cuatro dééadas del voltaje de entrada.



## 2.11.- FUENTE DE PODER.

En la fig. 2.22 tenemos el circuito utilizado para obtener los voltajes requeridos  $\pm 15V_{DC}$  y  $6.8V_{RMS}$ .

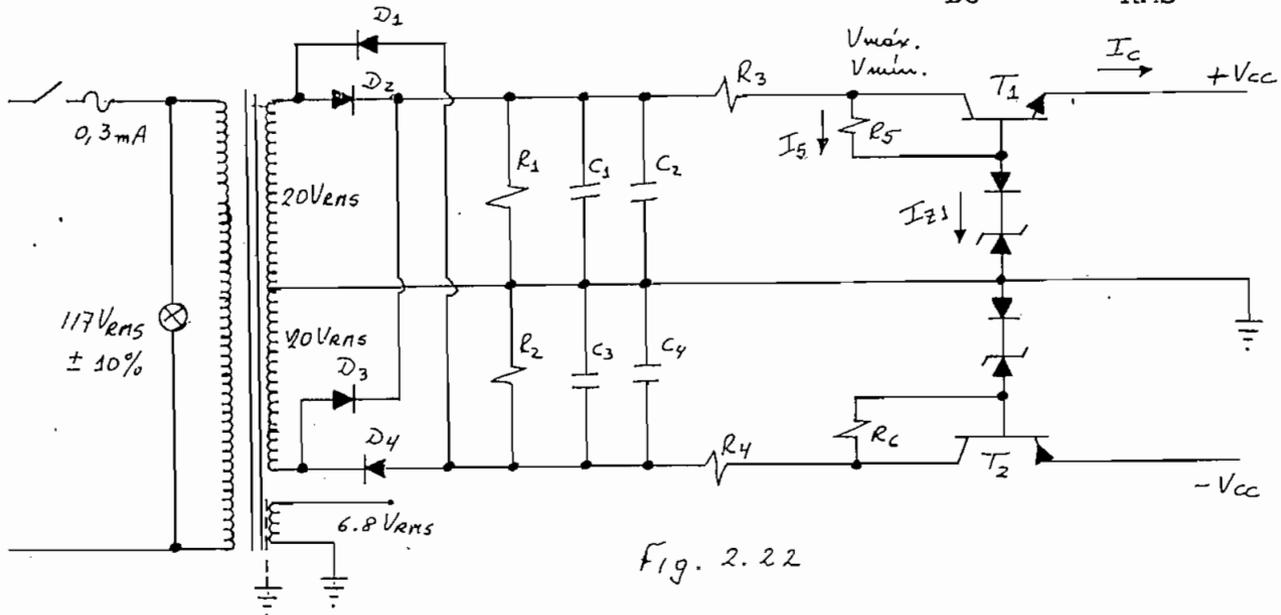


Fig. 2.22

Se ha incluido un fusible en el primario del transformador y una luz piloto.

La corriente necesaria para alimentar los circuitos de esta tesis es aproximadamente 300mA.

### a) Rectificador y Regulador de tensión.

El circuito rectificador está formado por los diodos D1 a D4, por las resistencias R1, R2, y los condensadores C1, C2, C3 y C4 (fig. 2.22) y el regu-

lador por  $T_1$ ,  $R_3$ ,  $R_5$ ,  $D_5$  y  $Z_1$  para  $+15V_{DC}$  y  $T_2$ ,  $R_4$ ,  $R_6$ ,  $D_6$  y  $Z_2$  para  $-15V_{DC}$ .

Por ser los voltajes simétricos, diseñaremos tan sólo la parte correspondiente a  $+15V_{DC}$ .

Las características de la fuente son:

regulación  $\pm 10\%$

$V_{cc} = \pm 15V$ .

$I_c = 300mA$ .

Elegimos un rizado máximo de  $2.5V$ , de aquí tenemos

$$C_1 = \frac{I_c (1)}{V \times 120} = \frac{0.3A}{2.5V \times 120} = 1000 \mu F$$

$C_1 = C_2 = 1000 \mu F$

El voltaje de punta será:

$V_p = V_{sal.} + \text{caída transistor} + \text{caída en } R_3 + \text{caída diodo} + 1/2 \text{ rizado} + \text{caída } 1/2 \text{ secundario.}$

Cuando la fuente opera normalmente suponemos que en el transistor caen  $3V$ .

Disponemos de  $R_3 = 18\Omega$  luego la caída en  $R_3$  será:  $18\Omega \times 0.3A = 5.4V$ .

Asumimos  $1V$  de caída en el diodo y  $2V$  en  $1/2$  secundario.

Entonces

$$V_p = 15V + 3V + 5.4V + 1V + 1.25V + 2V = 27.65 V, \text{ es}$$

decir  $19.55V_{RMS}$ . Usamos  $20V_{RMS}$ .

La corriente de punta será:

$$I_p = 2.25 I_c \sqrt{\frac{V_p}{\Delta V}} \quad (1) = 2.25 \times 0.3A \sqrt{\frac{27.65V}{2.5V}} = 2.24A.$$

La corriente eficaz será:

$$I_{RMS} = 1.05 I_c \left( \frac{V_p}{V} \right)^{1/4} \quad (1) = 1.05 \times 0.3A \left( \frac{27.65V}{2.5V} \right)^{1/4} = 0.574A$$

La corriente máxima por el diodo será:

$$I_d = I_{RMS} \times 1.5 = 0.86A$$

La resistencia de 1/2 secundario será:

$$R = \frac{V_p}{25 I_d} \quad (1) = \frac{27.65V}{25 \times 0.86A} = 1.28 \Omega$$

entonces;  $V_{1/2sec.} = 2.8V$

el nuevo voltaje de punta será:  $V_p = 28.45V$  ó  $20.1V_{RMS}$

El voltaje máximo en el colector del transistor será:

$$\begin{aligned} V_{\text{máx}} &= V_p \times 1.1 + 1/2 \text{rizado} - \text{caída diodo} - \text{caída en } R_3 = \\ &= 26.14V \end{aligned}$$

y el mínimo

$$\begin{aligned} V_{\text{mín}} &= V_p \times 0.9 - 1/2 \text{rizado} - \text{caída diodo} - \text{caída } R_3 \\ &= 17.96V \end{aligned}$$

Si tenemos  $V_{b_1} = 15.6V$  y asumimos un  $\beta = 70$  para  $T_1$   
tendremos  $I_{b_1} = 4.2mA$

Si ponemos  $R_5 = 330\Omega$  tendremos  $I_{\text{máx}} = 32mA$

$$I_{\text{mín}} = 7.15mA$$

$$\text{luego } I_{z_1} \text{ máx} = 32mA - 4.2mA = 27.8mA$$

$$I_{z_1} \text{ mín} = 7.15mA - 4.2mA = 2.95mA$$

El diodo zener que tenemos (1N4744) cumple con estos requisitos, pero es de 15V, luego ponemos D5 en serie para obtener los 15.6V en la base de  $T_1$ .

$R_1$  sirve como paso de descarga a  $C_1$  cuando apagamos la fuente,  $33K\Omega$  es suficiente.

Colocamos  $C_2 = 0.1\mu F$  para eliminar transientes.

$R_3$  debe ser de una potencia mayor a  $P = 18\Omega \times (0.3A)^2 = 1.6W$ . La que tenemos tiene una capacidad de 2W.

El transistor  $T_1$  debe soportar una potencia máxima de:

$$P_{\text{máx}} = (V_{\text{máx}} - 15V) 0.3A = 3.34W.$$

utilizamos el transistor TR72 cuyas características se dan en el apéndice.

Por la simetría de la fuente tenemos:

$$C3 = C1 = 1000\mu F$$

$$C4 = C2 = 0.1\mu F$$

$$R1 = R2 = 33K\Omega$$

$$R3 = R4 = 18\Omega$$

$$R5 = R6 = 330\Omega$$

$$D5 = D6 = 1N4151$$

$$Z1 = Z2 = 1N4744$$

$$T_2 = TR73, \text{ par complementario del TR72.}$$

b) Transformador.

Tal como se indica en la fig. 2.22, se necesita un transformador con un primario para  $117V_{RMS}$  y dos secundarios; uno de  $40V_{RMS}$  con toma intermedia y otro de  $6.8V_{RMS}$ .

Entonces tendremos:

$$V_p = 117V_{RMS} = \text{voltaje primario}$$

$$V_{1/2S1} = 20V_{RMS} = \text{voltaje de la mitad el secundario 1}$$

$$V_{S2} = 6.8V_{RMS} = \text{voltaje del secundario 2}$$

$$I_{sec1} = 600mA = \text{corriente del secundario 1}$$

$$I_{sec2} = 0.68mA = \text{corriente del secundario 2}$$

La potencia total de los secundarios será:

$$P_s = 2 \times 20V_{\text{RMS}} \times 0.6A + 6.8V_{\text{RMS}} \times 0.68mA = 24.0046VA$$

Si suponemos un rendimiento del 90% la potencia del primario será:

$$P_p = \frac{P_s}{0.9} = 26.67 \text{ VA}$$

Calculamos la sección transversal del núcleo en base a la siguiente fórmula que es válida para potencias menores a 1KW y densidades de flujo  $B = 1 \text{ weber/pul}^2$

$$S = \frac{\sqrt{P_p}}{5.58} \text{ pul}^2 = 0.93 \text{ pul}^2 \quad (1)$$

El número de espiras del primario vendrá dado por:

$$N_p = \frac{V_p \times 10^8}{4.44 \times f \times S \times B} \quad (1)$$

siendo  $V_p$  = voltaje del primario  
 $f$  = frecuencia de la red  
 $S$  = sección transversal del núcleo  
 $B = 1 \text{ weber/pul}^2 = 64500 \text{ líneas/pul}^2$

luego  $N_p = 732.17$  vueltas, hacemos  $N_p = 733$  vueltas

El número de espiras de la mitad del secundario 1 será

$$N_{1/2S1} = \frac{V_{S1} \times N_p}{V_p} = 125 \text{ vueltas}$$

y del secundario 2  $N_{S2} = 43$  vueltas

Para calcular la sección de los conductores aplicamos la fórmula

$$S_c = I_p \times K$$

siendo

$K =$  sección por unidad de corriente(mc/A)  
 $I_p =$  corriente del bobinado

si asumimos  $K = 700 \text{ mc/A}^{(1)}$  para el primario tenemos

$$S_{cp} = \frac{700\text{mc/A} \times 26.67\text{V}}{117\text{V}} = 159.6 \text{ mc; esto co-}$$

rresponde a un alambre # 28AWG.

Para el secundario 1 tendremos 420mc ó # 24AWG.

Para el secundario 2 tendremos 0.48mc, en este caso podremos utilizar el conductor más delgado que tengamos.

Para todas las bobinas de este transformador utilizaremos alambre # 26AWG por ser el único de que disponemos.

Determinación del núcleo: Para nuestro caso las láminas de que disponemos son las mostradas en la fig. 2.23.

(1) ref. 15, pag. 236

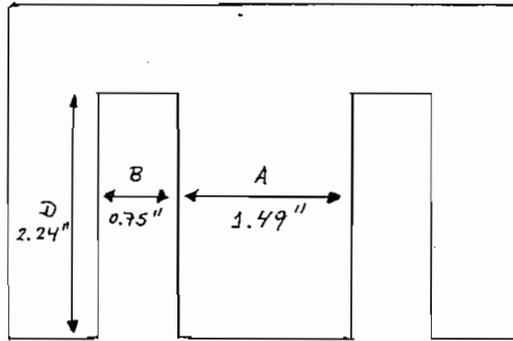


Fig. 2.23

La sección de la ventana será:

$$S_v = ( S_p + S_{s1} + S_{s2} ) 1.4$$

siendo  $S_p = \frac{N_p}{N/\text{pul}^2}$  la sección ocupada por el primario.

Para el alambre #26AWG tenemos  $N/\text{pul}^2 = 3364 \text{ esp}/\text{pul}^2$   
luego

$$S_p = \frac{733 \text{ esp}}{3364 \text{ esp}/\text{pul}^2} = 0.22 \text{ pul}^2$$

$$S_{s1} = \frac{125 \text{ esp.}}{3364 \text{ esp}/\text{pul}^2} = 0.037 \text{ pul}^2$$

$$S_{s2} = \frac{43 \text{ esp}}{3364 \text{ esp}/\text{pul}^2} = 0.012 \text{ pul}^2$$

luego  $S_v = 0.376 \text{ pul}^2$

Las láminas que tenemos tienen  $B \times D = 1.68 \text{ pul}^2$   
Si cada lámina tiene un espesor de  $0.0189 \text{ pul.}$   
el número de ellas vendrá dado por:

$$\# \text{ láminas} = \frac{h}{0.0189 \text{ pul.}}$$

siendo

$$h = \frac{S}{A} = \frac{0.93 \text{ pul}^2}{1.49 \text{ pul.}} = 0.94 \text{ pul.}$$

luego necesitamos 50 placas.

CAPITULO III

CONSTRUCCION

3.1.- CARACTERISTICAS FISICAS.

a) Chasis de aluminio

b) Dimensiones:

ancho.- 400mm.

alto.- 170mm.

profundidad.- 450mm.

c) Peso.- 14lbs.

3.2.- CRITERIOS PARA LA CONSTRUCCION.

Debido a que el oscilador controlado por tensión produce señales rectangulares cuya frecuencia varía desde 10Hz. hasta 120KHz. y que éstas poseen armónicas de órdenes superiores, las cuales pueden introducirse por radiación en las otras etapas del equipo, especialmente después del filtro de frecuencia inter-

media, creando señales espurias, fue necesario construir el oscilador en una plaqueta impresa individual y aislarlo del resto del circuito mediante una caja de aluminio conectada a tierra. En la fotografía # 1 podemos verificar esto. Para poder seleccionar los rangos de frecuencia se requería de un selector exterior, éste también fue blindado mediante una cubierta de aluminio. Las conexiones al resto de circuitos se realizaron mediante conectores BNC y cable blindado. Las tensiones de polarización al oscilador se introdujeron a la caja mediante postes pasantes. De esta manera, el oscilador controlado por tensión constituye un circuito completamente aislado en cuanto a radiación, del resto de etapas del equipo.

Por otro lado, para evitar interferencias de señales exteriores, el resto de conexiones desde los impresos a los selectores también se realizaron en base a cable blindado.

La necesidad de realizar este blindaje y el hecho de no disponer de las láminas adecuadas para el núcleo del transformador, resultando éste sobredimensionado, nos obligaron a aumentar el tamaño del chasis del equipo. Indudablemente hubiésemos podido construir las plaquetas de circuito impresas en base a sistemas de conexión del tipo Amphenol,<sup>(1)</sup> pero la dificult-

(1) ref 16, pag. 502

tañ de conseguir estos conectores nos persuadió de mejorar la construcción. Por lo dicho anteriormente y debido al espacio necesario para colocar los controles en el panel frontal ( fotografía # 4 ), decidimos construir un chasis de aluminio cuyas dimensiones son 400 x 450 x 170 mm. y cuya forma se puede apreciar en las fotografías 1 a 3.

Dado al espacio disponible decidimos implementar el resto de circuitos en 3 impresos separados. En el uno, plaqueta # 1 ( 180 x 120 ), ubicamos el atenuador, amplificador x10, amplificador y filtro de frecuencia intermedia, circuito de frecuencia central y dispersión, oscilador de 3Hz., y colocamos la plaqueta en posición horizontal según se puede apreciar en la vista superior del equipo mostrada en la fotografía # 1.

En un impreso separado, plaqueta # 2 ( 115 x 100 ) colocado verticalmente al lado del transformador, fotografía # 2, ubicamos la fuente de poder, cuyas conexiones salen a una bornera para de allí realizar la distribución de tensiones de polarización a los diferentes circuitos. Fue necesario colocar un disipador de calor a los transistores de la fuente, éste a la vez sirve de soporte mecánico al impreso.

Por último, colocamos el detector, amplificador

lineal-logarítmico y circuito de amplitud de barrido en otro impreso, plaqueta # 3 ( 130 x 60 ), ubicado de manera vertical sobre la plaqueta # 1 ( fotografía # 2 ).

El circuito selector de impedancia de entrada y los barridos manual y de 60Hz. fueron implementados en los controles respectivos.

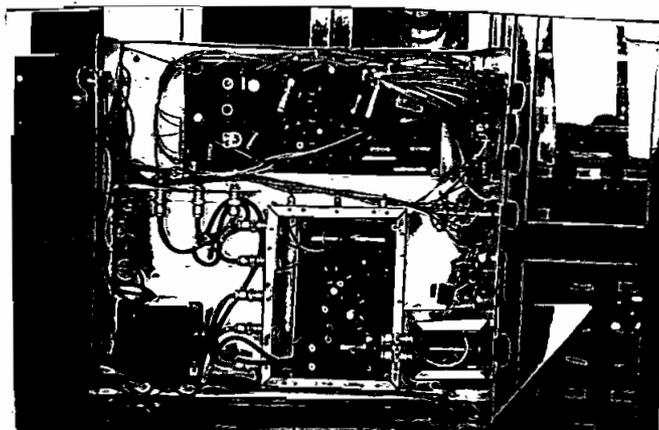
Debo recalcar que para la construcción del equipo y de sus circuitos se utilizó los elementos de que se disponía al momento, por esta razón las dimensiones del equipo se vieron aumentadas, ya que muchos de los elementos son para tensiones o potencias mayores a las requeridas, lo cual hace que su tamaño sea exagerado.

Si se hubiese tenido los condensadores apropiados para el filtro pasabajos, éstos se hubiesen podido colocar en el selector de resolución disminuyéndose la cantidad de alambres de interconexión y el tamaño del impreso.

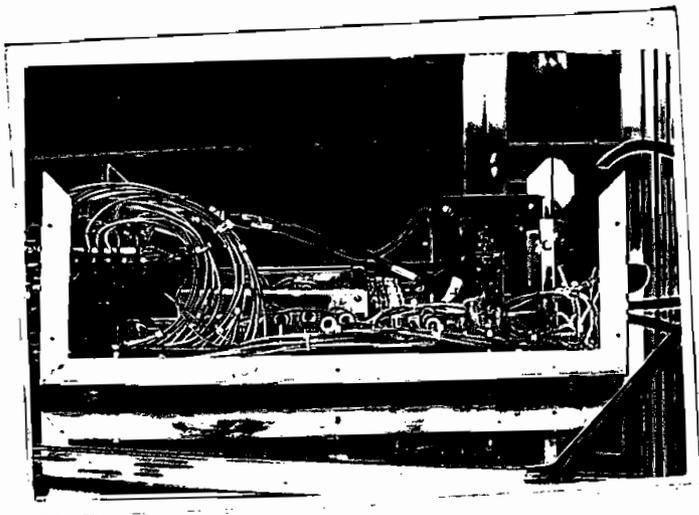
En cada plaqueta se ha numerado las salidas de conexión de manera correspondiente a los números indicados en el diagrama general del circuito.

Para facilidad de transporte y mantención se diseñó la tapa y la forma del chasis como se muestra en las fotografías.

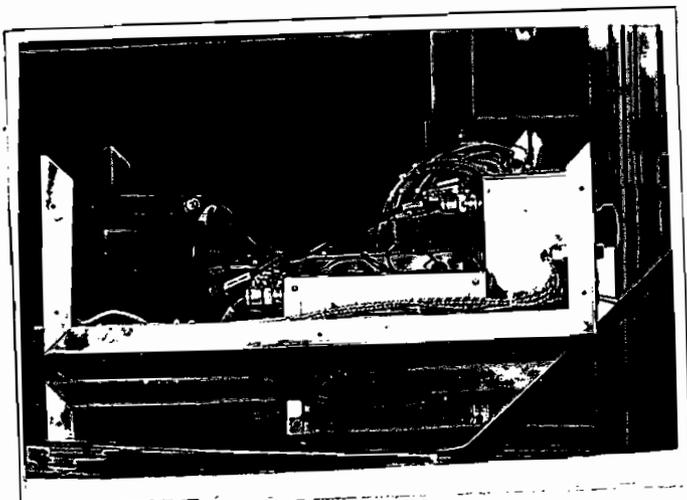
La fotografía # 1 presenta la vista superior interior del equipo; la fotografía # 2 es la vista lateral izquierda; la fotografía # 3 la vista lateral derecha; la fotografía # 4 nos muestra la vista frontal con la posición de los controles y selectores; la fotografía # 5 es la vista posterior; la fotografía # 6 es una vista general del aparato y la # 7 el analizador junto al equipo necesario para su funcionamiento, es decir, un oscilador de audio y un osciloscopio con memoria.



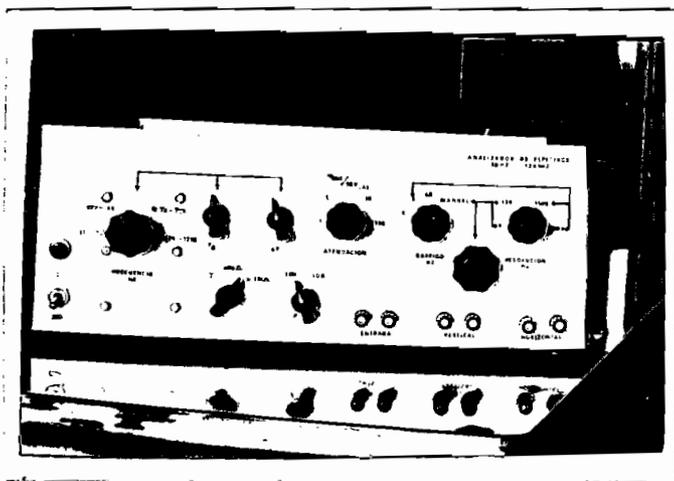
Fot #1



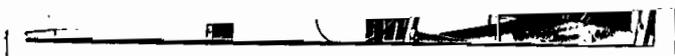
Fot #2



Fot #3



Fot #4



CAPITULO IV

MEDICIONES Y CALIBRACION

4.1.- CARACTERISTICAS DEL EQUIPO.

a) Rango de frecuencia.- 10Hz. - 125KHz.

b) Escalas de frecuencia.-

- 1) 11Hz. - 250Hz.
- 2) 177Hz. - 4KHz.
- 3) 3.3KHz. - 75KHz.
- 4) 55KHz. - 125KHz.

c) Escalas de atenuación.-

- 1) 0.1 Ven./ 10 Vsal.
- 2) 1 Ven./ 10 Vsal.
- 3) 10 Ven./ 10 Vsal.
- 4) 100 Ven./ 10 Vsal.

d) Rango dinámico.- 24dB.

e) Escalas de Barrido.-

- 1) 60Hz.
- 2) 3Hz.
- 3) Manual.

f) Resolución.-

- 1) 7HZ.
- 2) 130Hz.
- 3) 1.6KHz.
- 4) 2.4KHz.

#### 4.2.- MODO DE EMPLEO.

Para utilizar el analizador construido en esta tesis se requiere como equipo básico lo siguiente:

- a) oscilador senoidal de audio.
- b) osciloscopio con memoria.

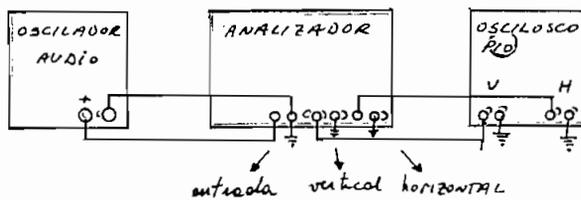


Fig. 4.1.

El equipo debe conectarse de la siguiente manera, fig. 4.1, :

- a) La salida vertical del analizador debe conectarse a la entrada vertical del osciloscopio, rojo al positivo, negro a tierra.
- b) La salida horizontal del analizador debe conectarse a la entrada externa del horizontal del osciloscopio, rojo positivo, negro tierra.
- c) Cualquier señal a estudiarse debe conectarse a los terminales marcados como "entrada" en el analizador, rojo positivo, negro tierra.

El oscilador de audio se utiliza para calibrar y obtener los Hz/div. de las escalas de frecuencia en la pantalla del osciloscopio, se debe proceder de la siguiente manera:

- a) con la perilla de frecuencia se escoge la escala del rango de frecuencia deseado.
- b) se coloca la base de tiempo del osciloscopio en la posición de barrido externo.
- c) se coloca la perilla de barrido del analizador en la posición "manual".
- d) se calibra la amplitud del barrido mediante la perilla ubicada en la cara posterior del analizador.

- e) mediante la perilla de barrido manual se centra el haz de electrones en la primera línea de la pantalla.
- f) se coloca la perilla de atenuación en  $1V_{en}/10V_{sal}$ .
- g) se escoge el modo de amplificación lineal.
- h) mediante el oscilador de audio se introduce una señal senoidal de  $1V_{pp}$ . cuya frecuencia sea la mínima deseada en el rango a usarse.
- i) se gira la perilla de frecuencia central  $f_0$  hasta obtener una señal en la pantalla. De este modo hemos fijado la frecuencia deseada al inicio de la pantalla.
- j) se mueve el haz de electrones mediante la perilla "manual" hasta el otro extremo de la pantalla.
- k) se aumenta la frecuencia del oscilador hasta obtener respuesta de la señal al extremo de la pantalla.
- l) esta frecuencia, menos la del paso "h", y esta diferencia dividida para 10 nos da los Hz por división de la escala.

La mejor combinación entre barrido y resolución a utilizarse está indicada por flechas en la cara frontal del aparato.

La perilla marcada  $\Delta f$  sirve para variar la dispersión.

#### 4.3.- CALIBRACION.

##### a) = Atenuadores.

Para calibrar las redes atenuadoras se procede de la siguiente manera:

- 1) se selecciona la escala de atenuación deseada.
- 2) se introduce a la entrada del analizador una onda cuadrada cuya amplitud esté de acuerdo con la escala escogida; a saber, 1, 10 ó 100 Volts.
- 3) mediante el potenciómetro de la red atenuadora escogida se varía el grado de atenuación hasta obtener a la salida del amplificador x10 ( punto 3, plaqueta # 1 ) una señal de 1Vpp.
- 4) se calibra el condensador variable respectivo hasta obtener una onda cuadrada sin sobrepulsos.

##### b) Oscilador controlado por tensión.

Con la perilla de barrido en la posición T y la de frecuencia en cualquier escala se procede de la siguiente manera:

- 1) se coloca la punta de prueba del osciloscopio en el punto 2, plaqueta # 4.
- 2) se observa una onda triangular como la de la foto-

grafía # 8.

- 3) mediante los potenciómetros de los schmitts de +5 y -5 se calibra el disparo de los mismos para obtener una amplitud de la onda de 10Vpp. simétricos.

Para calibrar los tiempos de carga y descarga (deben ser iguales), procedemos como sigue:

- 1) colocamos la punta de prueba a la salida del Flip-Flop, punto A, plaqueta # 4, observamos una onda cuadrada como la de la fotografía # 9.
- 2) variamos el potenciómetro X hasta obtener una onda rectangular simétrica respecto al eje vertical.

- c) Amplificador de frecuencia intermedia, filtro pasabajos, detector y amplificador lineal.

Para calibrar todos estos circuitos procedemos de la siguiente manera:

- 1) desconectamos el conector BNC del punto 4.
- 2) aplicamos a la entrada del amplificador de frecuencia intermedia una señal senoidal de 1Vpp y 100Hz.
- 3) colocamos la perilla de resolución en 2.4KHz.
- 4) variamos el potenciómetro Y hasta obtener 1.15Vpp en el punto B.
- 5) variamos el potenciómetro Z hasta obtener 2.57Vpp en el punto 32.
- 6) observamos la señal en el punto 41, ésta debe ser como la indicada en la fig. 4.2; calibramos mediante el potenciómetro U.

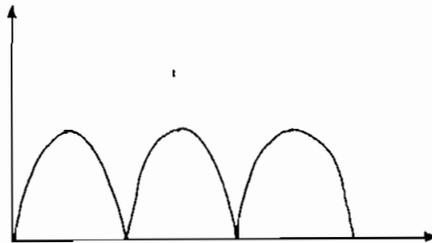


fig. 4.2.

- 7) con la perilla S6 en la posición lineal medimos el voltaje en el punto 45, variamos el potenciómetro V hasta obtener 10V.
- 8) sacamos la señal y reconectamos el conector BNC.

d) Oscilador 3Hz.

Para calibrar este circuito procedemos de la siguiente manera:

- 1) colocamos la perilla de barrido en la posición 3Hz.
- 2) observamos la señal senoidal del punto 33.
- 3) mediante el potenciómetro R obtenemos una frecuencia de 3Hz.
- 4) variamos los potenciómetros S y T hasta obtener una señal simétrica cuya amplitud sea 8Vpp.

4.4.- MEDICIONES

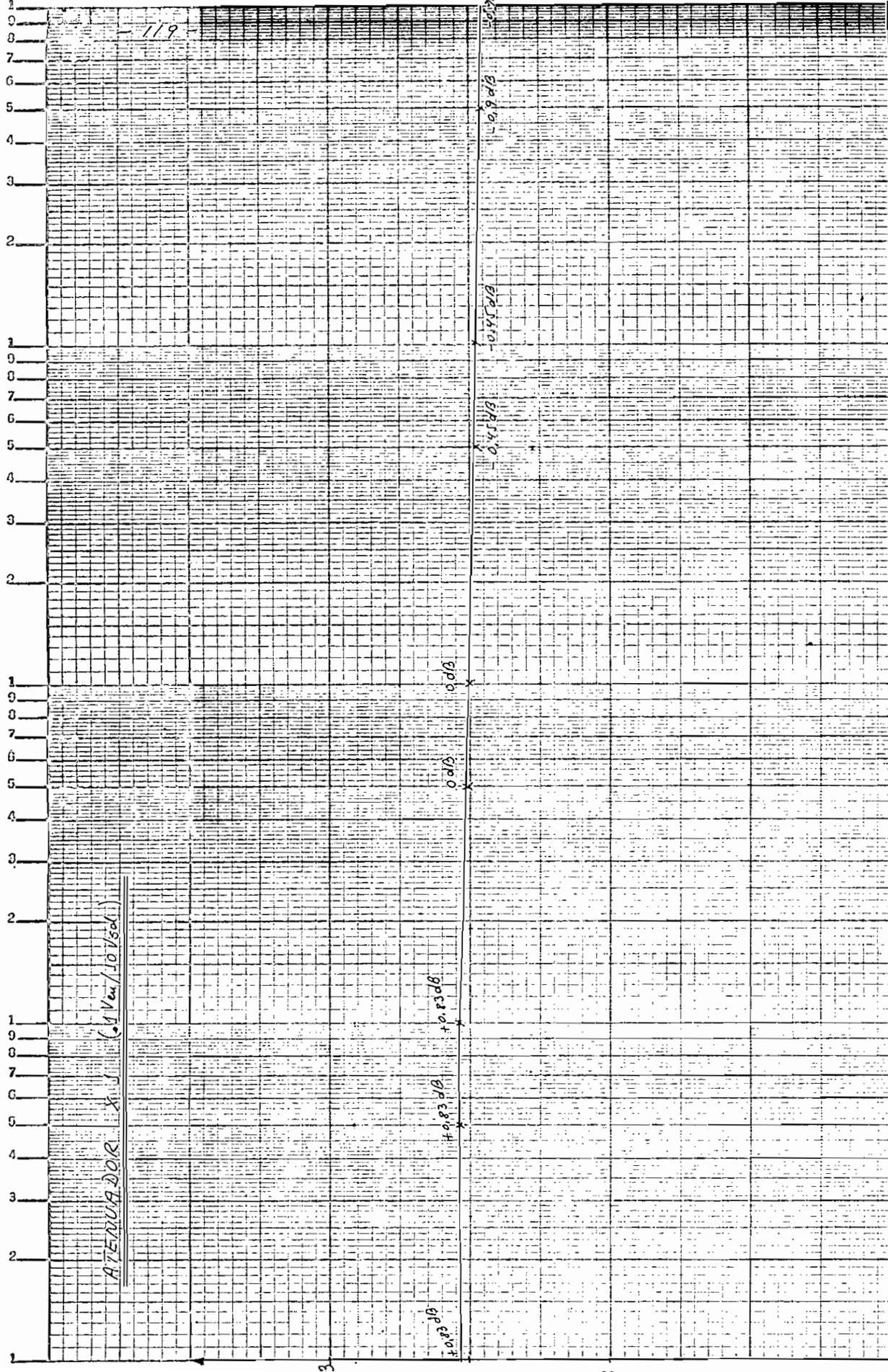
a) Voltajes de operación

La fig. 4.3 nos presenta un diagrama completo del circuito en el que se han anotado los voltajes de operación obtenidos por medición.

b) Respuesta de frecuencia del amplificador de entrada.

Los gráficos 4.4 a 4.7 nos presentan las curvas obtenidas al medir la respuesta de frecuencia del amplificador de entrada.

1000000



ANTENNA DOR X J (1 V<sub>em</sub> / 10 V<sub>scd</sub>)

719

Fig. 55

100 Hz

1 kHz

10 kHz

100 kHz

1000 kHz

120

ATTENUATOR X 10 (1.5V<sub>in</sub> / 10V<sub>out</sub>)

0dB

0.92dB

0.92dB

0.92dB

0.92dB

0.92dB

0dB

0dB

1MHz

100kHz

10kHz

1kHz

100Hz

Fig. 4.5

121-

ATENUADOR X 100 (10 Vm / 50 Vcd)

2.2 dB

1.8 dB

1.5 dB

0dB

100Hz

1KHz

10KHz

100KHz

1MHz

Fig. 4-6

122

ATTENUADOR (100 VOLT/10V) x 1000

120dB

120dB

120dB

0dB

120dB

100Hz

1KHz

10KHz

100KHz

Fig. 4.7

c) Rango de frecuencia de cada escala.

Según las mediciones realizadas los rangos de frecuencia obtenidos para cada escala son:

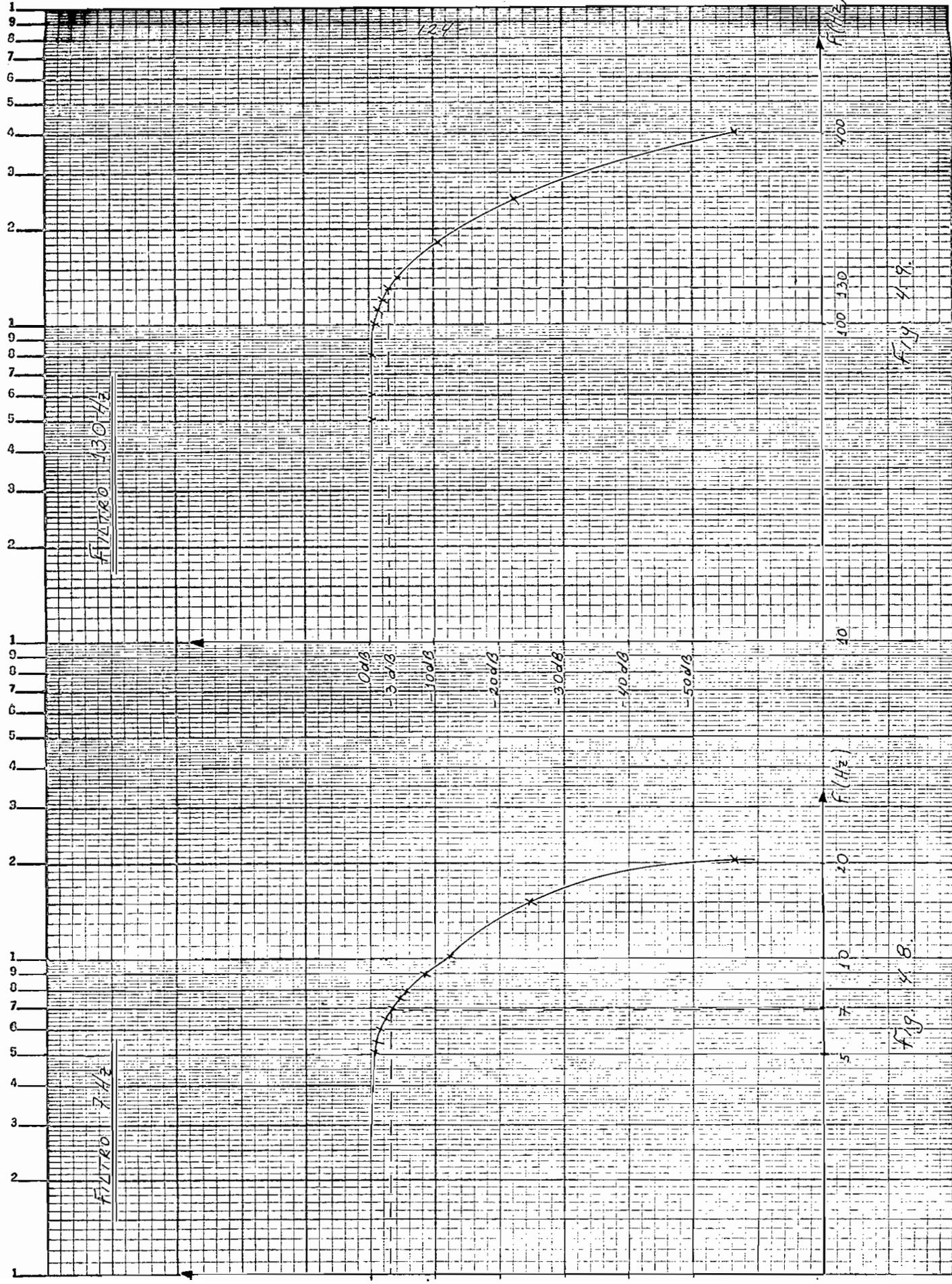
escala 1.-	10Hz	-	270Hz.
escala 2.-	40Hz	-	4.2KHz.
escala 3.-	1.4KHz.	-	80KHz.
escala 4.-	10KHz.	-	125KHz.

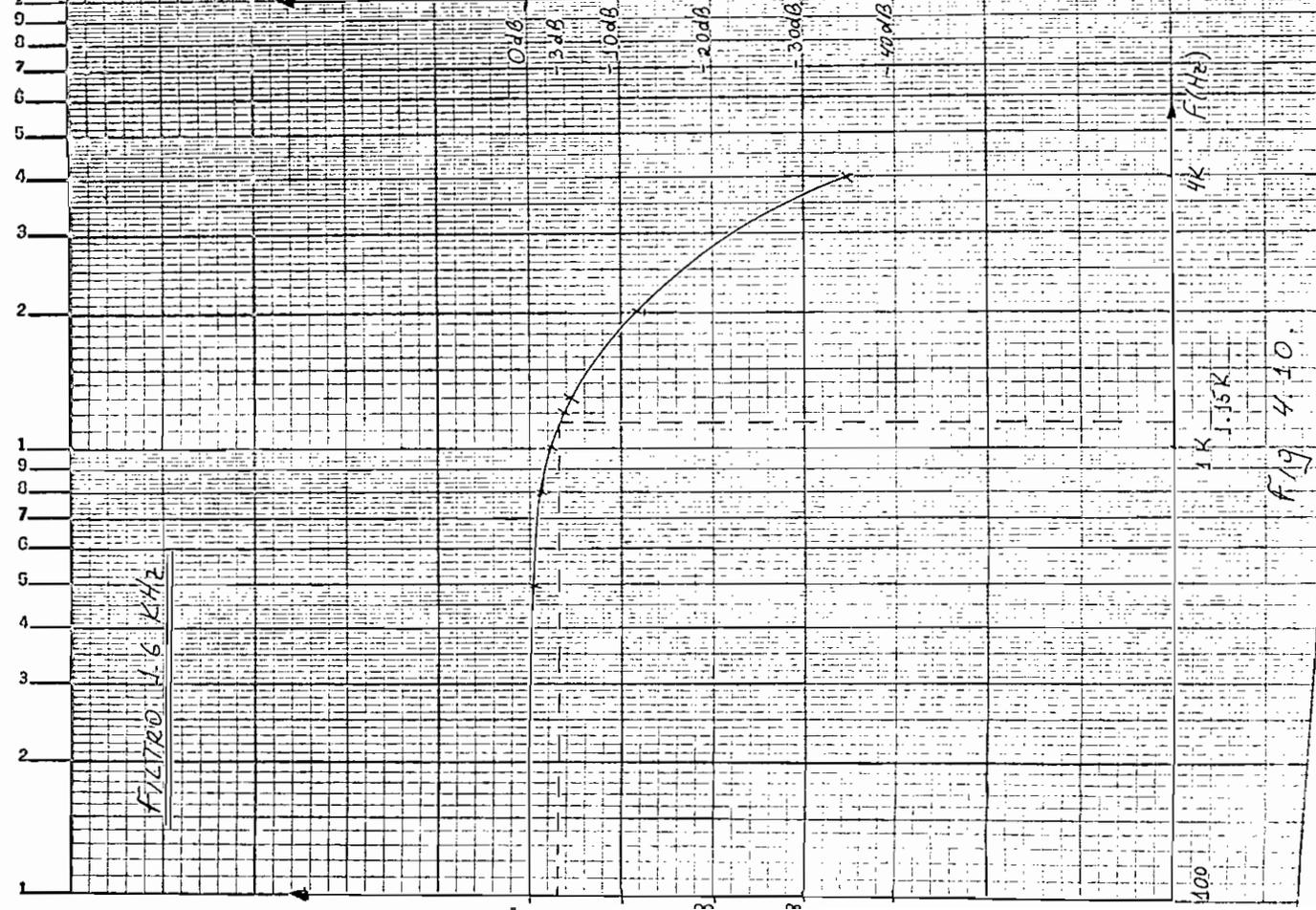
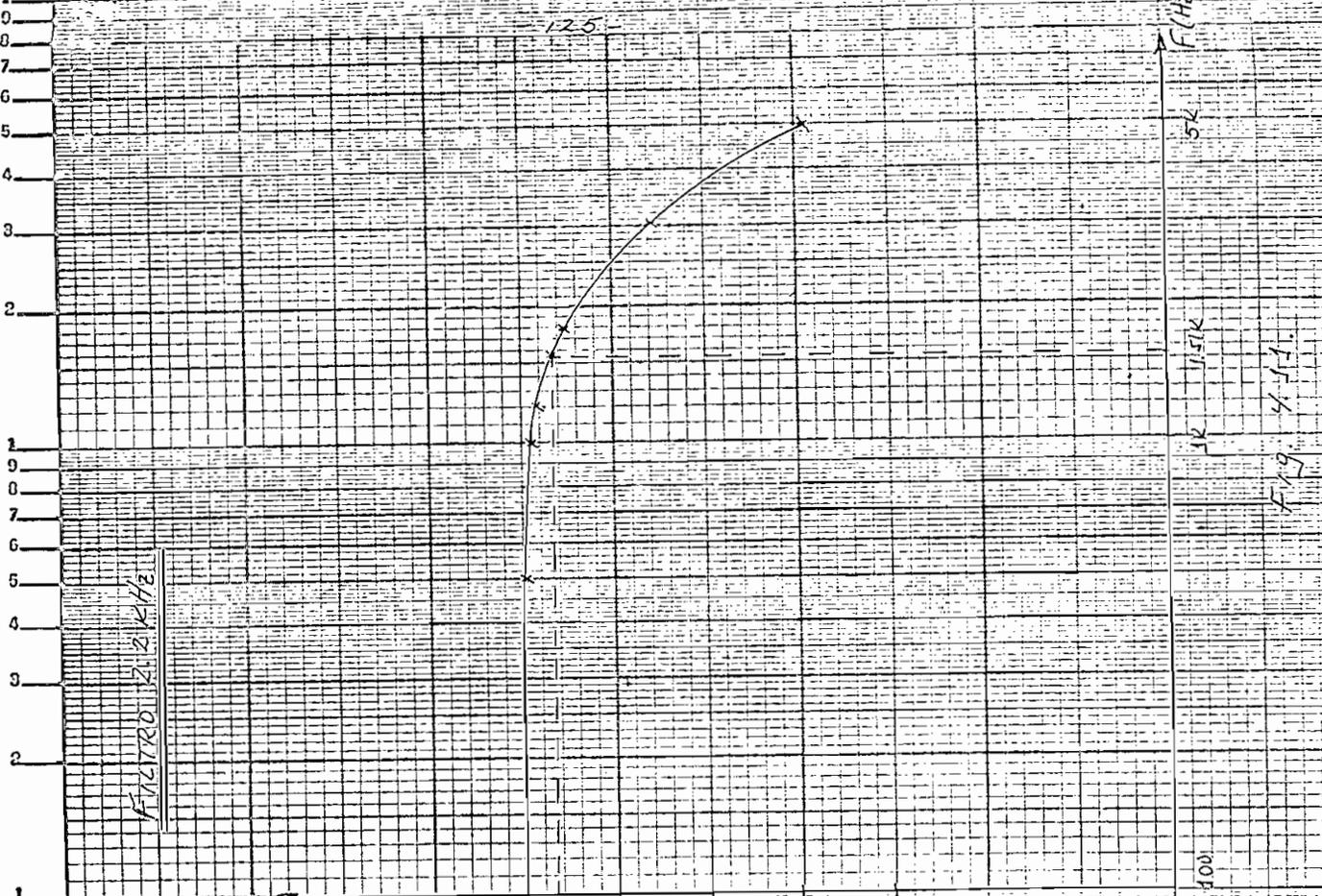
d) Resolución a los puntos de 3dB.

Las figuras 4.8 a 4.11 contienen las respuestas de frecuencia del filtro de frecuencia intermedia.

e) Linealidad horizontal.

Para verificar la linealidad horizontal obtuvimos las curvas de las figuras 4.12 a 4.15, midiendo el voltaje aplicado a la base del transistor de entrada del oscilador controlado por tensión y la frecuencia respectiva de la onda triangular producida por éste.





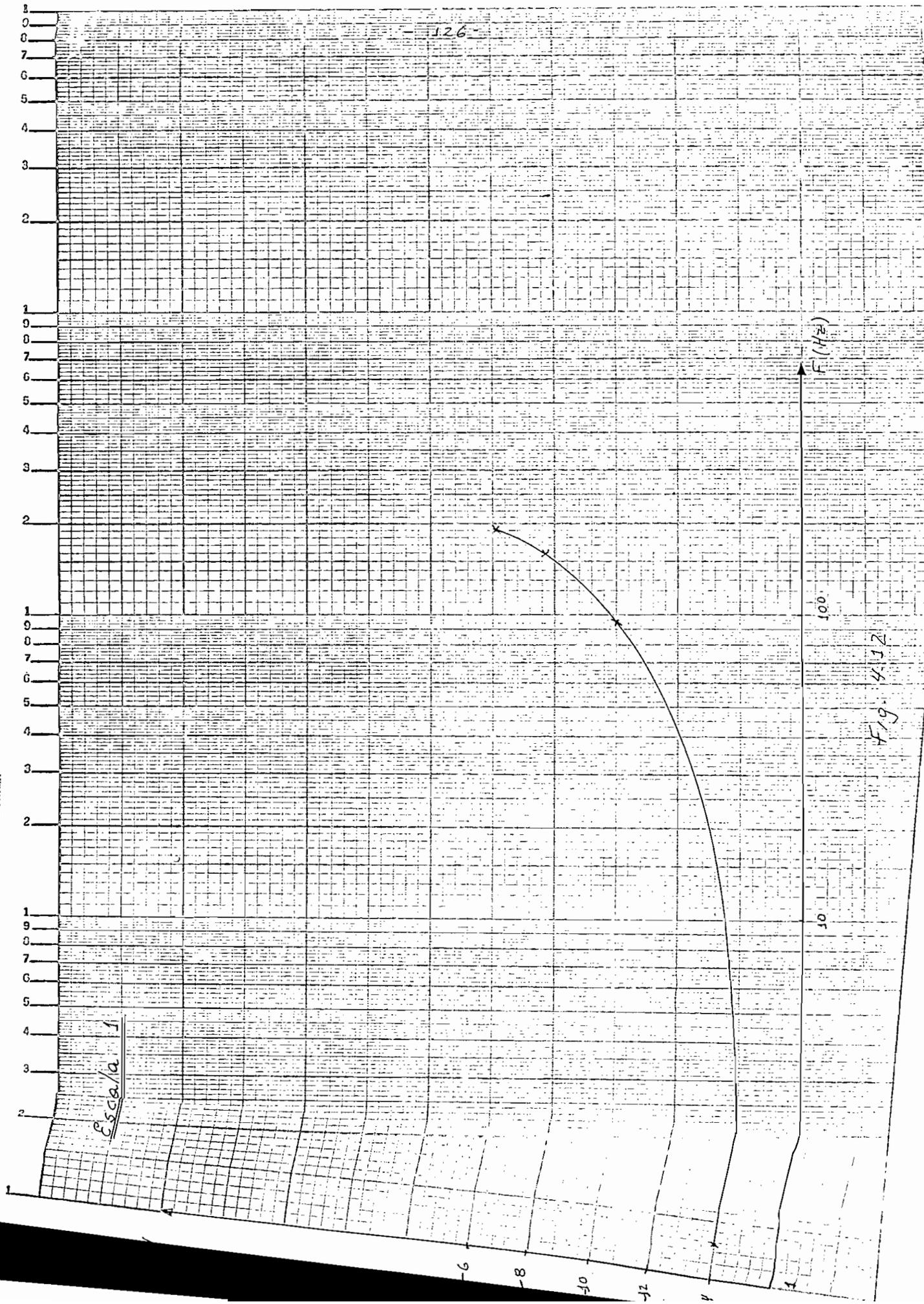


Fig. 4.12

1  
0  
7  
6  
5  
4  
3  
2  
1  
9  
0  
7  
6  
5  
4  
3  
2  
1  
9  
0  
7  
6  
5  
4  
3  
2  
1  
9  
0  
7  
6  
5  
4  
3  
2  
1

F (Hz)

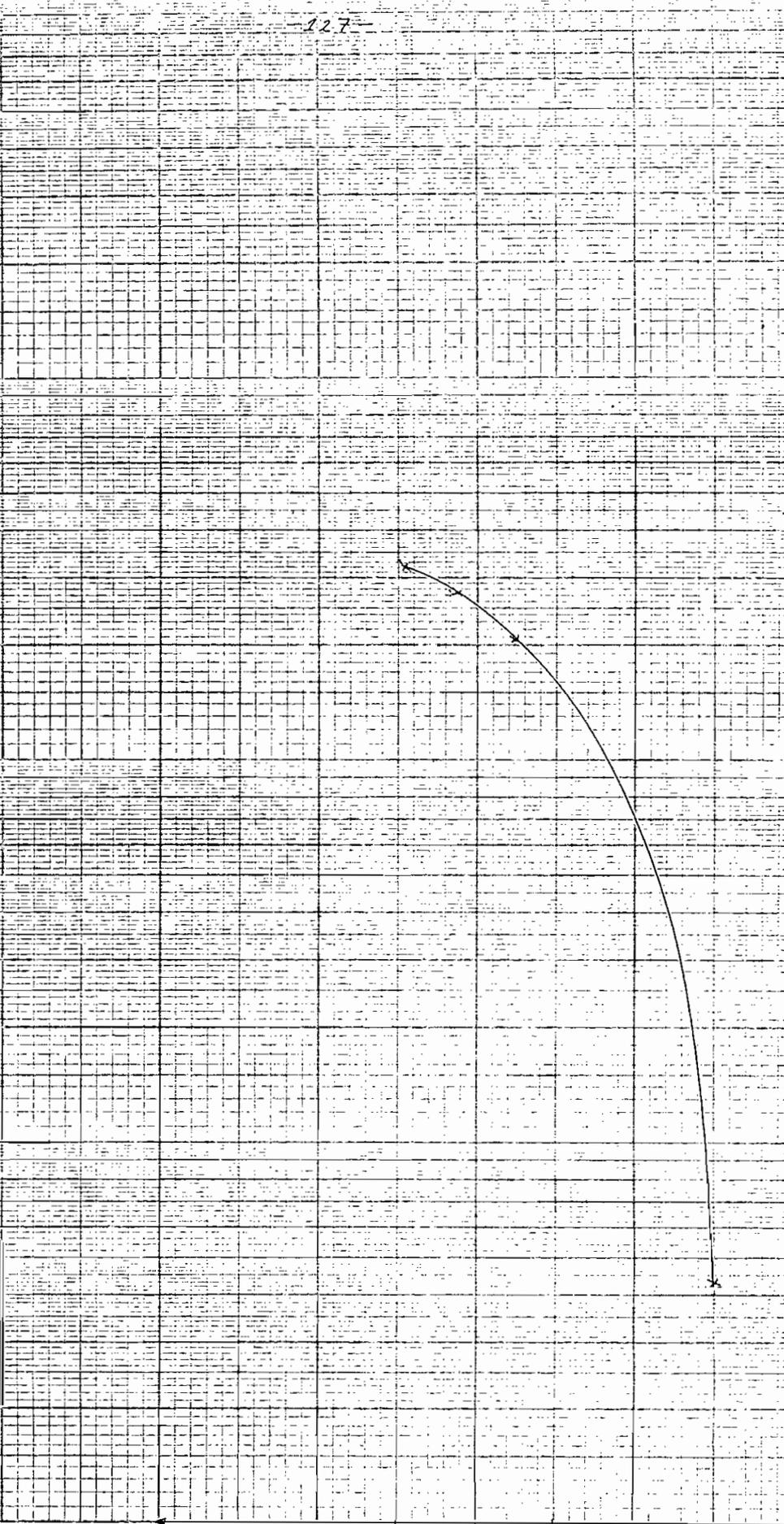
1K

100

40

6500/03 2

FIG. 4-13



- 528

1  
9  
8  
7  
6  
5  
4  
3  
2  
1  
9  
8  
7  
6  
5  
4  
3  
2  
1  
9  
8  
7  
6  
5  
4  
3  
2  
1  
9  
8  
7  
6  
5  
4  
3  
2  
1

$F_c$  (Hz)

100K

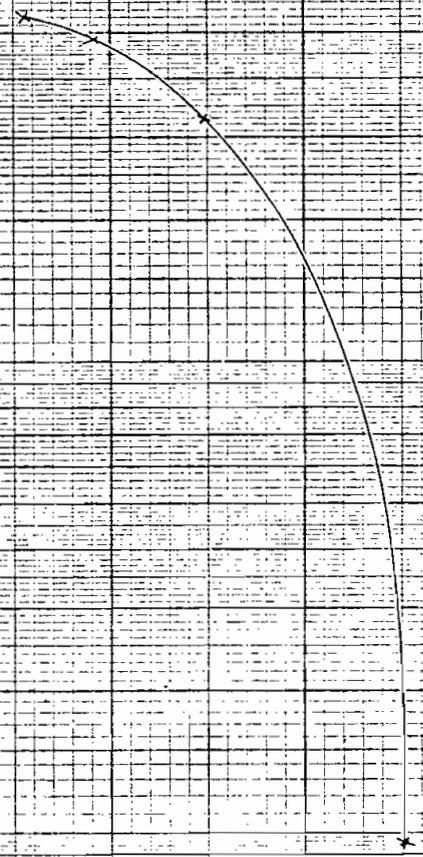
10K

1K

100

5-14  
Fig

Scale 3



ITOCIAL PATRIA

C. S. G. A. / 4

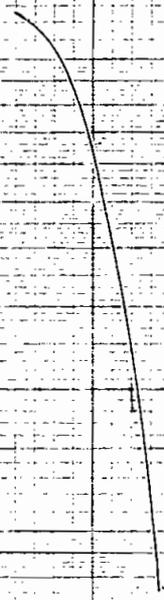
F (Hz)

100K

10K

1K

F / 9 4.15



f) Medida del rango dinámico.

Para realizar esta medición se introdujo al analizador un tren de pulsos cuyo espectro observamos en la pantalla del osciloscopio. Se calibró la escala vertical del mismo para que la señal cubriera todo el rango de la pantalla. Así, se obtuvo 1.6V. para la máxima señal. La menor señal que se pudo observar y medir fue de 0.1V.

Si tomamos como voltaje de referencia 10V. los dB respectivos serán:

$$20 \log \frac{1.6V}{10V} = - 15.9dB$$

$$20 \log \frac{0.1V}{10V} = - 40dB$$

Por lo tanto el rango dinámico del aparato será

$$40dB - 15.9dB = 24.1dB.$$

g) Gráfico de voltaje de entrada versus voltaje de salida.

La fig. 4.6 nos presenta este gráfico.

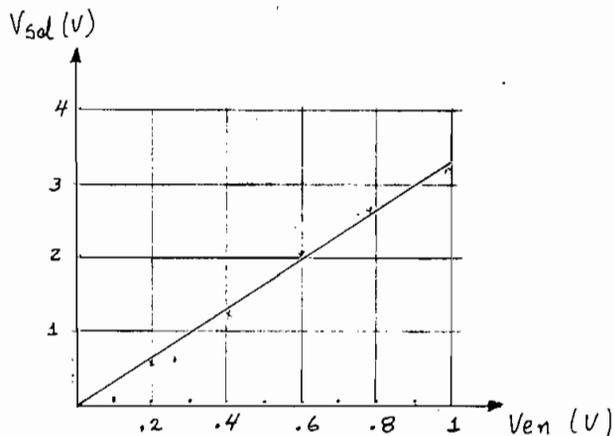


Fig. 4.6.

#### h) Fotografías.

La fotografía # 10 nos muestra la onda triangular variable en frecuencia producida por el oscilador controlado por tensión. En ella podemos apreciar el efecto de barrido en frecuencia.

Para mostrar el efecto de la velocidad de barrido en la respuesta del filtro pasabajos hemos tomado la serie de fotografías 11, 12 y 13. Estas presentan la respuesta del analizador ante la introducción de una señal senoidal de 40KHz. con tres barridos diferentes; manual ( fot. #11 ), 3Hz ( fot. #12 ) y 60Hz. ( fot. #13 ). Notamos que con 60Hz. el filtro no alcanza a responder satisfactoriamente.

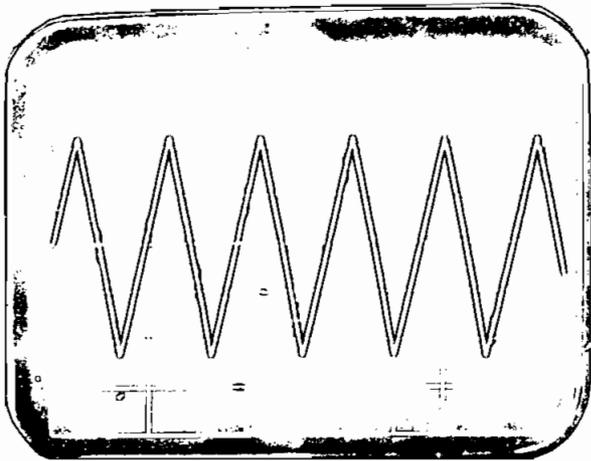
La fotografía #14 es una prueba del muestreo indicado en el gráfico de la fig. 2.17, pag 81. En esta fotografía observamos que el puente de diodos del mezclador conduce sólo con la parte positiva de los pulsos rectangulares del oscilador controlado por tensión.

La fotografía #15 nos presenta el espectro de Fourier de una onda cuadrada de 250Hz., tenemos respuestas para la fundamental, tercera, quinta, séptima, novena y undécima armónicas.

Para comprobar la linealidad en frecuencia del aparato y la respuesta en frecuencia de las escalas hemos tomado las fotografías 16 a 19. Fot. #16; respuesta a un tren de pulsos de 246Hz. Fot. #17; respuesta a un tren de pulsos de 3KHz. Fot. #18; respuesta a un tren de pulsos de 9KHz.

La fotografía #19 nos mostrará la máxima respuesta en frecuencia del analizador. Es el espectro de Fourier de un tren de pulsos de 60KHz., observamos la señal fundamental (60KHz.) y la segunda armónica (120KHz.), después de ésta el analizador ya no responde.

Por último, tenemos en la fotografía #20 un tren de pulsos de 100Hz. cuyo espectro de frecuencias observamos en la fotografía #21.

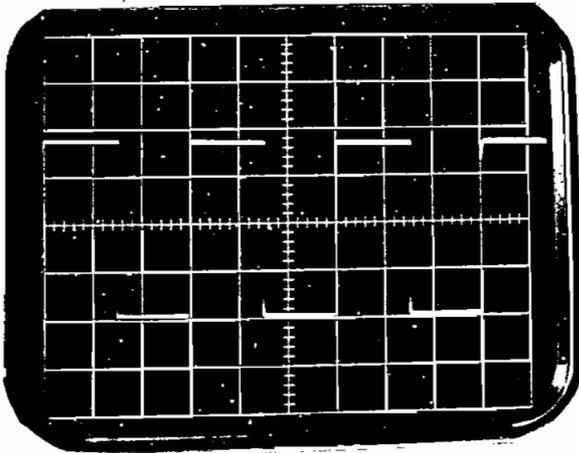


Fot # 8

f. - 555 Hz

V. - 2 Volt/cm

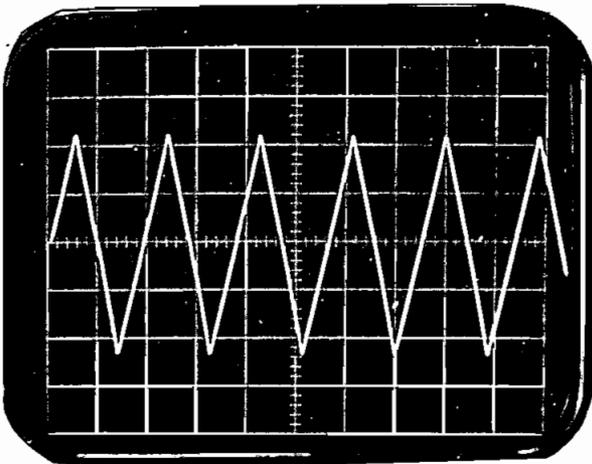
H. - 10 msec/cm



Fot # 9

V. - 5 Volt/cm

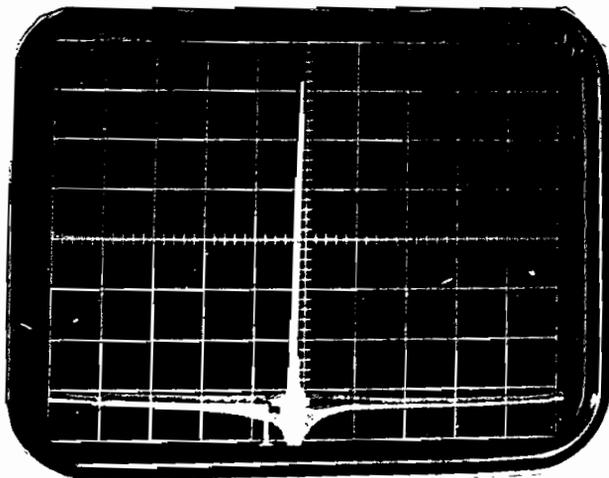
H. - 10 msec/cm



Fot # 10

V. - 2 Volt/cm

H. - 10 msec/cm

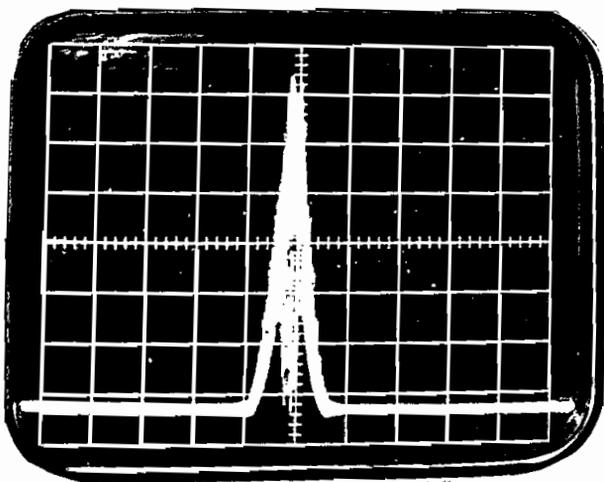


Fot # 11

f.- 40KHz

V.- 0.2 Volt/cm

H.- Borrado externo manual

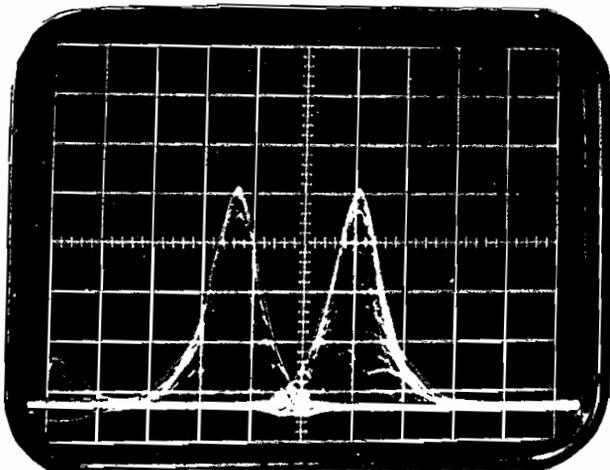


Fot # 12

f.- 40KHz

V.- 0.2 Volt/cm

H.- Borrado externo 3Hz

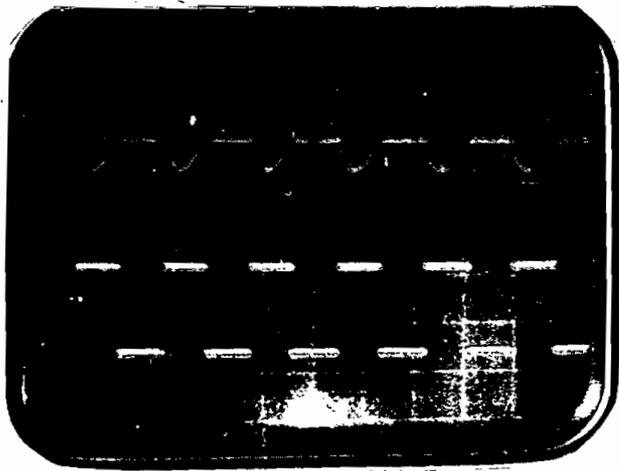


Fot # 13

f.- 40KHz

V.- 0.2 Volt/cm

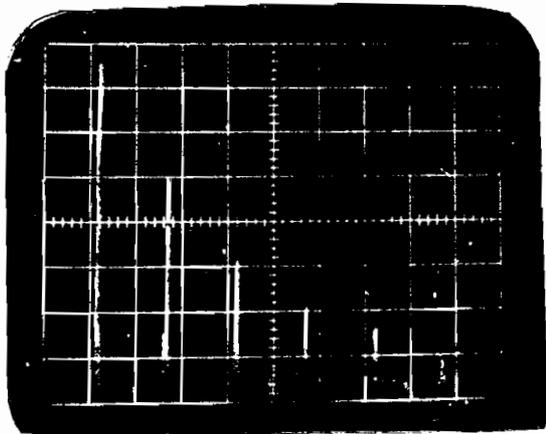
H.- Borrado externo 60Hz



Fot # 14

CANAL 1.- V.- 2 Volt/cm  
 H.- 0.5 mag/cm

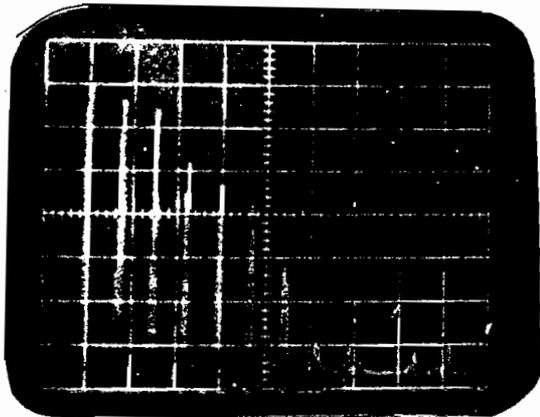
CANAL 2.- V.- 1 Volt/cm  
 H.- 0.5 mag/cm



Fot # 15

f.- 250 Hz  
 V.- 0.2 Volt/cm  
 H.- externo

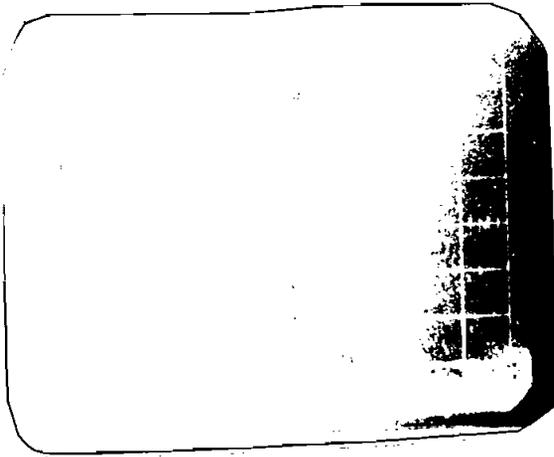
230 Hz  
 250 Hz  
 1250 Hz  
 1700 Hz  
 2250 Hz  
 2750 Hz



Fot # 16

f.- 246 Hz  
 V.- 0.2 Volt/cm  
 H.- externo

246 Hz  
 492 Hz  
 738 Hz  
 984 Hz  
 1230 Hz  
 1476 Hz  
 1722 Hz  
 1968 Hz  
 2214 Hz  
 2460 Hz  
 2706 Hz  
 2952 Hz  
 3198 Hz



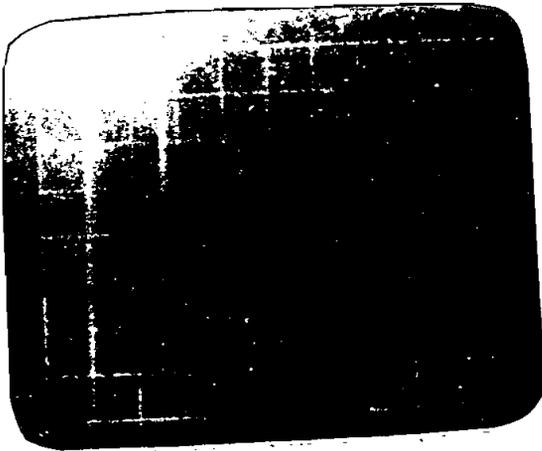
Fot # 17

f.- 3 KHz

v.- 0.2 Volt/cm

H.- externo

3 KHz  
6 KHz  
9 KHz  
12 KHz  
15 KHz  
18 KHz  
21 KHz  
24 KHz  
27 KHz  
30 KHz  
33 KHz  
36 KHz  
39 KHz  
42 KHz



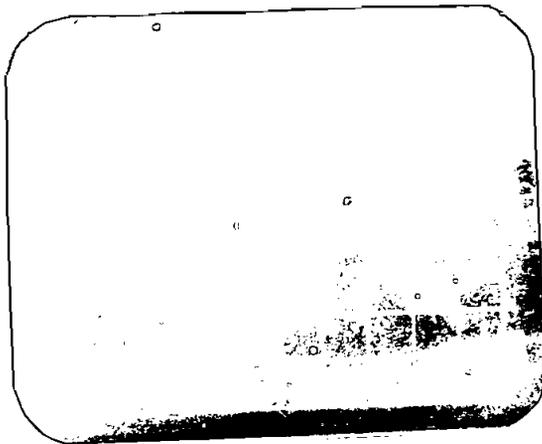
Fot # 18

f.- 9 KHz

v.- 0.2 Volt/cm

H.- externo

9 KHz  
18 KHz  
27 KHz  
36 KHz  
45 KHz



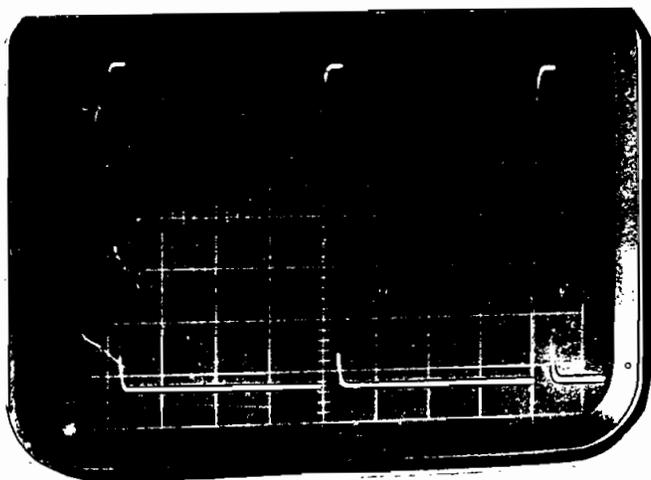
Fot # 19

f.- 60 KHz

v.- 0.2 Volt/cm

H.- externo

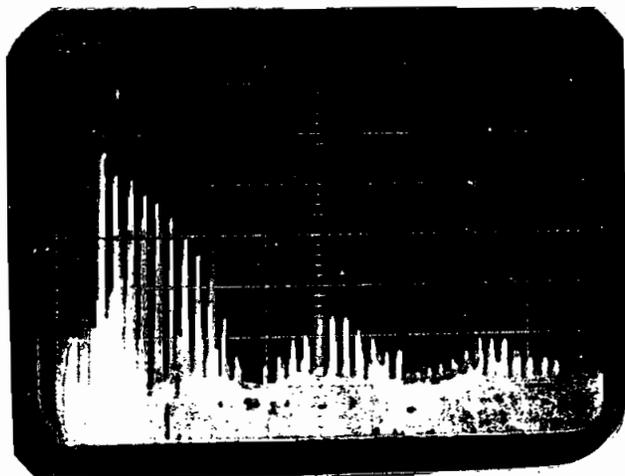
60 KHz  
120 KHz



Fot # 20

V.- 1 Volt/cm

H.- 2.5  $\mu$ m/cm



Fot # 21

V.- 0.2 Volt/cm

H.- extenso

CAPITULO V

CONCLUSIONES

5.1.- VENTAJAS Y DESVENTAJAS DE UTILIZAR UNA  $f_f = 0$ .

a) Como se expresó en el apartado 1.7, pag. 47, la desventaja de utilizar una frecuencia intermedia cero está en el hecho de que debemos utilizar, para lograr que los filtros de frecuencia intermedia respondan adecuadamente, una velocidad de barrido 60 veces más lenta. Esto implica la necesidad de utilizar un osciloscopio con memoria o un inscriptor.

b) Dentro de las ventajas tenemos:

1.- Para evitar la señal imagen [ $f_s = f_{lo} \pm f_{if}$ ], fig. 1.4, pag. 6] los analizadores comerciales utilizan un filtro pasabajos antes del mezclador. Si la frecuencia intermedia es cero, la señal deseada y la imagen coinciden, es decir, tienen la misma frecuencia, luego podemos suprimir este filtro.

2.- Si a la entrada del analizador tenemos una señal cuya frecuencia sea igual a la frecuencia intermedia, ésta aparecerá en pantalla independientemente de la frecuencia del oscilador local. Esto hace que el eje de referencia se suba en la pantalla al nivel dado por la señal. Para evitar esto, los analizadores comerciales, cuando analizan señales cercanas a la frecuencia intermedia, emplean un filtro de una frecuencia intermedia diferente. En nuestro caso, como la frecuencia intermedia es cero no tenemos este problema.

3.- El hecho de suprimir el filtro pasabajos facilita el extender el rango de frecuencia del analizador mediante mezcla con las armónicas del oscilador local<sup>(1)</sup> sin tener que recurrir al empleo de filtros selectores<sup>(2)</sup> o circuitos identificadores de señal<sup>(3)</sup> para evitar los problemas indicados en 1 y 2.

4.- Para evitar los fenómenos indicados en 1 y 2, los analizadores comerciales hacen que la frecuencia del oscilador local y la intermedia sean más altas que la mayor frecuencia del rango del analizador.<sup>(1)</sup>

(1) ref. 2, pag. 19

(2) ref. 2, pag. 26

(3) ref. 2, pag. 23

En nuestro caso podemos usar un oscilador local de baja frecuencia lo cual permite la utilización de tecnología digital con lo cual se evita el uso de varactores y por lo tanto se consigue un barrido inherentemente lineal.

5.- Se puede usar un mezclador digital con lo que se obtiene una respuesta lineal en amplitud.

6.- El circuito resultante es más simple y menos costoso como puede observarse comparando los diagramas en bloques de las páginas 42 y 50.

#### 5.2.- CARACTERISTICAS FUNDAMENTALES DEL ANALIZADOR.

Como se puede observar en las fotografías 10, y 15 a 21, el analizador presentado en esta tesis es inherentemente lineal tanto en amplitud como en frecuencia.

#### 5.3.- DISPOSITIVOS ADICIONALES REQUERIDOS.

Para facilitar el uso del analizador se requiere de los siguientes dispositivos, los cuales no se incluyeron por razones de extensión:

1.- Un circuito generador de marcas para facilitar la identificación de frecuencias. Podría realizarse utilizando un generador de pulsos en base a un transistor unijuntura y a condensadores conmutables para obtener marcas a intervalos de acuerdo a la escala de frecuencia utilizada. Este tren de pulsos se podría sumar, mediante un circuito sumador sin inversión, con la señal proveniente del amplificador lineal-logarítmico.

2.- Debería incorporarse un inscriptor.

#### 5.4.- CAMBIOS SUGERIDOS.

1.- Debería acoplarse automáticamente la velocidad de barrido a la resolución a utilizarse.

2.- Para poder calibrar las escalas de frecuencia se debería utilizar condensadores variables en el oscilador controlado por tensión.

3.- Se debería utilizar un tipo de circuito atenuador que presente la misma impedancia de entrada para cada escala de atenuación.

- 4.- Se podría aumentar el rango de frecuencia del analizador mediante el uso de transistores de conmutación suficientemente rápidos.
  
- 5.- Podremos aumentar la dispersión de cada escala en una década si aumentamos la corriente de carga de los condensadores del oscilador controlado por tensión.
  
- 6.- Para evitar el uso de luces de calibración podemos utilizar un circuito que fije a nuestro antojo, en el rango de frecuencia que queramos utilizar, los límites de frecuencia superior e inferior. Esto lo podemos conseguir mediante la aplicación a la base del transistor de entrada del oscilador controlado por tensión, de una onda triangular cuyos niveles máximo y mínimo sean variables.

Para ello construimos un generador de onda triangular en base a un circuito similar al del OCV (oscilador controlado por tensión) en el cual fijamos los niveles de voltaje de la onda triangular mediante el sistema indicado en la fig. 5.1. Los potenciómetros P1 y P2 determinan las frecuencias superior e inferior sumando al nivel de la onda triangular un voltaje que compense la diferencia con el nivel de disparo de los schmitts para que éstos conmuten cuan-

do el nivel máximo o mínimo de la onda triangular sea el adecuado para fijar las frecuencias límite.

El valor de los condensadores de este nuevo oscilador controlado por tensión determinará la velocidad de barrido y de esta manera resulta fácil acoplar ésta a la resolución utilizada.

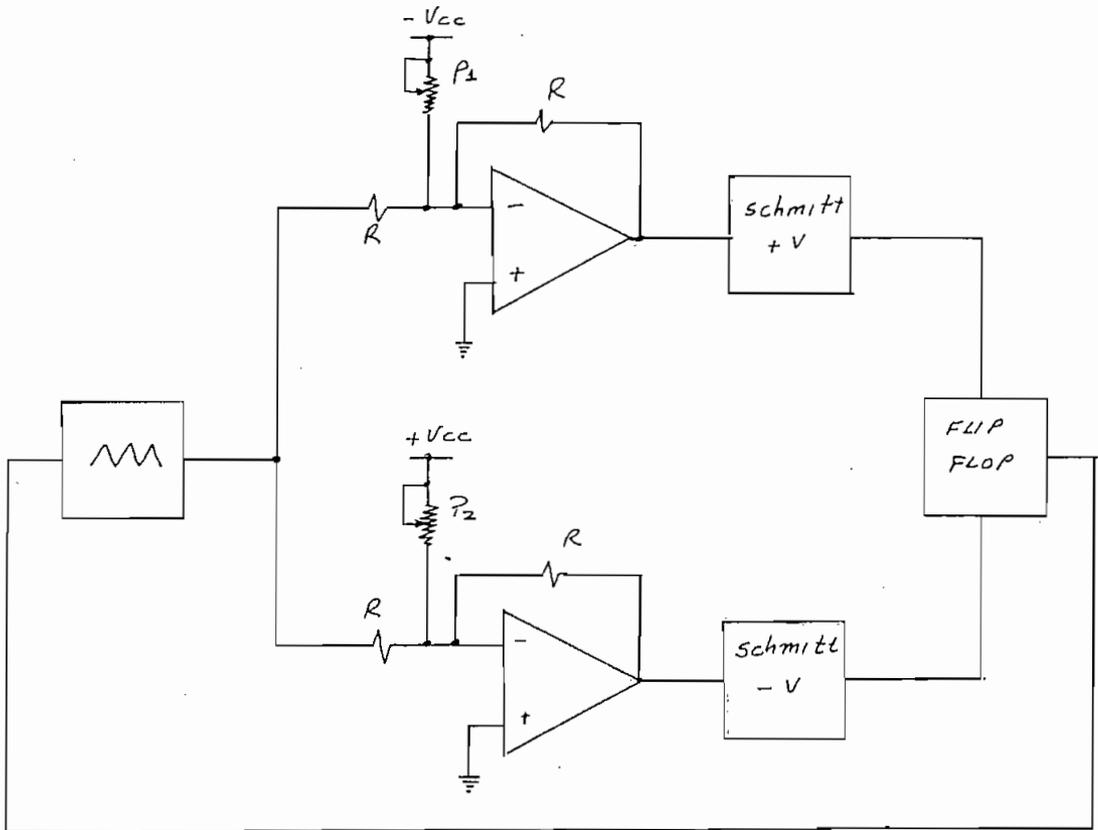


Fig. 5.1.

BIBLIOGRAFIA

- 1) LATHI, B.P.: "Signals, Systems and Communications", John Wiley & Son's INC, New York, 1965.
- 2) SPECTRUM ANALYSIS: Spectrum Analyzer Basics, Application Note 150, Hewlett Packard, April 1974.
- 3) MIDDLETON, J.D., DAWE, C., FOWLER, D: "110MHz. Spectrum Analyzer", Marconi Instrumentation, Vol. 14, #3. England.
- 4) MILLMAN, J., TAUB, H. : "Circuitos de Pulsos, Digitales y de Conmutación", Mc. Graw Hill, 1971.
- 5) Type 3L5 Spectrum Analyzer Plug in Unit, Tektronix.
- 6) SPECTRUM ANALYSIS: Signal Enhancement, Application Note 150-7, Hewlett Packard, June 1975.
- 7) SPECTRUM ANALYSIS: Amplitude and Frequency Modulation, Application Note 150-1, Hewlett Packard, November 1971.
- 8) SCHROCK, C.: "Standard Audio Tests", Tektronix INC, 1975.
- 9) PALMER, E.C.: "8 ways to test HI-FI Amplifiers", Radio Electronics, Vol 44, #7, July 73.
- 10) SCHREIBER, H.: "Generador de Funciones de un sólo CI, Características y empleo del CI Intersil 8038", Mundo Electrónico #32, Septiembre 1974.

- 11) HOENEISEN, B.: Apuntes de Diseño Electrónico.
- 12) WAIT, J., HUELSMAN, L., KORN, G.: "Introduction to Operational Amplifier Theory and Applications", Mc, Graw Hill, 1975.
- 13) VILLA, J.: "Memoria Digital para Osciloscopio", Escuela Politécnica Nacional, 1974.
- 14) MILLMAN, J., HALKIAS, C.: "Integrated Electronics: Analog and Digital Circuits and Systems", Mc. Graw Hill, 1972.
- 15) LANGSDORF, F.: "Radiotron Designer's Handbook", Radio Corporation of America, 1965.
- 16) CRAMER 1976 BUYER'S GUIDE.
- 17) RUBIO, J.: "Analizadores de Espectros", Mundo Electrónico #55, Octubre 1976.
- 18) Frequency Response & Signal Measurements with MI 30Hz. to 110MHz. Spectrum Analyzer TF2370, Marconi Instruments Limited, England.
- 19) GREENING, W.C.: "Analist to the Analog World", Spectrum IEEE, April 1976.
- 20) SPECTRUM ANALYSIS: Pulsed RF, Application Note 150-2, Hewlett Packard, November 1971.
- 21) "The Spectrum Analyzer could be the most important test instrument in your bench", Hewlett Packard, January 1975.

- 22) SPECTRUM ANALYSIS: Using the 8557A and 8558B Spectrum Analyzers, Application Note 150B, Hewlett Packard, February 1975.
  
- 23) ENGELSON, M. : "Spectrum Analyzer Circuits", Tektronix, August 1969.

CARACTERISTICAS DE LOS ELEMENTOS UTILIZADOS.

TRANSISTORES

	<u>Vce</u>	<u>Ic</u>	<u>P</u>	
2N3704	NPN, Si, 30V,	800mA,	360mW,	$h_{FE} = 160$ a 50mA.
2N40408	NPN, Si, 90V,	700mA,	1W,	$h_{FE} = 90$ a 10mA.
ECG 159	PNP, Si, 80V,	500mA,	500mW,	$h_{FE} = 180$
HBP 735	NPN, Si, 40V,	600mA,	500mW,	$h_{FE} = 200$
TR72	NPN, Si, 80V,	15A ,	100W ,	$h_{FE} = 70$
TR73	PNP, Si, 80V,	15A ,	100W ,	$h_{FE} = 70$

DIODOS

1N4151	75V, 50mA, 4nseg., 2pF.
1N4719	50V, 3A.

ZENERS

1N4744	$V_z = 15V$ , $I_z = 17mA$ , $P_d = 1W$ .
--------	---

AMPLIFICADOR OPERACIONAL

SN72301AP	Input offset volt.- 7.5mV. Input offset current.- 50nA. Input Bias current.- 250nA. Volt Gain.- 25k V/V Output current.- 5mA. Supply voltage.- 15V + -
-----------	---