

UNIVERSIDAD DE LA PLATA

PROYECTO

"ANALIZADOR DE AUDIO EN TIEMPO REAL"

ALUMNO: Alfredo de Lorenzo-Cáceres Cruz.

TUTOR : Manuel Cubero Enrici.

INDICE GENERAL

	<u>PAGINA</u>
INTRODUCCION.....	1
CAPITULO I: Descripción.....	10
1.1 Descripción general.....	10
1.2 Generador de ruido rosa.....	11
1.2.1 Circuito de inicializa- ción y realimentación.....	12
1.2.2 Registros de desplaza- miento.....	13
1.2.3 Reloj.....	15
1.2.4 Parada.....	16
1.2.5 Filtro de ruido rosa.....	17
1.2.6 Circuito amplificador.....	18
1.3 Filtro paso-banda.....	18
1.4 Circuito rectificador y amplifi- cador.....	21
1.4.1 Circuito rectificador.....	21
1.4.2 Circuito amplificador.....	23
1.5 Circuito visualizador.....	24
CAPITULO II: Construcción y montaje.....	26
2.1 Generalidades.....	26
2.2 Placas de circuito impreso.....	26
2.2.1 Diseño.....	27
2.2.2 Proceso de fabricación, material y equipos.....	29

	<u>PAGINA</u>
2.2.2.1 Escribemaster.....	29
2.2.2.2 Preparación placa..	34
2.2.2.3 Impregnación.....	35
2.2.2.4 Insoladora.....	36
2.2.2.5 Revelado.....	37
2.2.2.6 Devastado.....	38
2.2.2.7 Lavado y acabado...	40
2.2.2.8 Taladrado.....	41
2.3 Serigrafía.....	42
CAPITULO III: Medidas.....	44
3.1 Generalidades.....	44
3.2 Ajuste de filtros.....	44
3.3 Medida del ruido rosa.....	48
3.4 Plotter.....	49
CAPITULO IV: Características de Integrados PRESUPUESTO.....	
PLANOS, GRAFICAS DE FILTROS, FOTOGRAFIAS - DE EQUIPOS Y NEGATIVOS DE CIRCUITOS IMPRE- SOS.	

CARACTERISTICAS TECNICAS

GENERADOR DE RUIDO

- * Ruido pseudo aleatorio digital
- * Longitud del registro de desplazamiento 31 bit
- * Duración aproximada del ciclo: $T_c * f_r = 214750000$ bit
- * Frecuencia del reloj: 500 KHz
- * Tiempo del ciclo: 4295 seg.
- * Tensión de salida: 1,5 V máx
- * Filtro de ruido Rosa: -3 dB/Oct (20 Hz-20KHz±2dB)

FILTRO PASO-BANDA

- * Filtro de frecuencia central variable continuamente
- * Gama de variación: 30 Hz-16 KHz
- * Factor Q: 4,32
- * Amplificación en resonancia: 7,62 dB

RECTIFICADOR

- * Rectificador de doble onda con indicación del valor medio
- * Constante de tiempo del rectificador: 470 ms
- * Gama de frecuencias: 20 Hz-20 KHz (-5 dB)
- * Tensión máxima de entrada: 450 mV
- * Tensión de alimentación: ±15 V
- * Consumo general: 500 mA máx

INTRODUCCION

El proyecto que se presenta es un analizador de audio en tiempo real. Pero antes de describir en que consiste este analizador, para qué sirve y como se emplea, es necesario abordar aunque de forma muy breve, algunos temas relacionados con la audición.

A través de los estudios estadísticos realizados por Fletcher y Munson sobre una población lo suficientemente amplia como para avalar los resultados, se determinaron parámetros relacionados con la audición. Parte de estos parámetros quedan reflejados en lo que se conoce con el nombre de audiograma, que consiste en un gráfico en coordenadas rectangulares, en el que se toman frecuencias en el eje de abscisas y en ordenadas las presiones sonoras mínimas capaces de originar una sensación sonora, así como los valores de las presiones máximas intolerables, obteniéndose por lo tanto el umbral de audición mínimo y el umbral de dolor.

La zona comprendida entre las dos gráficas, es por tanto la zona audible, o zona de audición.

En estas curvas de la figura 1, puede apreciarse la dependencia que existe entre la sensibilidad del oído y la frecuencia, siendo máxima a la frecuencia de 3.000 Hz.

La línea isofónica es la que representa - puntos de igual fuerza sonora, es decir, a lo largo de cualquiera de estas líneas, los sonidos parecen igualmente intensos, aunque las intensidades reales varíen notablemente.

Es necesario resaltar que a medida que -- vamos aumentando la intensidad sonora, el oído no -- presenta una variación tan acusada en cuanto a su - sensibilidad, y las líneas isofónicas tienden a ser cada vez más horizontales.

A la derecha de los 1.000Hz vemos como -- las curvas aparecen con un trazado muy parecido repitiéndose prácticamente en todos los niveles. Sin embargo, no ocurre así a la izquierda de 1KHz, donde las variaciones son más acusadas.

Si partimos de una curva isofónica correspondiente a una zona intermedia (60 Fonos), aumentar en dB supondrá desplazar la curva paralelamente a - sí misma y hacia arriba una cantidad constante, encajando de una forma aproximada la parte de la curva situada a la derecha de los 1.000Hz con la línea isofónica homóloga del nivel superior, mientras que la parte izquierda quedará elevada de forma creciente según disminuye la frecuencia.

La sensación auditiva indicará que el incremento no ha sido equipotencial, sino más acusado

para las bajas frecuencias.

De forma inversa, al reducir la potencia se apreciará un empobrecimiento de las bajas frecuencias.

Por este motivo, al variar la potencia sonora también se variará el timbre, produciéndose la sensación de que unas frecuencias resaltan más que otras.

Para intentar paliar estos efectos producidos en la audición, por cambios en la potencia sonora, se introdujeron en los amplificadores los correctores de tonos o Baxandall, nombre del que los diseñó, y sobre el que todos hemos actuado infinidad de veces. Mediante el corrector de tonos modificamos la respuesta en frecuencia a nuestro antojo y gusto, e incrementando o disminuyendo el nivel de respuesta de los graves y de los agudos, obtenemos o bien el punto de equilibrio tonal o bien la sonoridad que más es de nuestro agrado.

El Baxandall convencional, posee únicamente dos mandos correctores en la mayoría de los casos. En la figura nº2 puede observarse la máxima acción que estos permiten sobre la respuesta en frecuencia.

Al actuar el Baxandall de forma tan drástica sobre una parte del espectro, la acción sutil desaparece y si, por ejemplo, de lo que se trata es de corregir un ruido o resonancia bien determinado, lo que es lo más normal, lo haremos sobre una buena cantidad de frecuencias, lo cual no siempre redundará en beneficio del resultado final. Es por esto por lo que el Baxandall --

cuenta con sus enemigos, argumentando que aparte de no poder arreglar sutilmente casi nada, lo que se está haciendo es "marear" a la señal haciéndola pasar por una circuitería adicional que puede añadirle ruido y perjudicar la respuesta transitoria del amplificador.

Sin embargo y debido a la gran cantidad de -- problemas que acechan a la respuesta en frecuencia de -- una cadena de audio, ya sea por la acústica de la sala, irregularidades de los elementos transductores (cápsu-- las y pantallas), la mera compensación tonal fisiológi-- ca o bien el gusto personal de cada individuo, la acción sobre el equilibrio tonal se impone en un equipo de ca-- lidad.

El ecualizador pues, se concibe como un ele-- mento independiente de la cadena de audio, que se inser-- ta por lo general entre el preamplificador y la etapa -- de potencia, con el fin de modificar el espectro de fre-- cuencia de la señal que por el circula a voluntad, y en la medida que sus posibilidades lo permitan, de una for-- ma más selectiva y eficaz que el Baxandall.

Los ecualizadores más utilizados son los deno-- minados ecualizadores gráficos. Reciben este nombre por la facilidad que poseen para visualizar la acción sobre la respuesta en frecuencia en el propio panel frontal -- del aparato.

Los ecualizadores gráficos dividen el espec-- tro en bandas, cada una de ellas señalizada con una fre--

cuencia denominada central.

A cada banda le corresponde un potenciómetro, por lo general deslizante, que actúa sobre el nivel de la frecuencia central incrementándola o disminuyéndola a voluntad en un margen que por lo general se sitúa en el orden de ± 10 dB.

Para cubrir el espectro se necesitan como mínimo unas 10 bandas, cuya distribución de frecuencias centrales podría ser: 30, 60, 120, 240, 500, 1kHz, 2kHz, 4kHz, 8kHz, 16kHz respectivamente. Este tipo se conoce como ecualizador de 10 octavas, puesto que este es el número de octavas en que queda dividido el espectro de audio.

En la figura nº 3, puede apreciarse la acción en la curva de respuesta habiendo ajustado todos los mandos al máximo y al mínimo; como podemos observar, se ejerce una acción repartida a lo largo del espectro audible cuyas posibilidades selectivas aumentan lógicamente con el número de frecuencias centrales.

En teoría, la principal función del ecualizador es la obtención de la ya mencionada respuesta "plana". Como ya se sabe, entre las pantallas y la acústica de la sala de audición, la linealidad de la respuesta ideal se ve alterada ostensiblemente. El ecualizador está ahí para intentar dar una solución al problema, pero, dejando a un lado ecualizaciones más, o menos artísticas ¿cómo podemos restablecer la regularidad del espec--

tro reproducido, de una forma objetiva?.

El procedimiento más normal y fiable, al menos con los ecualizadores gráficos, consiste en utilizar un ruido rosa, (que es aquél en el que cada banda de octava contiene la misma energía que las demás), y corregir dividiendo también el espectro en bandas de octava. El empleo de las bandas de ruido obedece a que el comportamiento del sistema de medida es entonces más aproximado al del oído humano.

La medida se realiza introduciendo en la cadena un ruido rosa con un nivel sonoro que se toma como referencia, escogido previamente de forma arbitraria.

Este ruido es recogido mediante un micrófono de gran calidad, convirtiéndolo en señal eléctrica que pasa al analizador propiamente dicho. El analizador lo divide en 10 bandas correspondientes a las 10 octavas de que consta el ecualizador y visualiza el contenido energético del ruido recogido.

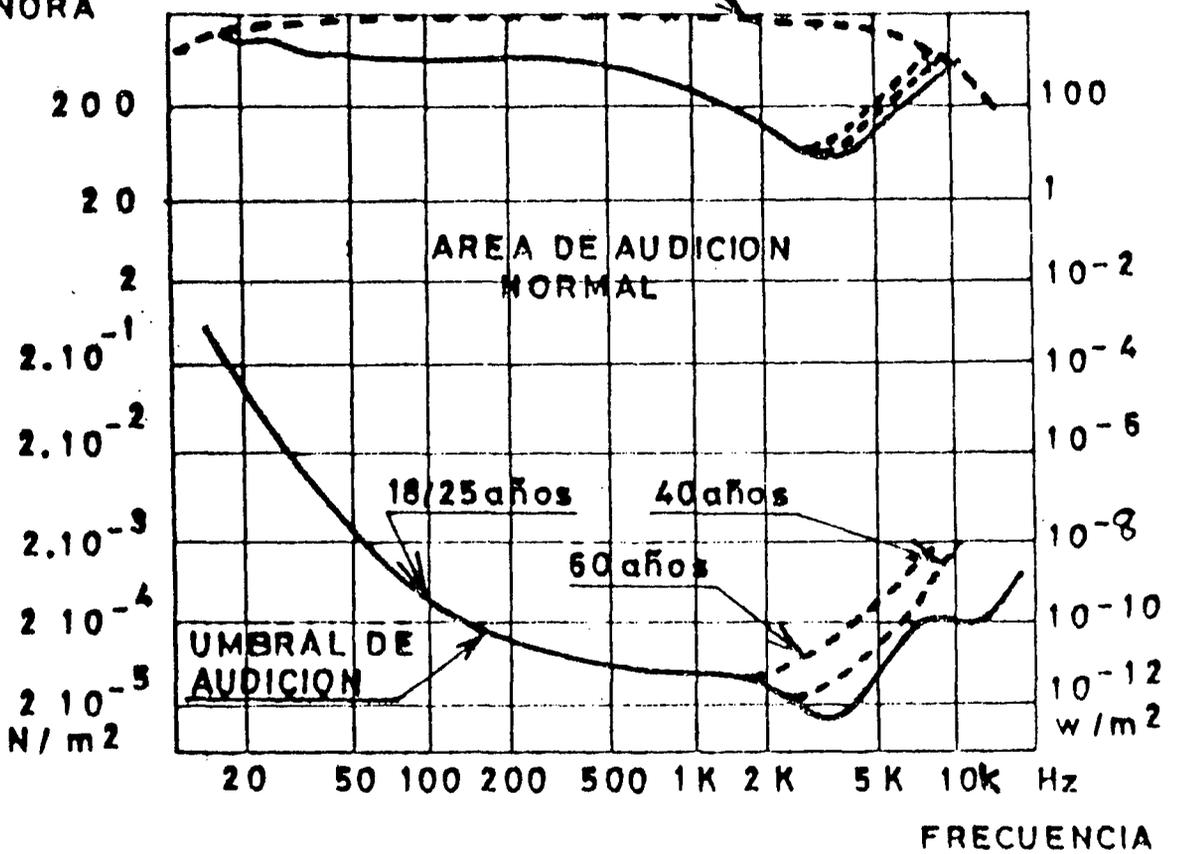
Las diferencias apreciadas entre los niveles de energía en cada octava del ruido rosa tomado como referencia y el ruido analizado, podrá corregirse actuando sobre el potenciómetro que regula la ganancia o atenuación de la frecuencia central de cada octava.

Por todo lo expuesto anteriormente, queda más que justificada la utilidad de un analizador de audio en la corrección tonal en las salas de audición.

PRESION SONORA

UMBRAL INTORERABLE

INTENSIDAD



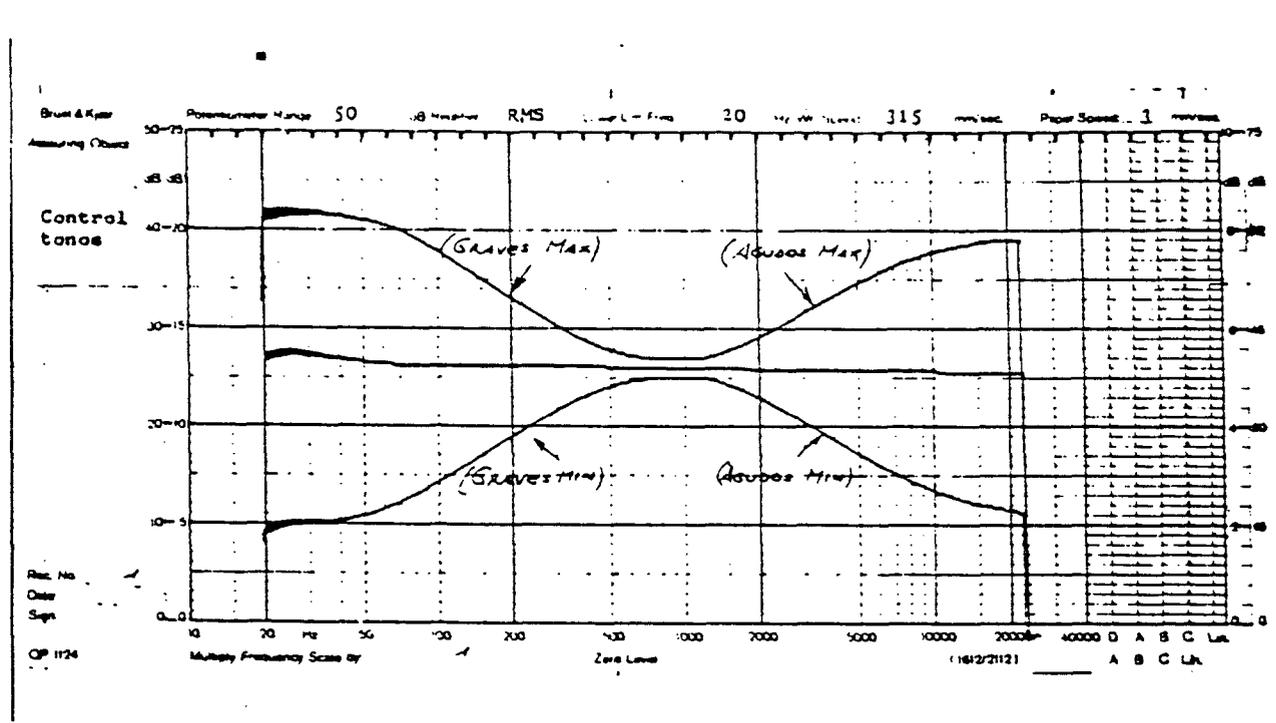


Figura nº2

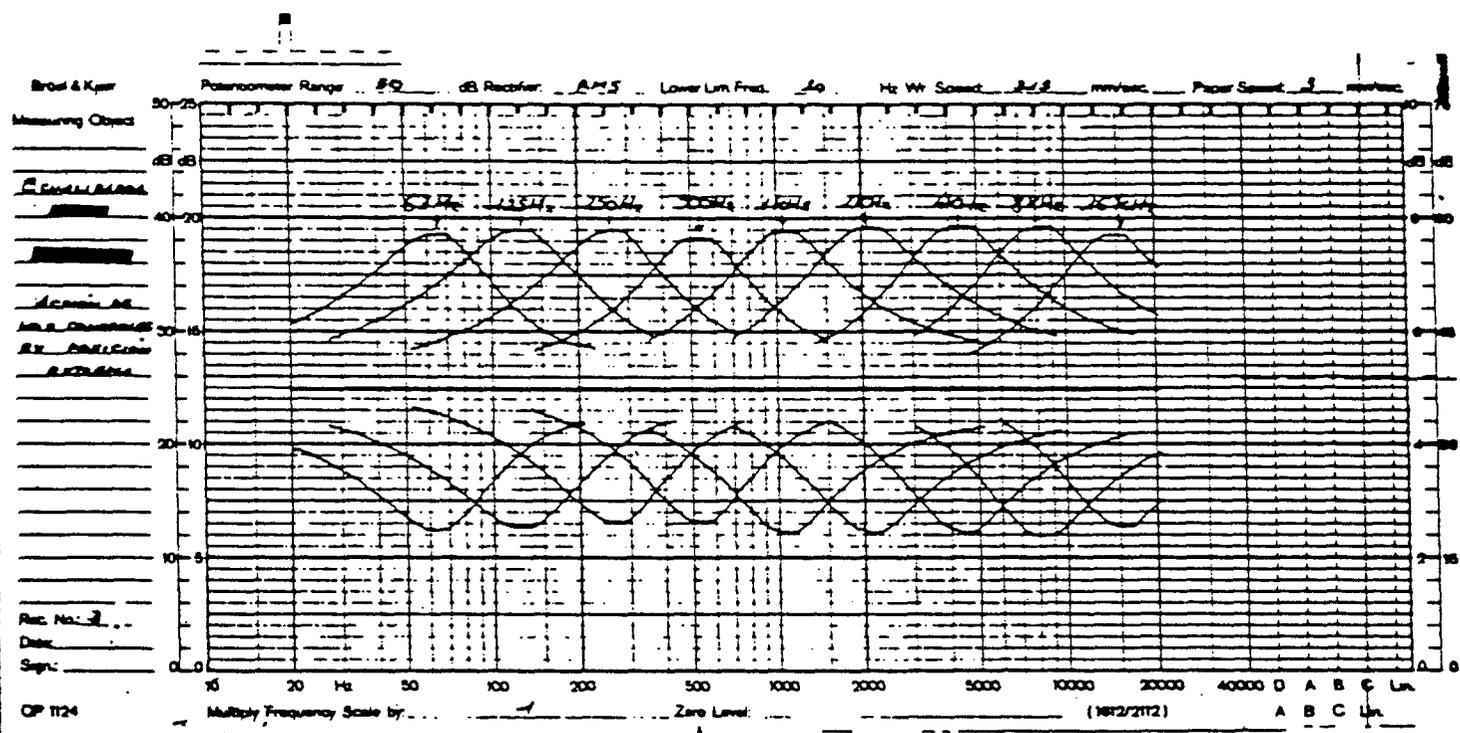


Figura nº3

CAPITULO I

DESCRIPCION:

1.1 Descripción general

Un analizador de audio se compone básicamente de cuatro secciones: una fuente de sonido de prueba (generador de ruido rosa), un micrófono de medida para recoger la salida de audio del sistema bajo prueba, el analizador propiamente dicho y una pantalla donde se visualiza el resultado.

El analizador en tiempo real, permite obtener una imagen detallada del espectro de una señal de audio. Para explicar el funcionamiento del mismo nos ayudaremos del diagrama de bloques, (ver esquema nº1).

El sistema bajo prueba se alimenta con una señal calibrada de amplio espectro, en la que la energía acústica se reparte por toda la banda de audio. Un caso particular de este tipo de señales es el llamado "ruido rosa", cuyo contenido energético es igual para la relación f_2/f_1 en cada octava. Una vez que esta señal pasa a través del sistema de audio, generalmente un amplificador y una pantalla acústica, sufre la influencia del recinto de audición, (reverberación, absorciones, etc.), y a continuación, esta señal es recogida --

por un micrófono de medida, cuya principal característica ha de ser su linealidad. La señal acústica transformada por el micrófono en señal eléctrica - conduce a un conjunto de filtros, distanciados en este caso a una octava (también existen a 1/3 de octava), dividiendo la señal de entrada en 10 bandas, con lo que se cubre perfectamente el ancho de banda de audio.

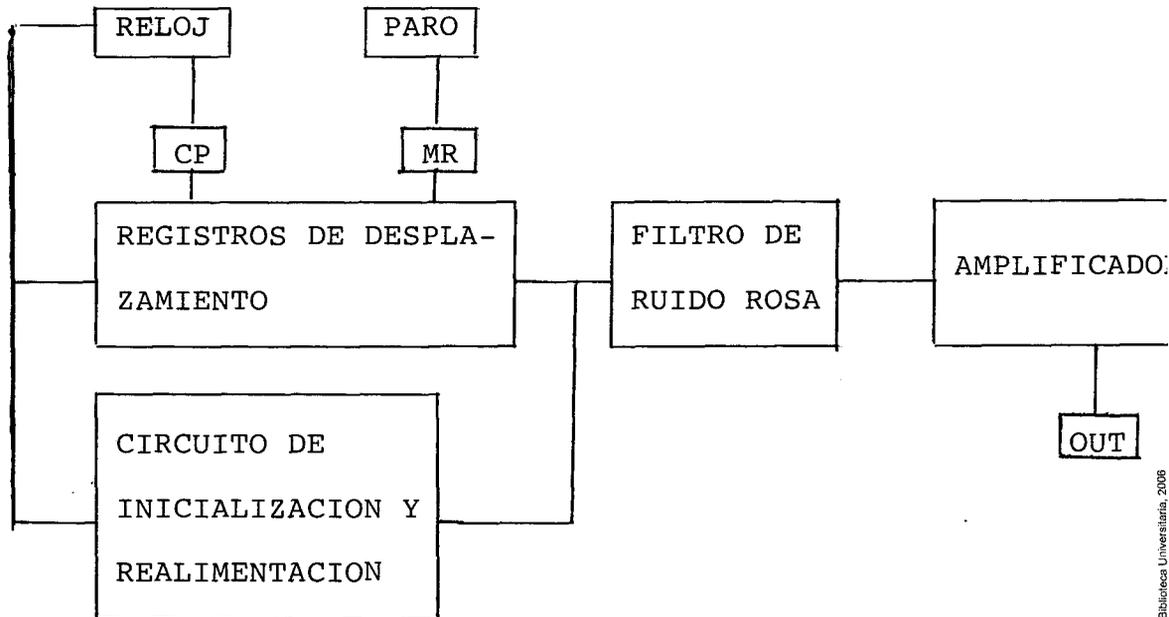
La tensión de salida de cada uno de estos filtros se rectifica para así obtener una tensión continua proporcional al valor medio de la señal de entrada al filtro.

Con esta tensión continua podemos atacar la entrada de un excitador de barras de leds con el fin de visualizar el resultado.

La ventaja del analizador en tiempo real es que permite determinar de un simple vistazo la respuesta en frecuencia general del sistema, o lo que es igual, el nivel energético con que llegan las frecuencias que componen cada octava al micrófono de medida.

1.2 Generador de ruido rosa.

El ruido rosa se produce mediante un circuito que podemos desglosar en el siguiente diagrama de bloques:



Cada bloque realiza una función determinada -- que pasamos a describir a continuación:

1.2.1 Circuito de inicialización y realimentación

La puesta en marcha del generador de ruido rosa se efectúa de la siguiente forma:

Mediante la conexión de las cuatro puertas --- NAND (N1, N2, N3, N4) contenidas en el integrado CD 4011 BPC tal y como se indica en el esquema eléctrico, y poniendo un "1" lógico a través de S1 a la entrada no inversora de N4 (patilla 2 del integrado), se obtiene un "1" en la salida de la --- puerta NAND N1 (patilla 10 del integrado), que se introduce a la entrada del primer integrado que -- forma el registro de desplazamiento.

Las salidas 28 y 31 del registro de desplazamiento son las utilizadas para efectuar la realimentación del registro, a través de las puertas N1, N2, N3, y N4. La configuración que presentan dichas puertas se conoce con el nombre de EXOR, que presenta la siguiente tabla de verdad:

Q28	Q31	Q0
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	0

Sólo en el caso de que el contenido de los registros 28 y 31 sea diferente, se vuelve a introducir un "1" a la entrada del registro. En los demás casos se introduce un cero.

1.2.2 Registros de desplazamiento:

Un registro de desplazamiento (Shift register) es aquel formado por un número determinado de biestables "D" conectados en serie.

La entrada de reloj de todos los biestables están conectadas en paralelo actuando de esta forma, simultáneamente sobre el conjunto del regis

tro.

Lo mismo exactamente, ocurre con las entradas de master reset (M.R.).

Mediante este tipo de montaje, se obtiene lo que se denomina contador síncrono.

El registro de desplazamiento que incorpora el generador de ruido rosa, está formado por 4 integrados CD 4015 BPC que contienen en su totalidad 32 biestables, siendo la capacidad del registro de desplazamiento de 32 bits.

El número de combinaciones posibles es muy elevado, por lo que el tiempo de repetición -- del ciclo también lo es:

$$\begin{aligned}
\text{n}^\circ \text{ de combinaciones posibles: } & 2^{31} = 2,147.10^9 \\
\text{frecuencia del reloj} & : fr = 500 \text{ KHz.} \\
\text{período de la señal de reloj: } & Tr = \frac{1}{fr} = 2.10^{-6} \text{ seg.} \\
\text{tiempo total del ciclo} & : 2^{31} \cdot Tr = 4294 \text{ seg.} = \\
& = 1,19 \text{ horas.}
\end{aligned}$$

Por tanto, y atendiendo al período de repetición del ciclo (1 hora y 20 minutos) el registro de desplazamiento puede considerarse pseudo-aleatorio.

A cada pulso de reloj, el dato pasa de la entrada de un biestable a la salida del mismo, ocurriendo de forma simultánea en todos los biestables que forman el registro.

La entrada del primer biestable del re--

gistro total de desplazamiento, se realiza por la patilla 7 de IC-1.

Uniendo las patillas 10 y 15 en cada integrado, se conectan en serie los ocho biestables que lo forman, siendo la patilla 2 de IC-1 la salida total del primer circuito integrado.

Así, el dato entra al circuito integrado por la patilla 7, y al cabo de 8 pulsos de reloj - está disponible en la patilla 2.

Los restantes circuitos integrados que - completan el registro de desplazamiento, están conectados entre sí elevando la salida de uno a la - entrada del otro.

Por tanto, la entrada del registro se -- realiza por la patilla 7 de IC-1, y se toma la salida por las patillas 10 y 11 del IC-4 para realizar la realimentación.

En el último integrado (IC-4) no se han utilizado todos los biestables, dejando uno sin conexión mediante las pistas del circuito impreso.

1.2.3 Reloj

El circuito que proporciona los pulsos - de reloj, necesario para que el dato vaya atrave-- sando los registros de desplazamiento, se ha construido a partir de la realimentación de un inver-- sor. Este inversor es el que figura como N7 en el

esquema eléctrico.

La salida de este inversor (patilla 12 - del integrado 4049) es introducida a través de dos resistencias R3 y R4 de 6K8 ohmios y de dos nuevos inversores (N5 y N6) a la entrada de N7.

Este montaje proporciona una frecuencia de realimentación muy alta, del orden de megahertzios. Al colocar los condensadores C1 y C2 entre la entrada de N7 y el punto común a R3 y R4 se filtran las frecuencias más altas, produciéndose un recorte en la frecuencia de oscilación, que según la capacidad será una u otra. De esta forma, el circuito queda compensado y la frecuencia de oscilación se estabiliza.

Si en lugar de un condensador, se conectara un cristal de cuarzo, este fijaría con mayor precisión cual sería la frecuencia de oscilación.

De todas formas, y para los fines que se persiguen, la precisión del circuito es más que suficiente, siendo la frecuencia de oscilación con los valores indicados, de aproximadamente 500 KHz.

El inversor N10 está situado entre la salida del circuito oscilador y la entrada de reloj de los integrados, actuando simplemente como buffer.

1.2.4 Parada.

Al describir los registros de desplazamiento, ya se apuntó que los integrados que lo componían contaban con una entrada de M.R. (Master Reset), activa a un nivel alto, que al ser accionada ponían a nivel bajo las salidas de datos de los biestables.

Así mismo, también se señaló que todas las entradas de M.R. estaban interconectadas entre sí en paralelo, de forma que se dispusiera de una única entrada que actuara simultáneamente sobre la totalidad del registro.

Mediante S2 (pulsador de parada), se aplica un "1" lógico a la entrada M.R. común, interrumpiendo la generación de ruido sin necesidad de cortar la tensión de alimentación.

1.2.5 Filtro de ruido rosa

La señal de salida del registro de desplazamiento, se conoce con el nombre de ruido blanco. Una característica de este ruido es su amplio espectro de amplitud constante, así como su aleatoriedad, (ver gráficas).

Por lo expuesto en la introducción, el ruido de prueba elegido es el conocido como ruido rosa que se obtiene a partir de un filtrado del ruido blanco (ver gráficas).

Mediante una combinación de ramas RC se-

rie, conectadas en paralelo se va modificando la - distribución de polos y ceros hasta conseguir que la pendiente del ruido filtrado sea de -3dB/octava , por motivos ya explicados.

El filtro está compuesto por las resis-- tencias $R5, \dots, R12$ y los condensadores $C5, \dots, C12$ tal y como se indica.

Los valores de los componentes se han ob-- tenido del data book de National al estar este ti-- po de filtros normalizados.

1.2.6 circuito amplificador.

A la salida del filtro de ruido rosa, se ha dispuesto un circuito amplificador compuesto -- por $A1, R12, R13, \text{ y } R14$, con el fin de elevar el - nivel de la señal filtrada.

La ganancia de esta etapa amplificadora ($R13/R14$) es de aproximadamente el doble de la se-- ñal de entrada siendo la tensión máxima de salida de 1,5 voltios.

1.3 Filtro paso-banda.

Como puede verse en el esquema eléctrico se trata de un filtro paso-banda de 2º grado.

Está compuesto por 3 amplificadores ope-- racionales los cuales deben estar en un mismo cir-- cuito integrado para evitar diferentes derivas en

cuanto a sus características por efecto de la temperatura.

Este circuito presenta ventajas considerables sobre los filtros paso-banda de un solo amplificador operacional. Primero, si los componentes se seleccionan adecuadamente, la frecuencia central del filtro, f_0 , puede hacerse independiente del Q del circuito. Segundo, la sensibilidad a variaciones de los parámetros tanto de f_0 como del Q es muy baja en los filtros de estado variable. Tercero, es posible conseguir circuitos con un Q muy alto ($Q \gg 5$).

La ecuación que determina la frecuencia central del filtro paso-banda es:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \left[\frac{R/9}{R18 \cdot (R21+P2a) \cdot (R23+P2b) \cdot C13 \cdot C14} \right]^{1/2}$$

y la ecuación que nos da el Q del circuito es:

$$Q = \frac{1+(R16+R17)/R15}{1+R19/R18} \left[\frac{R19 \cdot (R21+P2a) \cdot C13}{R18 \cdot (R23+P2b) \cdot C14} \right]^{1/2}$$

Si inicialmente hacemos $R19=R18$ y $C=C13=C14$ la ecuación queda reducida a:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \left[(R21+P2a) \cdot (R23+P2b) \cdot C^2 \right]^{1/2}}$$

y el Q queda simplificado a la expresión:

$$Q = \frac{1 + (R16+R17)/R15 \left[\frac{R21 + P2a}{R23 + P2b} \right]^{1/2}}{2}$$

Puesto que el potenciómetro P2 es estéreo si $R21=R23$, al dividir $\frac{R21 + P2a}{R23 + P2b}$ siempre nos dará la unidad, por lo que el Q solamente depende -- del valor de R15, R16 y R17. LLamando a $R=R21+P2a=$
 $=R23+P2b$ las ecuaciones quedan reducidas a:

$$f_0 = \frac{1}{2 RC}$$

y

$$Q = \frac{R15+R16+R17}{2R15}$$

Por tanto, mediante el valor de las re-- sistencias R21 y R23 y el potenciómetro estéreo P2 ajustamos la frecuencia central, mientras que el - valor del Q del circuito queda establecido por las resistencias R16+R17.

La ganancia del circuito en resonancia - queda establecida por la ecuación:

$$H = \frac{R16+R17}{R15}$$

Sustituyendo los valores nominales de -- los componentes queda:

$$H = \frac{68K+5K}{10K} = 7,62$$

1.4 Circuito rectificador y amplificador

Una vez seleccionado el ancho de banda de la señal captada por el mocrófono mediante el filtro paso-banda, es necesario rectificar esta señal para obtener la medida del valor medio de la señal disponible a la salida del filtro paso-banda que consiste en una rectificación de las dos alterncias de la señal de ruido.

1.4.1 Circuito rectificador.

La entrada al circuito, se realiza a través del potenciómetro P3 con el fin de poder ajustar el nivel de la señal, de forma que no sobrepase los 450 mV. de tensión máxima de entrada.

El condensador C15 y la resistencia R24 forman un filtro RC paso bajo de entrada.

El amplificador operacional A5, junto con R25 y R26, forman una primera etapa amplificadora, cuya ganancia ($R26/R25$) es de aproximadamente diez veces la señal de entrada. La señal de salida, (patilla 7 de IC-8), de esta etapa se lleva a las entradas no inversoras de A6 y A7 que forman el circuito rectificador propiamente dicho.

El conjunto formado por A5, D1, D2, R27 y R28 se conoce con el nombre de diodo ideal. La finalidad de este montaje es que la señal empiece a ser rectificada a partir de cero y no de la ten

si3n umbral que caracteriza a los diodos.

Los ciclos positivos son realimentados a trav3s de D1 hacia la entrada inversora de forma directa, no ocurriendo lo mismo con los ciclos negativos, que realimentados a trav3s de D2, sufren una atenuaci3n debida a R28.

El tercer operacional que completa el circuito rectificador es A7, que presenta junto con R30, R31 y R 29 una configuraci3n de sumador, ya que R30 y R31 es la realimentaci3n de la salida a la entrada inversora y R29 la impedancia conectada a la entrada negativa del amplificador. A la entrada no inversora, est3 conectada directamente la salida del amplificador de la se3al de entrada del que forma parte A5.

Si:

- V_n es la tensi3n en el punto com3n a R28 y R29.

- V_p es la tensi3n en la entrada no inversora.

- G_n es la admitancia conectada a la entrada negativa.

- G_p es la admitancia conectada a la entrada positiva.

- R la resistencia de realimentaci3n de la salida a la entrada inversora.

Puede verse que la relaci3n de salida -

$\frac{V_o}{V_i} = \dots$

Vo está relacionada con las entradas Vn, Vp, en la forma:

$$V_o = \frac{1+R \cdot G_n}{G_p} \cdot G_p \cdot V_p - R \cdot G_n \cdot V_n$$

Por tanto, en la salida de A7, lo que tenemos es la suma de la señal de entrada con la señal rectificadora. Si la salida es positiva, la corriente que circula a través de R23 carga al condensador C16, y si es negativa la carga del condensador se va a masa a través de D3. La energía media almacenada en el condensador es lo que se conoce como medida modular del valor medio.

1.4.2 Circuito amplificador.

Básicamente compuesto por el operacional A8, este circuito se encarga de amplificar la tensión en bornas de C16 así como de corregir las posibles tensiones de offset que hayan podido producirse en las diferentes etapas.

La ganancia de la etapa amplificadora, está determinada por R37 y R38 siendo de unas diez veces aproximadamente.

La corrección de las tensiones de offset se consigue mediante un sencillo montaje en el que intervienen R35, R36, P4, C17 y C18.

El ajuste se efectúa cortocircuitando la entrada del circuito rectificador, o llevando

el cursor de P3 a masa. La lectura de un voltímetro colocado entre el punto E (salida del circuito amplificador) y masa debe dar 0V. Si no es el caso, tenemos que ajustar P4 hasta conseguirlo.

1.5 Circuito visualizador.

Para visualizar el valor de la tensión de ruido rectificado se pueden emplear varios sistemas, como el voltímetro de aguja, medidores digitales o escalas de diodos leds. Por la sencillez del circuito, así como por su economía, se ha empleado esta última.

El circuito consta de un integrado diseñado por Siemens cuya referencia es UAA-180, capaz de gobernar 12 diodos leds.

El montaje es muy sencillo. Simplemente se conectan los diodos tal y como indica el fabricante y en función de la tensión continua aplicada a la patilla 17 se encenderán más o menos leds.

La escala que utiliza el integrado para encender o apagar los leds es lineal, que si bien no es la más indicada, tiene un margen dinámico de 2v. a 14v.

Si la tensión aplicada al integrado, procedente del circuito rectificador y amplificador es la suficiente como para excitar varios leds estos permanecen encendidos una vez cesada la

fuerza de ruido, apagándose progresivamente en --
función de la constante de tiempo de C16 . R32.

Si se quisiera visualizar la tensión re
ctificada mediante escala logarítmica, cabría dos
opciones: la primera sería intercalar un circuito
amplificador logarítmico entre la salida del cir-
cuito . amplificador y el circuito visualizador.

De esta forma, se tendrían las 2 posibi-
lidades, escala lineal y logarítmica, y además, -
el conjunto de circuitos visualizadores que for--
man la pantalla no tendría que rehacerse.

La segunda opción, sería utilizar un IC
excitador de diodos leds de característica logarít-
mica.

Esto supondría por un lado el tener que
diseñar otra placa de circuito impreso que susten
te a la pantalla, por otro, puesto que lo que se
cambia son los integrados, quedarnos con 10 UAA-1
80, y para terminar, sin la posibilidad de una re
presentación en escala lineal.

CAPITULO II

CONSTRUCCION Y MONTAJE

2.1 Generalidades.

La realización práctica de un proyecto, - plantea problemas de diversa índole, pero quizás el más importante es el poder disponer del equipo necesario. En este sentido quiero hacer una mención especial de agradecimiento al departamento de electrónica del I.A.C. que gentilmente ha puesto a mi disposición tanto su material como sus avanzados equipos.

Por otro lado, esto ha supuesto la necesidad de dedicar un tiempo extra en el aprendizaje -- del manejo de aquellos aparatos desconocidos para - mi hasta ese momento, que considero una experiencia muy positiva

2.2 Placas de circuito impreso.

Evidentemente, las placas de circuito impreso son necesarias en cualquier montaje, ya que - reducen considerablemente el riesgo de fallos en el buen funcionamiento del circuito por malas conexiones, a la vez que sirven de soporte físico de los - componentes.

2.2.1 Diseño.

Esta es la parte más delicada en la elaboración de una placa de circuito impreso. Cualquier error trae consigo que todo el trabajo posterior de fabricación no sirva para nada.

Si la placa va a albergar un circuito que en principio resulta sencillo, se intentará diseñar la mediante el trazado de las pistas por una cara sola. Este método es el más fiable y el más sencillo y la utilización de puentes está más que justificada.

Sin embargo, existen casos en que la densidad de pistas es tan grande, que es necesario el uso de placas a doble cara facilitando el diseño del circuito, el uso de pistas horizontales por una cara y de verticales por la otra, pasando de una cara a la otra mediante un cilindro metálico -- que se suelda a ambos lados.

En caso de excesiva complejidad, el diseño de las placas se realiza mediante ordenador.

Las placas a doble cara necesitan que los zócalos para integrados puedan ser soldados por ambas caras, por lo que los zócalos convencionales no pueden emplearse si la placa no dispone de lo que se conoce con el nombre de taladros metalizados, -- consistentes en pequeños cilindros metálicos que mediante un proceso de electrólisis se depositan en -

los agujeros de la placa, uniendo si es el caso, la pista de la cara superior con la pista de la cara inferior. Así, al soldar los componentes, solo es necesario hacerlo por una cara, ya que el estaño sube por capilaridad por el taladro metalizado hacia la otra.

Afortunadamente, ha sido posible el diseño de las placas de circuito impreso para este proyecto, utilizando una sola cara, aunque ha sido necesario la utilización de puntos metálicos.

En estos casos, la labor de diseño se realiza situando los componentes de la forma que en principio parece más lógica. (Es curioso como a veces, con solo girar un integrado cambia totalmente la complejidad, unas veces reduciéndola, y otra aumentándola). En un alarde de paciencia, se van uniendo los componentes mediante trazos de lápiz para poder corregir, en caso de que interese otro posible camino. Si hemos tenido suerte, después de algunas horas tendremos dibujado el camino que deben seguir las pistas en la placa final. Si no, tendremos que empezar de nuevo cambiando algún componente de posición según lo que hayamos observado en el primer intento.

Una vez terminado el diseño, a lápiz, hay que pasarlo a escala real. Para ello nos ayudamos de una plantilla de acetato cuadriculada, tabulada

en décimas de pulgada. Esto es así, porque las medidas de los componentes electrónicos vienen en pulgadas y por ejemplo, la separación de 2 patillas contiguas de un circuito integrado es de una décima de pulgada; un cuadrado.

Sobre la plantilla colocamos un papel vegetal, y vamos marcando la posición de los componentes mediante "X", significando esto que en ese punto va un agujero, por donde pasarán las patillas de los componentes.

Las pistas se marcarán siguiendo líneas rectas, y en el caso de que la placa fuese a doble cara, se marcarán de un color las que vayan por una cara y de otro color, las que vayan por el otro lado. Es importante dibujar con precisión porque pueden presentarse problemas a la hora de hacer el positivo.

2.2.2 Proceso de fabricación, material y equipo.

2.2.2.1 Escribemaster.

El Escribemaster es un aparato diseñado para la fabricación de positivos en láminas de acetato recubiertas de una pintura roja, opaca a los rayos ultravioletas. Dicha lámina se coloca sobre un cristal blanco mate, iluminado mediante un neón por su cara opuesta.

La intensidad de la luz es tal, que si colocamos entre el cristal y la lámina de acetato, un papel vegetal en el que se han dibujado las pistas con bolígrafo o rotring, éstas se transparentan a través de la lámina de acetato.

En esta base sobre la que se apoya el cristal y en su lado izquierdo, hay dispuesto un riel tubular. Abrazando a éste y perpendicular al mismo está montado un listón de aluminio que se apoya en su extremo derecho sobre el cristal, mediante un pié tubular terminado con un tapón de plástico con el fin de facilitar su movimiento.

En el extremo izquierdo del listón hay una ruedecilla que permite desplazarlo de arriba a abajo o viceversa, según se gire en un sentido o en el otro.

Hay otra ruedecilla montada sobre un conjunto móvil denominado cabezalporta-puntas, que permite su movimiento de derecha a izquierda o viceversa sobre el listón.

Por tanto, el conjunto forma una especie de tecnógrafo, en el que la punta de la cuchilla se gobierna mediante las dos ruedecillas. Ruedecillas que incorporan una carraca.

A cada salto y en función de la ruedecilla que accionemos, se produce un desplazamiento de la cuchilla en sentido vertical u horizontal, de

tan solo media décima de pulgada.

Las cuchillas miden alrededor de 2 cm. de largo y tienen la forma de la punta de un destornillador plano. Las hay de diferentes anchos en función de lo gruesa que queramos la pista.

Estas cuchillas se fijan mediante un tornillo al porta-cuchillas que a su vez mediante una abrazadera se sujeta a la cabeza ~~porta-~~puntas.

Existe un portapuntas que incorpora un pequeño motor eléctrico que hace girar la cuchilla. - Esta se diferencia de las demás en que su punta es excéntrica. De esta forma se queda marcado el centro del círculo, muy útil a la hora de taladrar. - También existen varios anchos, con el fin de poder ajustarnos al grosor de la patilla del componente.

Una vez descrito, muy someramente, el Escribemaster, pasamos a ver de que forma se utiliza.

a.- En primer lugar, se fija mediante cin adhesiva el papel vegetal al cristal y - hacemos pruebas moviendo la punta de la cuchilla tanto en sentido horizontal como vertical, para conseguir su perfecto centrado.

b.- A continuación, y por el mismo método anterior, fijamos al cristal sobre el pa pel vegetal, la lámina de acetato roja, con la cara mate hacia arriba.

c.- Colocamos en la cabeza porta-puntas, el portacuchillas especial para hacer -- los círculos, con una cuchilla adecuada al grosor de la patilla del componente. Al hacer presión por el extremo superior del porta-cuchillas se pone en marcha el motor que hace girar la misma, a la vez que vamos acercando la punta a la superficie de la lámina, que al hacer contacto levanta la finísima capa de pintura roja, dejando la zona completamente transparente.

Mediante las ruedecillas vamos situando la cuchilla encima de los puntos marcados, hasta terminar con todos los agujeros. Si es necesario, se cambia la cuchilla para hacer círculos de un grosor diferente.

d.- Una vez terminados los círculos, se -- sustituye el portacuchillas utilizado, -- por otro especial, para el trazado de -- las pistas, colocando la cuchilla del -- grosor adecuado.

Al igual que antes, al colocar el portacuchillas en la cabeza porta-puntas, -- el extremo de la misma se queda a unos -- milímetros de la superficie de la lámina

pasar la cuchilla, aunque el trazo no es tan limpio en algunos casos.

El empleo del Escribe-master requiere una cierta habilidad, y es común que al principio se -- llegue a extremos de justificada desesperación. Superada esta etapa, se consiguen positivos de gran -- calidad, en un tiempo sensiblemente más corto que -- el empleado en el trazado de pistas con mecanorma.

Comparando ambos sistemas, podemos decir que aunque la mecanorma da negativos de mayor calidad, puesto que puede diseñarse a escala mayor y ~~su~~ luego reducirse, es necesaria una labor fotográfica importante que encarece aún más la fabricación del positivo. Solo cuando se requiere la máxima calidad o cuando la distribución de las pistas es muy com-- prometida está justificado su empleo. A su favor po demos decir, que en caso de equivocación, pueden -- despegarse las tiras adhesivas y corregir el error.

2.2.2.2 Preparación de la placa.

Las placas destinadas a la fabricación de placas de circuitos impresos, están formadas por -- una lámina de baquelita de un espesor variable en-- tre 2 y 4 mm., sobre la que se deposita una finísi-- ma capa de cobre por una o ambas caras, mediante un proceso químico.

El tamaño de estas planchas es de aproxi-

y es necesario hacer presión por el extremo opuesto para acercarlas.

Para hacer la pista, con una mano hacemos la presión, y con la otra giramos la ruedecilla conveniente, para que la cuchilla se desplace en el sentido deseado. Si se cambia de dirección en el trazado de una pista, es necesario hacer girar la cuchilla sobre si misma, con el fin de garantizar la continuidad.

La presión que debe tener la cuchilla es la necesaria para levantar la pintura de la lámina, pudiéndose interrumpir el trazado de la pista si se disminuye o enterrar literalmente la cuchilla en el acetato si se aumenta.

e.- La viruta que se va creando a medida que vamos avanzando, hay que ir retirándola tanto de la superficie de la lámina como de la punta de cuchilla. Para ello el fabricante suministra una pequeña brocha.

f.- En caso de cometer algún fallo, es posible corregirlos en algunos casos pintando la superficie de la lámina con un producto especial mediante un pequeño pincel. Al secarse la pintura es posible

madamente 2 m^2 . Mediante una cizalla se divide la plancha en trozos más manejables.

Debido al contacto de la superficie de cobre con el aire, se produce un proceso de oxidación por lo que es imprescindible proceder a un minucioso tratamiento de limpieza. Consiste básicamente en sumergir la placa en un gel orgánico durante un tiempo aproximado de unos 15 minutos, transcurridos los cuales, se saca del baño y se frota con un estropajo de hilos de acero, hasta que la superficie quede completamente brillante.

El siguiente paso es eliminar el gel residual de la placa, y para ello, primero se coloca debajo de un chorro de agua limpia y seguidamente, se frota con otro estropajo impregnado en jabón, luego se procede a un aclarado y después de sacudirla, se seca con toallas de papel, evitando que se queden cercos de gotas de agua. El secado final se realiza introduciendo la placa en un horno durante 2 ó 3 minutos a temperatura aproximada de 90°C .

En caso de tocar con los dedos la superficie de cobre al sacarla del horno es necesario repetir todo el proceso nuevamente.

2.2.2.3 Impregnación.

Una vez efectuado el proceso de limpieza de la placa, el siguiente paso es depositar sobre -

la superficie de cobre, una película homogénea de resina fotosensible a rayos ultravioletas.

Esto se realiza introduciendo muy lentamente la placa en posición vertical en la cubeta -- sacándola que contenga la resina, también muy lentamente, evitando que se formen goterones que vayan escurriendo por la placa.

Seguidamente, se introduce en el horno en posición horizontal durante un tiempo que no debe exceder los 4 minutos, ya que podría producirse el veñado de la resina por temperatura.

2.2.2.4 Insoladora.

Este es un aparato diseñado para someter a la placa a la acción de los rayos ultravioletas.

Su aspecto se asemeja al de un cajón con tapa.

En su base interior se han dispuesto cuatro tubos fluorescentes de rayos ultravioletas y a una distancia de aproximadamente 5 cm. del tubo se halla un grueso cristal que descansa sobre los lados del cajón.

En la tapa, también se han dispuesto otros cuatro tubos de neón, así como un aro metálico rectangular, abatible sobre el cristal, que sujeta a un plástico transparente y flexible por dos de sus lados. La misión de este plástico es asegurar un in

timo contacto entre la placa y el positivo ya que - mediante una bomba de vacío es extraído el aire --- existente entre el cristal y el plástico transparente por un orificio practicado en el cristal. De esta forma se evita que los contornos de las pistas - puedan difuminarse corriéndose el riesgo de que queden unidas.

Visto en que consiste la insoladora pasamos a explicar como se utiliza.

Primeramente, situamos la placa sobre el cristal con la cara de cobre hacia arriba. Sobre la placa, colocamos el positivo de acetato con su cara mate enfrentada a la placa. Seguidamente, bajamos el aro metálico y accionamos el interruptor de la bomba de vacío y esperamos a que el indicador de presión se estabilice.

Con el dedo, podemos ir estirando el plástico, con el fin de que no se produzcan arrugas en la zona de la placa mientras se produce el vacío. -

Se cierra la tapa superior y mediante el reloj situado en la parte frontal de la insoladora que activa el encendido y apagado de los tubos de neón, atacamos la placa durante un tiempo de unos 3 1/2 minutos aproximadamente.

2.2.2.5 Revelado.

El siguiente proceso consiste en someter

a la placa a la acción de un agente revelador, que reblandece la resina fotosensible en aquellas zonas donde la luz ultravioleta no ha incidido.

El tiempo que ha de estar la placa sumergida en el líquido revelador varía en función del nº de veces utilizado anteriormente, pero un tiempo aproximado puede ser el de 5 minutos.

Puede efectuarse un tintado del líquido revelador mediante un producto especial, y a medida que el revelado evoluciona va apareciendo el dibujo de las pistas como si se tratara de una foto. Es necesario prestar la máxima atención para no manchar nada porque es un producto muy difícil de limpiar.

Otra forma de ver si el revelado ha terminado, es sacar la placa del líquido revelador y colocarla debajo de un chorro de agua limpia, hasta eliminar parte del revelador. Mirándola a la luz, puede verse con relativa claridad el trazado de las pistas si la acción del revelador ha sido suficiente. En caso de que el dibujo no resalte con claridad podemos volver a introducirla en el líquido revelador.

2.2.2.6. Devastado:

Este proceso se realiza sumergiendo la placa en un baño de cloruro férrico diluído, du--

rante un tiempo que varía notablemente con la temperatura y la concentración.

La resina atacada por la luz ultravioleta forma una película que protege al cobre de la acción devoradora del cloruro férrico. El resto del cobre va desapareciendo lentamente de la superficie de la placa, quedando en unos minutos el dibujo original completamente nítido.

El aparato utilizado, consiste básicamente en una gran cubeta de un material plástico, que alberga al cloruro férrico. Este es calentado mediante resistencias eléctricas a una temperatura que puede sobrepasar los 100°C. Normalmente, la temperatura utilizada no excede de los cuarenta y se regula con un mando dispuesto en el frontal del aparato.

Para conseguir una mayor agresividad, mediante una bomba se inyecta aire en la cubeta, provocando un borboteo intenso liberador de oxígeno.

El aparato dispone igualmente, de una bandeja especial para sujetar las placas de forma horizontal, mediante unos listones móviles provistos de una ranura longitudinal por donde se introduce la placa, quedando ésta, sujeta por dos de ellos.

Por último, un reloj mecánico activa la

bomba del aire al desplazarlo de su posición de reposo y mediante una escala serigrafiada a su alrededor, ajustamos el tiempo que deseamos, hasta un máximo de aproximadamente treinta minutos.

Al regresar el reloj a su posición inicial la bomba se desconecta, aunque las resistencias permanecen encendidas, ya que el interruptor que las activa y desactiva forma un circuito independiente del reloj.

2.2.2.7. Lavado y acabado:

Al sacar la placa del baño de cloruro férrico se ha concluido el proceso de fabricación de una placa de circuito impreso. Sin embargo, antes de que pueda ser utilizada, es necesario someterla a un proceso de limpieza y acabado. Este proceso consiste en eliminar primeramente los residuos de cloruro férrico, sometiendo a la placa a un chorro de agua a presión. Seguidamente, se frota con un algodón empapado en acetona la cara de la placa que va a albergar los componentes, con el fin de eliminar la resina fotosensible adherida a su superficie en el proceso de impregnación. A continuación, y muy suavemente, se frota con un estropajo de hilos de acero impregnado en jabón, la cara que contiene las pistas, hasta que queden relucientes. Esto se hace con el fin de eliminar restos de resina que puedan haberse queda

do adheridos a las pistas.

Después de un aclarado, se secan ambas caras utilizando servilletas de papel, para finalmente, pulverizar sobre la cara que contiene a las pistas con un producto conocido como SK-10 o PLASTIK-70, cuya finalidad es evitar la corrosión de las pistas, por la acción de los agentes atmosféricos, así como facilitar el proceso de soldadura.

2.2.2.8. Taladrado:

Para hacer los agujeros por donde pasarán las patillas de los componentes, es necesario disponer de un taladro de gran calidad, es decir, un aparato que trabaje a un gran número de revoluciones (del orden de 9 a 13.000 r.p.m.), y no produzca vibraciones en la punta de la broca por defectos de linealidad o equilibrado.

Estas dos cualidades son fundamentales para conseguir perforaciones limpias que garanticen un montaje sin dificultades.

Debido a la precisión requerida, el taladro va montado en un mecanismo que le permite subir y bajar de forma continua, facilitando la operación.

Las brocas más empleadas son las de 1mm (resistencias de 1/4 de watio, zócalos de los circuitos integrados, condensadores pequeños, etc.) y

debido a su grosor hay que prestar la máxima atención ya que cualquier descuido significa el tener que reemplazarla.

Es un trabajo largo y tedioso pero tan importante como necesario.

Terminados los agujeros, se corta la placa al tamaño necesario mediante una cizalla, repasando los cortes con una lima fina. La placa esta lista para soldar.

2.3 Serigrafía:

El proceso de serigrafiado es muy similar y más sencillo, al de obtención de placas de circuitos impresos que acabamos de ver.

Sobre una hoja de acetato transparente, se rotula la carátula, utilizando letras adhesivas tipo mecanorma o bien mediante rotring.

Se saca un negativo fotográfico (clisé) de la composición, utilizando película litográfica (alto contraste).

Bajo luz roja, se corta la lámina de aluminio fotosensible autoadhesivo mediante unas tijeras, al tamaño deseado. Esta lámina de aluminio viene recubierta por una de sus caras con una pintura sensible a la luz blanca, disponible en varios colores (negra, azul, roja, verde...).

En una prensa fotográfica, se sitúa la

lámina de aluminio con su cara pintada hacia arriba, y sobre ella el clisé con su cara mate hacia abajo. Después de cerrar la prensa, se somete la placa de aluminio a una radiación de luz blanca - un tiempo que varía en función de la distancia -- del foco a la prensa y de la potencia de la lámpara.

A continuación, se frota la lámina con algodón impregnado en un líquido revelador especial, que disuelve la pintura que ha estado protegida de la radiación luminosa.

Retirando el papel protector del adhesivo, puede fijarse la lámina terminada a cualquier superficie limpia.

El empleo de la serigrafía, está muy extendido en el acabado final de la carátula de un aparato, ya que le confiere un acabado limpio, -- claro y perdurable y además puede realizarse en serie.

CAPITULO III

MEDIDAS

3.1 Generalidades.

Normalmente, el empleo de un osciloscopio es suficiente para realizar las medidas necesarias de un circuito electrónico. Sin embargo, y debido-- a la naturaleza de las señales generadas por el ana-- lizador de audio (ruido rosa), así como para el a-- juste de los filtros que lo componen, ha sido neces-- sario el empleo de un analizador de espectro.

El analizador utilizado es el 3582A de la casa HEWLETT-PACKARD, al que le ha sido conectado - un plotter de la casa PHILIPS con el fin de poder - representar la señal analizada en papel.

El analizador permite el análisis de seña-- les en un ancho de banda no superior a 25KHz. Dentro de este margen, pueden hallarse funciones de trans-- ferencia tanto en amplitud como en fase, así como - medidas del valor medio, eficaz y de pico de la am-- plitud de la señal de entrada. También dispone de - un generador de ruido de prueba (generador de ruido blanco), de nivel variable, y que puede seleccionar se entre ruido blanco aleatorio y periódico.

3.2 Ajuste de filtros:

Para poder visualizar en la pantalla del analizador, la función de transferencia del filtro, es necesario realizar las siguientes operaciones y conexiones:

En primer lugar, se lleva a la entrada -- del canal A del analizador, la salida del generador de ruido blanco (periódico), y se ajusta el nivel - con el fin de no saturar el canal. Mediante una "T" se deriva el ruido blanco a la entrada del filtro - bajo prueba, y la salida del mismo se conecta con - la entrada del canal B del analizador, actuando so-- bre el selector de sensibilidad para conseguir el - máximo de sensibilidad sin que se ilumine el LED -- que indica la saturación del canal (OVERLOAD).

Seguidamente, el modo de entrada (INPUT - MODE) se sitúa en el lugar correspondiente a ambos canales (BOTH).

El selector de frecuencia (FREQUENCY SPAN) se posiciona en el máximo ancho de banda (0-25KHz)- con el fin de abarcar todo el espectro y poder de- tectar la posición de la frecuencia central del fil- tro. En función de esta frecuencia, se puede ir redu- ciendo el ancho de banda para obtener una represen- tación más definida y exacta. El ancho de banda se- leccionado queda reflejado en la esquina inferior - derecha de la pantalla.

El siguiente paso, sería presionar el bo-

tón correspondiente a la operación de función de --
transferencia, señalizada en el aparato como "XFR
FCTN". Puede seleccionarse el correspondiente a la
amplitud, el correspondiente a la fase o ambos si--
multaneamente.

Si el filtro funciona, aparecerá en la pan-
talla del analizador de espectro, la curva que co--
rresponde a su función de transferencia tanto en am-
plitud como en fase.

Es posible medidas sobre la curva que apa-
rece dibujada en la pantalla del analizador. Para -
ello, lo primero que debemos hacer es seleccionar -
la escala más conveniente, dentro de las posibilida-
des que ofrece el aparato: lineal, 10 dB/DIV ó ---
2 dB/DIV. Generalmente se utiliza la escala de 10dB
/DIV, quedando reflejado en la esquina superior de-
recha de la pantalla.

Si estamos interesados en los parámetros
de la función de transferencia en amplitud, es con-
veniente efectuar un muestreo de la señal. Este ---
muestreo puede realizarse sobre los valores de pico
medio o eficaz, y el número de muestras de señal --
puede seleccionarse entre 4 y 512 en saltos discre-
tos.

Terminado el muestreo, la imagen se esta-
biliza presentando el resultado.

Hasta ahora, la información que podemos -

obtener de la pantalla, se limita a: el ancho de banda total seleccionado, ancho de banda por división y la escala empleada en amplitud así como la curva correspondiente al muestreo de la función de transferencia.

Sobre esta curva podemos efectuar medidas precisas de la pendiente, frecuencia central y ancho de banda del filtro.

Para ello utilizaremos el marcador (MARKER) que sitúa sobre la gráfica un punto brillante que puede desplazarse sobre la misma girando el posicionador (POSITION).

Al activar el marcador aparece en la parte superior de la pantalla las letras "REL", seguidas de una cifra en dB y en la esquina inferior izquierda seguidas de una cifra en Hz. Estas cifras están referidas a un punto elegido como origen de una forma arbitraria, y según la medida a realizar se tomará el que más nos interese. En el caso del paso banda, nos interesa que la referencia en amplitud sea el máximo de la curva y la referencia en frecuencia se los 0Hz. De esta forma, al situar el punto en el máximo nos indicará la frecuencia central del filtro, uqe a modo de ejemplo supongamos de 1.000Hz. El marcador de amplitud señalará 0dB. Al mover el punto hasta los 2kHz (frecuencia situada a una octava), la lectura del marcador de ampli-

tud señalará la pendiente del filtro, que en este caso deberá ser de -12dB por octava, puesto que el filtro es de segundo orden.

3.3 Medida del Ruido Rosa

Para comprobar que el ruido generado por el analizador de audio se ajusta a la definición de ruido rosa, procedemos de la siguiente forma:

Conectamos la salida del generador de ruido rosa a la entrada del canal A o B indistintamente, seleccionando en el modo de entrada (INPUT MODE) el canal elegido. Ajustamos la sensibilidad del canal hasta conseguir la máxima ganancia sin saturación, que en caso de producirse, es necesario desbloquear el aparato presionando el botón verde (RESTART). Colocamos el seleccionador de frecuencia máxima de la pantalla (FREQUENCY SPAN) en el máximo ancho de banda (0-25 kHz) y presionamos el botón de amplitud correspondiente al canal utilizado para poder visualizar en la pantalla la amplitud de la señal de entrada en ese ancho de banda.

Nuevamente efectuamos un muestreo, (32 -- muestras es suficiente) y finalizado éste, procedemos a verificar mediante el empleo del marcador que la pendiente se aproxima a los -3dB por octava en todo el ancho de banda.

3.4 Plotter.

El plotter conectado al analizador, es gobernado desde éste mediante los tres botones situados debajo de la pantalla (X-Y RECORDER).

El del centro, (LL), situa el plumín en la esquina inferior izquierda del papel y el de la derecha (UR), en la esquina superior derecha.

La sensibilidad del canal X e Y, así como la posición de las esquinas se controlan en el plotter, moviendo unos potenciómetros destinados al efecto.

Una vez centrado el papel y elegida la escala en el plotter, se lleva el plumín a la esquina inferior izquierda apretando el botón central que también funciona como reseteo. Seguidamente, se pulsa el botón de la izquierda (PLOT) y el punto brillante se va desplazando desde el margen izquierdo al derecho sobre la curva, a la vez que se va dibujando en el papel.

En la parte superior de la pantalla aparece la palabra "PLOTING" que nos indica que el proceso se está llevando a cabo.

PRESUPUESTO

Und	DESCRIPCION	IMPORTES	
		PARCIALES Pesetas	TOTALES Pesetas
4	Integrados CD-4015	174,00	696,00
1	Integrado CD-4011	53,00	53,00
1	Integrado CD-4049	100,00	100,00
1	Integrado TL-082	180,00	180,00
20	Integrados TL-084	390,00	7.800,00
10	Integrados UAA-180	420,00	4.200,00
30	Diodos 1N-4148	13,00	390,00
120	Diodos LEDS 6 mm rojos	30,00	3.600,00
5	Diodos LEDS 3 mm con zócalo	42,00	210,00
10	Potenciómetros dobles 10K/Log	140,00	1.400,00
1	Potenciómetro 10K/Log	90,00	90,00
10	Resistencias ajustables 50K/Log PT-10 V	22,00	220,00

Und	DESCRIPCION	IMPORTES	
		PARCIALES Pesetas	TOTALES Pesetas
10	Resistencias ajustables 100 K/Lin PT-10 V	22,00	220,00
10	Resistencias ajustables 1 K/Lin PT-10 V	22,00	220,00
10	Resistencias ajustables 10 K/Lin PT-10 H	22,00	220,00
2	Pulsadores miniatura	40,00	80,00
3	Bornes de conxión hembra-chasis	25,00	75,00
2	Jack de 6,5 mm de \emptyset hembra-chasis	60,00	120,00
1	Zócalo integrado 8 pin	22,00	22,00
14	Zócalos integrados 16 pin	32,00	448,00
22	Zócalos interados 14 pin	28,00	616,00
200	Espadines macho redondos	2,00	400,00
200	Espadines hembra redondos	4,00	800,00

Und	DESCRIPCION	IMPORTES	
		PARCIALES Pesetas	TOTALES Pesetas
1	Condensador de disco de 100 pF	8,00	8,00
1	Condensador de disco de 12 pF	7,00	7,00
1	Condensador de disco de 470 nF	15,00	15,00
1	Condensador de disco de 220 nF	15,00	15,00
2	Condensadores de disco de 100 nF	15,00	30,00
1	Condensador de disco de 47 nF	11,00	11,00
1	Condensador de disco de 22 nF	11,00	11,00
1	Condensador de disco de 10 nF	10,00	10,00
20	Condensadores de disco de 1 nF	10,00	200,00
10	Condensadores de tántalo de 1 uF/ 25 V	23,00	230,00
21	Condensadores electrolíticos de 10 uF/ 63 V	36,00	756,00

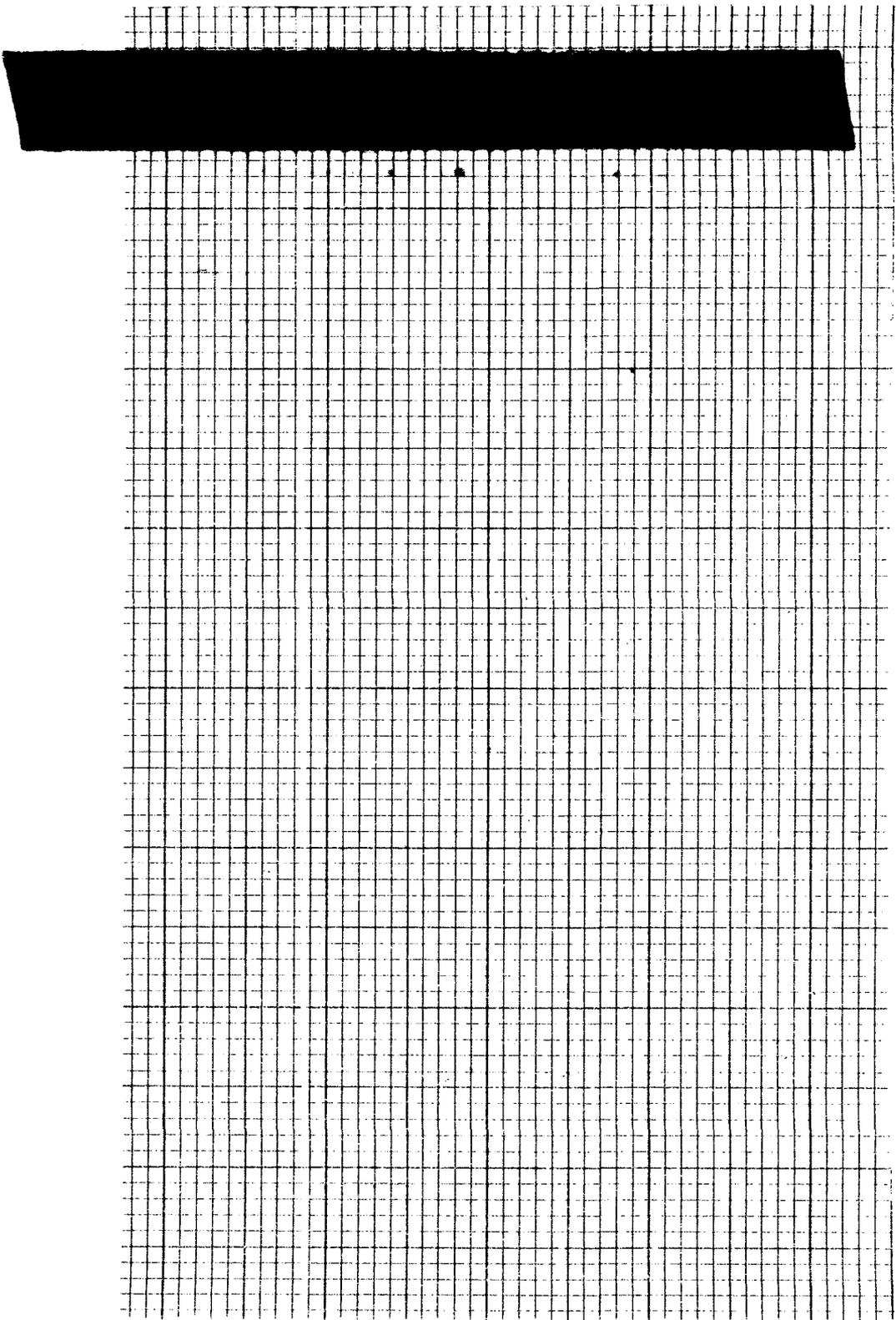
Und	DESCRIPCION	IMPORTES	
		PARCIALES Pesetas	TOTALES Pesetas
12	Condensadores de poliester metalizados (MKH) de 1 uF	64,00	768,00
10	Resistencias de 10 M de 1/4 W	2,00	20,00
10	Resistencias de 470 K de 1/4 W	2,00	20,00
11	Resistencias de 150 K de 1/4 W	2,00	22,00
10	Resistencias de 68 K de 1/4 W	2,00	20,00
1	Resistencia de 22 K de 1/4 W	2,00	2,00
50	Resistencias de 12 K de 1/4 W	2,00	100,00
50	Resistencias de 12 K de 1/4 W	2,00	100,00
102	Resistencias de 10 K de 1/4 W	2,00	204,00
10	Resistencias de 8 K2 de 1/4 W	2,00	20,00
2	Resistencias de 6K8 de 1/4 W	2,00	4,00

Und	DESCRIPCION	IMPORTES	
		PARCIALES Pesetas	TOTALES Pesetas
2	Resistencias de 4K7 de 1/4 W	2,00	4,00
1	Resistencia de 2K2 de 1/4 W	2,00	2,00
36	Resistencias de 1 K de 1/4 W	2,00	72,00
1	Resistencia de 470 de 1/4 W	2,00	2,00
1	Resistencia de 220 de 1/4 W	2,00	2,00
1	Resistencia de 100 de 1/4 W	2,00	2,00
20	Resistencias de 22 de 1/4 W	2,00	40,00
TOTAL DEL PRESUPUESTO.....			24.742,00
<p>ASCIENDE EL PRESENTE PRESUPUESTO A LA CANTIDAD DE: "VEINTE Y CUATRO MIL SETECIENTAS CUARENTA Y DOS PESETAS"</p>			

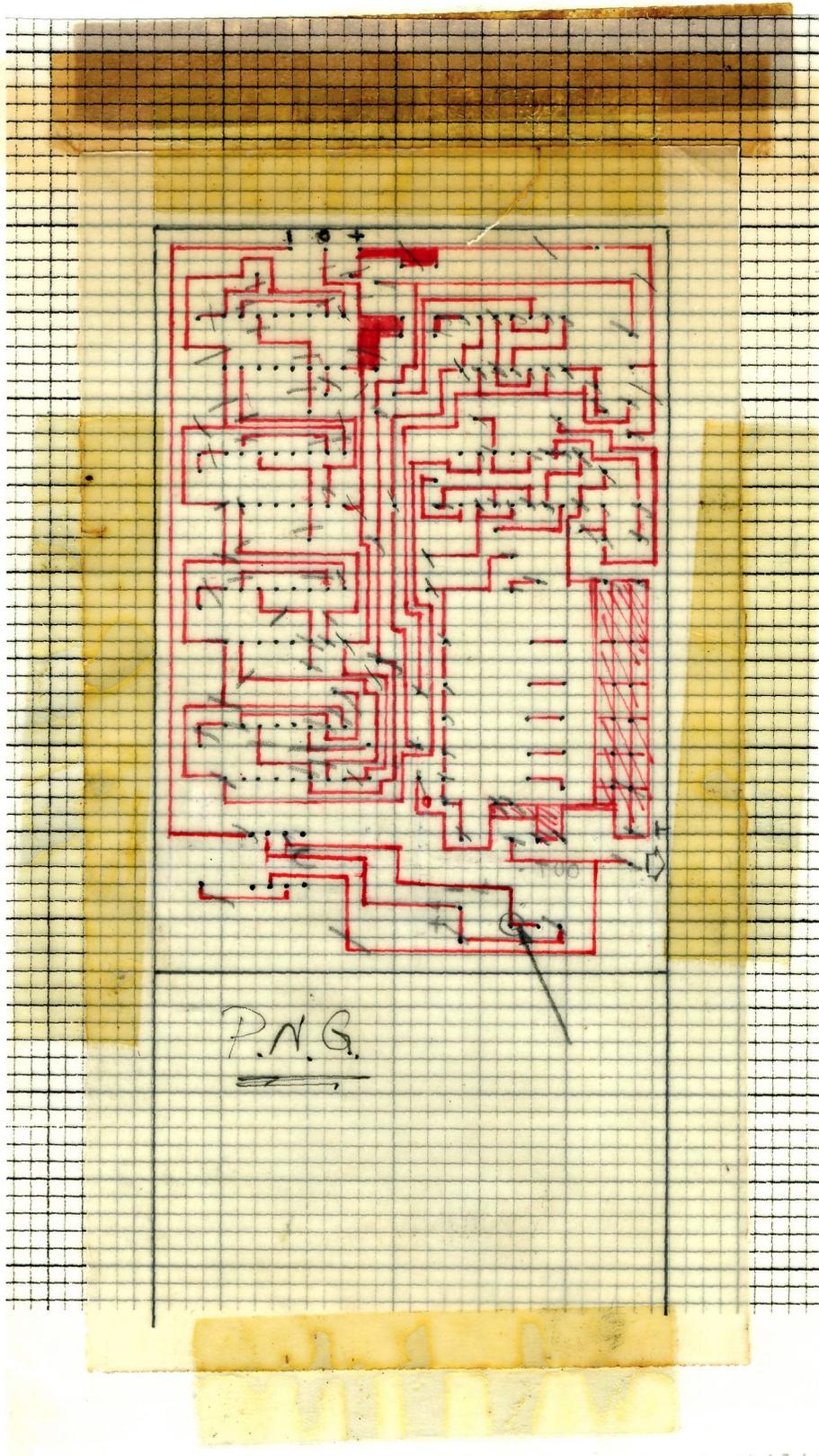
Asciende el presente presupuesto a la cantidad de "VEINTE Y CUATRO MIL SETECIENTAS CUARENTA Y DOS PESETAS".

Las Palmas de Gran Canaria a 19 de Octubre de 1.984

Fdo: Alfredo De Lorenzo-Caseres Cruz

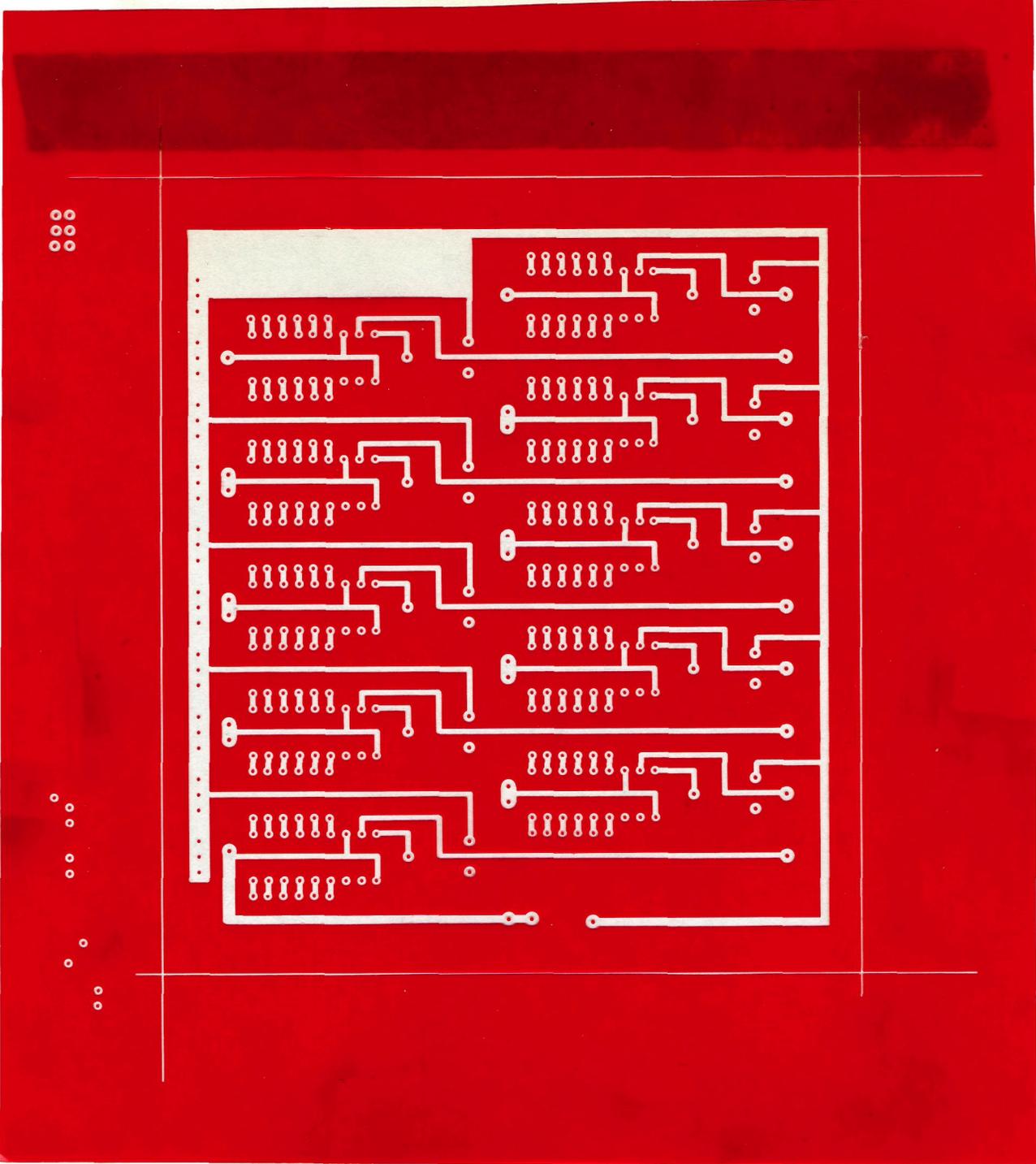


Fotocopia en papel vegetal de la lámina de acetato
tabulada en décimas de pulgada.

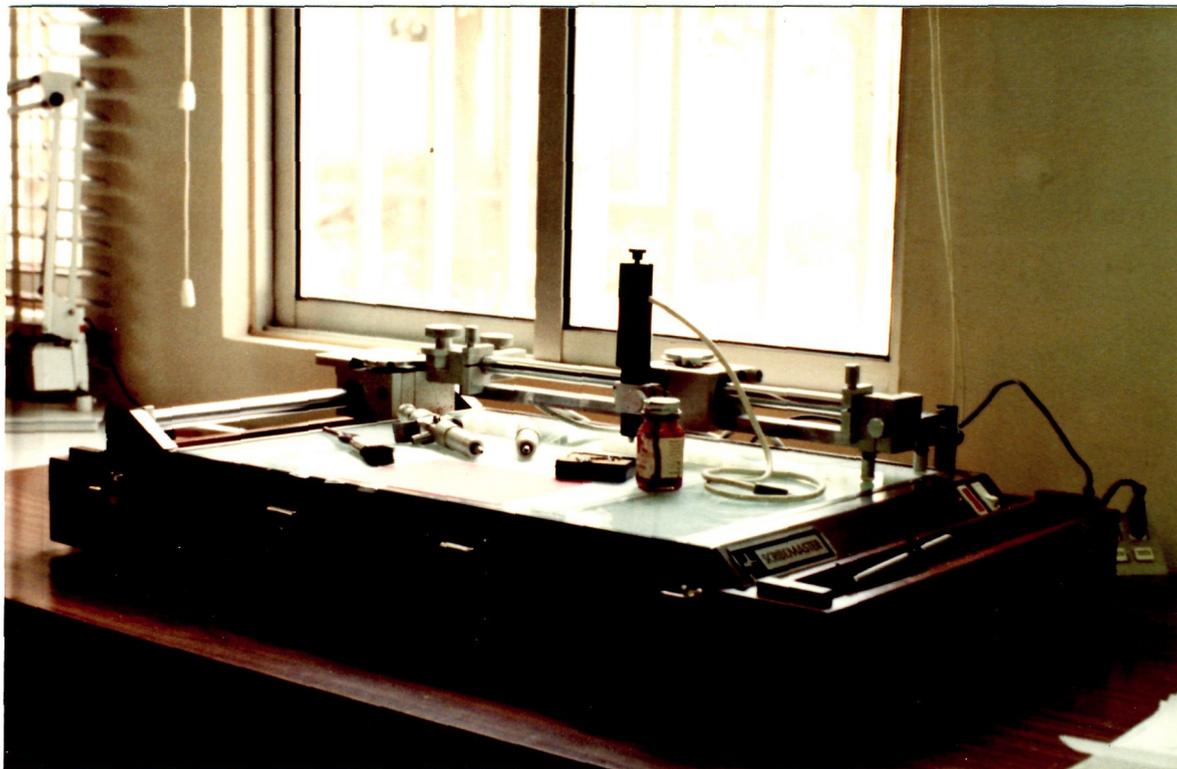


Trazado de pistas sobre papel vegetal utilizando la plantilla de acetato tabulada.

ORIGINAL

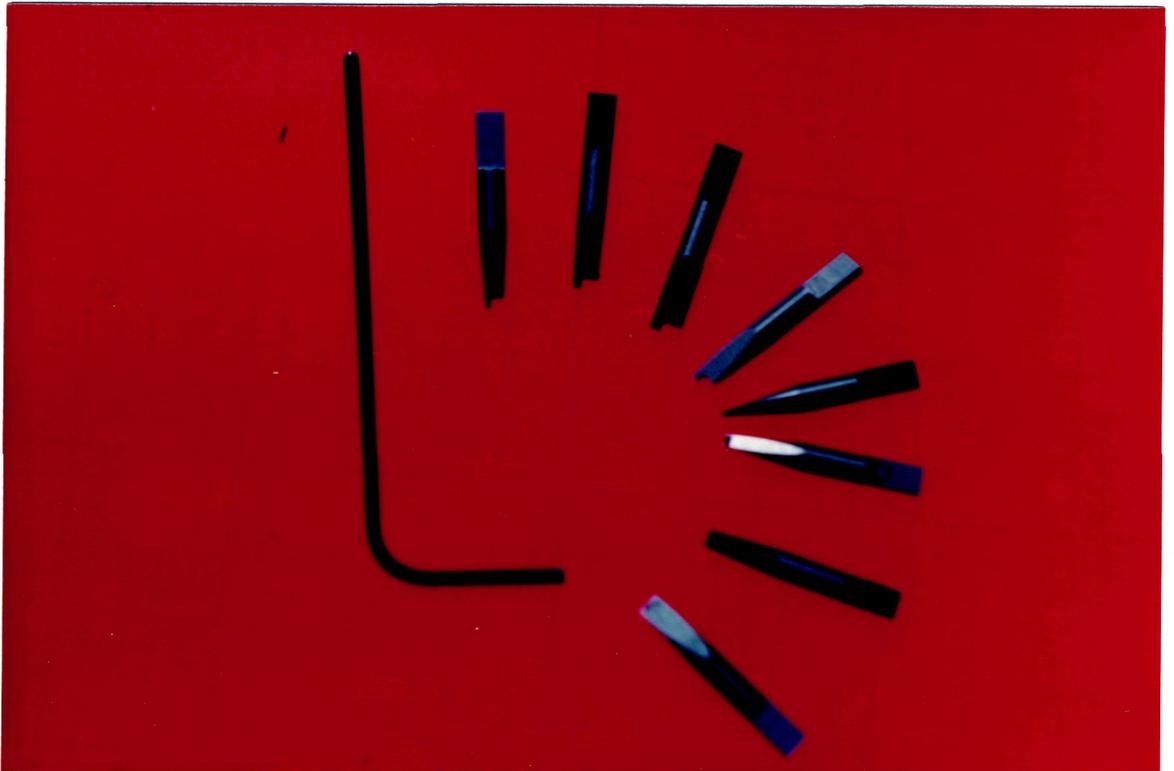


Hoja de acetato para usar con el Escribemaster.



Escribemaster



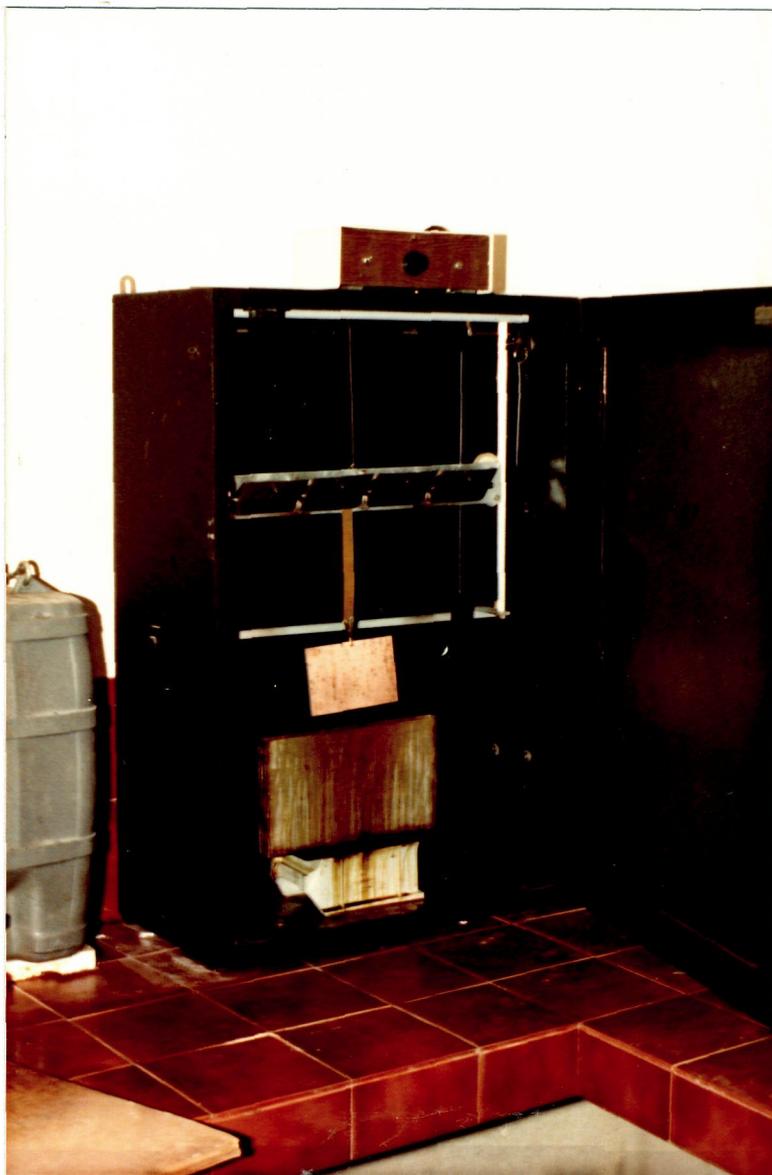


cuchillas del Escribemaster



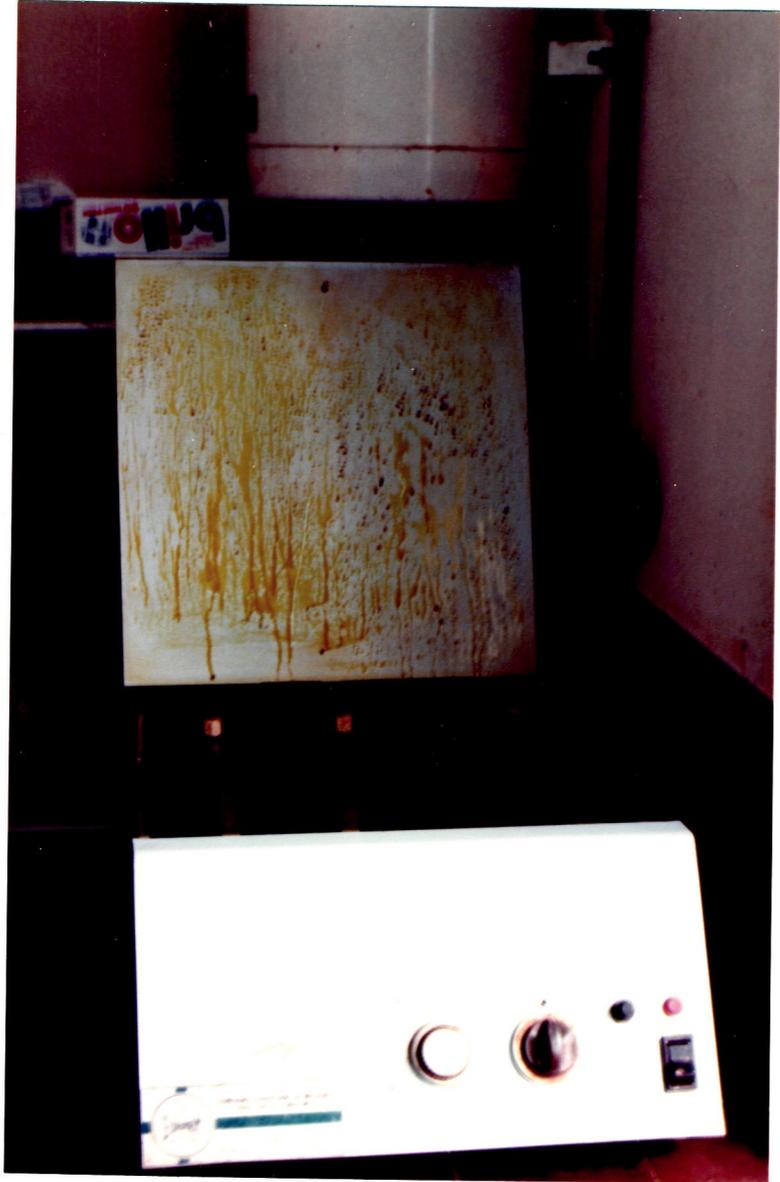
productos para la fabricación de placas

impregnadora

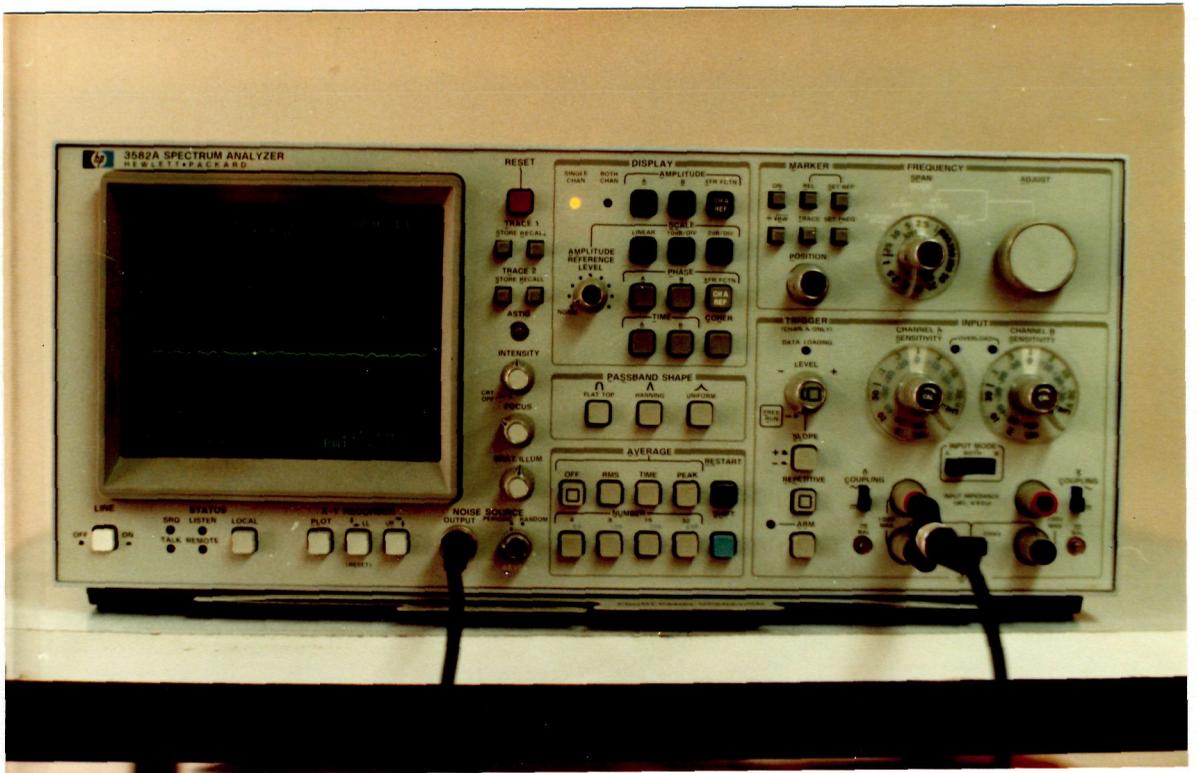


insoladora





devastadora



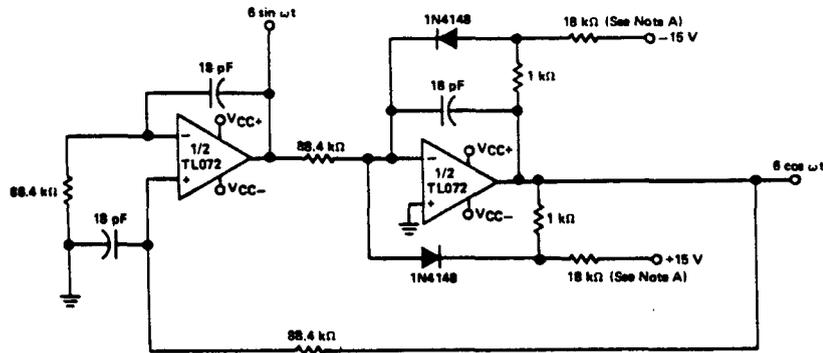
analizador



plotter

TYPES TL070, TL070A, TL071, TL071A, TL071B, TL072, TL072A, TL072B, TL074, TL074A, TL074B, TL075 LOW-NOISE JFET-INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS

TYPICAL APPLICATION DATA



Note A: These resistor values may be adjusted for a symmetrical output.

FIGURE 29—100-KHz QUADRATURE OSCILLATOR

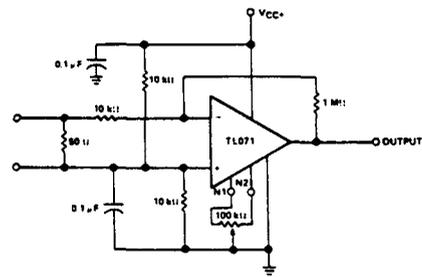


FIGURE 30—AC AMPLIFIER

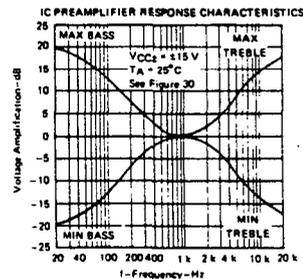


FIGURE 31

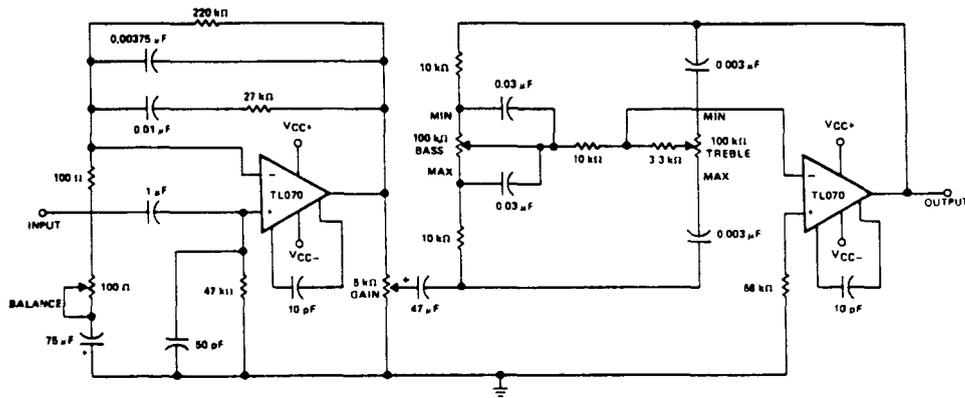


FIGURE 32—IC PREAMPLIFIER

LINEAR INTEGRATED CIRCUITS

TYPES TL080 THRU TL085, TL080A THRU TL084A, TL081B, TL082B, TL084B JFET-INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS

BULLETIN NO. DL-S 12484, FEBRUARY 1977—REVISED OCTOBER 1979

24 DEVICES COVER COMMERCIAL, INDUSTRIAL, AND MILITARY TEMPERATURE RANGES

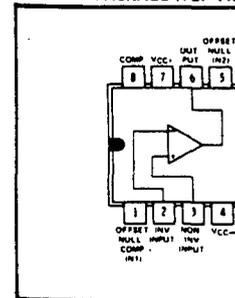
- Low Power Consumption
- Wide Common-Mode and Differential Voltage Ranges
- Low Input Bias and Offset Currents
- Output Short-Circuit Protection
- High Input Impedance . . . JFET-Input Stage
- Internal Frequency Compensation (Except TL080, TL080A)
- Latch-Up-Free Operation
- High Slew Rate . . . 13 V/μs Typ

description

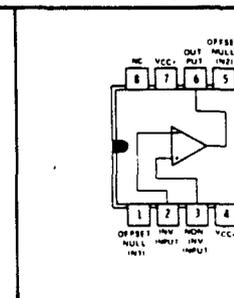
The TL081 JFET-input operational amplifier family is designed to offer a wider selection than any previously developed operational amplifier family. Each of these JFET-input operational amplifiers incorporates well-matched, high-voltage JFET and bipolar transistors in a monolithic integrated circuit. The devices feature high slew rates, low input bias and offset currents, and low offset voltage temperature coefficient. Offset adjustment and external compensation options are available within the TL081 Family.

Device types with an "M" suffix are characterized for operation over the full military temperature range of -55°C to 125°C , those with an "I" suffix are characterized for operation from -25°C to 85°C , and those with a "C" suffix are characterized for operation from 0°C to 70°C .

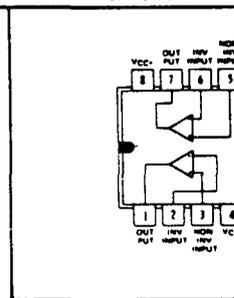
TL080, TL080A
JG OR P DUAL-IN-LINE
PACKAGE (TOP VIEW)



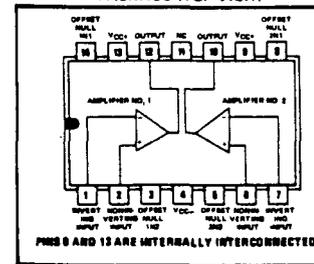
TL081, TL081A, TL081B
JG OR P DUAL-IN-LINE
PACKAGE (TOP VIEW)



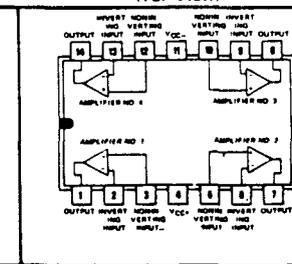
TL082, TL082A, TL082B
JG OR P DUAL-IN-LINE
PACKAGE (TOP VIEW)



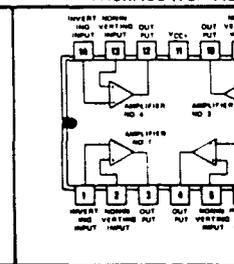
TL083, TL083A
J OR N DUAL-IN-LINE
PACKAGE (TOP VIEW)



TL084, TL084A, TL084B
J OR N DUAL-IN-LINE
OR W FLAT PACKAGE
(TOP VIEW)



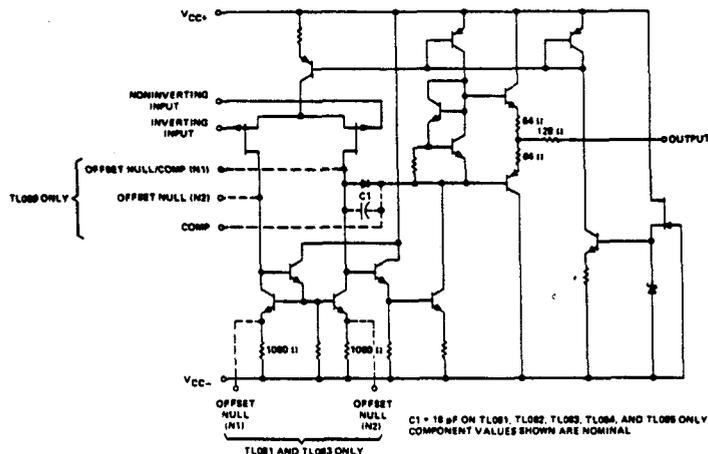
TL085
N DUAL-IN-LINE
PACKAGE (TOP VIEW)



NC—No internal connection

TYPES TL080 THRU TL085, TL080A THRU TL084A, TL081B, TL082B, TL084B JFET-INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS

schematic (each amplifier)



absolute maximum ratings over operating free-air temperature range (unless otherwise noted)

	TL08_M	TL08_I	TL08_C TL08_AC TL08_BC	UNIT
Supply voltage, V_{CC+} (see Note 1)	18	18	18	V
Supply voltage, V_{CC-} (see Note 1)	-18	-18	-18	V
Differential input voltage (see Note 2)	±30	±30	±30	V
Input voltage (see Notes 1 and 3)	±15	±15	±15	V
Duration of output short circuit (see Note 4)	Unlimited	Unlimited	Unlimited	
Continuous total dissipation at (or below) 25°C free-air temperature (See Note 5)	680	680	680	mW
Operating free-air temperature range	-55 to 125	-25 to 85	0 to 70	°C
Storage temperature range	-65 to 150	-85 to 150	-65 to 150	°C
Lead temperature 1/16 inch (1.6 mm) from case for 60 seconds	J, JG, or W package	300	300	°C
Lead temperature 1/16 inch (1.6 mm) from case for 10 seconds	N or P package	260	260	°C

- NOTES: 1. All voltage values, except differential voltages, are with respect to the midpoint between V_{CC+} and V_{CC-} .
 2. Differential voltages are at the noninverting input terminal with respect to the inverting input terminal.
 3. The magnitude of the input voltage must never exceed the magnitude of the supply voltage or 15 volts, whichever is less.
 4. The output may be shorted to ground or to either supply. Temperature and/or supply voltages must be limited to ensure that the dissipation rating is not exceeded.
 5. For operation above 25°C free-air temperature, refer to Dissipation Derating Table. In the J and JG packages, TL08_M chips are alloy-mounted; TL08_I, TL08_C, TL08_AC, and TL08_BC chips are glass-mounted.

DISSIPATION DERATING TABLE

PACKAGE	POWER RATING	DERATING FACTOR	ABOVE T_A
J (Alloy-Mounted Chip)	680 mW	11.0 mW/°C	88°C
J (Glass-Mounted Chip)	680 mW	8.2 mW/°C	87°C
JG (Alloy-Mounted Chip)	680 mW	8.4 mW/°C	89°C
JG (Glass-Mounted Chip)	680 mW	8.6 mW/°C	87°C
N	680 mW	9.2 mW/°C	76°C
P	680 mW	8.0 mW/°C	65°C
W	680 mW	8.0 mW/°C	65°C

Also see Dissipation Derating Curves, Section 2.

DEVICE TYPES, SUFFIX VERSIONS, AND PACKAGES

	TL080	TL081	TL082	TL083	TL084	TL085
TL08_M	JG	JG	JG	J	J, W	*
TL08_I	JG, P	JG, P	JG, P	J, N	J, N	*
TL08_C	JG, P	JG, P	JG, P	J, N	J, N	N
TL08_AC	JG, P	JG, P	JG, P	J, N	J, N	*
TL08_BC	JG, P	JG, P	JG, P	*	J, N	*

*These combinations are not defined by this data sheet.

TYPES TL080 THRU TL085, TL080A THRU TL084A, TL081B, TL082B, TL084B JFET-INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS

electrical characteristics, $V_{CC±} = ±15 V$

PARAMETER	TEST CONDITIONS†	TL08_M		TL08_I		TL08_C TL08_AC TL08_BC		UNIT	
		MIN	TYP MAX	MIN	TYP MAX	MIN	TYP MAX		
V_{IO} Input offset voltage	$R_S = 50 \Omega$, $T_A = 25^\circ C$	'80, '81, '82, '83, '85‡	3	6	3	6	5	15	mV
		TL084	3	9	3	6	5	15	
	'81B, '82B, '84B					2	3		
	'80, '81, '82, '83, '85‡		9		9		20		
$R_S = 50 \Omega$, $T_A = \text{full range}$	TL084		15		9		20	7.5	
	TL08_A						5		
αV_{IO} Temperature coefficient of input offset voltage	$R_S = 50 \Omega$, $T_A = \text{full range}$		10		10		10	$\mu V/^\circ C$	
I_{IO} Input offset current §	$T_A = 25^\circ C$	TL08_‡	5	100	5	100	5	200	pA
		TL08_A					5	100	
	$T_A = \text{full range}$	TL08_‡		20		10		5	nA
		TL08_A						3	
I_{IB} Input bias current §	$T_A = 25^\circ C$	TL08_‡	30	200	30	200	30	400	pA
		TL08_A					30	200	
	$T_A = \text{full range}$	TL08_‡		50		20		10	nA
		TL08_A						7	
V_{ICR} Common-mode input voltage range	$T_A = 25^\circ C$	TL08_‡	±11	±12	±11	±12	±10	±11	V
		TL08_A					±11	±12	
V_{OPP} Maximum peak-to-peak output voltage swing	$T_A = 25^\circ C$	$R_L \geq 10 k\Omega$	24	27	24	27	24	27	V
		$R_L \geq 2 k\Omega$	20	24	20	24	20	24	
A_{VD} Large-signal differential voltage amplification	$R_L \geq 2 k\Omega$, $V_O = \pm 10 V$, $T_A = 25^\circ C$	TL08_‡	25	200	50	200	25	200	V/mV
		TL08_A					50	200	
	'81B, '82B, '84B					50	200		
	TL08_‡	15		25		15			
$R_L \geq 2 k\Omega$, $V_O = \pm 10 V$, $T_A = \text{full range}$	TL08_A					25			
	'81B, '82B, '84B					25			
B_1 Unity-gain bandwidth	$T_A = 25^\circ C$		3		3		3	MHz	
r_i Input resistance	$T_A = 25^\circ C$		10^{11}		10^{11}		10^{11}	Ω	
CMRR Common-mode rejection ratio	$R_S \geq 10 k\Omega$, $T_A = 25^\circ C$	TL08_‡	80	86	80	86	70	76	dB
		TL08_A					80	86	
k_{SVR} Supply voltage rejection ratio ($\Delta V_{CC±}/\Delta V_{IO}$)	$R_S \geq 10 k\Omega$, $T_A = 25^\circ C$	TL08_‡	80	86	80	86	70	76	dB
		TL08_A					80	86	
I_{CC} Supply current (per amplifier)	No load, $T_A = 25^\circ C$	No signal.	1.4	2.8	1.4	2.8	1.4	2.8	mA
V_{O1}/V_{O2} Channel separation	$A_{VD} = 100$, $T_A = 25^\circ C$		120		120		120	dB	

† All characteristics are specified under open-loop conditions unless otherwise noted. Full range for T_A is -55°C to 125°C for TL08_M; -25°C to 85°C for TL08_I; and 0°C to 70°C for TL08_C, TL08_AC, and TL08_BC.

‡ Types TL0851 and TL085M are not defined by this data sheet.

§ Input bias currents of a FET-input operational amplifier are normal junction reverse currents, which are temperature sensitive as shown in Figure 18. Pulse techniques must be used that will maintain the junction temperature as close to the ambient temperature as is possible.

TYPES TL080 THRU TL085, TL080A THRU TL084A, TL081B, TL082B, TL084B
JFET-INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS

operating characteristics, $V_{CC\pm} = \pm 15\text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$

PARAMETER	TEST CONDITIONS	TL08_M			ALL OTHERS			UNIT
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
SR Slew rate at unity gain	$V_I = 10\text{ V}$, $R_L = 2\text{ k}\Omega$, $C_L = 100\text{ pF}$, See Figure 1	8	13			13		$\text{V}/\mu\text{s}$
t_r Rise time	$V_I = 20\text{ mV}$, $R_L = 2\text{ k}\Omega$		0.1			0.1		μs
Overshoot factor	$C_L = 100\text{ pF}$, See Figure 1		10%			10%		
V_n Equivalent input noise voltage	$R_s = 100\ \Omega$, $f = 1\text{ kHz}$		25			25		$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$

PARAMETER MEASUREMENT INFORMATION

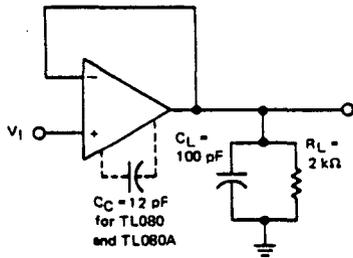


FIGURE 1—UNITY-GAIN AMPLIFIER

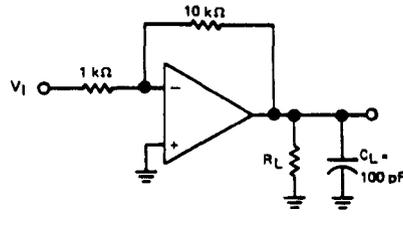


FIGURE 2—GAIN-OF-10 INVERTING AMPLIFIER

INPUT OFFSET VOLTAGE NULL CIRCUITS

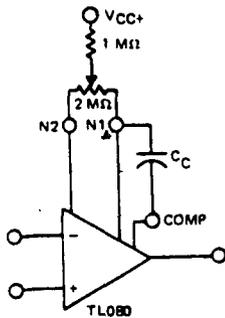


FIGURE 3

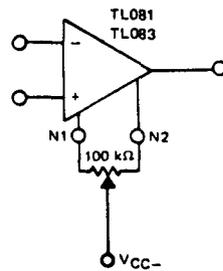
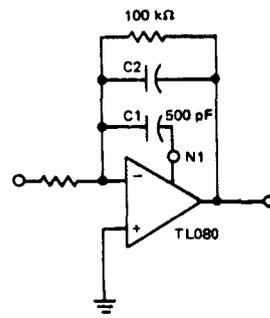


FIGURE 4



FEED-FORWARD COMPENSATION

FIGURE 5

TYPES TL080 THRU TL085, TL080A THRU TL084A, TL081B, TL082B, TL084B
JFET-INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS

TYPICAL CHARACTERISTICS†

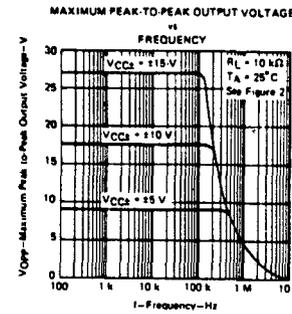


FIGURE 6

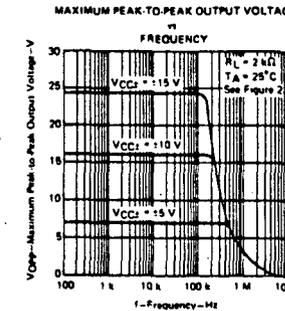


FIGURE 7

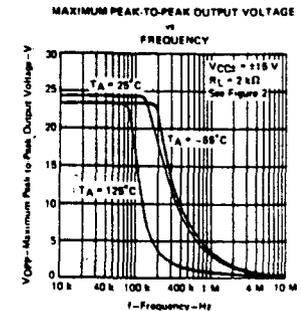


FIGURE 8

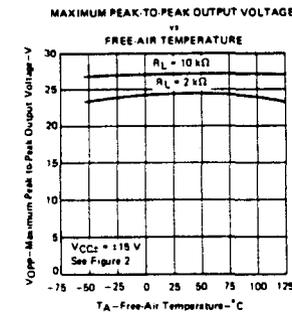


FIGURE 9

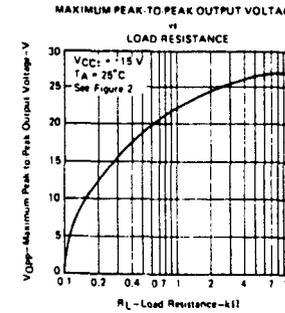


FIGURE 10

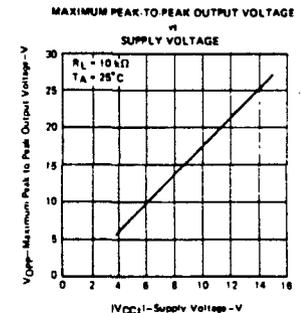


FIGURE 11

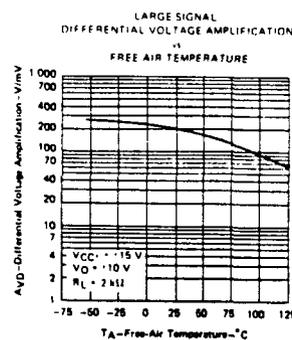


FIGURE 12

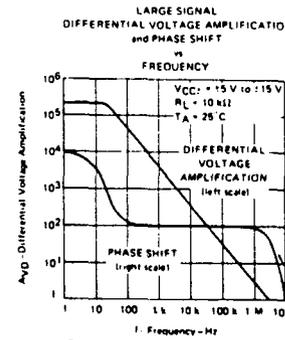


FIGURE 13

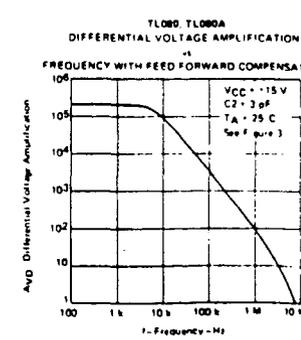


FIGURE 14

† Data at high and low temperatures are applicable only within the rated operating free-air temperature ranges of the various devices. A 12-pF compensation capacitor is used with TL080 and TL080A.

TYPES TL080 THRU TL085, TL080A THRU TL084A, TL081B, TL082B, TL084B

JFET-INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS

TYPICAL CHARACTERISTICS†

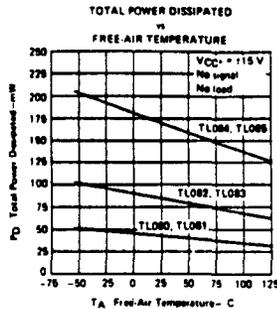


FIGURE 15

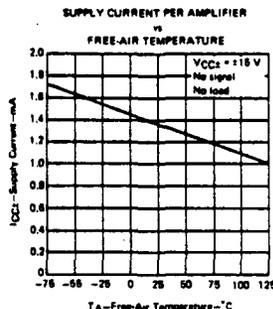


FIGURE 16

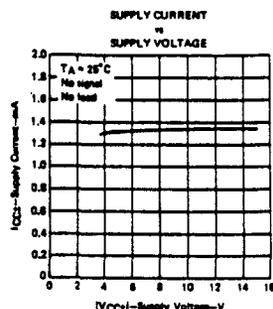


FIGURE 17

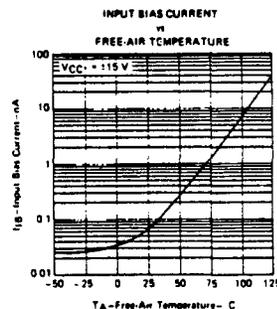


FIGURE 18

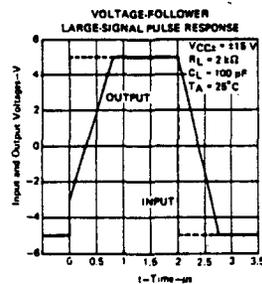


FIGURE 19

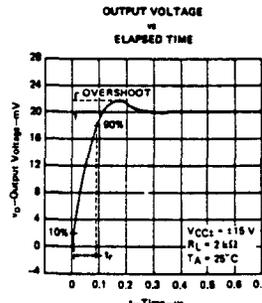


FIGURE 20

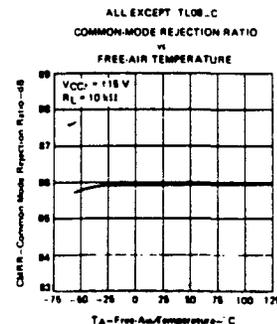


FIGURE 21

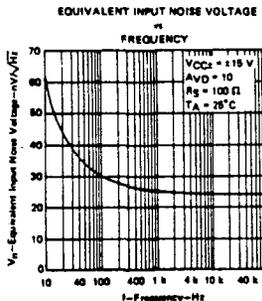


FIGURE 22

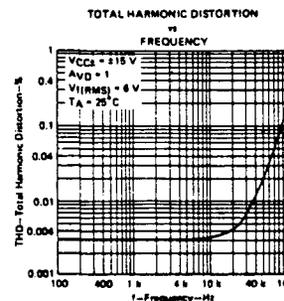


FIGURE 23

TYPES TL080 THRU TL085, TL080A THRU TL084A, TL081B, TL082B, TL084B

JFET-INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS

TYPICAL APPLICATION DATA

0.5-Hz SQUARE-WAVE OSCILLATOR

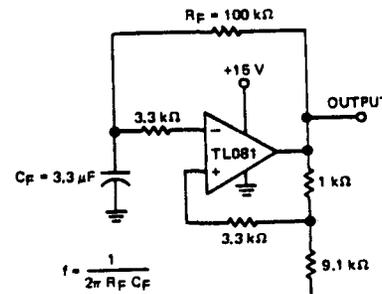


FIGURE 24—0.5-Hz SQUARE-WAVE OSCILLATOR

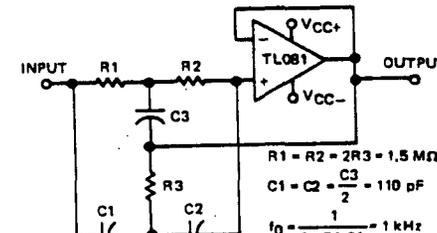


FIGURE 25—HIGH-Q NOTCH FILTER

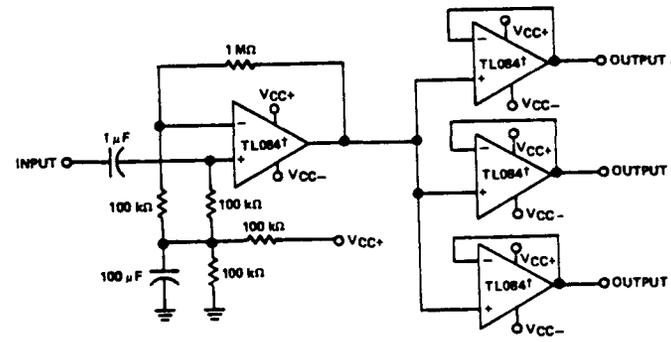
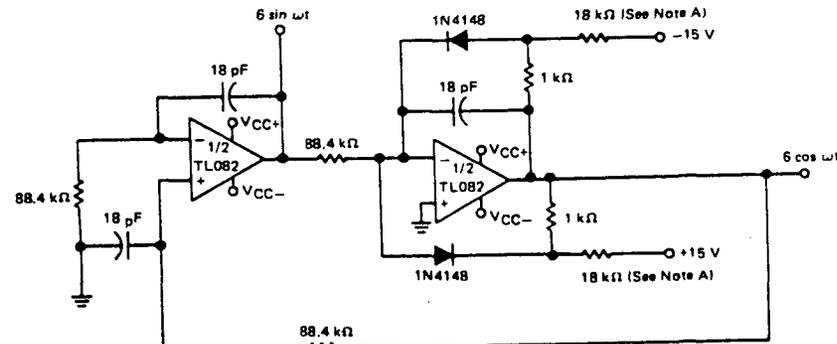


FIGURE 26—AUDIO DISTRIBUTION AMPLIFIER



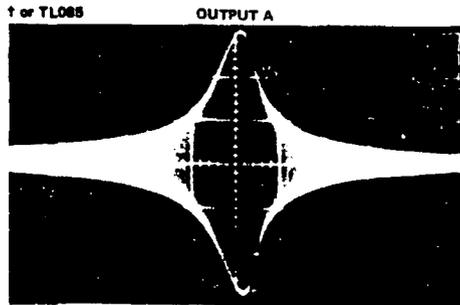
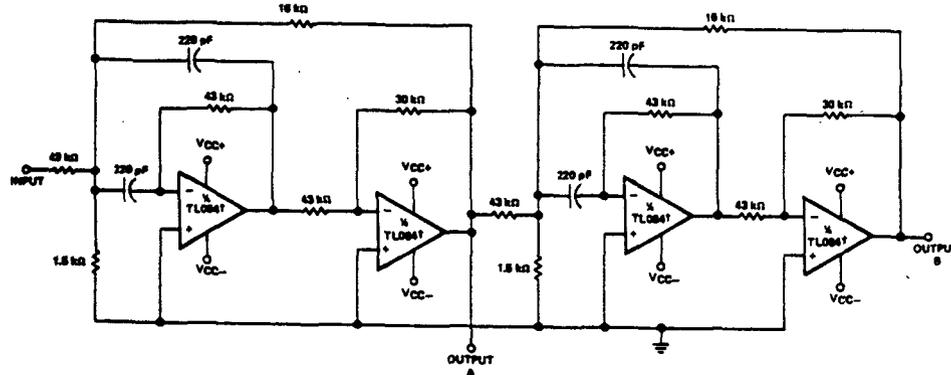
Note A: These resistor values may be adjusted for a symmetrical output.

FIGURE 27—100-kHz QUADRATURE OSCILLATOR

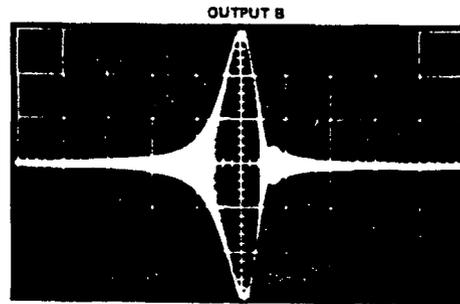
† Data at high and low temperatures are applicable only within the rated operating free-air temperature ranges of the various devices. A 12-pF compensation capacitor is used with TL080 and TL080A.

TYPES TL080 THRU TL085, TL080A THRU TL084A, TL081B, TL082B, TL084B JFET-INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS

TYPICAL APPLICATION DATA



2 kHz/div
SECOND-ORDER BANDPASS FILTER
 $f_0 = 100 \text{ kHz}$, $Q = 30$, GAIN = 4



2 kHz/div
CASCADED BANDPASS FILTER
 $f_0 = 100 \text{ kHz}$, $Q = 69$, GAIN = 16

FIGURE 28—POSITIVE-FEEDBACK BANDPASS FILTER

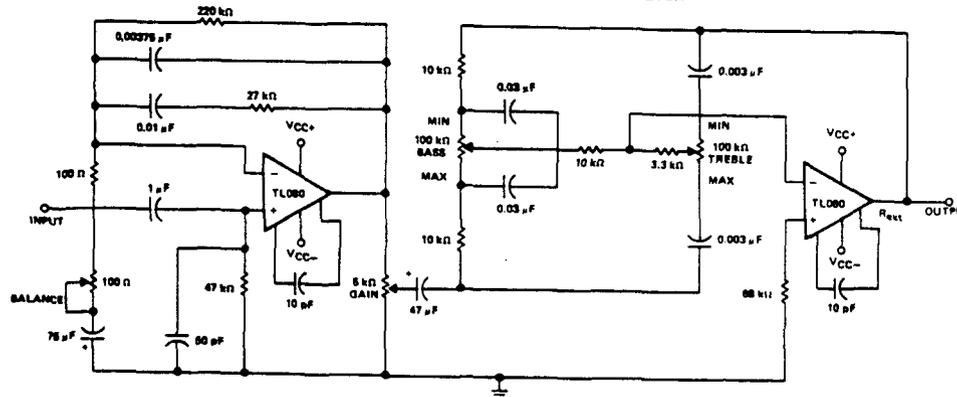


FIGURE 29—IC PREAMPLIFIER

LINEAR INTEGRATED CIRCUITS

TYPES TL094M, TL094I, TL094C QUADRUPLER JFET-INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS

BULLETIN NO. DLS 12754, JUNE 1980

- Wide Range of Supply Voltages
Single Supply . . . 3 V to 36 V
or Dual Supplies
- Class AB Output Stage
- High-Impedance N-Channel-JFET
Input Stage . . . $10^{12} \Omega$ typical
- Internal Frequency Compensation
- Short-Circuit Protection
- Input Common-Mode Range Includes V_{CC-}
- Low Input Offset Current . . . 50 pA typical
- Low Input Bias Current . . . 200 pA typical

description

The TL094 is a quadruple operational amplifier similar in performance to the MC3403 family but with much higher input impedance derived from a FET Input Stage. The N-channel-JFET input stage allows a common-mode input voltage range that includes the negative supply voltage and offers a typical input impedance of 10^{12} ohms, a typical input offset current of 50 picoamperes, and a typical input bias current of 200 picoamperes. The TL094 is designed to operate from a single supply over a range of 3 to 36 volts. Operation from split supplies is also possible provided the difference between the two supplies is 3 to 36 volts. Output voltage range is from V_{CC-} to 1.5 volts less than V_{CC+} .

The TL094M is characterized for operation over the full military temperature range of -55°C to 125°C . The TL094I is characterized for operation from -40°C to 85°C . The TL094C is characterized for operation from 0°C to 70°C .

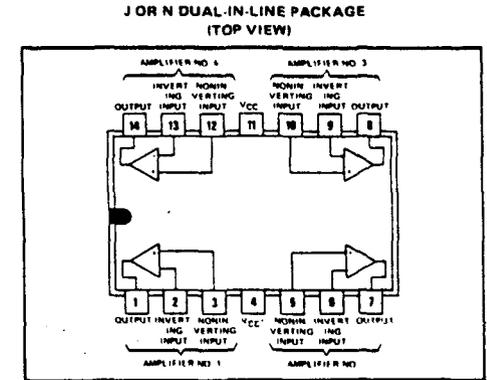
absolute maximum ratings over operating free-air temperature range (unless otherwise noted)

	TL094M	TL094I	TL094C	UNIT
Supply voltage V_{CC+} (see Note 1)	18	18	18	V
Supply voltage V_{CC-} (see Note 1)	-18	-18	-18	V
Supply voltage V_{CC+} with respect to V_{CC-}	36	36	36	V
Differential input voltage (see Note 2)	36	36	36	V
Input voltage (see Notes 1 and 3)	18	18	18	V
Continuous total dissipation at (or below) 25°C free-air temperature (see Note 4)	J Package	1375	1025	mW
	N Package		1150	1150
Operating free-air temperature range	-55 to 125	-40 to 85	0 to 70	$^\circ\text{C}$
Storage temperature range	-65 to 150	-65 to 150	-65 to 150	$^\circ\text{C}$
Lead temperature 1/16 inch (1.6 mm) from case for 60 seconds	J Package	300	300	$^\circ\text{C}$
Lead temperature 1/16 inch (1.6 mm) from case for 10 seconds	N Package	260	260	$^\circ\text{C}$

- NOTES:
1. These voltage values are with respect to the midpoint between V_{CC+} and V_{CC-} .
 2. Differential voltages are at the noninverting input terminal with respect to the inverting input terminal.
 3. Neither input must ever be more positive than V_{CC+} or more negative than V_{CC-} minus 0.3 V.
 4. For operation above 25°C free-air temperature, refer to Dissipation Derating Table. In the J package, TL094M chips are alloy mounted; TL094I and TL094C chips are glass-mounted.

DISSIPATION DERATING TABLE

PACKAGE	POWER RATING	DERATING FACTOR	ABOVE T_A
J (Alloy-Mounted Chip)	1375 mW	11.0 mW/ $^\circ\text{C}$	25°C
J (Glass-Mounted Chip)	1025 mW	8.2 mW/ $^\circ\text{C}$	25°C
N	1150 mW	9.2 mW/ $^\circ\text{C}$	25°C



TYPES TL094M, TL094I, TL094C QUADRUPLE JFET-INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS

electrical characteristics at specified free-air temperature, $V_{CC\pm} = \pm 15$ V

PARAMETER	TEST CONDITIONS [†]	TL094M			TL094I			TL094C			UNIT
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
V_{IO} Input offset voltage	$T_A = 25^\circ\text{C}$		5	9		5	9		5	15	mV
	$T_A = \text{full range}$			15			15			20	
ρV_{IO} Temperature coefficient of input offset voltage	$T_A = 25^\circ\text{C}$		10		10		10		10		$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
I_{IO} Input offset current [‡]	$T_A = 25^\circ\text{C}$		50	200		50	200		50	200	pA
	$T_A = \text{full range}$			20			10			5	
I_{IB} Input bias current [‡]	$T_A = 25^\circ\text{C}$		200	400		200	400		200	400	pA
	$T_A = \text{full range}$			50			20			10	
V_{ICR} Common-mode input voltage range [‡]	$T_A = 25^\circ\text{C}$		$V_{CC-} - V_{CC-}$ to to		$V_{CC-} - V_{CC-}$ to to		$V_{CC-} - V_{CC-}$ to to		$V_{CC-} - V_{CC-}$ to to		V
			12	13		12	13		12	13	
V_{OM} Peak output voltage swing	$R_L = 10\text{ k}\Omega$, $T_A = 25^\circ\text{C}$		± 12	± 13.5		± 12	± 13.5		± 12	± 13.5	V
	$R_L = 2\text{ k}\Omega$, $T_A = 25^\circ\text{C}$		± 10	± 13		± 10	± 13		± 10	± 13	
	$R_L = 2\text{ k}\Omega$, $T_A = \text{full range}$		± 10			± 10			± 10		
AVD Large-signal differential voltage amplification	$R_L = 2\text{ k}\Omega$, $T_A = 25^\circ\text{C}$		50	200		20	200		20	200	V/mV
	$V_O = \pm 10\text{ V}$, $T_A = \text{full range}$		25		15		15		15		
B_{OM} Maximum output-swing bandwidth	$V_{OPP} = 20\text{ V}$, $R_L = 2\text{ k}\Omega$, $AVD = 1$, $T_A = 25^\circ\text{C}$, $THD < 5\%$		9		9		9		9		kHz
B_1 Unity-gain bandwidth	$R_L = 10\text{ k}\Omega$, $V_O = 50\text{ mV}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$		1		1		1		1		MHz
ϕ_m Phase margin	$C_L = 200\text{ pF}$, $R_L = 2\text{ k}\Omega$, $T_A = 25^\circ\text{C}$		60°		60°		60°		60°		
r_i Input resistance	$f = 20\text{ Hz}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$		10^{12}		10^{12}		10^{12}		10^{12}		Ω
r_o Output resistance	$f = 20\text{ Hz}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$		75		75		75		75		Ω
$CMRR$ Common-mode rejection ratio	$R_S < 10\text{ k}\Omega$, $T_A = 25^\circ\text{C}$		70	90		70	90		70	90	dB
k_{SVR} Supply voltage rejection ratio ($\Delta V_{CC}/\Delta V_{IO}$)	$T_A = 25^\circ\text{C}$		75	90		75	90		75	90	dB
I_{OS} Short-circuit output current	$T_A = 25^\circ\text{C}$		± 10	± 30	± 60		± 10	± 30	± 60		mA
I_{CC} Total supply current	No load, $V_O = 0\text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$		6	10		6	10		6	10	mA

[†] All characteristics are specified under open-loop conditions unless otherwise noted. Full range for T_A is -55°C to 125°C for TL094M, -40°C to 85°C for TL094I, and 0°C to 70°C for TL094C.
[‡] The V_{ICR} limits are directly linked volt-for-volt to supply voltage, i.e., the positive limit is 3 volts less than V_{CC+} .
[§] Input bias currents of a FET-input operational amplifier are normal junction reverse currents, which are temperature sensitive. Pulse techniques must be used that will maintain the junction temperature as close to the ambient temperature as is possible.

TYPES TL094M, TL094I, TL094C QUADRUPLE JFET-INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS

electrical characteristics, $V_{CC+} = 5\text{ V}$, $V_{CC-} = 0\text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$ (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS [†]	TL094M			TL094I			TL094C			UNIT
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
V_{IO} Input offset voltage	$V_O = 2.5\text{ V}$		5	9		5	9		5	15	mV
I_{IO} Input offset current [‡]	$V_O = 2.5\text{ V}$		50	200		50	200		50	200	pA
I_{IB} Input bias current [‡]			200	400		200	400		200	400	pA
V_{OM} Peak output voltage swing [§]	$R_L = 10\text{ k}\Omega$		3.3	3.5		3.3	3.5		3.3	3.5	V
	$R_L = 10\text{ k}\Omega$, $V_{CC+} = 5\text{ V}$ to 30 V	$V_{CC+} - 1.7$			$V_{CC+} - 1.7$			$V_{CC+} - 1.7$			
AVD Large-signal differential voltage amplification	$R_L = 2\text{ k}\Omega$, $\Delta V_O = 2\text{ V}$		20	200		20	200		20	200	V/mV
k_{SVR} Supply voltage rejection ratio ($\Delta V_{CC}/\Delta V_{IO}$)			75		75		75		75		dB
I_{CC} Supply current	No load, $V_O = 2.5\text{ V}$		5	10		5	10		5	10	mA
V_{O1}/V_{O2} Channel separation	$f = 1\text{ kHz}$ to 20 kHz		120		120		120		120		dB

[†] All characteristics are specified under open-loop conditions.
[‡] Input bias currents of a FET-input operational amplifier are normal junction reverse currents, which are temperature sensitive. Pulse techniques must be used that will maintain the junction temperature as close to the ambient temperature as is possible.
[§] The output will swing essentially to ground.

operating characteristics: $V_{CC\pm} = \pm 15\text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$, $AVD = 1$ (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
SR Slew rate at unity gain	$V_i = \pm 10\text{ V}$, $C_L = 100\text{ pF}$, $R_L = 2\text{ k}\Omega$, See Figure 1		0.6		V/ μs
t_r Rise time	$\Delta V_O = 50\text{ mV}$, $C_L = 100\text{ pF}$, $R_L = 2\text{ k}\Omega$, See Figure 1		0.2		μs
t_f Fall time			0.2		μs
Overshoot factor			20%		
Crossover distortion	$V_{iPP} = 30\text{ mV}$, $V_{OPP} = 2\text{ V}$, $f = 10\text{ kHz}$		1%		
V_n Equivalent input noise voltage	$R_S = 100\ \Omega$, $f = 1\text{ kHz}$		34		$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$

PARAMETER MEASUREMENT INFORMATION

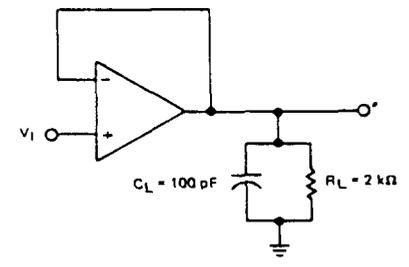


FIGURE 1—UNITY-GAIN AMPLIFIER



CD4001BM/CD4001BC Quad 2-Input NOR, Buffered B Series Gate
CD4011BM/CD4011BC Quad 2-Input NAND Buffered B Series Gate

General Description

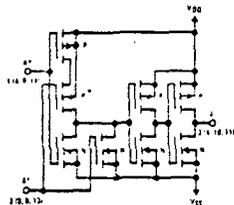
These quad gates are monolithic complementary MOS (CMOS) integrated circuits constructed with N- and P-channel enhancement mode transistors. They have equal source and sink current capabilities and conform to standard B series output drive. The devices also have buffered outputs which improve transfer characteristics by providing very high gain.

All inputs are protected against static discharge with diodes to V_{DD} and V_{SS}.

Features

- Low power TTL compatibility fan out of 2 driving 74L or 1 driving 74LS
- 5V—10V—15V parametric ratings
- Symmetrical output characteristics
- Maximum input leakage 1μA at 15V over full temperature range

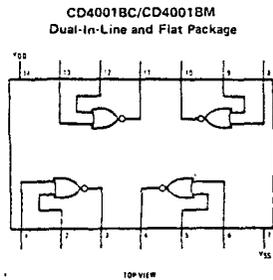
Schematic and Connection Diagrams



1/4 of device shown

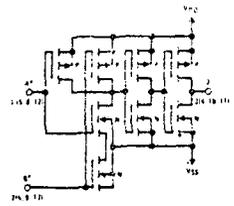
$J = A + B$
 Logical "1" = High
 Logical "0" = Low

*All inputs protected by standard CMOS protection circuit.



CD4001BC/CD4001BM
 Dual-In-Line and Flat Package

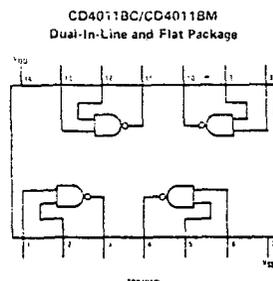
TOP VIEW



1/4 of device shown

$J = A \cdot B$
 Logical "1" = High
 Logical "0" = Low

*All inputs protected by standard CMOS protection circuit.



CD4011BC/CD4011BM
 Dual-In-Line and Flat Package

TOP VIEW

Absolute Maximum Ratings (Notes 1 and 2)

Operating V _{DD} Range	0.5V to V _{DD} + 0.5V
Operating Temperature Range	500 mW
Operating V _{DD} Range	0.5 V _{DD} to +18 V _{DD}
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
Maximum Junction Temperature (Soldering, 10 seconds)	300°C

Operating Conditions

Operating V _{DD} Range	3 V _{DD} to 15 V _{DD}
Operating Temperature Range	55°C to +125°C
CD4001BM, CD4011BM	55°C to +125°C
CD4001BC, CD4011BC	40°C to +85°C

Electrical Characteristics CD4001BM, CD4011BM (Note 2)

PARAMETER	CONDITIONS	55°C		+25°C			+125°C		UNITS
		MIN	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	MAX	
I _Q Quiescent Device Current	V _{DD} = 5V		0.25		0.004	0.25		7.5	μA
	V _{DD} = 10V		0.50		0.005	0.50		15	μA
	V _{DD} = 15V		1.0		0.006	1.0		30	μA
V _{OL} Low Level Output Voltage	V _{DD} = 5V		0.05		0	0.05		0.05	V
	V _{DD} = 10V	I _O < 1μA	0.05		0	0.05		0.05	V
	V _{DD} = 15V		0.05		0	0.05		0.05	V
V _{DD} = 5V	4.95			4.95	5		4.95	V	
V _{OH} High Level Output Voltage	V _{DD} = 10V	9.95		9.95	10		9.95	V	
	V _{DD} = 15V	14.95		14.95	15		14.95	V	
	V _{DD} = 5V	1.5		2	1.5		1.5	V	
V _{IL} Low Level Input Voltage	V _{DD} = 10V, V _O = 9.0V	3.0		4	3.0		3.0	V	
	V _{DD} = 15V, V _O = 13.5V	4.0		6	4.0		4.0	V	
	V _{DD} = 5V, V _O = 0.5V	3.5		3.5	3		3.5	V	
V _{IH} High Level Input Voltage	V _{DD} = 10V, V _O = 1.0V	7.0		7.0	6		7.0	V	
	V _{DD} = 15V, V _O = 1.5V	11.0		11.0	9		11.0	V	
	V _{DD} = 5V, V _O = 0.4V	0.64		0.51	0.88		0.36	mA	
I _{OL} Low Level Output Current	V _{DD} = 10V, V _O = 0.5V	1.6		1.3	2.25		0.9	mA	
	V _{DD} = 15V, V _O = 1.5V	4.2		3.4	8.8		2.4	mA	
	V _{DD} = 5V, V _O = 4.6V	-0.64		-0.51	0.88		0.36	mA	
I _{OH} High Level Output Current	V _{DD} = 10V, V _O = 9.5V	-1.6		-1.3	-2.25		0.9	mA	
	V _{DD} = 15V, V _O = 13.5V	-4.2		-3.4	-8.8		-2.4	mA	
	V _{DD} = 15V, V _{IN} = 0V	-0.10		-10 ⁻⁵	-0.10		-1.0	μA	
I _{IN} Input Current	V _{DD} = 15V, V _{IN} = 15V	0.10		10 ⁻⁵	0.10		1.0	μA	

Note 1: "Absolute Maximum Ratings" are those values beyond which the safety of the device cannot be guaranteed. Except for "Operating Temperature Range" they are not meant to imply that the devices should be operated at these limits. The table of "Electrical Characteristics" provides conditions for actual device operation.

Note 2: All voltages measured with respect to V_{SS} unless otherwise specified.

DC Electrical Characteristics CD4001BC, CD4011BC (Note 2)

PARAMETER	CONDITIONS	40°C		+25°C			+85°C	
		MIN	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	MAX
I _{DD} Quiescent Device Current	V _{DD} = 5V		1		0.004	1		7.5
	V _{DD} = 10V		2		0.005	2		15
	V _{DD} = 15V		4		0.005	4		30
V _{OL} Low Level Output Voltage	V _{DD} = 5V		0.05		0	0.05		0.05
	V _{DD} = 10V	I _O < 1μA	0.05		0	0.05		0.05
	V _{DD} = 15V		0.05		0	0.05		0.05
V _{OH} High Level Output Voltage	V _{DD} = 5V		4.95		4.95	5		4.95
V _{OH} High Level Output Voltage	V _{DD} = 10V	I _O < 1μA	9.95		9.95	10		9.95
	V _{DD} = 15V		14.95		14.95	15		14.95
	V _{IL} Low Level Input Voltage		V _{DD} = 5V, V _O = 4.5V		1.5		2	
V _{IL} Low Level Input Voltage	V _{DD} = 10V, V _O = 9.0V		3.0		4		3.0	
	V _{DD} = 15V, V _O = 13.5V		4.0		6		4.0	
	V _{IH} High Level Input Voltage	V _{DD} = 5V, V _O = 0.5V		3.5		3		3.5
V _{IH} High Level Input Voltage	V _{DD} = 10V, V _O = 1.0V		7.0		7.0		7.0	
	V _{DD} = 15V, V _O = 1.5V		11.0		11.0		11.0	
	I _{OL} Low Level Output Current	V _{DD} = 5V, V _O = 0.4V		0.52		0.44		0.36
I _{OL} Low Level Output Current	V _{DD} = 10V, V _O = 0.5V		1.3		1.1		0.9	
	V _{DD} = 15V, V _O = 1.5V		3.6		3.0		2.4	
	I _{OH} High Level Output Current	V _{DD} = 5V, V _O = 4.6V		-0.52		-0.44		-0.36
I _{OH} High Level Output Current	V _{DD} = 10V, V _O = 9.5V		-1.3		-1.1		-0.9	
	V _{DD} = 15V, V _O = 13.5V		-3.6		-3.0		-2.4	
	I _{IN} Input Current	V _{DD} = 15V, V _{IN} = 0V		-0.30		-10 ⁻⁵		-0.30
	V _{DD} = 15V, V _{IN} = 15V		0.30		10 ⁻⁵		0.30	

AC Electrical Characteristics CD4001BC, CD4011BM

T_A = 25°C, Input t_r: t_f = 20 ns, C_L = 50 pF, R_L = 200k. Typical temperature coefficient is 0.3%/°C.

PARAMETER	CONDITIONS	TYP	MAX	UNITS
t _{PHL} Propagation Delay Time, High-to-Low Level	V _{DD} = 5V	120	250	ns
	V _{DD} = 10V	50	100	
	V _{DD} = 15V	35	70	
t _{PLH} Propagation Delay Time, Low-to-High Level	V _{DD} = 5V	110	250	ns
	V _{DD} = 10V	50	100	
	V _{DD} = 15V	35	70	
t _{THL} , t _{TLH} Transition Time	V _{DD} = 5V	90	200	ns
	V _{DD} = 10V	50	100	
	V _{DD} = 15V	40	80	
C _{IN} Average Input Capacitance	Any Input	5	7.5	pF
CPD Power Dissipation Capacity	Any Gate	14		pF

Electrical Characteristics CD4011BC, CD4011BM

T_A = 25°C, Input t_r: t_f = 20 ns, C_L = 50 pF, R_L = 200k. Typical Temperature Coefficient is 0.3%/°C.

PARAMETER	CONDITIONS	TYP	MAX	UNITS
t _{PHL} Propagation Delay, High-to-Low Level	V _{DD} = 5V	120	250	ns
	V _{DD} = 10V	50	100	
	V _{DD} = 15V	35	70	
t _{PLH} Propagation Delay, Low-to-High Level	V _{DD} = 5V	85	250	ns
	V _{DD} = 10V	40	100	
	V _{DD} = 15V	30	70	
t _{THL} , t _{TLH} Transition Time	V _{DD} = 5V	90	200	ns
	V _{DD} = 10V	50	100	
	V _{DD} = 15V	40	80	
C _{IN} Average Input Capacitance	Any Input	5	7.5	pF
CPD Power Dissipation Capacity	Any Gate	14		pF

Typical Performance Characteristics

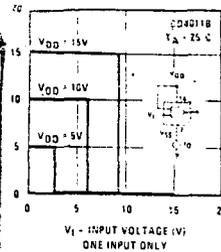


FIGURE 1. Typical Transfer Characteristics

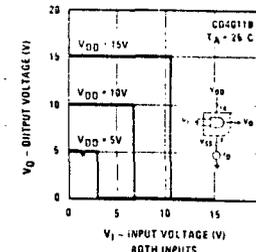


FIGURE 2. Typical Transfer Characteristics

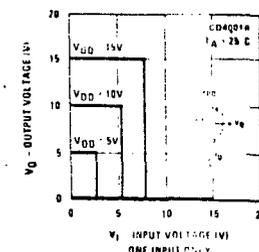


FIGURE 3. Typical Transfer Characteristics

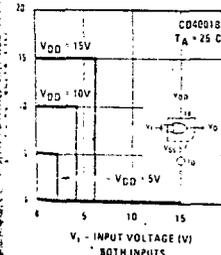


FIGURE 4. Typical Transfer Characteristics

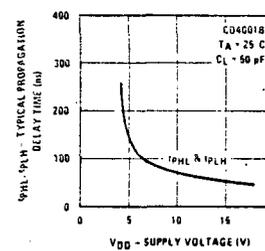


FIGURE 5

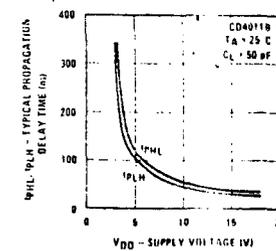


FIGURE 6



CD4015BM/CD4015BC DUAL 4-BIT Static Shift Register

General Description

The CD4015BM/CD4015BC contains two identical, 4-stage, serial-input/parallel-output registers with independent "Data," "Clock," and "Reset" inputs. The logic level present at the input of each stage is transferred to the output of that stage at each positive-going clock transition. A logic high on the "Reset" input resets all four stages covered by that input. All inputs are protected from static discharge by a series resistor and diode clamps to V_{DD} and V_{SS}.

- Low power fan out of 2 driving 74L or 1 driving 74LS
- Medium speed operation 8 MHz (typ) clock rate
- Fully static design @V_{DD} - V_{SS} = 10 Volts

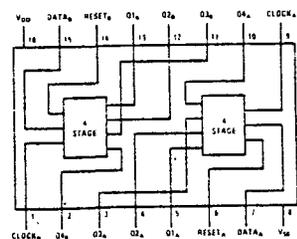
Applications

- Serial-input/parallel-output data queuing
- Serial to parallel data conversion
- General purpose register

Features

- Wide supply voltage range 3.0V to 18V
- High noise immunity 0.45 V_{DD} (typ.)

Connection Diagram and Truth Table

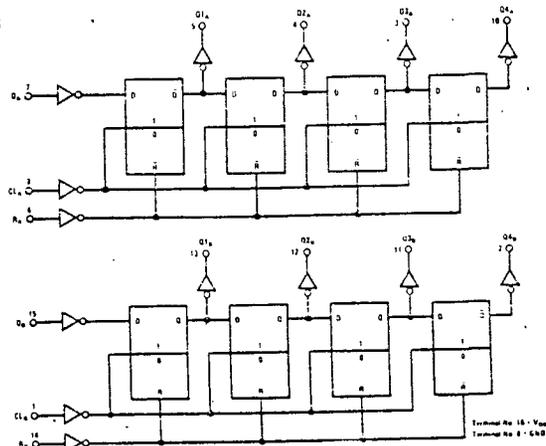


CL*	D	R	Q ₁	Q _n
0	0	0	0	Q _{n-1}
1	0	0	1	Q _{n-1}
X	X	1	0	0

(No change)

* Level change
X Don't care case.

Logic Diagrams



Maximum Ratings (Notes 1 and 2)

Supply Voltage	-0.5 to +18 V _{DC}
Input Voltage	-0.5 to V _{DD} + 0.5 V _{DC}
Storage Temperature Range	-65 to +150 °C
Average Dissipation	500 mW
Soldering Temperature (Soldering, 10 seconds)	300 °C

Recommended Operating Conditions

DC Supply Voltage	+3 to +15 V _{DC}
Input Voltage	0 to V _{DD} V _{DC}
Operating Temperature Range	
CD4015BM	-55 °C to +125 °C
CD4015BC	-40 °C to +85 °C

DC Electrical Characteristics (Note 2) - CD4015BM

Parameter	Conditions	-55 °C		25 °C		125 °C		Units	
		Min	Max	Min	Typ	Max	Min		Max
I _{DD} Quiescent Device Current	V _{DD} = 5V		5		0.005	5		150	μA
	V _{DD} = 10V		10		0.010	10		300	μA
	V _{DD} = 15V		20		0.015	20		600	μA
V _{OL} Low Level Output Voltage	V _{DD} = 5V		0.05		0	0.05		0.05	V
	V _{DD} = 10V		0.05		0	0.05		0.05	V
	V _{DD} = 15V		0.05		0	0.05		0.05	V
V _{OH} High Level Output Voltage	V _{DD} = 5V	4.95		4.95	5		4.95		V
	V _{DD} = 10V	9.95		9.95	10		9.95		V
	V _{DD} = 15V	14.95		14.95	15		14.95		V
V _I Input Voltage	V _{DD} = 5V, V _O = 0.5V or 4.5V		1.5		2.25	1.5		1.5	V
	V _{DD} = 10V, V _O = 1.0V or 9.0V		3.0		4.50	3.0		3.0	V
	V _{DD} = 15V, V _O = 1.5V or 13.5V		4.0		6.75	4.0		4.0	V
V _I Input Voltage	V _{DD} = 5V, V _O = 0.5V; or 4.5V	3.5		3.5	2.75		3.5		V
	V _{DD} = 10V, V _O = 1.0V or 9.0V	7.0		7.0	5.50		7.0		V
	V _{DD} = 15V, V _O = 1.5V or 13.5V	11.0		11.0	8.25		11.0		V
I _{OL} Low Level Output Current	V _{DD} = 5V, V _O = 0.4V	0.64		0.51	0.66		0.36		mA
	V _{DD} = 10V, V _O = 0.5V	1.6		1.3	2.25		0.9		mA
	V _{DD} = 15V, V _O = 1.5V	4.2		3.4	8.8		2.4		mA
I _{OH} High Level Output Current	V _{DD} = 5V, V _O = 4.6V	-0.64		-0.51	-0.88		-0.36		mA
	V _{DD} = 10V, V _O = 9.5V	-1.6		-1.3	-2.25		-0.9		mA
	V _{DD} = 15V, V _O = 13.5V	-4.2		-3.4	-8.8		-2.4		mA
I _{IN} Input Current	V _{DD} = 15V, V _{IN} = 0V		-0.1		-10 ⁻⁵		-0.1		μA
	V _{DD} = 15V, V _{IN} = 15V		0.1		10 ⁻⁵		0.1		μA

DC Electrical Characteristics (Note 2) — CD4015BC

Parameter	Conditions	-40°C		25°C			85°C		Units
		Min	Max	Min	Typ	Max	Min	Max	
I _{DD}	Quiescent Device Current V _{DD} = 5V V _{DD} = 10V V _{DD} = 15V		20		0.005	20		150	μA
			40		0.010	40		300	μA
			80		0.015	80		600	μA
V _{OL}	Low Level Output Voltage V _{DD} = 5V V _{DD} = 10V V _{DD} = 15V		0.05		0	0.05		0.05	V
			0.05		0	0.05		0.05	V
			0.05		0	0.05		0.05	V
V _{OH}	High Level Output Voltage V _{DD} = 5V V _{DD} = 10V V _{DD} = 15V		4.95		4.95	5		4.95	V
			9.95		9.95	10		9.95	V
			14.95		14.95	15		14.95	V
V _{IL}	Low Level Input Voltage V _{DD} = 5V, V _O = 0.5V or 4.5V V _{DD} = 10V, V _O = 1.0V or 9.0V V _{DD} = 15V, V _O = 1.5V or 13.5V		1.5		2.25	1.5		1.5	V
			3.0		4.50	3.0		3.0	V
			4.0		6.75	4.0		4.0	V
V _{IH}	High Level Input Voltage V _{DD} = 5V, V _O = 0.5V; or 4.5V V _{DD} = 10V, V _O = 1.0V or 9.0V V _{DD} = 15V, V _O = 1.5V or 13.5V		3.5		3.5	2.75		3.5	V
			7.0		7.0	5.50		7.0	V
			11.0		11.0	8.25		11.0	V
I _{OL}	Low Level Output Current V _{DD} = 5V, V _O = 0.4V V _{DD} = 10V, V _O = 0.5V V _{DD} = 15V, V _O = 1.5V		0.52		0.44	0.88		0.36	mA
			1.3		1.1	2.25		0.9	mA
			3.6		3.0	8.8		2.4	mA
I _{OH}	High Level Output Current V _{DD} = 5V, V _O = 4.6V V _{DD} = 10V, V _O = 9.5V V _{DD} = 15V, V _O = 13.5V		-0.52		-0.44	-0.88		-0.36	mA
			-1.3		-1.1	-2.25		-0.9	mA
			-3.6		-3.0	-8.8		-2.4	mA
I _{IN}	Input Current V _{DD} = 15V, V _{IN} = 0V V _{DD} = 15V, V _{IN} = 15V		-0.3		-10 ⁻⁵	-0.3		-1.0	μA
			0.3		10 ⁻⁵	0.3		1.0	μA

Note 1: "Absolute Maximum Ratings" are those values beyond which the safety of the device cannot be guaranteed, they are not meant to imply that the devices should be operated at these limits. The tables of "Recommended Operating Conditions" and "Electrical Characteristics" provide conditions for actual device operation.

Note 2: V_{SS} = 0V unless otherwise specified.

AC Electrical Characteristics

T_A = 25°C, C_L = 50 pF, R_L = 200 Ω, t_r = 20 ns, unless otherwise specified.

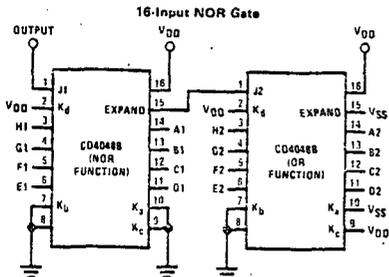
Clocked Operation	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
Clocked Operation	t _{PHL} , t _{PLH}	V _{DD} = 5V		230	350	ns
		V _{DD} = 10V		80	160	ns
		V _{DD} = 15V		60	120	ns
Clocked Operation	t _{THL} , t _{TLH}	V _{DD} = 5V		100	200	ns
		V _{DD} = 10V		50	100	ns
		V _{DD} = 15V		40	40	ns
Clocked Operation	t _{WL} , t _{WM}	V _{DD} = 5V		160	250	ns
		V _{DD} = 10V		60	110	ns
		V _{DD} = 15V		50	100	ns
Clocked Operation	t _{rCL} , t _{fCL}	V _{DD} = 5V			15	μs
		V _{DD} = 10V			15	μs
		V _{DD} = 15V			15	μs
Clocked Operation	t _{SU}	V _{DD} = 5V		50	100	ns
		V _{DD} = 10V		20	40	ns
		V _{DD} = 15V		15	30	ns
Clocked Operation	f _{CL}	V _{DD} = 5V	2	3.5		MHz
		V _{DD} = 10V	4.5	8		MHz
		V _{DD} = 15V	6	11		MHz
Clocked Operation	C _{IN}	Clock Input		7.5	10	pF
		Other Inputs		5	7.5	pF
Reset Operation						
Reset Operation	t _{PHL(R)}	V _{DD} = 5V		200	400	ns
		V _{DD} = 10V		100	200	ns
		V _{DD} = 15V		80	160	ns
Reset Operation	t _{WH(R)}	V _{DD} = 5V		135	250	ns
		V _{DD} = 10V		40	80	ns
		V _{DD} = 15V		30	60	ns

Truth Table for EXPAND Feature

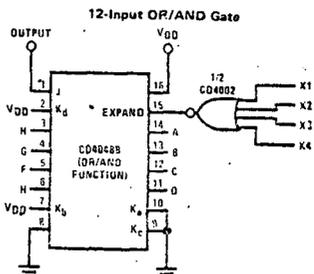
COMBINED OUTPUT FUNCTION	FUNCTION NEEDED AT EXPAND INPUT	OUTPUT BOOLEAN EXPRESSION
NOR	OR	$J = (A + B + C + D + E + F + G + H) + (\text{EXP})$
OR	OR	$J = (A + B + C + D + E + F + G + H) + (\text{EXP})$
AND	NAND	$J = (\text{ABCDEFGH}) \cdot (\text{EXP})$
NAND	NAND	$J = (\text{ABCDEFGH}) \cdot (\text{EXP})$
OR/AND	NOR	$J = (A + B + C + D) \cdot (E + F + G + H) \cdot (\text{EXP})$
OR/NAND	NOR	$J = (A + B + C + D) \cdot (E + F + G + H) \cdot (\text{EXP})$
AND/NOR	AND	$J = (\text{ABCD}) + (\text{EFGH}) + (\text{EXP})$
AND/OR	AND	$J = (\text{ABCD}) + (\text{EFGH}) + (\text{EXP})$

Note: Positive logic is assumed. (EXP) represents the logic level present at the EXPAND input.

Typical Applications of EXPAND Feature



$$\text{Output} = \overline{A1 + B1 + C1 + D1 + E1 + F1 + G1 + H1 + A2 + B2 + C2 + D2 + E2 + F2 + G2 + H2}$$



$$\text{Output} = (A + B + C + D) \cdot (E + G + H) \cdot (X1 + X2 + X3 + X4) \cdot F +$$

National Semiconductor

CD4049M/CD4049C Hex Inverting Buffer
CD4050BM/CD4050BC Hex Non-inverting Buffer

General Description

These hex buffers are monolithic complementary MOS (CMOS) integrated circuits constructed with N- and P-channel enhancement mode transistors. These devices feature logic level conversion using only one supply voltage (V_{DD}). The input signal high level (V_{IH}) can exceed the V_{DD} supply voltage when these devices are used for logic level conversions. These devices are intended for use as hex buffers, CMOS to DTL/TTL converters, or as CMOS current drivers, and at $V_{DD} = 5.0V$, they can drive directly two DTL/TTL loads over the full operating temperature range.

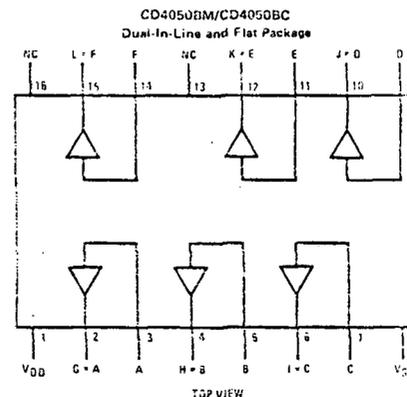
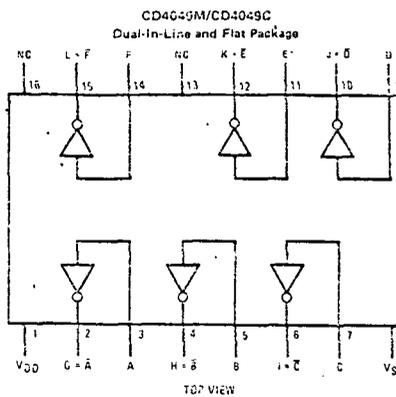
Features

- Wide supply voltage range: 3.0V to 15V
- Direct drive to 2 TTL loads at 5.0V over full temperature range
- High source and sink current capability
- Special input protection permits input voltages greater than V_{DD}

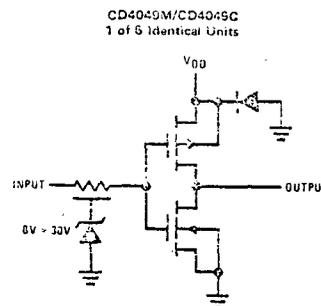
Applications

- CMOS hex inverter/buffer
- CMOS to DTL/TTL hex converter
- CMOS current "sink" or "source" driver
- CMOS high-to-low logic level converter

Connection Diagrams



Schematic Diagrams



Absolute Maximum Ratings

(Notes 1 and 2)

V _{DD} Supply Voltage	-0.5V to +18V
V _{IN} Input Voltage	-0.5V to +18V
V _{OUT} Voltage at Any Output Pin	-0.5V to V _{DD} + 0.5V
T _S Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
P _D Package Dissipation	500 mW
T _L Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)	300°C

Recommended Operating Conditions

(Note 2)

V _{DD} Supply Voltage	-0.5V to +18V
V _{IN} Input Voltage	-0.5V to +18V
V _{OUT} Voltage at Any Output Pin	-0.5V to +18V
T _A Operating Temperature Range	-55°C to +125°C
CD4049M, CD4050BM	-55°C to +125°C
CD4049C, CD4050BC	-40°C to +125°C

DC Electrical Characteristics CD4049M/CD4050BM (Note 2)

PARAMETER	CONDITIONS	-55°C		25°C		125°C		UNITS
		MIN	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	
I _{DD} Quiescent Device Current	V _{DD} = 5V V _{DD} = 10V V _{DD} = 15V		1.0 2.0 4.0		0.01 0.01 0.03		1.0 2.0 4.0	30 60 120
V _{OL} Low Level Output Voltage	V _{IH} = V _{DD} , V _{IL} = 0, I _{OI} < 1 μA V _{DD} = 5V V _{DD} = 10V V _{DD} = 15V		0.05 0.05 0.05		0 0 0		0.05 0.05 0.05	0.05 0.05 0.05
V _{OH} High Level Output Voltage	V _{IH} = V _{DD} , V _{IL} = 0, I _{OI} < 1 μA V _{DD} = 5V V _{DD} = 10V V _{DD} = 15V	4.95 9.95 14.95		4.95 9.95 14.95	5 10 15		4.95 9.95 14.95	V V V
V _{IL} Low Level Input Voltage (CD4050BM Only)	I _{OI} < 1 μA V _{DD} = 5V, V _O = 0.5V V _{DD} = 10V, V _O = 1V V _{DD} = 15V, V _O = 1.5V		1.5 3.0 4.0		2.25 4.5 6.75		1.5 3.0 4.0	V V V
V _{IL} Low Level Input Voltage (CD4049M Only)	I _{OI} < 1 μA V _{DD} = 5V, V _O = 4.5V V _{DD} = 10V, V _O = 9V V _{DD} = 15V, V _O = 13.5V		1.0 2.0 3.0		1.5 2.5 3.0		1.0 2.0 3.0	V V V
V _{IH} High Level Input Voltage (CD4050BM Only)	I _{OI} < 1 μA V _{DD} = 5V, V _O = 4.5V V _{DD} = 10V, V _O = 9V V _{DD} = 15V, V _O = 13.5V	3.5 7.0 11.0		3.5 7.0 11.0	2.75 5.5 8.25		3.5 7.0 11.0	V V V
V _{IH} High Level Input Voltage (CD4049M Only)	I _{OI} < 1 μA V _{DD} = 5V, V _O = 0.5V V _{DD} = 10V, V _O = 1V V _{DD} = 15V, V _O = 1.5V	4.0 8.0 12.0		4.0 8.0 12.0	3.5 7.5 11.5		4.0 8.0 12.0	V V V
I _{OL} Low Level Output Current (Note 3)	V _{IH} = V _{DD} , V _{IL} = 0V V _{DD} = 5V, V _O = 0.4V V _{DD} = 10V, V _O = 0.5V V _{DD} = 15V, V _O = 1.5V	5.8 12 35		4.6 9.8 29	5 12 40		3.2 6.8 20	mA mA mA
I _{OH} High Level Output Current (Note 3)	V _{IH} = V _{DD} , V _{IL} = 0V V _{DD} = 5V, V _O = 4.6V V _{DD} = 10V, V _O = 9.5V V _{DD} = 15V, V _O = 13.5V	-1.3 -2.6 -8.0		-1.1 -2.2 -7.2	-1.6 -3.6 -12		-0.72 -1.5 -5.0	mA mA mA
I _{IN} Input Current	V _{DD} = 15V, V _{IN} = 0V V _{DD} = 15V, V _{IN} = 15V		0.1 0.1		-10 ⁻⁵ 10 ⁻⁵		0.1 0.1	μA μA

Note 1: "Absolute Maximum Ratings" are those values beyond which the safety of the device cannot be guaranteed; they are not meant to indicate that the devices should be operated at these limits. The table of "Recommended Operating Conditions" and "Electrical Characteristics" are the conditions for actual device operation.

Note 2: V_{SS} = 0V unless otherwise specified.

Note 3: These are peak output current capabilities. Continuous output current is rated at 12 mA maximum. The output current should not be allowed to exceed this value for extended periods of time.

Electrical Characteristics CD4049C, CD4050BC (Note 2)

PARAMETER	CONDITIONS	40°C		25°C		85°C		UNITS
		MIN	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	
I _{DD} Quiescent Device Current	V _{DD} = 5V V _{DD} = 10V V _{DD} = 15V		4 8 16		0.03 0.05 0.07		4.0 8.0 16.0	μA μA μA
V _{OL} Low Level Output Voltage	V _{IH} = V _{DD} , V _{IL} = 0V, I _{OI} < 1 μA V _{DD} = 5V V _{DD} = 10V V _{DD} = 15V		3.05 3.05 3.05		0 0 0		0.05 0.05 0.05	V V V
V _{OH} High Level Output Voltage	V _{IH} = V _{DD} , V _{IL} = 0V, I _{OI} < 1 μA V _{DD} = 5V V _{DD} = 10V V _{DD} = 15V	4.95 9.95 14.95		4.95 9.95 14.95	5 10 15		4.95 9.95 14.95	V V V
V _{IL} Low Level Input Voltage (CD4050BC Only)	I _{OI} < 1 μA V _{DD} = 5V, V _O = 0.5V V _{DD} = 10V, V _O = 1V V _{DD} = 15V, V _O = 1.5V		1.5 3.0 4.0		2.25 4.5 6.75		1.5 3.0 4.0	V V V
V _{IL} Low Level Input Voltage (CD4049C Only)	I _{OI} < 1 μA V _{DD} = 5V, V _O = 4.5V V _{DD} = 10V, V _O = 9V V _{DD} = 15V, V _O = 13.5V		1.0 2.0 3.0		1.5 2.5 3.0		1.0 2.0 3.0	V V V
V _{IH} High Level Input Voltage (CD4050BC Only)	I _{OI} < 1 μA V _{DD} = 5V, V _O = 4.5V V _{DD} = 10V, V _O = 9V V _{DD} = 15V, V _O = 13.5V	3.5 7.0 11.0		3.5 7.0 11.0	2.75 5.5 8.25		3.5 7.0 11.0	V V V
V _{IH} High Level Input Voltage (CD4049C Only)	I _{OI} < 1 μA V _{DD} = 5V, V _O = 0.5V V _{DD} = 10V, V _O = 1V V _{DD} = 15V, V _O = 1.5V		4.0 8.0 12.0		4.0 8.0 12.0		4.0 8.0 12.0	V V V
I _{OL} Low Level Output Current (Note 3)	V _{IH} = V _{DD} , V _{IL} = 0V V _{DD} = 5V, V _O = 0.4V V _{DD} = 10V, V _O = 0.5V V _{DD} = 15V, V _O = 1.5V		4.6 9.8 29		4.0 8.5 25		5 12 40	mA mA mA
I _{OH} High Level Output Current (Note 3)	V _{IH} = V _{DD} , V _{IL} = 0V V _{DD} = 5V, V _O = 4.6V V _{DD} = 10V, V _O = 9.5V V _{DD} = 15V, V _O = 13.5V	-1.0 -2.1 -7.1		-0.9 -1.9 -6.2	-1.6 -3.6 -12		-0.72 -1.5 -5	mA mA mA
I _{IN} Input Current	V _{DD} = 15V, V _{IN} = 0V V _{DD} = 15V, V _{IN} = 15V		0.3 0.3		-0.3 0.3		-10 ⁻⁵ 10 ⁻⁵	μA μA

AC Electrical Characteristics CD4049M/CD4049C

$T_A = 25^\circ\text{C}$, $C_L = 50\text{ pF}$, $R_L = 200\text{ k}\Omega$, $t_r = t_f = 20\text{ ns}$, unless otherwise specified.

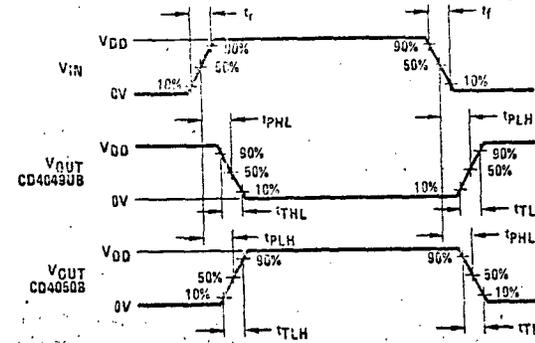
PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
t _{PHL} Propagation Delay Time High-to-Low Level	V _{DD} = 5V		30	65	ns
	V _{DD} = 10V		20	40	ns
	V _{DD} = 15V		15	30	ns
t _{PLH} Propagation Delay Time Low-to-High Level	V _{DD} = 5V		45	85	ns
	V _{DD} = 10V		25	45	ns
	V _{DD} = 15V		20	35	ns
t _{FHL} Transition Time High-to-Low Level	V _{DD} = 5V		30	60	ns
	V _{DD} = 10V		20	40	ns
	V _{DD} = 15V		15	30	ns
t _{TLH} Transition Time Low-to-High Level	V _{DD} = 5V		60	120	ns
	V _{DD} = 10V		30	55	ns
	V _{DD} = 15V		25	45	ns
C _{iN} Input Capacitance	Any Input		15	22.5	pF

AC Electrical Characteristics CD4050BM/CD4050BC

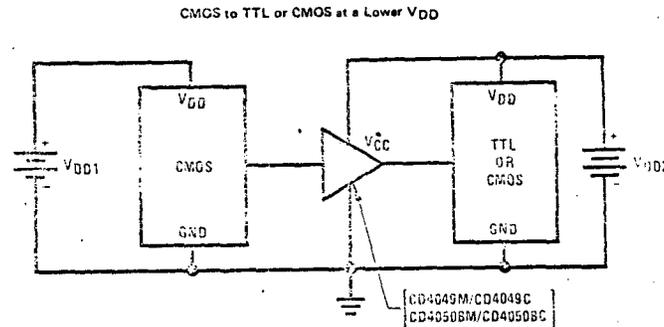
$T_A = 25^\circ\text{C}$, $C_L = 50\text{ pF}$, $R_L = 200\text{ k}\Omega$, $t_r = t_f = 20\text{ ns}$, unless otherwise specified.

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
t _{PHL} Propagation Delay Time High-to-Low Level	V _{DD} = 5V		60	110	ns
	V _{DD} = 10V		25	55	ns
	V _{DD} = 15V		20	30	ns
t _{PLH} Propagation Delay Time Low-to-High Level	V _{DD} = 5V		60	120	ns
	V _{DD} = 10V		30	55	ns
	V _{DD} = 15V		25	45	ns
t _{FHL} Transition Time High-to-Low Level	V _{DD} = 5V		30	60	ns
	V _{DD} = 10V		20	40	ns
	V _{DD} = 15V		15	30	ns
t _{TLH} Transition Time Low-to-High Level	V _{DD} = 5V		60	120	ns
	V _{DD} = 10V		30	55	ns
	V _{DD} = 15V		25	45	ns
C _{iN} Input Capacitance	Any Input		5	7.5	pF

Switching Time Waveforms



Typical Applications



Note: $V_{DD1} \geq V_{DD2}$

Note: In the case of the CD4049M/CD4049C the output drive capability increases with increasing input voltage. E.g., if $V_{DD1} = 10\text{V}$ the CD4049M/CD4049C could drive 4 TTL loads.

INDICE DE GRAFICAS

- * Amplitud y Fase del filtro de 30 Hz.
 - * " " del filtro de 60 Hz.
 - * " " del filtro de 120 Hz.
 - * " " del filtro de 240 Hz.
 - * " " del filtro de 500 Hz.
 - * " " del filtro de 1 KHz.
 - * " " del filtro de 2 KHz.
 - * " " del filtro de 4 KHz.
 - * " " del filtro de 8 KHz.
 - * " " del filtro de 16 KHz.
- * Ruido Blanco y ruido Rosa.

INDICE DE PLANOS

	<u>Nº de Plano</u>
* Esquema sinóptico del analizador.	1
* Generador de ruido Rosa.	2
* Filtro Paso-Banda.	3
* Circuito rectificador y amplificador.	4
* Excitador de Leds.	5

80

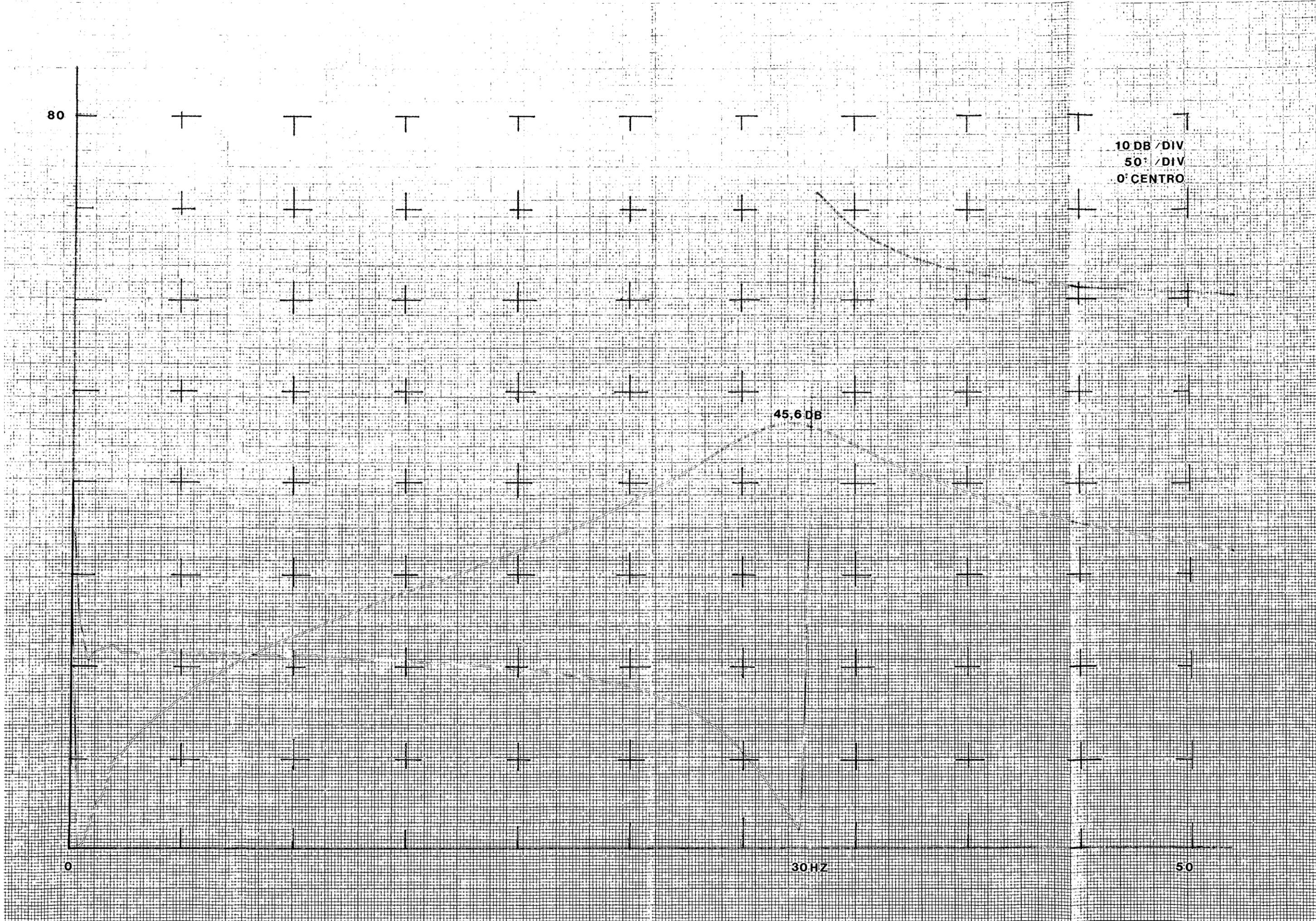
10 DB / DIV
50° / DIV
0° CENTRO

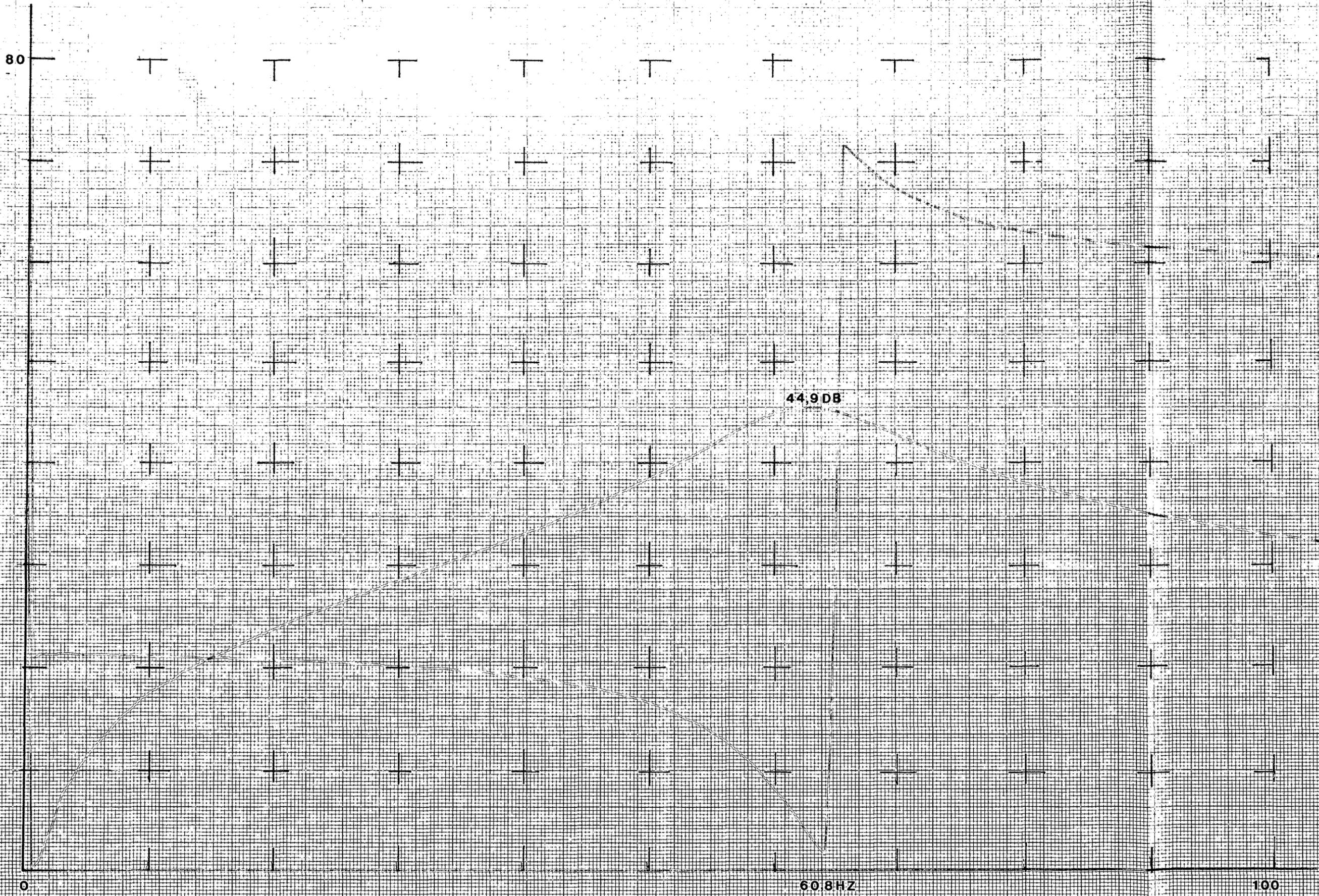
45,6 DB

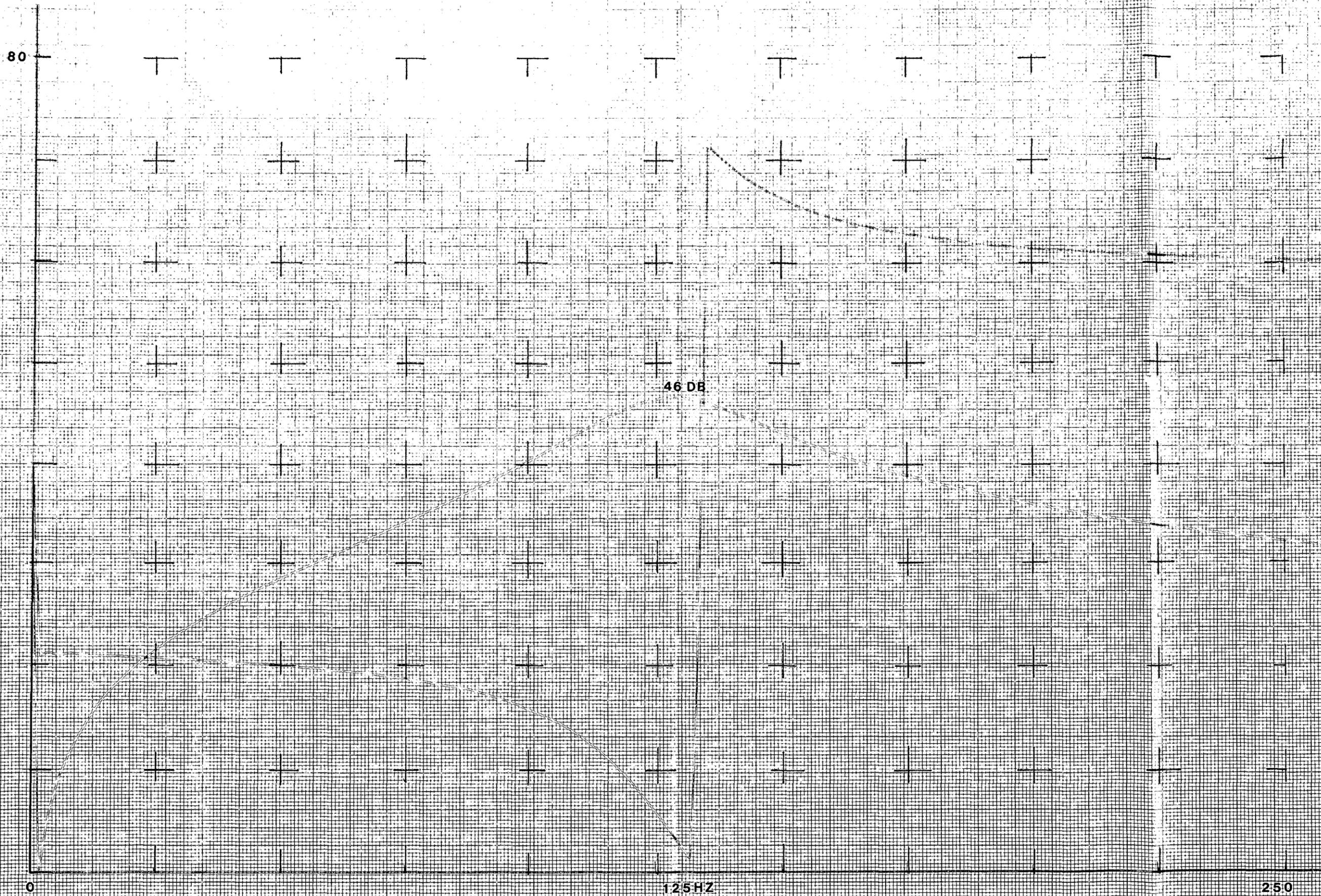
0

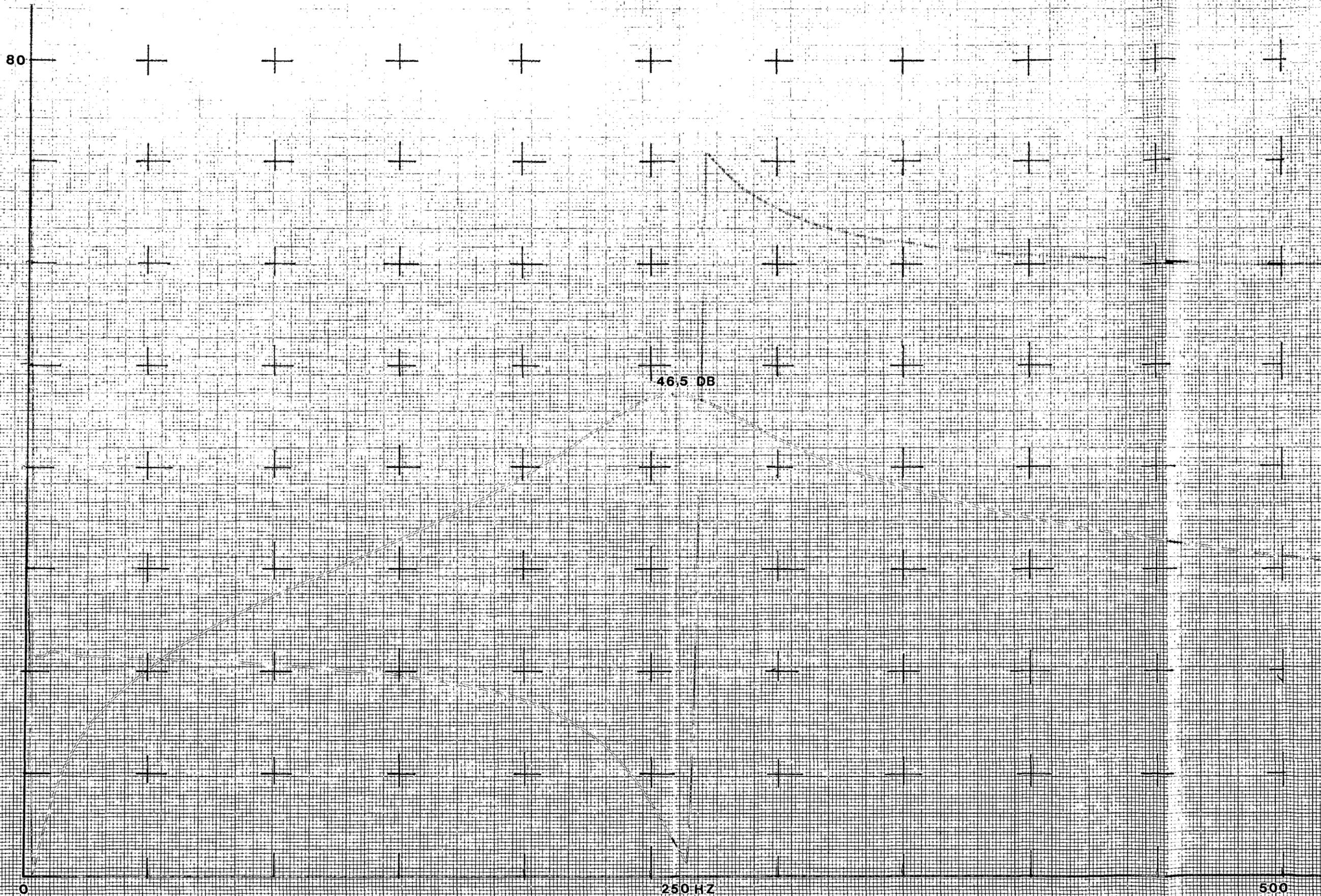
30 HZ

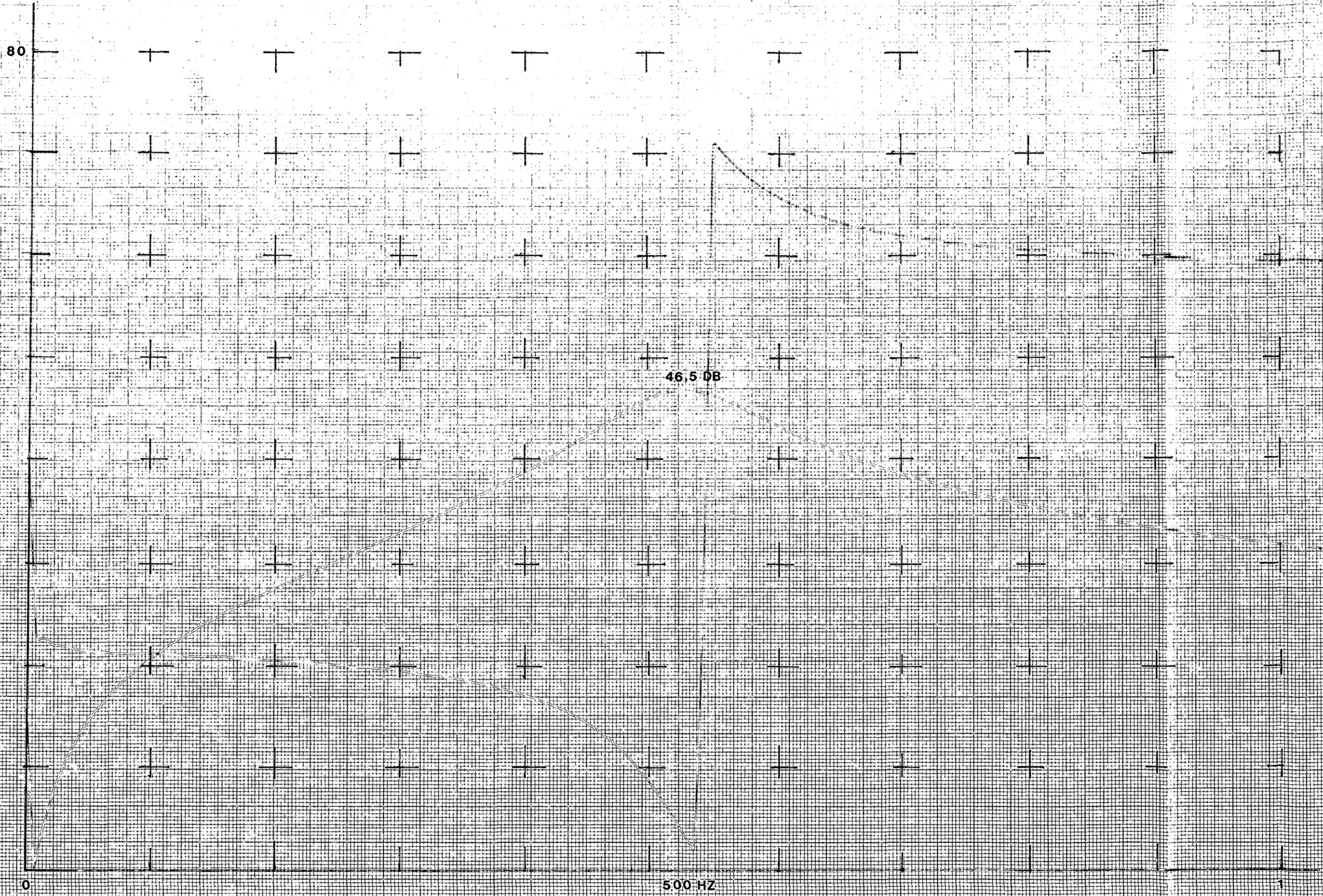
50

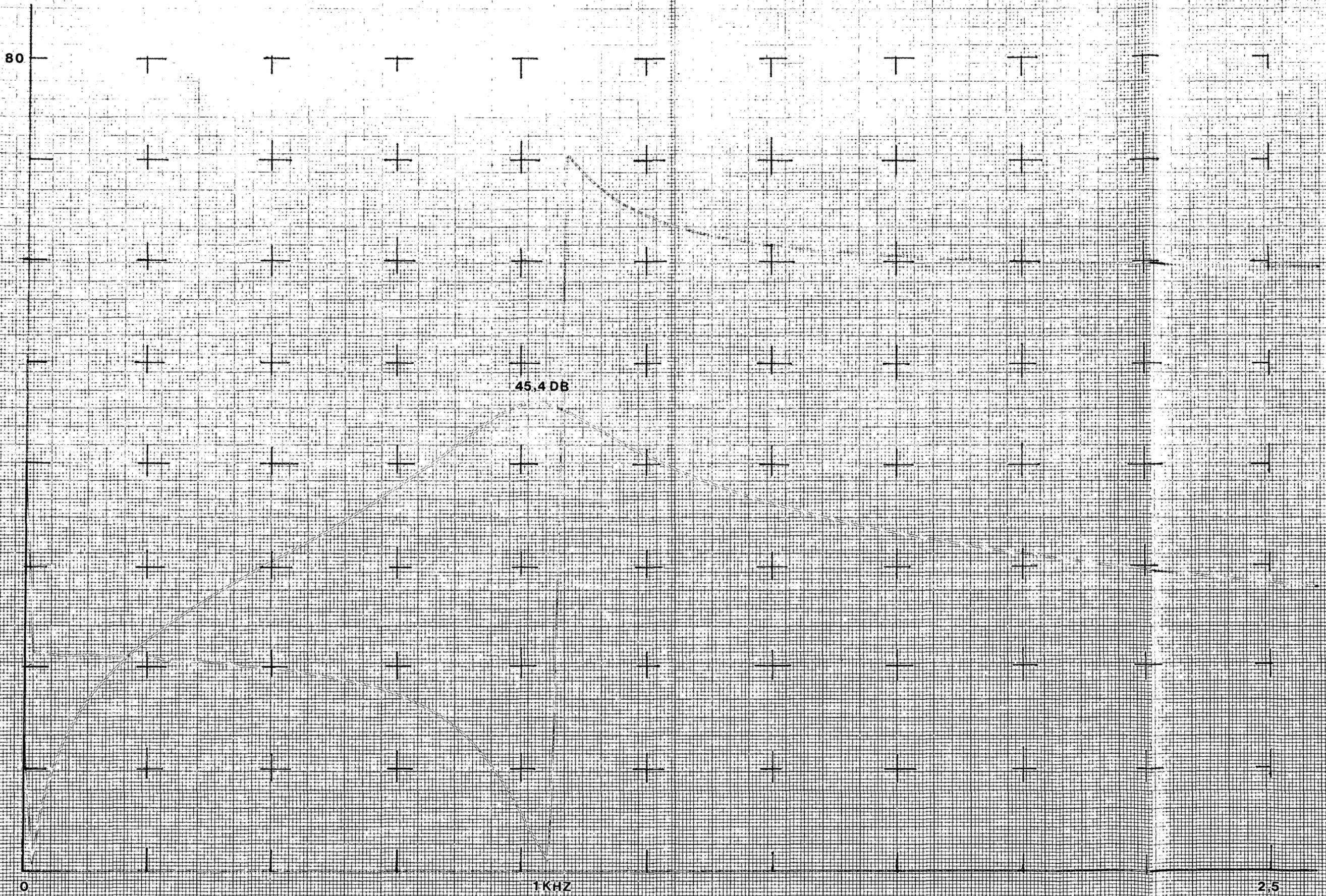












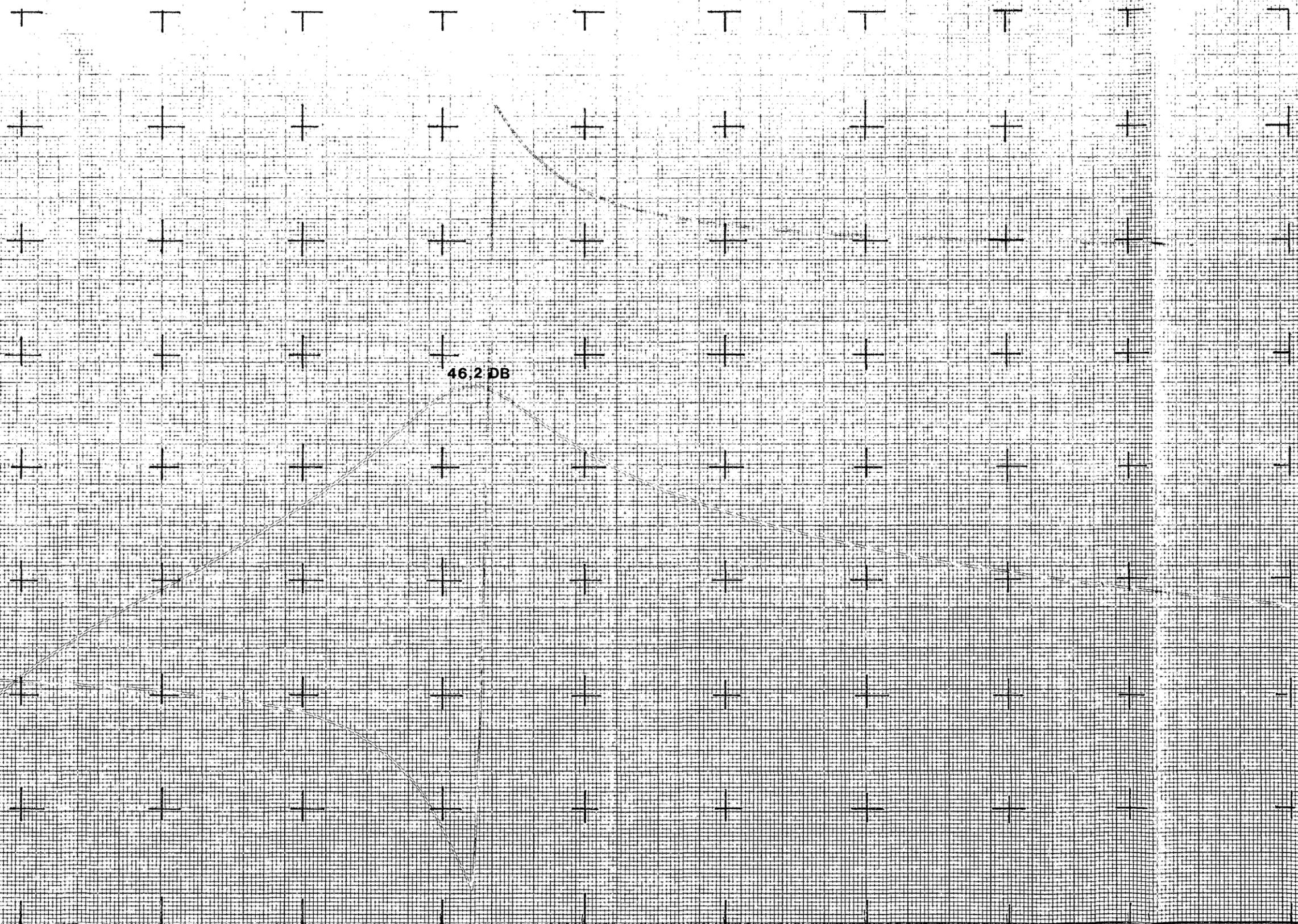
80

0

2 KHZ

5

46,2 DB



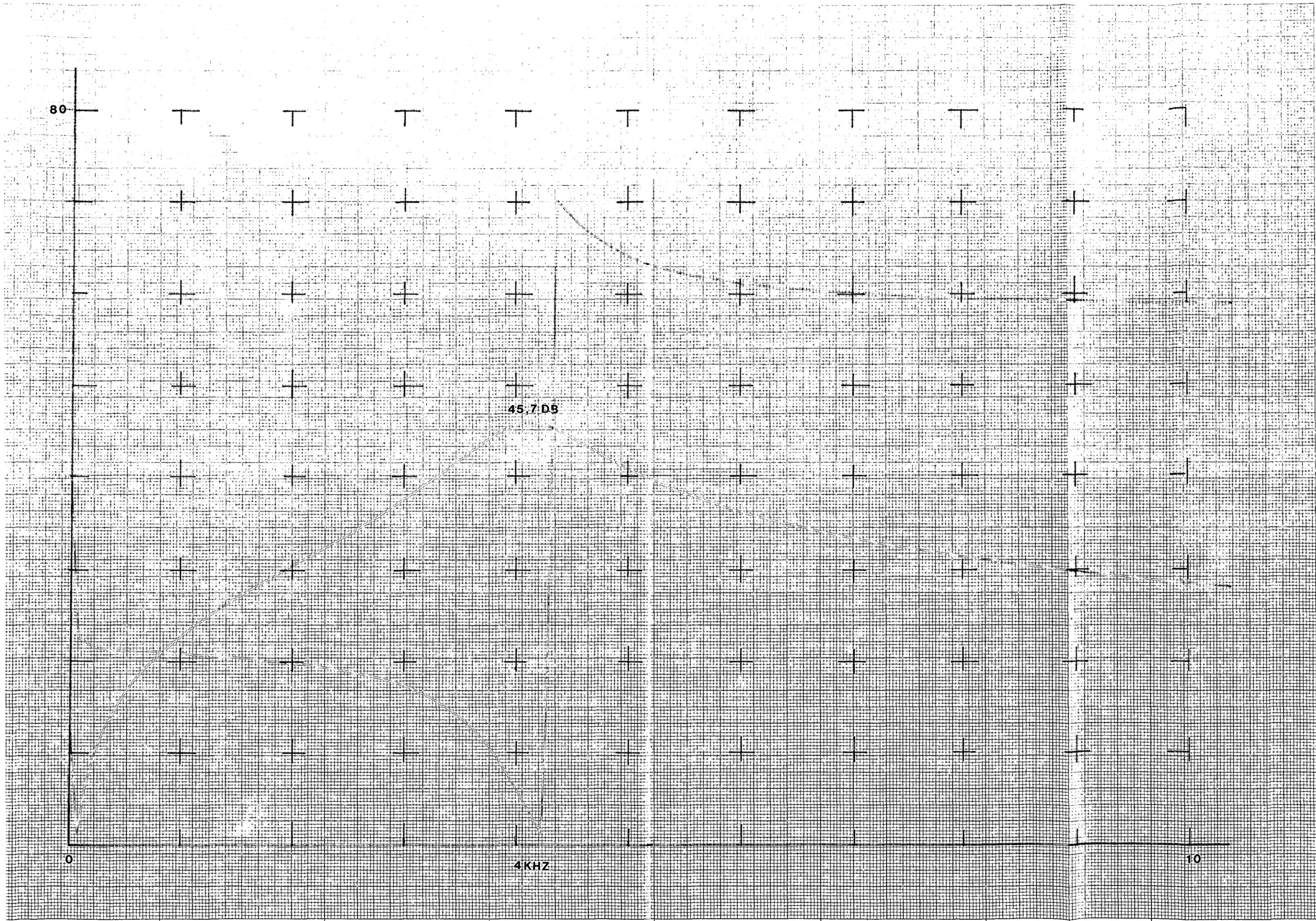
80

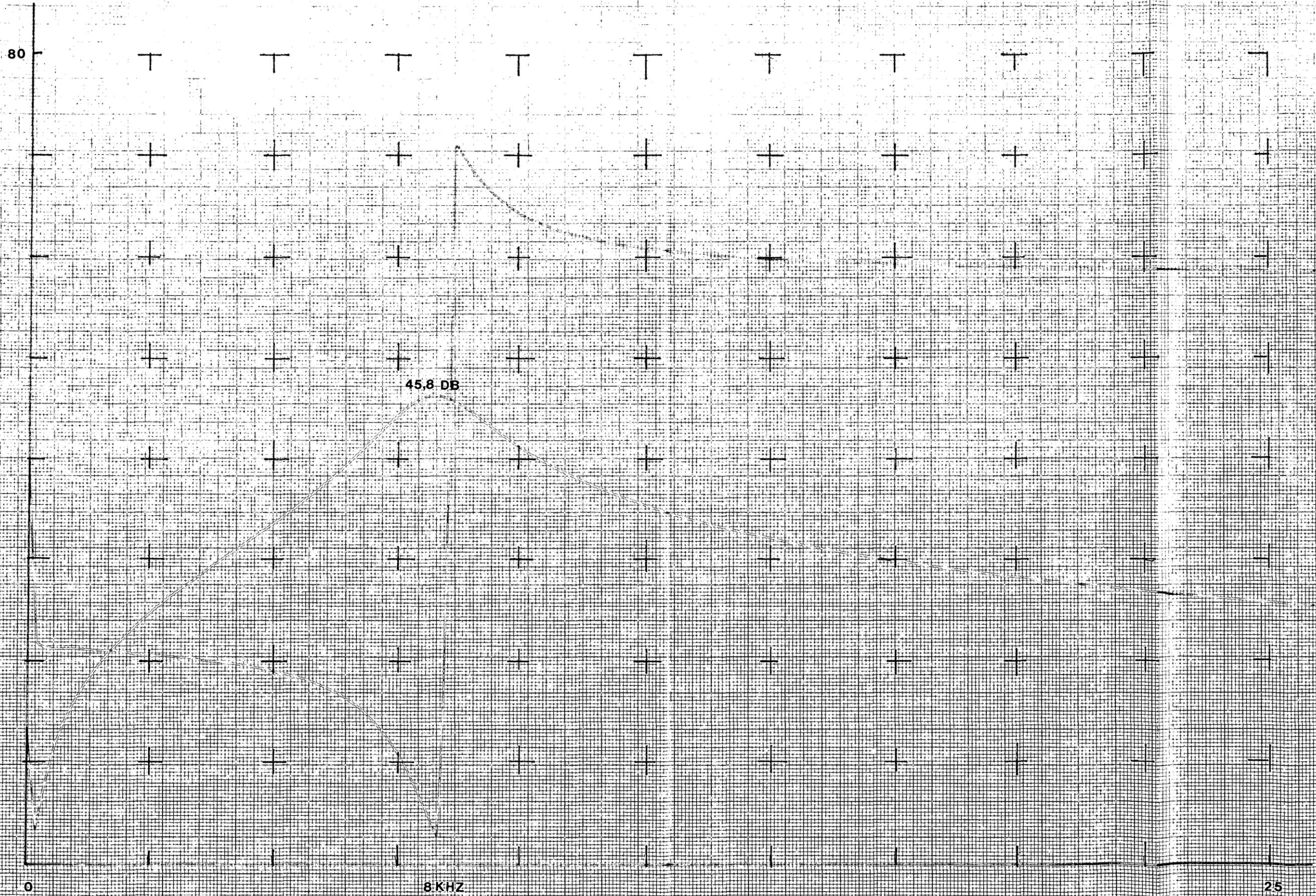
45.7 DB

0

4 KHZ

10





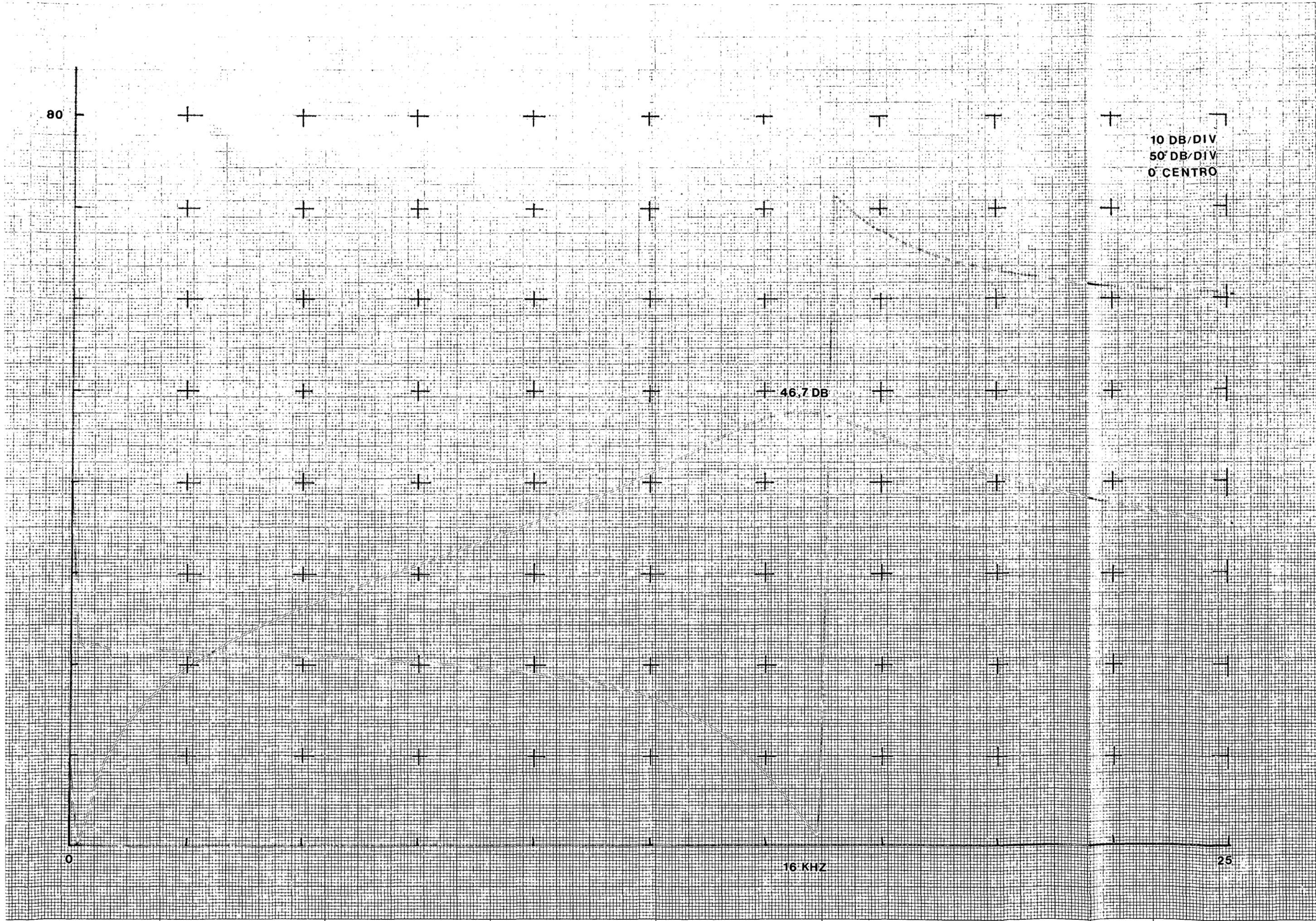
80

10 DB/DIV
50° DB/DIV
0° CENTRO

46.7 DB

16 KHZ

25



80

RUIDO BLANCO

RUIDO ROSA

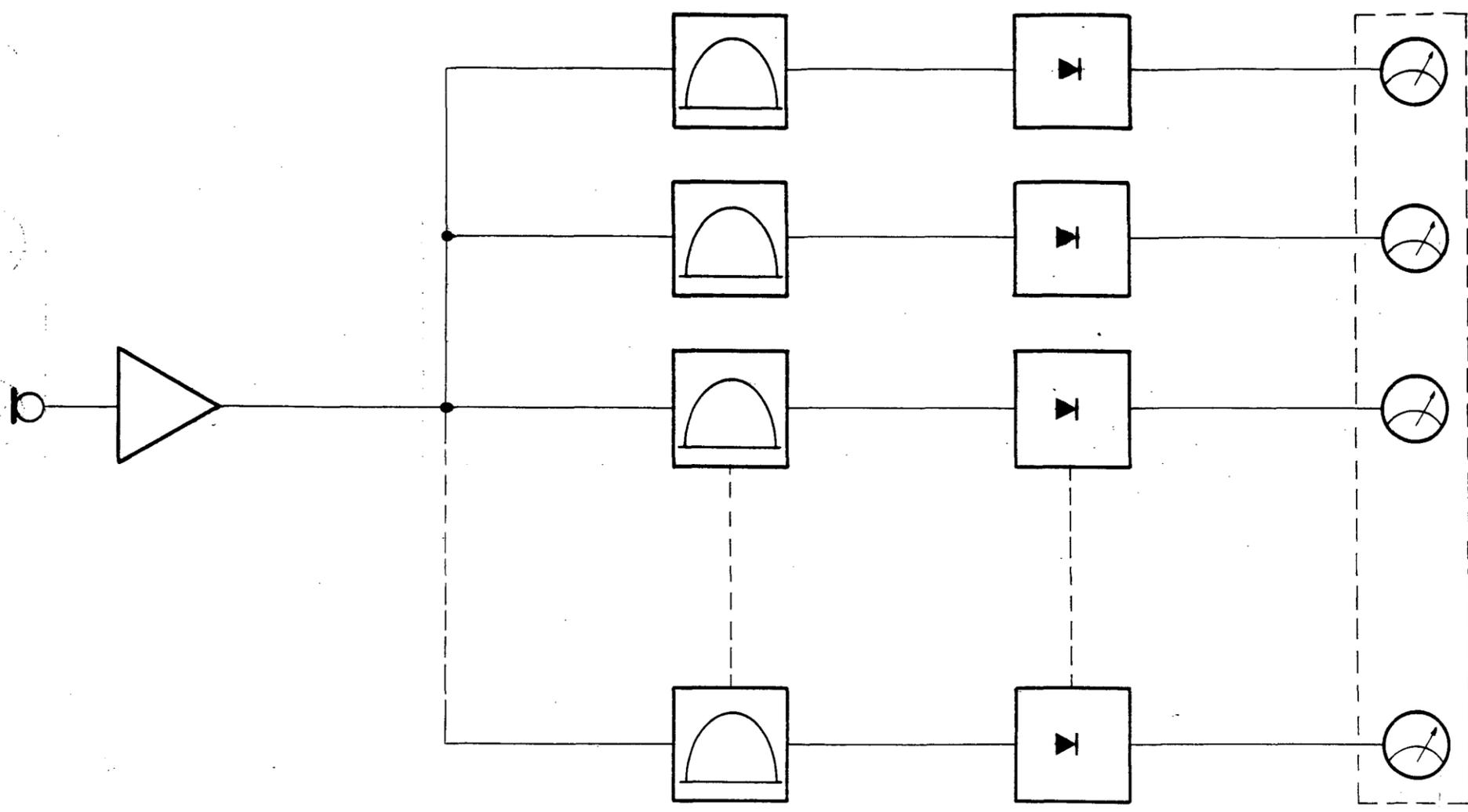
V/CM
0,1SEG/CM

0

25KHZ

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
N.º				N.º		DESCRIPCION	REFERENCIA	MATERIAL	CANTIDAD
PLANO DE MONTAJE N.º 1									

NOTAS



APROBADO

COMPROBADO

Ref	Modificaciones	Fecha	Aprob	Ref	Modificaciones	Fecha	Aprob	Ref	Modificaciones

DIBUJADO

FECHA

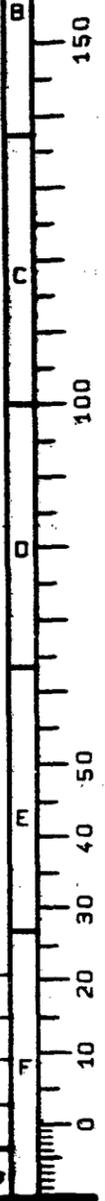
TOLERANCIAS	REVESTIMIENTO	MATERIALES	PETICIONARIO
dimens:			
srsg:	SUPERFICIES	COTAS	ESCALA
CANTIDAD			

DENOMINACION
ESQUEMA SINOPTICO DE ANALIZADOR EN TIEMPO REAL

PROYECTO
ANALIZADOR DE AUDIO

N.º

A 3

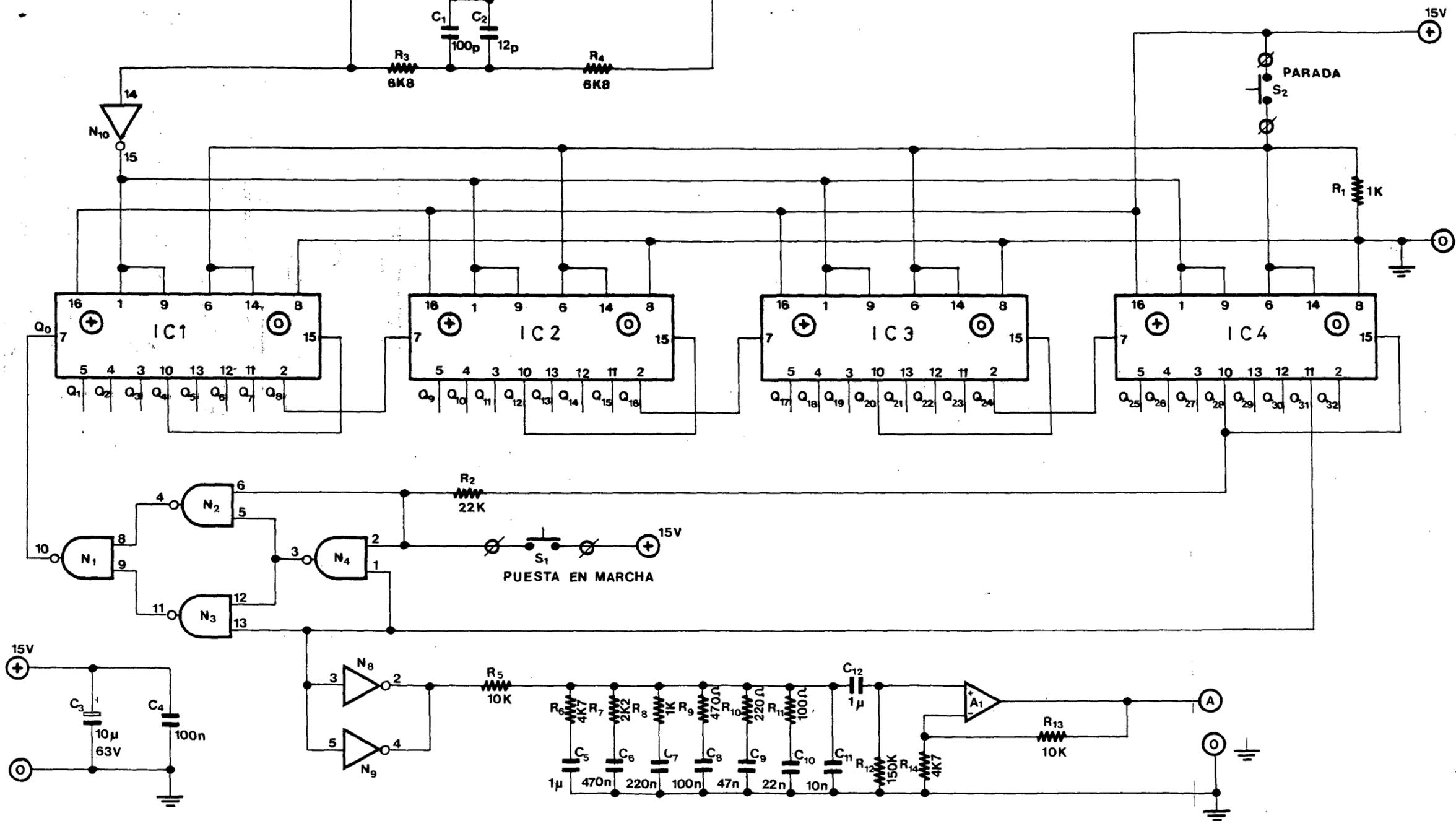


Nº

PLANO DE MONTAJE N° 2

NOTAS

Nº	DESCRIPCION	REFERENCIA	MATERIAL	CANTIDAD



APROBADO

COMPROBADO

DIBUJADO

TOLERANCIAS

dimens:

ang:

FECHA

CANTIDAD

REVESTIMIENTO

SUPERFICIES

MATERIALES

COTAS

ESCALA

PETICIONARIO

DENOMINACION

GENERADOR DE RUIDO ROSA
DEL ANALIZADOR

Ref	Modificaciones	Fecha	Aprob	Ref	Modificaciones	Fecha	Aprob

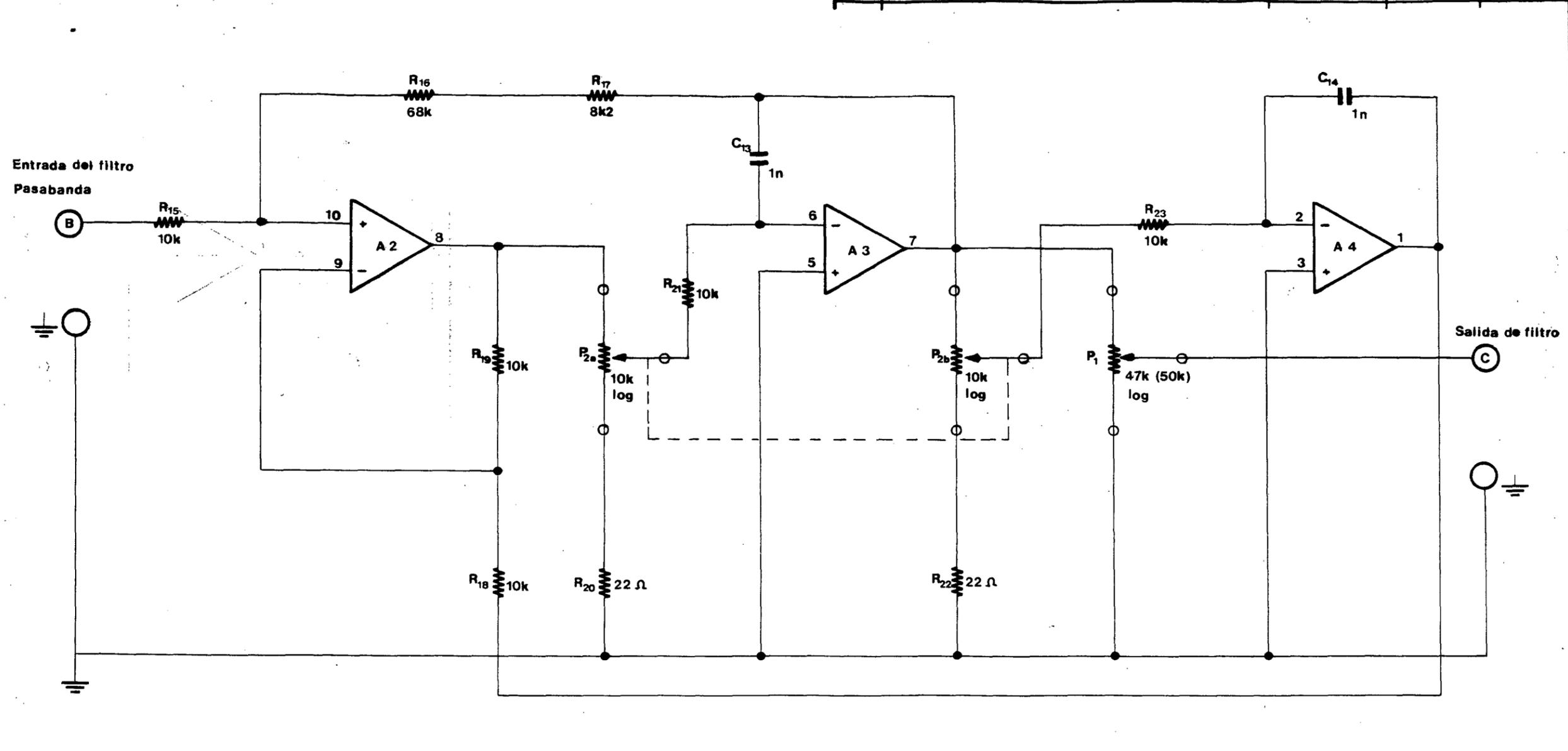
PROYECTO

ANALIZADOR DE AUDIO

Nº

A3

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
N ^o		DESCRIPCION		REFERENCIA	MATERIAL	CANTIDAD			
PLANO DE MONTAJE N ^o 3									



NOTAS

APROBADO

COMPROBADO

DIBUJADO

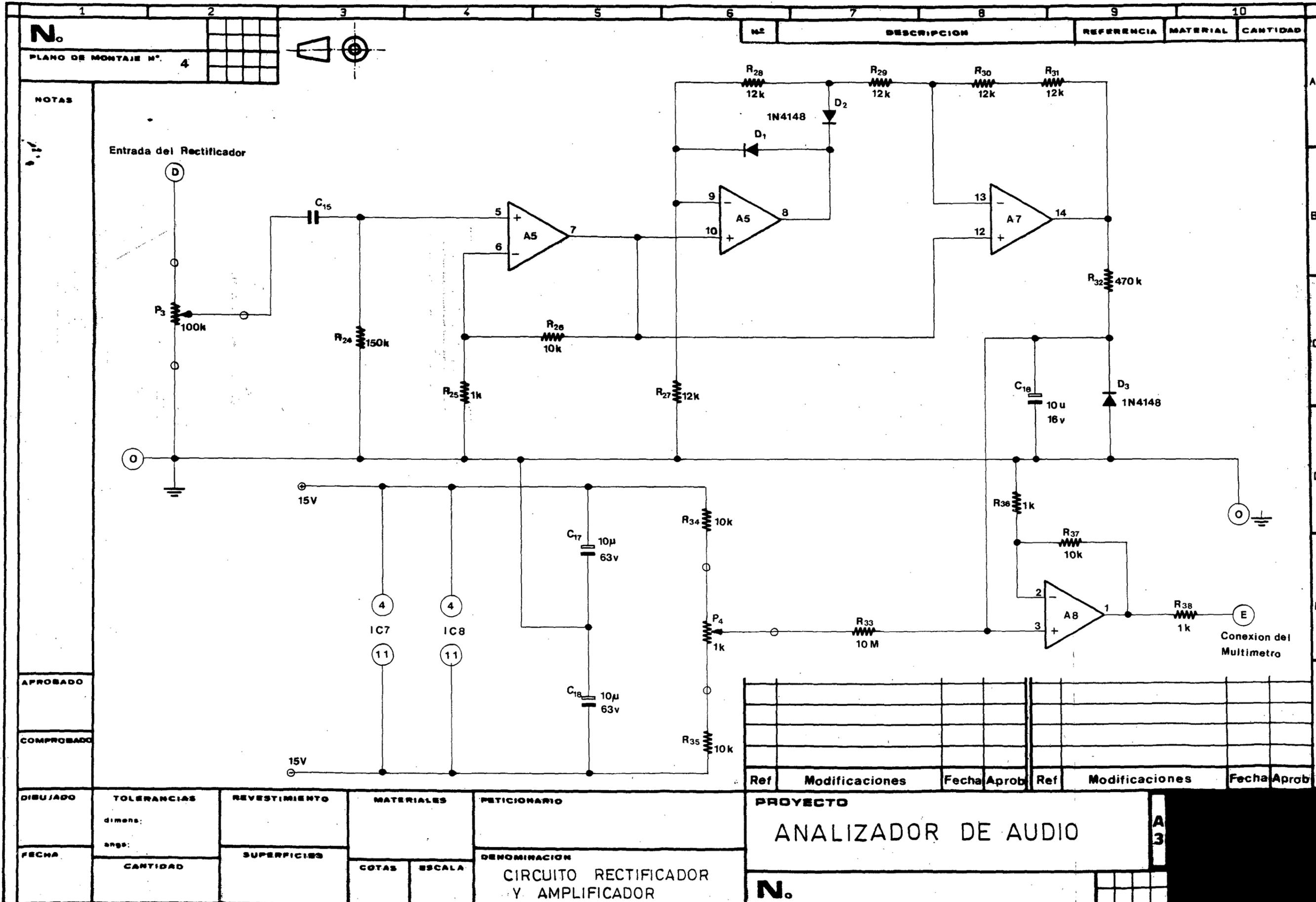
FECHA

TOLERANCIAS	REVESTIMIENTO	MATERIALES	PETICIONARIO	
dimens:				
orgs:	SUPERFICIES	COTAS	ESCALA	DENOMINACION
CANTIDAD				FILTRO PASABANDA DEL ANALIZADOR

Ref	Modificaciones	Fecha	Aprob	Ref	Modificaciones	Fecha	Aprob

PROYECTO		A 3
ANALIZADOR DE AUDIO		
N ^o		





1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
No		DESCRIPCION		REFERENCIA	MATERIAL	CANTIDAD			

PLANO DE MONTAJE N° 4

NOTAS

Entrada del Rectificador

APROBADO

COMPROBADO

DIBUJADO

TOLERANCIAS

REVESTIMIENTO

MATERIALES

PETICIONARIO

PROYECTO

ANALIZADOR DE AUDIO

A3

FECHA

CANTIDAD

SUPERFICIES

COTAS

ESCALA

DENOMINACION

CIRCUITO RECTIFICADOR Y AMPLIFICADOR

N.

Ref	Modificaciones	Fecha Aprob	Ref	Modificaciones	Fecha Aprob
-----	----------------	-------------	-----	----------------	-------------



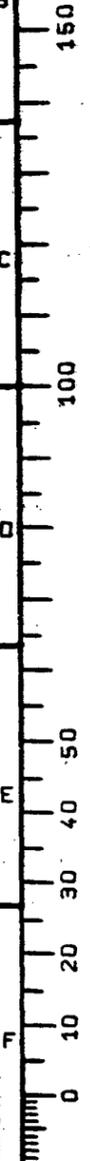
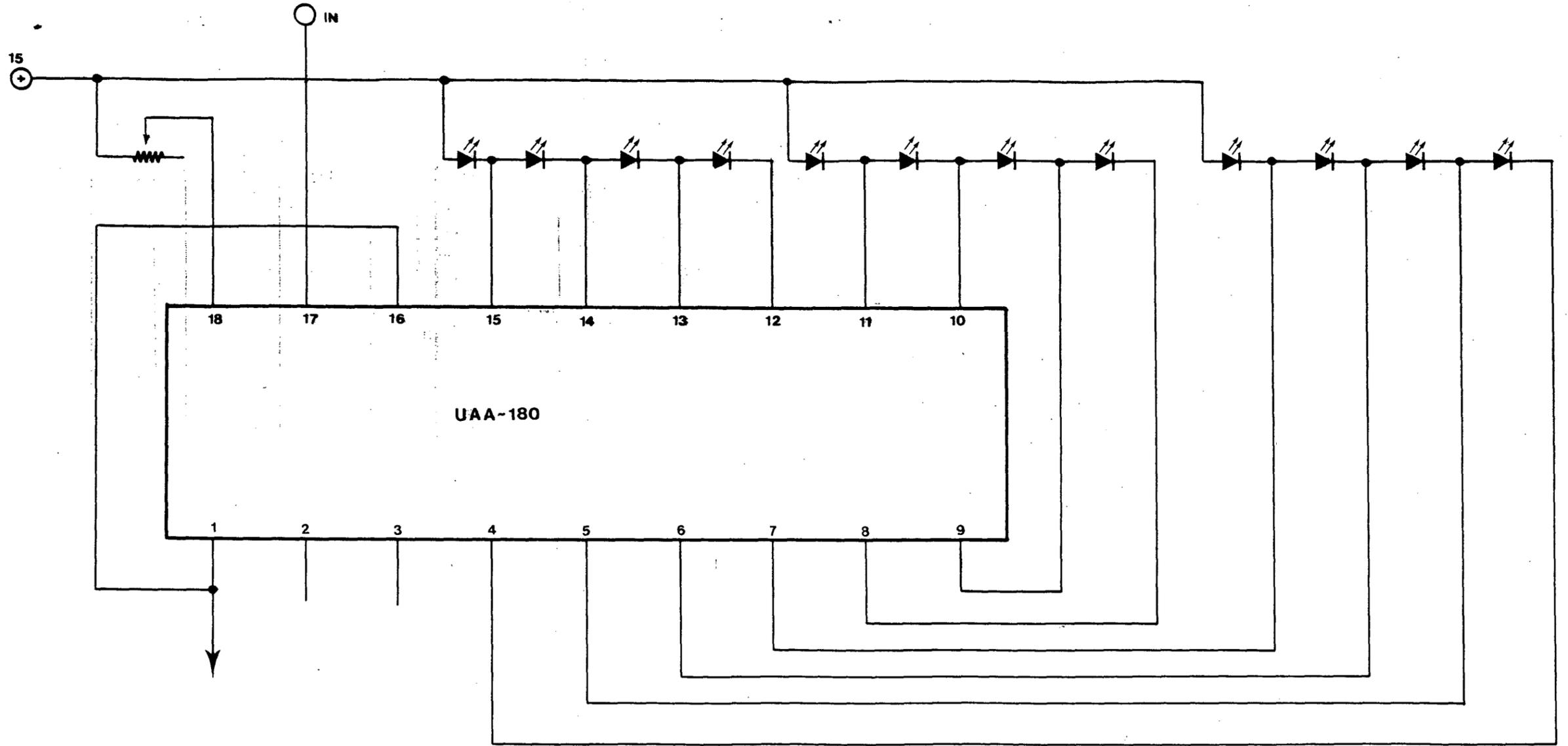
N.

PLANO DE MONTAJE N.º 5



N.º	DESCRIPCION	REFERENCIA	MATERIAL	CANTIDAD

NOTAS



APROBADO

COMPROBADO

DIBUJADO

FECHA

TOLERANCIAS dimens: orgs:	REVESTIMIENTO	MATERIALES		PETICIONARIO	
	SUPERFICIES	COTAS	ESCALA	DENOMINACION EXITADOR DE LEOS	

Ref	Modificaciones	Fecha	Aprob	Ref	Modificaciones	Fecha	Aprob

PROYECTO
ANALIZADOR DE AUDIO
N.º

