

EQUIPO DE MEDIDAS REITERATIVAS DE NIVEL DE PRESION SONORA  
AMBIENTAL (S.F.L.), EN EXPOSICIONES DE LARGOS PERIODOS DE  
TIEMPO

AUTOR:

PEDRO F. GUERRA FALCON.

TUTOR:

EDUARDO HERNANDEZ PEREZ

2 INDICE

	PAGINA
1 <u>TITULO: AUTOR: TUTOR.</u>	1
2 <u>INDICE</u>	2
3 <u>PROLOGO</u>	7
4 <u>INTRODUCCION</u>	9
5 <u>ESTUDIO DEL SONIDO</u>	12
5.1 <u>INTRODUCCION</u>	13
5.2 <u>SONIDO. DEFINICION</u>	14
5.2.a <u>Introducción</u>	14
5.2.b <u>Producción del sonido</u>	16
5.2.c <u>Propagación del sonido</u>	16
5.2.d <u>Velocidad del sonido</u>	16
5.3 <u>CAMPO LIBRE Y CAMPO DIFUSO</u>	18

5.4	SISTEMA DE EMISION Y PERCEPCION DEL SONIDO EN EL HOMBRE	19
5.4.a	Introducción	19
5.4.b	Características acústicas de la voz	20
5.4.c	Características acústicas del sistema auditivo	21
5.5	RELACION ENTRE PARAMETROS FISICOS Y SUBJETIVOS DEL SONIDO	25
5.5.a	El umbral de audición	25
5.5.b	Niveles de sonoridad	25
	- sonoridad en dB	
	- sonoridad en fonos, el fon	
	- sonoridad en sonios, el son	
	- sonoridad según el mtodo de Zwicker y Steven. Rangos críticas.	
5.5.c	Enmascaramiento	32
5.5.d	La altura	33
5.6	RUIDO Y MOLESTIA AUDITIVA	35
5.6.a	Características del ruido	35
5.6.b	Curvas de ponderación. Niveles de ruido	36

## 6 MICROFONOS

6.1	INTRODUCCION	39
6.2	CARACTERISTICAS PRINCIPALES	40

6.2.a	Sensibilidad	40
6.2.b	Fidelidad	41
6.2.c	Directividad	41
6.2.d	Impedancia interna	42
6.2.e	Ruido de fondo	43
6.2.f	Respuesta en frecuencia	43
6.3	CLASIFICACION DE LOS MICROFONOS	45
6.3.a	Clasificación según su directividad	45
	- omnidireccionales	
	- direccionales	
6.3.b	Clasificación según la forma de transformar la energía	48
	- micrófonos de resistencia variable. De carbón	
	- micrófonos de condensador	
	- micrófonos piezo-elctricos. De cristal y Cerámicos.	
	- micrófonos electromagnéticos	
	- micrófonos electrodinámicos. De bobina móvil y de Cinta.	
	- Otros	

7 DESCRIPCION DETALLADA POR BLOQUES  
DEL MEDIDOR DE NIVELES DE PRESION SONONORA

7.1 INTRODUCCION	63
7.2 ESTUDIO DEL BLOQUE ELECTRONICO ANALOGICO	66
7.2.a El micrófono	66
7.2.b El preamplificador	71
7.2.c El amplificador	75
7.2.d El filtro de ponderación "A"	78
7.2.e Rectificador de onda completa	81
7.2.f Filtro paso bajo	84
7.2.g El amplificador logarítmico	86
7.2.h Circuito de adaptación de niveles	88
7.2.i circuito de muestreo y retención	93
7.3 ESTUDIO GENERAL DEL BLOQUE ELECTRONICO DIGITAL	96
7.3.a El convertidor analógico-digital	98
7.3.b El reloj	101
7.3.c El contador	102
7.3.d Las memorias	102
7.3.e Los buffer	103
7.3.f Las señales de control del panel frontal	104
7.4 DESCRIPCION DEL FUNCIONAMIENTO EN CONJUNTO DEL BLOQUE DIGITAL	106
7.5 TENSIONES DE ALIMENTACION Y DE REFERENCIA	118
7.6 PROGRAMA DE MUESTREO DE DATOS DE SPL	120
7.7 RESUMEN DE DATOS TECNICOS	124

8 <u>NORMAS PARA OPERAR CON EL MEDIDOR</u>	
<u>DE NIVELES DE PRESION SONORA</u>	
8.1 MODOS DE FUNCIONAMIENTO	128
8.2 ORIENTACION DEL MICROFONO	131
8.3 PANTALLA ANTIVIENTO	133
8.4 EFECTO DE LA PRESENCIA DE UN OPERADOR	134
8.5 RUIDO DE FONDO	135
8.6 FUENTES DE SONIDO DOBLE	137
8.7 CALIBRACION	139

9 <u>APLICACIONES Y NOTAS COMPLEMENTARIAS</u>	
9.1 INTRODUCCION	141
9.2 ORIENTACION DE LOS PARAMETROS BASICOS EN MEDIDAS DE SPL	143
9.2.a Nivel de presión sonora equivalente continuo. Leq	143
9.2.b Nivel de exposición sonora. SEL	144
9.2.c Nivel perceptible. Lp	145
9.2.d Nivel día-noche. Ldn	147
9.2.e Nivel de polución sonora. Lnp	148
9.2.f Índice del ruido del tráfico. TNI	149
9.3 MEDIDAS DE RUIDO AMBIENTAL: RUIDO GENERADO POR EL TRAFICO	151
9.4 MEDIDAS DE RUIDO GENERADO POR AVIONES	153

9.5 MEDIDAS DE RUIDO OCUPACIONAL: RUIDO EN LA INDUSTRIA	156
9.6 ACOUSTICA EN EDIFICIO Y LOCALES	160

## 10 APENDICES

A ) BATERIAS DE NIQUEL-CADMIO	163
Al cálculo de las baterías necesarias para nuestro equipo	
B ) LISTA DE COMPONENTES	177
C ) PLACAS DE CIRCUITO IMPRESO	181
D ) HOJAS DE CARACTERISTICAS DE LOS CIRCUITOS INTEGRADOS	188
E ) PRESUPUESTO	214
F ) BIBLIOGRAFIA	217

### 3 PROLOGO

Empezamos esta memoria, comentando como surge la idea de diseñar este equipo de medida de presión sonora ambiental.

En principio tenía varias ideas sobre las cuales dedicar todos mis conocimientos, pero estas fueron desechadas, ya sea por la imposibilidad de su realización, o por la carencia de documentación de algunos temas actuales y de reciente introducción en el mundo de las telecomunicaciones. Una vez desestimadas estas ideas me decidí por uno de los títulos, que se nos ofertaban a los alumnos como posibles proyectos de fin de carrera. En aquel momento se denominaba "ADQUISICION DE DATOS".

Este proyecto en definitiva viene a cubrir una necesidad, de la que los actuales sonómetro carecen. Este equipo es capaz de tomar medidas reiterativamente, según la secuencia a la que ha sido programada, por el operador del equipo, facilitando su labor sin necesidad de operar continuamente sobre el mismo.

En los actuales sonómetros se ha de ir



variando el cursor, según el nivel de ruido ambiental. Esto supone necesariamente la presencia física del operador durante la recojida de muestras de los niveles de presión sonora, hecho este que se evita con nuestro equipo.

Las muestras obtenidas son almacenadas en unas memorias (RAM). Una vez finalizado el proceso de muestreo, nuestro equipo se lleva al laboratorio, leyendose a continuación los datos almacenados en la memoria, para un posterior estudio.

Este trabajo me sirve como conclusión a los estudios de Ingeniería Técnica de Telecomunicaciones en su especialidad de Imagen y Sonido; por tanto último peldaño de la larga escalera que constituye esta carrera universitaria, que durante estos últimos 4 años he recorrido, y en los cuales, no todos los peldaños tenían la misma altura. Alguno de ellos tenían el listón por encima de mis primeras posibilidades, pero con tesón, voluntad, dedicación y con mayor o menor fortuna, he ido superando.

Ahora nos encontramos ante este, el último obstáculo. Para superarlo me he preparado durante estos últimos meses con más o menos ayuda del tutor, al que agradezco la colaboración prestada.

#### 4 INTRODUCCION

Vamos a comentar brevemente, cada uno de los apartados de los que esta compuesta esta memoria, y la necesidad de cada uno de ellos.

EN EL QUINTO CAPÍTULO SE HACE UN ESTUDIO general de las distintas medidas y unidades utilizadas en electroacústica. Estas medidas y unidades nos servirán de guía, cada vez que se nos plantearan algunas cuestiones físicas o acústicas. Comenzamos este capítulo con un estudio introductorio del sonido y lo finalizamos con el estudio de las curvas de ponderación normalizadas internacionalmente.

En el sexto capítulo realizamos un estudio bastante detallado de los distintos tipos de micrófonos existentes en el mercado.

Este tema es necesario pues el elemento verdaderamente electroacústico de nuestro equipo es el micrófono y dedicarle la atención en un tema era necesario.

El capítulo principal de esta memoria es el séptimo donde se explica al detalle todos los circuitos y componentes del equipo, separando este estudio en tres

apartados principales. El primero de ellos describe el bloque analógico, cuya función es recoger los datos y prepararlos para ser convertidos en bits. El segundo gran apartado describe por separado cada uno de los circuitos que forman la etapa digital. El tercer apartado explica detalladamente como funcionan en conjunto la etapa digital.

También en este capítulo, tratamos el tema de las diferentes alimentaciones que son necesarias, así como, las tensiones de referencia. Finalizando con el resumen de características técnicas de nuestro equipo.

En el capítulo octavo se dan una serie de normas para operar correctamente con el equipo. Primero se explica cual es la función de cada uno de los mandos que aparecen en el panel frontal. Seguidamente se dictan algunas normas para efectuar correctamente las medidas, dependiendo especialmente del lugar donde se van a realizar las mismas.

En el noveno capítulo se indican algunas de las muchas aplicaciones de este equipo, además se indican algunas notas que me parecen interesantes tener en cuenta. La mayoría de estas aplicaciones fueron obtenidas de las normas estándares internacionales, tales como, ISO 1996/1 (1971), ANSI S1.4 (1983), y la IEC 651. Estas normas ofrecen una amplia gama de aplicaciones, con la gran ventaja de que son admitidas internacionalmente.

Finalmente tenemos los distintos apndices cada uno con su aplicación propia, de entre ellos quiero destacar el apndice dedicado a las baterias de níquel-cadmio, pus sera de gran ayuda cuando se pretenda alimentar por baterías este equipo. Otros apndices contienen las placas de circuito impreso, lista de componentes, hojas de características de los CI utilizados en el equipo, asi como la bibliografía empleada a la hora de realizar esta memoria.

5 ESTUDIO DEL SONIDO

## 5.1 INTRODUCCION

El interés por la acústica data de tiempos muy remotos, siendo la primera obra sobre el tema, "ARMONICO" de Aristógenes siglo .IV antes de JC. Estos estudios continuaron a lo largo del tiempo, hasta la llegada de Newton, con el estudio de la propagación de las ondas y la fórmula de propagación, todo ello recogido en su obra " PRINCIPIO MATEMATICO DE LA FILOSOFIA NATURAL ".

Finalmente destacar los estudios sobre acústica desarrollados por Helmoz y Leigh. Con el descubrimiento de la electricidad y su conexión con la acústica, surge la electroacústica, cuyo principal desarrollo se ha conseguido en estos últimos tiempos.

## 5.2 SONIDO. DEFINICIONES

### 5.2.a INTRODUCCION

El sonido es la sensación producida en el oído debida a variaciones de presión, generadas por un movimiento vibratorio, y que se transmite a través de un medio elástico.

Nosotros caracterizamos los sonidos por su intensidad, tono y timbre.

La intensidad: Depende de la amplitud del movimiento vibratorio, y permite clasificar los sonidos en fuertes o débiles, o lo que es lo mismo, sonidos de mayor o menor intensidad.

El tono: El tono de los sonidos, los clasifica en graves, medios y agudos. El tono viene determinado por la frecuencia de la oscilaciones acústicas. Las frecuencias audibles se distribuyen de 20 Hz. a 20 kHz.

El timbre: El timbre del sonido, nos indica el contenido de armónicos de un sonido. Dos instrumentos diferentes afinados en la misma nota, suenan diferentes, debido a que el contenido de armónicos es diferentes. Los armónicos son frecuencias multiples de la frecuencia fundamental emitida. (Ver Fig 5.1)

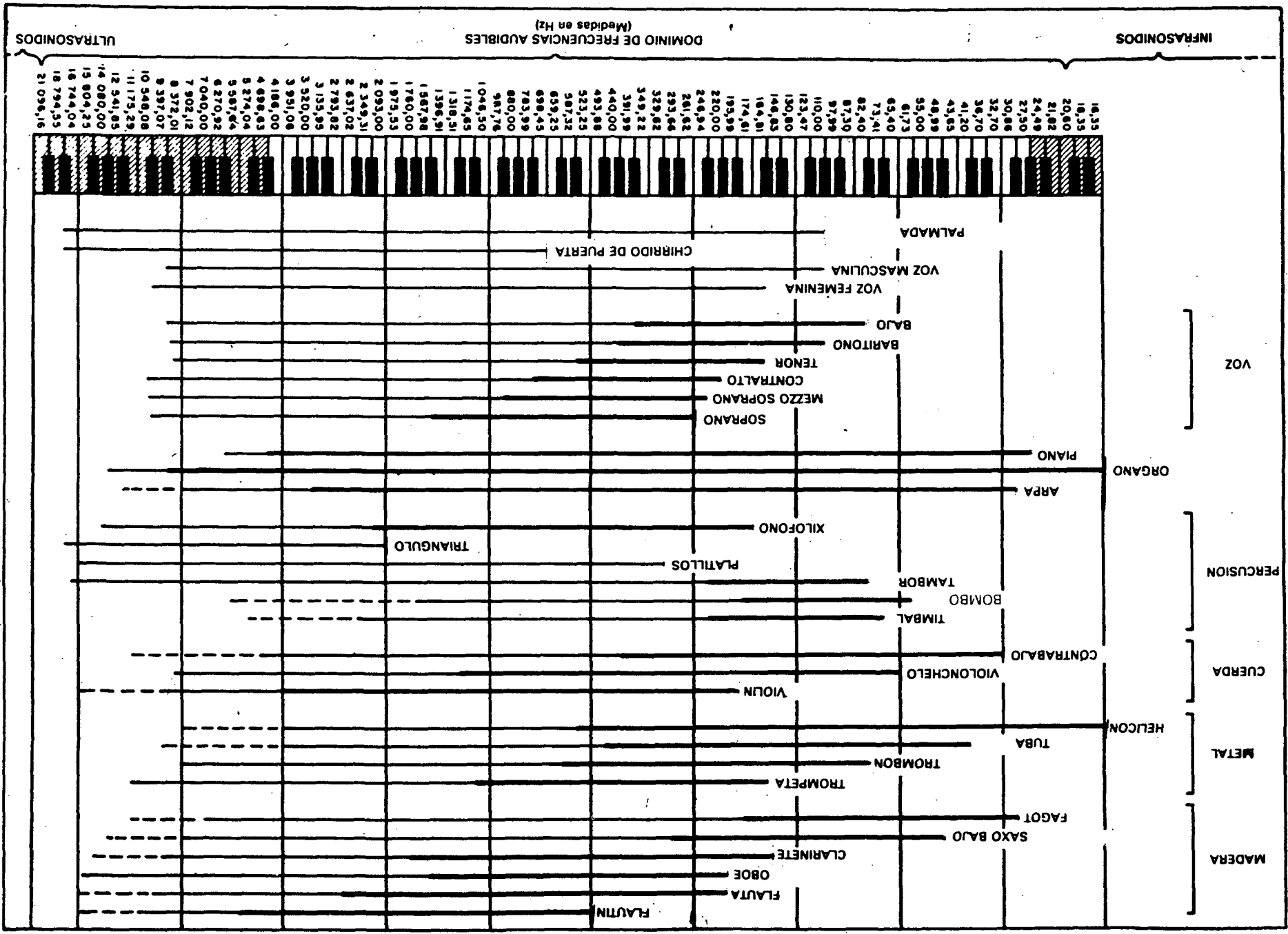


Figura 5.1 El espectro acústico



#### 5.2.b PRODUCCION DEL SONIDO

El sonido se produce por vibración de un cuerpo elástico, (percusión, choque o roce en cuerdas, membranas o varillas, etc.), o por variación de presión en el aire producidas en la embocadura de un tubo, cerrado o abierto por el otro extremo.

#### 5.2.c PROPAGACION DEL SONIDO

El sonido se propaga en un medio elástico en forma de ondas debido a oscilaciones de las partículas del medio. Estas ondas pueden ser transversales, o longitudinales. En el primer caso, las partículas del medio oscilan en ángulos rectos respecto de la dirección de la onda, en el segundo caso las partículas del medio oscilan en la dirección de la onda.

#### 5.2.d VELOCIDAD DEL SONIDO

Una onda de presión atraviesa un medio elástico a una velocidad dada que es característica de cada

medio. Esta velocidad varia ligeramente con la temperatura.

a 0°C la velocidad en el aire es  $C=331$  m/s

a 18°C la velocidad en el aire es  $C=340$  m/s

la velocidad en el agua del sonido es  $C=1400$  m/s

la velocidad en el acero del sonido es  $C=5000$  m/s

### 5.3 CAMPO LIBRE Y CAMPO DIFUSO

Se denomina campo libre, aquel en que la onda viaja sin encontrar obstáculos ni objetos reflectantes. Para encontrar una propagación en campo libre, tenemos que colocar la fuente sonora en el aire, y en lo alto de un mástil, o en su defecto, en una cámara anecoica, donde sus paredes absorben todas las ondas y no existen reflexiones, en este caso la presión sonora se puede medir en cualquier dirección, sin que existan reflexiones interferentes.

Campo difuso es aquel en que la energía acústica se distribuye uniformemente por todo el recinto. Estos campos se obtienen en las cámaras reverberantes.

## 5.4 SISTEMAS DE EMISION Y PERCEPCION DE SONIDOS EN EL HOMBRE

### 5.4.a INTRODUCCION

La palabra, la música y el ruido son tres fuentes de sonidos naturales. Siendo la audición el método natural para la recepción de estos sonidos. Por tanto vamos a estudiar las principales características de la voz humana y la capacidad del oído humano para recibir estos y otros sonidos.

Muchos de los estudios realizados son resultado de un tratamiento estadístico, ya que se trata de estudios de un gran número de casos, procurando excluir los casos que son manifiestamente anormales.

Es necesario diferenciar el concepto de sonido, y el concepto de sensación sonora. El sonido es un movimiento vibratorio, la sensación sonora es eso una sensación que se produce en el oído, donde juega un papel importante la característica subjetiva de la persona.

#### 5.4.b CARACTERISTICAS ACUSTICAS DE LA VOZ

La energía acústica asociada a la palabra, se origina por contracción de los músculos del torax, originando una corriente de aire. Esta corriente de aire es la portadora de energía y esta modulada en velocidad y por tanto en presión, para la producción del sonido. La modulación se puede realizar para dos tipos de sonidos: vocales y consonantes. Esta modulación en velocidad se realiza en la laringe, gracias a las cuerdas vocales, estas forman un diafragma, que determina la frecuencia central de la modulación en velocidad, según a la tensión a la que estén sometidas las cuerdas vocales.

Las cavidades resonantes de la nariz y de la boca realizan la modulación en presión. Esta modulación se puede variar, cambiando la posición de la lengua o de los labios. De esta forma se consiguen numerosos sonidos vocales, que también pueden producirse sin emplear las cuerdas vocales, dando lugar a los sonidos respiratorios como de las fricativas ( F y S ). En este caso la modulación es producida por dientes, lengua y labios. (ver Fig.5.2)

La frecuencia fundamental más baja, que es característica individual en cada persona, se sitúa para el hombre entre 110 y 133 Hz. y para las mujeres entre 188 y 229

Hz. Para reproducir fielmente la voz se deberá reproducir la banda de frecuencia de 60 Hz a 10 KHz. Siendo esenciales de 200 Hz. a 6 KHz. Recordamos que el ancho de banda audible en el ser humano es de 20 Hz. a 20 KHz.

Finalmente para acabar indicaremos la potencia media de la palabra, medida en intervalos de 2 a 4 sg. A nivel de conversación es de 10 uW, elevando la voz sin forzar las cuerdas vocales se alcanzan los 100 uW, y a nivel de susurro es de 0,001 uW.

#### 5.4.c CARACTERISTICAS ACUSTICAS DEL SISTEMA AUDITIVO

Anatómicamente el oído se divide en tres partes: oído externo, medio, e interno. ( Ver Fig. 5.3)

El oído externo: Formado por el pabellón auditivo, canal auditivo y concluye en el tímpano. Su misión es la de recepción de sonidos, que inciden sobre la oreja. Estos se conducen a través del canal auditivo hacia el tímpano. El canal auditivo tiene una frecuencia propia de resonancia de 3 a 6 KHz., por tanto, aumenta la presión de las frecuencias medias respecto del resto de frecuencias que componen el rango audible.

El oído no es un traductor fiel, pues añade distorsiones lineales y no lineales que originan armónicos,

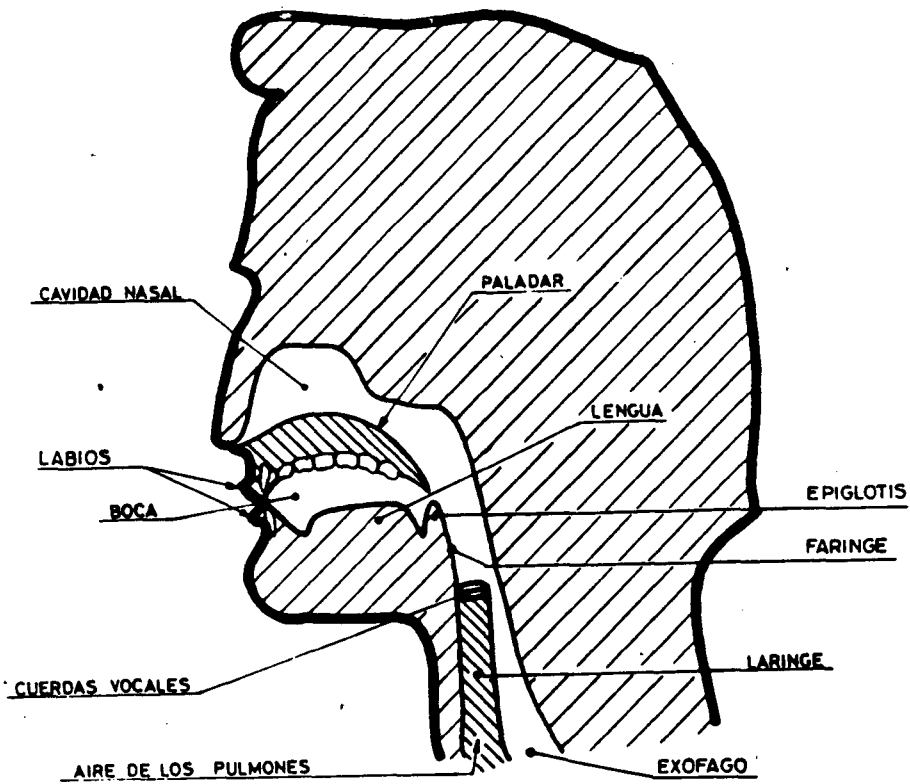


Figura 5.2 Sección de la cabeza, donde se representan los mecanismos de la voz.

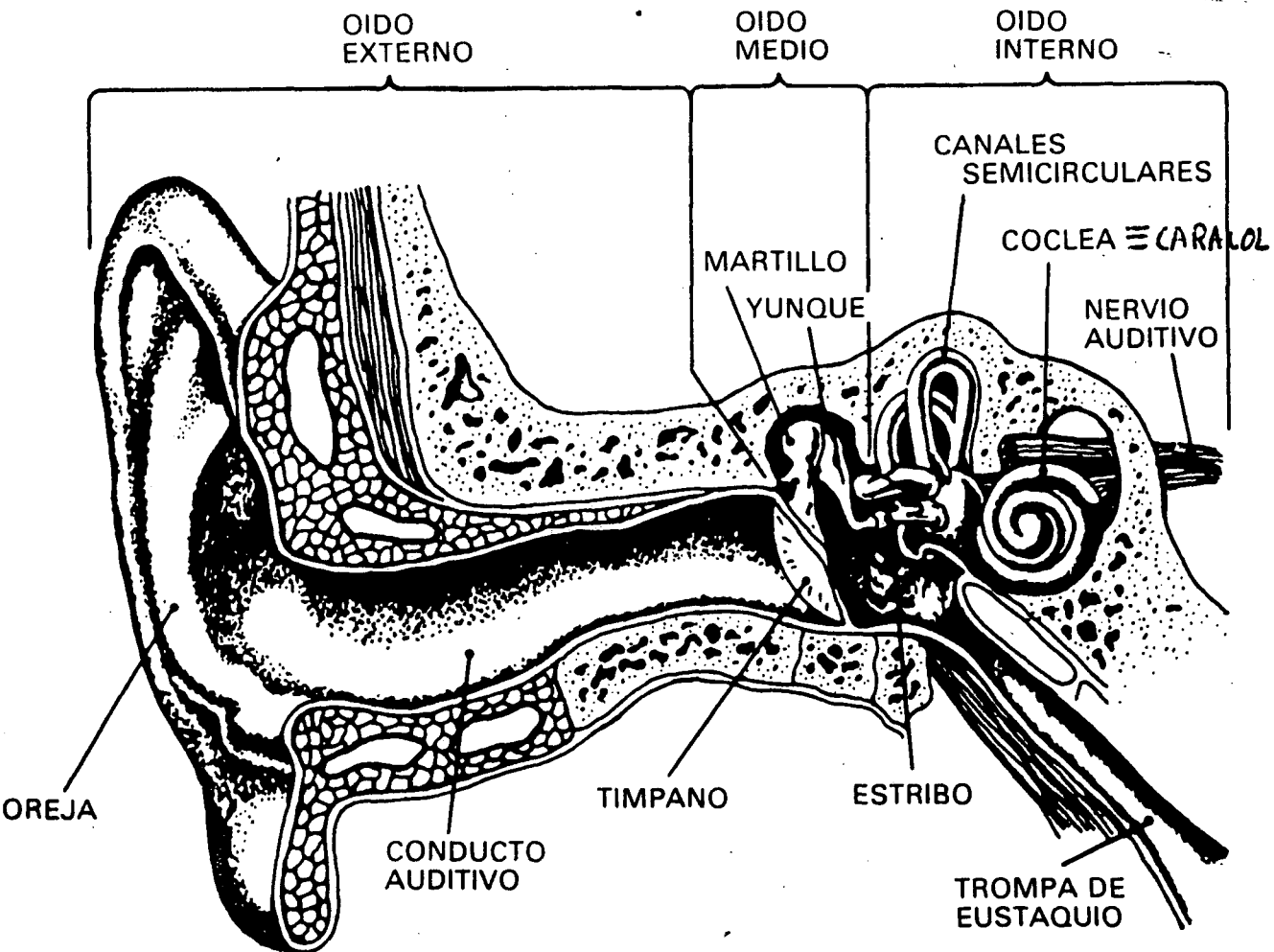


Figura 5.3 Sección del oído, mecanismos de la audición

enriqueciendo la onda sonora.

El oído medio: El oído medio esta formado por una cavidad llena de aire, se comunica con la garganta a traves de la trompa de Eustaquio, que permite equilibra la presión interna del oído con la del exterior, de modo que el tímpano vibre adecuadamente.

El oído medio se encuentran tres minusculos huesecillos, que transmiten las vibraciones de la membrana tímpanica al oído interno. La función del oído medio es la transmisión del sonido, según una doble función, cadena adaptadora y cadena protectora.

La onda sonora pasa de un medio aereo a un medio líquido (Si la diferencia de resistencia acústica es grande el coeficiente de transmisión es pequeño), de aqui la necesidad de adaptación entre los dos medios.

Tambin el oído medio realiza una función protectora. Estos huesecillos reducen la amplitud de la oscilaciones, con lo cual se protege el oído interno de sonidos intensos de baja frecuencia (B.F.).

Los movimientos de tímpano se transmite al estribo y de este a la ventana oval, lo que origina las vibraciones en los líquidos del oído interno. Estas vibraciones estimulan las celulas sensoriales.



El oído interno: Formado por una cavidad llena de líquido linfático, donde se encuentra la membrana basilar y los terminales nerviosos. En estos se detectan los cambios de presión, transmitiéndose esta información al nervio acústico. Membrana basilar y líquido linfático se encuentran dentro del caracol o cóclea. (Ver Fig 5.4)

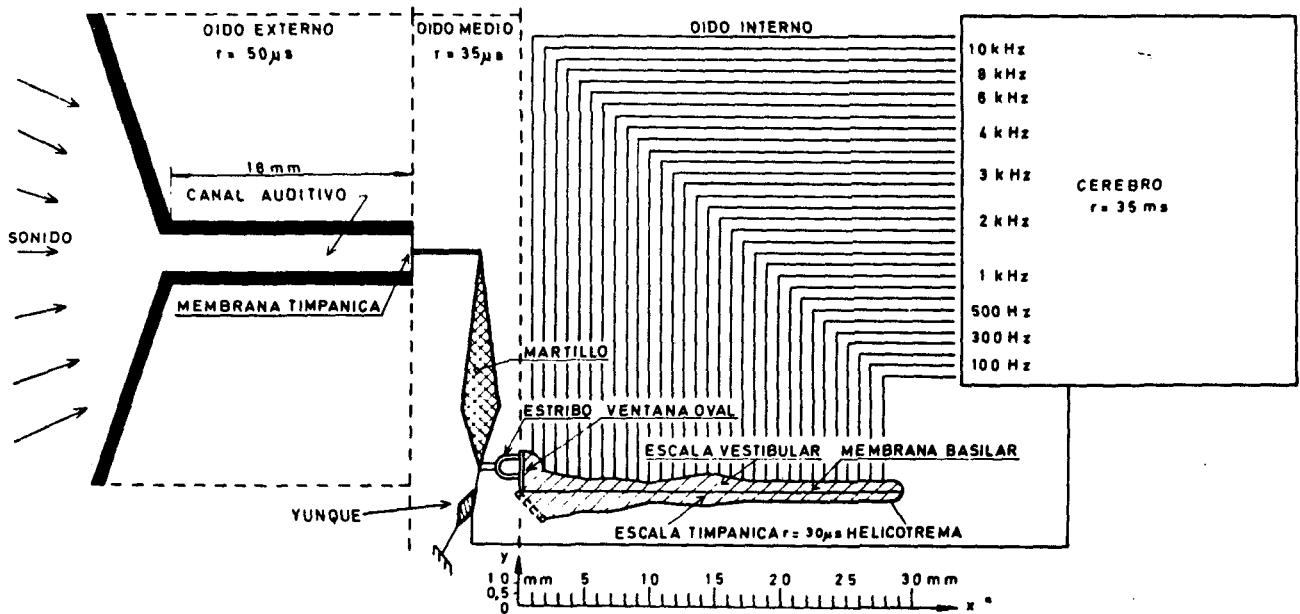


Figura 5.4 Representación esquemática del oído

## 5.5 RELACION ENTRE PARAMETROS FISICOS Y SUBJETIVOS DEL SONIDO

### 5.5.a EL UMBRAL DE AUDICION: ESCALA DE SONORIDADES

Los sonidos demasiado dbiles no son percibidos, al igual que los demasiado intensos producen dolor. Por tanto, es necesario establecer los límites audibles de intensidad de un sonido. Se denomina umbral de audición a una frecuencia determinada, a la intensidad mínima acústica que pueda detectarse a esa frecuencia. Los límites de audición varían de un individuo a otro, especialmente con la edad.

Los límites de audición se obtuvieron experimentalmente, dando los siguientes resultados, normalizandose los mismos (Ver Fig 5.5 y 5.6 ).

La máxima sensibilidad es para los 3 KHz.

A la frecuencia de 1KHz. basta una presión de  $2 \cdot 10^{-5} \text{ Nw/m}^2$ , que se toma como referencia de presión sonora, y equivale a una intensidad sonora de  $10^{-12} \text{ W/m}^2$ .

### 5.5.b NIVELES DE SONORIDAD

Un sonido parece más fuerte, cuanto mayor sea la amplitud de las vibraciones, en las proximidades del oído,

PRESION SONORA

UMBRAL INTOREERABLE

INTENSIDAD

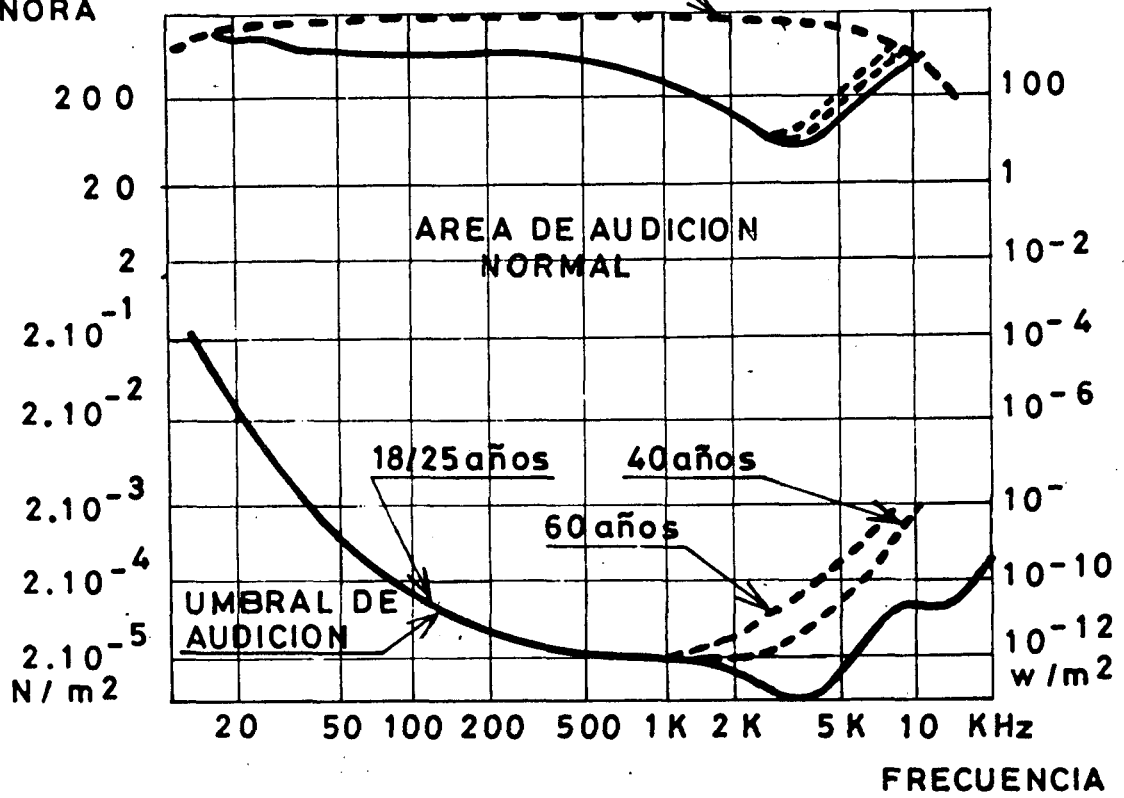


Figura 5.5 Variación de la presión sonora en el oído con la frecuencia

NIVEL FISICO (dB)

INTENSIDAD ACUSTICA (W/m²)

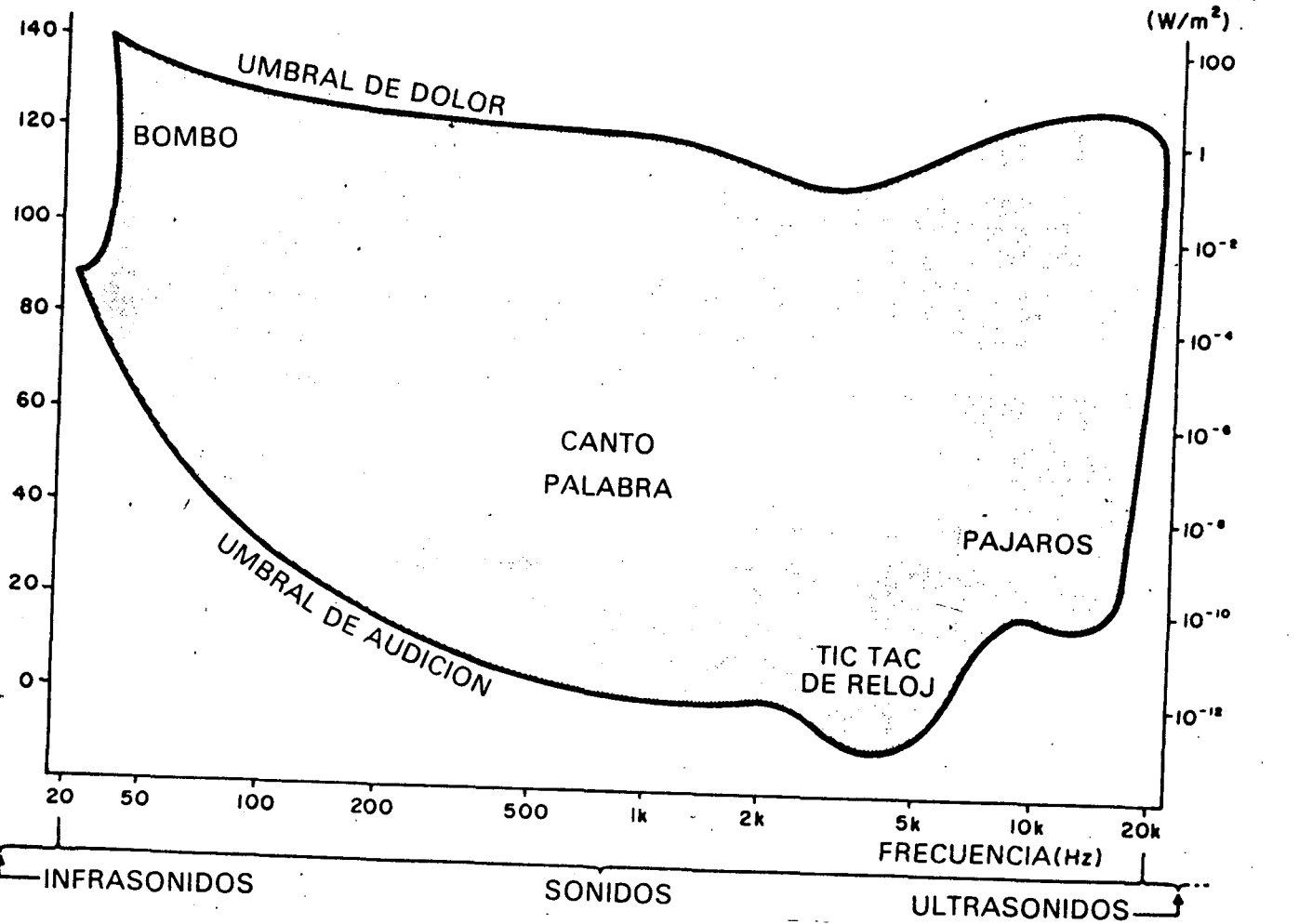


Figura 5.6 Umbrales de audición. Los sonidos audibles.

© De documento, los autores. Digitalización realizada por ULPGC. Biblioteca Universitaria, 2006

esta disminuye de forma inversamente proporcional a la distancia, si se emite en medio homogéneo no absorbente, o sea, se emite en ondas esféricas.

Sonoridad en dB. La experiencia demuestra que la variación de intensidad de un sonido es proporcional al logaritmo del estímulo que la provoca. Según la ley de Weber-Fechner. Esto supone un crecimiento reducido del nivel de sonoridad para grandes incrementos de intensidad sonora.

$$L = 10 \log \frac{I}{I_0} \text{ dB}$$

donde:  $I_0 = 10^{-12} \text{ W/m}^2$  Intensidad umbral para  $f = 1 \text{ KHz}$ .

El máximo valor que soporta el oído, con dolor es de  $1 \text{ W/m}^2$ .

$$L_{\text{Imax}} = 10 \log \frac{1}{10^{-12}} = 10 \log 10^{12} = 120 \text{ dB}$$

Por tanto el campo audible viene expresado entre  $0 - 120 \text{ dB}$ . Siendo el nivel  $0 \text{ dB}$ , una referencia, consecuencia de nuestra fisiología.

El Nivel de Presión Sonora (SPL), viene expresado por:

$$\text{SPL} = 20 \log P/P_0$$

donde:  $P_0$  corresponde al umbral de audición  $P_0 = 2 \cdot 10^{-5} \text{ Nw/m}^2$

Estos dos niveles están relacionados y son función de la temperatura y de la presión atmosférica, por lo que su relación no es constante. Si se consideran iguales, no se comete un error apreciable.

Fletcher y Munson dedujeron experimentalmente la relación existente entre Nivel de Presión Sonora (SPL), el nivel sonoro y la frecuencia. Su experimento se basaba en la búsqueda de niveles sonoros de un sonido de frecuencia  $f$  para que produjera igual sensación auditiva que un sonido de  $f = 1$  kHz., a un nivel de intensidad conocido. De este modo se obtienen las líneas isofónicas. (Ver Fig.5.7)

A lo largo de estas líneas isofónicas, los sonidos parecen igualmente intensos, aunque la intensidad real varíe notablemente.

El nivel mínimo de intensidad que puede oírse a 1 KHz. es de  $2 \times 10^{-5} \frac{\text{Nw}}{\text{m}^2}$ . Este nivel se tomará como referencia.

Como observamos de estas curvas para  $f > 1$  KHz. son prácticamente paralelas, no ocurriendo lo mismo para  $f < 1$  KHz. y especialmente a niveles bajos, por tanto si queremos amplificar una de estas señales el incremento a frecuencias bajas será algo menor que para frecuencias centrales o altas. Estas características han de tenerse en cuenta a la hora de diseñar un amplificador de gran calidad.

Sonoridad en fonos: el fono Se define por fono a la unidad de nivel sonoro, numericamente igual al nivel de intensidad en dB. de un tono puro de  $f=1$  KHz; por tanto a  $f=1$  KHz el número de fonos y dB coinciden.

Pero esta unidad presentan algunos problemas.

- Las curvas obtenidas con esta unidad no se pueden comparar entre ellas; pues presentan igual sonoridad en función de la frecuencia, pero no comparan sonidos de distintos niveles ( un sonido de 30 fonos no suena la mitad que uno de 60 fonos, sino bastante menos).

- Como consecuencia de lo anterior, los fonos no se pueden sumar

- Otro problema que presenta esta unidad es que el salto de una curva a otra de 10 fonos no representan el mismo incremento lineal de nivel de sonoridad, especialmente en las curvas más bajas o más altas.

Sonoridad en sonios: el sonio. Los problemas planteados por los fonos hacen necesario la búsqueda de una nueva unidad de sonoridad. El sonio. En su obtención se han empleado dos sistemas

1) Se supone que un sonido escuchado con los dos oídos, produce sonoridad doble, que si se escucha con uno solo. Se procede a ajustar una fuente sonora  $P_1$ , obteniendose una sonoridad  $S_1$  con los dos oídos. Se tapa uno de los oídos

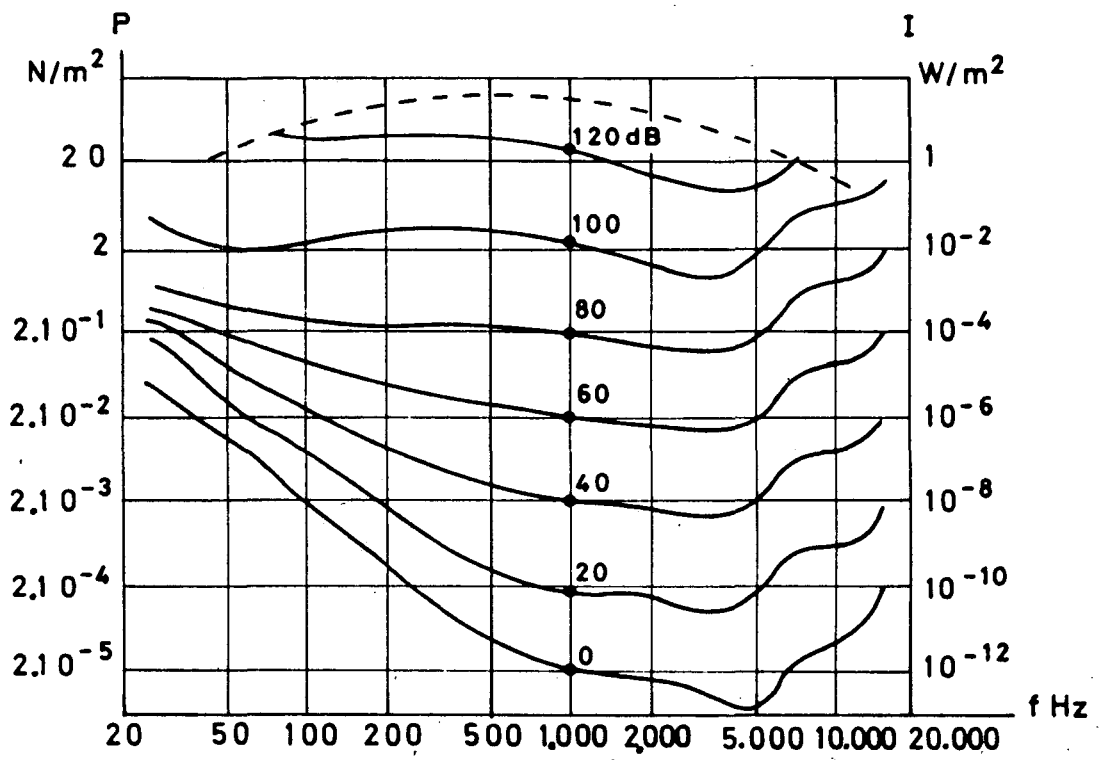
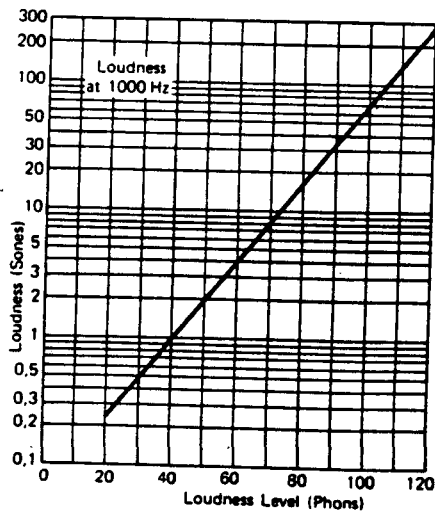


Figura 5.7 Niveles de audición en decibelios. Curvas Isofónicas.

Figura 5.8 Relación entre sonoridad en sonos y sonoridad en fonos



y la sonoridad se reduce a la mitad. Se aumentala presión sonora hasta P2, que representa la misma sonoridad S1, captada por un único oído. Abriendo el segundo oído tenemos sonoridad 2 S1. Repitiendo el proceso obtenemos una escala aritmética de sonoridad S, 2S, 4S...

La sonoridad obtenida es el sonio, o son, que es la sonoridad de una señal de  $f = 1$  KHz y de 40 dB de SPL.

2) Si dos sonidos de frecuencias muy separadas, que estimulen partes muy distintas de la membrana basilar, se regulan de modo que produzcan igual sonoridad S, si la recepción es por separado, cuando escuchamos simultaneamente origina una sensación 2S. Esto permite sumar senoides de bandas de ruido muy separadas.

La relación entre la sonoridad en fonos y el nivel de sonoridad en sonios para valores comprendidos entre 20 y 120 fonos viene dada por la relación

$$S = 2^{\frac{P-40}{10}}$$

Esta relación viene reflejada en la Fig 5.8

Valoración de la sonoridad por el mtodo de Zwicker y Stevens: Bandas Críticas Zwicker presenta un mtodo de medición de sonoridad, de un ruido de espectro irregular, tanto en condiciones de campo libre como difuso. Este mtodo parte de la valoración de la sonoridad para cada banda



crítica (\*). y tiene en cuenta el efecto de enmascaramiento, (que en un apartado posterior estudiaremos) de las bandas entre si.

A partir de 210 Hz las bandas críticas y el ancho de banda de 1/3 de octava, coinciden practicamente. Para frecuencias inferiores a 250 Hz, se agrupan en tantas bandas de 1/3 de octava, como sea necesario para completar una banda crítica.

El método de Steven tiene también en cuenta el efecto de enmascaramiento, pero su estudio es totalmente empírico, por lo que resulta más sencillo que el anterior, y solo es válido para ruidos de espectro regular.

(\*) BANDA CRITICA: Corresponde a una distancia aproximada de 1.3 mm. de la membrana basilar, experimentalmente equivale aproximadamente a una banda de 1/3 de octava.

#### 5.5.c Enmascaramiento

La sonoridad de dos señales de distintas frecuencias, se puede sumar si pertenecen a dos bandas críticas bien distintas. En cambio, si están próximas, se influyen mutuamente, de manera que una enmascara a la otra.

#### Consideraciones:

- El efecto de enmascaramiento es mayor cuando las frecuencias están más próximas.
- El efecto de enmascaramiento es mayor de las bajas frecuencias sobre las altas frecuencias, que al contrario.
- el ruido blanco es un sonido especialmente enmascarador.

#### 5.5.d LA ALTURA

La altura es la sensación de frecuencia que nos permite clasificar los sonidos en una escala que va de graves a agudos. Depende principalmente de la frecuencia, pero también es función de la intensidad.

La unidad es el mel. La dependencia entre altura tonal y frecuencia no es lineal. La sensación de una octava no coincide en general con una duplicación de frecuencia. En la Fig.5.9a se dibuja esta dependencia. La discrepancia es mayor en las altas frecuencias (HF) y en las bajas frecuencias (BF).

Otra particularidad de la tonalidad es su relación con la intensidad. Si una fuente sonora emite, p.ej.,  $1a3$ , a cierta distancia del oyente, y la fuente se aproxima

al oído. Aumenta su nivel de intensidad, al oyente le parecerá que el sonido se va haciendo más grave. Esto es diferente al efecto Doppler.

Steven realizó un estudio cuantitativo de la relación tonalidad-intensidad. Para ello hacía escuchar alternativamente a una persona dos sonidos, hasta apreciar la misma tonalidad en ambas señales. Con ello logra compensar una diferencia de frecuencia con una diferencia de intensidad. Los resultados obtenidos están en la Fig 5.9.b. Como observamos de la gráfica, un aumento de intensidad, eleva la tonalidad de los agudos y disminuye la de los graves. En las frecuencias medias la altura tonal apenas varía.

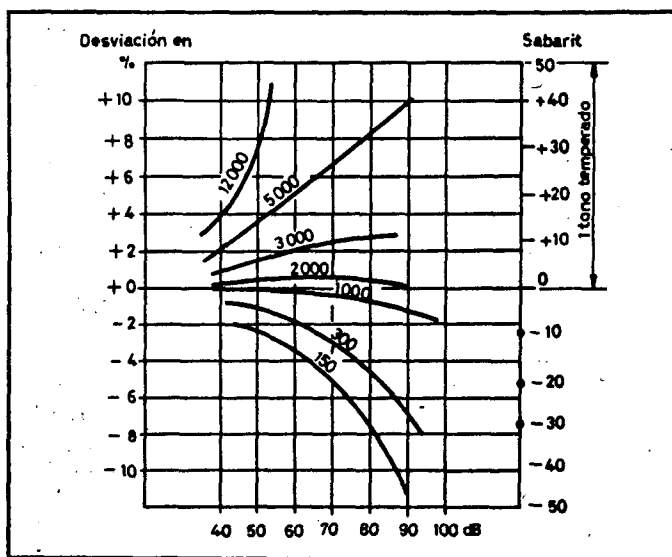
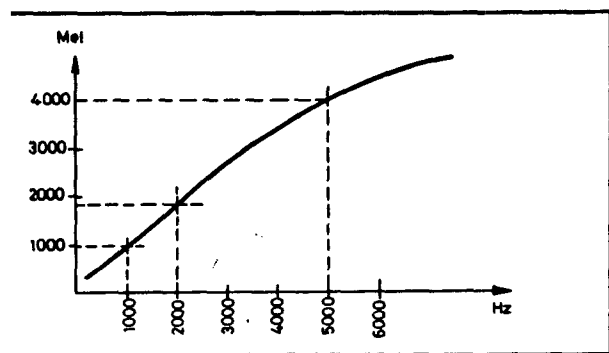


Figura 9a) (Izda) Relación entre la tonalidad en mel y la frecuencia en Hz.

Figura 9b) (Dcha) Variación de la tonalidad con la intensidad sonora

## 5.6 RUIDO Y MOLESTIA AUDITIVA

### 5.6.a CARACTERISTICAS DEL RUIDO

El estudio de los niveles de ruido, se efectúa, en diversas bandas de frecuencias. Estas bandas pueden ser en bandas de octava. Estudio de dos frecuencias que esta en la relación 2/1; o en bandas de un tercio de octavas, donde la relación de frecuencias es igual a la raíz cúbica de 2. También se puede realizar el estudio en bandas estrechas, cuya anchura es menor que la banda de un tercio de octava, pero no menor del uno por ciento de la frecuencia central. Existen diferentes tipos de ruidos que indicamos a continuación.

- RUIDO BLANCO: tiene un espectro de nivel constante en toda la banda de frecuencias audibles.

- RUIDO ROSA: tiene igual energía por banda de octavas, aumentando 3dB de una banda a otra.

- RUIDO AL AZAR: cuya amplitud y función en el tiempo es una distribución Gaussiana.

- RUIDO IMPULSIVO: que es todo ruido de muy corta duración

En la figura 5.10, observamos un cuadro donde se clasifican algunos ruidos comunes según su SPL.

#### 5.6.b CURVAS DE PONDERACION : NIVELES DE RUIDO

Para efectuar medidas de ruido se utiliza el sonómetro, en los cuales el nivel de presión sonora SPL, mediante un micrófono se transforma en niveles de tensión.

Un voltímetro asociado al sonómetro, da la lectura en una escala graduada en dB.

Se han diseñado circuitos electrónicos cuya sensibilidad con la frecuencia simula al oído humano. Tres curvas características se han normalizado internacionalmente como curvas de ponderación A,B,C. La curva A se aproxima a las curvas de igual nivel sonoro, cuando representan niveles bajos de presión sonora dB(A). La curva B representa a los niveles medios de presión sonora, y la curva C para niveles de presión sonora altos. En la práctica se ha impuesto la curva A que es la que ha dado mejor correlación en las pruebas subjetivas. Según se observa en la figura 5.11. En esta figura se ha introducido otra curva de ponderación, la curva D, para medida de ruido de los aviones.

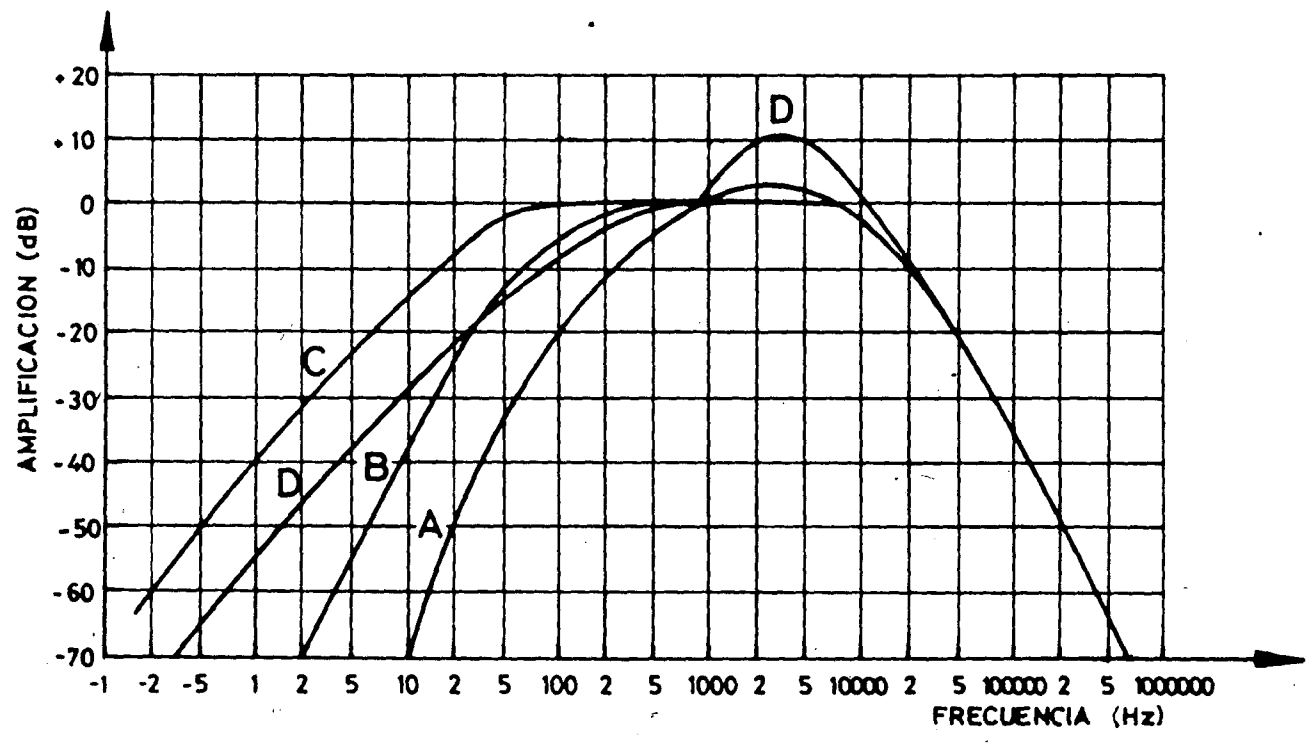
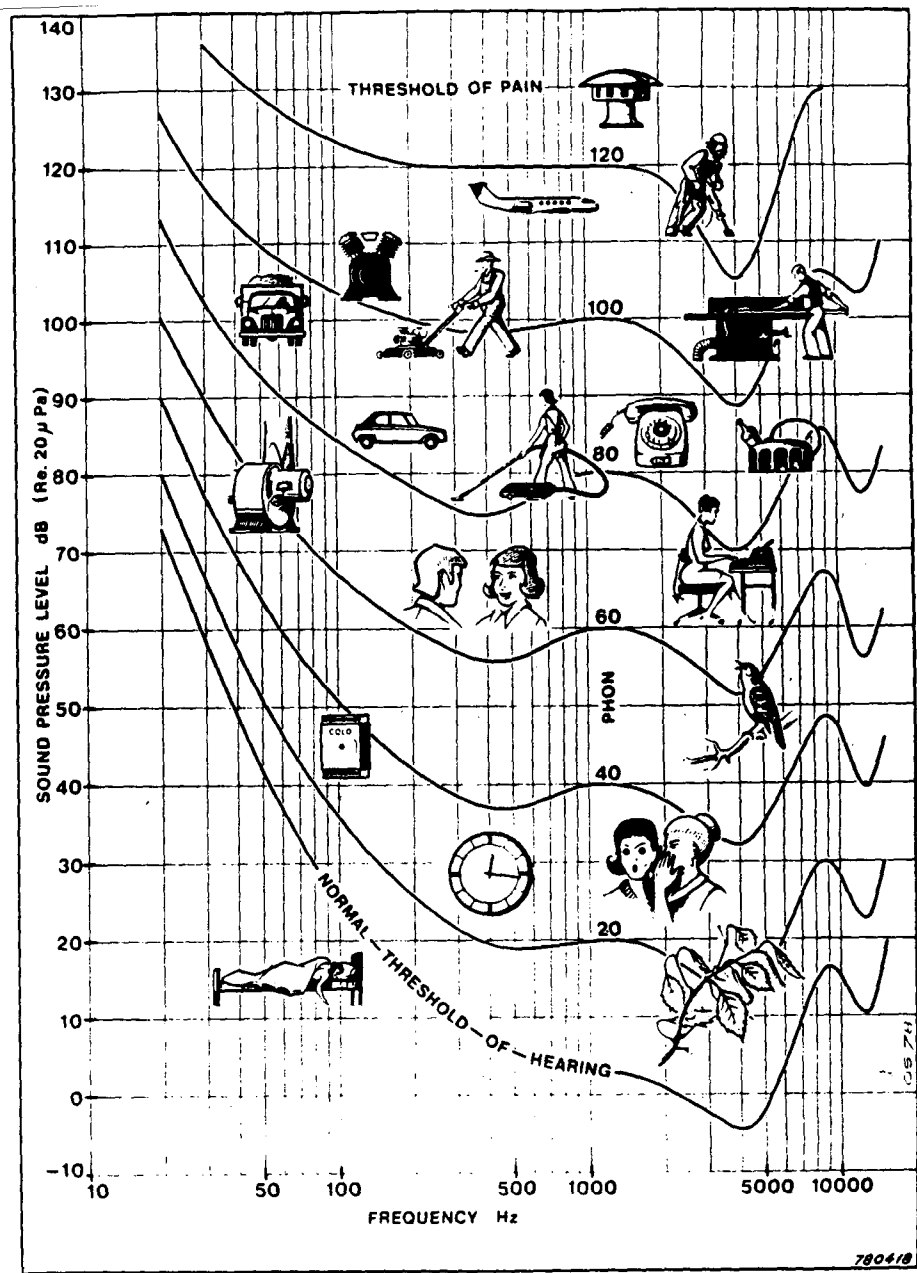


Figura 5.10 Niveles de Presión sonora típicos de fuentes comunes de ruido

Figura 5.11 Curvas de ponderación de medida del ruido

© Del documento, los autores. Digitalización realizada por ULPGC. Biblioteca Universitaria, 2006

6 MICROFONOS

## 6.1 INTRODUCCION

En este tema vamos a realizar un estudio general de los micrófonos. Elemento que siempre encontramos al principio de la cadena de reproducción del sonido, siendo este el lugar que ocupa también en nuestro equipo. El micrófono es el traductor de energía sonora a energía eléctrica. La amplitud instantánea de corriente eléctrica obtenida, debe ser en lo posible proporcional a la intensidad sonora instantánea. Al ser el micrófono un traductor acústico-eléctrico, realiza una doble transformación de energía.

El primer traductor, "acústico-mecánico" y en segundo lugar un traductor "mecánico-eléctrico". Este segundo traductor determinará el tipo de micrófono, en función de la forma en que realiza la transformación de energía.

Durante el estudio de los micrófonos, prestaremos especial atención a los micrófonos de condensador, pues es el micrófono que utilizaremos en nuestro medidor. El estudio de los distintos tipos de micrófonos están en función de su utilidad para nuestro medidor.



## 6.2 CARACTERISTICAS PRINCIPALES

Hay 6 características que definen el comportamiento de un micrófono

- Sensibilidad
- Fidelidad
- Directividad
- Impedancia interna
- Ruido de fondo
- Respuesta en frecuencia

### 6.2.a SENSIBILIDAD

Es la relación entre tensión eléctrica expresada en voltios, obtenidos en bornes del micrófono en circuito abierto, y la presión sonora expresadas en Pascales.  $1 \text{ Pa} = 1 \text{ N/m}^2 = 10 \text{ dinas/cm}^2 = 10 \text{ ubar/cm}^2$ , que actúa sobre la membrana a 1 KHz. El nivel de sensibilidad  $L_m$  es la relación en dB entre la sensibilidad  $M$  y una sensibilidad de referencia ( $M_{\text{ref}} = 1 \text{ v/Pa}$ )

$$L_m = 20 \log M/M_{\text{ref}}$$

La sensibilidad depende también del ángulo de

incidencia del sonido sobre el micrófono, tenemos una dirección de máxima sensibilidad.

#### 6.2.b FIDELIDAD

La fidelidad depende de tres factores:

- Gama de respuesta: cuanto más amplia es la característica de respuesta Ln-frecuencia, más fidelidad existe en el traductor.

- Regulación: La respuesta no debe presentar ni picos ni valles fuera del área de tolerancia normalizada.

- Linealidad: La tensión de salida debe ser proporcional a la presión de entrada. La distorsión armónica y la intermodulación se deben a la falta de linealidad.

#### 6.2.c Directividad

La directividad es la variación del nivel de sensibilidad en función del ángulo ( $\theta$ ), formado por el eje de simetría de la membrana y la dirección de propagación de las ondas sonoras. Se define por la expresión:

$$D(\theta) = 20 \log \frac{S_{\theta}}{S_0}$$

$S_{\theta}$  = Sensibilidad en la dirección

$S_0$  = Sensibilidad máxima.

La sensibilidad del micrófono para los posibles ángulos de incidencia de la onda sonora  $\theta$  ( $0^\circ$ - $360^\circ$ ) obtenemos el "diagrama polar de directividad" del micrófono. Ver figura 6.1.

Este diagrama consta de circunferencias concéntricas graduadas en dB; que representan el valor de  $D(\theta)$ , y doce radios que corresponden a las direcciones  $\theta$  ( $0^\circ$ - $30^\circ$ - $60^\circ$ ...) de incidencia del sonido. La sensibilidad del micrófono varía con la frecuencia, por tanto, además de la curva de respuesta a 1KHz, se representan otras a distintas frecuencias, generalmente las que corresponden a bandas de octavas de frecuencia.

#### 6.2.d IMPEDANCIA INTERNA

La impedancia interna depende de la técnica de construcción del micrófono. Si es baja la línea que une micrófono y preamplificador puede ser de gran longitud, en caso contrario la línea de unión ha de ser corta, debido al efecto de capacidad del cable apantallado, y al peligro de inducción de señales parásitas.

Para adaptar por tensión y obtener máxima relación S/N, la impedancia de carga ha de ser de 3 a 10 veces la impedancia interna del micrófono.

Los micrófonos de alta impedancia tienen valores comprendidos entre 20 Hz y 20 KHz, y los de baja impedancia entre 50 y 250 Hz y requieren un transformador para realizar la adaptación.

#### 6.2.e RUIDO DE FONDO

Es una característica intrínseca a toda fuente de señal.

Existen varios criterios de ponderación del ruido, tendentes a disminuir las componentes de BF y HF del espectro audible, donde el oído tiene menor sensibilidad. Es importante para la evaluación del ruido el grado de incidencia del mismo, sobre la relación S/N en la entrada del preamplificador.

#### 6.2.f RESPUESTA EN FRECUENCIA

La respuesta en frecuencia representa la variación con la frecuencia de la sensibilidad del micrófono, para una dirección determinada ( $0^{\circ}$ - $90^{\circ}$ - $180^{\circ}$ -...). Por tanto, se podrá representar varias curvas según el ángulo de incidencia del sonido.

Interesa que la respuesta sea lo más plana y

extensa posible, para que reproduzca por igual todas las frecuencias del espectro de audio.

El margen de utilización del micrófono vendrá dado por estas curvas, donde no se produzca una atenuación excesiva. En algunos casos, estas curvas deben presentar algún valle o cresta que compense ciertas deficiencias de la señal sonora original. ,Ej. En El micrófono de Lavalier, se compensa la resonancia del pecho, a unos 700 Hz., y la atenuación debida a los tejidos de la ropa en frecuencias altas.

### 6.3 CLASIFICACION DE LOS MICROFONOS

#### 6.3.a CLASIFICACION DE LOS MICROFONOS SEGUN SU DIRECTIVIDAD:

La directividad indica la variación de la sensibilidad en función de la dirección de la onda sonora incidente. La respuesta direccional de un micrófono se realiza en un diagrama polar, donde se representa sensibilidad frente al ángulo de incidencia.

Atendiendo a su directividad, los micrófonos se pueden clasificar en:

- Omnidireccionales
- Direccionales:
  - Bidireccionales
  - Cardioides
  - Supercardioides
  - Hipercardioides

Micrófonos Omnidireccionales: Son aquellos que tienen la misma sensibilidad o respuesta en cualquier dirección, por tanto  $S_{\theta} = S_0$

$$D(\theta) = 20 \log \frac{S_\theta}{S_0} = 20 \log \frac{S_0}{S_0} = 0 \implies$$

$$\implies D(\theta) = \text{cte} = 0$$

Su diagrama de directividad será una circunferencia. Suelen ser ligeramente direccional a HF.

Esta es la respuesta propia de los microfones de presión. Ver figura 6.1.a

Estos micrófonos son apropiados para las instalaciones donde no hayan problemas de realimentación acústica (Efecto Larsen), y en los casos en que el usuario deba moverse continuamente.

Micrófonos Direccionales: Estos micrófonos varían su sensibilidad con la dirección  $D(\theta) = \text{cte}$ . Estos pueden ser:

-Micrófonos bidireccionales: Su diagrama polar tiene forma de ocho, con dos máximos de sensibilidad para  $\theta = 0^\circ$  y  $\theta = 180^\circ$ , y dos nulos para  $\theta = 90^\circ$  y  $\theta = 270^\circ$ . Esto nos indica que la sensibilidad máxima es para las direcciones frontal y posterior del micrófono y prácticamente nula para los laterales.

Esta es la respuesta típica de un micrófono de gradiente de presión.

En BF se produce un aumento de respuesta, debido al efecto de proximidad, típico en los micrófonos

Figura 6.1.a

**DIAGRAMA POLAR: RESPUESTA OMNIDIRECCIONAL PERFECTA.** La escala desde el centro hacia el exterior es la sensibilidad medida en proporción a la respuesta máxima (que se toma como unidad). También puede acotarse en decibelios. Una escala con cero en el exterior y  $-25$  ó  $-35$  en el centro da un diagrama similar para el margen de trabajo principal.

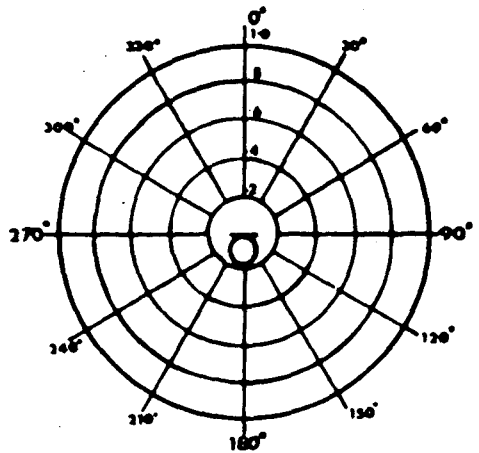


Figura 6.1.b

**RESPUESTA EN FIGURA DE OCHO PERFECTA (BIDIRECCIONAL).** La respuesta es similar en el plano a través del eje  $0^\circ - 180^\circ$ ; en el plano perpendicular al eje  $90^\circ - 270^\circ$ , la salida es cero. A  $60^\circ$  del eje, la salida es la mitad. La respuesta de la parte trasera está en oposición de fase.

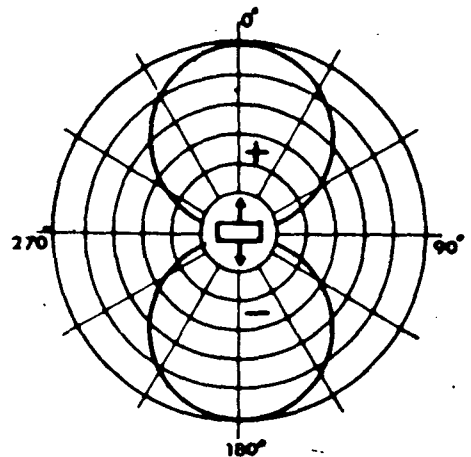


Figura 6.1.c

**RESPUESTA CARDIOIDE PERFECTA.** Es la suma del omnidireccional y el de figura de ocho cuando la máxima sensibilidad de los dos es la misma. El lóbulo frontal del "ocho" está en fase con el omnidireccional y se suman; el lóbulo trasero está desfasado y se restan.

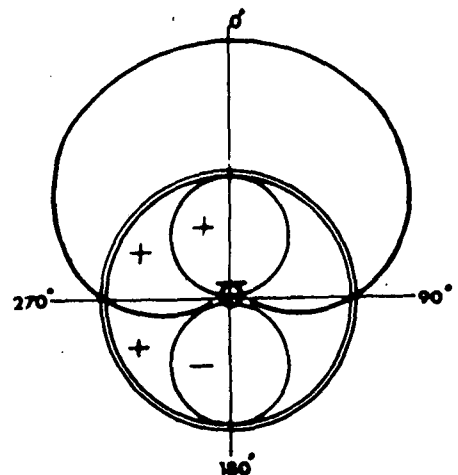
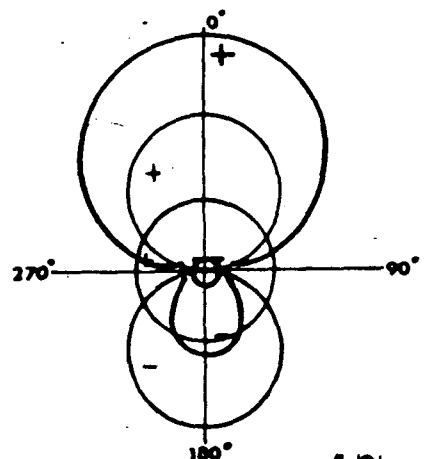


Figura 6.1.d

**RESPUESTA SUPERCARDIOIDE TIPICA.** Esta es una versión más direccional del micrófono cardioide. Es uno de la gama de modelos que se pueden obtener combinando respuesta omni y bi-direccional en varias proporciones.





direccionales. Este efecto de proximidad, tiende a alterar el timbre de la voz cuando se habla muy cerca del micrófono. Este es el micrófono ideal en el caso en que dos usuarios o grupos, se encuentran en lados opuestos.

Es el micrófono indicado para resolver el problema de la realimentación acústica. (Ver figura 6.1.b).

Micrófono cardioides. Su diagrama está representado en la figura 6.1.c, tiene máxima sensibilidad para  $\theta = 0^\circ$ , y nulo para  $\theta = 180^\circ$ .

Este diagrama se obtiene mediante laberintos acústicos, o combinando adecuadamente los elementos que trabajen a presión, (omnidireccional), con otros que trabajen a gradiente de presión, bidireccional. Estos micrófonos son los indicados para corregir el efecto Larsen.

Micrófono supercardioide e hipercardioide. Su diagrama es similar a los cardioides pero más directivos y con un lóbulo en su parte superior  $\theta = 180^\circ$ .

Estos constituyen un tipo intermedio entre cardioide y bidireccional. (Ver figura 6.1.d).

### 6.3.b CLASIFICACION DE LOS MICROFONOS SEGUN REALIZA LA TRANSFORMACION DE LA ENERGIA SONORA EN ENEGIA ELECTRICA

Según la forma de realizar la transformación

de energía sonora a energía eléctrica, se clasifican los micrófonos en:

- Resistencia variable: de Carbón
- Electroestáticos: de Condensador, Electret
- Piezo-Eléctricos: Cristal, Cerámicos
- Electromagnéticos: Magnéticos
- Electrodinámicos: Bobina móvil, Cinta
- Otros: Doble capsula, Superdireccionales,

Lavalier, Radio enlace, Estereofonía

Micrófonos de resistencia Vble. Están formado por una membrana metálica, unida a un electródo de carbono que esta en contacto con los gránulos de carbón. Por tanto, variaciones de presión exterior se comunican a los granulos de carbón modificando su resistencia. En serie con el micrófono se conecta un potenciómetro y una batería. Esta última proporciona la corriente, cuya intensidad será función de las variaciones de resistencia del micrófono. El potenciómetro sirve para ajustar la corriente continua en el circuito, según el valor recomendado por el fabricante. Para adaptar este micrófono al amplificador será necesario la utilización de un transformador.

Su mayor problema es el ruido de fondo.

CARACTERISTICAS TECNICAS: Sensibilidad alta, Omnidireccional, fidelidad en el rango 200 Hz - 4 KHz,

Impedancia interna en relación directa con los granulos de carbón, Ruido elevado, Distorsión armónica alta, de Presión, Robusto, Barato, Uso en telefonía.

Micrófono electrostático: de Condensador- Electret Debido a que este es el micrófono que utilizaremos en nuestro equipo, le vamos a dedicar una especial atención.

Se designa por micrófono de condensador al micrófono dinámico. El circuito básico está representado en la Fig. 6.2.a, comprende el condensador C, cuya membrana representa la armadura móvil, una fuente de tensión exterior  $E_0$  y una resistencia de carga R. Generalmente C es del orden de 5 a 100 pF. La distancia entre armaduras es de 0,003 mm.  $E_0$  está comprendida entre 28 y 300 volt. y R es del orden 100 M $\Omega$ .

Como el sistema mecánico está controlado por rigidez el desplazamiento del electrodo móvil, el cual crea las variaciones de capacidad debido a variaciones de presión sonora, es independiente de la frecuencia. La reducción de alta a baja impedancia, se realiza con un transistor de efecto de campo (FET), conectado en seguidor de emisor.

La sensibilidad es muy buena del orden de 20 mV/Pa y la respuesta es plana entre 30 Hz y 20 KHz. Es sensible a la temperatura y a la humedad, esta reservado para usos profesionales, su tratamiento debe ser delicado, es caro

y necesita de una fuente de alimentación externa bastante voluminosa.

En la figura 6.2.b vemos un corte esquemático de este tipo de micrófono.

Su extrema sensibilidad le convierte en equipo de medida de presión acústica de alta precisión, por tanto, sirve como patrón para evaluar las características de otros micrófonos. Sus inconvenientes son el precio, el nivel de tensión de salida y alto nivel de tensión de polarización.

La directividad de estos micrófonos varía dependiendo de la construcción del mismo. Algunos más recientes tienen dos diafragmas, uno a cada lado de la placa trasera. Si el voltaje de polarización es el mismo en ambos diafragmas, el micrófono es omnidireccional. Si no se aplica polarización al segundo, el micrófono tendrá directividad cardioide. Para este caso, la cavidad de la placa trasera se diseña para que forme una red desfasadora. Para ello, cuando la presión acústica atravieza la placa hacia la parte posterior del diafragma principal, cambia en fase la onda sonora lo suficiente para generar una respuesta cardioide. Si el segundo diafragma se polariza en sentido contrario se obtiene una respuesta bidireccional. En este caso, el doble diafragma actúa en gradiente de presión. Finalmente, si

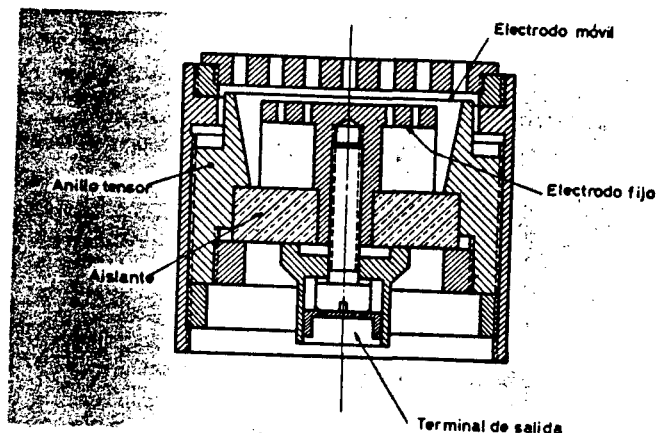
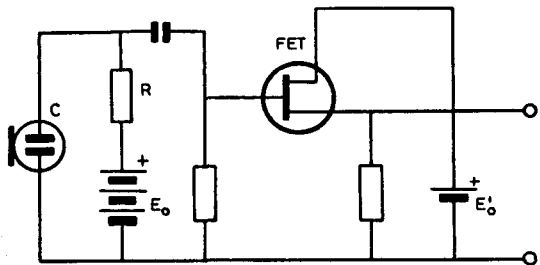


Figura 6.2.a Esquema de un micrófono de capacidad.  $E_0$  es la fuente de polarización de alta tensión y  $E_1$  es fuente de baja tensión para alimentar el FET, montado en seguidor de surtidor. C y R son respectivamente la resistencia y condensador de carga.

Figura 6.2.b Corte transversal del micrófono de condensador.

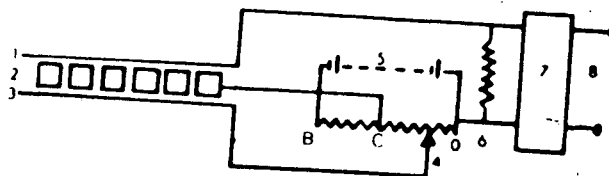
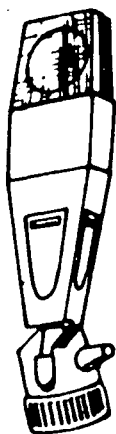


Figura 6.3.a micrófono de condensador

Figura 6.3.b Este circuito muestra como cambia la respuesta direccional, si variamos la polarización del diafragma. 1 Diafragma frontal, 2 Placa central rígida y perforada 3 Diafragma trasero, 4 Conmutador multiposición y potenciómetro, 5 voltaje de polarización, 6 Resistencia alta, 7 Preamplificador, 8 Terminales de salida.

Quando la polarización esta a 0 el voltaje de ambos diafragmas es el mismo y por encima de la placa central de la cápsula funciona como micrófono omnidireccional (de Presión ).  
En B es bidireccional y la cápsula mide gradiente de presión

el voltaje de polarización es variable, se puede obtener una gama completa de respuesta. Fig. 6.3 b

La respuesta en frecuencia esta representada en la Fig. 6.3. c

Una alternativa al doble diafragma, es tener capsulas intercambiables para un mismo cuerpo de micrófono. Esta proporcionaran respuestas cardioides y omnidireccional, ambas con diafragma único, la segunda, necesita laberintos acústicos.

Los micrófonos de condensador pueden tener un filtro de corte de BF, y otro para eliminar RF, estas son facilmentes captadas en el trayecto capsula-amplificador.

Una variante del micrófono de condensador es el micrófono de Electret formado por una pelicula muy delgada constituyendo un dielctrico, el cual, está recubierto por una capa metalizada por una de sus caras. Este dielctrico a base de policarbonato fluorado, tiene la propiedad de conservar por un tiempo muy elevado, (100 años), las cargas elctricas adquiridas en el proceso de fabricación. Tienen la función de la placa móvil.

La otra cara del dielctrico reposa sobre una rejilla metálica rugosa, de forma que el numero de puntos de contacto depende de la presión exterior, su función es la del electródo fijo. La capacidad total varía en función de la

presión acústica externa. La única ventaja respecto al de condensador clásico es que no necesita una alta tensión de polarización, basta con una batería de algunos voltios.

La salida de baja impedancia se logra con un FET conectado en seguidor de surtidor.

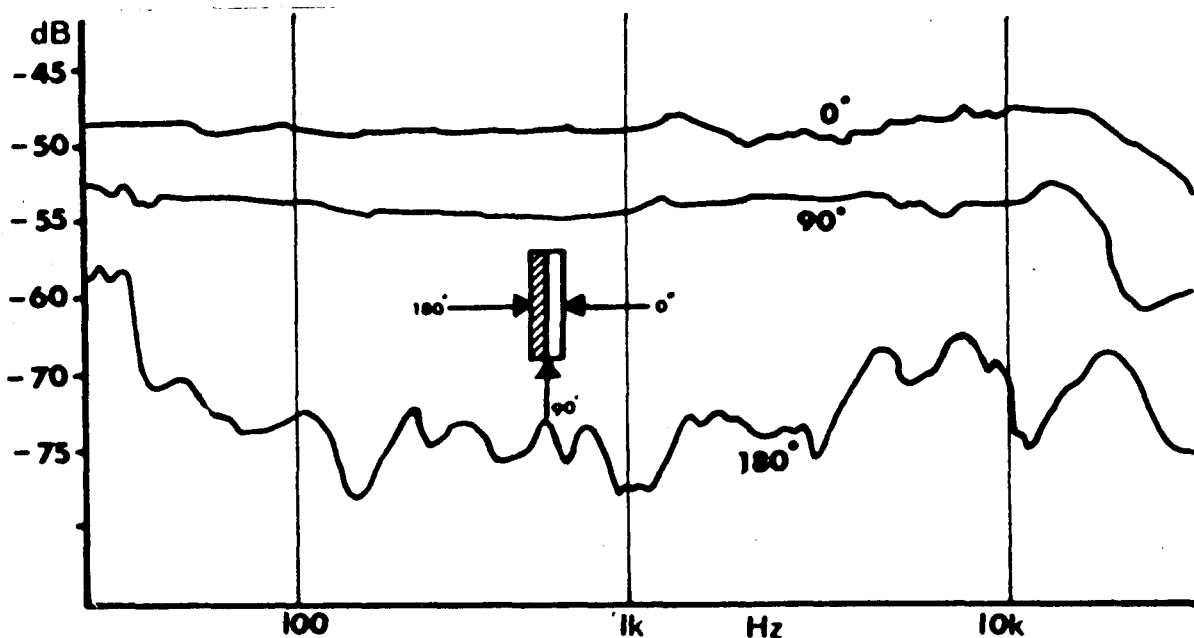
Se construyen en dos versiones, omnidireccional y cardioides. La característica de respuesta cubre todo el rango audible, pero ~~menos~~ fiable a largo plazo. Es robusto, pequeño, de gran calidad y económico, lo que le hace útil para equipos domésticos de HI FI

Micrófonos Piezo-Eléctricos: Cristal,  
Cerámicos Los micrófonos de cristal constituidos por materiales cristalinos, como la sal de Rochelle, que cortada en láminas tiene la propiedad piezoelctrica, que consiste en generar una tensión al ser aplicada una presión entre sus caras. No necesita polarización externa. La tensión obtenida en las superficies exteriores metalizadas es proporcional al desplazamiento .

Son sensibles a la humedad y temperatura. No se usan en HI FI

Micrófonos Cerámicos Tienen también la propiedad Piezo-Elctrica. El material más usado es el titanato de bario bimorfo. Menos sensible a las variaciones climáticas que los de cristal, pero su sensibilidad es 10 dB

Figura 6.3.c



RESPUESTA CARDIOIDE DE UN MICROFONO DE CONDENSADOR DE ALTA CALIDAD. La respuesta en el eje es substancialmente plana hasta 15.000 Hz y la respuesta a 90º casi igual. Las irregularidades de la curva a 180º no tienen importancia.

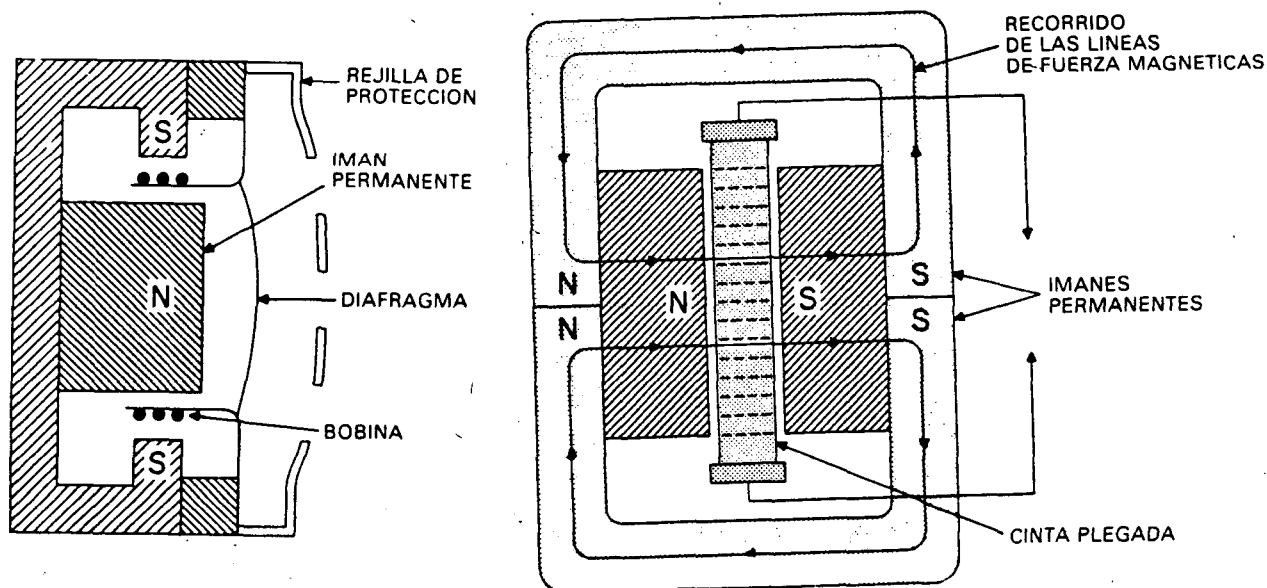


Figura 6.4.a Corte esquemático de un micrófono electrodinámico de bobina móvil

Figura 6.4.b Corte esquemático de un micrófono electrodinámico de cinta



inferior. Su respuesta es más extensa y regular. Se usan en prótesis acústicas y en HI FI.

Micrófonos electromagnéticos Consisten en un armadura móvil, que forma parte de un circuito magnético con uno o más entrehierros. Un solenoide actuando de bobina captadora rodea a esta armadura. Los movimientos de un diafragma de aluminio, se transmite a la armadura móvil y las variaciones de flujo en el entrehierro, producen variaciones de tensión en la bobina captadora proporcionales a la velocidad del diafragma.

Son sensibles a los golpes, por tanto poco fiables, sensibilidad buena, respuesta en frecuencia muy irregular y limitada. Su impedancia interna es baja, por sus reducidas dimensiones. Apenas se usan, excepto en pastillas para guitarras.

Micrófonos electrodinámicos: Bobina móvil y Cinta El microfono de bobina móvil se compone de una membrana ligera y flexible unida a una bobina que puede desplazarse en el campo magnético de un imán. Las vibraciones de la membrana se acompañan de desplazamientos en forma de vaivén de la bobina, de modo que, se induce en ella una corriente eléctrica (Ver Fig 6.4)

Las variaciones de corriente son

proporcionales a la presión acústica debida a los sonidos que llegan a la membrana.

La impedancia interna está en consonancia con la impedancia de la bobina, que depende del número de espiras que son fabricadas con el mínimo número de ellas posibles, para reducir su peso. Si la bobina es muy grande, tendrá mucha inercia y no producirá los vaivenes a gran velocidad, alterando la reproducción en HF. del espectro de audio. La impedancia es baja, y por tanto, la necesidad de un transformador para acoplarla al amplificador.

Abarcan un gran campo de aplicaciones, desde el modelo para el gran público, hasta el modelo para el estudio de grabación. Una característica importante es su autonomía. Se fabrican en versiones omnidireccionales y cardioides.

Los modelos más perfeccionados suelen llevar una bobina compensadora, para atenuar la acción de los campos magnéticos externos.

El micrófono unidireccional tiene incorporado un filtro atenuador de BF., que corrige el efecto de proximidad, la acción de este filtro se puede eliminar mediante un conmutador.

El Micrófono de Cinta: También llamado de gradiente de presión. Este nombre se debe a que los

movimientos de la cinta son producidas por la diferencia de presión entre sus dos caras. Esta diferencia es proporcional a la velocidad de las moléculas del aire. Este micrófono utiliza una delgada cinta metálica, generalmente ondulada suspendida entre los polos magnéticos de un imán permanente. Ver Fig. 6.4.6 Las ondas acústicas hacen vibrar a la cinta y su desplazamiento en el campo magnético dan lugar a que aparezcan unas tensiones inducidas en sus extremos.

La teoría de funcionamiento de este micrófono es el de bobina móvil de gradiente de presión.

La respuesta en frecuencia es constante a partir de 50 Hz. La resistencia de la cinta es extraordinariamente baja. El diagrama direccional es típicamente bidireccional y tapando una cara de la cinta se transforma en micrófono de presión omnidireccional. Con combinación de dos elementos de cintas se puede obtener un diagrama cardioide. Tienen problemas a BF., para evitarlo, se pliega mucho la cinta y se procura que la sujeción sea lo mínima posible.

En la siguiente figura tenemos una tabla 'comparativa de los micrófonos más utilizados' (Ver Fig.6.5)

Otro tipo de micrófonos que solo enumeraremos y brevemente explicaremos debido al carácter específico de su utilización son:

Tabla comparativa de los diferentes tipos de micrófonos

TIPO	TENSION DE SALIDA APROXIMADA	IMPEDANCIA DE SALIDA	EFFECTO DIRECTIVO	VENTAJAS	INCONVENIENTES	NOTAS	USO
Carbón	2 V	Baja	-Acusado -Varía con la frecuencia	-Barato -Muy sensible Robusto	-Curva de respuesta irregular -Ruido de fondo -Sensible a los golpes -Necesita una fuente de alimentación -Produce distorsión	-Debe ser montado en posición vertical	Palabra (policía, taxis, emisoras portátiles, teléfonos)
Condensador	0,005 V	Alta	-Muy acusado -Varía con la frecuencia	Excelente reproducción de todas las frecuencias. Ausencia de ruido de fondo	-Exige una alta tensión (100 a 200 vj y una gran amplificación. -Precio elevado. -Le perjudican el polvo y las atmósferas corrosivas	-Poco sensible a los golpes. -No es recomendable para exteriores	-Estudio de grabación

TABLA COMPARATIVA DE LOS DIFERENTES TIPOS DE MICROFONOS (Continuación)

TIPO	TENSION DE SALIDA APROXIMADA	IMPEDANCIA DE SALIDA	EFFECTO DIRECTIVO	VENTAJAS	INCONVENIENTES	NOTAS	USO
Piezo-eléctrico con diafragma	0,05 V	Alta	Medio	Buena reproducción de frecuencias -Ligero, manejable, sensible.	-Fragil Sensible a la humedad y al calor	-Muy poco sensible a los golpes. -La posición de funcionamiento no es crítica	-General Muy popular
de células	0,001 V	Alta	-Nulo	Ausencia de ruido de fondo			-Estudio de grabación
Electrodinámico de bobina	0,05 V	Debil	-Varía según el modelo	-Excelente reproducción de las notas graves Ningún ruido de fondo	Presenta ciertas resonancias indeseables	-Poco sensible a los golpes.	-General.
de cinta	0,01 V		Bidireccional -Constante sobre toda la gama de frecuencias	Buena reproducción de todas las frecuencias Ningún ruido de fondo	-Necesita un imán. Sensible al viento.	-No es recomendable para exterior o aire libre	-Estudio de grabación.

Figure 6.5 Tabla comparativa de los distintos tipos de micrófonos.

Micrófonos de doble elemento o doble capsula:

Con dos diafragmas uno para HF. y el otro para BF: Con lo que se consigue una directividad variable

Micrófonos Superdireccionales: Se usan para discriminar el sonido incidente del sonido ambiental en condiciones adversas, por tanto, la necesidad de un dispositivo de enfoque.,

Existen dos tipos:

Micrófonos con Reflector: Usan un reflector parabólicos. Se usan para los agudos y obtener un micrófono supercardioides

Micrófonos de Cañón: Atenuan las señales que no vengan de la dirección deseada, para lo cual, utilizan un "tubo de interferencia", que es un tubo con ranuras en toda su longitud.

Micrófonos Lavalier: Son los que se cuelgan al cuello o en la chaqueta. Tienen un diseño y suspensión especiales para evitar el ruido del roce de los vestidos. En su implementación se tiene en cuenta el efecto de atenuación de las HF. causados por los tejidos de las ropas.

Micrófonos por Radio: Se usan cuando el artista realiza grandes movimientos. Constan de un pequeño transmisor conectado al micrófono. La transmisión es en FM y es de baja potencia. Con facilidad se introducen ruidos, y la relación S/N es pobre.

Micrófonos para Estereofonía: Estan formados en una sola unidad, se obtienen con dos micrófonos yuxtapuestos de tipo cardioide o bidireccional y con salidas independientes (Sistema X-Y), o tambien un micrófono es cardioide para el canal M (centro) y otro bidireccional, para el canal E (laterales) , (Sistema M-S).

DESCRIPCION DETALLA POR BLOQUE DEL MEDIDOR DE NIVELES DE  
PRESION SONORA

## 7.1 INTRODUCCION

Este tema se divide en tres partes bien diferenciadas, las cuales seran abordadas por separado. La primera de ella corresponde a toda la etapa de electrónica analógica y que representa desde el micrófono al convertidor analógico-digital ( C A/D ).

En la entrada de este primer bloque, tenemos la señal del micrófono, que ha de ser amplificada logarítmicamente, para obtener un resultado lineal proporcional a la señal logarítmica que nos entrega el micrófono. También en este bloque se realiza la ponderación "A" que asemeja a la audición humana la señal recojida por el micrófono. Posteriormente se rectifica para obtener unos niveles continuos proporcionales a los niveles de tensión alternos. Finalmente se realiza un muestreo de estos niveles y se retienen durante el tiempo necesario para que el C A/D realice la conversión. En este punto termina el primer bloque analógico y da paso al siguiente bloque. El bloque digital

En el segundo bloque se describen los



circuitos digitales de nuestro equipo. En este, los niveles de tensión se convierten en señales digitales compuestas de 8 bits, por lo tanto, tendremos 256 niveles de tensión diferentes. Estos niveles se enclavan entre 0 y 5 volt., por tanto la resolución del equipo es de 20 mV. La amplitud de la escala de medida se puede variar fácilmente, con ello lo que logramos es aumentar la resolución, y por tanto aumentamos la sensibilidad del equipo.

Dentro del segundo bloque tenemos los siguientes subbloques. En la entrada tenemos el C A/D que nos sirve de unión entre los dos bloques principales. Los 8 bits resultados de la conversión, son llevados al bus de datos y pasaran a una de las dos memorias ( RAM1 y RAM2 ), según corresponda. Con cada conversión se envía un pulso a un contador. Este será el encargado de direccionar a las memorias. Las primeras 64 posiciones se dejan libres, para escribir en ellas datos referentes al lugar, fecha, hora, donde se realizaran las medidas de SPL. En una segunda fase, de lectura, se habilitan los buffer, permitiendo al ordenador lea los datos de las memorias, y posteriormente opere con ellos. Esto será parte del interfase necesario que una nuestro medidor con el ordenador.

Todas estas operaciones son posibles gracias a un circuito combinacional de control y que realiza

múltiples funciones.

En el tercer y último bloque, lo constituye el interface que acabamos de nombrar.

Finalmente se hablará de otros bloque de menor importancia, pero también necesarios, entre estos últimos se incluyen todas las fuentes de alimentación reguladas y tensiones de referencias necesarias, entre las que incluimos: alimentación de la etapa analógica (+)15 volt., alimentación de la etapa digital + 5 volt., alimentación del micrófono + 6 volt. y tensión de referencia para el C A/D de + 2.5 volt.

Tenemos que hacer una referencia al programa del ordenador, con el cual se obtendrá las diferentes medidas que se indican en el apartado de " Aplicaciones y notas complementarias ", de esta misma memoria. Estas medidas son las dictadas por las normas ANSI; e ISO, sobre el tema que estamos tratando.

Una vez visto en líneas generales la composición por bloques de nuestro equipo, pasamos a realizar un estudio más detallado del mismo, indicando las dificultades aparecidas, y como fueron superadas.

## 7.2 ESTUDIO DEL BLOQUE ANALÓGICO

En la figura 7.1 tenemos el diagrama de bloque de la etapa analógica, y en la figura 7.2 el esquema electrónico general correspondiente a esta etapa analógica.

### 7.2.a EL MICROFONO

El micrófono que se va a utilizar es el que tenemos en el Laboratorio de Imagen y Sonido.

En un capítulo anterior se estudiaron las características generales y los distintos modelos de micrófonos. Por tanto, en este punto se indicaran solamente las características técnicas del micrófono empleado.

- Fabricante: Simpson.
- Tamaño: modelo L según la norma ANSI  
S1.12-1967
- Impedancia: 350 ohm. (+-) 20% a 23°C
- Sensibilidad: -70 dB
- Característica direccional: Omnidireccional  
con ángulo de incidencia aleatorio  
de aproximadamente 70°

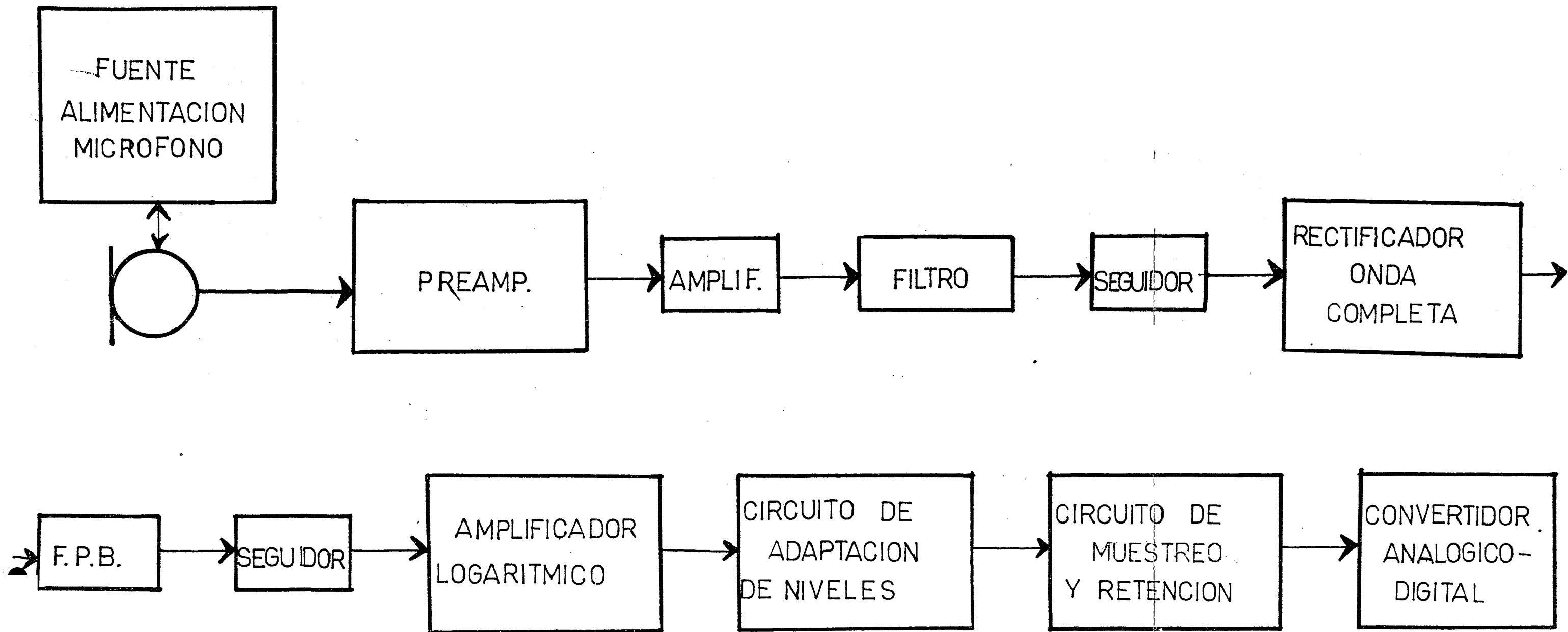


FIGURA 7.1

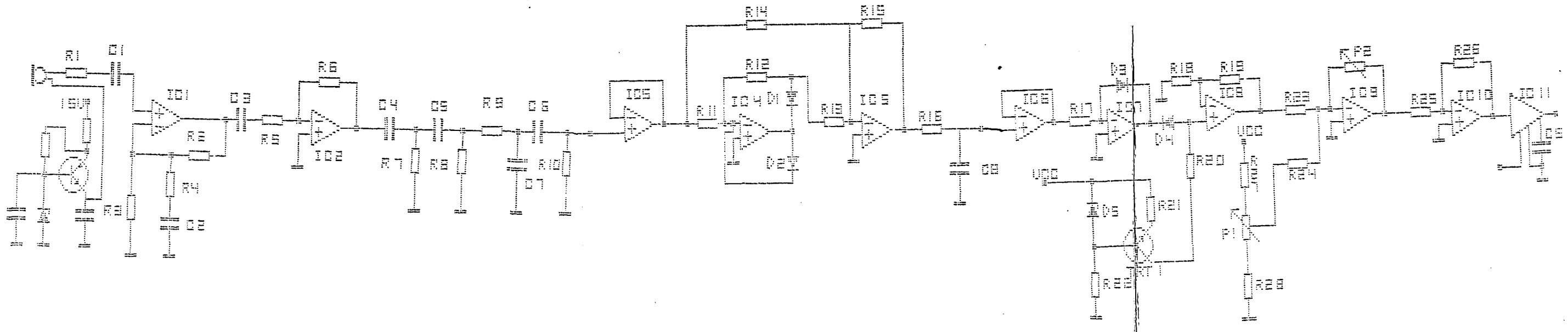


FIGURA 7-2

- Alimentación: 6 volt.

- Respuesta en Frecuencia: Esta representada en la Fig 7.3

Si el micrófono se intercambia por otro, el equipo debe ser calibrado. Aunque se aconseja que el calibrado se realice antes de hacer cualquier tipo de medidas.

NOTA: durante el periodo de calibración es necesario separar las etapas analógicas de la etapa digital, pues está en juego la integridad del C A/D.

Cálculo de los niveles de tensión que nos proporciona el micrófono

- Rango: 40 dB a 120 dB

- Sensibilidad: -70 dB; referencia 1 V/ubar

- SPL:  $SPL = 20 \log \frac{P}{P_{ref}}$  Pref =  $2 \cdot 10^{-5} \text{ Nw/m}^2$

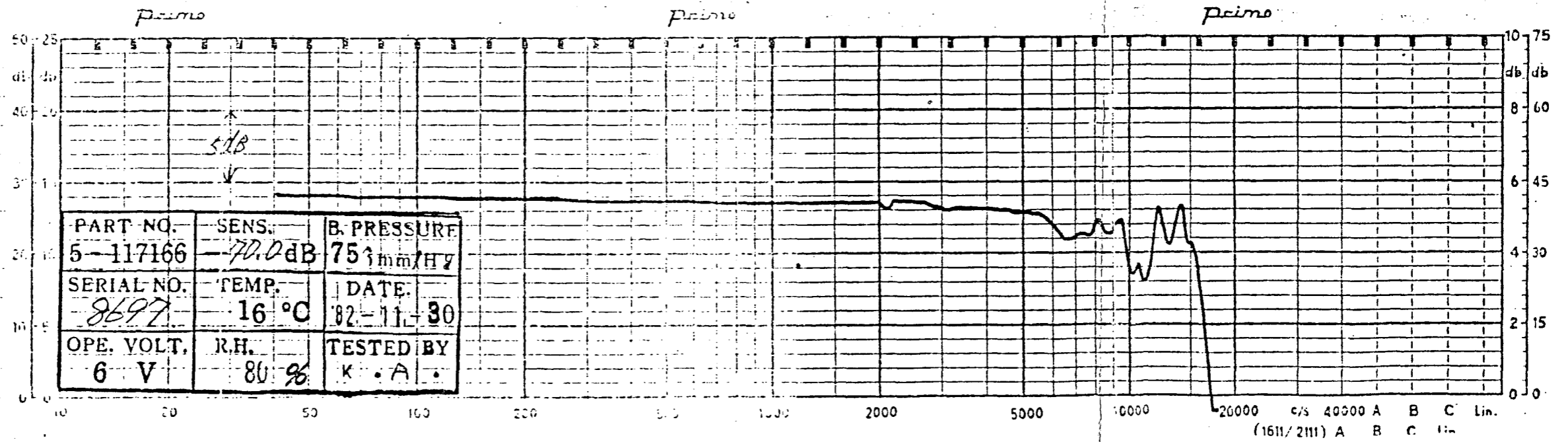
El micrófono tiene una sensibilidad de -70 dB, que en tensión representa:

- Sensibilidad en (dB):  $S = 20 \log \frac{M}{M_{ref}}$  Mref = 1 V/ubar

$$-70 = 20 \log \frac{M}{1V/ubar} \implies 0.32 \cdot 10^{-3} = \frac{M}{1V/ubar} \implies$$

$$\implies M \equiv 0.32 \text{ mV} / \text{ubar}$$

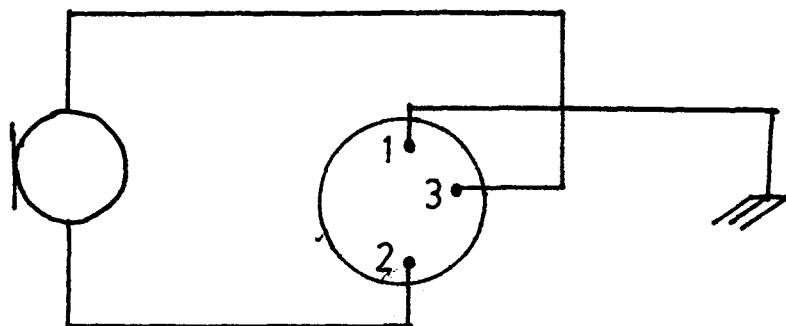
FIGURA 7.3



RESPUESTA EN FRECUENCIA  
DEL  
MICROFONO

			-3		
Con:	40 dB de SPL	====>	$2 \times 10^{-3}$ ubar	====>	Vef = 6.4 uV
	94 " " "	====>	10 ubar	====>	Vef = 3.2 uV
	114 " " "	====>	100 ubar	====>	Vef = 32 uV
	120 " " "	====>	200 ubar	====>	Vef = 64 uV

Conecciones del micrófono Conector DIN 45524  
 conexión tipo "u", y uso profesional.



Conector DIN 45529

- 1 MASA
- 2 ALIMENTACION
- 3 SEÑAL

Conector tipo "u" , uso profesional

### 7.2.b PREAMPLIFICADOR

Como preamplificador del micrófono utilizamos el CI (Circuito Integrado), LM 387, que consta de dos preamplificadores de bajo ruido y alta ganancia. De estos dos preamplificadores, solo hacemos uso de uno de ellos. Este circuito integrado, está especialmente diseñado para amplificar bajos niveles de señal, que es el caso de la señal entregada por el micrófono, en los que se requiere un rechazo óptimo del ruido.



FRECUENCIA	ATENUACION
20 Hz	- 42 dB
50 Hz	- 31 dB
100 Hz	- 20 dB
200 Hz	- 12 dB
500 Hz	- 5 dB
1000 Hz	- 2 dB
2000 Hz	- 1 dB
5000 Hz	- 2 dB
10000 Hz	- 4 dB

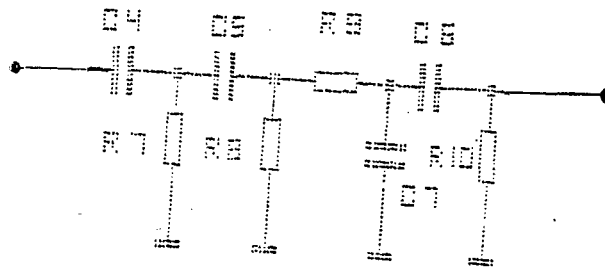


Figura 7.6 Esquema electrónico del filtro de ponderación "A".

La alimentación de este circuito en nuestro equipo es de +15 volt.

Ya desde un primer momento, nos encontramos con el mayor problema que nos aparecen durante todo el bloque analógico. El micrófono responde de forma logarítmica, por tanto si amplificamos de forma lineal, la señal se nos recorta en el ciclo superior de la onda, cuando el micrófono recibe un SPL de 120 dB, esto ocurre cuando este circuito tiene una gran ganancia, pero si reducimos la ganancia del amplificador. En este caso, cuando el SPL es de 40 dB; la salida de preamplificador no llega a 1 mV. Que es la tensión mínima de offset de los amplificadores operacionales. Como vemos se nos ha planteado un grave dilema.

Una primera solución, es colocar el amplificador logarítmico inmediatamente despues del micrófono, pero no es válido, ya que, las tensiones que entrega el micrófono, son niveles muy bajos para ser reconocidos por el amplificador logarítmico. El mínimo nivel de señal que reconoce el amplificador logarítmico es de 1mV ( tensión de offset de los amplificadores operacionales que lo forman ), y el micrófono entrega señales incluso de microvoltios. También hay que tener en cuenta, que el  $\log 0 = \infty$ , por tanto la señal que llega al amplificador logarítmico, no puede pasar por cero.

La solución definitiva y de compromiso, consiste en amplificar la señal del micrófono hasta el límite, sin que se recorte, cuando el micrófono entrega la máxima señal (120 dB), y cuando el micrófono entrega la mínima señal (40 dB), esta, a la entrada del amplificador logarítmico tiene que superar 1mV

Otro problema que añadir al ya grave problema planteado, es el siguiente. El micrófono entrega su señal sobre una tensión continua (6volt), que representan a su alimentación.

El LM 387 solo tiene una única alimentación, por tanto, tenemos que variar R2 y R3 ( Ver Fig.7.3.1), de modo que la señal no se recortara cuando el micrófono entrega la máxima amplitud de señal. Con la ayuda de R3 podemos variar la tensión continua y con R2 regulamos la ganancia del preamplificador.

Los resultados obtenidos tras sucesivas experiencias son los siguientes:

$$V_{\text{continua}} = 7\text{volt.}$$

$$\text{Ganancia del Preamplificador: } G = 46.7$$

Con los siguientes valores de las resistencias, R2 = 4k3 ohm, R3 = 2k7 ohm.

Concluida la etapa preamplificadora, pasamos a la etapa amplificadora.

### 7.2.c EL AMPLIFICADOR

La señal que entrega el preamplificador lleva un nivel de tensión continua de aproximadamente 7 voltios, estos los suprimimos con C3. En este momento la señal la tenemos sobre el nivel 0 voltios. En este momento, no tenemos problemas de que se nos recorte la señal en uno de los dos ciclos, ya que si se recorta lo hará en los dos a la vez.

Volvemos a amplificar lo máximos posible, teniendo en cuenta que el filtro de ponderación "A", que viene en la siguiente etapa, nos va a atenuar la señal. Tanto en esta etapa como en la anterior dejamos unos márgenes de seguridad, para que no nos surja problemas indeseados de recorte de señal, debido a la tolerancia de los componentes con que trabajamos.

Como amplificador, utilizamos uno de los 4 amplificadores operacionales de que consta el CI TL 084, cuyas características más destacables son:

- Bajo consumo (nuestro caballo de batalla durante toda la fase de diseño, pues este equipo se alimentará por baterías de níquel cadmio)

- Alta impedancia de entrada debido a la configuración Bi-Fet de los pines de entrada inversora y no inversora.

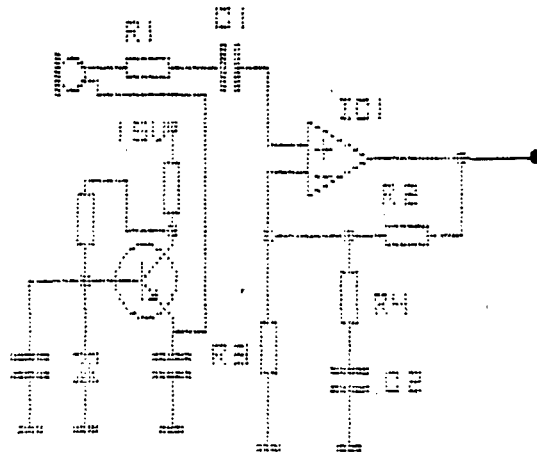


Figura 7.3.1 Fuente de alimentación del micrófono.  
y Preamplificador

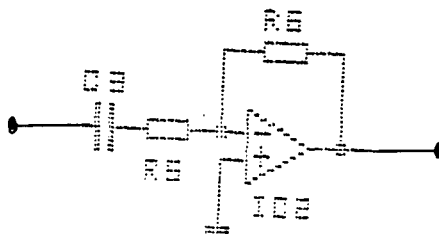


Figura 7.4 Amplificador

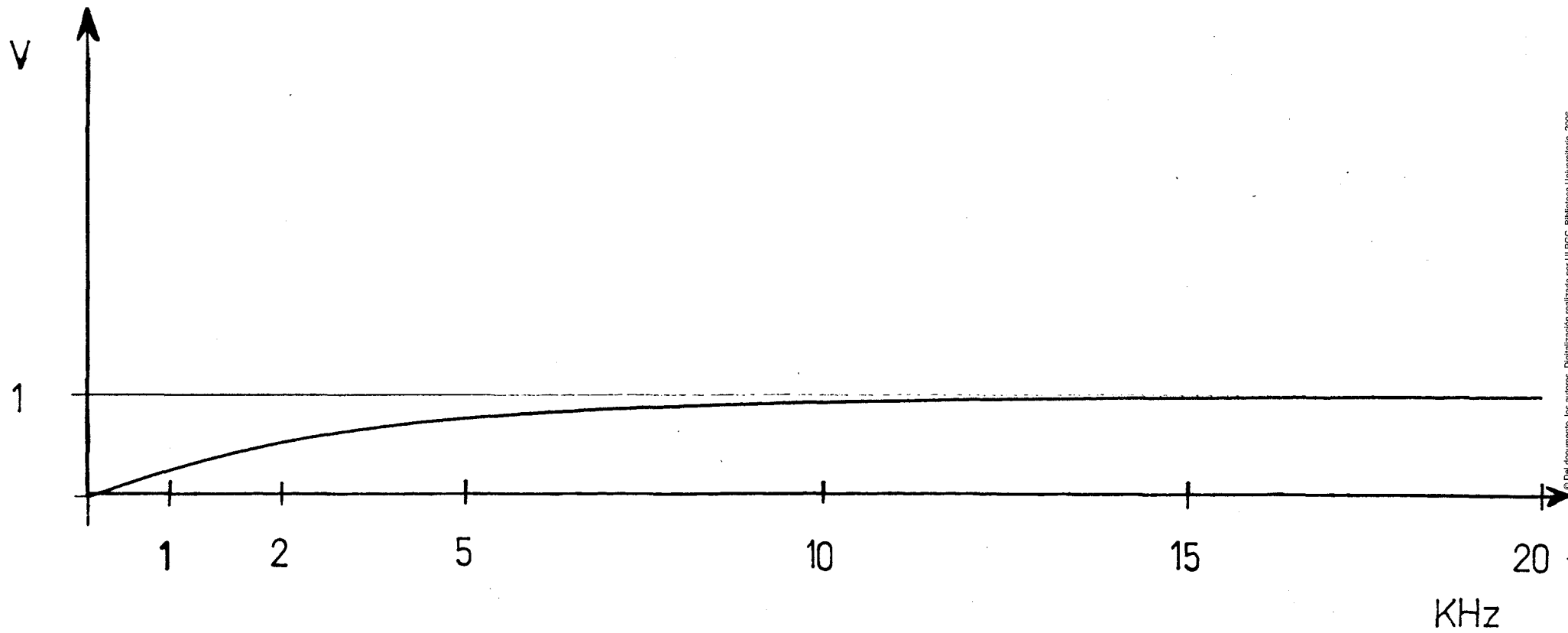


Fig. 7.5

- Baja corriente de polarización y de offset.
- Alto slew rate
- Alimentación doble
- Alta integración; 4 amplificadores operacionales en una pastilla de 14 pines

La configuración del amplificador es la típica de un amplificador operacional en modo inversor. Ver Fig. 7.4

Su Ganancia es:  $G = 2.5$

En la Fig. 7.5 se representa la respuesta en frecuencia de toda la etapa de amplificación, Preamplificador-Amplificador. Como observamos es prácticamente lineal a partir de las frecuencias media.

#### 7.2.d EL FILTRO DE PONDERACION "A"

Este filtro realiza una importantísima labor, ya que, asemeja la señal que le llega del micrófono, a la curva de ponderación "A". Esta curva tiene una gran correlación con la audición humana.

El esquema electrónico del filtro viene representado en la figura 7.6 y su respuesta en frecuencia en la figura 7.7, y en la tabla siguiente.

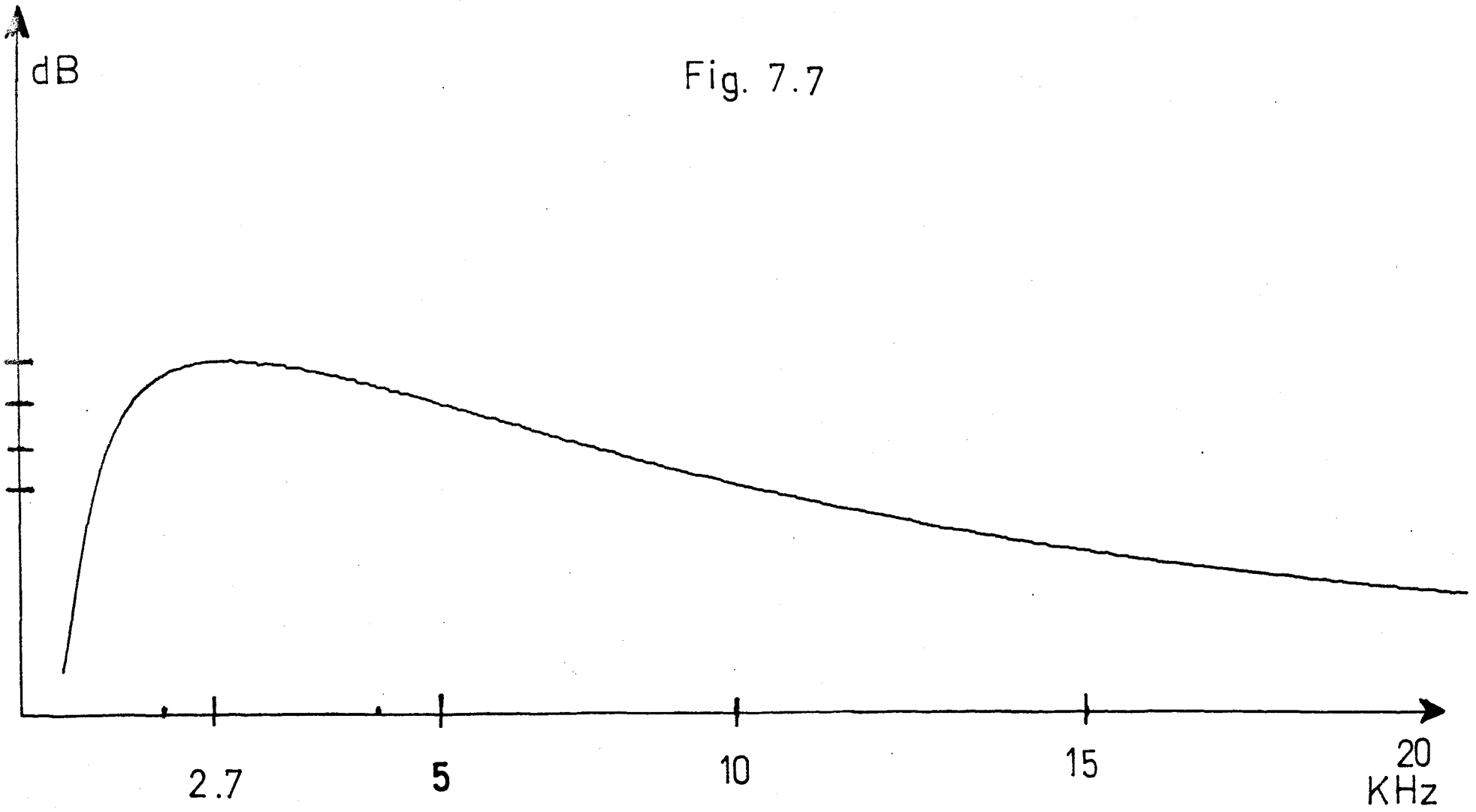


Fig. 7.7



FRECUENCIA	ATENUACION
20 Hz	- 42 dB
50 Hz	- 31 dB
100 Hz	- 20 dB
200 Hz	- 12 dB
500 Hz	- 5 dB
1000 Hz	- 2 dB
2000 Hz	- 1 dB
5000 Hz	- 2 dB
10000 Hz	- 4 dB

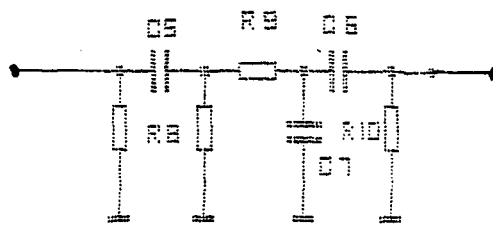


Figura 7.6 Esquema electrónico del  
 filtro de ponderación  
 " A "

### 7.2.e RECTIFICADOR DE ONDA COMPLETA

El esquema electrónico de esta etapa está representado en la 7.8, en esta figura tenemos como entrada un amplificador operacional conectado en modo seguidor. La necesidad de este seguidor viene dado porque el circuito rectificador carga a la etapa anterior, por tanto se ha optado por separarla con este seguidor.

Nuestro objetivo con este bloque y el siguiente, es obtener una tensión continua proporcional a la tensión alterna que le llega. Los niveles de esta tensión continua serán proporcionales a la presión sonora recibida por el micrófono.

En un primer momento se pretendió hacer la rectificación con un simple diodo y con ayuda de alguna resistencia. Pero la experiencia fue negativa, dado que, el diodo tiene una tensión gamma característica de 0.65 volt. para los diodos de silicio. Nosotros en este punto del medidor de SPL, estamos trabajando con tensiones alternas del orden de mVolt. Para poder rectificar este tipo de señales (mV) será necesario disminuir la tensión gamma del diodo.

Si colocamos el diodo en el lazo de realimentación de un amplificador operacional, la tensión umbral del diodo queda dividida por la ganancia en lazo

abierto ( $A_v$ ) del amplificador, y con ello, la tensión umbral queda virtualmente eliminada y el diodo se aproxima a un componente rectificador ideal.

Variando este sencillo circuito rectificador de media onda y realizando las modificaciones necesarias para convertirlo en un rectificador de onda completa y compensar los efectos de la temperatura sobre los diodos. Obtenemos el circuito de la figura 7.8

Pasamos a continuación a realizar un estudio electrónico del mismo:

Cuando  $V_i > 0$   $\implies$  D1 conduce y  $V_o < 0$

D2 Se bloquea; estado de corte

En este caso IC4 funciona como amplificador inversor donde  $V_r = -V_i$

Cuando  $V_i < 0$   $\implies$  D1 en corte y  $V_o > 0$

D2 conduce

$$V_r = V_i = \frac{0.7}{G + 1} = 0$$

Por tanto, IC4 funciona como rectificador de media onda.

La forma de onda de  $V_i$  y de  $V_r$  se representan en la figura 7.9

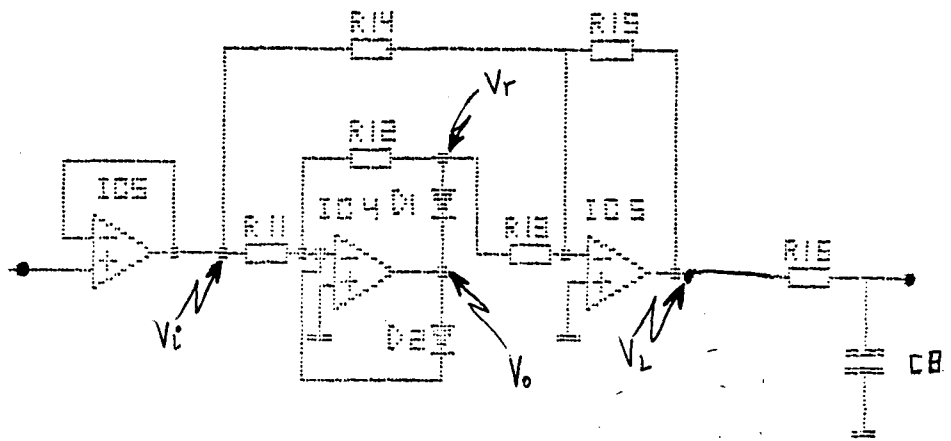


Figura 7.8 Rectificador de Onda completa del orden de milivoltios. Se conecta en serie con el F.P.S. para obtener una tensión continua proporcional a la onda rectificada

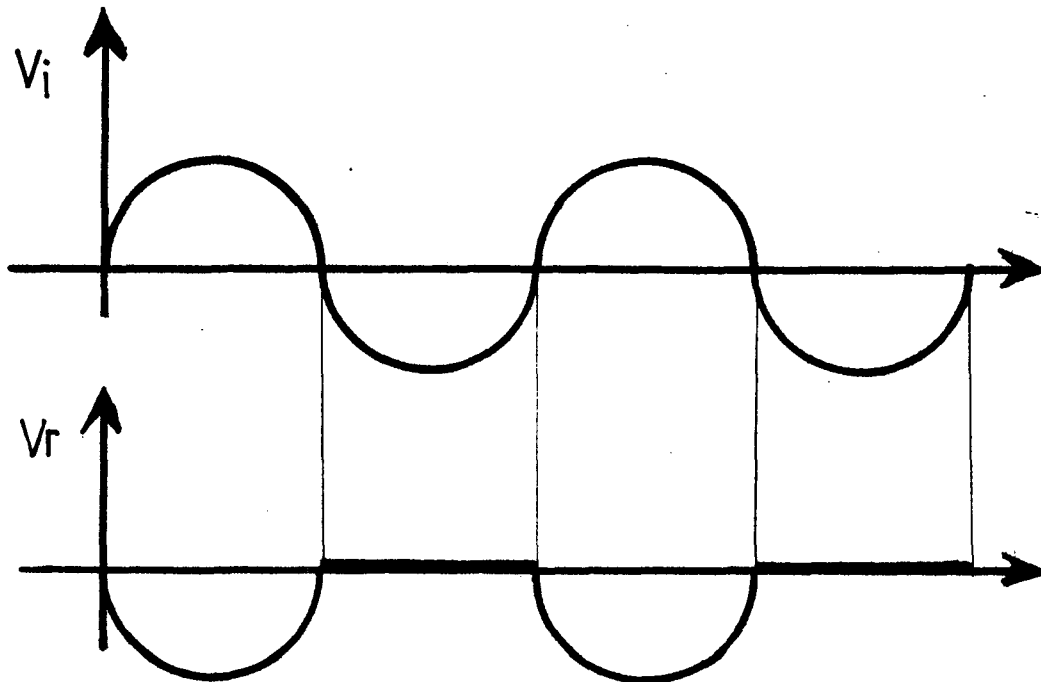


Figura 7.9 Forma de onda en distintos puntos del rectificador de onda completa

El amplificador IC5 es un amplificador suma con una tensión de salida  $V_1 = -V_i - 2V_r$

La forma de onda se representa en la figura 7.10

La exactitud de la tensión de salida rectificadora depende del grado de adaptación de las resistencias.

Para cumplir la exigencia anterior, los valores de las resistencias, se escogen según:

$$R_{11} = R_{12} = R_{14} = R_{15} = 2R_{13}$$

#### 7.2.f EL FILTRO DE PASO BAJO

El filtro de paso bajo se conecta en serie con el rectificador de onda completa. De esta forma obtenemos un valor de tensión continuo y positivo proporcional a la onda rectificadora.

Hemos de recalcar, "un nivel continuo y positivo", ya que, la siguiente etapa es el amplificador logarítmico, y como ya sabemos el  $\log 0 = \infty$ . En consecuencia, a la salida de este bloque se entregará una tensión siempre positiva, cuyo valor mínimo ( a 40 dB ) es de 1 mV en este punto.

Este sencillo filtro, se compone de una

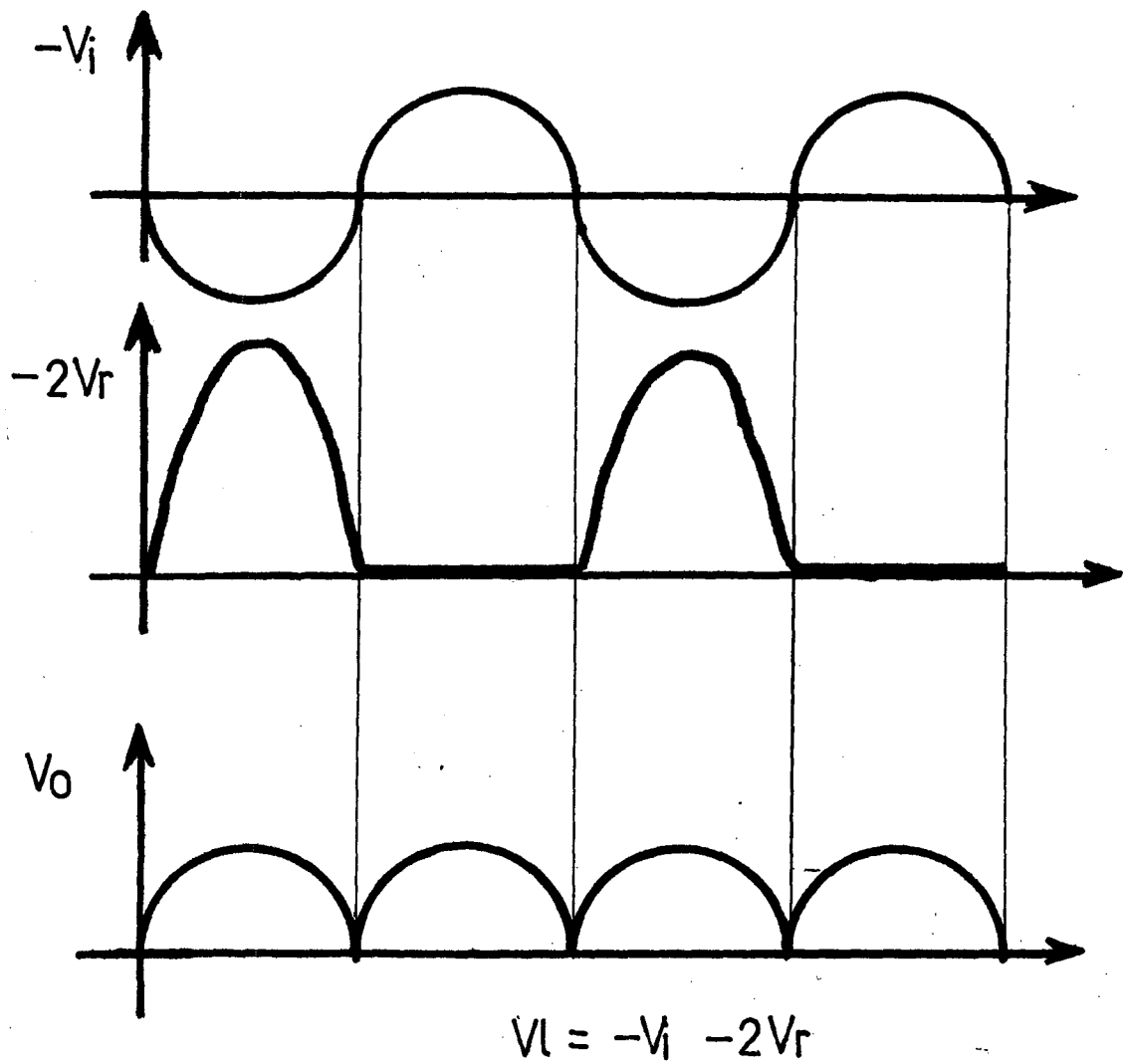


Figura 7.10 Forma de onda final del rectificador de onda completa

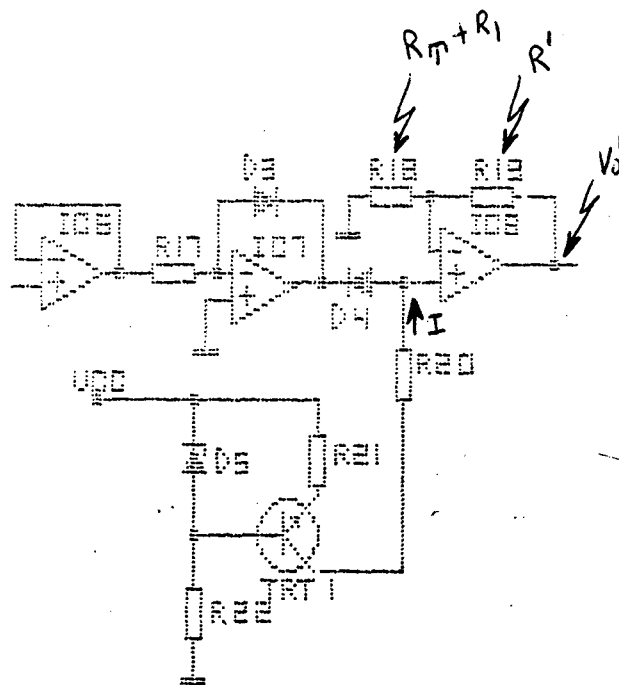


Figura 7.11 Amplificador logarítmico.

resistencia y de un condensador, interesa que el valor del condensador sea alto para que el rizado disminuya; pero ello trae consigo, que la velocidad de respuesta disminuya. Tarda más tiempo en adecuarse a variaciones bruscas de niveles de presión sonora. La resistencia, cumple la misión de limitar la corriente de pico en el instante inicial a través del rectificador.

#### 7.2.g EL AMPLIFICADOR LOGARITMICO

El bloque del amplificador logarítmico, al igual que sucede con el bloque del rectificador de onda completa, carga a la etapa anterior. Por ello será necesario separarlas mediante un seguidor.

El esquema electrónico del amplificado logarítmico viene representado en la Fig.7.11

El amplificador logarítmico se obtiene sustituyendo la resistencia de realimentación de un amplificador operacional por un diodo. El amplificador logarítmico se usa para obtener una tensión de salida proporcional al logaritmo de la tensión de entrada.

Vamos a realizar el correspondiente estudio electrónico del amplificador logarítmico.

En el diodo se cumple:

$$I_f = I_o * 10^{V_f / \eta V_t}$$

$$V_f = \eta V_t (\log I_f - \log I_o)$$

$$\text{Si } I_f = I_s = V_s/R \quad \implies$$

$$\implies V_o = -V_f = -\eta V_t [\log(V_s/R) - \log I_o]$$

En la segunda etapa

$$V = V_f \eta + V_o = \eta V_t [\log I - \log I_o - \log(V_s/R) + \log I_o] =$$

$$\text{Por tanto } V'_o = -\frac{\eta V_t \log(V_s/R * I)}{R_T + R_i + R'/R_i + R_T} \eta V_T \log(V_s/R I)$$

Como podemos observar esta ecuación está en función de la temperatura. Tenemos que compensar su efecto, seleccionando  $R_t$  en función de  $\eta V_t$ . Mejor aún es la utilización de transistores aparejados a cambio de los diodos, con ello reducimos el factor  $\eta$  al mínimo en la expresión de  $V'_o$ .

En el mercado existen circuitos integrados que realizan estas funciones y que contienen los transistores ya aparejados, por tanto, tienen optimamente compensados los errores debidos a la temperatura y las derivadas de los



componentes. Pero estos CI no fueron encontrados en el mercado isleño, ni tampoco los transistores aparejados.

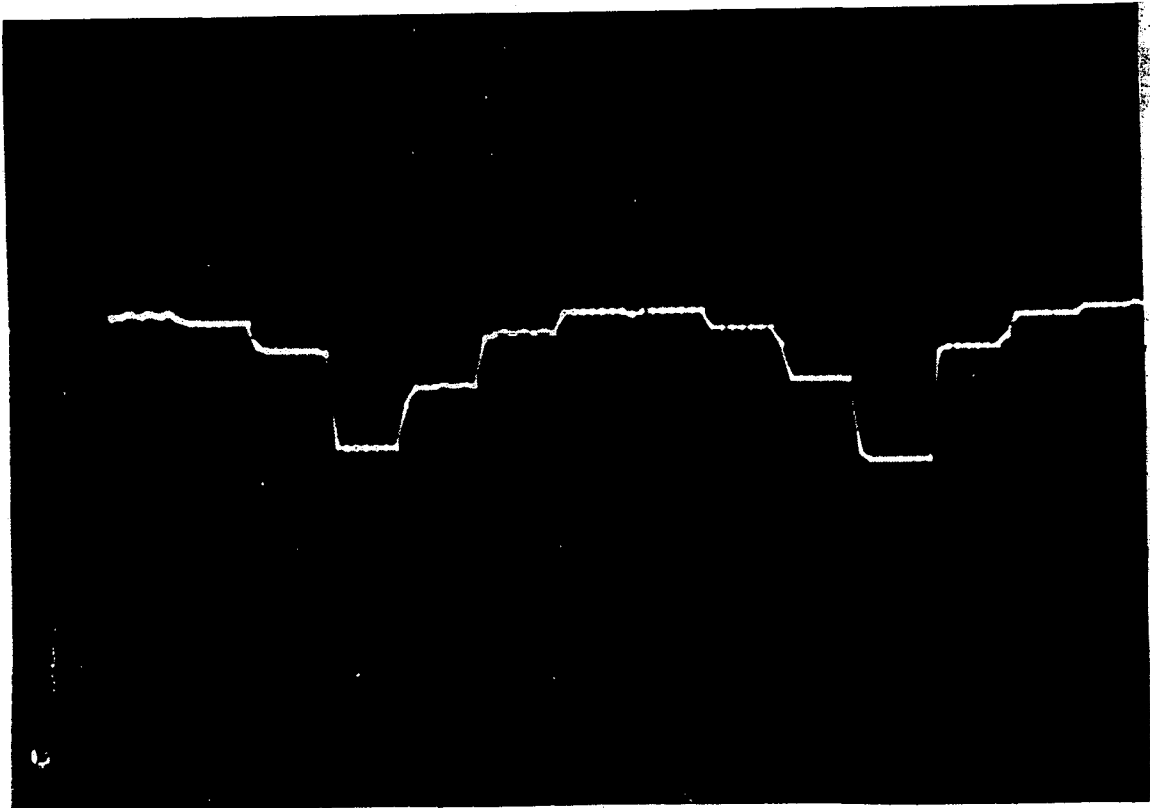
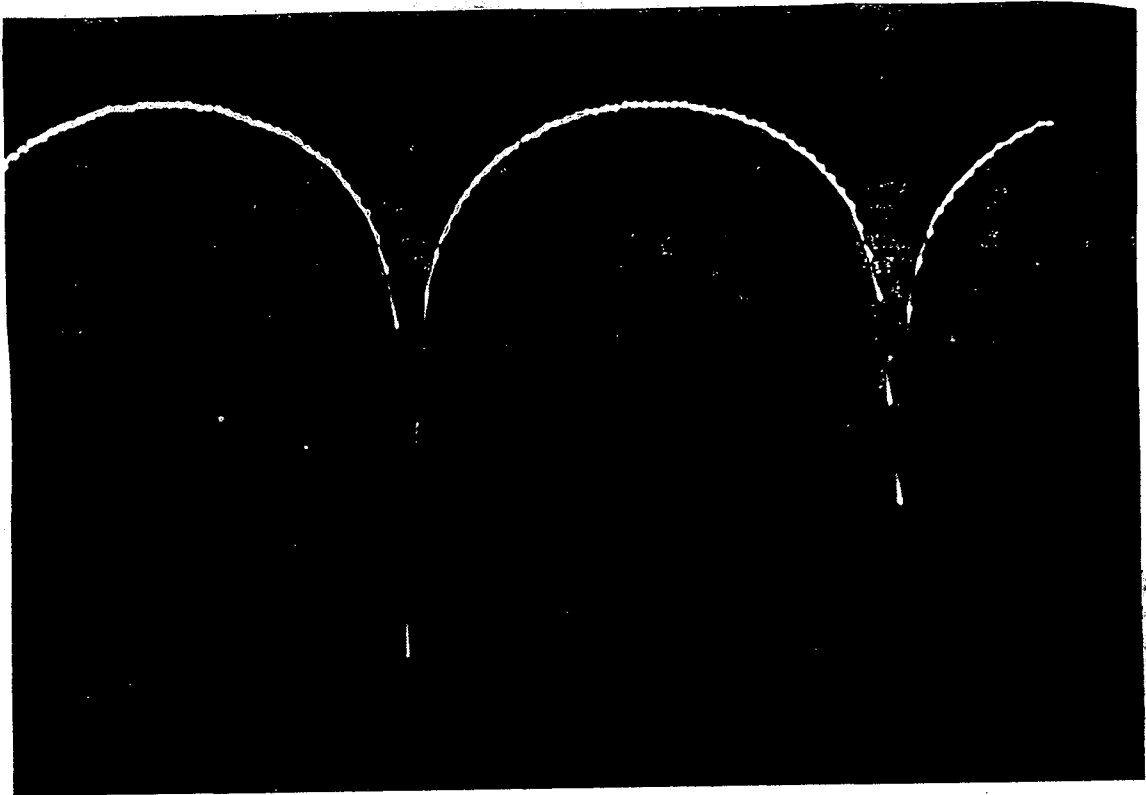
Experimentalmente se obtuvieron los siguientes resultados.

Vin AMPL. LOG.	Vout AMPL. LOG.
5 mV	5 V
50 mV	2.5 V
500 mV	500 mV
900 mV	0 V
5 V	- 1.25 V

En la figura 7.12.a se muestra la forma de onda de un amplificador logarítmico, cuando la tensión de entrada es una onda en forma de diente de sierra, como indicábamos anteriormente esta onda no puede en ningún momento pasar por cero. Todos sus valores son positivos. La onda obtenida del amplificador logarítmico si la pasamos por un circuito de muestreo y retención ( Sample & Hold ), obtenemos la forma de onda representada en la Fig 7.12.b

#### 7.2.h CIRCUITO DE ADAPTACION DE NIVELES

La función de este nuevo bloque es adaptar los niveles de tensión entregados por el amplificador logarítmico, a los niveles de entrada del convertidor



**Figura 7.12.a** Forma de onda debida al amplificador logarítmico

**Figura 7.12.b** La señal anterior después de haber pasado por el circuito de muestreo y retención

Analógico-Digital. ( C A/D ). En nuestro caso, la conversión Analógica-Digital se lleva a cabo en la escala de 0 a 5 volt. Hemos de tener especial precaución, porque si se supera este nivel podemos destruir el C A/D. El máximo nivel que admite a su entrada el C A/D es de  $V_{cc} + 0.3$  volt. La alimentación ( $V_{cc}$ ), del C A/D es de 5 volt.

En la figura 7.13 tenemos el esquema electrónico de este circuito de adaptación de niveles.

El primer amplificador operacional de este bloque es un sumador inversor y atenuador. La señal que llega del amplificador logarítmico, se suma con una tensión positivas de unos 1.25 volt. Como resultado de esta suma inversora la señal queda totalmente por debajo del nivel 0 volt. Esto sucede en el punto  $\bar{A}$ .

Además tenemos la necesidad de atenuar la señal, porque la escala de niveles que entrega el amplificador logarítmico en la banda de 40 - 120 dB de niveles de presión sonora, supera los 5 volt. que es el máximo nivel que admite el C A/D. Concretamente el amplificador logarítmico entrega niveles de tensión comprendidos entre + 5 volt. y -1.25 volt., que representan una escala de niveles de 6.25 volt.

Resumiendo; en el punto  $\bar{A}$  queremos una escala de niveles de tensión comprendida entre 0 y 5 volt., para

ello, nos ayudamos de dos potenciómetros de ajuste P1 y P2. P1 está conectado como divisor de tensión. Esta tensión será sumada a la señal que llega a este circuito, para que toda ella tenga valores negativos (la señal entra al amplificador operacional por la entrada inversora). P2 tienen un valor prefijado para que el amplificador operacional en conjunto, atenúe la señal que le llega del amplificador logarítmico. Como resultado de este montaje, se obtienen una escala de niveles de tensión comprendidas entre 0 y - 5 volt. ( Sumador Inversor Atenuador ).

El segundo amplificador operacional de este bloque, es un simple inversor, que establece la escala de niveles de tensión entre 0 y 5 volt. Esta escala es la adecuada para atacar al C A/D.

AJUSTES: En este circuito se han de realizar los ajustes de cero y de fondo de escala, del medidor de niveles de presión sonora.

- EL AJUSTE DE CERO: se realiza sobre el potenciómetro P1, cuando el micrófono recibe 120 dB de SPL.

En realidad, lo que estamos haciendo es ajustar el divisor de tensión para que el nivel entregado por el amplificador logarítmico, sea positivo después de la suma. O sea, sumamos una tensión positiva igual al valor más negativo que llega del amplificador logarítmico.

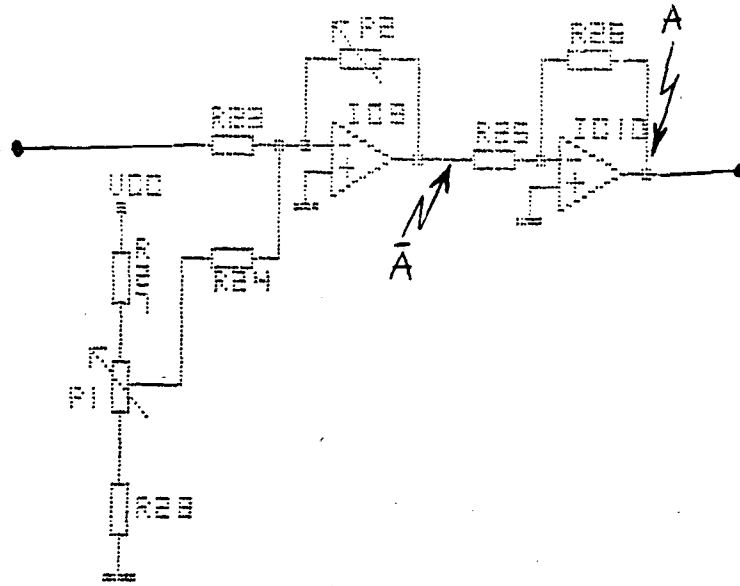
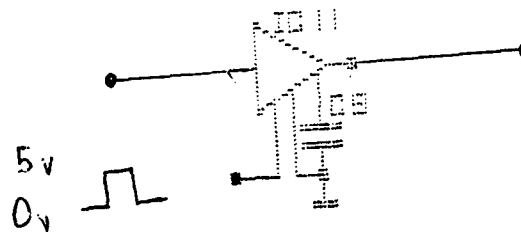


Figura 7.13 Circuito de adaptación de niveles



0 volt. = Retención

5 volt. = Muestreo

Figura 7.14 Circuito de muestreo y retención

EL AJUSTE DE FONDO DE ESCALA: Se realiza en el potenciómetro P2. La escala de niveles de tensión que llegan a este circuito es mayor de 5 voltios; por tanto, hemos de atenuar hasta llegar a ese valor. Con 40 dB de SPL, el micrófono entrega la señal mínima. El amplificador logarítmico entrega el mayor nivel de salida. Con este potenciómetro se ajustará la máxima salida del amplificador operacional en - 5 volt en el punto  $\bar{A}$ , y sera de - 5 en el punto A. Ver fig. 7.13

NOTA Durante el periodo de ajuste de niveles de tensión, se recomienda desconectar este bloque del bloque digital, que a continuación pasamos a estudiar, a fin de evitar posibles daños en el C A/D.

#### 7.2.1 CIRCUITO DE MUESTREO Y RETENCION (SAMPLE & HOLD)

Este circuito es indispensable, pus el C A/D tarda un cierto tiempo en realizar la conversión, si durante este tiempo la señal de entrada varía, el resultado de la conversión es erróneo.

Los circuitos de muestreo y retención, se utilizan para muestrear una señal analógica en un instante dado y mantener el valor de la muestra tanto tiempo como sea preciso. Los instantes de muestreo y el tiempo de retención

están determinados por una señal lógica de control. Este circuito utiliza un condensador para mantener la tensión de muestra. Dos son las especificaciones importantes de estos circuitos: El tiempo de Apertura y el tiempo de Adquisición.

El tiempo de apertura es el retardo entre el instante en que la lógica de control ordena la retención y el instante en que el circuito responde a esa orden. En nuestro caso es de 150 a 200 nSg. ( Ver hojas de característica del circuito LF 398 ).

El tiempo de adquisición es el intervalo comprendido entre el instante en que se da la orden de muestreo, hasta el instante en que se puede dar la orden de retención, y ejecutarla sin error. En nuestro caso es < de 10 uSg.

En nuestro diseño hemos utilizado el CI LF 398. Sus características principales son: Tecnología Bifet, que lleva consigo, una precisión en dc muy alta, y rápida adquisición de la señal. Trabaja como seguidor. Tiene una resolución típica de 0.5 mV con el condensador  $C_h = 0.01$  uF. Bajo ruido en la salida durante la retención y bajo ritmo de decaimiento.

La señal lógica de control opera según la tabla siguiente:

- 0 V opera en modo de retención.
- 5 V opera en modo de muestreo

Esta señal lógica de control se obtiene del reloj interno que estudiaremos en el siguiente apartado.

La figura 7.14 representa el diagrama funcional del S & H. En la figura 7.12.(a y b) se puede ver la onda de entrada y salida de un circuito de muestreo y retención.

Este circuito marca el final de este bloque, donde predominan fundamentalmente los componentes y señales analógicas. Su función es de llevar a cabo el muestreo de los niveles de presión sonora recogidos por el micrófono, y los adapta para ser medidos. En el nuevo bloque al que pasamos ha abordar, la integración es mucho mayor, en este predominan los componentes altamente integrados y las señales digitales.



### 7.3 ESTUDIO GENERAL DEL BLOQUE ELECTRONICO DIGITAL

En la tecnología actual los procesamientos de señal se realizan a menudo utilizando mtodos digitales. Pero la señal que tenemos en estos momentos es Analógica o continua, por tanto la necesidad de convertirla en digital. Esta conversión se realiza a traves del C A/D.

En este bloque tenemos como principal objetivo el reducir el consumo, para ello se utiliza tecnología C-MOS, tambien para reducir el consumo de las memorias, estas solo se habilitaran en el preciso instante en que se van a escribir los datos en las mismas.

Pasamos a describir este bloque, donde predominan los circuitos de gran densidad de integración ( C A/D , RAM , CONTADORES , etc. ), y tambien las siempre necesarias puertas lógicas ( AND , OR , NOT , etc ).

En la Fig. 7.15 se representa un diagrama ,significativo de todos los procesos y conexiones que se llevan a cabo en este bloque.

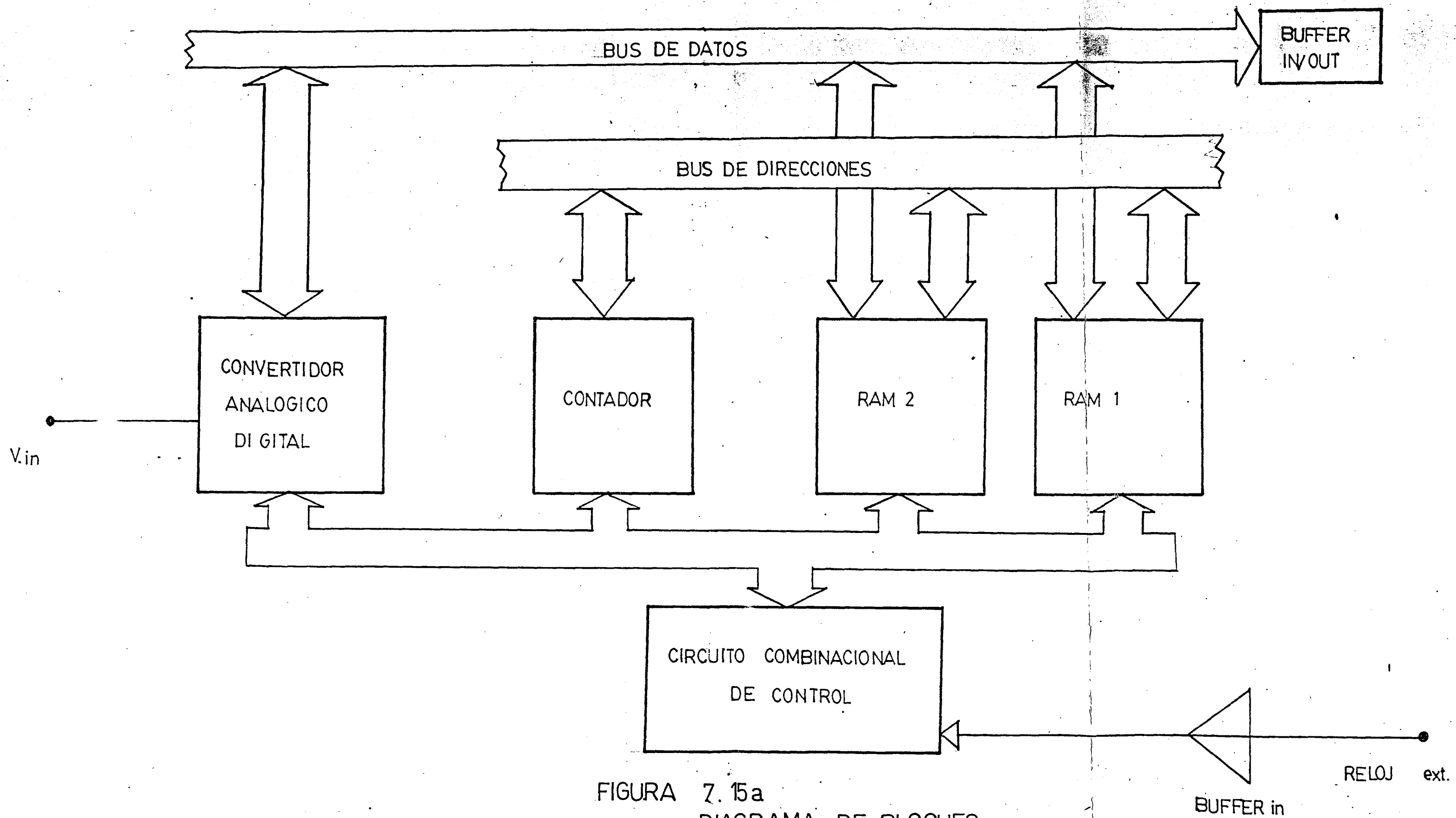


FIGURA 7.15a  
DIAGRAMA DE BLOQUES

### 7.3.a EL CONVERTIDOR ANALOGICO-DIGITAL: C A/D.

Como elemento central de este bloque tenemos al C A/D. En todos los C A/D es inherente un error de cuantificación. Un convertidor que tiene una resolución de 100 mV., dará la misma salida digital para el rango de tensiones analógicas comprendidas entre 50 y 150 mV. En este ejemplo el error de cuantificación se puede especificar por  $(\pm) 50$  mV, que es,  $(\pm) 1/2$  LSB. Este error puede aún ser mayor debido a la inexactitud inherentes a las tensiones de referencias.

El ADC 0804 tiene 8 bits de resolución que implican 256 niveles de tensión analógica de conversión. Si para fondo de escala tenemos 5 voltios, entonces la resolución será de 20 mV., que podrá ser aumentada como posteriormente veremos.

Todo C A/D, emplea un comparador analógico. Por un lado le llega la señal que queremos convertir y por otro lado una señal de referencia que se obtiene de DAC (Convertidor Digital-Analógico), además dispone internamente de un contador.

El convertidor opera como sigue. El contador está a 0, este produce en el DAC una tensión de salida de  $V_b = 0$ , que se aplica a una de las entradas del comparador,

en la otra entrada del comparador tenemos la señal analógica que vamos a convertir. Mientras la señal analógica  $V_a$ , sea mayor que  $V_b$ , la salida del comparador es "1" permitiendo el paso de los pulso de un reloj externo al contador del C A/D. Por tanto  $V_b$  irá aumentando hasta que  $V_b > V_a$ , en este caso el comparador inhabilita el paso de los pulsos del reloj externo hacia el contador, La salida digital resultado de la conversión será la misma que figure en el contador.

Este tipo de convertidor es relativamente lento, se puede mejorar haciendo que el contador se reversible ( el contador cuenta y decuenta ). Otra forma de mejorar el C A/D es modificando el DAC interno, para que realice conversiones por aproximaciones sucesivas. Por ejemplo, si el rango de tensiones analógicas está comprendido entre 0 y 5 V, se le pregunta al conversor si la tensión, que queremos medir es mayor o igual que 2.5 V, dependiendo de la respuesta volvemos a realizar una nueva pregunta, pero en este caso el intervalo se ha reducido a la mitad, llevando a cabo este proceso con preguntas sucesivas, encontraremos el nivel que estamos buscando.

Las especificaciones del ADC 0804 las tenemos en las hojas de características, entre las que destacamos los siguientes tiempos: Tiempo de conversión 100  $\mu$ s. y el tiempo de acceso 135 ns.

Los pines de control digital del C A/D son:  $\overline{CS}$ ,  $\overline{RD}$ ,  $\overline{WR}$ , y  $\overline{INTR}$ .  $\overline{CS}$  es la habilitación del circuito integrado.  $\overline{RD}$  habilita las 8 salidas digitales y permite su lectura, cuando no están habilitadas las salidas estas se ponen en alta impedancia.  $\overline{WR}$  habilita el comienzo de la conversión. La salida  $\overline{INTR}$  indica el final de la conversión.

El reloj necesario para la conversión se obtiene simplemente con una  $R = 10 \text{ kohm}$ . y un  $C = 10 \text{ pF}$ ., obteniéndose una frecuencia de 640 KHz.

#### AJUSTE DE CERO Y DE FINAL DE ESCALA EN EL CONVERTIDOR ANALÓGICO-DIGITAL

Este CI tiene cinco entradas de tensiones analógicas.  $V_{in}(+)$ , entrada analógica (+),  $V_{in}(-)$  entrada analógica (-), A GND tierra, D GND tierra,  $V_{ref}/2$  tensión de referencia.

$V_{in}(+)$ , es la entrada de señal analógica.  $V_{in}(-)$ , establece el nivel mínimo del rango de tensiones analógicas que vamos a convertir. ( En nuestro caso fijará el nivel "0" a 0 volt.).  $V_{ref}/2$ , fijará el fondo de escala. Por ejemplo, si queremos establecer un rango de niveles de niveles de tensión analógica entre 0 y 5 V,  $V_{in}(-)$ , se lleva

a tierra y  $V_{ref}/2$  se lleva a 2.5 volt.

Si queremos variar este margen, con la intención de aumentar la sensibilidad del equipo, podemos ver otro ejemplo en las hojas de características del ADC 0804

### 7.3.b EL RELOJ

Con este reloj seleccionaremos la frecuencia de muestreo desde 1 muestra/sg hasta  $(1/30)$  muestras/sg, o sea establecemos unos periodos de muestreos comprendidos entre 1 sg. y 30 sg.

Esta etapa está formada por dos CI y un cristal de cuarzo de frecuencia de oscilación de 1MHz.

Los CI son dos contadores el 4521 y el 4518.

El primero de ellos es un oscilador-divisor. Este tiene las siguientes salidas de división de la frecuencia, desde Q17, hasta Q23. En la salida Q20, tenemos un periodo de  $Q20 = 1.048$  sg, en  $Q21 = 2.097$  sg, en  $Q22 = 4.194$  sg, y en  $Q23 = 8.38$  sg. Como queremos temporizaciones de hasta 30 sg, necesitamos otro contador, el 4518, conectado en cascada con el anterior.

Con este nuevo contador disponemos de las siguientes temporizaciones  $Q24 = 16,776$  sg., y  $Q25 = 33.552$  sg

Por tanto, hemos obtenido temporizaciones diferentes entre 1 sg y 33.5 sg.

Las temporizacion elegida se lleva a la entrada de  $\overline{WR}$  del C A/D.

La salida Q17 se lleva a un inversor y de este a la entrada de control del circuito de muestreo y retención para que un instante antes de la conversión el último valor muestreado se retenga el tiempo que dure la conversión.

#### 7.3.c EL CONTADOR

Este contador es el CI 4040, tiene 12 salidas de división, Q0 - Q11, entrada de reloj y Reset. La función que cumple en nuestro equipo es de direccionar las dos memorias y se resetea con el pulsador "RESET".

#### 7.3.d LAS MEMORIAS RAM1 Y RAM2

Son dos memorias de lectura y escritura de 8 bits por palabra y de 2k de capacidad de memoria, por tanto disponemos de 2048 palabras, por memoria

El mapeado de las memorias es el siguiente: Estan conectadas en cascada de modo que cuando RAM1 se ha

escrito/leído, pasa a escribirse/leerse la RAM2. Las primeras 64 posiciones de la RAM1 se dejan en blanco, ya que están destinadas para escribir en ellas un código de tiempo ( hora de comienzo de las medidas , fecha, lugar, número del equipo, etc. ), pero este tema será objeto de una futura ampliación de este trabajo. El resto de las posiciones de memorias se destinan íntegramente a guardar los datos procedentes de las medidas de SPL.

Disponemos de 4032 palabras, que nos da la siguiente tabla de autonomía.

TEMPORIZACIONES		AUTONOMIA	
1.048 ==>	1 sg	1 hora	14 minutos
2.097 ==>	2 "	2 "	20 "
4.194 ==>	4 "	4 "	41 "
8.38 ==>	8 "	9 "	23 "
16.776 ==>	16 "	18 "	47 "
33.552 ==>	33 "	35 "	55 "

### 7.3.e LOS BUFFER

En este circuito utilizamos dos tipos de buffer el CI 74 245 que son 8 buffer bidireccionales ( Transceiver ) y Tri-State conectados al BUS de datos. Este



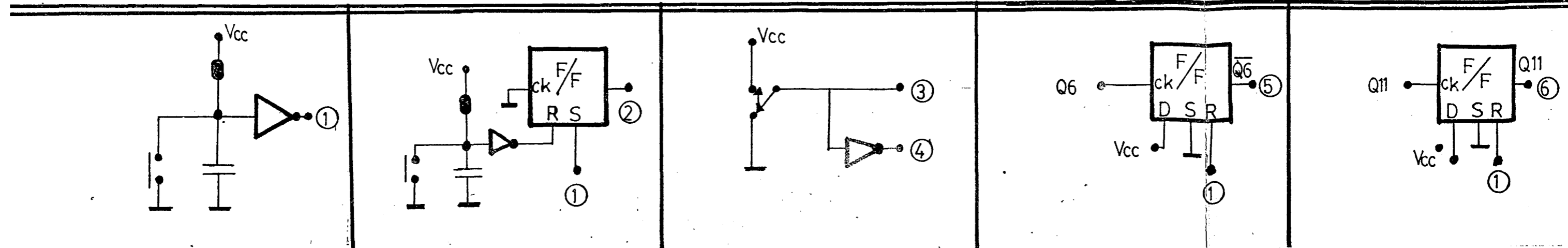
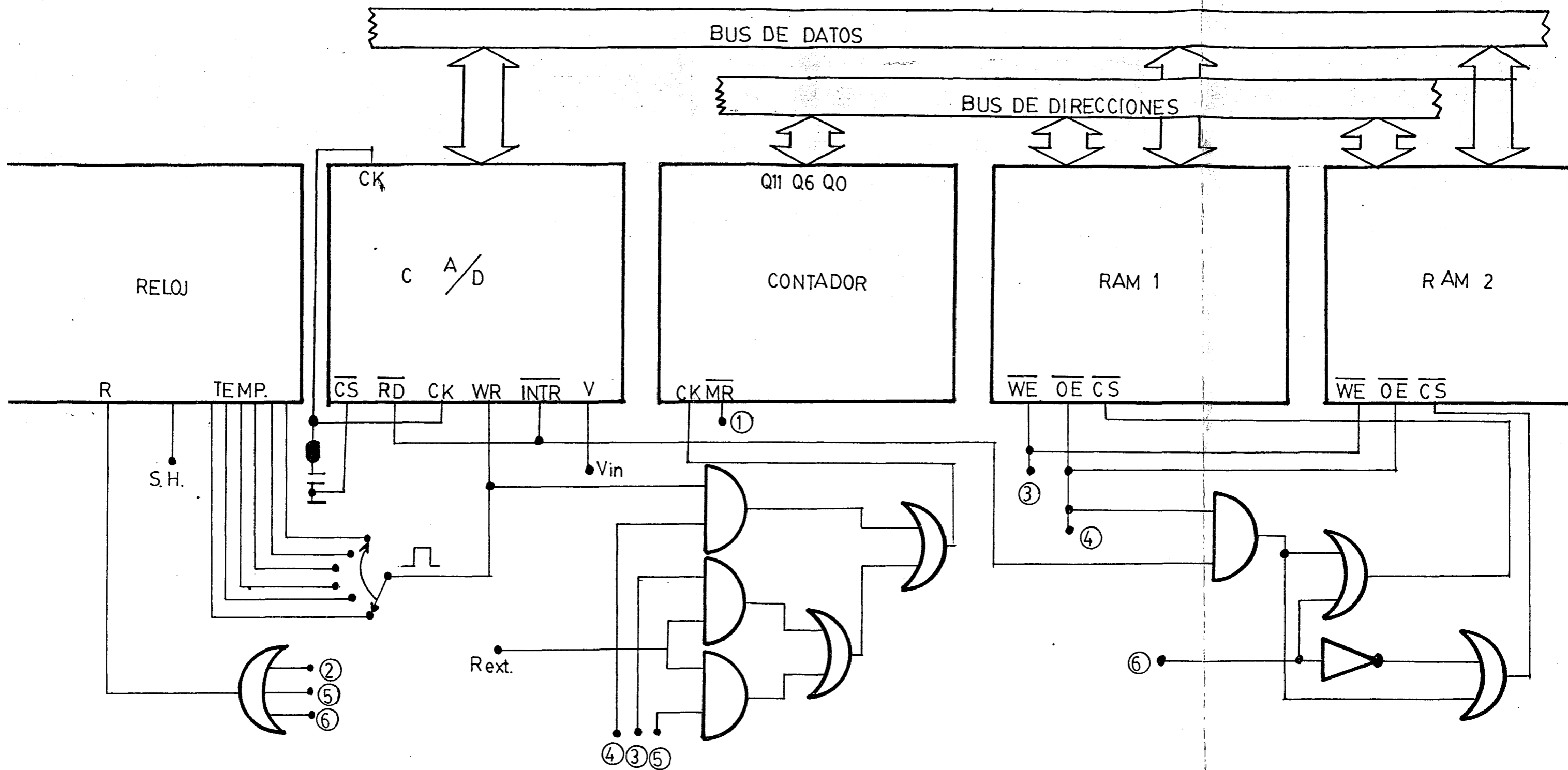
CI se utiliza como separador, ya que, nuestro equipo se conectará a un ordenador, el cual leerá los datos de las memorias.

El otro buffer es el CI 4010, que son seis buffer y tan solo se utiliza uno de ellos, en la entrada de reloj externo. Su función es la misma, la de separador.

#### 7.3.4 LAS SEÑALES DE CONTROL DEL PANEL FRONTAL

Una serie de ordenes se envían desde el panel frontal del medidor hacia los distintos circuitos de control. El uso de pulsadores, lleva consigo el problema frecuente de los rebotes, para evitar esto y mantener estas señales hasta un nuevo reseteado del sistema, es necesaria la presencia de los flip-flops. Nosotros usamos dos CI 4013 con dos flip-flops tipo " D ", cada CI. Estos F/F ( flip-flop ) tienen entradas SET y RESET y salidas Q y  $\bar{Q}$ . También utilizamos 4 tipos de puertas lógicas AND CI4081, OR CI4071, NOT CI4069 y OR de tres entradas CI4075.

FIGURA 7. 16



#### 7.4 DESCRIPCION DEL FUNCIONAMIENTO EN CONJUNTO DEL BLOQUE DIGITAL

El esquema electrónico del bloque digital se encuentra en la figura 7.16

Los pulsos de temporización generados en el reloj dan la orden de comenzar la conversión ( entrada  $\overline{WR}$  ). En el flanco de subida se inicializa la conversión, y en el flanco de bajada de la señal del reloj, se le da un pulso al contador, dirreccionando una nueva posición de memoria, y así sucesivamente

El C A/D tiene la salida  $\overline{INTR}$  ( fin de conversión ), conectada a la entrada  $\overline{RD}$  ( habilitación de las salidas ), y al  $\overline{CS}$  de la RAM que en ese momento corresponda. Generalmente  $\overline{INTR}$  esta a nivel alto, cuando termina la conversión da un pulso a nivel bajo y vuelve al nivel alto.

Es durante el tiempo en que esta a nivel bajo, cuando se habilitan las salidas del convertidor, y al mismo tiempo se habilita la RAM correspondiente. Al volver a nivel alto, las salidas del convertidor pasa al estado de alta impedancia, y la RAM se deshabilita.

Las memorias son seleccionadas como lectura o escritura mediante la señal del selector de control de " escritura-lectura ". La selección de la memoria se realiza mediante un circuito combinacional compuesto de las siguientes puertas lógicas 2OR, 1NOT y 1AND. La tabla de verdad a la que responde es la siguiente.

INTR	SELECTOR W/R	BIT Q11	RAM1	RAM2
X	0	0	****	-----
X	0	1	-----	****
0	1	0	****	-----
0	1	1	-----	****
1	1	0	-----	-----
1	1	1	-----	-----

#### NOTA

- 1ª Cuando la señal del selector esta a "0" indica que este, está en la posición de lectura, ya que estamos tomando la salida inversa del selector, salida(4), ( ver esquema electrónico del bloque digital ), y por tanto cuando el selector esta a "1" se refiere a la posición de escritura del selector.

- 2ª El bit Q11 hace referencia a la salida del F/F asociado a este bit.

- 3a El estado "X" es irrelevante, o sea no influye en ese estado.

El encargado de direccionar las memorias es el contador CI 4040. los pulsos que le llegan al mismo proceden de Reloj interno o del Reloj externo, según se expresa en la tabla siguiente.

SELECTOR W/R	BIT Q6	RELOJ
0	0	R ext.
1	X	R ext.
0	1	R int.

El circuito combinacional que responde a esta tabla está compuesto por 3 puerta lógicas AND en paralelo y 2 OR en cascada. Además de incluir una puerta OR de 3 entradas, que habilita el reloj interno si: las primeras 64 posiciones se han escrito, si se ha pulsado el botón "INI" (inicializar en muestreo), y que las memorias no se hallan escrito completamente, ( flanco de bajada de Q11 ). En el caso en que se cumplan las tres condiciones, se habilita el reloj interno.

INI	Q6	Q11	R int:
0	0	1	0 = habilitado

NOTA

- 1ª Cuando Q11 está a "0" se escribe en la RAM1, y cuando está a "1" se escribe en la RAM2
- 2ª El flanco de bajada de Q11 indica que las dos memorias se han escrito completamente.
- 3ª Cuando se presiona el pulsador "INI" el F/F asociado da en su salida Q = 0, hasta que se resete el sistema, en este caso Q = 1.

El buffer bidireccional esta direccionado como salida, cuando el selector de control W/R, esta en la posición de lectura, y se direcciona como entrada, cuando el selector está en la posición escritura.


Finalmente queda comentar los F/F, y los pulsadores. Los pulsadores estan diseñados mediante un circuito R-C. El pulsador "INI" responde a la siguiente tabla de verdad.

RESET	INI	SALIDA
1	X	1
0	0	0
0	1	Q (no varía)

NOTA

- 1ª Un "1" en el pulsador indica que este ha sido presionado, un "0" indica que el mismo no ha sido presionado.

El F/F de bit Q6. El bit Q6, está conectado a la entrada de reloj de F/F. Por tanto en el flanco de subida del bit Q6, el F/F se actualiza. La salida se toma por la salida invertida del F/F. El "Reset" del sistema se conecta al "Reset" del F/F. Este F/F responde a la siguiente tabla.

Q6	RESET	SALIDA F/F $\bar{Q}$
X	1	1
	0	0


NOTA

"Reset" = 1, indica que se ha presionado el pulsador correspondiente.

"Reset" = 0, indica que no se presionado el pulsador.

En el resto de las variables la salida  $\bar{Q}$  no varía

Finalmente, nos queda el bit Q11, que también está conectado a la entrada de reloj del F/F correspondiente, y la señal de reset del sistema, esta conectada al reset del F/F. Respondiendo en conjunto a la siguiente tabla de verdad.

Q11	RESET	SALIDA F/F $Q = Q11$
X	1	0
	0	1

NOTA

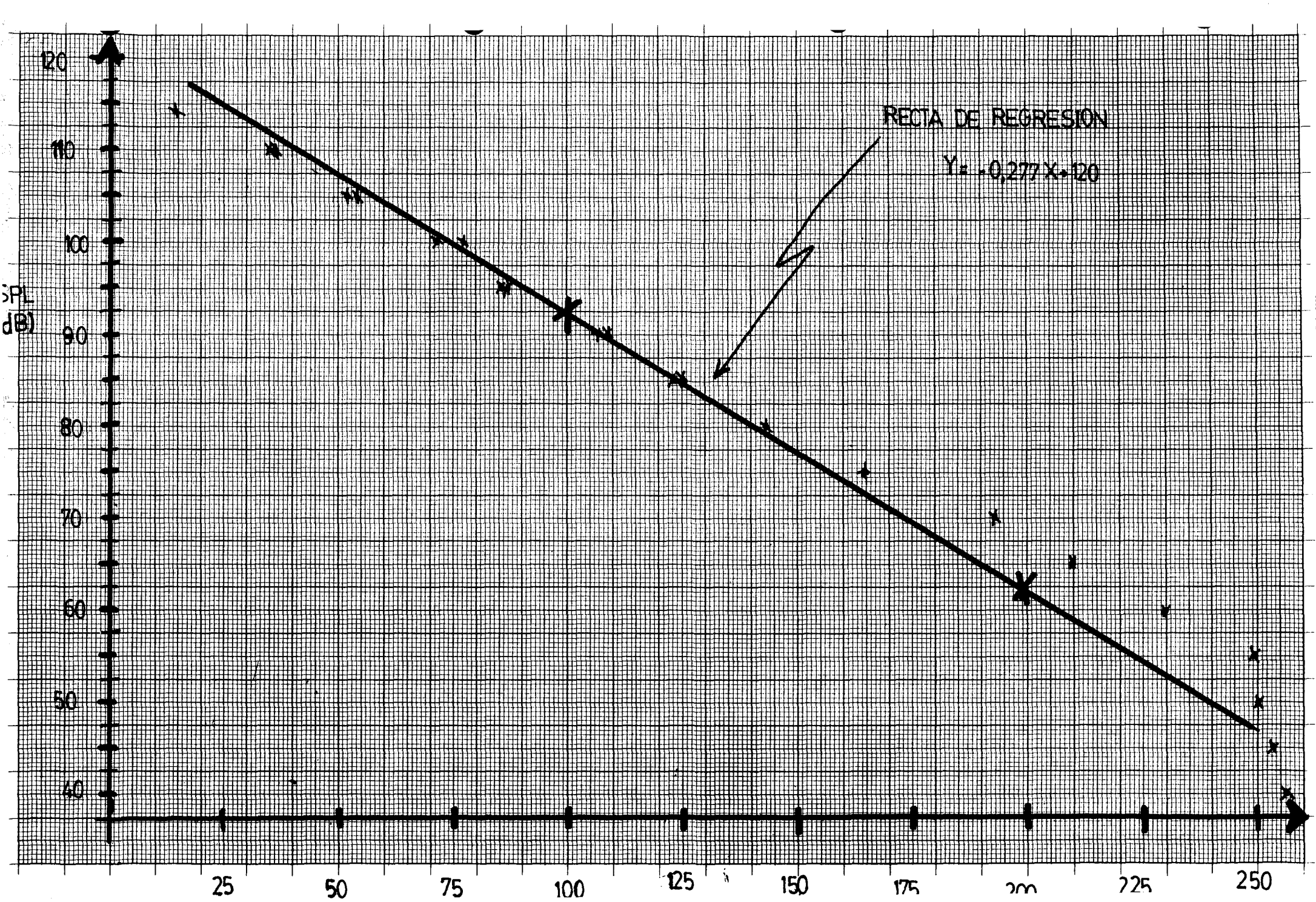
Reset = 1, se ha presionado el pulsador,  
Reset = 0, No se ha presionado el pulsador.



Esta tabla de valores se obtuvieron experimentalmente, en ella se refleja la respuesta en tensión de nuestro equipo de medida frente a la presión sonora incidente en decibelios. Estas tensiones están comprendidas entre los 256 niveles de conversión del C A/D.

Así mismo se representan estos valores en una gráfica, estos puntos dan lugar al llamado diagrama de dispersión de puntos, En esta gráfica también se representa la recta de regresión obtenida de los cálculos anteriores  $Y = -0.277X + 120$

NIVELES DE PRESION SONORA (dB)	TENSIONES EN EL MARGEN (0-5 volt)	NIVELES DE CONVERSION
40	5.0	256
45	4.97	254
50	4.92	251
55	4.88	250
60	4.5	230
65	4.1	210
70	3.78	193
75	3.2	164
80	3	153
85	2.55	130
85	2.5	128
90	2.13	109
90	2.1	107
95	1.7	87
95	1.68	86
100	1.5	77
100	1.4	71
105	1.06	54
105	1.03	52
110	0.7	36
110	0.68	35
114	0.280	14
120	0.020	1



## CALCULO DE LA LINEA DE REGRESION

Experimentalmente se ha conseguido la siguiente tabla de valores que corresponden a los niveles de tensión que ofrece nuestro equipo, en la entrada de conversión del C A/D. para una serie de valores de SPL conocidos previamente, con todos estos valores confeccionamos la tabla de valores y el diagrama de dispersión de puntos que a continuación presentamos. Con todos estos valores hallaremos la función que los relacionan.

Para obtener esta función se utiliza el método de ajuste por mínimos cuadrados; al representar todos estos puntos obtenemos el diagrama de dispersión de puntos, ver Fig. en ella se observa que los puntos están prácticamente alineados. La dispersión de alguna de las medidas se deben en parte a causas fortuitas, ya que partiendo de los mismos datos iniciales, obtenemos resultados muy parecidos.

Todos estos puntos del diagrama de dispersión se agrupan alrededor de una cierta línea llamada línea de regresión ó línea de ajuste, esta línea es la que queremos hallar.

Para ello las desviaciones de los puntos del diagrama de dispersión respecto de la línea de regresión ha de ser mínima, la desviación de los puntos se mide por el momento cuadrático.

$$M = \sum_1^m [Y_i - f(x_i)]^2$$

El tipo de línea de ajuste más usado es la línea recta pues además de ser la más sencilla, otras funciones pueden referirse a este tipo de curva, mediante el empleo de papel logarítmico, semi-logarítmico u otros.

Si la recta de regresión es  $Y = a + bX$ , hallamos  $a$  y  $b$  con la condición de que el momento sea mínimo.

$$M = \sum_{i=1}^n (Y_i - a - bX_i)^2$$

obteniendo las siguientes ecuaciones.

$$a = \frac{\sum Y_i \sum X_i^2 - \sum X_i \sum X_i Y_i}{n \sum X_i^2 - (\sum X_i)^2}$$

$$b = \frac{n \sum X_i Y_i - \sum X_i \sum Y_i}{n \sum X_i^2 - (\sum X_i)^2}$$

Sustituyendo estos valores en  $y = a + bx$ , obtenemos la recta de regresión de  $y$  sobre  $X$ .

Hemos de calcular los elementos que intervienen en las fórmulas que nos dan los valores de a y b que son:

$$\sum x_i, \sum y_i, \sum x_i^2$$

$$\sum x_i y_i \quad \text{y} \quad (\sum x_i)^2$$

para ello dispondremos los datos y operaciones en la siguiente tabla

X1 = 256 NIVELES DE CONVERSION	Y1 = NIVELES DE PRESION SONORA	X1 <sup>2</sup>	X1Y1
256	40 dB	65536	10240
254	45	64516	11430
251	50	63001	12550
250	55	62500	13750
230	60	52900	13800
210	65	44100	13650
193	70	37246	13510
164	75	26896	12300
153	80	23409	12240
128	85	16384	10880
130	85	16900	11050
109	90	11881	9810
107	90	11449	9630
87	95	7569	8265
86	95	7369	8170
77	100	5926	7700
71	100	5041	7100

sigue,

X1 = 256 NIVELES DE CONVERSION	Y1 = NIVELES DE PRESION SONORA	X1 <sup>2</sup>	X1Y1
54	105	2916	5670
52	105	2704	5460
36	110	1296	3960
35	110	1225	3850
14	114	196	1596
1	120	1	120
<b>TOTALES</b>	<b>2948</b>	<b>530988</b>	<b>206731</b>

$$a = \frac{1944 \cdot 530988 - 2948 \cdot 206731}{23 \cdot 530988 - 2948^2} = 120$$

$$b = \frac{23 \cdot 206731 - 2948 \cdot 1944}{23 \cdot 530988 - 2948^2} = -0,277$$

por tanto la recta de regresión es  $Y = -0,277X + 120$

## 7.5 TENSIONES DE ALIMENTACION Y DE REFERENCIA

En un principio este equipo se pensó alimentar a base de baterías de níquel-cadmio, pero este tema se ha postergado a una posterior ampliación de este trabajo. No obstante, una recopilación de características de las baterías de níquel-cadmio, se ofrece en el apéndice "A" de esta memoria.

Por tanto en estos momentos se alimentará con una fuente de alimentación doble de  $\pm 15$  volt. De estas tensiones, se obtiene el resto de tensiones necesarias.

La alimentación del micrófono (+ 6 volt.) se obtiene con un diodo zener de 6.8 volt. y con un transistor ( 2N 2222 ). Este transistor se conecta en seguidor de emisor. Ver Fig. 7.2

La tensión de alimentación del bloque digital, (5volt.), se obtiene con el regulador 7805

La tensión de referencia de 2.5 volt necesaria para la conversión analógica-digital, se obtiene con un divisor de tensión y un amplificador operacional, conectado en seguidor. En este caso no se ha utilizado un

diodo zener para fijar la tensión de referencia, puesto que, variando esta tensión de referencia, variamos la amplitud de la escala de conversión. Si variamos esta tensión aumentaremos o disminuirémos la sensibilidad en la conversión..



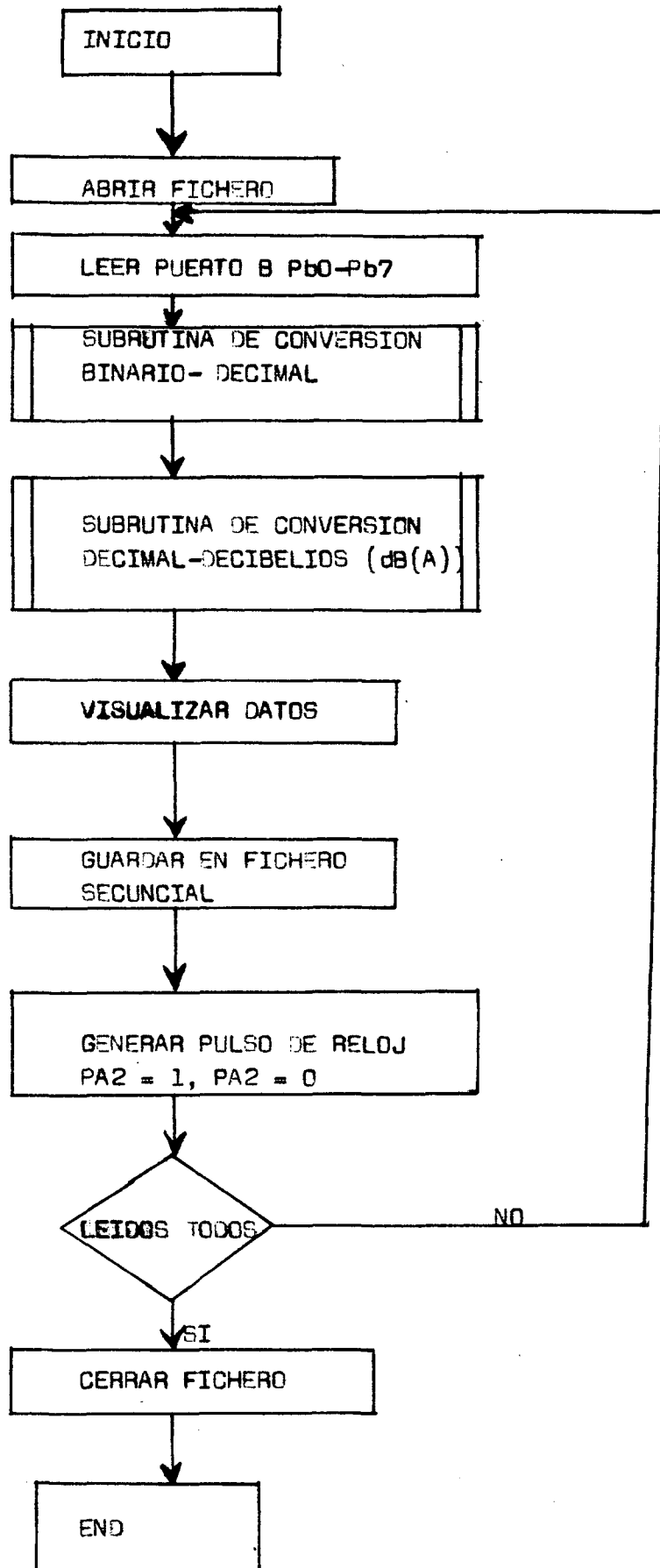
## 7.6 PROGRAMA DE MUESTREO DE SPL

Este programa en basic, tiene la función de leer el puerto del usuario del commadore 64. Este puerto permite la conexión desde el exterior al ordenador. Los 8 bits del puerto B son: Pb0 - Pb7 a este puerto conectaremos el bus de nuestro equipo. En síntesis, el ordenador va generando unos pulsos de reloj a medida que va leyendo cada una de las posiciones de memoria. Los pulsos de reloj se generan por el bit 2 del puerto A del commadore, que también está presente en el puerto del usuario.

En esta memoria se presenta a continuación el organigrama y el programa en basic que lleva a cabo la lectura del puerto y genera los pulsos para la lectura. En este programa se han incluido bastantes REM para que el lector pueda comprender con facilidad, que está realizando en cada momento el programa.

La estructura del programa es la siguiente se va a realizar una lectura sincrónica de toda la capacidad de memoria de nuestro equipo de medidas, para ello realizamos un bucle de 4K; previamente se ha abierto un fichero secuencial de escritura, ya que, estos datos finalmente quedarán guardados en el mismo. El nombre del fichero se lo impone el operador. En la Subrutina 500 se lee el puerto y este valor formado por una cadena de 8 bit se convierte a un valor decimal correspondiente al dato leído en el puerto, para finalmente, en la subrutina 1000 convertirlos en dB(A), siguiendo la curva de regresión obtenida según la relación SPL-Tensión-Niveles de conversión que se obtienen al operar con el equipo. Para finalizar, se cierra el fichero y termina la ejecución del programa.

-ORGANIGRAMA-



READY.

```
10 REM PROGRAMA EN BASIC PARA LA LECTURA DEL PUERTO DEL USUARIO DEL COMMODC
20 DIM A(5000)
30 REM ** APERTURA DEL FICHERO SECUENCIAL **
40 INPUT "NOMBRE DEL FICHERO SECUENCIAL";N$
50 OPEN2,8,2,"0:"+"N$+",S,W"
60 POKE 56579,0: REM DIRECCIONAMOS PUERTO B COMO ENTRADA
70 POKE56578,2: REM DIRECCIONAMOS PA2 COMO SALIDA
80 REM ** BUCLE DE LECTURA DEL PUERTO DEL USUARIO**
90 FOR I=1 TO 4096
100 REM ** LECTURA PUERTO DEL USUARIO **
110 GOSUB 500 :REM CONVERSION BINARIO-DECIMAL
120 GOSUB1000 :REM CONVERSION DECIMAL DB(A)
130 REM ** ESCRITURA DE DATOS EN EL FICHERO SECUENCIAL**
140 PRINT#2,Y,CHR$(13)
150 REM ** GENERACION DE LOS CICLOS DE RELOJ EN PUERTO A, PA2**
160 POKE56576,2
170 POKE56576,0
180 NEXT I
190 CLOSE 2
200 END
500 REM ** SUBROUTINA DE CONVERSION DE DATOS DE BINARIO A DECIMAL**
510 C=0:X=1
520 FOR J=0 TO 7
530 IF PEEK(56577) AND X THEN B=2↑J
540 C=C+B
550 X=2*X
560 B=0
570 NEXT J
580 PRINT "LA LECTURA DEL PUERTO B EN DECIMAL ES=";C
590 RETURN
1000 REM ** SUBROUTINA DE CONVERSION DE DECIMAL A DECIBELIOS (DB(A)) **
1010 Y=-0.277*C+120
1020 PRINT " EL VALOR DE PRESION SONORA ES ";Y;"DB(A)"
1030 RETURN
```

READY.

## 7.7 RESUMEN DE DATOS TECNICOS

- RESPUESTA EN FRECUENCIA:

de 20 Hz a 20 KHz.

- GAMA DE MEDIDA:

de 40 a 120 dB.:

- MICROFONO:

Sensibilidad - 70 dB ; ref 1V/ubar.

Impedancia 350 ohm.

Caracteristica direccional: Omnidireccional.

Tamaño: modelo "L", según norma ANSI S1.12-1967.

Modelo: Condensador.

Efecto pantalla antiviento: 0 dB a 5KHz.

- NIVELES DE SEÑAL DEL MICROFONO:

a 40 dB  $V_{in} = 6.4 \mu\text{Volt}$ .

a 120 dB  $V_{in} = 64 \text{ mVolt}$ .

- GANANCIA DEL PREAMPLIFICADOR:

Ganancia = 46.7.

- GANANCIA DEL AMPLIFICADOR:

Ganancia = 2.5.

- PONDERACION EN FRECUENCIA:

Ponderación "A", y lineal entre 20 Hz - 20 KHz.  
atenuación a 5 KHz, debida a la ponderación "A"  
es de 2 dB.

- CALIBRACION:

La calibración se lleva a cabo mediante 2  
potenciómetros de ajuste mediante destornillador.  
Ajuste de la sensibilidad, y cambio de escala de  
conversión, mediante un potenciómetro de ajuste.

- RESOLUCION:

Pasos de conversión de 20 mV.

Conversión de 8 bits, error de cuantificación de  
±1/2 LSB

- CARACTERISTICAS DE PONDERACION TEMPORALES:

Tiempo de conversión de 100 usg.

Temporizaciones en la fase de muestreo

Ideal	Real
1 Sg.	1.048 Sg.
2 "	2.097 "
4 "	4.194 "
8 "	8.38 "
16 "	16.776 "
32 "	33.552 "

- CAPACIDAD DE MEMORIA:

2 memorias de 2K de capacidad, un total de 4096 palabras.

Del total de la capacidad de memoria, 64 palabras son para el código de tiempos, y el resto 4032 totalmente para muestras.

8 Bit por palabra.

NORMAS PARA OPERAR CON EL MEDIDOR DE SPL

## 8.1 MODOS DE FUNCIONAMIENTO

Este equipo tiene 4 modos de funcionamiento, que vienen expresados en la siguiente tabla.

TABLA 8.1

SELECTOR CONTROL W/S	BIT Q6		ESCR CODIGO TIEMPOS	ESCR MUESTRAS SPL	LEC CODIGO TIEMPOS	LEC MUESTRAS SPL
0	0	====>	R	-	-	-
0	1	====>	-	R	-	-
1	0	====>	-	-	R	-
1	1	====>	-	-	-	R

Para empezar a trabajar con el equipo, tenemos que resetearlo. Tras esta operación el bit Q6 del contador será: Q6=0. Ahora suponemos que el selector de control W/R esta en la posición de escritura. En este preciso instante estamos en el modo " ESCRITURA DE CODIGOS DE TIEMPO ", modo (1), Este modo dispone de 64 posiciones de memorias de 8 bits por palabra, donde incluiremos datos sobre la hora de comienzo, fecha, número del equipo, lugar de



muestreo, etc. En definitiva va ha servir de nombre de los datos que en las siguientes posiciones de memorias se van a escribir. Este apartado queda abierto para una posible ampliación de este equipo, quedando, por tanto, estas posiciones de memoria vacias. El direccionamiento de estas posiciones de memoria se llevan a cabo, a traves del reloj externo. Fuesto que, los datos a grabar en las misma, son datos que llegan desde un ordenador.

Una vez alcanzada la posición de memoria número 64, el bit Q6, cambia de estado, Q6 0 ---> 1. En este momento cambiamos de modo de operación. Estamos ahora en el modo " ESCRITURA DE LAS MUESTRAS DE SPL ", modo (2). El modo de operación (1) se realiza en el laboratorio, ya que precisamos del ordenador. El modo de operación (2) queda bloqueado hasta el momento en que el equipo este situado en el lugar donde van ha realizarse las medidas de SPL. Una vez situado en el lugar elegido, se presiona el pulsador " INI ", entonces el equipo se desbloquea, y comienza ha realizar las medidas. Se sigue en este modo de operar hasta escribir las dor RAM completamente. En este momento se vuelve a bloquear el equipo, quedando a la espera de la lectura de los datos recojidos ( cambiar el selector de control a la posición de lectura ), o volver a realizar todo el proceso anterior, si los datos recogidos tienen algún tipo de error, en este caso se ha de pulsar el "RESET".

Si queremos leer los datos escritos en la memoria, conectamos el medidor al ordenador y seleccionamos el modo de lectura en selector de control, pulsamos " RESET". En este momento estamos en el modo " LECTURA DEL CODIGO DE TIEMPO ", modo (3). El ordenador envía una serie de pulsos al contador por medio de la entrada de reloj externo, este direcciona las memorias, y pueden leerse los datos de código de tiempo en el bus de datos, y seguidamente se pasa el cuarto y último modo de de operación " LECTURA DE LAS MUESTRAS DE SPL ", modo (4). El ordenador sigue enviando pulsos al contador por la entrada de reloj externo, y en el bus de datos van apareciendo los datos de las diferentes muestras de SPL.

## 8.2 ORIENTACION DEL MICROFONO

Cuando hacemos medidas en campo libre o semi reverberante, el micrófono se debe orientar, de modo que el ángulo formado por el eje del micrófono-fuente sonora, y el plano del micrófono, sea igual al ángulo de incidencia aleatorio del micrófono, que en este caso, como hemos indicado anteriormente es de  $70^\circ$ . ( Ver Fig. 8.2 )

Cuando se realizan las medidas en campos reverberantes, la orientación del micrófono no representa ningún problema. Aunque se recomienda mantener los  $70^\circ$  con la fuente sonora, igual que para los campos libres o semireverberantes.

La orientación vertical no es crítica, excepto si se alinea con una segunda fuente de sonido, o hacia una reflexión de gran amplitud.

Cuando evaluemos una fuente sonora, se ha de evitar colocar el micrófono de forma que la lectura sea invalidada por una segunda fuente de sonido o por la proximidad de una superficie reflectante

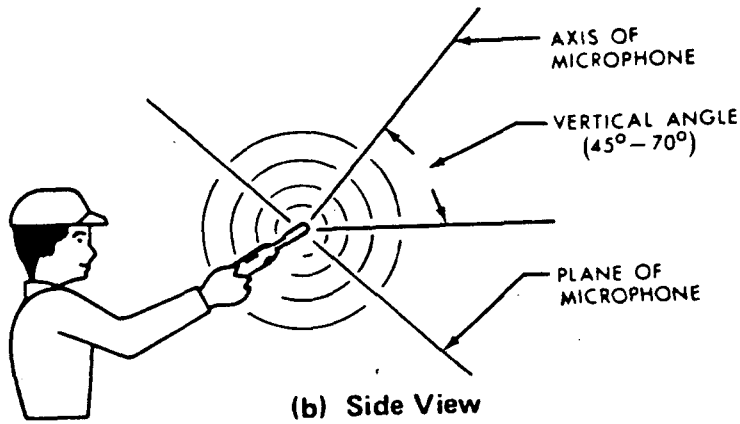
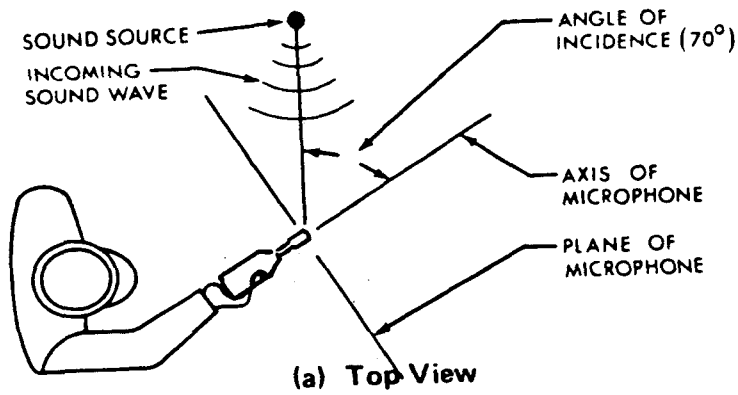


Figura 8.2 Orientación del micrófono, modo de operar respecto de la onda sonora incidente.

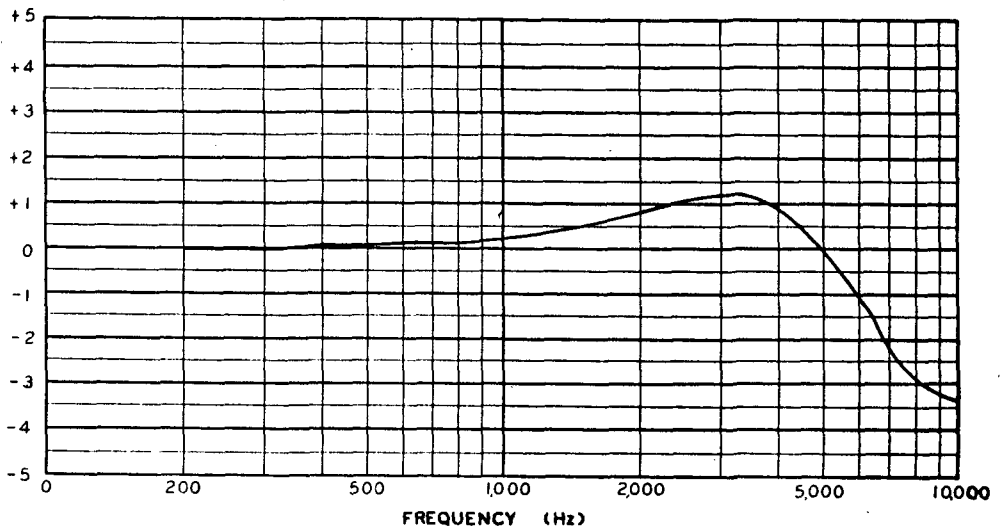


Figura 8.3 Perdida de sensibilidad en dB, respecto de la frecuencia, cuando hacemos uso de la pantalla antiviento.

### 8.3 PANTALLA ANTIVIENTO

Cuando estemos realizando medidas en lugares donde este presente el viento, este puede introducir interferencias en baja frecuencia, al pasar el aire a través del micrófono. Por ello, se deben hacer las medidas donde el viento no este presente.

Si esto no es posible puede usarse una pantalla antiviento. Con la pantalla antiviento el efecto del mismo se atenúa en unos 20 decibelios. Las pérdidas de sensibilidad del sistema al utilizar la pantalla antiviento vienen representados en la figura 8.3.

Cuando las medidas se hacen al aire libre, se recomienda situar el micrófono en posición vertical, ( con ello evitamos las interferencias de frecuencias altas reflejadas ), y lo más retirado del cuerpo posible, y si es posible utilizar un trípode.

La grasa y suciedad en la pantalla antiviento afecta a las medidas, por tanto, se ha de mantener limpia.

#### 8.4 EFECTO DE LA PRESENCIA DE UN OPERADOR

Aunque este equipo se ha diseñado con la idea de que el operador no tenga que estar presente durante la fase de recojida de muestras. Puede suceder que este operador este presente, en este caso ha de seguir las siguientes normas.

Cuando el sonido llega principalmente de una dirección, la recojida de las muestras puede verse afectada por la posición del operador.

Por ejemplo. Si el operador y el micrófono están alineados, mirando hacia la fuente de sonido, puede haber un incremento de la respuesta en altas frecuencias, ya que el operador actúa como pantalla reflectora para dichas frecuencias, los errores que se producen son de varios decibelios, para frecuencias superiores a 100 Hz.

Para evitar el efecto de la presencia del operador debe alejarse del equipo de medida una distancia apropiada, además de colocar el equipo de medida con un ángulo de 45° a 70° con la horizontal.

## 8.5 EL RUIDO DE FONDO

Para realizar una medida ideal, la fuente sonora que se está midiendo deberá estar aislada completamente de efectos tales como ruidos extraños y ruido de fondo.

Esto en la realidad es prácticamente imposible, por tanto debemos de seguir unas normas, para que las medidas que se realicen no resulten erróneas.

Si el ruido de fondo es de 10 decibelios o más, inferior al nivel de sonido deseado, el efecto del ruido de fondo, puede considerarse como despreciable. En el caso en que el rango del ruido de fondo es menor de 10 decibelios, se hace una aproximación utilizando la figura 8.4. Se procede del siguiente modo. Se toma medida del ruido total, luego se toman medidas del ruido de fondo solamente, la diferencia de ambas medidas se lleva a una de las coordenadas, y la curva nos indicará la influencia del ruido de fondo sobre la fuente sonora.

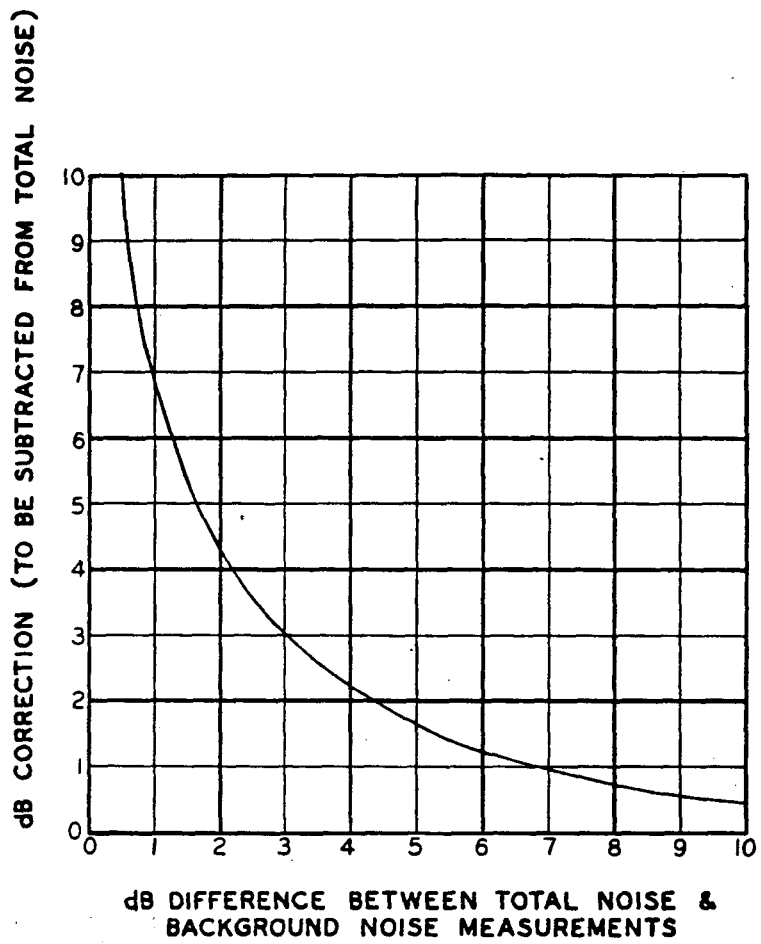


Figura 8.4 Corrección que se ha de realizar para atenuar el efecto del ruido de fondo sobre las medidas de S.P.L.



## 8.6 FUENTES DE SONIDOS DOBLES

Cuando hacemos por separado medidas de dos fuentes sonoras, el efecto combinado no se obtiene por adicción directa.

Por ejemplo. Dos máquinas emiten igual nivel de ruido de 80 decibelios, el efecto combinado de ambas es de 83 decibelios y no de 160 como se preveía.

Si el nivel de una de las fuentes es menor de 10 decibelios respecto de la otra fuente, entonces la influencia de la primera sobre la segunda se puede despreciar, por tanto, se considera solamente el nivel marcado por la fuente de nivel de presión sonora mayor.

En la tabla 8.5, se exponen los distintos efectos producidos por dos fuentes sonoras, cuya diferencia de niveles de presión sonora en decibelios, esten comprendidas entre 0 y 10 dB.

TABLA 8.5

DIFERENCIA DE NIVELES ENTRE LAS DOS FUENTES EN dB	Nº DE dB QUE SE AÑADEN A LA FUENTE DE MAYOR NIVEL SONORO.
0	3
2	2.1
4	1.5
6	1.0
8	0.6
10	0.4

## 8.7 LA CALIBRACION

La calibración del equipo de medida de nivel de presión sonora es necesaria cuando se cambia el micrófono, o por desajustes propios de la electrónica del equipo. También es necesaria la calibración si se utiliza el cable extensor.

Podemos realizar dos tipos de medidas:

- Ajuste de cero y de fondo de escala
- Variación de la escala de medidas

El primer ajuste se explica en el bloque analógico dentro de la etapa denominada como "circuito de adaptación de niveles".

El segundo ajuste se trata en el bloque digital, cuando se describe el C A/D.

APLICACIONES Y NOTAS COMPLEMENTARIAS

## 9.1 INTRODUCCION

Dentro de las múltiples aplicaciones de este equipo, expondremos las más importantes. Estas aplicaciones tienden a indicarnos cuando el nivel de presión sonora excede de unos límites, a partir de los cuales, el ruido o cualquier otra fuente sonora, puede resultar molesta, e incluso nociva para la salud.

Este equipo de medida es de diseño compacto y autónomo, puede satisfacer la demanda de un rápido y preciso análisis de nivel de ruido.

Las molestias en el descenso, interferencias en la comunicación, y molestias en general, son los efectos más comunes debido al ruido ambiental o ruido de la comunidad. Estos ruidos son también el origen psicológico del stress, y que no termina aquí, sino que derivan en otros efectos tales como el aumento de presión sanguínea.

La respuesta de los individuos al ruido no depende solo de las cualidades físicas del ruido, sino también, de una serie de factores como: la localización de la actividad generadora de ruido, experiencia previa, actitud

emocional hacia la fuente sonora, personalidad del individuo, etc.

La influencia de estos "factores personales", se deben de tener en cuenta las circunstancias personales de cada individuo para obtener una correlación de niveles molestos, a menudo encontrados en el plano social.

Para mantener unos niveles aceptables de incomodidad del ruido, muchos países han establecido unos límites para los mismos. Estos niveles dependen de la actividad, localización, hora del día, todo esto está recogido en las normas Standards ISO R1996 - (1971). Estas normas se siguen renovando apareciendo dos nuevos standards publicados en 1982.

ISO 1996/1 - Acústica - Descripción y medida del ruido ambiental.

Parte 1 - Procedimiento y cuantificación básica.

Parte 2 - Adquisición de datos oportunos según el país donde se realice.

Parte 3 - Aplicaciones para ruidos límites.

A continuación estudiaremos los tres parámetros básicos de medida del ruido que vienen reflejadas en esta norma Standard ISO; y los niveles e índices derivados de los tres anteriores, como son  $L_{DN}$ ,  $L_{NP}$ , TNI.

DN NP

## 9.2 OBTENCIÓN DE LOS PARÁMETROS BÁSICOS EN MEDIDAS DE SPL

### 9.2.a NIVEL DE PRESIÓN SONORA CONTINUO EQUIVALENTE, $L_{eq}$

El primer parámetro básico de cuantificación de ruido es el nivel de presión sonora continuo equivalente, medido según la "escala de ponderación A", (equivalente continuous A-weight sound pressure level,  $L_{eq}$ ), medido en un intervalo  $T$  especificado, se define por:

$$L_{Aeq} = 10 \log \left( \frac{1}{T} \int_{t_1}^{t_1+T} \frac{p_a(t)^2}{p_0^2} dt \right)$$

donde:  $p_a(t)$ , es el SPL instantáneo medido en ponderación (A)

$p_0$ , es el nivel de presión sonora de referencia (20  $\mu$ PA)

$L_{eq}$  es el nivel en dB(A) de un ruido constante imaginario, que corresponde a la misma cantidad de energía acústica que el ruido real considerado, en un punto determinado durante el periodo  $T$

Leq se usa mucho en medida de ruido ambiental, ya que se realiza una simple cuantificación del ruido, puesto que esta medida, varía ampliamente de manera no estacionaria.

### 9.2.b NIVEL DE EXPOSICION SONORA. SEL

El segundo parámetro básico de cuantificación del ruido, es el nivel de exposición sonora, (Sound Exposure Level, SEL), que viene definido por la siguiente ecuación.

$$SEL = L_{AE} = 10 \log \left( \frac{1}{t_0} \int_{t_1}^{t_1+T} \frac{p_a^2(t)}{p_0^2} dt \right)$$

donde:  $t_0$  es la referencia de tiempo y equivale a 1 sg.

El SEL se puede usar para expresar la energía contenida en ruidos eventuales aislado, tales como, despegue o aterrizaje de aviones, etc. Otra aplicación de este parámetro es para hallar la derivada de Leq para un SEL individual.

$$L_{Aeq} = 10 \log \left( \frac{t_0}{T} \sum_{i=1}^n 10^{0.1 LA_i} \right)$$



### 9.2.c NIVEL PERCEPTIBLE, Lp

El tercer parámetro básico definido en la norma Standar ISO 1996/1 es el nivel perceptible (Percentille Level, Lp). Este indica el nivel sonoro en dB(A) que excede un N% de la duración de la medida.

Los niveles perceptibles, se derivan normalmente de un análisis estadístico del ruido y de las medidas realizadas usando la ponderación rápida de tiempo (F). Los niveles perceptibles son un complemento útil de Leq, ya que, ofrecen información del rango de variación del ruido.

En una serie de países L<sub>10</sub> (o L<sub>5</sub>), se usan para representar el máximo nivel de la señal y L<sub>90</sub> (o L<sub>95</sub>), representan el ruido de fondo. Ver Fig 9.1.

En dicha figura se muestra las diferentes cuantificaciones en función de la hora del día en que se realiza la medida. Notese el valle que se produce en L<sub>90</sub> durante la noche.

La distribución de amplitud, que resulta del análisis estadístico, puede usarse para derivar Leq.

$$L_{Aeq,T} = 10 \log \left( \frac{1}{T} \sum_{i=1}^n T_i 10^{0.1 L_{p_i}} \right)$$

donde: L<sub>p<sub>i</sub></sub> es el SPL, que prevalece durante el periodo T<sub>i</sub>. El tipo de intervalo usado para la distribución en

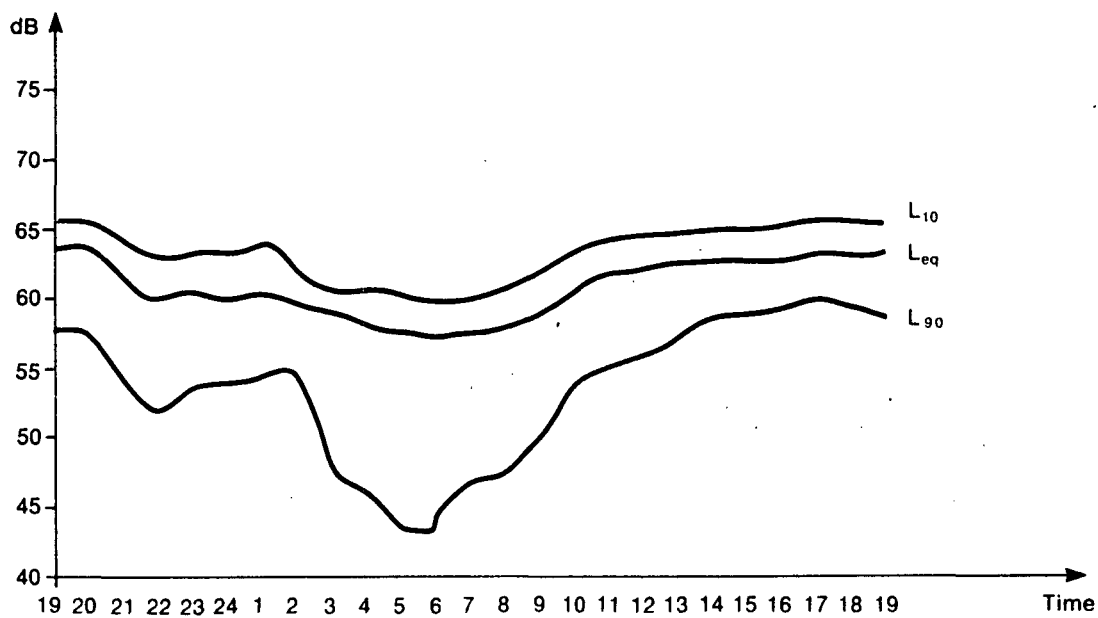


Fig. 9.1 Esta figura muestra la variación de Leq, L10, Y DE L90 en función de la hora, en periodos superiores a 24 horas.

amplitud, no excederá de 5dB.

A parte de estos tres parámetros básicos de cuantificación del ruido que aparecen en la norma Standar ISO 1996/1, tenemos otros, entre los más representativos tenemos el nivel de día - noche, Ldn, el nivel de polución sonora, Lnp, y el índice de ruido del tráfico, TNI.

#### 9.2.0 EL NIVEL DE DÍA Y NOCHE. Ldn

Ldn, (Day-Night level). Se obtiene como Leq, pero este se obtiene en periodos de 24 horas. (o mayores, un mes, un año, etc).

Ldn se usa en las medidas del ruido generado por el tráfico, también en algunos países usan Ldn para obtener la razón de ruido para aviones, este es el caso de USA.

Pasamos a explicar los diferentes periodos de medida.

Medidas en corto periodo pueden ser medidas de 1 sg desde 10 sg a 1 hora. Se utiliza para medidas repetitivas de Leq.

Medidas en medio periodo En este caso se dividen las 24 horas del día en 3 periodos, posiblemente con Leq diferentes y ajustado para cada periodo.

- 1º Periodo 6:00 a 18:00 =====> Corrección de 0 dB
- 2º Periodo 18:00 a 20:00 =====> Corrección de 5 dB
- 3º Periodo 20:00 a 6:00 =====> Corrección de 10 dB

Medidas en largo periodo Son medidas de periodos de 24 horas comenzando en el 1º periodo del caso anterior.

Algunas veces  $L_{eq}$ , no es suficiente para cuantificar la molestia del ruido, ya que no lleva intrinsecamente información sobre las fluctuaciones del ruido. Un ruido estable y relativo de una autopista con una densidad constante de tráfico, y por otro lado las fluctuaciones muy grandes del ruido debido a los vuelos de los aviones, pueden tener el mismo  $L_{eq}$  en ambos caso, pero la molestia de ambas fuentes de ruido, no es la misma. Atendiendo a este hecho, surge la necesidad de otro parámetro que indique el factor de variabilidad de los ruidos, en el cual combinamos  $L_{eq}$ , con la desviación estandar,  $\sigma$ .

9.2.e NIVEL DE POLUCION SONORA,  $L_{np}$

$L_{np}$  (Noise Pollution Level). Cuya ecuación es:

$$L_{np} = L_{eq} + k \sigma = L_{eq} + 2.56 \sigma$$

$L_{eq}$  es la energía debida al sonido medio ambiental, mientras que,  $\sigma$  se incorpora a la suma, como el incremento en molestia, debido a las fluctuaciones del nivel de ruido. La constante 2.56 es resultado de un estudio empírico sobre la respuesta subjetiva del sonido.

La principal ventaja es la adecuada valoración de las reacciones subjetivas al ruido. El mayor inconveniente es que se obtiene por medios indirectos, y que  $L_{50}$  y  $\sigma$  no decrezcan con la distancia, del mismo modo.

Si la distribución del ruido, es una distribución Gaussiana, la ecuación anterior queda de la siguiente forma:

$$L_{np} = L_{eq} + ( L_{10} - L_{90} )$$

donde:  $( L_{10} - L_{90} )$  es una expresión del "ruido climático", y describe la variabilidad del mismo. Esta expresión también se usa como factor de variabilidad en el índice de ruido del tráfico.

#### 9.2.4 INDICE DE RUIDO DEL TRAFICO

Este índice empírico basado en el SPL según la ponderación A, y efectuando medidas en periodos de menos de 24 horas diarias. Su cálculo es el resultado de la

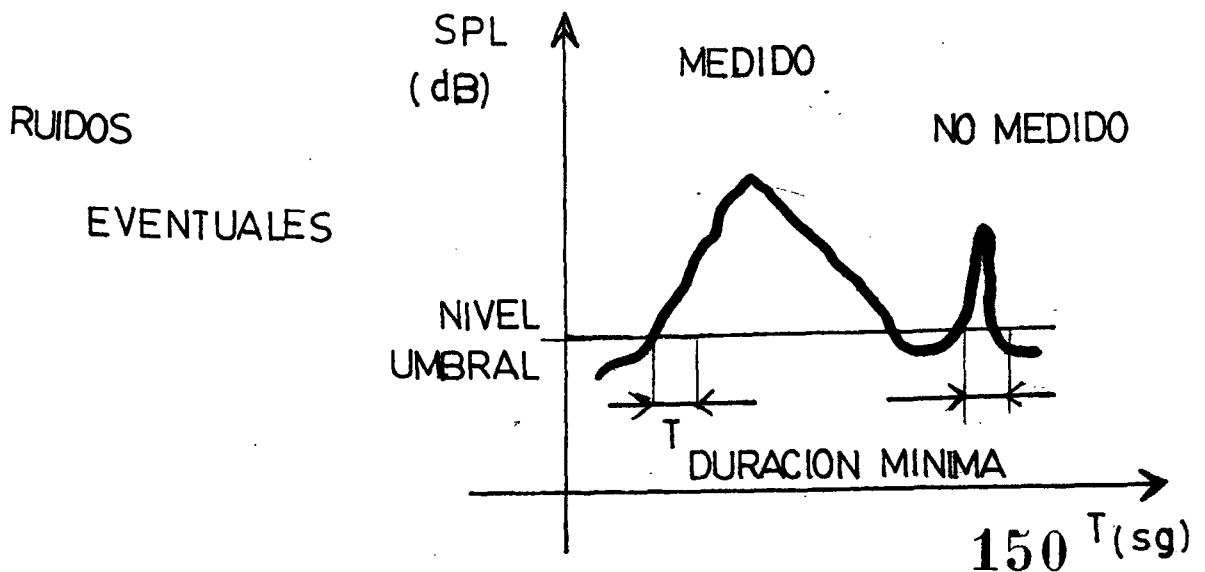
siguiente expresión.

$$TNI = 4 (L_{10} - L_{50}) + L_{90} - 30$$

El término  $L_{90}$  representa el ruido de fondo, y el último término de la expresión del TNI (30), es consecuencia de obtener un valor más apropiado.

La principal ventaja de este índice radica en la valoración adecuada de las reacciones humanas, mejor que el  $L_{50}$ , esto ocurre en casos de poca circulación. En casos de circulación media y densa, la distribución estadística de los niveles sonoros es Gaussiana.

Finalmente definiremos los eventos sencillos. Análisis de los mismos. Al usar el equipo de medida, se establece un nivel sonoro umbral y una duración mínima por muestra. Los eventos simples son sonidos no captados por el equipo de medida debido a su corta duración. Ver Fig. 9.2.



### 9.3 MEDIDAS DE RUIDO AMBIENTAL: RUIDO GENERADO POR EL TRAFICO

El ruido del tráfico rodado, afecta a un gran numero de personas, especialmente en el area urbana. Generalmente es la mayor fuente de quejas. Numerosos son los exámenes hechos al respecto en las ciudades, a lo largo de las autopistas, etc. Estos resultados normalmente vienen expresados en terminos de  $L_{eq}$ , y en Nivel perceptible (Lp), pero en otras ocasiones vienen expresados en terminos de nivel de colución sonora ( $L_{np}$ ), o índice de ruido del tráfico (TNI).

En el estudio de densidad del tráfico, es suficiente y práctica comun, hacer la aproximación de que la distribución del ruido se asemeja a una distribución Gaussiana. Los resultados obtenidos con este mtodo de operar, se han comparado con otros casos donde no se usaba la distribución Gaussiana, especialmente en los parámetros: desviación estandar, y el valor principal  $L_{50}$ ; dando como resultado la validez, de que la distribución del ruido es semejante a la distribución Gaussiana. Por tanto como lo anterior es cierto la siguiente relación se cumple.

$$L_{ppal} = L50 ; L10 - L90 = 2.58 \sigma ; L_{eq} = L50 + 0.115 \sigma$$

En muchos estudios, las medidas se hacen diferentes juntos y en diferentes periodos representativos del día. Estos periodos son los que hemos visto anteriormente.



#### 9.4 MEDIDA DE RUIDO GENERADO POR LOS AVIONES

En las proximidades de los aeropuertos, el ruido de los aviones tienen un carácter muy intrusivo, ya que son una sucesión reciente de eventos de alto nivel sonoro, seguido por periodos más o menos largos de calma. Consecuentemente, las medidas del ruido generado por los aviones siguen dos tipos de análisis: uno individual para cada despegue, y otro con razones de largos periodos de tiempo.

Según la norma Standar, que estamos siguiendo, ISO 3891: (Procedure for describing aircraft noise heard on the ground), Procedimiento para describir el ruido de los aviones oídos desde la superficie de la tierra. Describe dos métodos alternativos, cuya principal diferencia es la escala de ponderación usada. Uno de los métodos utiliza la escala de ponderación "A", para el cálculo del Nivel de presión sonora, y el otro método utiliza el Nivel de ruido percibido ( $L_{pn}$ ), que se deriva de la escala de medidas ponderadas según la curva "D".

$$L_{pn} \text{ aprox} = L_d + 7 \text{ dB}$$

Otra aproximación de  $L_{pn}$ , consiste en añadir 13dB a la curva "A" de SPL.

Vuelos sencillos se describen por el máximo nivel y el promedio de energía, el nivel de exposición sonora, (SEL), o por aproximación del nivel de ruido efectivo percibido, ( $L_{epn}$  aprox). Este se calcula como energía que se suma a  $L_{pn}$  aprox, usando una referencia de 10 sq. La contribución del ruido de larga duración, su energía media sobre el tiempo seleccionado, se refleja en " $L_{eq}$ " o en " $L_{pn eq}$ ". La cuantificación se refleja en la tabla 9.3. Como se indica en la Norma ISO 3891.

Tabla 9.3 Cuantificación necesaria para las medidas de ruido de los aviones, según acuerdo de la norma ISO 3891.

Frequency Weighting	A	D
Instant. Level	$L_A$	$L_{PN}(\text{approx.}) = L_D + 7 \text{ dB}$
Max. Level	$L_{Amax.}$	$L_{PN}(\text{approx.})_{max.}$
Event Exposure	$L_{AX} = 10 \log \left( \frac{1}{T_{ref}} \int 10^{\frac{L_A}{10}} dt \right)$ $T_{ref} = 1 \text{ s}$	$L_{EPN} = 10 \log \left( \frac{1}{T_{ref}} \int 10^{\frac{L_{PN}}{10}} dt \right)$ $T_{ref} = 10 \text{ s}$
Event Exposure using Duration Allowance	$L_{AX} = L_{Amax.} + \Delta_A$	$L_{EPN}(\text{approx.}) = L_{PN}(\text{approx.})_{max.} + \Delta_{PN}$
	$\Delta = 10 \log \left( \frac{t_2 - t_1}{2 T_{ref}} \right)$ <p><math>t_2 - t_1</math>: time interval where level is within 10 dB of max.</p>	
Long-term Exposure over Time Period T.	$L_{eq} = 10 \log \left( \frac{1}{T} \int_0^T 10^{\frac{L_A}{10}} dt \right)$	$L_{PNeq} = 10 \log \left( \frac{1}{T} \int_0^T 10^{\frac{L_{PN}}{10}} dt \right)$
Using Individual Event Exposures	$L_{eq} = 10 \log \left( \frac{T_{ref}}{T} \sum_i 10^{\frac{L_{AXi}}{10}} \right)$	$L_{PNeq} = 10 \log \left( \frac{T_{ref}}{T} \sum_i 10^{\frac{L_{EPNi}}{10}} \right)$

## 9.5 MEDIDA DEL RUIDO OCUPACIONAL: RUIDO EN LA INDUSTRIA

En numerosas industrias, el ruido en el lugar de trabajo, es un problema serio, ya que puede ser causa de distracción de los empleados, o peor aún dañar su salud. Largas exposiciones del personal a altos niveles de ruido, tienen como consecuencia una pérdida de audición irreversible.

El principal objetivo de la medida del ruido ocupacional es, por consiguiente, evaluar el riesgo de daño en la audición. En muchos países el límite de exposición al ruido está establecido, pero son diferentes los métodos usados para evaluar el ruido.

Uno de estos métodos, usado en la mayoría de los países europeos, se basa en la Norma Standar ISO 1999 - 1975 "Acoustics - Assesment of occupational noise exposure hearing conservation purpose" (Tasación de la exposición de ruido ocupacional con el propósito de la conservación de la audición). El Standar recomienda el uso de "Leq" y sugiere un límite de 85 a 90 dB (A). Como el cálculo de "La eq" sigue el principio de igual energía, un incremento de 3 dB requiere

la mitad de tiempo de exposición para obtener la misma energía total.

Otro método es el que se usa en el "Acto de Seguridad y Salud Ocupacional Americana (OSHA)". Donde el nivel de incremento requerido en la mitad del tiempo de exposición es de 5 dB. El factor divisor por dos del tiempo de exposición, se llama a menudo por, "q". La integración podría ser ejecutada en "Slow" (ponderación en tiempo), de acuerdo con:

$$L_{OSHA} = 10 \cdot \frac{3}{3} \log_{10} \frac{1}{T} \int_{t_1}^{t_1+T} 10 \frac{L_a}{10(5/3)} dt$$

Finalmente el departamento de defensa de USA trabaja con un q = 4

$$L_{DOD} = 10 \cdot \frac{4}{3} \log_{10} \frac{1}{T} \int_{t_1}^{t_1+T} 10 \frac{L_a}{10(4/3)} dt$$

En la siguiente tabla observamos los diferentes factores divisores del tiempo de exposición "q", y los diferentes límites en varios países y organizaciones. Ver Fig 9.4

Tomando la distribución del ruido como Gaussiana. Al igual que en la ecuación que estudiamos anteriormente, donde se establece la relación entre "La eq",

<b>Country</b>	<b>Limit</b>	<b>Halving Factor</b>
Sweden Federal Republic of Germany	85 dB(A)	3
Most other European countries	90 dB(A)	3
US Department of Defence	84 dB(A)	4
USA (Fed.) Canada (Fed.)	90 dB(A)	5
Brazil, Chile	85 dB(A)	5

**Tabla 9.4 Niveles límites de exposición sonora en diferentes países y el factor divisor del tiempo de exposición " q ".**

"Lppai=L50" y "una relación similar se puede derivar de L<sub>DOD</sub> y L<sub>OSHA</sub>.

$$L_{DOD} = L_{ppai} + 0.086 \sqrt{r^2}$$

$$L_{OSHA} = L_{ppai} + 0.069 \sqrt{r^2}$$

RUIDO EN LA INDUSTRIA Este equipo se puede usar para el examen de maquinarias y equipos industriales obteniéndose sus niveles de ruido, y poder determinar donde se ha de introducir procedimientos para atenuar el ruido. Una vez implementado este procedimiento de atenuación se vuelve a comprobar, realizando nuevas medidas.

Otra aplicación en la industria es el análisis preciso del ruido emitido por un equipo industrial. Durante la fase de implementación de un bien, se puede utilizar para medir el ruido generado por la maquinaria, y poder determinar si incurre en índices nocivos. También se puede utilizar en la industria como control de calidad para la propia maquinaria industrial. En este modo de operación se controla el ruido generado por la máquina bajo prueba y si el ruido emitido excede de un nivel conocido para la propia máquina, esto nos indica que la máquina bajo prueba no trabaja adecuadamente.

## 9.6 ACUSTICA EN EDIFICIOS Y LOCALES

Estas medidas son posibles con la ayuda de un filtro de octavas, es muy útil para las medidas acústicas en edificios y locales. Con ello podemos determinar si un equipo mecánico, generador de ruido, puede ser aceptado en el edificio. Solo es necesario medir el SPL en bandas de octavas. Los niveles obtenidos, los comparamos con las curvas estandarizadas de " CRITERIOS DE RUIDO ", ( NC ), y podemos determinar las posibles molestias, que originará el equipo mecánico, que se pretende instalar en el edificio.

Otra utilidad es la del análisis del tiempo de reverberación, tanto en laboratorios, como en el campo libre. Con ayuda del filtro de banda de 1/3 de octavas, un registrador de niveles gráficos y nuestro medidor, se forma un sistema de medida. Para operar con el sistema descrito, comenzamos por generar en una habitación un sonido fijo y estable, para posteriormente cortarlo bruscamente ( esto implica que el tiempo de caída tiende a cero, por tanto, el Slew Rate tiende, a cero ). El decaimiento del nivel de sonido en bandad de 1/3 de octavas, se registra en el



registrador gráfico. La pendiente de la curva de decaimiento del sonido nos indicará el tiempo de reverberación de la sala en estudio. Ampliando esta técnica pueden hallarse datos sobre la absorción y sobre las pérdidas de transmisión. Este tema se puede ampliar siguiendo las normas ANSI, al respecto.

Recomendamos también la siguiente BIBLIOGRAFIA sobre este tema.

- Industrial Noise, A Guide to its Evaluation and Control. Departamento de Salud y educación de USA. Servicio de publicaciones de Salud Pública Nº 1572

- American National Standards Institute (ANSI) especificaciones estandars S1.1971 (R1976).

- Handbook of Noise Measurement. Peterson y Gross. Compañía general de Racio.

APENDICE A "LAS BATERIAS DE NIQUEL-CADMIO"

## LAS BATERIAS DE NIQUEL-CADMIO

En este apartado se describen las ventajas y los inconvenientes de las baterías de níquel-cadmio, así como las características de algunos tipos corrientes de baterías de este tipo, así como algunas de sus aplicaciones.

Las pilas de níquel-cadmio ofrecen importantes ventajas sobre los tipos de cinc-carbón, y no solo porque pueden cargarse y descargarse muchos centenares de veces. Por ejemplo, siempre que se utilice de acuerdo con las recomendaciones del fabricante, un elemento de níquel-cadmio del tipo "AA" tiene las siguientes prestaciones.

- Suministro de una corriente de medio amperio durante una hora o más.

- Suministro de una corriente de carga de varios amperios durante un corto periodo.

Funcionamiento en un amplia gama de temperaturas ( de  $-40^{\circ}\text{C}$  a  $+50^{\circ}\text{C}$ , con una capacidad reducida en los extremos ).

Supervivencia para un mínimo de 600 ciclos de carga/descarga.

Aceptación de sobrecargas prolongadas.

Ningún requisito de mantenimiento aparte de la recarga periódica.

DETALLES DE SU CONSTRUCCION Las pilas de níquel-cadmio están disponibles en dos tipos de construcción distintas: Cilíndricas ( Sinterizada ) y de Botón ( placa maciza ). Ver tabla 10.1.

Las pilas de botón consisten invariablemente en uno o dos pares de placas circulares separadas por un material aislante y poroso, como puede verse en la Fig. 10.2. Los tipos con placas múltiples generalmente tienen una resistencia interna más baja que los modelos con dos placas.

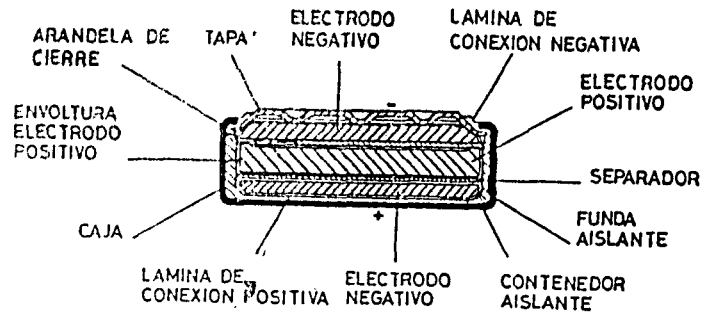
En cambio, las pilas cilíndricas emplean una forma arrollada de construcción utilizando placas flexibles. Las placas están separadas por un fino material poroso, como se representa en la Fig. 10.3

CONCEPTOS GENERALES Los elementos de las baterías pertenecen a dos categorías principales: los elementos primarios, cuya vida útil termina cuando sus constituyentes químicos están agotados, y los elementos secundarios, en los que la reacción química puede invertirse y permitir la recarga.

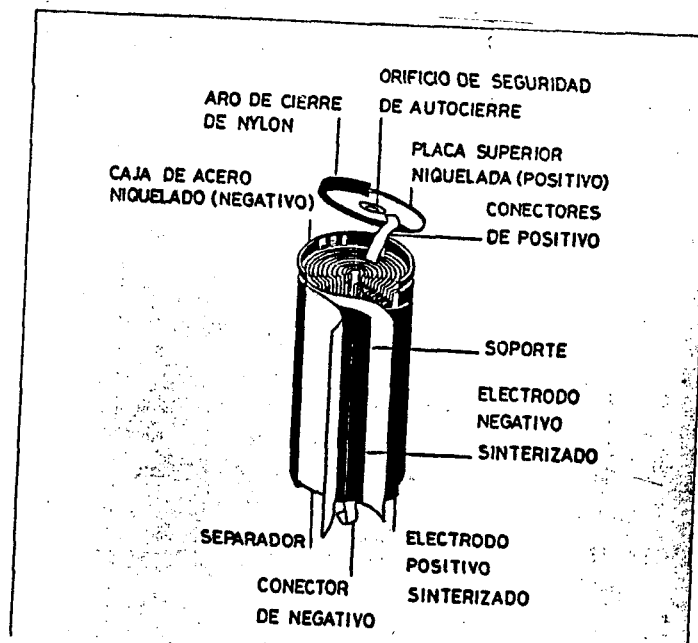
Es posible conectar en serie grupos de

	<i>Cilindrica</i>	<i>Botón</i>
Retención de carga	Moderada	Buena
Densidad de empaquetado	Regular	Buena
Densidad de energía	80 a 100 Wh/litro	60 a 80 Wh/litro
Relación entre el régimen de descarga máximo y nominal	50 a 100	20 a 40
Resistencia interna de una pila típica de 1 Ah	25 miliohmios	50 a 100 miliohmios
Temperatura recomendada	-20 a +45 °C	0 a +45 °C
Coste relativo	Medio/alto	Bajo/medio

**Figura 10.1 Comparación entre las baterías de Niquel-Cadmio, Cilíndricas y de Botón.**



**Figura 10.2 Construcción típica de una pila Niquel-Cadmio, de Botón**



**Figura 10.3 Construcción típica de una pila de Niquel-Cadmio, Cilíndrica.**

elementos ( la conexión en paralelo no es recomendable ) para obtener un determinada tensión final.

Para describir las características y las prestaciones eléctricas de las baterías se utilizan los siguientes términos.

**CAPACIDAD:** La capacidad de una pila es la cantidad de energía eléctrica que puede suministrar. Es el producto de su corriente de descarga nominal (Amperios) por el tiempo de descarga ( horas) y normalmente se indica en amperios hora (Ah).

**CONTENIDO DE ENERGIA:** El contenido de energía de una batería se especifica en vatios hora (Wh), y es el producto de la capacidad de la batería (Ah) por la tensión media (V) durante la descarga.

**RENDIMIENTO:** El rendimiento en vatios hora es la relación entre la energía suministrada durante la descarga y la que se necesita para cargar plenamente la batería.

**VELOCIDAD DE CARGA/DESCARGA:** Las corrientes de carga y de descarga a menudo se especifican con unos términos que indican las descarga completa en un periodo completo de una hora. Estos términos son los "Regímenes C ", y sus múltiplos o submúltiplos. 10C es la corriente de descarga de la batería en seis minutos, mientras que C/10 es la corriente de descarga de la batería en diez horas.

REACCIONES QUIMICAS Las reacción química aproximada en una pila de níquel-cadmio es la siguiente.



CARACTERISTICAS DE LA BATERIAS DE NIQUEL-CADMIO La tensión final de una pila de níquel-cadmio se considera de 1.2 V pero, como cabe esperar, durante el periodo de descarga hay alguna variación de la misma. A diferencia de otros tipos de pilas, las de níquel-cadmio presentan una tensión de salida notablemente constante durante la descarga. Después de caer desde aproximadamente 1.3 V, la tensión de la pila se mantiene dentro del 5% de 1.25 V durante más del 75% del periodo de descarga.

En la Fig. 10.4 puede verse un conjunto típico de curvas de descarga de un pila cilíndrica de níquel-cadmio. En ellas puede verse claramente el efecto de los tres regímenes de descarga C ( 1 hora ), 5C ( 12 minutos) y C/5 ( 5 horas).

Las pilas de níquel-cadmio tienen un valor muy bajo de resistencia interna (0.05 ohm. para una pila típica de 1 A ) y esto las hace muy adecuadas para las aplicaciones que requieren el suministro de corrientes importantes durante cortos periodos .

## CARACTERISTICAS DE LAS PILAS DE NI-CAD MAS CORRIENTES

Tipo de pila	Capacidad nominal (Ah)	Dimens. aprox. (diám. × altura) (mm)	Peso aprox. (gr)	Resistencia interna aprox. con plena carga (mΩ)	Corriente aprox. de cortocircuito de pico (A)	Pila primaria de cinc-carbón comparable
AAA	0,18	44,5 × 10,5	10	80	20	HP16
AA	0,5	14,5 × 50,5	24	24	35	HP7
C	2,0	26 × 49	17	70	70	HP11
D	4,0	33,5 × 61	7	150	110	HP2

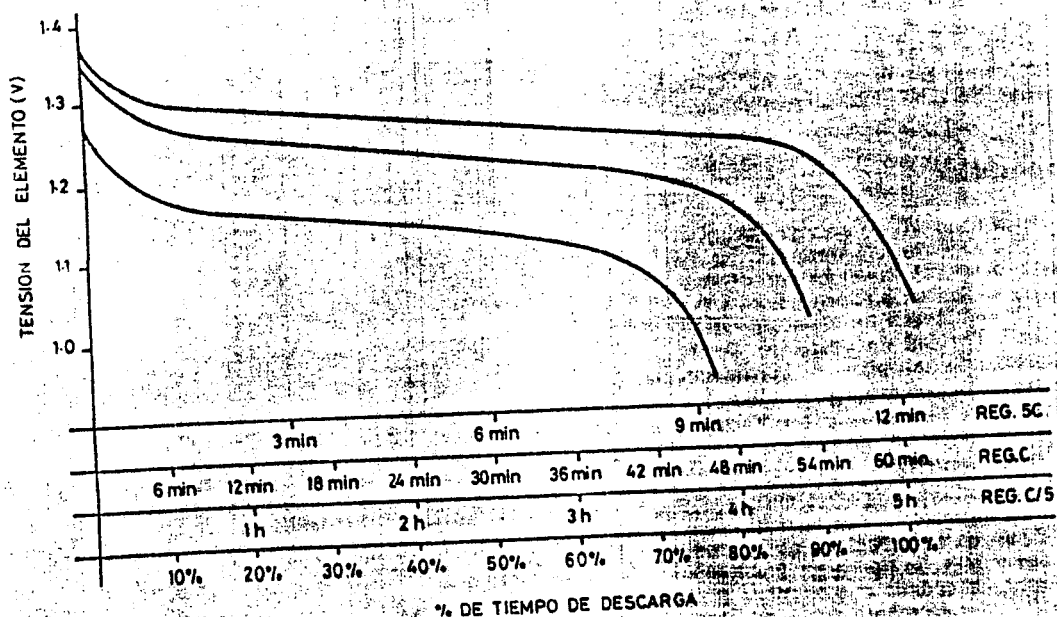


Figura 10.4 Características de descarga de una pila de Níquel-Cadmio, Cilíndrica.



La capacidad de un pila de níquel-cadmio para retener su carga depende mucho de la temperatura a la que es almacenada. Las pilas de placa maciza presentan una capacidad de retención de carga mejor que la pila sinterizada, y ambos tipos pierden rápidamente su carga al aumentar la temperatura de almacenamiento.

La capacidad de una pila para aceptar una carga también depende mucho de la temperatura. El margen de temperaturas recomendado para cargar pilas de níquel-cadmio es de 10°C a 35°C.

La resistencia interna de las pilas de níquel-cadmio aumenta al disminuir la temperatura.

COMPARACION DE LAS PILAS DE CINCO-CARBON Y LAS DE NIQUEL-CADMIO Con carga, una pila de cinc-carbón varía desde aproximadamente 1.5 V nueva a 1.2 V hacia el final de su vida de servicio, que es comparable a la caída de 1.3 V a 1 V de una pila de níquel-cadmio, Ver Fig. 10.5. En esta también puede observarse que, en el caso de la pila de cinc-carbón la caída de tensión durante la vida de servicio es mucho más gradual. Si bien la capacidad de mantener una tensión constante durante la descarga puede considerarse como muy deseable, significa que en una pila de níquel-cadmio es mucho más difícil conocer su estado de carga.

Las pilas de cinc-carbón se benefician con

los periodos de reposo durante la descarga. Por tanto, son mucho más adecuadas para uso intermitente, particularmente cuando se les exigen pequeñas velocidades de descarga. En cambio las pilas de níquel-cadmio pueden suministrar continuamente elevadas corrientes de salida.

Las aplicaciones más típicas de las pilas de níquel-cadmio son:

Tipo cilíndrico:

- iluminación de emergencia
- herramientas eléctricas portátiles
- aparatos motorizados
- electrodomésticos a batería

Tipo de botones empilados:

- soporte para memorias C-MOS
- aparatos de radio miniatura
- instrumental de prueba portátil

Sin embargo, en ciertas aplicaciones, la falta de aviso del agotamiento de una batería puede resultar determinante para anular las ventajas de las pilas de níquel-cadmio. Un buen ejemplo de esto es una linterna de mano.

SOPORTE PARA MEMORIAS C-MOS Las memorias C-MOS, a diferencia de las NMOS, requieren una corriente de alimentación de algunos microamperios. Por tanto, en el circuito es posible incorporar una batería para suministrar

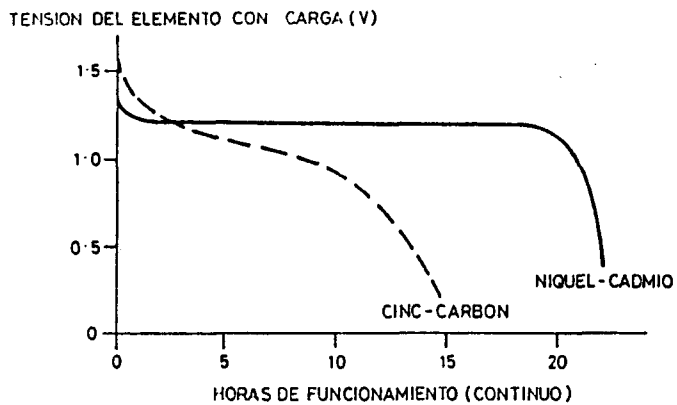
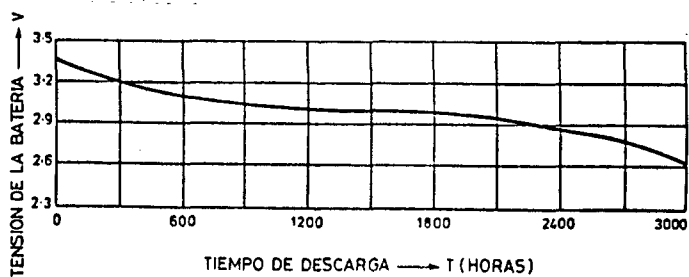


Figura 10.5 Comparación de las características de descarga de las pilas de Niquel-Cadmio y las pilas de Cinc- Carbón

Figura 10.6 Características propias de descarga de una batería de tres pilas de botón en cascada con una corriente de descarga constante de 20 uA.



la pequeña corriente que necesitan los dispositivos de memorias CMOS para que no se pierdan los datos almacenados en ellos al interrumpir la alimentación primaria de la red. Solo se intenta conservar el contenido de la RAM y no de alimentar el resto de los circuitos ( CPU, ROM, etc.).

Normalmente la tensión mínima con la que la mayoría de memorias CMOS mantienen su contenido es de 2V, por lo que serán adecuadas tres pilas de níquel-cadmio conectadas en serie para esta aplicación particular. Además el tipo de pila a utilizar será el de botón, puesto que presenta unas mejores características de retención de carga que los de tipo sinterizado.

CARACTERISTICA DE DESCARGA La característica típica de una batería de tres pilas en serie de tipo botón y suministrando una corriente de 20 uA puede verse en la Fig.10.6. El contenido de una memoria CMOS estará protegido durante varios meses siempre que su demanda de corriente no supere los 20 uA Además, si la corriente de carga se mantiene por debajo del rgimen C/10, la batería podra dejarse conectada permanentemente al circuito.

Como la tensión de plena carga de la batería de tres pilas es inferior a 5V, podrá cargarse directamente de la línea de alimentación general de 5V del circuito con la debida adaptación, por lo que el sistema de carga queda muy

simplificado. La batería puede incorporarse directamente a la placa de circuito impreso utilizando terminales de soldadura, y muchos fabricantes suministran baterías de níquel-cadmio fabricadas específicamente para este propósito.

REGIMEN DE CARGA DE LAS PILAS DE NIQUEL-CADMIO A diferencia de las pilas de plomo-acido, las pilas de níquel-cadmio, requieren una corriente constante, en lugar de una tensión constante de la fuente de carga.

El régimen máximo de carga indefinido de una pila cilíndrica suele tomarse como  $C/8$ . Por ejemplo, una batería de 1 Ah, la corriente máxima indefinida es de 125 mA. Sin embargo, las pilas pueden cargarse a un régimen mayor, si se tiene cuidado en evitar las sobrecargas, que pueden dañar permanentemente la pila. El máximo régimen de carga de una pila cilíndrica es de  $10C$ , antes de realizar una "carga rápida" de una pila níquel-cadmio, sea del tipo que sea, hemos de asegurarnos que está totalmente descargada.

La relación entre periodo de carga y el régimen de carga de las pilas de níquel-cadmio, se representa en la Fig. 10.7. Para asegurar una larga vida de la pila y un máximo número de ciclos de carga/descarga, los regímenes de carga superiores a  $C$  deben evitarse. Debido a su estructura las pilas de botón no pueden ser cargadas a los elevados regímenes asociados a las pilas sinterizadas. El máximo régimen de carga para estas pilas es de  $C/10$  para 14 horas.

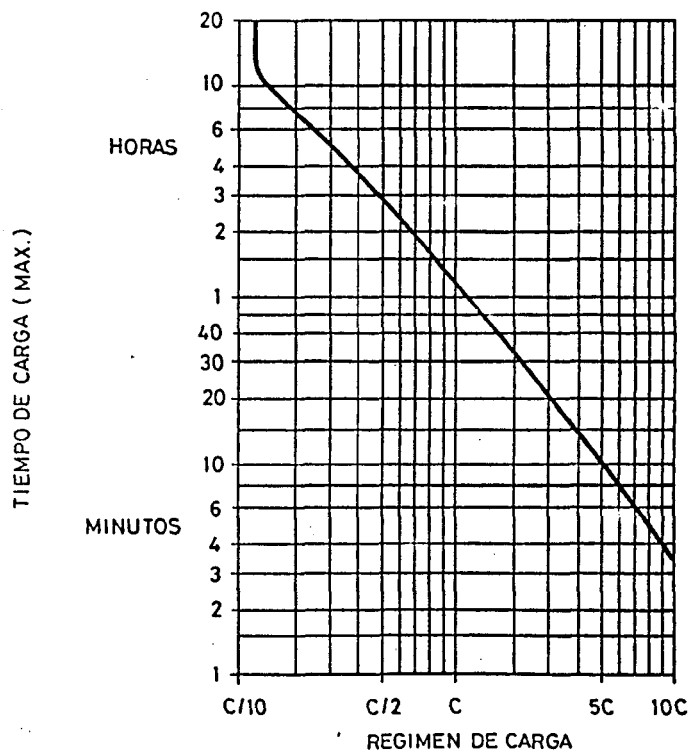


Figura 10.7 Regímenes máximos de carga indefinida para varias baterías de níquel-cadmio.

Figura 10.8 Tiempo de carga en función del régimen de carga de las baterías de níquel-cadmio.

TIPO DE BATERIA	MAX. CORRIENTE DE CARGA INDEFINIDA (mA)
AAA	20
AA	66
C	250
D	500
PP3	1.1
PP9	100

CALCULO DE LAS PILAS DE NIQUEL-CADMIO CON QUE  
DEBEMOS ALIMENTAR NUESTRO EQUIPO

Este equipo durante el periodo de muestreo, tiene un consumo de unos 80 mA. Y necesita de una tensión de alimentación de  $\pm 15$  V.

Por tanto, necesitamos de un grupo de baterías de níquel-cadmio conectadas en serie hasta obtener las tensiones de alimentación.

Las pilas tipo "D" tienen tensiones de 1.9 volt." conectando 4 baterías en serie y tomando como masa la salida intermedia entre las 4 baterías ( salida de 2 baterías en serie ), tenemos a uno y otro extremo de esta referencia  $\pm 18$  volt. Como necesitamos tensiones de  $\pm 15$  utilizamos dos reguladores de tensión el 7815 y el 7915.

En cuanto al consumo hemos de tener en cuenta los cálculos siguientes.

- PILA TIPO " D " ==> Capacidad de 4 ah.

Consumo del equipo 80 mA

4 ah : 80 mA ==> 50 horas de funcionamiento  
del equipo sin agotarse  
las baterías.

- PILA TIPO " C " =====> Capacidad de 2 ah

2 ah : 80 mA ==> 25 horas de autonomía del  
equipo

- PILA TIPO " AA " =====> Capacidad 0.5 ah

0.5 : 80 mA =====> más de 5 horas de autonomía

- PILA TIPO " AAA " Capacidad de 0.18 ah

0.18 : 80 mA =====> más de 2 horas de  
autonomía

Según el tipo de aplicación al que vaya ( distintas temporizaciones del periodo de muestreo de SPL ), destinado este equipo podemos elegir entre las diferentes baterías aquí expuestas.

En la temporización de 32 sg, que es cuando tenemos la mayor autonomía del equipo medidor de SPL, se necesitan 4 baterías de níquel-cadmio tipo "D". Tenemos un amplio margen, para que en el transcurso de las medidas y transporte del equipo al lugar donde estas se van a realizar, el equipo en ningún momento quede sin alimentación.



AFENDICE B LISTA DE COMPONENTES

## LISTA DE COMPONENTES

### RESISTENCIAS

R1 = 620 ohm

R2 = 4K3 ohm

R3 = 2K7 ohm

R4 = 100 ohm

R5 = R11 = R12 = R14 = R15 = R30 = R31 = 3K6 ohm

R6 = 9K1 ohm

R7 = R8 = R13 = 1K8 ohm

R9 = R29 = 10K ohm

R10 = R20 = 100K ohm

R16 = 230K ohm

R17 = 5K1 ohm

R18 = 3K9 ohm

R19 = 52K ohm

R21 = 820 ohm

R22 = 1K5 ohm

R23 = R24 = 9K1 ohm

R25 = R26 = 51K ohm

R28 = 9K2 ohm

TODAS LAS RESISTENCIAS DE 1/4 W

### CONDENSADORES

C1 = 4.7  $\mu$ F

ELECTROLITICO

C2 = 100 Y 47  $\mu$ F

"

C3 = 2.2 mF

"

C4 = C5 = 0.33  $\mu$ F

C6 = 0.47  $\mu$ F

C7 = 2K2 pF

C9 = 10 nF

C10 = 150 pF

C11 = C12 = 15 nF

### DIODOS

D1 = D2 = D3 = D4 = 1N 4148

D5 = ZENER 4.7

### TRANSISTORES

TR1 = BD 135

TR2 = 2N 2222

### CIRCUITOS INTEGRADOS

IC1 = LM 387

IC2 = IC3 = IC6 = IC7 = IC8 = IC9 = IC10 = TL 084

IC4 = IC5 =  $\mu$ A 741

IC11 = LF 398

IC12 = 4521 y 4518

IC13 = ADC 0804

IC14 = IC15 = 6116

IC16 = 4010

IC17 = 4075

IC18 = 74245

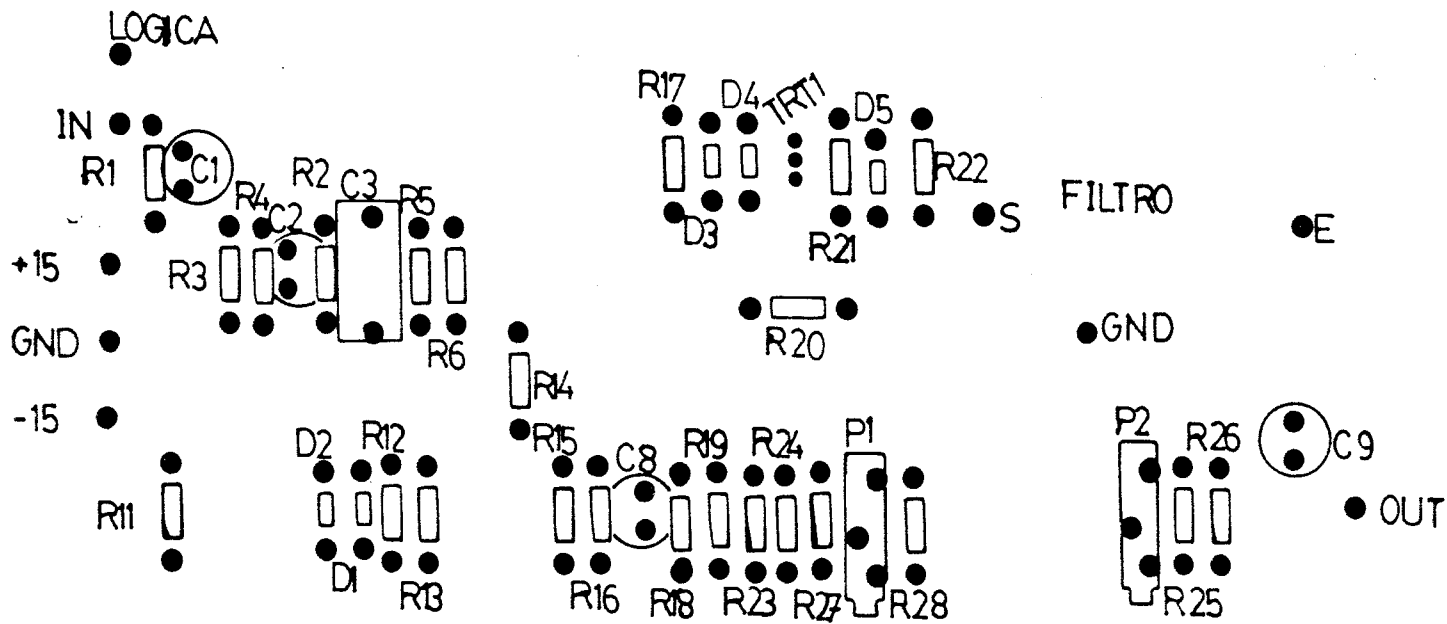
IC19 = AND = 4081, OR = 4071, NOT = 4069

IC20 = 4040

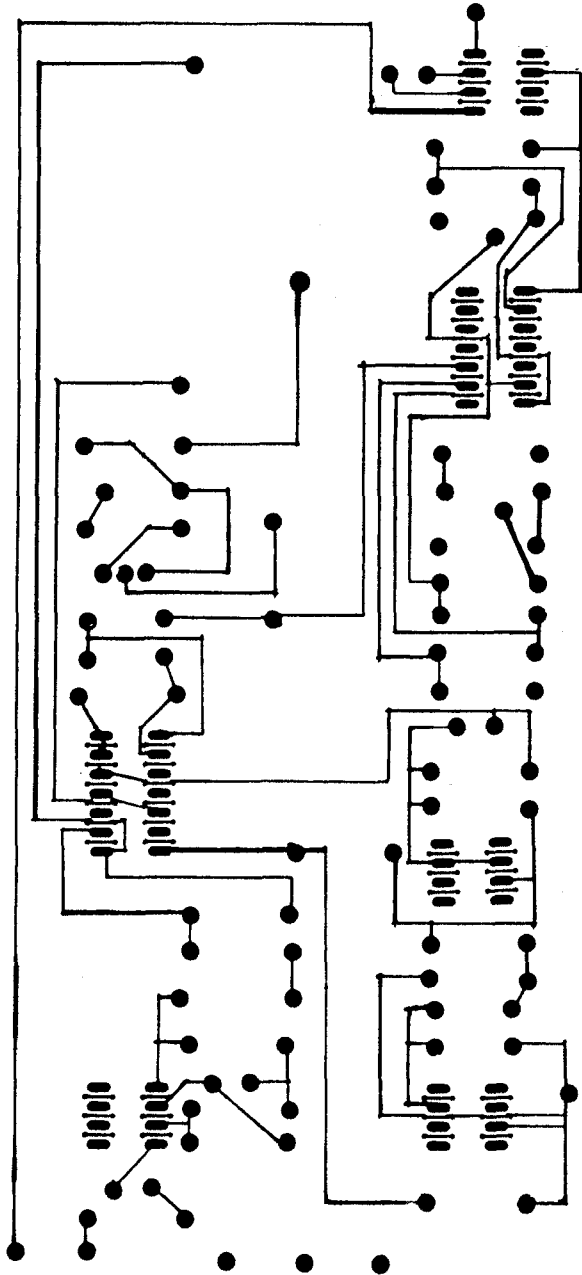
IC21 = 4013

CRISTAL DE CUARZO DE F= 1 MHz

APENDICE C PLACAS DE CIRCUITO IMPRESO

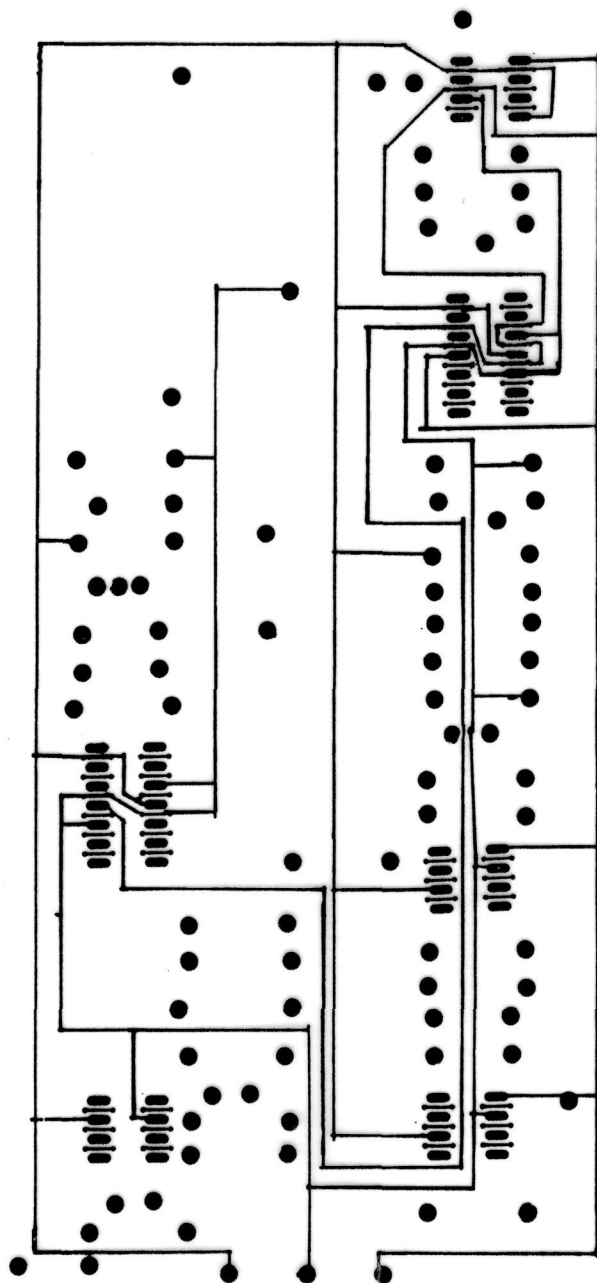


PLACA ANALOGICA  
CARA SUPERIOR



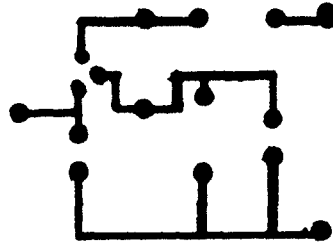
PLACA ANALOGICA

CARA INFERIOR

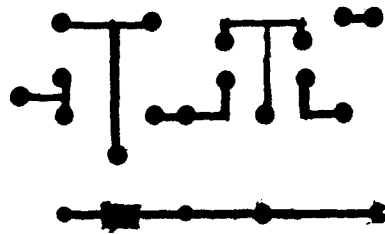




FUENTE DE ALIMENTACION  
DEL MICROFONO



FILTRO DE PONDERACION "A"



TEMPORIZACIONES

$V_i$   $V_{ref}$

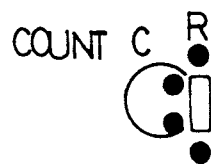


LSB

MSB

5 ●

COUNT



ADC

COUNT

BUFFER

RAM

RAM

GND ●

LSB

LSB

Rext ●

MSB

MSB

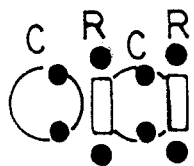
BUFFER

● S/H

F/F

F/F

OR

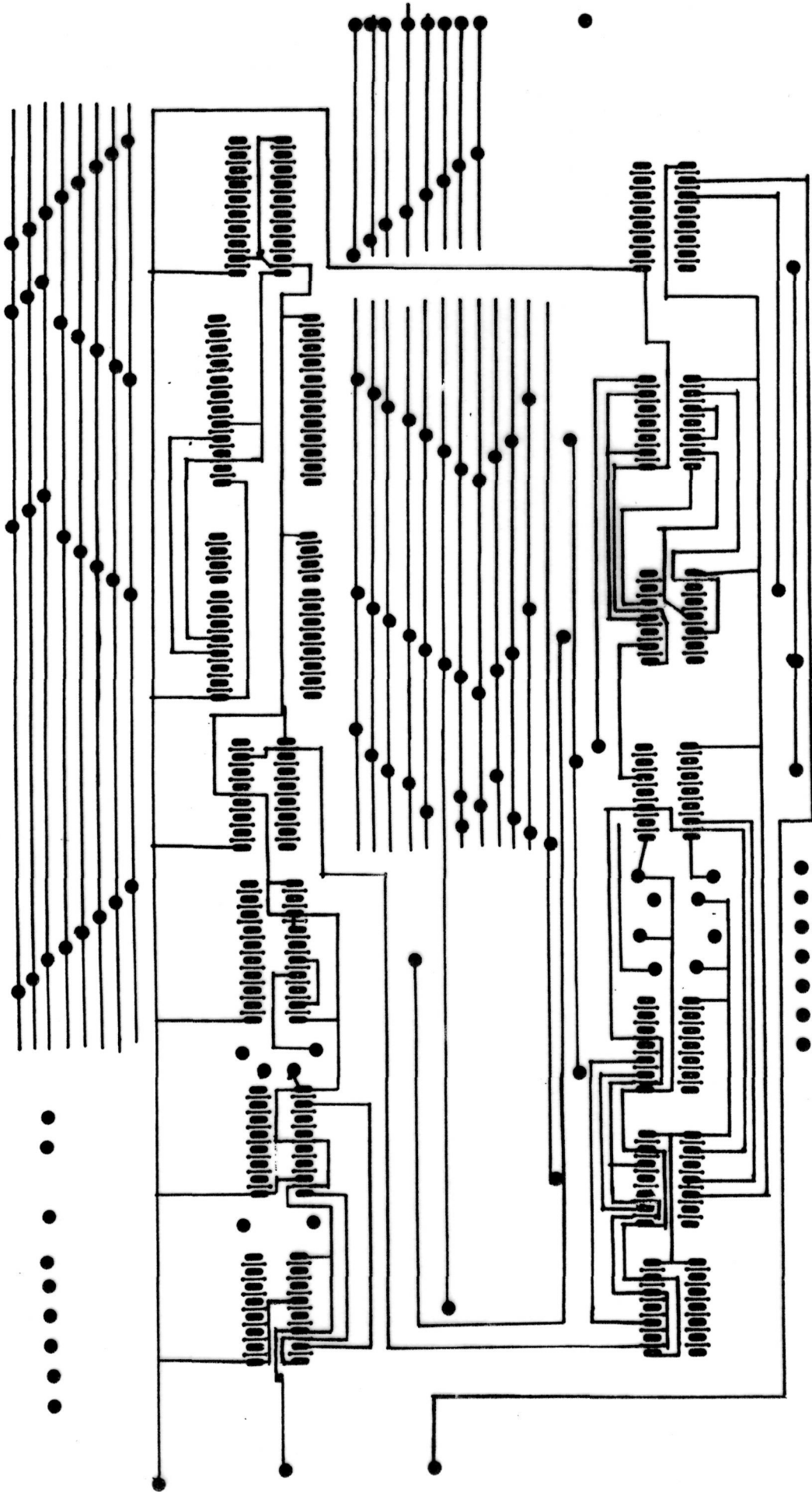


INV

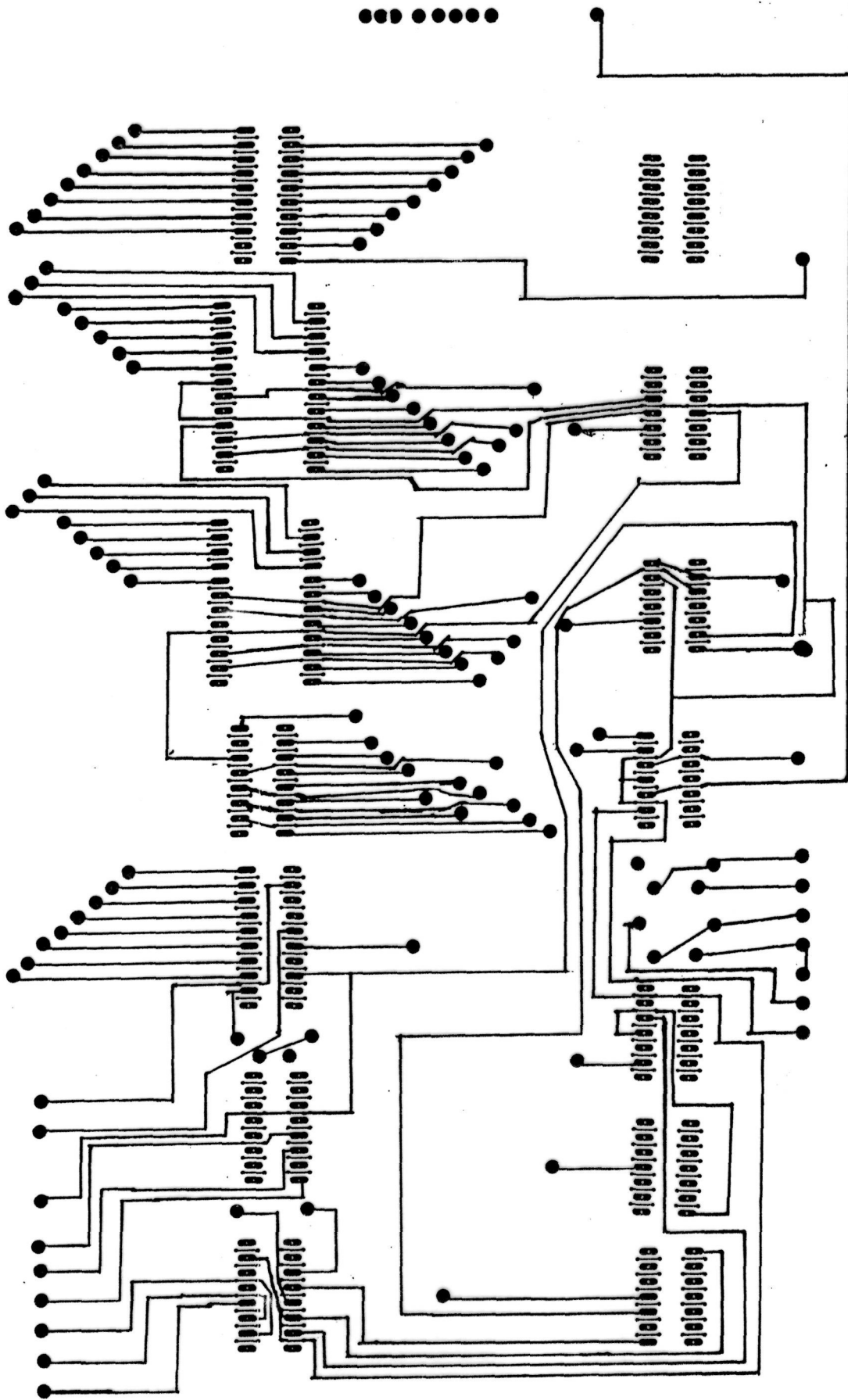
AND

OR

● ● ● ● ● ● ●  
SELECTOR RESET INI



PLACA DIGITAL  
CARA SUPERIOR



.....

APENDICE D HOJAS DE CARACTERISTICAS DE LOS  
CIRCUITOS INTEGRADOS



## Audio/Radio Circuits

### LM387/LM387A Low Noise Dual Preamplifier

#### General Description

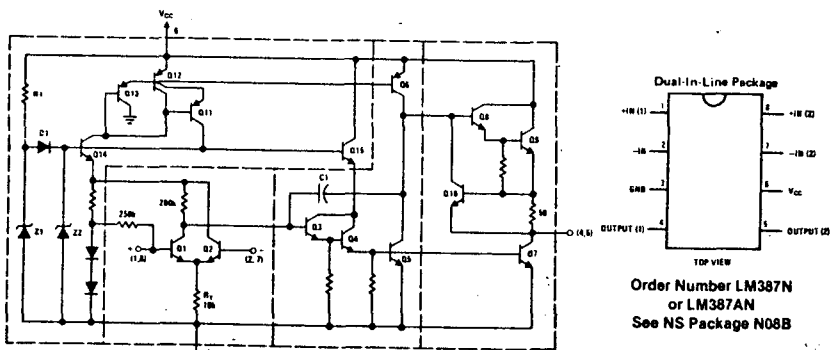
The LM387 is a dual preamplifier for the amplification of low level signals in applications requiring optimum noise performance. Each of the two amplifiers is completely independent, with an internal power supply decoupler-regulator, providing 110 dB supply rejection and 60 dB channel separation. Other outstanding features include high gain (104 dB), large output voltage swing ( $V_{CC} - 2V$ )p-p, and wide power bandwidth (75 kHz, 20 Vp-p). The LM387A is a selected version of the LM387 that has lower noise in a NAB tape circuit, and can operate on a larger supply voltage. The LM387 operates from a single supply across the wide range of 9V to 30V, the LM387A operates on a supply of 9V to 40V.

The amplifiers are internally compensated for gains greater than 10. The LM387, LM387A is available in an 8-lead dual-in-line package. The LM387, LM387A is biased like the LM381. See AN-64 and AN-104.

#### Features

- Low noise 1.0  $\mu$ V total input noise
- High gain 104 dB open loop
- Single supply operation
- Wide supply range LM387 9 to 30V  
LM387A 9 to 40V
- Power supply rejection 110 dB
- Large output voltage swing ( $V_{CC} - 2V$ )p-p
- Wide bandwidth 15 MHz unity gain
- Power bandwidth 75 kHz, 20 Vp-p
- Internally compensated
- Short circuit protected
- Performance similar to LM381

#### Schematic and Connection Diagrams



#### Typical Applications

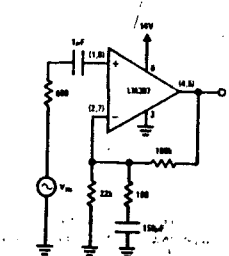


FIGURE 1. Flat Gain Circuit ( $A_V = 1000$ )

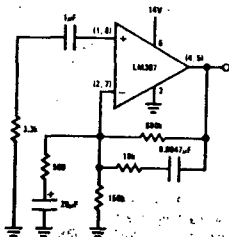


FIGURE 2. NAB Tape Circuit

#### Absolute Maximum Ratings

Supply Voltage	+30V	Operating Temperature Range	0°C to +70°C
LM387	+40V	Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
LM387A	660 mW	Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)	300°C
Power Dissipation (Note 1)			

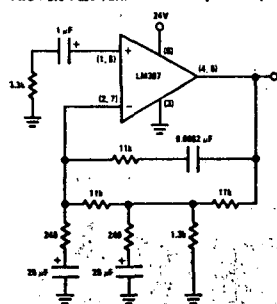
#### Electrical Characteristics $T_A = 25^\circ\text{C}$ , $V_{CC} = 14V$ , unless otherwise stated.

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
Voltage Gain	Open Loop, $f = 100$ Hz		160,000		V/V
Supply Current	LM387, $V_{CC} 9-30V$ , $R_L = \infty$ LM387A, $V_{CC} 9-40V$ , $R_L = \infty$		10		mA
Input Resistance					
Positive Input		50	100		k $\Omega$
Negative Input			200		k $\Omega$
Input Current					
Negative Input			0.5	3.1	$\mu$ A
Output Resistance	Open Loop		150		$\Omega$
Output Current	Source		8		mA
	Sink		2		mA
Output Voltage Swing	Peak-to-Peak		$V_{CC} - 2$		V
Unity Gain Bandwidth			15		MHz
Large Signal Frequency Response	20 Vp-p ( $V_{CC} > 24V$ ), THD $\leq 1\%$		75		kHz
Maximum Input Voltage	Linear Operation			300	mVrms
Supply Rejection Ratio	$f = 1$ kHz		110		dB
Input Referred					
Channel Separation	$f = 1$ kHz	40	60		dB
Total Harmonic Distortion	60 dB Gain, $f = 1$ kHz		0.1	0.5	%
Total Equivalent Input Noise (Flat Gain Circuit)	10-10,000 Hz LM387 Figure 1		1.0	1.2	$\mu$ Vrms
Output Noise NAB Tape Playback Circuit	LM387A Figure 2		400	700	$\mu$ Vrms
Gain of 37 dB					

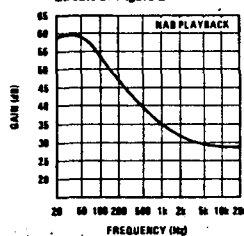
Note 1: For operation in ambient temperatures above 25°C, the device must be derated based on a 150°C maximum junction temperature and a thermal resistance of 187°C/W junction to ambient.

#### Typical Applications (Continued)

##### Two-Pole Fast Turn-ON NAB Tape Preamplifier



##### Frequency Response of NAB Circuit of Figure 2



# XR-084

## Quad BIFET Operational Amplifier

### GENERAL DESCRIPTION

The XR-084 junction FET input quad operational amplifier is designed to offer higher performance than conventional bipolar quad op-amps. Each of the four op-amps on the chip is closely matched in performance characteristics, and each amplifier features high slew-rate, low input bias and offset currents, and low offset voltage drift with temperature. The XR-084 FET input quad op-amp is fabricated using ion implanted bipolar/FET or "BIFET" technology which combines well-matched junction FETs and high-performance bipolar transistors on the same monolithic integrated circuit.

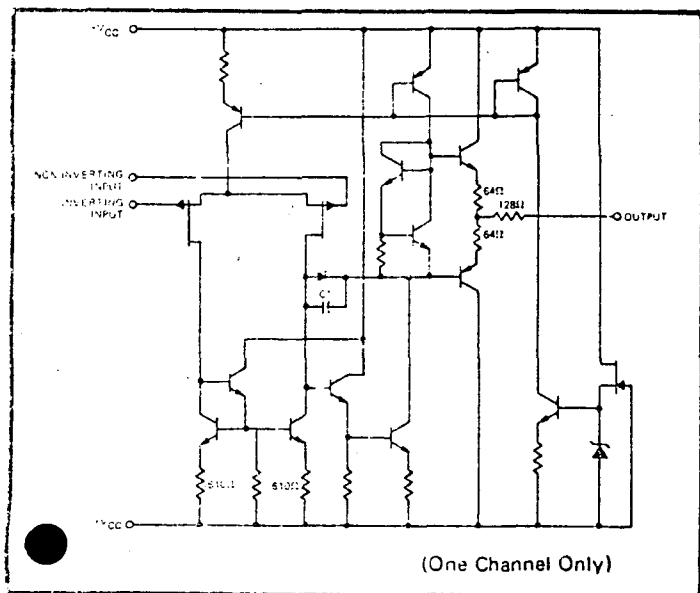
### FEATURES

- Direct Replacement for Texas Instruments TL084
- Same Pin Configuration as XR-3403 LM324
- High-Impedance Junction FET Input Stage
- Internal Frequency Compensation
- Low Power Consumption
- Wide Common-Mode and Differential Voltage Ranges
- Low Input Bias and Offset Currents
- Output Short-Circuit Protection
- Latch-Up-Free Operation
- High Slew-Rate . . . 13 V/ $\mu$ s, Typical

### APPLICATIONS

- Active Filter Design
- Sample/Hold and Servo Systems
- Audio Signal Processing
- Analog Control Systems

### EQUIVALENT SCHEMATIC



### ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

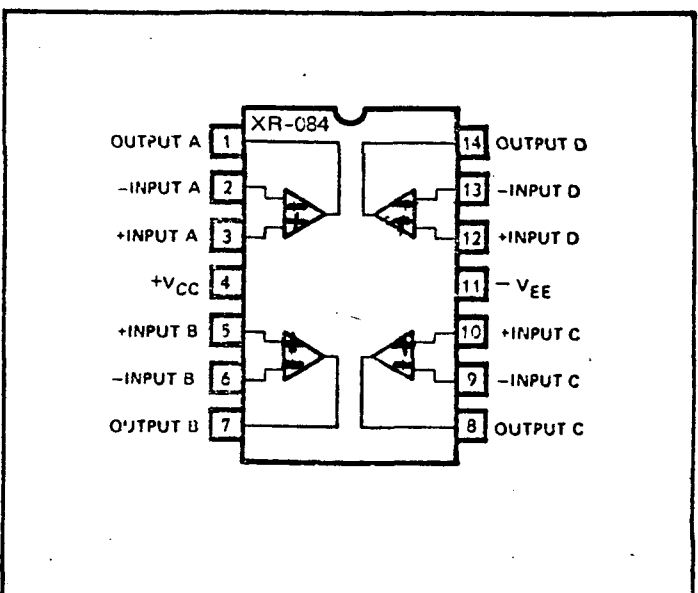
Supply Voltage	$\pm 18V$
Differential Input Voltage	$\pm 30V$
Input Voltage Range (Note 1)	$\pm 15V$
Output Short-Circuit Duration (Note 2)	Indefinite
Package Power Dissipation:	
Plastic Package	625 mW
Derate Above $T_A = +25^\circ C$	5.0 mW/ $^\circ C$
Ceramic Package	750 mW
Derate Above $T_A = +25^\circ C$	6.0 mW/ $^\circ C$
Storage Temperature Range	$-65^\circ C$ to $+150^\circ C$

- Note 1: For Supply Voltage less than  $\pm 15V$ , the absolute maximum input voltage is equal to the supply voltage.  
Note 2: 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.

### AVAILABLE TYPES

Part Number	Package	Operating Temperature
XR-084M	Ceramic	$-55^\circ C$ to $+125^\circ C$
XR-084N	Ceramic	$-25^\circ C$ to $+85^\circ C$
XR-084P	Plastic	$-25^\circ C$ to $+85^\circ C$
XR-084CN	Ceramic	$0^\circ C$ to $+75^\circ C$
XR-084CP	Plastic	$0^\circ C$ to $+75^\circ C$

### FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM



# ELECTRICAL CHARACTERISTICS

$T_A = 25^\circ\text{C}$ ,  $V_{CC} = \pm 15\text{V}$ , unless otherwise specified.

CHARACTERISTICS	XR-084M			XR-084			XR-084C			UNITS	SYMBOL	CONDITIONS
	MIN.	TYP.	MAX.	MIN.	TYP.	MAX.	MIN.	TYP.	MAX.			
Input Offset Voltage		3	6 9		3	6 9		5	15 20	mV mV	$V_{OS}$ $V_{OS}$	$R_S = 50\Omega$ , $T_A = 25^\circ\text{C}$ $R_S = 50\Omega$ , $T_A = \text{Full Range}$
Offset Voltage Temp. Coef.		10			10			10		$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$	$\Delta V_{OS}/\Delta T$	$R_S = 50\Omega$ , $T_A = \text{Full Range}$
Input Bias Current		30	200 50		30	200 20		30	400 20	pA nA	$I_B$	$T_A = 25^\circ\text{C}$ $T_A = \text{Full Range}$
Input Offset Current		5	100 20		5	100 10		5	200 5	pA nA	$I_{OS}$	$T_A = 25^\circ\text{C}$ $T_A = \text{Full Range}$
Supply Current (per amplifier)		1.4	2.8		1.4	2.8		1.4	2.8	mA	$I_{CC}$	No Load, No Input Signal
Input Common Mode Range	$\pm 12$			$\pm 12$			$\pm 10$			V	$V_{ICM}$	
Voltage Gain	50 25	200		50 25	200		25 15	200		V/mV	$A_{VOL}$	$R_L \geq 2\text{K}\Omega$ , $V_o = \pm 10\text{V}$ $T_A = 25^\circ\text{C}$ $T_A = \text{Full Range}$
Max. Output Swing (peak-to-peak)	24 24	27		24 24	27		24 24	27		V	$V_{OPP}$	$R_L \geq 10\text{K}\Omega$ $T_A = 25^\circ\text{C}$ $T_A = \text{Full Range}$
Input Resistance		$10^{12}$			$10^{12}$			$10^{12}$		$\Omega$	$R_{in}$	$T_A = 25^\circ\text{C}$
Unity-Gain Bandwidth		3			3			3		MHz	BW	$T_A = 25^\circ\text{C}$
Common-Mode Rejection	80	86		80	86		70	76		dB	CMRR	$R_S \leq 10\text{K}\Omega$
Supply-Voltage Rejection	80	86		80	86		70	76		dB	PSRR	
Channel Separation		120			120			120		dB		$A_V = 100$ , Freq. = 1 kHz
Slew Rate		13			13			13		V/ $\mu\text{s}$	$dV_{out}/dt$	$A_V = 1$ , $R_L = 2\text{K}\Omega$ $C_L = 100\text{pF}$ , $V_1 = 10\text{V}$
Rise Time Overshoot		0.1 10			0.1 10			0.1 10		$\mu\text{sec}$ %	$t_r$ $t_o$	$A_V = 1$ , $R_L = 2\text{K}\Omega$ $C_L = 100\text{pF}$ , $V_1 = 20\text{mV}$
Equivalent Input Noise Voltage		47			47			47		nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$	$e_n$	$R_S = 100\Omega$ $f = 1\text{kHz}$





## Sample and Hold

### Definition of Terms

**Acquisition Time:** The time required to acquire a new analog input voltage with an output step of 10V. Note that acquisition time is not just the time required for the output to settle, but also includes the time required for all internal nodes to settle so that the output assumes the proper value when switched to the hold mode.

**Aperture Time:** The delay required between "Hold" command and an input analog transition, so that the transition does not affect the held output.

**Dynamic Sampling Error:** The error introduced into the held output due to a changing analog input at the time the hold command is given. Error is expressed in mV with a given hold capacitor value and input slew rate. Note that this error term occurs even for long sample times.

**Gain Error:** The ratio of output voltage swing to input voltage swing in the sample mode expressed as a percent difference.

**Hold Settling Time:** The time required for the output to settle within 1 mV of final value after the "hold" logic command.

**Hold Step:** The voltage step at the output of the sample and hold when switching from sample mode to hold mode with a steady (dc) analog input voltage. Logic swing is 5V.



## Sample and Hold

### LF198/LF298/LF398, LF198A/LF398A Monolithic Sample and Hold Circuits

#### General Description

The LF198/LF298/LF398 are monolithic sample and hold circuits which utilize BI-FET technology to obtain ultra-high dc accuracy with fast acquisition of signal and low droop rate. Operating as a unity gain follower, dc gain accuracy is 0.002% typical and acquisition time is as low as 6 $\mu$ s to 0.01%. A bipolar input stage is used to achieve low offset voltage and wide bandwidth. Input offset adjust is accomplished with a single pin and does not degrade input offset drift. The wide bandwidth allows the LF198 to be included inside the feedback loop of 1 MHz op amps without having stability problems. Input impedance of 10<sup>10</sup> $\Omega$  allows high source impedances to be used without degrading accuracy.

P-channel junction FET's are combined with bipolar devices in the output amplifier to give droop rates as low as 5 mV/min with a 1 $\mu$ F hold capacitor. The JFET's have much lower noise than MOS devices used in previous designs and do not exhibit high temperature instabilities. The overall design guarantees no feed-through from input to output in the hold mode even for input signals equal to the supply voltages.

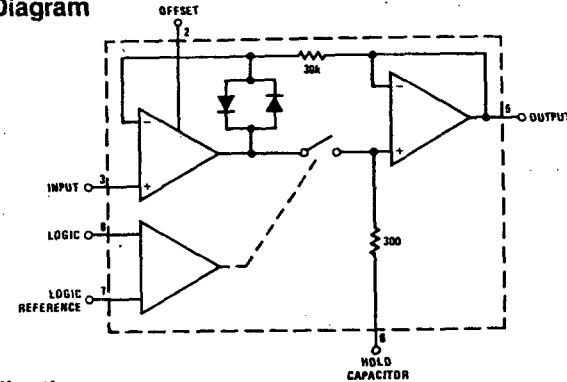
#### Features

- Operates from  $\pm 5V$  to  $\pm 18V$  supplies
- Less than 10 $\mu$ s acquisition time
- TTL, PMOS, CMOS compatible logic input
- 0.5 mV typical hold step at  $C_H = 0.01\mu F$
- Low input offset
- 0.002% gain accuracy
- Low output noise in hold mode
- Input characteristics do not change during hold mode
- High supply rejection ratio in sample or hold
- Wide bandwidth

Logic inputs on the LF198 are fully differential with low input current, allowing direct connection to TTL, PMOS, and CMOS. Differential threshold is 1.4V. The LF198 will operate from  $\pm 5V$  to  $\pm 18V$  supplies. It is available in an 8-lead TO-5 package.

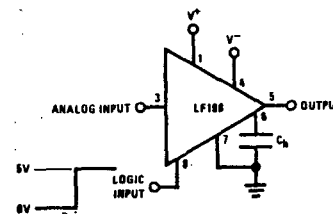
An "A" version is available with tightened electrical specifications.

#### Functional Diagram

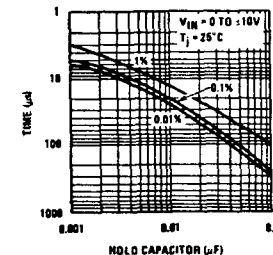


#### Typical Applications

Typical Connection



Acquisition Time



LF198/LF298/LF398, LF198A/LF398A

### Absolute Maximum Ratings

Supply Voltage	±18V	Input Voltage	Equal to Supply Voltage
Power Dissipation (Package Limitation) (Note 1)	500 mW	Logic To Logic Reference Differential Voltage (Note 2)	+7V, -30V
Operating Ambient Temperature Range	-65°C to +125°C	Output Short Circuit Duration	Indefinite
LF198/LF198A	-65°C to +125°C	Hold Capacitor Short Circuit Duration	10 sec
LF298	-25°C to +85°C	Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)	300°C
LF398/LF398A	0°C to +70°C		
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C		

### Electrical Characteristics (Note 3)

PARAMETER	CONDITIONS	LF198/LF298			LF398			UNITS
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Input Offset Voltage, (Note 6)	T <sub>J</sub> = 25°C		1	3		2	7	mV
	Full Temperature Range			5			10	mV
Input Bias Current, (Note 6)	T <sub>J</sub> = 25°C		5	25		10	50	nA
	Full Temperature Range			75			100	nA
Input Impedance	T <sub>J</sub> = 25°C		10 <sup>10</sup>			10 <sup>10</sup>		Ω
Gain Error	T <sub>J</sub> = 25°C, R <sub>L</sub> = 10k		0.002	0.005		0.004	0.01	%
	Full Temperature Range			0.02			0.02	%
Feedthrough Attenuation Ratio at 1 kHz	T <sub>J</sub> = 25°C, C <sub>H</sub> = 0.01μF	86	96		80	90		dB
	T <sub>J</sub> = 25°C, "HOLD" mode		0.5	2		0.5	4	Ω
Output Impedance	Full Temperature Range			4			6	Ω
	T <sub>J</sub> = 25°C, C <sub>H</sub> = 0.01μF, V <sub>OUT</sub> = 0		0.5	2.0		1.0	2.5	mV
"HOLD" Step, (Note 4)	T <sub>J</sub> = 25°C		4.5	5.5		4.5	6.5	mA
Supply Current, (Note 6)	T <sub>J</sub> ≥ 25°C		2	10		2	10	μA
Logic and Logic Reference Input Current	T <sub>J</sub> = 25°C							
Leakage Current into Hold Capacitor (Note 6)	T <sub>J</sub> = 25°C, (Note 5)		30	100		30	200	pA
	Hold Mode							
Acquisition Time to 0.1%	ΔV <sub>OUT</sub> = 10V, C <sub>H</sub> = 1000 pF		4			4		μs
	C <sub>H</sub> = 0.01μF		20			20		μs
Hold Capacitor Charging Current	V <sub>IN</sub> - V <sub>OUT</sub> = 2V		5			5		mA
Supply Voltage Rejection Ratio	V <sub>OUT</sub> = 0	80	110		80	110		dB
Differential Logic Threshold	T <sub>J</sub> = 25°C	0.8	1.4	2.4	0.8	1.4	2.4	V

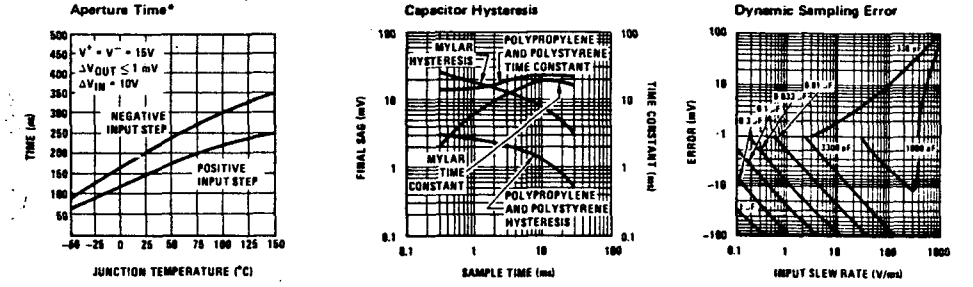
193

### Electrical Characteristics (Continued) (Note 3)

PARAMETER	CONDITIONS	LF198A			LF398A			UNITS
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Input Offset Voltage, (Note 6)	T <sub>J</sub> = 25°C		1	1		2	2	mV
	Full Temperature Range			2			3	mV
Input Bias Current, (Note 6)	T <sub>J</sub> = 25°C		6	25		10	25	nA
	Full Temperature Range			75			60	nA
Input Impedance	T <sub>J</sub> = 25°C		10 <sup>10</sup>			10 <sup>10</sup>		Ω
Gain Error	T <sub>J</sub> = 25°C, R <sub>L</sub> = 10k		0.002	0.005		0.004	0.005	%
	Full Temperature Range			0.01			0.01	%
Feedthrough Attenuation Ratio at 1 kHz	T <sub>J</sub> = 25°C, C <sub>H</sub> = 0.01μF	86	96		86	90		dB
	T <sub>J</sub> = 25°C, "HOLD" mode		0.5	1		0.5	1	Ω
Output Impedance	Full Temperature Range			4			6	Ω
	T <sub>J</sub> = 25°C, C <sub>H</sub> = 0.01μF, V <sub>OUT</sub> = 0		0.5	1		1.0	1	mV
"HOLD" Step, (Note 4)	T <sub>J</sub> ≥ 25°C		4.5	5.5		4.5	6.5	mA
Supply Current, (Note 6)	T <sub>J</sub> = 25°C		2	10		2	10	μA
Logic and Logic Reference Input Current	T <sub>J</sub> = 25°C, (Note 5)		30	100		30	100	pA
Leakage Current into Hold Capacitor (Note 6)	Hold Mode							
	Acquisition Time to 0.1%		4	6		4	6	μs
Hold Capacitor Charging Current	ΔV <sub>OUT</sub> = 10V, C <sub>H</sub> = 1000 pF		20	25		20	25	μs
	C <sub>H</sub> = 0.01μF		5			5		mA
Supply Voltage Rejection Ratio	V <sub>OUT</sub> = 0	90	110		90	110		dB
Differential Logic Threshold	T <sub>J</sub> = 25°C	0.8	1.4	2.4	0.8	1.4	2.4	V

- Note 1: The maximum junction temperature of the LF198/LF198A is 150°C, for the LF298, 115°C, and for the LF398/LF398A, 100°C. When operating at elevated ambient temperature, the power dissipation must be derated based on a thermal resistance (θ<sub>JA</sub>) of 150°C/W.
- Note 2: Although the differential voltage may not exceed the limits given, the common-mode voltage on the logic pins may be equal to the supply voltages without causing damage to the circuit. For proper logic operation, however, one of the logic pins must always be at least 2V below the positive supply and 3V above the negative supply.
- Note 3: Unless otherwise specified, the following conditions apply. Unit is in "sample" mode, V<sub>S</sub> = ±15V, T<sub>J</sub> = 25°C, -11.5V ≤ V<sub>IN</sub> ≤ +11.5V, C<sub>H</sub> = 0.01μF, and R<sub>L</sub> = 10 kΩ. Logic reference voltage = 0V and logic voltage = 2.5V.
- Note 4: Hold step is sensitive to stray capacitive coupling between input logic signals and the hold capacitor. 1 pF, for instance, will create an additional 0.5 mV step with a 5V logic swing and a 0.01μF hold capacitor. Magnitude of the hold step is inversely proportional to hold capacitor value.
- Note 5: Leakage current is measured at a junction temperature of 25°C. The effects of junction temperature rise due to power dissipation or elevated ambient can be calculated by doubling the 25°C value for each 11°C increase in chip temperature. Leakage is guaranteed over full input signal range.
- Note 6: These parameters guaranteed over a supply voltage range of ±5 to ±18V.

### Typical Performance Characteristics

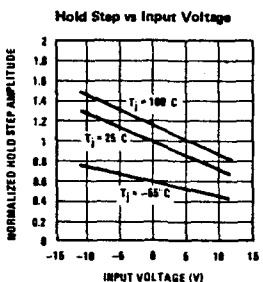
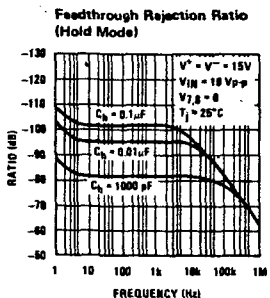
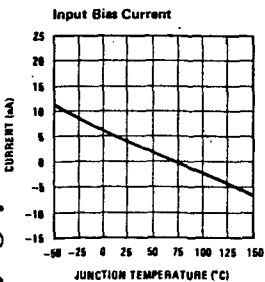
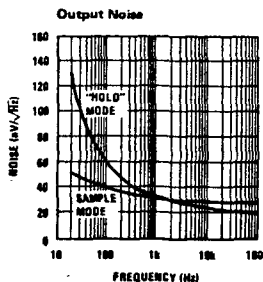
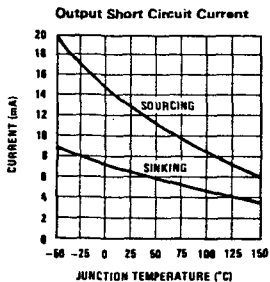
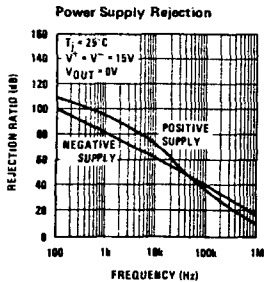
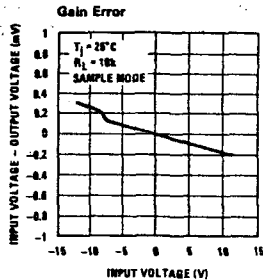
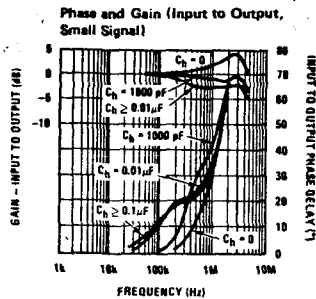
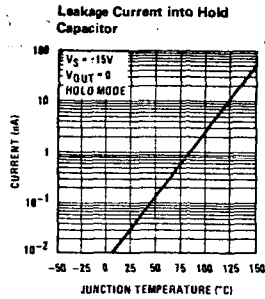
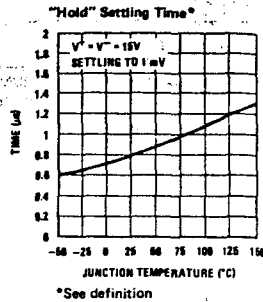
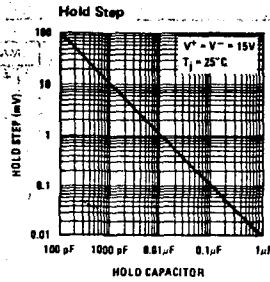
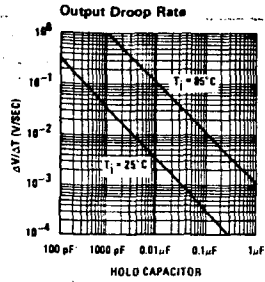


\*See Definition of Terms

LF198/LF298/LF398, LF198A/LF398A

7

**Typical Performance Characteristics** (Continued)



**Application Hints**

**Hold Capacitor**

Hold step, acquisition time, and droop rate are the major trade-offs in the selection of a hold capacitor value. Size and cost may also become important for larger values. Use of the curves included with this data sheet should be helpful in selecting a reasonable value of capacitance. Keep in mind that for fast repetition rates or tracking fast signals, the capacitor drive currents may cause a significant temperature rise in the LF198.

A significant source of error in an accurate sample and hold circuit is dielectric absorption in the hold capacitor. A mylar cap, for instance, may "sag back" up to 0.2% after a quick change in voltage. A long "soak" time is required before the circuit can be put back into the hold mode with this type of capacitor. Dielectrics with very low hysteresis are polystyrene, polypropylene, and Teflon. Other types such as mica and polycarbonate are not nearly as good. Ceramic is unusable with > 1% hysteresis. The advantage of polypropylene over polystyrene is that it extends the maximum ambient temperature from 85°C to 100°C. "NPO" or "COG" capacitors are now available for 125°C operation and also have low dielectric absorption. For more exact data, see the curve labeled dielectric absorption error vs sample time. The hysteresis numbers on the curve are final values, taken after full relaxation. The hysteresis error can be significantly reduced if the output of the LF198 is digitized quickly after the hold mode is initiated. The hysteresis relaxation time constant in polypropylene, for instance, is 10-50 ms. If A-to-D conversion can be made within 1 ms, hysteresis error will be reduced by a factor of ten.

**DC and AC Zeroing**

DC zeroing is accomplished by connecting the offset adjust pin to the wiper of a 1 k $\Omega$  potentiometer which has one end tied to  $V^+$  and the other end tied through a resistor to ground. The resistor should be selected to give  $\approx 0.6$  mA through the 1k potentiometer.

AC zeroing (hold step zeroing) can be obtained by adding an inverter with the adjustment pot tied input to output. A 10 pF capacitor from the wiper to the hold capacitor will give  $\pm 4$  mV hold step adjustment with a 0.01 $\mu\text{F}$  hold capacitor and 5V logic supply. For larger logic swings, a smaller capacitor (< 10 pF) may be used.

**Logic Rise Time**

For proper operation, logic signals into the LF198 must have a minimum  $dV/dt$  of 1.0 V/ $\mu\text{s}$ . Slower signals will cause excessive hold step. If a R/C network is used in front of the logic input for signal delay, calculate the slope of the waveform at the threshold point to ensure that it is at least 1.0 V/ $\mu\text{s}$ .

**Sampling Dynamic Signals**

Sample error due to moving input signals probably causes more confusion among sample-and-hold users than any other parameter. The primary reason for this is that many users make the assumption that the sample and hold amplifier is truly locked on to the input signal while in the sample mode. In actuality, there are finite

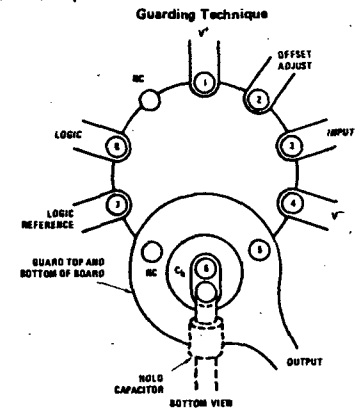
phase delays through the circuit creating an input-output differential for fast moving signals. In addition, although the output may have settled, the hold capacitor has an additional lag due to the 300 $\Omega$  series resistor on the chip. This means that at the moment the "hold" command arrives, the hold capacitor voltage may be somewhat different than the actual analog input. The effect of these delays is opposite to the effect created by delays in the logic which switches the circuit from sample to hold. For example, consider an analog input of 20 Vp-p at 10 kHz. Maximum  $dV/dt$  is 0.6 V/ $\mu\text{s}$ . With no analog phase delay and 100 ns logic delay, one could expect up to (0.1 $\mu\text{s}$ )(0.6V/ $\mu\text{s}$ ) = 60 mV error if the "hold" signal arrived near maximum  $dV/dt$  of the input. A positive-going input would give a +60 mV error. Now assume a 1 MHz (3 dB) bandwidth for the overall analog loop. This generates a phase delay of 160 ns. If the hold capacitor sees this exact delay, then error due to analog delay will be (0.16 $\mu\text{s}$ )(0.6 V/ $\mu\text{s}$ ) = -96 mV. Total output error is +60 mV (digital) -96 mV (analog) for a total of -36 mV. To add to the confusion, analog delay is proportional to hold capacitor value while digital delay remains constant. A family of curves (dynamic sampling error) is included to help estimate errors.

A curve labeled Aperture Time has been included for sampling conditions where the input is steady during the sampling period, but may experience a sudden change nearly coincident with the "hold" command. This curve is based on a 1 mV error fed into the output.

A second curve, Hold Settling Time indicates the time required for the output to settle to 1 mV after the "hold" command.

**Digital Feedthrough**

Fast rise time logic signals can cause hold errors by feeding externally into the analog input at the same time the amplifier is put into the hold mode. To minimize this problem, board layout should keep logic lines as far as possible from the analog input. Grounded guarding traces may also be used around the input line, especially if it is driven from a high impedance source. Reducing high amplitude logic signals to 2.5V will also help.



Use 10-pin layout. Guard around  $C_H$  is tied to output.

# 4521B

## 24-STAGE BINARY COUNTER

**PRELIMINARY**

**GENERAL DESCRIPTION** – The 4521B is a timing circuit consisting of an on-chip oscillator circuit and a 24-stage binary ripple counter. The device has two Oscillator Inputs ( $I_1$  and  $I_2$ ) and two Oscillator Outputs ( $O_1$  and  $O_2$ ), Source Connections to the n-channel and p-channel transistors of the oscillator circuit ( $S_N$  and  $S_P$ ), a Master Reset Input (MR) and Data Outputs from the last seven stages of the 24-stage Ripple Counter ( $Q_{17}$ - $Q_{23}$ ).

The 4521B, as shown in the Block Diagram, may be used with either an external crystal oscillator circuit, an external RC oscillator circuit, or external clock input. Oscillator Output,  $O_2$ , is available for driving additional external loads. The oscillator circuit may be made less sensitive to variations in the power supply voltage by adding external resistors  $R_1$  and  $R_2$  (See Block Diagram). If these external resistors are not required, Source Connection  $S_P$  must be tied to  $V_{DD}$  and Source Connection  $S_N$  must be tied to  $V_{SS}$ .

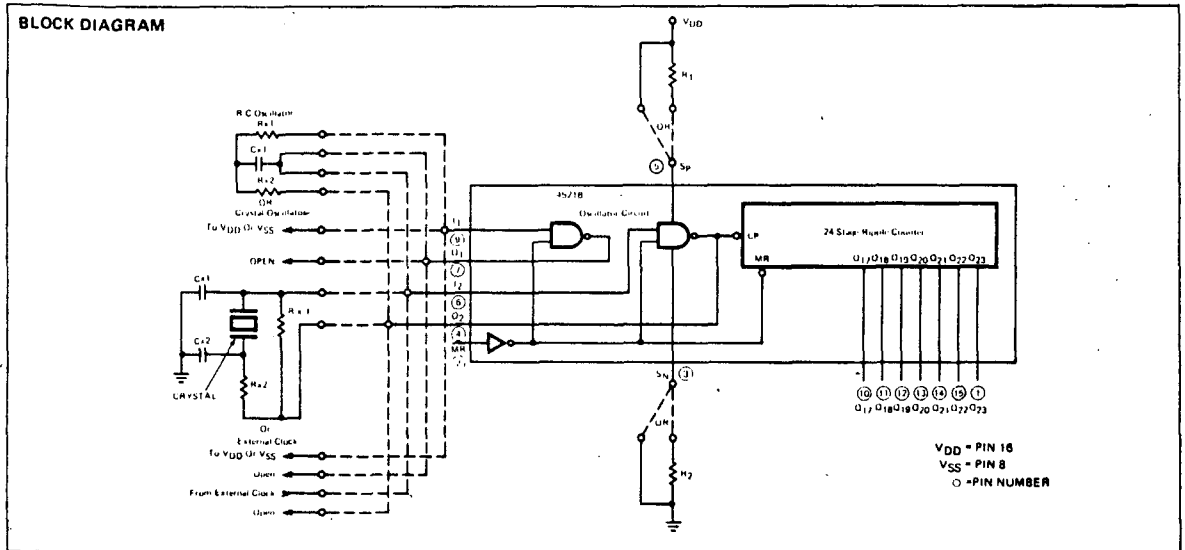
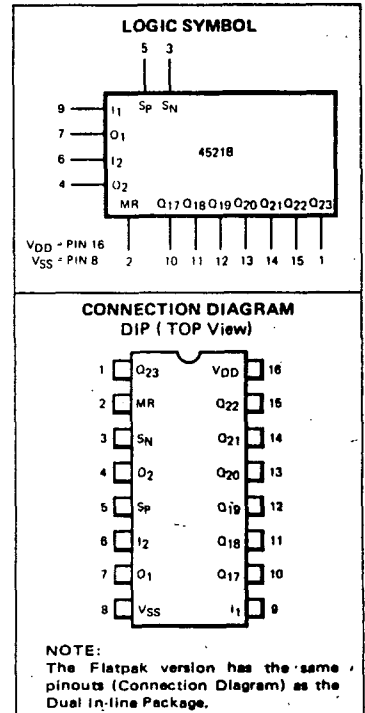
The 24-Stage Ripple Counter advances on the HIGH-to-LOW transition of the clock input with parallel Data Outputs ( $Q_{17}$ - $Q_{23}$ ) from the last seven stages available.

A HIGH on the Master Reset Input (MR) clears all counter stages, forcing all Parallel Data Outputs ( $Q_{17}$ - $Q_{23}$ ) LOW and disables the oscillator circuit, independent of all other inputs. This allows for very low standby power dissipation.

- ON-CHIP CRYSTAL OSCILLATOR CIRCUIT OR ON-CHIP RC OSCILLATOR CIRCUIT OR EXTERNAL CLOCK INPUT
- MASTER RESET INPUT CLEARS ALL COUNTER STAGES AND DISABLES OSCILLATOR CIRCUIT FOR LOW STANDBY POWER
- EXTERNAL SOURCE CONNECTIONS FOR IMPROVED TIMING STABILITY
- OSCILLATOR OUTPUT AVAILABLE FOR DRIVING EXTERNAL LOADS
- MASTER RESET INPUT FACILITATES DIAGNOSTICS

### PIN NAMES

- $I_1, I_2$  Oscillator Inputs
- $S_P$  Source Connection-to-p-channel transistor
- $S_N$  Source Connection-to-n-channel transistor
- MR Master Reset Input
- $O_1, O_2$  Oscillator Outputs
- $Q_{17}$ - $Q_{23}$  Data Outputs





# CD4518BM/CD4518BC, CD4520BM/CD4520BC Dual Synchronous Up Counters

## General Description

The CD4518BM/CD4518BC dual BCD counter and the CD4520BM/CD4520BC dual binary counter are implemented with complementary MOS (CMOS) circuits constructed with N- and P-channel enhancement mode transistors.

Each counter consists of two identical, independent, synchronous, 4-stage counters. The counter stages are toggle flip-flops which increment on either the positive-edge of CLOCK or negative-edge of ENABLE, simplifying cascading of multiple stages. Each counter can be asynchronously cleared by a high level on the RESET

line. All inputs are protected against static discharge by diode clamps to both  $V_{DD}$  and  $V_{SS}$ .

## Features

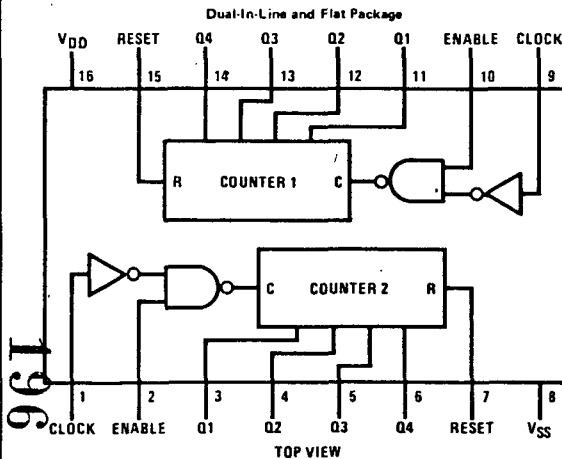
- Wide supply voltage range 3.0V to 15V
- High noise immunity 0.45  $V_{DD}$  (typ.)
- Low power TTL compatibility fan out of 2 driving 74L or 1 driving 74LS
- 6MHz counting rate (typ.) at  $V_{DD} = 10V$

## Truth Table

CLOCK	ENABLE	RESET	ACTION
	1	0	Increment counter
0		0	Increment counter
	X	0	No change
X		0	No change
	0	0	No change
1		0	No change
X	X	1	Q1 thru Q4 = 0

X = Don't Care

## Connection Diagram



Order Number CD4518BMJ,  
CD4518BCJ, CD4520BMJ  
or CD4520BCJ  
See NS Package J16A

Order Number CD4518BMN,  
CD4518BCN, CD4520BMN  
or CD4520BCN  
See NS Package N16E

## Absolute Maximum Ratings

(Notes 1 and 2)

$V_{DD}$ Supply Voltage	-0.5V to +18V
$V_{IN}$ Input Voltage	-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)	260°C

## Recommended Operating Conditions

(Note 2)

$V_{DD}$ Supply Voltage	3V to 15V
$V_{IN}$ Input Voltage	0V to $V_{DD}$
$T_A$ Operating Temperature Range	CD4518BM, CD4520BM -55°C to +125°C CD4518BC, CD4520BC -40°C to +85°C

## DC Electrical Characteristics CD4518BM/CD4520BM (Note 2)

SYM	PARAMETER	CONDITIONS	-55°C		25°C		125°C		UNITS
			MIN	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	
$I_{DD}$	Quiescent Device Current	$V_{DD} = 5V$ $V_{DD} = 10V$ $V_{DD} = 15V$		5 10 20		0.01 0.01 0.01	5 10 20	150 300 600	$\mu A$
$V_{OL}$	Low Level Output Voltage	$ I_{O1}  < 1 \mu A$ , $V_{IH} = V_{DD}$ , $V_{IL} = 0V$ $V_{DD} = 5V$ $V_{DD} = 10V$ $V_{DD} = 15V$		0.05 0.05 0.05		0 0 0	0.05 0.05 0.05	0.05 0.05 0.05	V
$V_{OH}$	High Level Output Voltage	$ I_{O1}  < 1 \mu A$ , $V_{IH} = V_{DD}$ , $V_{IL} = 0V$ $V_{DD} = 5V$ $V_{DD} = 10V$ $V_{DD} = 15V$	4.95 9.95 14.95		4.95 9.95 14.95	5 10 15		4.95 9.95 14.95	V
$V_{IL}$	Low Level Input Voltage	$ I_{O1}  < 1 \mu A$ $V_{DD} = 5V$ , $V_O = 0.5V$ or $4.5V$ $V_{DD} = 10V$ , $V_O = 1V$ or $9V$ $V_{DD} = 15V$ , $V_O = 1.5V$ or $13.5V$		1.5 3.0 4.0		2.25 4.5 6.75	1.5 3.0 4.0	1.5 3.0 4.0	V
$V_{IH}$	High Level Input Voltage	$ I_{O1}  < 1 \mu A$ $V_{DD} = 5V$ , $V_O = 0.5V$ or $4.5V$ $V_{DD} = 10V$ , $V_O = 1V$ or $9V$ $V_{DD} = 15V$ , $V_O = 1.5V$ or $13.5V$	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
$I_{OL}$	Low Level Output Current (Note 3)	$V_{IH} = V_{DD}$ , $V_{IL} = 0V$ $V_{DD} = 5V$ , $V_O = 0.4V$ $V_{DD} = 10V$ , $V_O = 0.5V$ $V_{DD} = 15V$ , $V_O = 1.5V$	0.64 1.6 4.2		0.51 1.3 3.4	0.88 2.25 8.8		0.36 0.9 2.4	mA
$I_{OH}$	High Level Output Current (Note 3)	$V_{IH} = V_{DD}$ , $V_{IL} = 0V$ $V_{DD} = 5V$ , $V_O = 4.6V$ $V_{DD} = 10V$ , $V_O = 9.5V$ $V_{DD} = 15V$ , $V_O = 13.5V$	-0.64 -1.6 -4.2		-0.51 -1.3 -3.4	-0.88 -2.25 -8.8		-0.36 -0.9 -2.4	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	-1.0 1.0	$\mu A$

## DC Electrical Characteristics CD4518BC/CD4520BC (Note 2)

SYM	PARAMETER	CONDITIONS	-40°C		25°C		85°C		UNITS
			MIN	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	
$I_{DD}$	Quiescent Device Current	$V_{DD} = 5V$ $V_{DD} = 10V$ $V_{DD} = 15V$		20 40 80		0.01 0.01 0.01	20 40 80	150 300 600	$\mu A$
$V_{OL}$	Low Level Output Voltage	$ I_{O1}  < 1 \mu A$ , $V_{IH} = V_{DD}$ , $V_{IL} = 0V$ $V_{DD} = 5V$ $V_{DD} = 10V$ $V_{DD} = 15V$		0.05 0.05 0.05		0 0 0	0.05 0.05 0.05	0.05 0.05 0.05	V
$V_{OH}$	High Level Output Voltage	$ I_{O1}  < 1 \mu A$ , $V_{IH} = V_{DD}$ , $V_{IL} = 0V$ $V_{DD} = 5V$ $V_{DD} = 10V$ $V_{DD} = 15V$	4.95 9.95 14.95		4.95 9.95 14.95	5 10 15		4.95 9.95 14.95	V



## MM54C905/MM74C905 12-Bit Successive Approximation Register

### General Description

The MM54C905/MM74C905 CMOS 12-bit successive approximation register contains all the digit control and storage necessary for successive approximation analog-to-digital conversion. Because of the unique capability of CMOS to switch to each supply rail without any offset voltage, it can also be used in digital systems as the control and storage element in repetitive routines.

### Features

- Wide supply voltage range 3.0V to 15V
- Guaranteed noise margin 10.V
- High noise immunity 0.45 V<sub>CC</sub> typ.
- Low power TTL compatibility fan out of 2 driving 74L
- Provision for register extension or truncation
- Operates in START/STOP or continuous conversation mode
- Drive ladder switches directly. For 10 bits or less with 50k/100k R1/2R ladder network

See page 2-7 for Detailed Specifications



## ADC0801, ADC0802, ADC0803, ADC0804, ADC0805 8-Bit $\mu$ P Compatible A/D Converters

### General Description

The ADC0801, ADC0802, ADC0803, ADC0804 and ADC0805 are CMOS 8-bit successive approximation A/D converters which use a differential potentiometric ladder—similar to the 256R products. These converters are designed to allow operation with the 8080A control bus, and TRI-STATE<sup>®</sup> output latches directly drive the data bus. These A/Ds appear like memory locations or I/O ports to the microprocessor and no interfacing logic is needed.

A new differential analog voltage input allows increasing the common-mode rejection and offsetting the analog zero input voltage value. In addition, the voltage reference input can be adjusted to allow encoding any smaller analog voltage span to the full 8 bits of resolution.

### Features

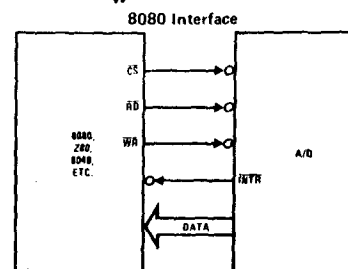
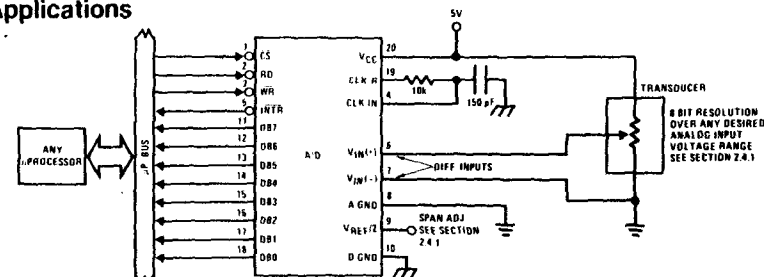
- Compatible with 8080  $\mu$ P derivatives—no interfacing logic needed
- Easy interface to all microprocessors, or operates "stand alone"

- Differential analog voltage inputs
- Logic inputs and outputs meet both MOS and T<sup>2</sup>L voltage level specifications
- Works with 2.5V (LM336) voltage reference
- On-chip clock generator
- 0V to 5V analog input voltage range with single 5V supply
- No zero adjust required
- 0.3" standard width 20-pin DIP package

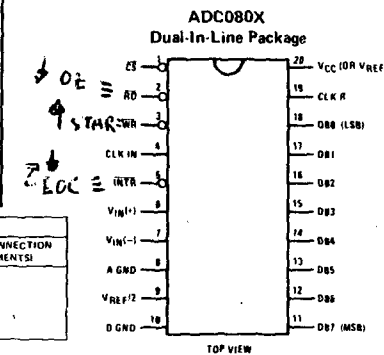
### Key Specifications

- Resolution 8 bits
- Total error  $\pm 1/4$  LSB,  $\pm 1/2$  LSB and  $\pm 1$  LSB
- Conversion time 100  $\mu$ s
- Access time 135 ns
- Single supply 5 V<sub>DC</sub>
- Operates ratiometrically or with 5 V<sub>DC</sub>, 2.5 V<sub>DC</sub>, or analog span adjusted voltage reference

### Typical Applications



### Connection Diagram



LINEARITY SPECIFICATION			
PART NUMBER	FULL SCALE ADJUSTED	VREF/2 - 2.500 VDC (NO ADJUSTMENTS)	VREF/2 - NO CONNECTION (NO ADJUSTMENTS)
ADC0801	$\pm 1/4$ LSB		
ADC0802		$\pm 1/2$ LSB	
ADC0803	$1/2$ LSB		
ADC0804		$\pm 1$ LSB	
ADC0805			$\pm 1$ LSB

TRI-STATE<sup>®</sup> is a registered trademark of National Semiconductor Corp.

Supply Voltage (V<sub>CC</sub>) (Note 3) 6.5V  
 Logic Control Inputs -0.3V to +18V  
 At Other Input and Outputs -0.3V to (V<sub>CC</sub> + 0.3V)  
 Storage Temperature Range 65°C to +150°C  
 Package Dissipation at T<sub>A</sub> = 25°C 875 mW  
 Lead Temperature (Soldering, 10 seconds) 300°C

Temperature Range (Note 1)  
 ADC0801/02/03/04/LCD  
 ADC0801/02/03/05/LCN  
 ADC0804/LCN  
 Range of V<sub>CC</sub> (Note 1)  
 T<sub>MIN</sub> ≤ T<sub>A</sub> ≤ T<sub>MAX</sub>  
 -55°C ≤ T<sub>A</sub> ≤ +125°C  
 -40°C ≤ T<sub>A</sub> ≤ +85°C  
 0°C ≤ T<sub>A</sub> ≤ +70°C  
 4.5 VDC to 6.3 VDC

**Electrical Characteristics**

The following specifications apply for V<sub>CC</sub> = 5 VDC, T<sub>MIN</sub> ≤ T<sub>A</sub> ≤ T<sub>MAX</sub> and f<sub>CLK</sub> = 640 kHz unless otherwise specified.

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
ADC0801 Total Adjusted Error (Note 8)	With Full Scale Adj (See Section 2.5.2)			±1/4	LSB
ADC0802 Total Unadjusted Error (Note 8)	V <sub>REF/2</sub> - 2.500 VDC (R <sub>SOURCE</sub> = 20kΩ)			±1/2	LSB
ADC0803 Total Adjusted Error (Note 8)	With Full Scale Adj (See Section 2.5.2)			±1/2	LSB
ADC0804 Total Unadjusted Error (Note 8)	V <sub>REF/2</sub> - 2.500 VDC (R <sub>SOURCE</sub> = 20kΩ)			±1	LSB
ADC0805 Total Unadjusted Error (Note 8)	V <sub>REF/2</sub> - NC (R <sub>SOURCE</sub> = 20kΩ)			±1	LSB
V <sub>REF/2</sub> Input Resistance (Pin 9)	ADC0801/02/03/05 ADC0804 (Note 9)	2.5 1.0	8.0 1.3		kΩ
Analog Input Voltage Range	(Note 4) V <sub>(-)</sub> to V <sub>(+)</sub>	Gnd - 0.05		V <sub>CC</sub> + 0.05	VDC
DC Common Mode Rejection	Over Analog Input Voltage Range			±1/8	LSB
Power Supply Sensitivity	V <sub>CC</sub> = 5 VDC ±10% Over Allowed V <sub>IN(+)</sub> and V <sub>IN(-)</sub> Voltage Range (Note 4)			±1/8	LSB

**AC Electrical Characteristics**

The following specifications apply for V<sub>CC</sub> = 5 VDC and T<sub>A</sub> = 25°C unless otherwise specified.

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
f <sub>CLK</sub> Clock Frequency	V <sub>CC</sub> = 6V, (Note 5) V <sub>CC</sub> = 5V	100 100	640 640	1280 800	kHz
T <sub>C</sub> Conversion Time	(Note 6)	66		73	1/f <sub>CLK</sub>
CR Conversion Rate In Free Running Mode	INTR tied to WR with CS = 0 VDC, f <sub>CLK</sub> = 640 kHz			8770	conv/s
t <sub>WI(WR)</sub> L Width of WR Input (Start Pulse Width)	CS = 0 VDC (Note 7)	100			ns
t <sub>ACC</sub> Access Time (Delay from Falling Edge of RD to Output Data Valid)	C <sub>L</sub> = 100 pF (Use Bus Driver IC for Larger C <sub>L</sub> )		135	200	ns
t <sub>1H, 10H</sub> TRI-STATE Control (Delay from Rising Edge of RD to Hi-Z State)	C <sub>L</sub> = 10 pF, R <sub>L</sub> = 10k (See TRI-STATE Test Circuits)		125	250	ns
t <sub>WI, 1RI</sub> Delay from Falling Edge of WR or RD to Reset of INTR			300	450	ns
C <sub>IN</sub> Input Capacitance of Logic Control Inputs			5	7.5	pF
C <sub>OUT</sub> TRI-STATE Output Capacitance (Data Buffers)			5	7.5	pF

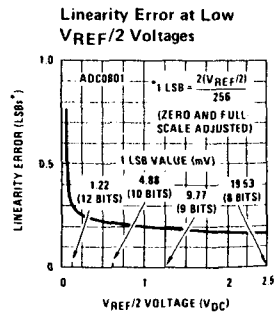
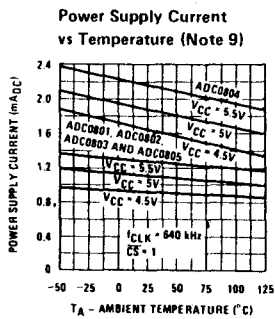
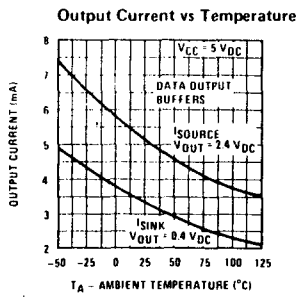
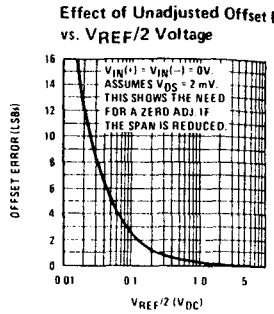
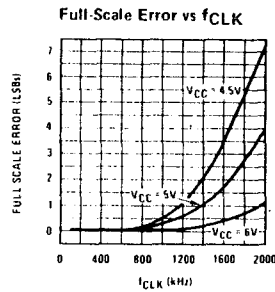
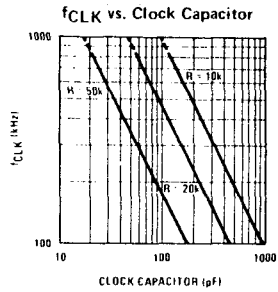
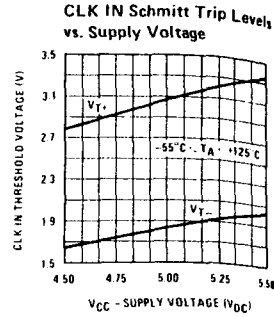
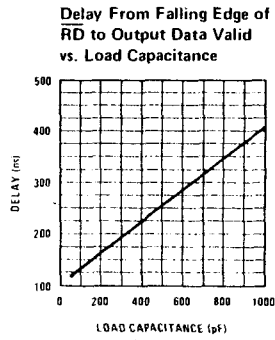
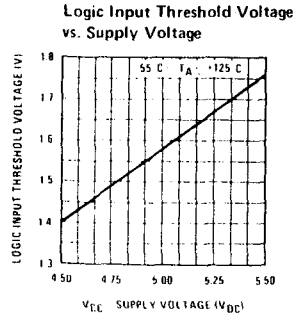
Following specifications apply for V<sub>CC</sub> = 5 VDC and T<sub>MIN</sub> ≤ T<sub>A</sub> ≤ T<sub>MAX</sub>, unless otherwise specified.

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
<b>INPUTS (Note: CLK IN (Pin 4) is the input of a Schmitt trigger circuit and is therefore specified separately)</b>					
(1) Logical "1" Input Voltage (Except Pin 4 CLK IN)	V <sub>CC</sub> = 5.25 VDC	2.0		15	VDC
(2) Logical "0" Input Voltage (Except Pin 4 CLK IN)	V <sub>CC</sub> = 4.75 VDC		0.8		VDC
Logical "1" Input Current (All Inputs)	V <sub>IN</sub> = 5 VDC		0.005	1	μADC
Logical "0" Input Current (All Inputs)	V <sub>IN</sub> = 0 VDC	-1	-0.005		μADC
<b>CLK IN AND CLOCK R</b>					
CLK IN (Pin 4) Positive Going Threshold Voltage		2.7	3.1	3.5	VDC
CLK IN (Pin 4) Negative Going Threshold Voltage		1.5	1.8	2.1	VDC
CLK IN (Pin 4) Hysteresis (V <sub>T+</sub> - V <sub>T-</sub> )		0.6	1.3	2.0	VDC
(0) Logical "0" CLK R Output Voltage	I <sub>O</sub> = 360 μA V <sub>CC</sub> = 4.75 VDC			0.4	VDC
(1) Logical "1" CLK R Output Voltage	I <sub>O</sub> = 360 μA V <sub>CC</sub> = 4.75 VDC	2.4			VDC
<b>DATA OUTPUTS AND INTR</b>					
(0) Logical "0" Output Voltage Data Outputs	I <sub>OUT</sub> = 1.6 mA, V <sub>CC</sub> = 4.75 VDC			0.4	VDC
INTR Output	I <sub>OUT</sub> = 1.0 mA, V <sub>CC</sub> = 4.75 VDC			0.4	VDC
(1) Logical "1" Output Voltage	I <sub>O</sub> = 360 μA, V <sub>CC</sub> = 4.75 VDC	2.4			VDC
(1) Logical "1" Output Voltage	I <sub>O</sub> = 10 μA, V <sub>CC</sub> = 4.75 VDC	4.5			VDC
TRI-STATE Disabled Output Leakage (All Data Buffers)	V <sub>OUT</sub> = 0 VDC V <sub>OUT</sub> = 5 VDC	-3		3	μADC μADC
VRCE	V <sub>OUT</sub> Short to Gnd, T <sub>A</sub> = 25°C	4.5	6		mADC
VS	V <sub>OUT</sub> Short to V <sub>CC</sub> , T <sub>A</sub> = 25°C	9.0	16		mADC
<b>POWER SUPPLY</b>					
Supply Current (Includes Latch Current)	f <sub>CLK</sub> = 640 kHz, V <sub>REF/2</sub> = NC, T <sub>A</sub> = 25°C and CS = "1"				
	ADC0801/02/03		1.1	1.8	mA
	ADC0804 (Note 9)		1.9	2.5	mA

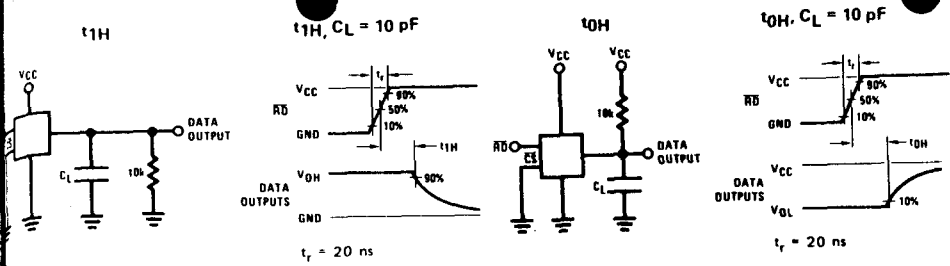
- 1: Absolute maximum ratings are those values beyond which the life of the device may be impaired.
- 2: All voltages are measured with respect to Gnd, unless otherwise specified. The separate A Gnd point should always be wired to the D Gnd.
- 3: A zener diode exists, internally, from V<sub>CC</sub> to Gnd and has a typical breakdown voltage of 7 VDC.
- 4: For V<sub>IN(+)</sub> > V<sub>IN(+)</sub> the digital output code will be 0000 0000. Two on-chip diodes are tied to each analog input (see block diagram) and will forward conduct for analog input voltages one diode drop below ground or one diode drop greater than the V<sub>CC</sub> supply. Be careful, long testing at low V<sub>CC</sub> levels (4.5V), as high level analog inputs (5V) can cause this input diode to conduct—especially at elevated temperatures, because errors for analog inputs near full-scale. The spec allows 50 mV forward bias of either diode. This means that as long as the analog V<sub>IN</sub> does not exceed the supply voltage by more than 50 mV, the output code will be correct. To achieve an absolute 0 VDC to 5 VDC input voltage will therefore require a minimum supply voltage of 4.950 VDC over temperature variations, initial tolerance and loading.
- 5: With V<sub>CC</sub> = 6V, the digital logic interfaces are no longer TTL compatible.
- 6: With an asynchronous start pulse, up to 8 clock periods may be required before the internal clock phases are proper to start the conversion process. The start request is internally latched, see Figure 2 and section 2.0.
- 7: The CS input is assumed to bracket the WR strobe input and therefore timing is dependent on the WR pulse width. An arbitrarily wide pulse width will hold the converter in a reset mode and the start of conversion is initiated by the low to high transition of the WR pulse (see timing diagrams).
- 8: None of these A/Ds requires a zero adjust (see section 2.5.1). To obtain zero code at other analog input voltages see section 2.5 and Figure 5.
- 9: For ADC0804/LCD typical value of V<sub>REF/2</sub> input resistance is 8 kΩ and of I<sub>CC</sub> is 1.1 mA.

86T

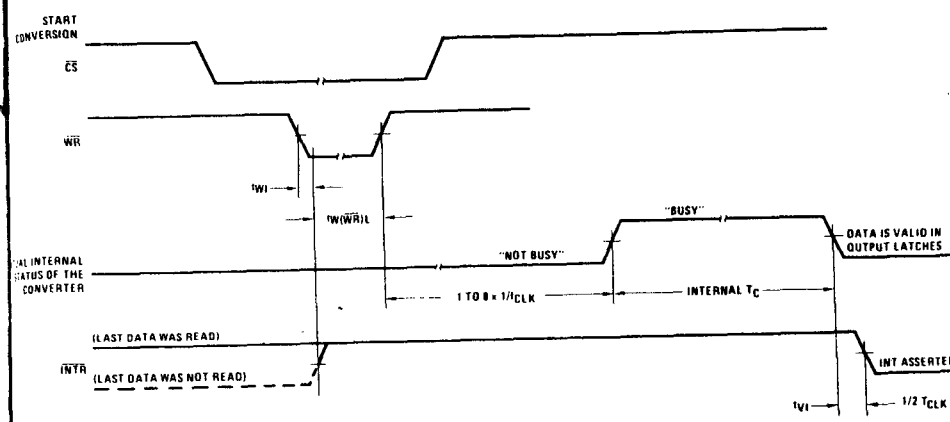
typical Performance Characteristics



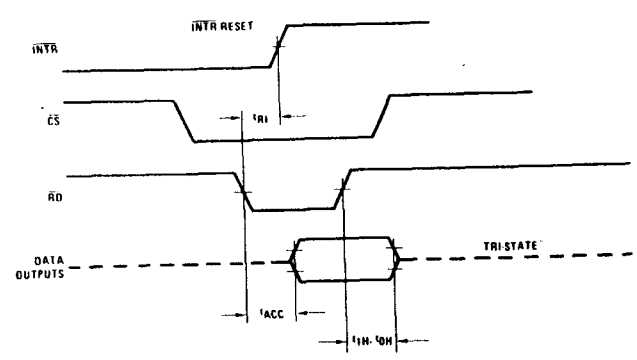
STATE® Test Circuits and Waveforms



Timing Diagrams



Output Enable and Reset INTR



Note: All timing is measured from the 50% voltage points.



CD4019BM/CD4019BC

DC Electrical Characteristics CD4019BC (Note 2)

SYM	PARAMETER	CONDITIONS	-40°C		25°C			85°C		UNITS
			MIN	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	MAX	
I <sub>DD</sub>	Quiescent Device Current	V <sub>DD</sub> = 5V	1		0.03	1		7.5		μA
		V <sub>DD</sub> = 10V	2		0.05	2		15		μA
		V <sub>DD</sub> = 15V	4		0.07	4		30		μA
V <sub>OL</sub>	Low Level Output Voltage	I <sub>O</sub> < 1 μA								V
		V <sub>DD</sub> = 5V		0.05	0	0.05		0.05		V
		V <sub>DD</sub> = 10V		0.05	0	0.05		0.05		V
V <sub>OH</sub>	High Level Output Voltage	I <sub>O</sub> < 1 μA								V
		V <sub>DD</sub> = 5V	4.95		4.95	5		4.95		V
		V <sub>DD</sub> = 10V	9.95		9.95	10		9.95		V
V <sub>IL</sub>	Low Level Input Voltage	V <sub>DD</sub> = 5V, V <sub>O</sub> = 0.5V or 4.5V	1.5		2	1.5		1.5		V
		V <sub>DD</sub> = 10V, V <sub>O</sub> = 1V or 9V	3.0		4	3.0		3.0		V
		V <sub>DD</sub> = 15V, V <sub>O</sub> = 1.5V or 13.5V	4.0		6	4.0		4.0		V
V <sub>IH</sub>	High Level Input Voltage	V <sub>DD</sub> = 5V, V <sub>O</sub> = 0.5V or 4.5V	3.5		3.5	3		3.5		V
		V <sub>DD</sub> = 10V, V <sub>O</sub> = 1V or 9V	7.0		7.0	6		7.0		V
		V <sub>DD</sub> = 15V, V <sub>O</sub> = 1.5V or 13.5V	11.0		11.0	9		11.0		V
I <sub>OL</sub>	Low Level Output Current (Note 3)	V <sub>DD</sub> = 5V, V <sub>O</sub> = 0.4V	0.52		0.44	1		0.36		mA
		V <sub>DD</sub> = 10V, V <sub>O</sub> = 0.5V	1.3		1.1	2.5		0.9		mA
		V <sub>DD</sub> = 15V, V <sub>O</sub> = 1.5V	3.6		3.0	10		2.4		mA
I <sub>OH</sub>	High Level Output Current (Note 3)	V <sub>DD</sub> = 5V, V <sub>O</sub> = 4.6V	-0.2		-0.16	-0.4		-0.12		mA
		V <sub>DD</sub> = 10V, V <sub>O</sub> = 9.5V	-0.5		-0.4	-1.0		-0.3		mA
		V <sub>DD</sub> = 15V, V <sub>O</sub> = 13.5V	-1.4		-1.2	-3.0		-1.0		mA
I <sub>IN</sub>	Input Current	V <sub>DD</sub> = 15V, V <sub>IN</sub> = 0V		-0.30		-10 <sup>-5</sup>	-0.30		-1.0	μA
		V <sub>DD</sub> = 15V, V <sub>IN</sub> = 15V		0.30		10 <sup>-5</sup>	0.30		1.0	μA

AC Electrical Characteristics T<sub>A</sub> = 25°C, C<sub>L</sub> = 50 pF, R<sub>L</sub> = 200k, unless otherwise specified.

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
t <sub>PHL</sub> , t <sub>PLH</sub>	Propagation Delay Input to Output	V <sub>DD</sub> = 5V		100	300	ns
		V <sub>DD</sub> = 10V		50	120	ns
		V <sub>DD</sub> = 15V		45	100	ns
t <sub>THL</sub>	High-to-Low Level Transition Time	V <sub>DD</sub> = 5V		100	200	ns
		V <sub>DD</sub> = 10V		50	100	ns
		V <sub>DD</sub> = 15V		40	80	ns
t <sub>TLH</sub>	Low-to-High Level Transition Time	V <sub>DD</sub> = 5V		150	300	ns
		V <sub>DD</sub> = 10V		70	140	ns
		V <sub>DD</sub> = 15V		50	100	ns
C <sub>IN</sub>	Input Capacitance	All A and B Inputs		5	7.5	pF
		K <sub>A</sub> and K <sub>B</sub> Inputs		10	15	pF

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<sub>SS</sub> = 0V unless otherwise specified.

Note 3: I<sub>OH</sub> and I<sub>OL</sub> are tested one output at a time.



**CD4020BM/CD4020BC 14-Stage Ripple Carry Binary Counters**  
**CD4040BM/CD4040BC 12-Stage Ripple Carry Binary Counters**  
**CD4060BM/CD4060BC 14-Stage Ripple Carry Binary Counters**

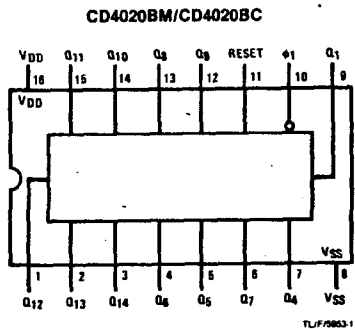
General Description

The CD4020BM/CD4020BC, CD4060BM/CD4060BC are 14-stage ripple carry binary counters, and the CD4040BM/CD4040BC is a 12-stage ripple carry binary counter. The counters are advanced one count on the negative transition of each clock pulse. The counters are reset to the zero state by a logical "1" at the reset input independent of clock.

Features

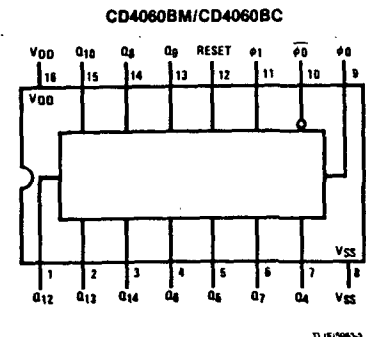
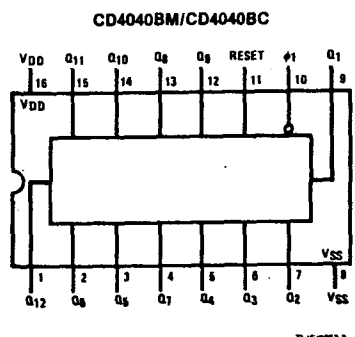
- Wide supply voltage range 1.0V to 15V
- High noise immunity 0.45 V<sub>DD</sub> (typ.)
- Low power TTL compatibility fan out of 2 driving 74L or 1 driving 74LS
- Medium speed operation 8 MHz typ. at V<sub>DD</sub> = 10V
- Schmitt trigger clock input

Connection Diagrams Dual-In-Line Packages/Top Views



Order Number CD4020BMJ, CD4020BCJ, CD4040BMJ, CD4040BCJ, CD4060BMJ or CD4060BCJ  
See NS Package J16A

Order Number CD4020BMN, CD4020BCN, CD4040BMN, CD4040BCN, CD4060BMN or CD4060BCN  
See NS Package N16E



CD4020BM/CD4020BC, CD4040BM/CD4040BC, CD4060BM/CD4060BC

**Absolute Maximum Ratings**  
(Notes 1 and 2)

V <sub>DD</sub> Supply Voltage	-0.5V to +18V
V <sub>IN</sub> Input Voltage	-0.5V to V <sub>DD</sub> + 0.5V
T <sub>s</sub> Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
P <sub>d</sub> Package Dissipation	500mW
T <sub>L</sub> Lead Temperature (soldering, 10 seconds)	260°C

**Recommended Operating Conditions**

V <sub>DD</sub> Supply Voltage	+3V to +15V
V <sub>IN</sub> Input Voltage	0V to V <sub>DD</sub>
T <sub>A</sub> Operating Temperature Range	-55°C to +125°C
	CD40XXBM
	CD40XXBC

**DC Electrical Characteristics** CD40XXBM (Note 2)

SYM	PARAMETER	CONDITIONS	-55°C		+25°C			+125°C		UNITS
			MIN	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	MAX	
I <sub>DD</sub>	Quiescent Device Current	V <sub>DD</sub> = 5V, V <sub>IN</sub> = V <sub>DD</sub> or V <sub>SS</sub> V <sub>DD</sub> = 10V, V <sub>IN</sub> = V <sub>DD</sub> or V <sub>SS</sub> V <sub>DD</sub> = 15V, V <sub>IN</sub> = V <sub>DD</sub> or V <sub>SS</sub>		5 -10 20			5 10 20		150 300 600	μA
V <sub>OL</sub>	Low Level Output Voltage	V <sub>DD</sub> = 5V V <sub>DD</sub> = 10V V <sub>DD</sub> = 15V		0.05 0.05 0.05		0 0 0	0.05 0.05 0.05		0.05 0.05 0.05	V
V <sub>OH</sub>	High Level Output Voltage	V <sub>DD</sub> = 5V V <sub>DD</sub> = 10V V <sub>DD</sub> = 15V	4.95 9.95 14.95		4.95 9.95 14.95	5 10 15		4.95 9.95 14.95		V
V <sub>IL</sub>	Low Level Input Voltage	V <sub>DD</sub> = 5V, V <sub>O</sub> = 0.5V or 4.5V V <sub>DD</sub> = 10V, V <sub>O</sub> = 1.0V or 9.0V V <sub>DD</sub> = 15V, V <sub>O</sub> = 1.5V or 13.5V		1.5 3.0 4.0		2 4 6	1.5 3.0 4.0		1.5 3.0 4.0	V
V <sub>IH</sub>	High Level Input Voltage	V <sub>DD</sub> = 5V, V <sub>O</sub> = 0.5V or 4.5V V <sub>DD</sub> = 10V, V <sub>O</sub> = 1.0V or 9.0V V <sub>DD</sub> = 15V, V <sub>O</sub> = 1.5V or 13.5V	3.5 7.0 11.0		3.5 7.0 11.0	3 6 9		3.5 7.0 11.0		V
I <sub>OL</sub>	Low Level Output Current (See Note 3)	V <sub>DD</sub> = 5V, V <sub>O</sub> = 0.4V V <sub>DD</sub> = 10V, V <sub>O</sub> = 0.5V V <sub>DD</sub> = 15V, V <sub>O</sub> = 1.5V	0.64 1.6 4.2	0.51 1.3 3.4	0.88 2.25 8.8		0.36 0.9 2.4		mA	
I <sub>OH</sub>	High Level Output Current (See Note 3)	V <sub>DD</sub> = 5V, V <sub>O</sub> = 4.6V V <sub>DD</sub> = 10V, V <sub>O</sub> = 9.5V V <sub>DD</sub> = 15V, V <sub>O</sub> = 13.5V	-0.64 -1.6 -4.2	-0.51 -1.3 -3.4	-0.88 -2.25 -8.8		-0.36 -0.9 -2.4		mA	
I <sub>IN</sub>	Input Current	V <sub>DD</sub> = 15V, V <sub>IN</sub> = 0V V <sub>DD</sub> = 15V, V <sub>IN</sub> = 15V		-0.10 0.10		-10 <sup>-5</sup> 0.10		-1.0 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<sub>SS</sub> = 0V unless otherwise specified.  
 Note 3: Data does not apply to oscillator points φ<sub>0</sub> and φ<sub>0</sub>' of CD4060BM/CD4060BC. I<sub>OH</sub> and I<sub>OL</sub> are tested one output at a time.

**DC Electrical Characteristics** 40XXBC (Note 2)

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	-40°C		+25°C			+85°C		UNITS
			MIN	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	MAX	
I <sub>DD</sub>	Quiescent Device Current	V <sub>DD</sub> = 5V, V <sub>IN</sub> = V <sub>DD</sub> or V <sub>SS</sub> V <sub>DD</sub> = 10V, V <sub>IN</sub> = V <sub>DD</sub> or V <sub>SS</sub> V <sub>DD</sub> = 15V, V <sub>IN</sub> = V <sub>DD</sub> or V <sub>SS</sub>		20 40 80			20 40 80		150 300 600	μA
V <sub>OL</sub>	Low Level Output Voltage	V <sub>DD</sub> = 5V V <sub>DD</sub> = 10V V <sub>DD</sub> = 15V		0.05 0.05 0.05		0 0 0	0.05 0.05 0.05		0.05 0.05 0.05	V
V <sub>OH</sub>	High Level Output Voltage	V <sub>DD</sub> = 5V V <sub>DD</sub> = 10V V <sub>DD</sub> = 15V	4.95 9.95 14.95		4.95 9.95 14.95	5 10 15		4.95 9.95 14.95		V
V <sub>IL</sub>	Low Level Input Voltage	V <sub>DD</sub> = 5V, V <sub>O</sub> = 0.5V or 4.5V V <sub>DD</sub> = 10V, V <sub>O</sub> = 1.0V or 9.0V V <sub>DD</sub> = 15V, V <sub>O</sub> = 1.5V or 13.5V		1.5 3.0 4.0		2 4 6	1.5 3.0 4.0		1.5 3.0 4.0	V
V <sub>IH</sub>	High Level Input Voltage	V <sub>DD</sub> = 5V, V <sub>O</sub> = 0.5V or 4.5V V <sub>DD</sub> = 10V, V <sub>O</sub> = 1.0V or 9.0V V <sub>DD</sub> = 15V, V <sub>O</sub> = 1.5V or 13.5V	3.5 7.0 11.0		3.5 7.0 11.0	3 6 9		3.5 7.0 11.0		V
I <sub>OL</sub>	Low Level Output Current (See Note 3)	V <sub>DD</sub> = 5V, V <sub>O</sub> = 0.4V V <sub>DD</sub> = 10V, V <sub>O</sub> = 0.5V V <sub>DD</sub> = 15V, V <sub>O</sub> = 1.5V	0.52 1.3 3.6		0.44 1.1 3.0	0.88 2.25 8.8		0.36 0.9 2.4		mA
I <sub>OH</sub>	High Level Output Current (See Note 3)	V <sub>DD</sub> = 5V, V <sub>O</sub> = 4.6V V <sub>DD</sub> = 10V, V <sub>O</sub> = 9.5V V <sub>DD</sub> = 15V, V <sub>O</sub> = 13.5V	-0.52 -1.3 3.0		-0.44 -1.1 3.0	-0.88 -2.25 -8.8		-0.36 -0.9 -2.4		mA
I <sub>IN</sub>	Input Current	V <sub>DD</sub> = 15V, V <sub>IN</sub> = 0V V <sub>DD</sub> = 15V, V <sub>IN</sub> = 15V		-0.30 0.30		-10 <sup>-5</sup> 10 <sup>-5</sup>		-0.30 0.30		μA

**AC Electrical Characteristics** CD4020BM/CD4020BC, CD4040BM/CD4040BC

T<sub>A</sub> = 25°C, C<sub>L</sub> = 50pF, R<sub>L</sub> = 200k, t<sub>r</sub> = t<sub>f</sub> = 20ns, unless otherwise noted.

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
t <sub>PHL1</sub> , t <sub>PLH1</sub>	Propagation Delay Time to Q <sub>1</sub>	V <sub>DD</sub> = 5V V <sub>DD</sub> = 10V V <sub>DD</sub> = 15V		250 100 75	550 210 150	ns
t <sub>PHL</sub> , t <sub>PLH</sub>	Interstage Propagation Delay Time from Q <sub>n</sub> to Q <sub>n+1</sub>	V <sub>DD</sub> = 5V V <sub>DD</sub> = 10V V <sub>DD</sub> = 15V		150 60 45	330 125 90	ns
t <sub>THL</sub> , t <sub>TLH</sub>	Transition Time	V <sub>DD</sub> = 5V V <sub>DD</sub> = 10V V <sub>DD</sub> = 15V		100 50 40	200 100 80	ns
t <sub>WL</sub> , t <sub>WH</sub>	Minimum Clock Pulse Width	V <sub>DD</sub> = 5V V <sub>DD</sub> = 10V V <sub>DD</sub> = 15V		125 50 40	335 125 100	ns
t <sub>CL</sub> , t <sub>FL</sub>	Maximum Clock Rise and Fall Time	V <sub>DD</sub> = 5V V <sub>DD</sub> = 10V V <sub>DD</sub> = 15V			no limit no limit no limit	ns
f <sub>CL</sub>	Maximum Clock Frequency	V <sub>DD</sub> = 5V V <sub>DD</sub> = 10V V <sub>DD</sub> = 15V	1.5 4 5	4 10 12		MHz
t <sub>PHL(R)</sub>	Reset Propagation Delay	V <sub>DD</sub> = 5V V <sub>DD</sub> = 10V V <sub>DD</sub> = 15V		200 100 80	450 210 170	ns
t <sub>WH(R)</sub>	Minimum Reset Pulse Width	V <sub>DD</sub> = 5V V <sub>DD</sub> = 10V V <sub>DD</sub> = 15V		200 100 80	450 210 170	ns
C <sub>IN</sub>	Average Input Capacitance	Any Input		5	7.5	pF
C <sub>pd</sub>	Power Dissipation Capacitance			50		pF

201

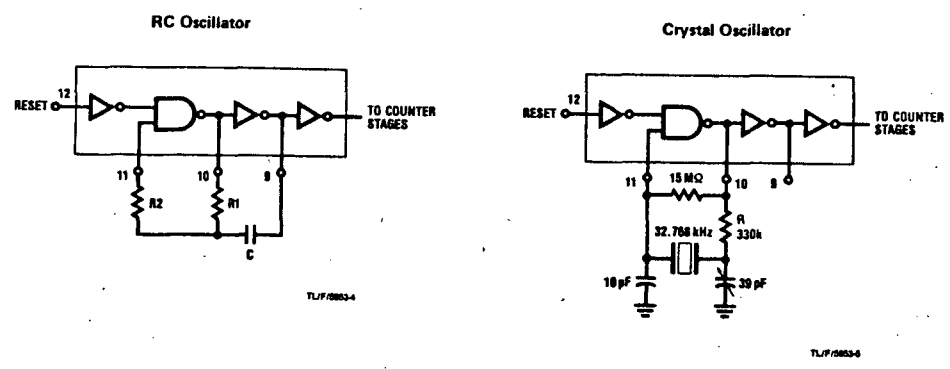
D4020BM/CD4020BC, CD4040BM/CD4040BC, CD4060BM/CD4060BC

5

**AC Electrical Characteristics** CD4060BM/CD4060BC  $T_A = 25^\circ\text{C}$ ,  $C_L = 50\text{ pF}$ ,  $R_{\text{int}} = 200\text{ k}$ ,  $t_r = t_f = 20\text{ ns}$ , unless otherwise noted

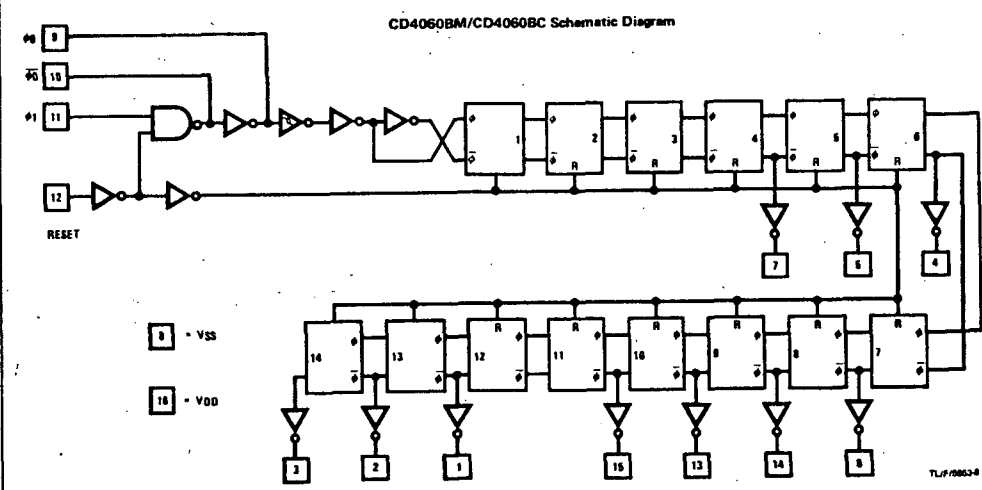
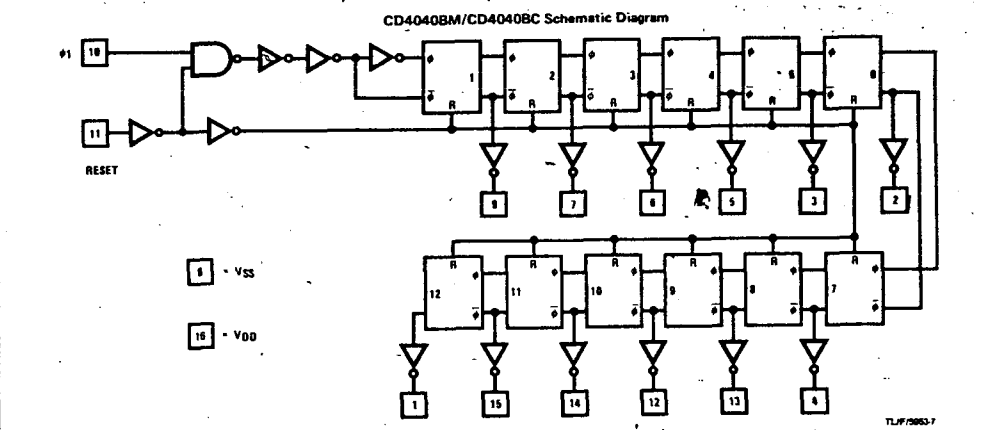
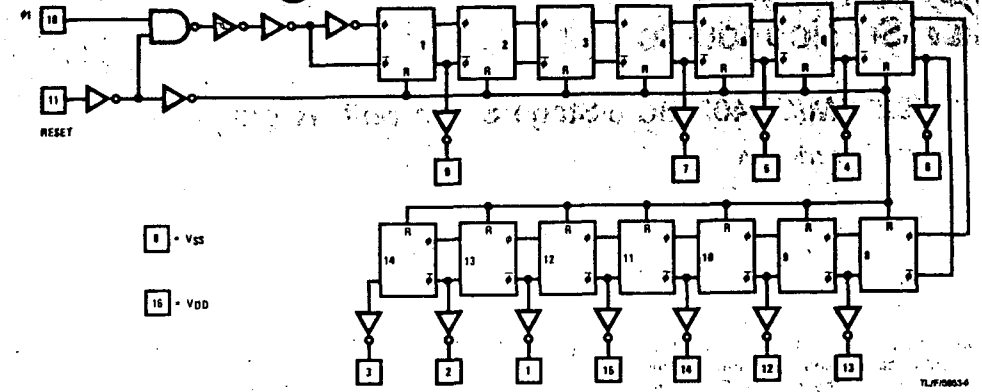
SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
$t_{PHL4}, t_{PLH4}$	Propagation Delay Time to $Q_4$	$V_{DD} = 5\text{V}$ $V_{DD} = 10\text{V}$ $V_{DD} = 15\text{V}$		550 250 200	1300 525 400	ns
$t_{PHL}, t_{PLH}$	Interstage Propagation Delay Time from $Q_n$ to $Q_{n+1}$	$V_{DD} = 5\text{V}$ $V_{DD} = 10\text{V}$ $V_{DD} = 15\text{V}$		150 60 45	330 125 90	ns
$t_{THL}, t_{TLH}$	Transition Time	$V_{DD} = 5\text{V}$ $V_{DD} = 10\text{V}$ $V_{DD} = 15\text{V}$		100 50 40	200 100 80	ns
$t_{WL}, t_{WH}$	Minimum Clock Pulse Width	$V_{DD} = 5\text{V}$ $V_{DD} = 10\text{V}$ $V_{DD} = 15\text{V}$		170 65 50	500 170 125	ns
$t_{rCL}, t_{fCL}$	Maximum Clock Rise and Fall Time	$V_{DD} = 5\text{V}$ $V_{DD} = 10\text{V}$ $V_{DD} = 15\text{V}$			no limit no limit no limit	ns
$f_{CL}$	Maximum Clock Frequency	$V_{DD} = 5\text{V}$ $V_{DD} = 10\text{V}$ $V_{DD} = 15\text{V}$	1 3 4	3 8 10		MHz MHz MHz
$t_{PHL(R)}$	Reset Propagation Delay	$V_{DD} = 5\text{V}$ $V_{DD} = 10\text{V}$ $V_{DD} = 15\text{V}$		200 100 80	450 210 170	ns
$t_{WH(R)}$	Minimum Reset Pulse Width	$V_{DD} = 5\text{V}$ $V_{DD} = 10\text{V}$ $V_{DD} = 15\text{V}$		200 100 80	450 210 170	ns
$C_{in}$	Average Input Capacitance	Any Input		5	7.5	pF
$C_{pd}$	Power Dissipation Capacitance			50		pF

**CD4060B Typical Oscillator Connections**



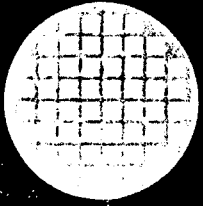
202

**Schematic Diagrams**



CD4020BM/CD4020BC, CD4040BM/CD4040BC, CD4060BM/CD4060BC

5



**inmos**

# High Performance 64K Dynamic RAM

## IMS2600 64Kx1

## IMS2620\* 16Kx4

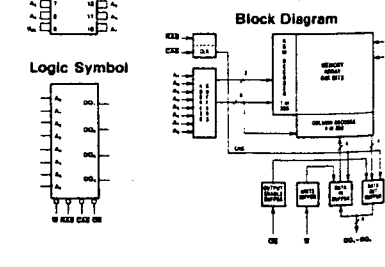
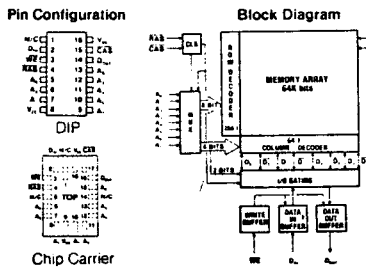
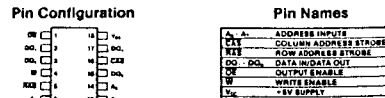
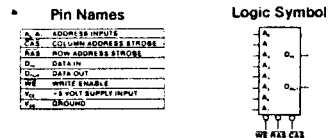
\*No Page Mode Operation

### Features

- High Speed, RAS Access of 100 and 120ns
- Cycle Times of 160 and 190ns
- Low Power: 22mW Standby, 303mW Active (350ns Cycle Time), 413mW Active (190ns Cycle Time)
- Single +5V ± 10% Power Supply
- On-Chip refresh using CAS-before-RAS, Pin 1 left as N/C for 256K expansion
- Indefinite D<sub>OUT</sub> Hold Under CAS Control
- Industry Standard 16 Pin Configuration
- Nibble-Mode Capability (High Speed 4 Bit Serial Mode)
- 4ms/256 Cycle Refresh
- All Inputs and Output TTL Compatible
- Read, Write and Read-Modify-Write Capability on Single Bit and in Nibble Mode
- RAS-Only Refresh Capability
- Common I/O Capability using "Early-Write"

### Features

- 16K x 4 Organization
- High Speed, RAS Access of 100, 120 and 150ns
- Cycle Times of 160, 190 and 230ns
- Low Power: 22mW Standby, 303mW Active (350ns Cycle Time), 413mW Active (190ns Cycle Time)
- Common I/O
- Single +5V ± 10% Power Supply
- On-Chip Refresh Assist using CAS-before-RAS
- Multiplexed Addresses 8 Row, 6 Column
- 18 Pin Package - JEDEC Std. Pinout
- All Inputs and Outputs TTL Compatible
- Output Enable (OE) Control for Greater Timing Flexibility
- 4ms/256 Cycle Refresh
- Read, Write and Read-Modify-Write Capability
- 25 MBit Data Rate



Inmos Corporation • P.O. Box 16000 • Colorado Springs, Colorado 80935 • (303) 630-4000 • TWX 910 920 4904  
Whitefriars • Lewins Mead • Bristol BS1 2NP • England • Phone Bristol 272 290 861 • TLX: 851-444723

Inmos reserves the right to make changes in specifications at any time and without notice. The information furnished by Inmos in this publication is believed to be accurate. However, no responsibility is assumed for its use, nor for any infringements of patents or other rights of third parties resulting from its use. No license is granted under any patents, trade marks, or other rights of Inmos.



Integrated Device Technology, Inc.

## CMOS STATIC RAMS 16K (2K x 8 BIT)

## IDT6116S IDT6116L

MILITARY / INDUSTRIAL / COMMERCIAL TEMPERATURE RANGES

### FEATURES:

- High-speed (equal access and cycle time)
- MILITARY/INDUSTRIAL
  - IDT6116S 90/120/150 ns (max.)
  - IDT6116L 90/120/150 ns (max.)
- COMMERCIAL
  - IDT6116S 70/90/120 ns (max.)
  - IDT6116L 90/120/150 ns (max.)
- Low power consumption
  - IDT6116S Active: 180 mW (Typ.) Standby: 100 μW (Typ.)
  - IDT6116L Active: 160 mW (Typ.) Standby: 20 μW (Typ.)
- Battery backup operation — 2 V data retention voltage
- Produced with advanced CEMOS™ I high-performance technology
- CEMOS™ I process virtually eliminates alpha particle soft-error rates (with no organic die coatings)
- Single 5V (±10%) power supply
- Input and output directly TTL compatible
- Three-state output
- Static operation: no clocks or refresh required
- Standard 24-pin dual-in-line ceramic sidebraced package or 28-pin and 32-pin LCC.
- Pin compatible with standard 16K static RAM and EPROM
- Standard product 100% screened to MIL-STD-883, Class C
- Military product available 100% screened to Class B

### DESCRIPTION:

The IDT6116 is a 16,384-bit high-speed static RAM organized as 2K x 8. It is fabricated using IDT's high-performance, high-reliability technology—CEMOS™ I. This state-of-the-art technology, combined with innovative circuit design techniques, provides a cost-effective alternative to bipolar and fast NMOS memories.

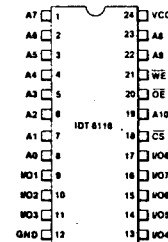
Access times as fast as 70ns are available with maximum power consumption of only 550mW. The circuit also offers a reduced power standby mode. When CS goes high, the circuit will automatically go to, and remain in, a standby power mode as long as CS remains high. In the standby mode, the low power device consumes less than 20μW typically. This capability provides significant system level power and cooling savings. Both versions also offer a battery backup data retention capability where the circuit typically consumes only 1 μW to 4 μW operating off of a 2V battery.

All inputs and outputs of the IDT6116 are TTL compatible and operation is from a single 5V supply, simplifying system designs. Fully static asynchronous circuitry is used, requiring no clocks or refreshing for operation, providing equal access and cycle times for ease of use.

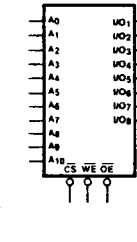
The IDT6116 is packaged in either a 24-pin, 600 mil-DIP or 32-pin and 28-pin leadless chip carriers, providing high board-level packing densities.

The IDT6116 Military RAM is 100% processed in compliance to the test methods of MIL-STD-883, Method 5004, making it ideally suited to military temperature applications demanding the highest level of performance and reliability.

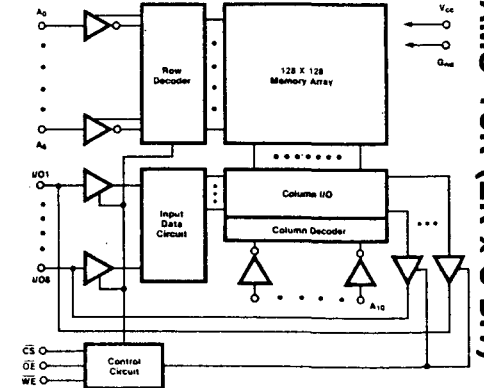
### PIN CONFIGURATION



### LOGIC SYMBOL



### FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM



### PIN NAMES

A <sub>0</sub> -A <sub>10</sub>	ADDRESS	WE	WRITE ENABLE
I/O <sub>0</sub> -I/O <sub>8</sub>	DATA INPUT/OUTPUT	OE	OUTPUT ENABLE
CS	CHIP SELECT	GND	GROUND
V <sub>CC</sub>	POWER		

CEMOS is a trademark of Integrated Device Technology, Inc.

Inmos

MEMORY

IDT6116S/IDT6116L CMOS STATIC RAMS 16K (2K x 8 BIT)

Integrated Device Technology

MEMORY

**ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS<sup>(1)</sup>**

TEMPERATURE RANGE		-55°C to +125°C	-40°C to +85°	0°C to +70°C	UNIT
SYMBOL	PARAMETER	RATING			
V <sub>ILmax</sub>	Voltage on any Pin with Respect to GND	-0.5 to +7.0	-0.5 to +7.0	-0.5 to +7.0	V
T <sub>A</sub>	Operating Temperature	-55 to +125	-40 to +85	0 to +70	°C
T <sub>MAS</sub>	Temperature Under Bias	-65 to +135	-55 to +125	-55 to +125	°C
T <sub>STG</sub>	Storage Temperature	-65 to +150	-65 to +150	-10 to +85	°C
P <sub>T</sub>	Power Dissipation	1.0	1.0	1.0	W
I <sub>OUT</sub>	DC Output Current	50	50	50	mA

1. Stresses greater than those listed under ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS may cause permanent damage to the device. This is a stress rating only and functional operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operational sections of this specification is not implied. Exposure to absolute maximum ratings conditions for extended periods may affect reliability.

**RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS**

SYMBOL	PARAMETER	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
V <sub>CC</sub>	Supply Voltage	4.5	5.0	5.5	V
GND	Supply Voltage	0	0	0	V
V <sub>IH</sub>	Input High Voltage	2.2	3.5	6.0	V
V <sub>IL</sub>	Input Low Voltage	-1.0*	-	+0.8	V
C <sub>L</sub>	Output Load	-	-	100	pF
TTL	Output Load	-	-	1	-

\*Pulse Width: 50ns, DC: V<sub>IL</sub> min. = -0.3V.

MILITARY (T<sub>A</sub> = -55°C to +125°C)

INDUSTRIAL (T<sub>A</sub> = -40°C to +85°C)

COMMERCIAL (T<sub>A</sub> = 0°C to +70°C)

**IDT6116S DC ELECTRICAL CHARACTERISTICS (V<sub>CC</sub> = 5V ± 10%, T<sub>A</sub> = -55°C to +125°C)**

SYMBOL	PARAMETER	TEST CONDITIONS	IDT6116S90/120		IDT6116S150		UNIT		
			MIN.	TYP. <sup>(1)</sup> MAX.	MIN.	TYP. <sup>(1)</sup> MAX.			
I <sub>LI</sub>	Input Leakage Current	V <sub>CC</sub> = 5.5V, V <sub>IN</sub> = GND to V <sub>CC</sub>	-	-	10	-	10	μA	
I <sub>LO</sub>	Output Leakage Current	C <sub>S</sub> = V <sub>IH</sub> or OE = V <sub>IH</sub> V <sub>IO</sub> = GND to V <sub>CC</sub>	-	-	10	-	10	μA	
I <sub>CC</sub>	Operating Power Supply Current	C <sub>S</sub> = V <sub>IL</sub> , I <sub>IO</sub> = 0mA	-	40	100	-	35	90	mA
I <sub>CC1</sub>		V <sub>IH</sub> = 3.5V, V <sub>IL</sub> = 0.6V I <sub>IO</sub> = 0mA	-	35	-	-	30	-	mA
I <sub>CC2</sub>	Dynamic Operating Current	Min. Duty Cycle = 100%	-	40	100	-	35	90	mA
I <sub>SB</sub>	Standby Power Current	C <sub>S</sub> = V <sub>IH</sub>	-	5	25	-	5	25	mA
I <sub>SB1</sub>		C <sub>S</sub> ≥ V <sub>CC</sub> - 0.2V, V <sub>IN</sub> ≥ V <sub>CC</sub> - 0.2V or V <sub>IN</sub> ≤ 0.2V	-	0.02	10	-	0.02	10	mA
V <sub>OL</sub>	Output Low Voltage	I <sub>OL</sub> = 3.5mA <sup>(2)</sup>	-	-	0.4	-	-	0.4	V
V <sub>OH</sub>	Output High Voltage	I <sub>OH</sub> = -1.0mA	2.4	-	-	2.4	-	-	V

1. V<sub>CC</sub> = 5V, T<sub>A</sub> = 25°C  
2. I<sub>OL</sub> = 2.1mA for IDT6116S150

**IDT6116L DC ELECTRICAL CHARACTERISTICS (V<sub>CC</sub> = 5V ± 10%, T<sub>A</sub> = -55°C to +125°C)**

SYMBOL	PARAMETER	TEST CONDITIONS	IDT6116L90/120		IDT6116L150		UNIT		
			MIN.	TYP. <sup>(1)</sup> MAX.	MIN.	TYP. <sup>(1)</sup> MAX.			
I <sub>LI</sub>	Input Leakage Current	V <sub>CC</sub> = 5.5V, V <sub>IN</sub> = GND to V <sub>CC</sub>	-	-	5	-	5	μA	
I <sub>LO</sub>	Output Leakage Current	C <sub>S</sub> = V <sub>IH</sub> or OE = V <sub>IH</sub> V <sub>IO</sub> = GND to V <sub>CC</sub>	-	-	5	-	5	μA	
I <sub>CC</sub>	Operating Power Supply Current	C <sub>S</sub> = V <sub>IL</sub> , I <sub>IO</sub> = 0mA	-	40/35	100/90	-	30	80	mA
I <sub>CC1</sub>		V <sub>IH</sub> = 3.5V, V <sub>IL</sub> = 0.6V I <sub>IO</sub> = 0mA	-	35/30	-	-	30	-	mA
I <sub>CC2</sub>	Dynamic Operating Current	Min. Duty Cycle = 100%	-	40/35	100/90	-	30	80	mA
I <sub>SB</sub>	Standby Power Current	C <sub>S</sub> = V <sub>IH</sub>	-	5	20	-	5	15	mA
I <sub>SB1</sub>		C <sub>S</sub> ≥ V <sub>CC</sub> - 0.2V, V <sub>IN</sub> ≥ V <sub>CC</sub> - 0.2V or V <sub>IN</sub> ≤ 0.2V	-	4	900	-	4	900	μA
V <sub>OL</sub>	Output Low Voltage	I <sub>OL</sub> = 3.5mA <sup>(2)</sup>	-	-	0.4	-	-	0.4	V
V <sub>OH</sub>	Output High Voltage	I <sub>OH</sub> = -1.0mA	2.4	-	-	2.4	-	-	V

1. V<sub>CC</sub> = 5V, T<sub>A</sub> = 25°C  
2. I<sub>OL</sub> = 2.1mA for IDT6116L150

**IDT6116S DC ELECTRICAL CHARACTERISTICS (V<sub>CC</sub> = 5V ± 10%, T<sub>A</sub> = -40°C to +85°C)**

SYMBOL	PARAMETER	TEST CONDITIONS	IDT6116S90/120		IDT6116S150		UNIT		
			MIN.	TYP. <sup>(1)</sup> MAX.	MIN.	TYP. <sup>(1)</sup> MAX.			
I <sub>LI</sub>	Input Leakage Current	V <sub>CC</sub> = 5.5V, V <sub>IN</sub> = GND to V <sub>CC</sub>	-	-	10	-	10	μA	
I <sub>LO</sub>	Output Leakage Current	C <sub>S</sub> = V <sub>IH</sub> or OE = V <sub>IH</sub> V <sub>IO</sub> = GND to V <sub>CC</sub>	-	-	10	-	10	μA	
I <sub>CC</sub>	Operating Power Supply Current	C <sub>S</sub> = V <sub>IL</sub> , I <sub>IO</sub> = 0mA	-	40	90	-	35	80	mA
I <sub>CC1</sub>		V <sub>IH</sub> = 3.5V, V <sub>IL</sub> = 0.6V I <sub>IO</sub> = 0mA	-	35	-	-	30	-	mA
I <sub>CC2</sub>	Dynamic Operating Current	Min. Duty Cycle = 100%	-	40	90	-	35	80	mA
I <sub>SB</sub>	Standby Power Current	C <sub>S</sub> = V <sub>IH</sub>	-	5	20	-	5	20	mA
I <sub>SB1</sub>		C <sub>S</sub> ≥ V <sub>CC</sub> - 0.2V, V <sub>IN</sub> ≥ V <sub>CC</sub> - 0.2V or V <sub>IN</sub> ≤ 0.2V	-	20	2000	-	20	2000	μA
V <sub>OL</sub>	Output Low Voltage	I <sub>OL</sub> = 4mA <sup>(2)</sup>	-	-	0.4	-	-	0.4	V
V <sub>OH</sub>	Output High Voltage	I <sub>OH</sub> = -1.0mA	2.4	-	-	2.4	-	-	V

1. V<sub>CC</sub> = 5V, T<sub>A</sub> = 25°C  
2. I<sub>OL</sub> = 2.1mA for IDT6116S150

**IDT6116L DC ELECTRICAL CHARACTERISTICS (V<sub>CC</sub> = 5V ± 10%, T<sub>A</sub> = -40°C to +85°C)**

SYMBOL	PARAMETER	TEST CONDITIONS	IDT6116L90/120		IDT6116L150		UNIT		
			MIN.	TYP. <sup>(1)</sup> MAX.	MIN.	TYP. <sup>(1)</sup> MAX.			
I <sub>LI</sub>	Input Leakage Current	V <sub>CC</sub> = 5.5V, V <sub>IN</sub> = GND to V <sub>CC</sub>	-	-	2	-	2	μA	
I <sub>LO</sub>	Output Leakage Current	C <sub>S</sub> = V <sub>IH</sub> or OE = V <sub>IH</sub> V <sub>IO</sub> = GND to V <sub>CC</sub>	-	-	2	-	2	μA	
I <sub>CC</sub>	Operating Power Supply Current	C <sub>S</sub> = V <sub>IL</sub> , I <sub>IO</sub> = 0mA	-	40/35	90/80	-	30	70	mA
I <sub>CC1</sub>		V <sub>IH</sub> = 3.5V, V <sub>IL</sub> = 0.6V I <sub>IO</sub> = 0mA	-	35/30	-	-	30	-	mA
I <sub>CC2</sub>	Dynamic Operating Current	Min. Duty Cycle = 100%	-	40/35	90/80	-	30	70	mA
I <sub>SB</sub>	Standby Power Current	C <sub>S</sub> = V <sub>IH</sub>	-	5	20/15	-	4	12	mA
I <sub>SB1</sub>		C <sub>S</sub> ≥ V <sub>CC</sub> - 0.2V, V <sub>IN</sub> ≥ V <sub>CC</sub> - 0.2V or V <sub>IN</sub> ≤ 0.2V	-	4	200	-	4	200	μA
V <sub>OL</sub>	Output Low Voltage	I <sub>OL</sub> = 4mA <sup>(2)</sup>	-	-	0.4	-	-	0.4	V
V <sub>OH</sub>	Output High Voltage	I <sub>OH</sub> = -1.0mA	2.4	-	-	2.4	-	-	V

1. V<sub>CC</sub> = 5V, T<sub>A</sub> = 25°C  
2. I<sub>OL</sub> = 2.1mA for IDT6116L150

**IDT6116S DC CHARACTERISTICS (V<sub>CC</sub> = 5V ± 10%, Gnd = 0V, T<sub>A</sub> = 0°C to +70°C)**

SYMBOL	ITEM	TEST CONDITIONS	IDT6116S 70		IDT6116S 90/120		UNIT		
			MIN.	TYP. <sup>(1)</sup> MAX.	MIN.	TYP. <sup>(1)</sup> MAX.			
I <sub>LI</sub>	Input Leakage Current	V <sub>CC</sub> = 5.5V, V <sub>IN</sub> = GND to V <sub>CC</sub>	-	-	10	-	10	μA	
I <sub>LO</sub>	Output Leakage Current	C <sub>S</sub> = V <sub>IH</sub> or OE = V <sub>IH</sub> V <sub>IO</sub> = GND to V <sub>CC</sub>	-	-	10	-	10	μA	
I <sub>CC</sub>	Operating Power Supply Current	C <sub>S</sub> = V <sub>IL</sub> , I <sub>IO</sub> = 0mA	-	50	100	-	40	80	mA
I <sub>CC1</sub>		V <sub>IH</sub> = 3.5V, V <sub>IL</sub> = 0.6V I <sub>IO</sub> = 0mA	-	40	-	-	35	-	mA
I <sub>CC2</sub>	Average Operating Current	Min. Cycle Duty = 100%	-	50	100	-	40	80	mA
I <sub>SB</sub>	Standby Power Current	C <sub>S</sub> = V <sub>IH</sub>	-	5	15	-	5	15	mA
I <sub>SB1</sub>		C <sub>S</sub> ≥ V <sub>CC</sub> - 0.2V, V <sub>IN</sub> ≥ V <sub>CC</sub> - 0.2V or V <sub>IN</sub> ≤ 0.2V	-	20	2000	-	20	2000	μA
V <sub>OL</sub>	Output Voltage	I <sub>OL</sub> = 4mA	-	-	0.4	-	-	0.4	V
V <sub>OH</sub>		I <sub>OH</sub> = -1.0mA	2.4	-	-	2.4	-	-	V

1. V<sub>CC</sub> = 5V, T<sub>A</sub> = 25°C

**IDT6116L DC CHARACTERISTICS** ( $V_{CC} = 5V \pm 10\%$ ,  $GND = 0V$ ,  $T_A = 0^\circ C$  to  $+70^\circ C$ )

SYMBOL	ITEM	TEST CONDITIONS	IDT6116L 90		IDT6116L 120/150		UNIT	
			TYP. <sup>(1)</sup>	MAX.	MIN.	TYP. <sup>(1)</sup>		MAX.
$I_{L1}$	Input Leakage Current	$V_{CC} = 5.5V, V_{IH} = GND$ to $V_{CC}$	—	2	—	2	$\mu A$	
$I_{L0}$	Output Leakage Current	$\overline{CS} = V_{IH}$ or $OE = V_{IH}$ $V_{IO} = GND$ to $V_{CC}$	—	2	—	2	$\mu A$	
$I_{CC}$	Operating Power Supply Current	$\overline{CS} = V_{IL}, I_{IO} = 0mA$	—	40	80	35/30	70/60	mA
$I_{CC1}$		$V_{IH} = 3.5V, V_{IL} = 0.6V$ $I_{IO} = 0mA$	—	35	—	30	—	mA
$I_{CC2}$	Average Operating Current	Min. Cycle Duty = 100%	—	40	80	35/30	70/60	mA
$I_{SA}$	Standby Power Current	$\overline{CS} = V_{IH}$	—	5	15	4	12	mA
$I_{SB}$		$\overline{CS} \geq V_{CC} - 0.2V,$ $V_{IH} \geq V_{CC} - 0.2V$ or $V_{IH} \leq 0.2V$	—	4	100	4	100	$\mu A$
$V_{OL}$	Output Voltage	$I_{OL} = 4mA^{(2)}$	—	—	0.4	—	0.4	V
$V_{OH}$		$I_{OH} = -1.0mA$	2.4	—	—	2.4	—	V

1.  $V_{CC} = 5V, T_A = 25^\circ C$  2.  $I_{OL} = 2.1mA$  for IDT6116L 150

**AC ELECTRICAL CHARACTERISTICS**

( $V_{CC} = 5V \pm 10\%$ ,  $T_A = -55^\circ C$  to  $+125^\circ C / -40^\circ C$  to  $+85^\circ C / 0^\circ C$  to  $+70^\circ C$ )<sup>(1)</sup>

SYMBOL	PARAMETER	IDT616S70		IDT6116S90		IDT6116S120		IDT6116S150		UNIT
		MIN.	MAX.	MIN.	MAX.	MIN.	MAX.	MIN.	MAX.	
<b>READ CYCLE</b>										
$t_{RC}$	Read Access Time	70	—	90	—	120	—	150	—	ns
$t_{AA}$	Address Access Time	—	70	—	90	—	120	—	150	ns
$t_{ACS}$	Chip Select Access Time	—	70	—	90	—	120	—	150	ns
$t_{CLZ}$	Chip Selection to Output in Low Z	5	—	0/0/5	—	5/5/10	—	10/15 <sup>(2)</sup>	—	ns
$t_{OL}$	Output Enable to Output Valid	—	50	—	65	—	80	—	100	ns
$t_{OLZ}$	Output Enable to Output in Low Z	5	—	0/0/5	—	5/5/10	—	10/15 <sup>(2)</sup>	—	ns
$t_{CHZ}$	Chip Deselection to Output in High Z	0	35	0	40	0	40	0	50	ns
$t_{OHZ}$	Output Disable to Output in High Z	0	35	0	40	0	40	0	50	ns
$t_{OH}$	Output Hold from Address Change	5	—	0/0/5	—	5/5/10	—	10/15 <sup>(2)</sup>	—	ns
<b>WRITE CYCLE</b>										
$t_{WC}$	Write Cycle Time	70	—	90	—	120	—	150	—	ns
$t_{LW}$	Chip Selection to End of Write	40	—	55	—	70	—	90	—	ns
$t_{AW}$	Address Valid to End of Write	65	—	80	—	105	—	120	—	ns
$t_{AS}$	Address Setup Time	15	—	15	—	20	—	20	—	ns
$t_{WP}$	Write Pulse Width	40	—	55	—	70	—	90	—	ns
$t_{WR}$	Write Recovery Time	5	—	10/5/5	—	10/5/5	—	10	—	ns
$t_{OHZ}$	Output Disable to Output in High Z	0	35	0	40	0	40	0	50	ns
$t_{WHZ}$	Write to Output in High Z	0	40	0	50	0	50	0	60	ns
$t_{OW}$	Data to Write Time Overlap	30	—	30	—	35	—	40	—	ns
$t_{OH}$	Data Hold from Write Time	5	—	10/10/5	—	10/10/5	—	10	—	ns
$t_{OW}$	Output Active from End of Write	0	—	0	—	0/5/5	—	5/10 <sup>(4)</sup>	—	ns

1. Parameters listing three limits apply in this Temp. Range order: Military/Industrial/Commercial. All other limits apply to all three Temp. Ranges  
 2. IDT616S70 available in Commercial only to  $70^\circ C$  only.  
 3.  $t_{OH}$  applies over  $-55^\circ C$  to  $+125^\circ C$  and  $-40^\circ C$  to  $+85^\circ C$ ; 15ns applies over  $0^\circ C$  to  $+70^\circ C$ .  
 4.  $t_{OW} = 5ns$  over  $-55^\circ C$  to  $+125^\circ C$ ;  $t_{OW} = 10ns$  over  $-40^\circ C$  to  $+85^\circ C$  and  $0^\circ C$  to  $+70^\circ C$ .

**AC TEST CONDITIONS**

Input Pulse Levels	GND to 3.0V
Input Rise and Fall Times	10ns
Input Timing Reference Levels	1.5V
Output Reference Levels	1.5V
Output Load	1 TTL Gate and $C_L = 100pF$ (including scope and jig)

<sup>(1)</sup>Including scope and jig.

Integrated Device Technology, Inc.

3236 Scott Blvd., Santa Clara, CA 95051  
 Telephone: (408) 727-6116 • TWX 910-338-2070

**TRUTH TABLE**

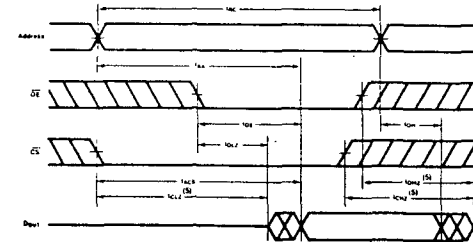
MODE	CS	OE	WE	I/O OPERATION
Standby	H	X	X	High Z
Read	L	L	H	$D_{OUT}$
Read	L	H	H	High Z
Write	L	X	L	$D_{IN}$

**CAPACITANCE**<sup>(1)</sup> ( $T_A = 25^\circ C, f = 1MHz$ )

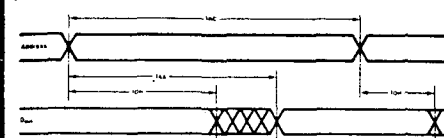
SYMBOL	PARAMETER	CONDITION	MAX.	UNIT
$C_{IN}$	Input Capacitance	$V_{IN} = 0V$	6	pF
$C_{IO}$	Input/Output Capacitance	$V_{IO} = 0V$	6	pF

1. This parameter is sampled and not 100% tested.

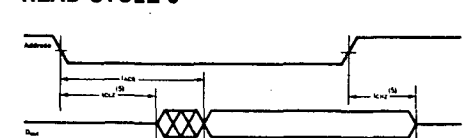
**TIMING WAVEFORMS OF READ CYCLE NO. 1<sup>(1)</sup>**



**READ CYCLE 2<sup>(1,2,4)</sup>**

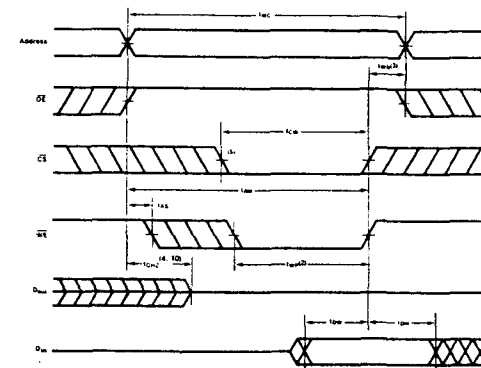


**READ CYCLE 3<sup>(1,3,4)</sup>**



- NOTES: 1. WE is High for Read Cycle.
- 2. Device is continuously selected,  $\overline{CS} = V_{IL}$ .
- 3. Address valid prior to or coincident with  $\overline{CS}$  transition low.
- 4.  $OE = V_{IL}$ .
- 5. Transition is measured  $\pm 500mV$  from steady state. This parameter is sampled and not 100% tested.

**TIMING WAVEFORMS OF WRITE CYCLE 1<sup>(1)</sup>**

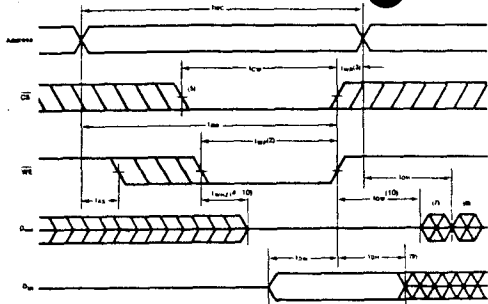


NOTE: See footnotes on next page.

Integrated Device Technology, Inc.

3236 Scott Blvd., Santa Clara, CA 95051  
 Telephone: (408) 727-6116 • TWX 910-338-2070

### TIMING WAVEFORM OF WRITE CYCLE 2<sup>(1,6)</sup>



- NOTES:
- $\overline{WE}$  must be high during all address transitions.
  - A write occurs during the overlap (typ.) of a low  $\overline{CS}$  and a low  $\overline{WE}$ .
  - $t_{WH}$  is measured from the earlier of  $\overline{CS}$  or  $\overline{WE}$  going high to the end of write cycle.
  - During this period, I/O pins are in the output state so that the input signals of opposite phase to the outputs must not be applied.
  - If the  $\overline{CS}$  low transition occurs simultaneously with the  $\overline{WE}$  low transitions or after the  $\overline{WE}$  transition, outputs remain in a high impedance state.
  - $\overline{OE}$  is continuously low ( $\overline{OE} = V_{IH}$ ).
  - $D_{OUT}$  is the same phase of write data of this write cycle.
  - $D_{OUT}$  is the read data of next address.
  - If  $\overline{CS}$  is low during this period, I/O pins are in the output state. Then the data input signals of opposite phase to the outputs must not be applied to them.
  - Transition is measured  $\pm 500$ mV from steady state. This parameter is sampled and not 100% tested.

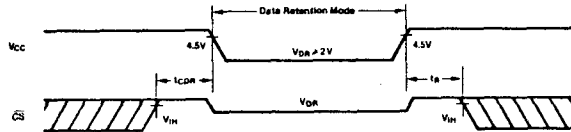
### DATA RETENTION CHARACTERISTICS

( $T_A = -55^\circ\text{C}$  to  $+125^\circ\text{C}$  /  $-40^\circ\text{C}$  to  $+85^\circ\text{C}$  /  $0^\circ\text{C}$  to  $70^\circ\text{C}$ )

SYMBOL	PARAMETER	TEST CONDITIONS	IDT6116L		IDT6116S		UNIT
			MIN.	TYP. <sup>(1)</sup> MAX.	MIN.	TYP. <sup>(1)</sup> MAX.	
$V_{CC}$	$V_{CC}$ for Retention Data		2.0	—	2.0	—	V
$I_{CCDR}$	Data Retention Current	$V_{CC} = 2.0\text{V}$ , $\overline{CS} \geq V_{IL}$ , $-0.2\text{V}$ $V_{IH} \geq V_{IL} - 0.2\text{V}$ or $V_{IH} \leq 0.2\text{V}$	COM'L	— 0.5 20	— 2 400	—	$\mu\text{A}$
$I_{CCD}$	Chip Deselect to Data Retention Time		IND	— 0.5 40	— 2 600	—	$\mu\text{A}$
$t_r$	Operation Recovery Time		MIL	— 0.5 300	— 2 1000	—	$\mu\text{A}$
				0	0	—	ns
				$t_r^{(2)}$	$t_r^{(2)}$	—	ns

1.  $V_{CC} = 2\text{V}$ ,  $T_A = +25^\circ\text{C}$   
2.  $t_r$  = Read Cycle Time

### LOW $V_{CC}$ DATA RETENTION WAVEFORM



Integrated Device Technology, Inc.

3238 Scott Blvd., Santa Clara, CA 95051 • Telephone: (408) 727-6116 • TWX 9103382070

Integrated Device Technology, Inc. reserves the right to make changes to the specifications in this data sheet in order to improve design or performance and to supply the best possible product.

### FEATURES:

- High-speed (equal access and cycle time)
  - MILITARY
    - IDT6167S 55/70/85/100ns (max.)
    - IDT6167L 55/70/85/100ns (max.)
  - COMMERCIAL
    - IDT6167S 45/55/70/85ns (max.)
    - IDT6167L 45/55/70/85ns (max.)
- Low power consumption
  - IDT6167S Active: 150mW (typ.) Standby: 100 $\mu\text{W}$  (typ.)
  - IDT6167L Active: 125mW (typ.) Standby: 10 $\mu\text{W}$  (typ.)
- Battery backup operation — 2V data retention voltage (IDT6167L only)
- High-density 20-pin dual-in-line package and 20-pin leadless chip carriers
- Produced with advanced CEMOS™ I high-performance technology
- CEMOS™ I process virtually eliminates alpha particle soft-error rates (with no organic die coatings)
- Separate data input and output
- Single 5V ( $\pm 10\%$ ) power supply
- Input and output directly TTL-compatible
- Three-state output
- Static operation: no clocks or refresh required
- Pin-compatible with standard 16K x 1 static RAMs
- Standard product 100% screened to MIL-STD-883 Class C
- Military product available 100% screened to Class B

### DESCRIPTION:

The IDT6167 is a 16,384-bit high-speed static RAM organized as 16K x 1. It is fabricated using IDT's high-performance, high-reliability technology — CEMOS™ I. This state-of-the-art technology, combined with innovative circuit design techniques, provides a cost effective alternative to bipolar and fast NMOS memories.

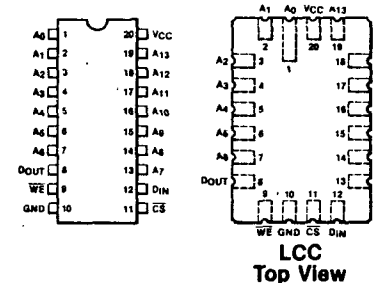
Access times as fast as 45ns are available with maximum power consumption of only 330mW. The circuit also offers a reduced power standby mode. When  $\overline{CS}$  goes high, the circuit will automatically go to, and remain in, a standby mode as long as  $\overline{CS}$  remains high. In the standby mode, the device consumes less than 100 $\mu\text{W}$ , typically. This capability provides significant system-level power and cooling savings. The low power, (L), version also offers a battery backup data retention capability where the circuit typically consumes only 1 $\mu\text{W}$  operating off of a 2V battery.

All inputs and the output of the IDT6167 are TTL-compatible and operate from a single 5V supply, thus simplifying system designs. Fully static asynchronous circuitry is used, which requires no clocks or refreshing for operation, and provides equal access and cycle times for ease of use.

The IDT6167 is packaged in either a space-saving 20-pin, 300 mil DIP or 20-pin leadless chip carrier, providing high board-level packing densities.

The IDT6117 Military RAM is 100% processed in compliance to the test methods of MIL-STD-883, Method 5004, making it ideally suited to military temperature applications demanding the highest level of performance and reliability.

### PIN CONFIGURATIONS

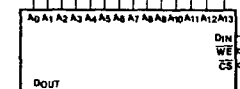


### PIN NAMES

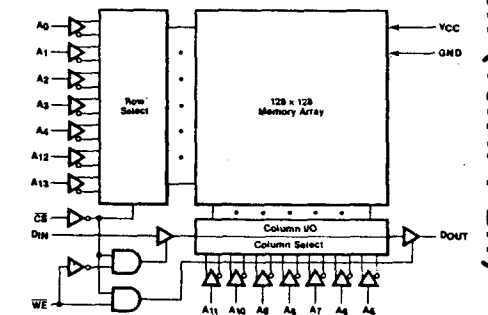
A <sub>0</sub> -A <sub>13</sub>	ADDRESS INPUTS	D <sub>IN</sub>	DATA IN
$\overline{CS}$	CHIP SELECT	D <sub>OUT</sub>	DATA OUT
$\overline{WE}$	WRITE ENABLE	GND	GROUND
V <sub>CC</sub>	POWER		

CEMOS is a trademark of Integrated Device Technology, Inc.

### LOGIC SYMBOL



### FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM



CD4009M/CD4009C, CD4010M/CD4010C

### Absolute Maximum Ratings

Voltage on any Pin (Note 1)	$V_{SS} - 0.3V$ to $V_{SS} + 15.5V$	Storage Temperature Range	$-65^{\circ}C$ to $+150^{\circ}C$
Operating Temperature Range	CD40XXM $-55^{\circ}C$ to $+125^{\circ}C$ CD40XXC $-40^{\circ}C$ to $+85^{\circ}C$	Package Dissipation	500mW
		Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)	260 $^{\circ}C$
		Operating $V_{DD}$ Range	$V_{SS} + 3V$ to $V_{SS} + 15V$

### DC Electrical Characteristics

SYM	CHARACTERISTICS	TEST CONDITIONS VOLTS		LIMITS												UNITS	
				CD40XXM						CD40XXC							
				$-55^{\circ}C$		$+25^{\circ}C$		$+125^{\circ}C$		$-40^{\circ}C$		$+25^{\circ}C$		$+85^{\circ}C$			
$I_{CC}$	Quiescent Device Current	$V_0$	$V_{DD}$	MIN	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	MAX	MIN	MAX	MIN	MAX	MIN	MAX	$\mu A$
$P_{DI}$	Quiescent Device Dissipation Package	5	10	0.3	0.5	0.01	0.01	0.5	20	3	0.03	0.05	3	5	42	70	$\mu W$
$V_{OL}$	Output Voltage Low Level	5	10	0.01	0	0.01	0	0.05	0.01	0	0	0.01	0	0.01	0.05	0.05	V
$V_{OH}$	Output Voltage High Level	5	10	4.99	4.99	4.99	5	4.95	4.99	4.99	4.99	5	4.95	4.95	4.95	V	
$V_{NL}$	Noise Immunity (All Inputs)	CD4009M	$V_{I1} \rightarrow 4.0$	5	1	1	2.25	0.9	1	1	2.25	0.9					V
$V_{NH}$			CD4010M	$V_{I1} \rightarrow 8.0$	10	2	2	4.5	1.9	2	2	4.5	1.9				
$I_{ON}$	Output Drive Current N Channel (Note 2)	0.4	5	3.75	3	4	2.1	3.6	3	2.4							mA
$I_{OP}$	Output Drive Current P Channel (Note 2)	0.5	10	10	8	10	5.6	9.6	8	6.4							mA
$I_{IP}$	Input Current	2.5	5	-1.85	-1.25	-1.75	-0.9	-1.5	-1.25	-1							mA
$I_{IZ}$	Input Current	9.5	10	-0.9	-0.6	-0.8	-0.4	-0.72	-0.6	-0.48							$\mu A$

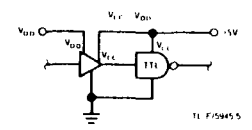
Note 1: This device should not be connected to circuits with the power on because high transient voltage may cause permanent damage.  
Note 2:  $I_{PN}$  and  $I_{PP}$  are tested one output at a time.

### AC Electrical Characteristics

$T_A = 25^{\circ}C$ ,  $C_L \approx 15 pF$ , unless otherwise noted  
Typical Temperature Coefficient for all values of  $V_{DD} = 0.3\%/^{\circ}C$

CHARACTERISTIC	TEST CONDITIONS		LIMITS						UNITS	
			CD40XXM			CD40XXC				
			$V_{DD}$ (VOLTS)	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP		MAX
Propagation Delay Time High to Low Level ( $t_{PLH}$ )	$V_{CC}$	$V_{DD}$	5	—	15	50	—	15	20	ns
	$V_{CC}$	10V	10	—	10	30	—	10	30	
	$V_{CC}$	5V	—	—	10	25	—	10	35	
	$V_{CC}$	$V_{DD}$	5	—	50	80	—	50	100	
Propagation Delay Time Low to High Level ( $t_{PLL}$ )	$V_{CC}$	$V_{DD}$	10	—	25	55	—	25	70	ns
	$V_{CC}$	10V	—	—	15	30	—	15	40	
	$V_{CC}$	5V	—	—	20	45	—	20	60	
	$V_{CC}$	$V_{DD}$	5	—	80	125	—	80	160	
Transition Time High to Low Level ( $t_{HL}$ )	$V_{CC}$	$V_{DD}$	10	—	50	100	—	50	120	ns
	$V_{CC}$	10	—	50	100	—	50	120		
Input Capacitance ( $C_i$ )	Any Input		—	—	5	—	—	5	—	pF

### Typical Applications



202



## CD4013BM/CD4013BC Dual D Flip-Flop

### General Description

The CD4013B dual D flip-flop is a monolithic complementary MOS (CMOS) integrated circuit constructed with N- and P-channel enhancement mode transistors. Each flip-flop has independent data, set, reset, and clock inputs and "Q" and "Q-bar" outputs. These devices can be used for shift register applications, and by connecting "Q" output to the data input, for counter and toggle applications. The logic level present at the "D" input is transferred to the Q output during the positive-going transition of the clock pulse. Setting or resetting is independent of the clock and is accomplished by a high level on the set or reset line respectively.

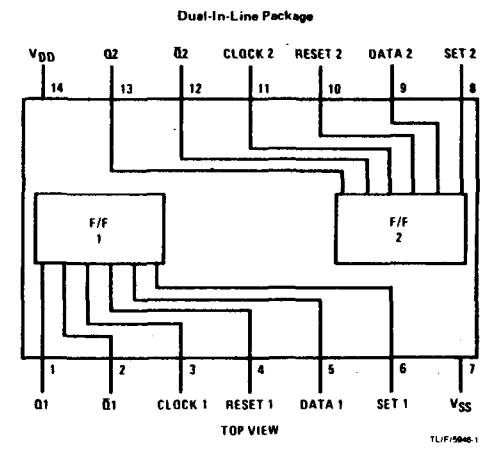
### Features

- Wide supply voltage range 3.0V to 15V
- High noise immunity 0.45  $V_{DD}$  (typ.)
- Low power TTL compatibility fan out of 2 driving 74L or 1 driving 74LS

### Applications

- Automotive
- Data terminals
- Instrumentation
- Medical electronics
- Alarm system
- Industrial electronics
- Remote metering
- Computers

### Connection Diagram



Order Number CD4013BMJ or CD4013BCJ  
See NS Package J14A  
Order Number CD4013BMN or CD4013BCN  
See NS Package N14A

### Truth Table

$CL^{\dagger}$	D	R	S	Q	$\bar{Q}$
—	0	0	0	0	1
—	1	0	0	1	0
—	x	0	0	0	$\bar{0}$
x	x	1	0	0	1
x	x	0	1	1	0
x	x	1	1	1	1

No change  
† = Level change  
x = Don't care case

CD4013BM/CD4013BC

5



### Absolute Maximum Ratings

(Notes 1 and 2)

V <sub>DD</sub> dc Supply Voltage	-0.5 to +18 V <sub>DC</sub>
V <sub>IN</sub> Input Voltage	-0.5 to V <sub>DD</sub> +0.5 V <sub>DC</sub>
T <sub>S</sub> Storage Temperature Range	-85°C to +150°C
P <sub>D</sub> Package Dissipation	500 mW
T <sub>L</sub> Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)	260°C

### Recommended Operating Conditions

(Note 2)

V <sub>DD</sub> dc Supply Voltage	+3 to +15 V <sub>DC</sub>
V <sub>IN</sub> Input Voltage	0 to V <sub>DD</sub> V <sub>DC</sub>
T <sub>A</sub> Operating Temperature Range	-55°C to +125°C
CD4013BM	-55°C to +125°C
CD4013BC	-40°C to +85°C

### DC Electrical Characteristics CD4013BM (Note 2)

SYM	PARAMETER	CONDITIONS	-55°C		25°C			125°C		UNITS
			MIN	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	MAX	
I <sub>DD</sub>	Quiescent Device Current	V <sub>DD</sub> = 5V, V <sub>IN</sub> = V <sub>DD</sub> or V <sub>SS</sub> V <sub>DD</sub> = 10V, V <sub>IN</sub> = V <sub>DD</sub> or V <sub>SS</sub> V <sub>DD</sub> = 15V, V <sub>IN</sub> = V <sub>DD</sub> or V <sub>SS</sub>		1.0 2.0 4.0			1.0 2.0 4.0	30 60 120	μA μA μA	
V <sub>OL</sub>	Low Level Output Voltage	I <sub>OI</sub> < 1.0μA V <sub>DD</sub> = 5V V <sub>DD</sub> = 10V V <sub>DD</sub> = 15V		0.05 0.05 0.05			0.05 0.05 0.05	0.05 0.05 0.05	V V V	
V <sub>OH</sub>	High Level Output Voltage	I <sub>OI</sub> < 1.0μA V <sub>DD</sub> = 5V V <sub>DD</sub> = 10V V <sub>DD</sub> = 15V	4.95 9.95 14.95		4.95 9.95 14.95			4.95 9.95 14.95	V V V	
V <sub>IL</sub>	Low Level Input Voltage	I <sub>OI</sub> < 1.0μA V <sub>DD</sub> = 5V, V <sub>O</sub> = 0.5V or 4.5V V <sub>DD</sub> = 10V, V <sub>O</sub> = 1.0V or 9.0V V <sub>DD</sub> = 15V, V <sub>O</sub> = 1.5V or 13.5V		1.5 3.0 4.0			1.5 3.0 4.0	1.5 3.0 4.0	V V V	
V <sub>IH</sub>	High Level Input Voltage	I <sub>OI</sub> < 1.0μA V <sub>DD</sub> = 5V, V <sub>O</sub> = 0.5V or 4.5V V <sub>DD</sub> = 10V, V <sub>O</sub> = 1.0V or 9.0V V <sub>DD</sub> = 15V, V <sub>O</sub> = 1.5V or 13.5V	3.5 7.0 11.0		3.5 7.0 11.0			3.5 7.0 11.0	V V V	
I <sub>OL</sub>	Low Level Output Current (Note 3)	V <sub>DD</sub> = 5V, V <sub>O</sub> = 0.4V V <sub>DD</sub> = 10V, V <sub>O</sub> = 0.5V V <sub>DD</sub> = 15V, V <sub>O</sub> = 1.5V	0.64 1.6 4.2		0.51 1.3 3.4	0.88 2.25 8.8		0.36 0.9 2.4	mA mA mA	
I <sub>OH</sub>	High Level Output Current (Note 3)	V <sub>DD</sub> = 5V, V <sub>O</sub> = 4.6V V <sub>DD</sub> = 10V, V <sub>O</sub> = 9.5V V <sub>DD</sub> = 15V, V <sub>O</sub> = 13.5V	-0.64 -1.6 -4.2		-0.51 -1.3 -3.4	-0.88 -2.25 -8.8		-0.36 -0.9 -2.4	mA mA mA	
I <sub>IN</sub>	Input Current	V <sub>DD</sub> = 15V, V <sub>IN</sub> = 0V V <sub>DD</sub> = 15V, V <sub>IN</sub> = 15V		-0.1 0.1			-10 <sup>-5</sup> 10 <sup>-5</sup>	-0.1 0.1	μA μA	

### DC Electrical Characteristics CD4013BC (Note 2)

SYM	PARAMETER	CONDITIONS	-40°C		25°C			85°C		UNITS
			MIN	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	MAX	
I <sub>DD</sub>	Quiescent Device Current	V <sub>DD</sub> = 5V, V <sub>IN</sub> = V <sub>DD</sub> or V <sub>SS</sub> V <sub>DD</sub> = 10V, V <sub>IN</sub> = V <sub>DD</sub> or V <sub>SS</sub> V <sub>DD</sub> = 15V, V <sub>IN</sub> = V <sub>DD</sub> or V <sub>SS</sub>		4.0 8.0 16.0			4.0 8.0 16.0	30 60 120	μA μA μA	
V <sub>OL</sub>	Low Level Output Voltage	I <sub>OI</sub> < 1.0μA V <sub>DD</sub> = 5V V <sub>DD</sub> = 10V V <sub>DD</sub> = 15V		0.05 0.05 0.05			0.05 0.05 0.05	0.05 0.05 0.05	V V V	
V <sub>OH</sub>	High Level Output Voltage	I <sub>OI</sub> < 1.0μA V <sub>DD</sub> = 5V V <sub>DD</sub> = 10V V <sub>DD</sub> = 15V	4.95 9.95 14.95		4.95 9.95 14.95			4.95 9.95 14.95	V V V	
V <sub>IL</sub>	Low Level Input Voltage	I <sub>OI</sub> < 1.0μA V <sub>DD</sub> = 5V, V <sub>O</sub> = 0.5V or 4.5V V <sub>DD</sub> = 10V, V <sub>O</sub> = 1.0V or 9.0V V <sub>DD</sub> = 15V, V <sub>O</sub> = 1.5V or 13.5V		1.5 3.0 4.0			1.5 3.0 4.0	1.5 3.0 4.0	V V V	

### DC Electrical Characteristics (Cont'd.) CD4013BC (Note 2)

SYM	PARAMETER	CONDITIONS	-40°C		25°C			85°C		UNITS
			MIN	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	MAX	
V <sub>IH</sub>	High Level Input Voltage	I <sub>OI</sub> < 1.0μA V <sub>DD</sub> = 5V, V <sub>O</sub> = 0.5V or 4.5V V <sub>DD</sub> = 10V, V <sub>O</sub> = 1.0V or 9.0V V <sub>DD</sub> = 15V, V <sub>O</sub> = 1.5V or 13.5V	3.5 7.0 11.0		3.5 7.0 11.0			3.5 7.0 11.0	V V V	
I <sub>OL</sub>	Low Level Output Current (Note 3)	V <sub>DD</sub> = 5V, V <sub>O</sub> = 0.4V V <sub>DD</sub> = 10V, V <sub>O</sub> = 0.5V V <sub>DD</sub> = 15V, V <sub>O</sub> = 1.5V	0.52 1.3 3.6		0.44 1.1 3.0	0.88 2.25 8.8		0.36 0.9 2.4	mA mA mA	
I <sub>OH</sub>	High Level Output Current (Note 3)	V <sub>DD</sub> = 5V, V <sub>O</sub> = 4.6V V <sub>DD</sub> = 10V, V <sub>O</sub> = 9.5V V <sub>DD</sub> = 15V, V <sub>O</sub> = 13.5V	-0.52 -1.3 -3.6		-0.44 -1.1 -3.0	-0.88 -2.25 -8.8		-0.36 -0.9 -2.4	mA mA mA	
I <sub>IN</sub>	Input Current	V <sub>DD</sub> = 15V, V <sub>IN</sub> = 0V V <sub>DD</sub> = 15V, V <sub>IN</sub> = 15V		-0.3 0.3			-10 <sup>-5</sup> 10 <sup>-5</sup>	-0.3 0.3	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 imply that the devices should be operated at these limits. The table of "Recommended Operating Conditions" and "Electrical Characteristics" provides conditions for actual device operation.

Note 2: V<sub>SS</sub> = 0V unless otherwise specified.

Note 3: I<sub>OH</sub> and I<sub>OL</sub> are measured one output at a time.

### AC Electrical Characteristics T<sub>A</sub> = 25°C, C<sub>L</sub> = 50 pF, R<sub>L</sub> = 200k, unless otherwise noted

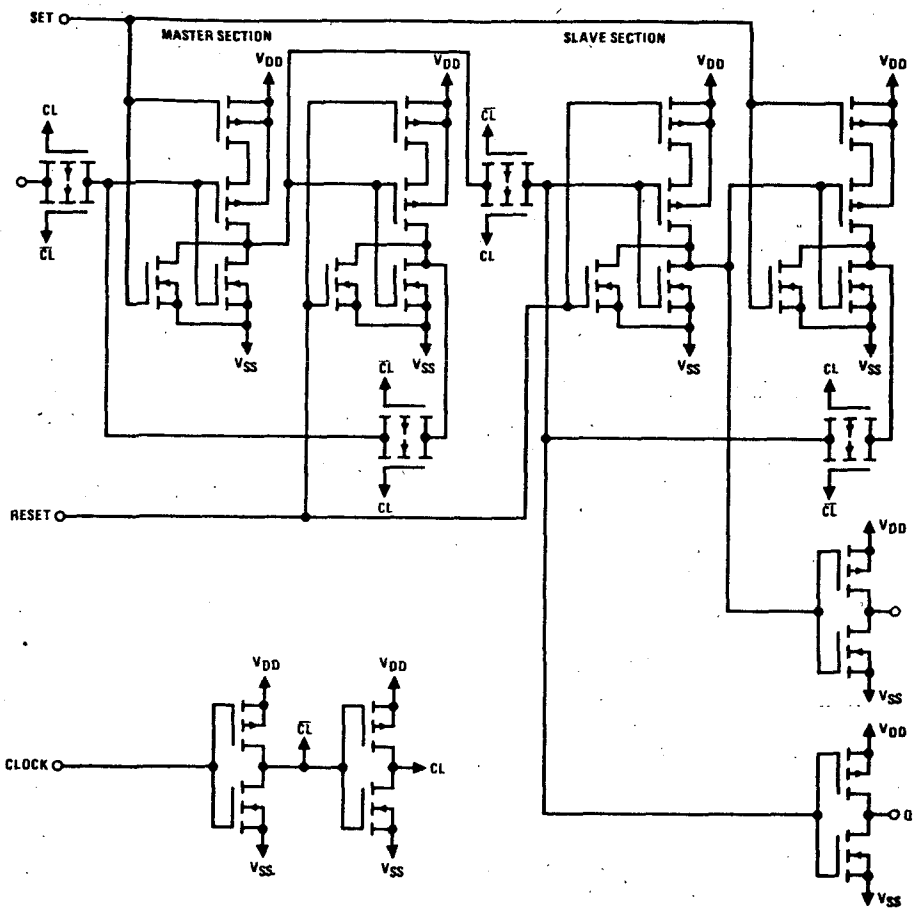
SYM	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
<b>CLOCK OPERATION</b>						
t <sub>PHL</sub> or t <sub>PLH</sub>	Propagation Delay Time	V <sub>DD</sub> = 5V V <sub>DD</sub> = 10V V <sub>DD</sub> = 15V		200 80 65	350 160 120	ns ns ns
t <sub>THL</sub> or t <sub>TLH</sub>	Transition Time	V <sub>DD</sub> = 5V V <sub>DD</sub> = 10V V <sub>DD</sub> = 15V		100 50 40	200 100 80	ns ns ns
t <sub>WL</sub> or t <sub>WH</sub>	Minimum Clock Pulse Width	V <sub>DD</sub> = 5V V <sub>DD</sub> = 10V V <sub>DD</sub> = 15V		100 40 32	200 80 65	ns ns ns
t <sub>RCL</sub> or t <sub>FCL</sub>	Maximum Clock Rise and Fall Time	V <sub>DD</sub> = 5V V <sub>DD</sub> = 10V V <sub>DD</sub> = 15V			15 10 5	μs μs μs
t <sub>SU</sub>	Minimum Set-Up Time	V <sub>DD</sub> = 5V V <sub>DD</sub> = 10V V <sub>DD</sub> = 15V		20 15 12	40 30 25	ns ns ns
f <sub>CL</sub>	Maximum Clock Frequency	V <sub>DD</sub> = 5V V <sub>DD</sub> = 10V V <sub>DD</sub> = 15V	2.5 6.2 7.6	5 12.5 15.5		MHz MHz MHz



### SET AND RESET OPERATION

t <sub>PHL(R)</sub> or t <sub>PLH(S)</sub>	Propagation Delay Time	V <sub>DD</sub> = 5V V <sub>DD</sub> = 10V V <sub>DD</sub> = 15V		150 65 45	300 130 90	ns ns ns
t <sub>WH(R)</sub> or t <sub>WH(S)</sub>	Minimum Set and Reset Pulse Width	V <sub>DD</sub> = 5V V <sub>DD</sub> = 10V V <sub>DD</sub> = 15V		90 40 25	180 80 60	ns ns ns
C <sub>IN</sub>	Average Input Capacitance	Any Input		5	7.5	pF

208

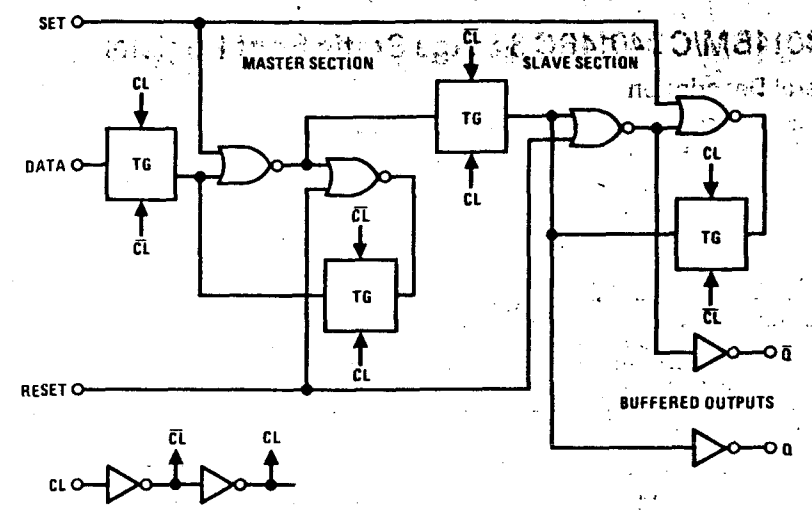
Schematic Diagram



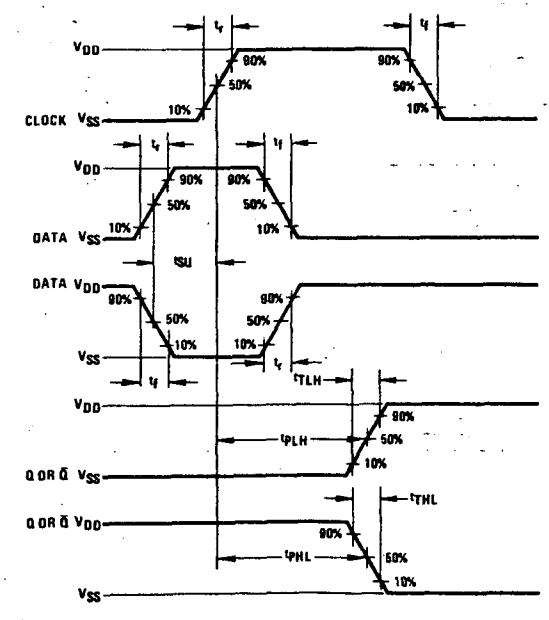
ALL P-SUBSTRATES (  ) CONNECTED TO VDD  
 ALL N-SUBSTRATES (  ) CONNECTED TO VSS

209

Logic Diagram



Switching Time Waveforms



**CD4073BM/CD4073BC Double Buffered Triple 3-Input AND Gate**  
**CD4075BM/CD4075BC Double Buffered Triple 3-Input OR Gate**

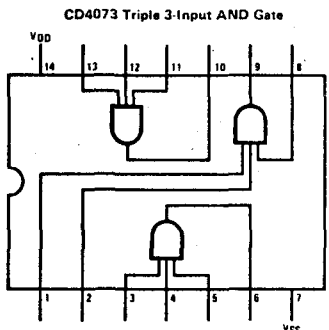
**General Description**

These triple 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  $V_{SS}$ .

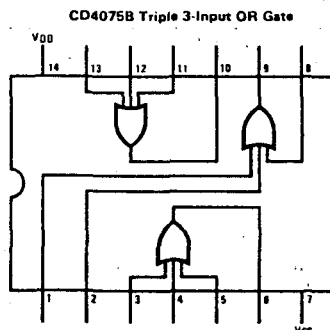
**Features**

- Wide supply voltage range 3.0V to 15V
- High noise immunity 0.45  $V_{DD}$  typ.
- 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 1  $\mu$ A at 15V over full temperature range

**Connection Diagrams Dual-In-Line Packages**



TOP VIEW TLF/5979-1



TOP VIEW TLF/5979-2

Order Number CD4073BMJ, CD4073BCJ,  
 CD4075BMJ or CD4075BCJ  
 See NS Package J14A

Order Number CD4073BMN, CD4073BCN,  
 CD4075BMN or CD4075BCN  
 See NS Package N14A

210

**Absolute Maximum Ratings (Notes 1 and 2)**

$V_{DD}$	DC Supply Voltage	-0.5 V <sub>DC</sub> to +18 V <sub>DC</sub>
$V_{IN}$	Input Voltage	-0.5 V <sub>DC</sub> to $V_{DD} + 0.5 V_{DC}$
$T_S$	Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
$P_D$	Package Dissipation	500 mW
$T_L$	Lead Temperature (soldering, 10 seconds)	260°C

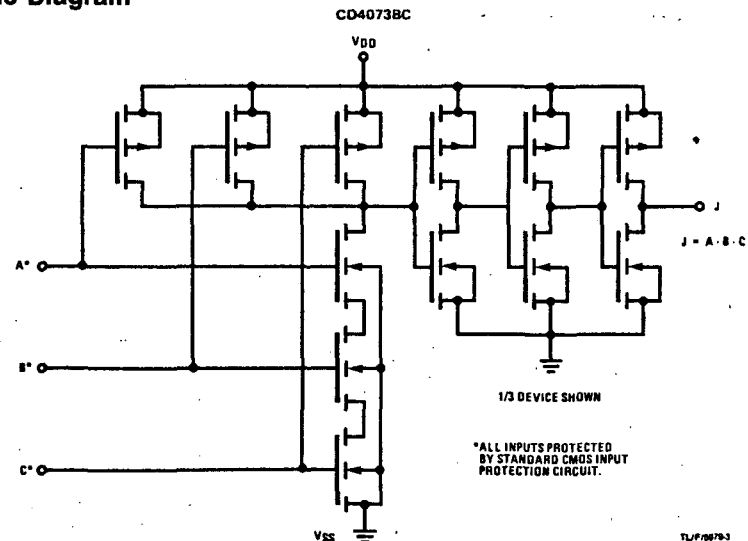
**Operating Conditions (Note 3)**

$V_{DD}$	DC Supply Voltage	+5 V <sub>DC</sub> to +15 V <sub>DC</sub>
$V_{IN}$	Input Voltage	0 V <sub>DC</sub> to $V_{DD}$ V <sub>DC</sub>
$T_A$	Operating Temperature Range	-55°C to +125°C
	CD4073BM/CD4075BM	-55°C to +125°C
	CD4073BC/CD4075BC	-40°C to +85°C

**DC Electrical Characteristics CD4073BM/CD4075BM (Note 2)**

SYM	PARAMETER	CONDITIONS	-55°C		+25°C		+125°C		UNITS
			MIN	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	
$I_{DD}$	Quiescent Device Current	$V_{DD} = 5V, V_{IN} = V_{DD}$ or $V_{SS}$ $V_{DD} = 10V, V_{IN} = V_{DD}$ or $V_{SS}$ $V_{DD} = 15V, V_{IN} = V_{DD}$ or $V_{SS}$	0.25		0.004	0.25		7.5	$\mu$ A
			0.5		0.005	0.5		15	$\mu$ A
			1.0		0.006	1.0		30	$\mu$ A
$V_{OL}$	Low Level Output Voltage	$V_{DD} = 5V$ $V_{DD} = 10V, I_{O1} < 1 \mu A$ $V_{DD} = 15V$	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	$V_{DD} = 5V$ $V_{DD} = 10V, I_{O1} < 1 \mu A$ $V_{DD} = 15V$	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	$V_{DD} = 5V, V_O = 0.5V$ $V_{DD} = 10V, V_O = 1.0V$ $V_{DD} = 15V, V_O = 1.5V$ $I_{O1} < 1 \mu A$	1.5		2	1.5		1.5	V
			3.0		4	3.0		3.0	V
			4.0		6	4.0		4.0	V
$V_{IH}$	High Level Input Voltage	$V_{DD} = 5V, V_O = 4.5V$ $V_{DD} = 10V, V_O = 9.0V$ $V_{DD} = 15V, V_O = 13.5V$ $I_{O1} < 1 \mu A$	3.5		3.5	3		3.5	V
			7.0		7.0	6		7.0	V
			11.0		11.0	9		11.0	V
$I_{OL}$	Low Level Output Current (Note 3)	$V_{DD} = 5V, V_O = 0.4V$ $V_{DD} = 10V, V_O = 0.5V$ $V_{DD} = 15V, V_O = 1.5V$	0.64		0.51	0.88		0.36	mA
			1.6		1.3	2.2		0.90	mA
			4.2		3.4	8		2.4	mA
$I_{OH}$	High Level Output Current (Note 3)	$V_{DD} = 5V, V_O = 4.6V$ $V_{DD} = 10V, V_O = 9.5V$ $V_{DD} = 15V, V_O = 13.5V$	-0.64		-0.51	-0.88		-0.36	mA
			-1.6		-1.3	-2.2		-0.90	mA
			-4.2		-3.4	-8		-2.4	mA
$I_{IN}$	Input Current	$V_{DD} = 15V, V_{IN} = 0V$ $V_{DD} = 15V, V_{IN} = 15V$	-0.10		$10^{-5}$	-0.10		-1.0	$\mu$ A
			0.10		$10^{-5}$	0.10		1.0	$\mu$ A

**Schematic Diagram**



1/3 DEVICE SHOWN

\*ALL INPUTS PROTECTED BY STANDARD CMOS INPUT PROTECTION CIRCUIT.

TLF/5979-3

**DC Electrical Characteristics** CD4073BC/CD4075BC (Note 2)

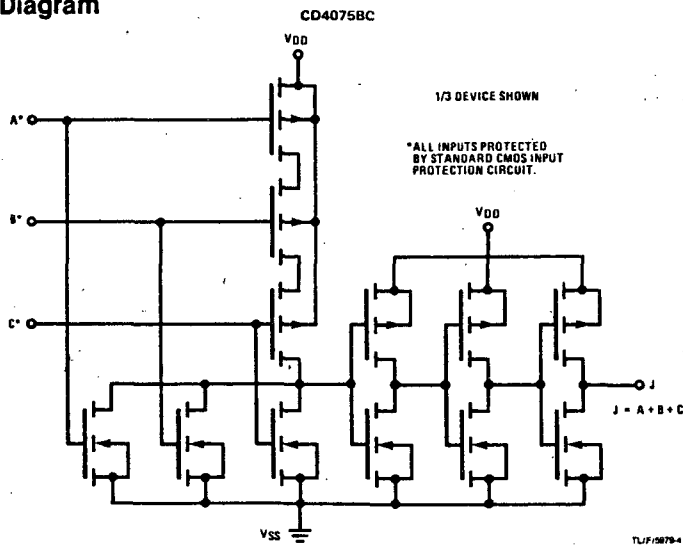
SYM	PARAMETER	CONDITIONS	-40°C		+25°C			+85°C		UNITS
			MIN	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	MAX	
I <sub>DD</sub>	Quiescent Device Current	V <sub>DD</sub> = 5V, V <sub>IN</sub> = V <sub>DD</sub> or V <sub>SS</sub> V <sub>DD</sub> = 10V, V <sub>IN</sub> = V <sub>DD</sub> or V <sub>SS</sub> V <sub>DD</sub> = 15V, V <sub>IN</sub> = V <sub>DD</sub> or V <sub>SS</sub>		1		0.004	1		7.5	μA
				2		0.005	2		15	μA
				4		0.006	4		30	μA
V <sub>OL</sub>	Low Level Output Voltage	V <sub>DD</sub> = 5V V <sub>DD</sub> = 10V, I <sub>OI</sub> < 1 μA V <sub>DD</sub> = 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 <sub>OH</sub>	High Level Output Voltage	V <sub>DD</sub> = 5V V <sub>DD</sub> = 10V, I <sub>OI</sub> < 1 μA V <sub>DD</sub> = 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 <sub>IL</sub>	Low Level Input Voltage	V <sub>DD</sub> = 5V, V <sub>O</sub> = 0.5V V <sub>DD</sub> = 10V, V <sub>O</sub> = 1.0V V <sub>DD</sub> = 15V, V <sub>O</sub> = 1.5V } I <sub>OI</sub> < 1 μA		1.5		2	1.5		1.5	V
				3.0		4	3.0		3.0	V
				4.0		6	4.0		4.0	V
V <sub>IH</sub>	High Level Input Voltage	V <sub>DD</sub> = 5V, V <sub>O</sub> = 4.5V V <sub>DD</sub> = 10V, V <sub>O</sub> = 9.0V V <sub>DD</sub> = 15V, V <sub>O</sub> = 13.5V } I <sub>OI</sub> < 1 μA	3.5		3.5	3		3.5		V
			7.0		7.0	6		7.0		V
			11.0		11.0	9		11.0		V
I <sub>OL</sub>	Low Level Output Current (Note 3)	V <sub>DD</sub> = 5V, V <sub>O</sub> = 0.4V V <sub>DD</sub> = 10V, V <sub>O</sub> = 0.5V V <sub>DD</sub> = 15V, V <sub>O</sub> = 1.5V	0.52		0.44	0.88		0.36		mA
			1.3		1.1	2.2		0.90		mA
			3.6		3.0	8		2.4		mA
I <sub>OH</sub>	High Level Output Current (Note 3)	V <sub>DD</sub> = 5V, V <sub>O</sub> = 4.6V V <sub>DD</sub> = 10V, V <sub>O</sub> = 9.5V V <sub>DD</sub> = 15V, V <sub>O</sub> = 13.5V	-0.52		-0.44	-0.88		-0.36		mA
			-1.3		-1.1	-2.2		-0.90		mA
			-3.6		-3.0	-8		-2.4		mA
I <sub>IN</sub>	Input Current	V <sub>DD</sub> = 15V, V <sub>IN</sub> = 0V V <sub>DD</sub> = 15V, V <sub>IN</sub> = 15V		-0.30		-10 <sup>-5</sup>	-0.30		-1.0	μA
				0.30		10 <sup>-5</sup>	0.30		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 table of "Recommended Operating Conditions" and "Electrical Characteristics" provides conditions for actual device operation.

Note 2: V<sub>SS</sub> = 0V unless otherwise specified.

Note 3: I<sub>OH</sub> and I<sub>OL</sub> are tested one output at a time.

**Schematic Diagram**



211

**AC Electrical Characteristics** CD4073BM/CD4073BC/CD4075BM/CD4075BC

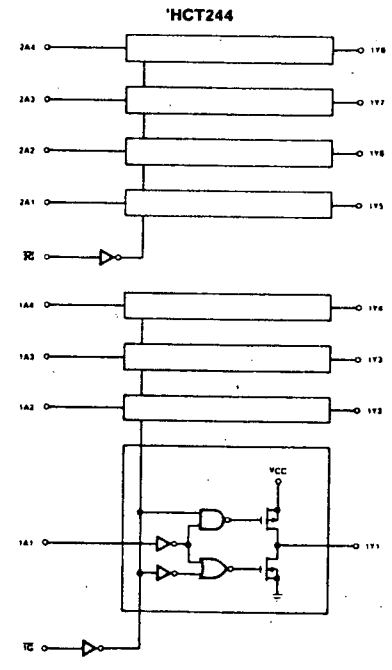
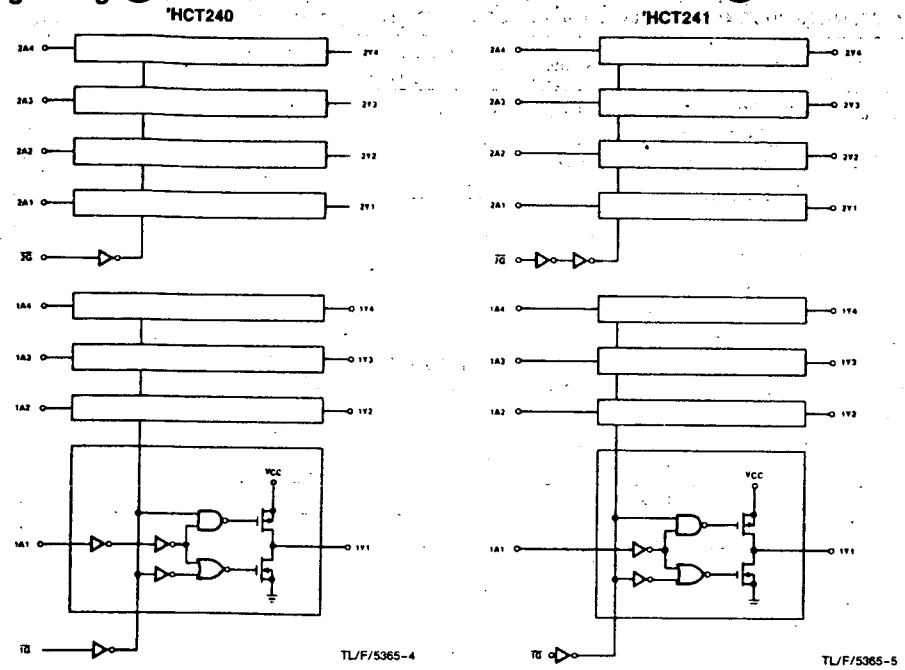
T<sub>A</sub> = 25°C, C<sub>L</sub> = 50 pF, R<sub>L</sub> = 200 k unless otherwise specified.

SYM	PARAMETER	CONDITIONS	CD4073BC CD4073BM			CD4075BC CD4075BM			UNITS
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
t <sub>PHL</sub>	Propagation Delay, High to Low Level	V <sub>DD</sub> = 5V V <sub>DD</sub> = 10V V <sub>DN</sub> = 15V		130	250		140	250	ns
				60	100		70	100	ns
				40	70		50	70	ns
t <sub>PLH</sub>	Propagation Delay, Low to High Level	V <sub>DD</sub> = 5V V <sub>DD</sub> = 10V V <sub>DD</sub> = 15V		140	250		130	250	ns
				70	100		50	100	ns
				50	70		40	70	ns
t <sub>THL</sub>	Transition Time	V <sub>DD</sub> = 5V V <sub>DD</sub> = 10V V <sub>DD</sub> = 15V		90	200		90	200	ns
				50	100		50	100	ns
				40	80		40	80	ns
C <sub>IN</sub>	Average Input Capacitance (See Note 4)	Any Input	5	7.5		5	7.5	pF	
CPD	Power Dissipation Capacity (See Note 5)	Any Gate	17			17		pF	

Note 4: Capacitance is guaranteed by periodic testing.

Note 5: C<sub>PD</sub> determines the no load AC power consumption of any CMOS device. For complete explanation see 54C/74C Family characteristics Application Note AN-80.

Logic Diagrams



**MM54HCT245/MM74HCT245**  
**Octal TRI-STATE® Transceiver**

**General Description**

This TRI-STATE bi-directional buffer utilizes microCMOS Technology, 3.0 micron silicon gate N-well CMOS, and is intended for two-way asynchronous communication between data buses. It has high drive current outputs which enable high speed operation even when driving large bus capacitances. This circuit possesses the low power consumption of CMOS circuitry, yet has speeds comparable to low power Schottky TTL circuits.

MM54HCT/MM74HCT devices are intended to interface between TTL and NMOS components and standard CMOS devices. These parts are also plug-in replacements for LS-TTL devices and can be used to reduce power consumption in existing designs.

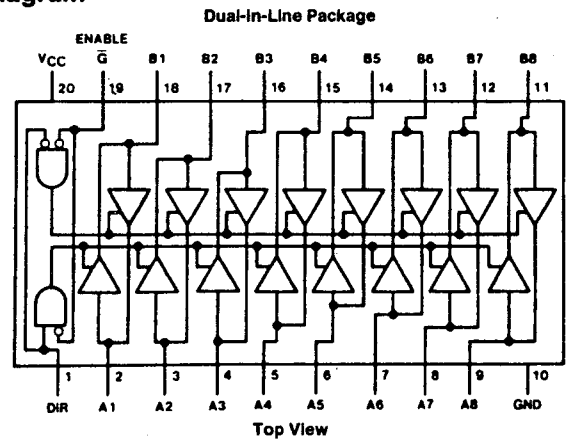
**Features**

- TTL input compatible
- Octal TRI-STATE outputs for  $\mu P$  bus applications: 6 mA, typ.
- High speed: 16 ns typical propagation delay
- Low power: 80  $\mu A$  (74HCT Series)

This device is TTL input compatible and can drive up to 15 LS-TTL loads, and all inputs are protected from damage due to static discharge by diodes to  $V_{CC}$  and ground.

MM54HCT245/MM74HCT245 has one active low enable input ( $\bar{G}$ ), and a direction control (DIR). When the DIR input is high, data flows from the A inputs to the B outputs. When DIR is low, data flows from B to A.

**Connection Diagram**



Order Number MM54HCT245J or MM74HCT245J, N  
See NS Package J20A or N20A

**Truth Table**

Control Inputs		Operation
$\bar{G}$	DIR	245
L	L	B data to A bus
L	H	A data to B bus
H	X	isolation

H = high level L = low level, X = irrelevant

*≡ Automatic*

DC Electrical Characteristics (Cont'd) CD4008BC (Note 2)

SYM	PARAMETER	CONDITIONS	-40°C				85°C				UNITS
			MIN	MAX	MIN	MAX	MIN	MAX	MIN	MAX	
I <sub>OL</sub>	Low Level Output Current (Note 3)	V <sub>DD</sub> = 5V, V <sub>O</sub> = 0.4V	0.52		0.44	0.88		0.36			mA
		V <sub>DD</sub> = 10V, V <sub>O</sub> = 0.5V	1.3		1.1	2.25		0.9			mA
		V <sub>DD</sub> = 15V, V <sub>O</sub> = 1.5V	3.6		3.0	8.8		2.4			mA
I <sub>OH</sub>	High Level Output Current (Note 3)	V <sub>DD</sub> = 5V, V <sub>O</sub> = 4.6V	-0.2		-0.16	-0.35		-0.12			mA
		V <sub>DD</sub> = 10V, V <sub>O</sub> = 9.5V	-0.5		-0.4	-0.8		-0.3			mA
		V <sub>DD</sub> = 15V, V <sub>O</sub> = 13.5V	-1.4		-1.2	-3.5		-1.0			mA
I <sub>IN</sub>	Input Current	V <sub>DD</sub> = 15V, V <sub>IN</sub> = 0V V <sub>DD</sub> = 15V, V <sub>IN</sub> = 15V		-0.3 0.3				-0.3 0.3		-1.0 1.0	μA

AC Electrical Characteristics T<sub>A</sub> = 25°C, C<sub>L</sub> = 50 pF, R<sub>L</sub> = 2000 k, input t<sub>r</sub>, t<sub>f</sub> = 20 ns, unless otherwise specified.

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
t <sub>PHL</sub> or t <sub>PLH</sub>	Propagation Delay Time Sum In to Sum Out	V <sub>DD</sub> = 5V		425	750	ns
		V <sub>DD</sub> = 10V		170	250	ns
		V <sub>DD</sub> = 15V		125	190	ns
	Carry In to Sum Out	V <sub>DD</sub> = 5V		320	650	ns
		V <sub>DD</sub> = 10V		125	225	ns
		V <sub>DD</sub> = 15V		95	175	ns
	Sum In to Carry Out	V <sub>DD</sub> = 5V		250	500	ns
		V <sub>DD</sub> = 10V		115	200	ns
		V <sub>DD</sub> = 15V		90	160	ns
	Carry In to Carry Out	V <sub>DD</sub> = 5V		130	245	ns
		V <sub>DD</sub> = 10V		60	105	ns
		V <sub>DD</sub> = 15V		45	80	ns
Carry In to Carry Out	C <sub>L</sub> = 15 pF	V <sub>DD</sub> = 5V		100	175	ns
		V <sub>DD</sub> = 10V		45	75	ns
		V <sub>DD</sub> = 15V		35	60	ns
		V <sub>DD</sub> = 15V				
t <sub>THL</sub>	High-to-Low Transition Time	V <sub>DD</sub> = 5V		100	200	ns
		V <sub>DD</sub> = 10V		50	100	ns
		V <sub>DD</sub> = 15V		40	80	ns
t <sub>TLH</sub>	Low-to-High Transition Time	V <sub>DD</sub> = 5V		200	400	ns
		V <sub>DD</sub> = 10V		100	200	ns
		V <sub>DD</sub> = 15V		80	160	ns
C <sub>IN</sub>	Average Input Capacitance			5	7.5	pF
C <sub>PD</sub>	Power Dissipation Capacitance	Note 4		100		pF

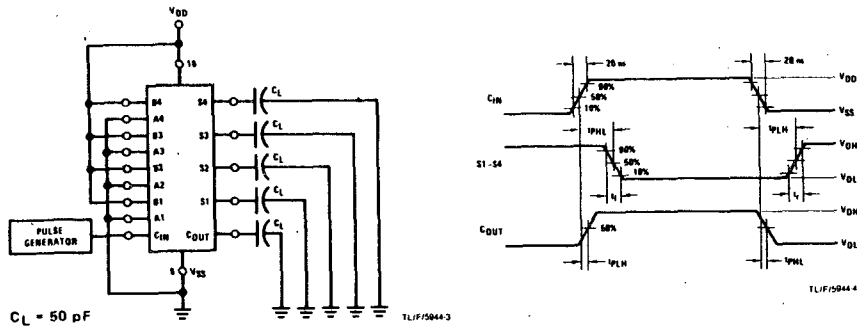
Note 1: "Absolute Maximum Ratings" are those values beyond which the safety of the device cannot be guaranteed; they are not meant to imply that the devices should be operated at these limits. The table of "Recommended Operating Conditions" and "Electrical Characteristics" provides conditions for actual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

Note 2: V<sub>SS</sub> = 0V unless otherwise specified.

Note 3: I<sub>OH</sub> and I<sub>OL</sub> are tested one output at a time.

Note 4: C<sub>PD</sub> determines the no load ac power consumption of any CMOS device. For complete explanation, see 54C/74C Family Characteristics application note, AN-90.

AC Test Circuit and Switching Time Waveforms



CD4009M/CD4009C Hex Buffers (Inverting)  
CD4010M/CD4010C Hex Buffers (Non-Inverting)

General Description

These hex buffers are monolithic complementary MOS (CMOS) integrated circuits. The N- and P-channel enhancement mode transistors provide a symmetrical circuit with output swings essentially equal to the supply voltage. This results in high noise immunity over a wide supply voltage range. No DC power other than that caused by leakage current is consumed during static conditions. All inputs are protected against static discharge. These gates may be used as hex buffers, CMOS to DTL or TTL interface or as CMOS current drivers. Conversion ranges are from 3 to 15 volts providing V<sub>CC</sub> < V<sub>DD</sub>.

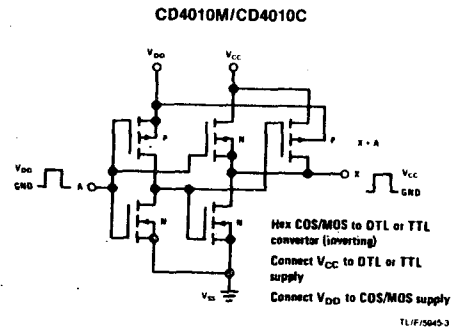
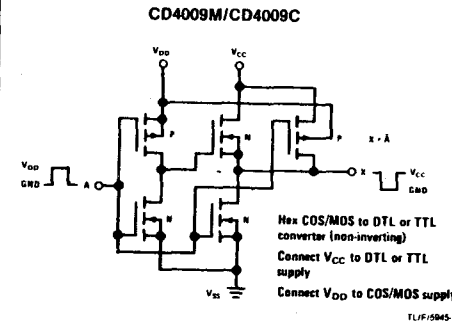
Features

- Wide supply voltage range 3.0V to 15V
- Low power 100 nW (typ.)
- High noise immunity 0.45 V<sub>DD</sub> (typ.)
- High current sinking capability 8 mA (min.) at V<sub>O</sub> = 0.5V and V<sub>DD</sub> = 10V

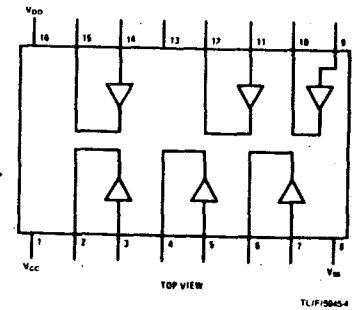
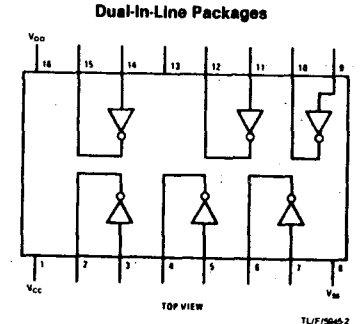
Applications

- Automotive
- Data terminals
- Instrumentation
- Medical electronics
- Alarm system
- Industrial controls
- Remote metering
- Computers

Schematic Diagrams



Connection Diagrams



Order Number CD4009MJ, CD4009CJ,  
CD4010MJ or CD4010CJ  
See NS Package J18A

Order Number CD4009MN, CD4009CN,  
CD4010MN or CD4010CN  
See NS Package N18E

APENDICE E PRESUPUESTO

PRESUPUESTO

<u>CANTIDAD</u>	<u>COMPONENTES</u>	<u>PRECIO</u>	<u>TOTAL</u>
2	condensadores cerámicos	20	40
5	condensadores electrolíticos	40	200
5	condensadores de poliester	40	200
31	resistencias de 1/4 W	5	155
1	potenciómetro ajuste 1kohm	226	226
1	potenciómetro ajuste 10kohm	240	240
2	diodos zener 5.6	50	100
1	diodo zener 4.7	50	50
4	diodos 1N 4148	15	60
1	transistor BD 138	90	90
1	transistor 2N 2222	75	75
1	circuito de muestreo y retención LF 398	2225	2225
2	amplificadores operacionales uA 741	82	82
2	amplificadores operacionales (4) TL 084	400	800
1	convertidor analógico-digital ADC 0804	2785	2785
2	memorias RAM 6116	1500	3000
1	contador-oscilador 4521	350	350
1	contador 4518	150	150
1	contador 4040	250	250
1	puertas lógicas NOT 4069	150	150
1	puertas lógicas OR 4071	150	150



PRESUPUESTO

<u>CANTIDAD</u>	<u>COMPONENTES</u>	<u>PRECIO</u>	<u>TOTAL</u>
1	puertas lógicas AND 4081	150	150
2	biestables F/F 4013	100	200
1	buffers 4010	100	100
1	OR 3 entradas 4075	100	100
1	buffer bidireccionales 74245	400	400
1	crystal de cuarzo de F= 1 MHz	1500	1500
1	regulador de tensión 7805	175	175
3	zócalos de 8 pines	25	75
8	zócalos de 14 pines	30	240
4	zócalos de 16 pines	40	160
3	zócalos de 20 pines	40	120
2	zócalos de 24 pines	50	100
1	conector canon para micrófono	630	630
1	paquete de espadines machos	228	228
1	paquete de espadines hembras	360	360
2	pulsadores	70	140
2	mandos	60	120
1	conmutador de 3 posiciones	300	300
1	conmutador de 4 posiciones	398	398
1	interruptor	125	125
1	caja metálica	3900	3900

TOTAL

**20,899**

**216**

APENDICE F BIBLIOGRAFIA

## BIBLIOGRAFIA

- REPRODUCCION DEL SONIDO  
D. Bensoussan Ed. IORTV (1984)
- CARACTERISTICAS ACUSTICAS DE RECINTOS PARA LA GARBACION  
SONORA Tomo I  
Manuel Recuero Lopez Ed. IORTV (1984)
- EL USO DE LOS MICROFONOS  
Alec Nisbett Ed. IORTV (1984)
- Monografía "INTRODUCCION AL SONIDO"  
Ed. IORTV (1982)
- Monografía "MICROFONOS"  
Ed. IORTV (1982)
- Unidad didáctica " MICROFONO "  
Ed. IORTV (1982)
- ACUSTICA Tomo II  
Ed. E.U.P. Madrid
- MANUAL DE ALTA FIDELIDAD Y DE SONIDO PROFESIONAL  
Varios Autores Ed. Marcombo
- AUDIOENCICLOPEDIA

- MANUAL DE **BRIEL** & KJAER  
Ed. **BRIEL** & KJAER (1986)
- REVISTA TECNICA Nº 1 (1986)  
Ed. **BRIEL** & KJAER
- REVISTA ESPAÑOLA DE ELECTRONICA Nº 379 y 380  
Ed. Ediciones REDE S.A.
- MICROELECTRONICA  
Millman Ed. Hispano europea (1981)
- CIRCUITOS ELECTRONICOS DISCRETOS E INTEGRADOS (2ª Edición)  
Schilling, Belove Ed. Marcombo