

MEDIDOR ACUSTICO DE TIEMPO DE REVERBERACION

Tesis de Grado previa a la obtención del Título de INGE  
NIERO en la especialización de ELECTRONICA Y TELECOMUNI  
CACIONES de la Escuela Politécnica Nacional.

LUIS ENRIQUE LASCANO HERRERA

Quito, Octubre de 1979

## AGRADECIMIENTO

Al Ingeniero Jacinto Jijón, por su invaluable y desinteresada ayuda, y a todos quienes colaboraron de - diferente manera en el desarrollo del presente trabajo.

Certifico que esta Tesis ha sido  
desarrollada en su totalidad por  
el Sr. Enrique Lascano Herrera.

A handwritten signature in black ink, appearing to read 'J. Jijon', written over a horizontal line.

ING. JACINTO JIJON  
DIRECTOR DE TESIS

Quito, Octubre de 1979

A mis padres

A mis hermanos

A mis amigos

## C O N T E N I D O

	Pagina:
CAPITULO I: Introducción	
1.1.- Generalidades	2
1.2.- Acústica	5
1.3.- Absorción	18
1.4.- Reverberación	25
CAPITULO II: Diseño Teórico	
2.1.- Teoría de operación	44
2.2.- Diagrama de bloques	62
2.3.- Especificaciones	67
CAPITULO III: Diseño	
3.1.- Amplificador de entrada	77
3.2.- Filtro pasa-banda	85
3.3.- Indicador de nivel	97
3.4.- Retenedor	101
3.5.- Comparador y cuadrador	108
3.6.- Contador	114
3.7.- Circuito de disparo	117
3.8.- Circuito de retardo	119

3.9.- Decodificador e indicador numérico	123
3.10.- Oscilador	126
3.11.- Amplificador de potencia	133
3.12.- Generador de pulsos de disparo	148
3.13.- Switches	153
3.14.- Fuentes de alimentación	159
CAPITULO IV: Diseño mecánico	167
CAPITULO V: Experimentación	
5.1.- Mediciones y resultados	186
5.2.- Conclusiones	193
· APENDICE:	
Instrucciones de manejo	208
BIBLIOGRAFIA:	

C A P I T U L O      I

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

### 1.1.- GENERALIDADES:

A pesar de que el sonido es un fenómeno físico tan antiguo como cualquier otro, el conocimiento de su control es un nuevo campo de trabajo para la ciencia, incompleto todavía y en su estudio: día a día se obtiene nueva información acerca del sonido y su control, sobre todo en las sociedades que viven un desarrollo técnico acelerado.

Actualmente se necesita información básica acerca del diseño de ambientes y reducción de ruido, debido a los múltiples factores que se presentan en nuestras complicadas sociedades; algunos de estos son: - los nuevos métodos de construcción y diseños arquitectónicos, los nuevos materiales utilizados en los viejos métodos, el constante incremento de ruido en nuestras ciudades.

Las construcciones actuales presentan a arquitectos, diseñadores e ingenieros, muchos problemas acústicos, con la amplia tecnología audio-visual que incluye imágenes de televisión y audio-participación en sistemas



de cinematografía. La expansión de sistemas de transporte como buses, trenes y aviones, presentan también nuevos problemas acústicos en los diversos ambientes de nuestros hogares y centros de entretenimiento.

Desafortunadamente los problemas acústicos no son -- siempre analizados en otros edificios que no sean salas de conciertos, cines o estudios de grabación, en los cuales las condiciones de audición son muy bien conocidas. Sin embargo en casas, hoteles, edificios de apartamentos, oficinas, bibliotecas, colegios u hospitales no se dá mayor importancia a su estudio acústico. Cualquier sonido o conversación en la sala de estar de una casa puede ser molesto en un estudio adyacente, o la música de un refinado equipo de alta fidelidad puede considerarse extremadamente molesto para el departamento vecino.

En nuestro medio la construcción de ciertos edificios requieren de un análisis acústico, en los que es necesario hacer mediciones que sirvan para determinar el material o materiales que se utilizarán para el recubrimiento acústico de una sala. Los cálculos que se

hacen para efecto, son realizados con ayuda de ciertas fórmulas empíricas y en peor de los casos apoyándose únicamente en la experiencia y agudeza auditiva del constructor.

Para el correcto recubrimiento acústico de una sala es necesario conocer exáctamente su tiempo de reverberación, lo cual es difícil obtener con los métodos mencionados, por lo que es indispensable tener un aparato que efectúe esta medición con aceptable exactitud.

En el presente trabajo, presento el diseño de un Medidor de Tiempo de Reverberación que puede llegar a satisfacer las necesidades en el diseño acústico de ciertas salas.

## 1.2.- ACUSTICA:

Todas las ramas de la ciencia tienen sus pioneros y colaboradores que han aportado con trabajos para el desarrollo de determinado campo. En el caso de la acústica en la arquitectura, Wallace Clement Sabine (1868 - 1919), hizo lo que Louis Pasteur para la -- bacteriología, o lo que Robert Goddar para la astronaútica. Esto no quiere decir que Sabine haya sido el primer físico que se haya dedicado exclusivamente al estudio de la acústica, existen predecesores tales como: Rayleigh, Von Helmholtz y Joseph Henry. Sin embargo las explicaciones prácticas de la acústica en la arquitectura, especialmente, fueron hechas por Sabine quién sin poseer un equipo adecuado y utilizando únicamente un cronómetro y su propio sentido de audición, obtuvo la ampliamente utilizada ecuación para el tiempo de reverberación, que estableció las bases para una tecnología que ha tomado mundialmente amplias proporciones.

El éxito de Sabine, radica en que su educación formal se extiende al grado de Maestro de Artes de la Física, y a pesar de esto obtuvo dos títulos honora-

rios por sus trabajos en acústica.

No se puede confiar enteramente en el oído humano - para la percepción de los procesos acústicos, porque por una parte, las diferencias de individuo a individuo pueden ser muy grandes; por otra parte, - puede suceder que el mismo individuo en diferentes momentos, juzgue de diferente manera; además el oído humano no puede dar una medida absoluta representable en cifras, de las magnitudes acústicas; y finalmente porque no posee una memoria fiel para el tipo y la magnitud de su percepción.

La percepción de las diferencias en dos comparaciones consecutivas es bastante considerable, pero cuando hay intervalos largos, desaparece la posibilidad de comparar con el oído. Solo en casos muy particulares se puede disponer o utilizar para la comparación directa una fuente sonora patrón de un tipo conveniente; pero inclusive el mejor método objetivo de determinación de sonido es inseguro, porque el resultado de la comparación solo es válido para un cierto observador experimentado, siendo frecuentemente considerado erróneo por otras personas.

Si se quiere traducir en términos de validez general la magnitud de los sonidos, es preciso utilizar aparatos objetivos indicadores de medida, los cuales, para un fenómeno sonoro y su repetición siempre dan el mismo resultado; lo expresan en cifras que se puedan recordar fácilmente, y en fenómenos de tipos diversos y de diferentes intensidades dan muchos valores que se acercan mucho a los valores medios de las relaciones obtenidas por muchos observadores.

Lo que excita nuestro oído y que se designa con el nombre de sonido es una consecuencia del movimiento de las moléculas de la mezcla gaseosa de que se compone el aire. Por regla general, se inicia el movimiento del aire por el movimiento de los cuerpos sólidos que arrastran el aire que los rodea y con su dilatación mecánica comprimen las capas, con lo que se aumenta su densidad. Esta densificación, acompañada de un breve aumento de presión, intenta compensarse, difundiendo las partículas de aire a las zonas adyacentes, con lo que se produce una variación alterna entre densificación y rarificación a causa de la inercia de la masa del aire que ha entrado en movimiento a una distancia mayor del cuerpo sólido; se produce de nue--

vo un aumento de presión del aire, que cada vez se aleja más del cuerpo excitador. El sonido, por lo tanto, se propaga perpendicularmente a una superficie -- vibrante bajo las formas de ondas de densificación o longitudinales, siendo su velocidad determinada por las propiedades mecánicas fijas de la mezcla gaseosa del aire.

La velocidad de propagación de las ondas sonoras por debajo de un límite extremadamente elevado, es independiente de la intensidad de la sobrepresión instantánea de excitación y recibe el nombre de velocidad de propagación del sonido, la cual, a presión y temperatura normales, es de unos 340 metros por segundo; aunque no es idéntica a la velocidad de flujo de las partículas de aire propiamente dichas, la cual, según la intensidad de la sobrepresión de excitación, tiene unos valores muy pequeños, del orden de fracciones de milímetros por segundo.

Con la sobrepresión excitante y la velocidad de las partículas de aire, al igual que en los procesos eléctricos, se puede obtener, partiendo de tensión y corriente, la potencia (aquí llamada intensidad sonora)

que se desplaza junto a la onda sonora a través de una superficie; no obstante, los experimentos han demostrado que la magnitud más importante para la sensibilidad sonora no es ni la velocidad del sonido, ni la potencia transmitida, ni la velocidad de flujo de las partículas de aire, sino la sobrepresión de excitación, a la que responde básicamente el mecanismo de nuestro oído. Esta sobrepresión debe cumplir otros requisitos si se quiere percibir como presión sonora.

La superficie terrestre, nuestro espacio vital, debido al efecto de la gravedad, está cubierta con una capa de aire con una densidad media determinada, cuya presión (llamada presión atmosférica) es del orden de 1 kgr. por centímetro cuadrado de superficie y que como presión uniforme no puede excitar nuestro oído. Pequeñas oscilaciones de la presión atmosférica con la variación de las condiciones meteorológicas también son inaudibles. Las diferencias de presión atmosférica en diversos puntos producen corrientes, que solo se hacen audibles si son la consecuencia de la formación de torbellinos, que generan oscilaciones rápidas de aire y que con frecuencia cambian el sentido de la

presión en intervalos de tiempo muy cortos (de décimas a centésimas de segundo). Por lo tanto, observamos que no basta para una sensación audible la existencia de sobrepresiones y como consecuencia de ellas, depresiones, sino que es imprescindible un cambio suficientemente rápido de presión, de unos 20 a varios miles de veces por segundo, para obtener una sensación audible.

Por lo tanto, la presión acústica es una oscilación de presión atmosférica cuyo cambio de sentido tiene lugar según el número de períodos o frecuencia de unos 20 a 20000 Hertz. Nosotros no podemos oír estas oscilaciones si se hallan por debajo o por encima del campo de frecuencias que pueden recibir nuestro oído. Pero incluso entonces, si la intensidad de las oscilaciones de presión se halla por debajo de un cierto límite, el umbral de audición, también son inaudibles. Hoy sabemos que por encima del cero absoluto de temperatura, cerca de los -273 grados Celcius, todas las moléculas de la materia se hallan en continua oscilación, cuya intensidad aumenta con la temperatura. Las moléculas del aire a temperatura normal,



vibran continuamente debido a la variación irregular de temperatura, de forma que nuestro oído, si tuviese una sensibilidad ilimitada, percibiera estas mínimas variaciones de presión (con magnitudes físicas - de cien mil millonésimas si la presión atmosférica, en kgr. por centímetro cuadrado) como un ruido continuo.

La unidad de presión, kgr. por centímetro cuadrado, también recibe el nombre de "bar"; y se utiliza la - unidad más cómoda para las medidas de presión acústica del  $1 \mu\text{bar}$  y que es igual a  $10^{-6}$  bar. El umbral auditivo real para presiones acústicas se halla por término medio en  $2 \cdot 10^{-4} \mu\text{bar}$ , lo cual está muy por encima del "ruido del aire". El valor de la presión acústica de  $2 \cdot 10^{-4} \mu\text{bar}$  se ha tomado como el patrón internacional y el valor de referencia de todas las medidas acústicas.

La magnitud de las presiones acústicas usuales, bajo la forma de voz, música y ruido, oscila entre  $10^{-1} \mu\text{bar}$  hasta unos  $10^{+3} \mu\text{bar}$ .

Detonaciones cortísimas y de ataque muy pronunciado -  
tienen un espectro sonoro de análisis de frecuencia -  
que contiene casi todas las frecuencias audibles con  
la misma amplitud de presión acústica. Pero también  
existen ruidos continuos de aparición uniforme que --  
tienen el mismo espectro sonoro; un ejemplo muy im--  
portante en la práctica es el llamado "ruido blanco" -  
que cada vez se utiliza más para efectuar medidas y -  
que en cierta manera representa la antítesis del "So-  
nido puro", una senoide. Si por ejemplo, se cortan  
con un filtro de frecuencias determinadas zonas de --  
frecuencias del espectro sonoro del ruido blanco y --  
se elimina la zona de frecuencias fuera de la zona de  
filtraje, se puede controlar las curvas de idéntica -  
intensidad acústica con ruidos de color, en lugar de  
hacerlo con sonidos puros, Al comparar la intensidad  
acústica de tales bandas de ruido a diversas frecuen-  
cias con un presión efectiva constante con una banda  
de comparación alrededor de los 1000 Hz o directamen-  
te con una frecuencia de 1000 Hz., resulta una curva  
que básicamente se desvía de las curvas de idéntica -  
intensidad acústica.

Los aparatos de medida acústica se basa únicamente en la electrónica, es decir, en el principio de transformación del sonido bajo la forma de energía eléctrica; por esto deben disponer de un órgano que reaccione a la magnitud más importante para el oído, la presión acústica, es decir, un micrófono especialmente apropiado. Las condiciones que se deben imponer son muy fuertes, porque con fines de medición el error propio del sistema, incluyendo el micrófono, no debiera ser superior al umbral diferencial del oído en una comprobación auditiva directa, tanto en lo que respecta a las diferencias de sensibilidad a diferentes frecuencias como en lo que respecta a la constante de tiempo del valor medio total, Según las normas para medidas acústicas, sobretodo para la medida de los ruidos de tráfico según las normas sobre las condiciones que deben reunir los aparatos para la medida del tráfico del Instituto Físico Técnico de Brunswick, se exige en las frecuencias medias una exactitud absoluta de por lo menos  $\pm 2$  decibelios, que en algunos casos particulares debe ser todavía inferior. Esto significa que para el micrófono como pequeña parte del aparato local se permiten unas variaciones de  $\pm 1$  db., respecto a la constante absoluta y a la respues-

ta de frecuencias, es decir con valoración diferenciada de diferentes frecuencias. Una tal regularidad de la curva de frecuencias solo se puede conseguir técnicamente con micrófonos de condensador de precisión, - lo que ocasiona unos elevados costos de fabricación. Los micrófonos dinámicos que son muy útiles en muchos casos, no solo fines de medidas, prácticamente presentan variaciones inferiores a  $\pm 3$  dB.; los micrófonos de cristal tienen errores muy superiores, por lo tanto se descartan desde un principio como micrófonos de medida. Si estos micrófonos especialmente baratos pero no adecuados encuentran aplicación en aparatos de medida acústica, se puede comprender una serie de fracasos y falsos datos en el campo de medidas acústicas.

Es especialmente lamentable que el utilizador de tales aparatos, primitivos e inexactos, casi nunca tienen la posibilidad de comprobar la exactitud de sus valores y de buena fé se confían en ellos.

El motivo de realizar una medida acústica de un elemento de prueba es de obtener de una forma absoluta la cantidad de sonido generada por este objeto. Como medio de transmisión entre el objeto radiador de sonido

y el micrófono receptor de sonido, se encuentra el aire en el que, según las frecuencias del sonido, se producen ondas de diversas longitudes, desde -- 10 metros de longitud a 30 Hz., hasta 2 cm. a 15000 Hz. Por motivos prácticos la distancia elegida para una medición entre objeto y micrófono es por regla general de una magnitud dentro de las zonas de las longitudes de onda; es decir para frecuencias -- muy altas es elevada con respecto a la longitud de onda, y para sonidos graves es similar o inferior.

Por motivos puramente geométricos esto tiene como consecuencia que, si el objeto que irradia o refleja el sonido no tiene ondas <sup>de</sup> dimensiones muy grandes, los sonidos graves aparecen como ondas esféricas puras, mientras que para altas frecuencias en muchos casos se trata de ondas practicamente direccionales.

Para medidas de presión acústica o de intensidad sonora, según las características de nuestro oído, -- que responde a valores de presión, solo se pueden utilizar micrófonos sensibles a la presión, los cuales tienen la propiedad de captar en todas las direcciones con la misma intensidad, es decir son omnidireccionales. Otros tipos de micrófonos con direccionalidad, por ejemplo toroidales y cardioides, sensibles

a la direccionalidad de las corrientes, darían resultados falsos en un campo esférico. En un campo esférico de mucha curvatura con una variación de distancia no existe proporcionalidad entre la velocidad de la corriente y la presión acústica. Los micrófonos necesarios para la medición de la presión acústica - con características omnidireccional no pueden atenuar el ruido molesto procedente de otras direcciones que la del objeto en observación.

La característica completamente esférica del micrófono para mediciones acústicas, no obstante, presenta unas mermas en las frecuencias muy elevadas, precisamente allí donde las dimensiones geométricas del cuerpo del micrófono no son suficientemente pequeñas con respecto a la longitud de onda de las frecuencias. En el caso de sonidos de más de 1000 Hz., se formará una concentración de sensibilidad de recepción que aumentará con la frecuencia y cuyo valor máximo se situará sobre la superficie de la membrana perpendicular al eje del micrófono, lo que aconseja que se efectúen las mediciones con el eje del micrófono dirigido al objeto de estudio. Además se produce un fenómeno similar

en nuestros oídos: para sonidos graves, el oído posee una característica esférica, para sonidos agudos existe un máximo en un eje perpendicular al plano del pabellón de la oreja, es decir, ladeando hacia adelante.

En la zona de concentración de sensibilidad de percepción a altas frecuencias aparecen como fenómeno secundario, una concentración de presión delante del micrófono, que tiene como consecuencia la elevación de la curva de respuesta y que puede atenuarse eléctricamente, es decir puede ser compensado.

Si el micrófono tiene unas medidas muy reducidas (del diámetro de unos milímetros) no es necesario dirigir el eje del micrófono a la fuente sonora en el caso de un campo sonoro direccional, pues en cualquier posición se obtiene la misma curva de presión acústica y el mismo valor. Desgraciadamente, la sensibilidad de estos micrófonos pequeños es relativamente reducida, de forma que solo se pueden utilizar para presiones acústicas bastante elevadas, siendo de difícil aplicación con fines generales en zonas muy amplias de intensidad acústica.

### 1.3.- ABSORCIÓN:

Cuando una onda sonora choca contra una pared, parte de la energía es absorbida por el material de la que está hecha y transformada en otra forma de energía - mecánica, generalmente calor, otra parte es transmitida hacia el otro lado de la pared y una tercera parte es reflejada hacia su medio original. Por leyes físicas podemos escribir:

$$1 = a + b + t$$

donde "a" es la fracción de la energía incidente que es absorbida, "b" es la fracción reflejada, y "t" es la fracción transmitida.

Si utilizamos una onda sonora con una presión sonora de un nivel de 70 dB. que choca con una pared que tiene una absorción "a" de 90%, la onda reflejada tendrá un nivel de presión sonora de 60 dB., esto es una reducción de 10 dB. La relación está dada por:

$$r = 10 \log(1 - a) \text{ dB.}$$

Donde "r" es la reducción de nivel de presión sonora.

El siguiente es un cuadro comparativo que muestra la reducción de presión sonora de una onda que se refle-



ja en dos diferentes paredes y que tienen diferente absorción. El primer caso es para el mismo caso anterior donde la pared tiene una absorción de 90%, y segundo caso es para una pared que tiene 10% de absorción.

Absorción	Reflección	Sonido Incidente	Sonido Reflejado	Reducción
90%	10%	70 dB	60 dB	10 dB
10%	90%	70 dB	69.54 dB	0.46 dB

Desafortunadamente, las ondas sonoras no están realmente formadas por rayos o haces para ser reflejadas y transmitidas como trenes ordenado para una evaluación exacta.

Considerando ahora el coeficiente de transmisión "t", en la práctica es medido en términos de nivel relativo de presión sonora -NPS-, anotando la densidad de energía en el frente de una pared, generalmente una división entre dos cuartos, y en el otro lado, luego resolviendo "t" en la siguiente ecuación:

$$NPS_1 - NPS_2 = 10 \log \frac{1}{t}$$

$NPS_1$  es sin embargo una medida para el sonido reflejado y para el sonido incidente.

De igual manera, el coeficiente de absorción "a" en la ecuación definida anteriormente incluye en su sentido el sonido transmitido. Así, una cortina en el frente de una pared sólida podría presentar una absorción de 10% mientras que el frente de una ventana abierta podría presentar una absorción de 90%, esto debido a que el sonido se transmite por la ventana y no regresa al cuarto. Debido a que estos coeficientes tienen más sentido práctico en las mediciones de tiempo de reverberación y de reducción de ruido, generalmente se los evalúa en condiciones de incidencia de sonido no precisados, esto es aconsejable ya que el coeficiente de absorción de muchos materiales varían con el ángulo de incidencia, siendo el máximo de  $0^\circ$  y el mínimo de  $90^\circ$ .

Algunos autores prefieren utilizar el término absorción por el término "coeficiente de absorción", debido a que una cantidad evaluada en un cuarto no es realmente constante ya que el porcentaje de absorción varía con la cantidad y distribución del material en

el ambiente. Aumentando la cantidad de material absorbente en un cuarto se tiende a disminuir la efectividad de absorción y viceversa.

La unidad de absorción de sonido en el sabin, en honor a W.C. Sabine, para las dimensiones de un pie cuadrado (ventana abierta). El sabin métrico es igual a 10.76 pies cuadrados y un sabin inglés es igual a -- 0.0929 sabines métricos.

El coeficiente de absorción de sonido de un material es la fracción de energía sonora incidente absorbida o de otra manera no reflejada por la superficie.

Veremos posteriormente que el margen total de absorción en un cuarto muerto se obtiene más exactamente multiplicando la superficie entera encerrada, por  $\log(1 - \bar{a})$ ; donde  $\bar{a}$  representa la absorción.

Los principales factores que determinan la absorción de un material son: la suavidad (módulo de elasticidad), espesor o grosor, porosidad y resistencia de flujo, Materiales suaves como el fieltro, algodón,

lana mineral, etc., son generalmente mejores absorbentes de baja frecuencia que productos de igual grosor - pero más duros, tales como los azulejos porosos de cerámica.

No hay composición secreta de materiales que permita a un producto poroso relativamente delgado, por decir menor que 2 centímetros, que sea considerablemente -- más absorbente que cualquiera de los muchísimos materiales comercialmente conocidos.

La porosidad puede ser definida simplemente como la relación de poros de un volúmen de cierto material. -

Así, si en un centímetro cúbico de fibra de vidrio, existe un volúmen de aire de 0.8 centímetros cúbicos, esta fibra tendrá porosidad de 0.8. El tamaño de los poros no influye en la determinación de la porosidad, ni tampoco la intercomunicación entre los poros del material. Otro factor importante, después de la porosidad, que sirve para determinar la absorción de sonido en un material acústico, es la resistencia de flujo y puede ser definida como:

$$R = \frac{P}{U} \text{ dina. } \frac{\text{seg.}}{\text{cm}^5}$$

Donde  $P$  es la diferencia de presión entre las dos superficies de un material ( $\text{dina/cm}^2$ ), y  $U$  es el volumen de corriente a través de un material poroso ( $\text{cm}^3/\text{seg.}$ ).

La resistencia de flujo representa el volumen de aire que puede pasar a través de un material en un segundo para una caída de presión dada entre los dos lados. Esta es independiente de la intercomunicación existente entre los poros del material, tanto como el tamaño de los poros en el.

Ciertos productos, como las espumas plásticas, tienen poros cerrados en los que <sup>haya</sup> gas (como dióxido de carbono) permanentemente sellado. Estos materiales presentan menor absorción de sonido que aquellos que permiten pasar el sonido más fácilmente por los poros y así ser absorbidos por su resistencia friccional.

El promedio aritmético del coeficiente de absorción para 250, 500, 1000 y 2000 Hertz es llamado muchas veces coeficiente de reducción de ruido, este término no está bien escogido, en vista de que el término "reducción de ruido" ha sido muy bien adoptado por la li

teratura de acústica arquitectónica para determinar la diferencia del nivel de ruido entre dos cuartos - adyacentes.

Puede aparecer cierta confusión del término "material acústico", este generalmente denota a un material absorbente de sonido, pudiendo ser baldosa, argamaza, - una frazada o una fibra porosa reforzada con un producto fibroso. No denota principalmente un material apropiado para reducir la transmisión de sonido de un ambiente a otro, aunque es malentendido de esta manera, un constructor por ejemplo: puede ordenar una -- "plancha acústica" para ser instalada en los lados de una pared de un estudio con la convicción que esta proveerá una considerable atenuación entre los dos cuartos, luego vé que la aislación es muy baja que la de una pared normalmente cubierta. Por lo tanto, los materiales absorbentes no son la solución definitiva para los múltiples problemas acústicos existentes en la industria de la construcción.

#### 1.4.- REVERBERACION:

Todo espacio cerrado o parcialmente cerrado, tiene reverberación, que es la persistencia sonora debido a -- las reflexiones en los límites del espacio cerrado -- después que la fuente sonora a callado. Así, un gran tubo, una piscina vacía, y también una concha marina grande muestran este fenómeno de prolongación de sonido, que no debería confundirse con eco, definido como una onda o pulso diferente que se detecta. Excesiva reverberación no solo que hace ininteligible un discurso en una sala, causando superposición de sílabas sucesivas, sino que también tiende a poner indeseables niveles de densidad de energía sonora en el ambiente de tal manera que este sonido indeseado viene a ser audible y molesto. Para cuartos de música, especialmente iglesias con órganos, una reverberación prolongada es aconsejable, con el fin de elevar la calidad de rendimiento. Los cuartos de lectura deben tener -- solamente una limitada cantidad de esta persistencia de sonido para mejorar las condiciones auditivas.

La reverberación puede ser reducida aplicando materiales absorbentes de sonido en los límites del ambiente.

001830

Siempre que una onda sonora choca contra el material, parte de su energía es absorbida y otra parte es reflejada. La onda reflejada es también parcialmente absorbida y reflejada y así hasta después de algunas repeticiones y reducciones de amplitud hasta que la señal original es reducida y no es audible. En un ambiente abierto, por supuesto, no hay reverberación; el reconocimiento de la señal depende completamente del sonido directo.

El tiempo de reverberación de una sala ha sido definido como el tiempo requerido por el nivel medio cuadrado de la presión de sonido, originalmente en estado estable, para decrecer 60 decibelios, después que la fuente sonora ha callado. Probablemente fué la primera cantidad complementante estudiada en acústica arquitectónica y la ecuación de su investigador original, W.C. Sabine, es todavía fundamental para el propósito de calcular el tiempo de reverberación de salas con valores conocidos de absorción. Muchas otras ecuaciones han sido desarrolladas por varios trabajadores en este campo pero solamente dos de ellas han sido de validez popular. A continuación están las ecuaciones -



de tiempo de reverberación más frecuentemente usadas, todas ellas en unidades inglesas:

W.C. Sabine  $T_s = \frac{0.049 V}{A}$

C.F. Eyring  $T_E = \frac{0.049 V}{- S \log (1 - a)}$

D. Fitzroy  $T = \frac{0.049 V}{S^2} \left( \frac{X^2}{A_x} + \frac{Y^2}{A_y} + \frac{Z^2}{A_z} \right)$

Donde: V es el volúmen del cuarto (en pies cúbicos), log es el logaritmo natural, X e Y son las areas totales de las primera y segunda pares de paredes paralelas, Z es el area total del cielo raso y el piso; ax, Ay y Az son sus absorciones totales (sabines) respectivamente.

En las tres ecuaciones anteriores, la superficie total del cuarto es S (en pies cuadrados).

$S = S_1 + S_2 + S_3 + \dots$

Absorción de las superficies  $S_1, S_2, S_3 \dots$

$= a_1, a_2, a_3, \dots$

Absorción (sabines)  $= a_1 S_1 + a_2 S_2 + a_3 S_3 + \dots$

$$y: \quad \bar{a} = \frac{a_1 S_1 + a_2 S_2 + a_3 S_3 \quad \dots\dots\dots}{S_1 + S_2 \quad + \quad S_3 \quad \dots\dots\dots}$$

La ecuación de Sabine es aplicable a cuartos que tienen absorción moderada, esto es cuando "a" no es mayor que 0.15, la ecuación de Eyring es generalmente para cuartos con "a" mayor que 0.15 ya que el tiempo calculado con esta ecuación se aproxima a cero, <sup>v</sup> cuando  $\bar{a}$  se aproxima a la unidad, en cambio con la ecuación de Sabine se aproxima a  $0.049 \frac{V}{S}$ .

La ecuación de Fitzroy es una aproximación relativa, esta provee períodos de reverberación calculados de acuerdo con los valores medios en cuartos que tienen materiales absorbentes de sonido concentrados en una o dos paredes, mientras un par o dos pares de paredes paralelas permanecen altamente reflectivas.

Debería anotarse, sin embargo, que todas las ecuaciones de tiempo de reverberación publicadas hasta hoy están basadas, explícita o implícitamente, en condiciones de energía sonora difusa en el ambiente bajo consideración. La ecuación de Fitzroy no es una excepción, ya que toma en cuenta la no uniformidad de

la absorción en el cuarto.

En su forma original la ecuación de Fitzroy empleaba el tipo de absorción de Eyring en vez del tipo de Sabine, por lo que:

$$T_F = 0.049 \frac{V}{S^2} \left( \frac{x^2}{-X \log(1 - \bar{a}_x)} + \frac{x^2}{-Y \log(1 - \bar{a}_y)} + \frac{x^2}{-Z \log(1 - \bar{a}_z)} \right)$$

donde  $\bar{a}_x$ ,  $\bar{a}_y$ ,  $\bar{a}_z$  representan las absorciones promedio de un par de paredes opuestas. Sin embargo, la ecuación de esta forma es de importancia solamente para cuartos con un tiempo de reverberación relativamente corto, por ejemplo con considerable cantidad de material absorbente generalmente distribuido sobre algunas paredes y el cielo raso; en este caso la ecuación de Eyring sirve muy bien.

Para ilustrar la diferencia de los períodos obtenidos calculando el tiempo de reverberación con las cuatro ecuaciones, consideremos un cuarto de 10 pies cúbicos, en el cual el primer par, el segundo, y finalmente - un tercer par de paredes opuestas han sido cubiertas con un material acústico de 0.80 de absorción, mientras que el resto de paredes no cubiertas presentan

una absorción de 0.04

La tabla de 1.4.1., muestra los resultados de los cálculos.

Tiempo de reverberación en un cuarto de 10 pies cúbicos con un número de paredes opuestas cubiertas con un material absorbente de 0.80 de absorción y las otras paredes presentan una absorción de 0.04.			
Ecuación de Reverberación	1 par	2 pares	3 pares
Sabine	0.278 seg.	0.145 seg.	0.102 seg.
Eyring	0.236 seg.	0.102 seg.	0.051 seg.
Fitzroy con absorción de Sabine	1.395 seg.	0.749 seg.	0.102 seg.
Fitzroy con absorción de Eyring.	1.375 seg.	0.715 seg.	0.051 seg.

T A B L A 1.4.1.

Nótese el largo tiempo de reverberación obtenido con la ecuación de Fitzroy, 1.395 segundos, cuando solamente un par de paredes opuestas están cubiertas con absorbentes sonoros. Comparada con la ecuación de Eyring, el tiempo de 0.236 segundos es casi seis veces mayor, y aún así está de acuerdo con los valores obtenidos por mediciones hechas en este campo.

Generalmente los tiempos de reverberación recomendados se refieren a la mitad o las dos terceras partes ocupadas de un cuarto, las mediciones de tales ocasiones, en la práctica tienen que ser hechas en ambientes vacíos. Se ha hallado que el tiempo de reverberación no es independiente de la posición del micrófono en el cuarto y del número de fuentes sonoras empleadas para la señal.

Si colocamos dos o tres butacas de teatro en una cámara de reverberación no paralelepípeda y luego esparcimos sonido desde un número de parlantes que se muevan con el propósito de difundir aún más el sonido y medir su absorción a un alto grado de uniformidad, de tal manera que el mismo valor preciso se pue

da lograr sin tomar en cuenta la posición de las butacas en la cámara. Pero si hacemos una medición similar en un teatro vacío, con un parlante solamente, colocado en el escenario o cerca de la pantalla, como en el caso de un cine, obtendremos, a una frecuencia de 1000 Hz., un período medido en el aire, mayor al 25% que a la altura de los asientos, debido a la no uniformidad de las condiciones sonoras; y si colocamos 10 altoparlantes distribuidos al azar en la sala, los períodos pueden llegar a ser más largos que el 20% debido al mayor choque con las sillas a incidencias rozantes, donde los valores de absorción son menores.

Por el criterio de ciertos investigadores, el tiempo de reverberación correcto es el que se ha medido a altura del oído, esto es aproximadamente 30 centímetros sobre el límite superior del espaldar de un asiento y utilizando un solo altoparlante en el escenario, a menos que condiciones inusuales de sonido o auditivas prevalezcan en el ambiente.

El tiempo de reverberación en relación con el volumen y el propósito de un ambiente representa al momento el criterio más importante para salas acústicas

satisfactorias. Una persona, adiestrada por supuesto, puede colocarse en varios lugares de una sala, - aplaudir y obtener de la atenuación del sonido una - medida aproximada de las condiciones auditivas existentes.

En la figura 1.4.1. se muestra la variación del tiempo de reverberación con el volumen, de varios tipos de ambientes. Los valores ilustrados representan una guía general, ya que muchos edificios acomodan una gran variedad de actividades similares. Así, ha sido recomendado que para salas de óperas, el tiempo de reverberación para óperas Wagnerianas sea de 10% mayor que para óperas italianas. Para salas de conciertos será 25% mayor que para música romántica -- (Brahms), que para música clásica (Mozart) o para música moderna (Stravinsky); para las iglesias será 20% mayor para funerales que para música nupcial y para salas de cine deberá ser 10% menor para grandes pantallas y reproducciones estereofónicas (para facilitar la orientación de la fuente sonora) que para películas monofónicas de 35 milímetros. Tal variación en el período de reverberación recomendada necesita un cambio de la absorción general en el

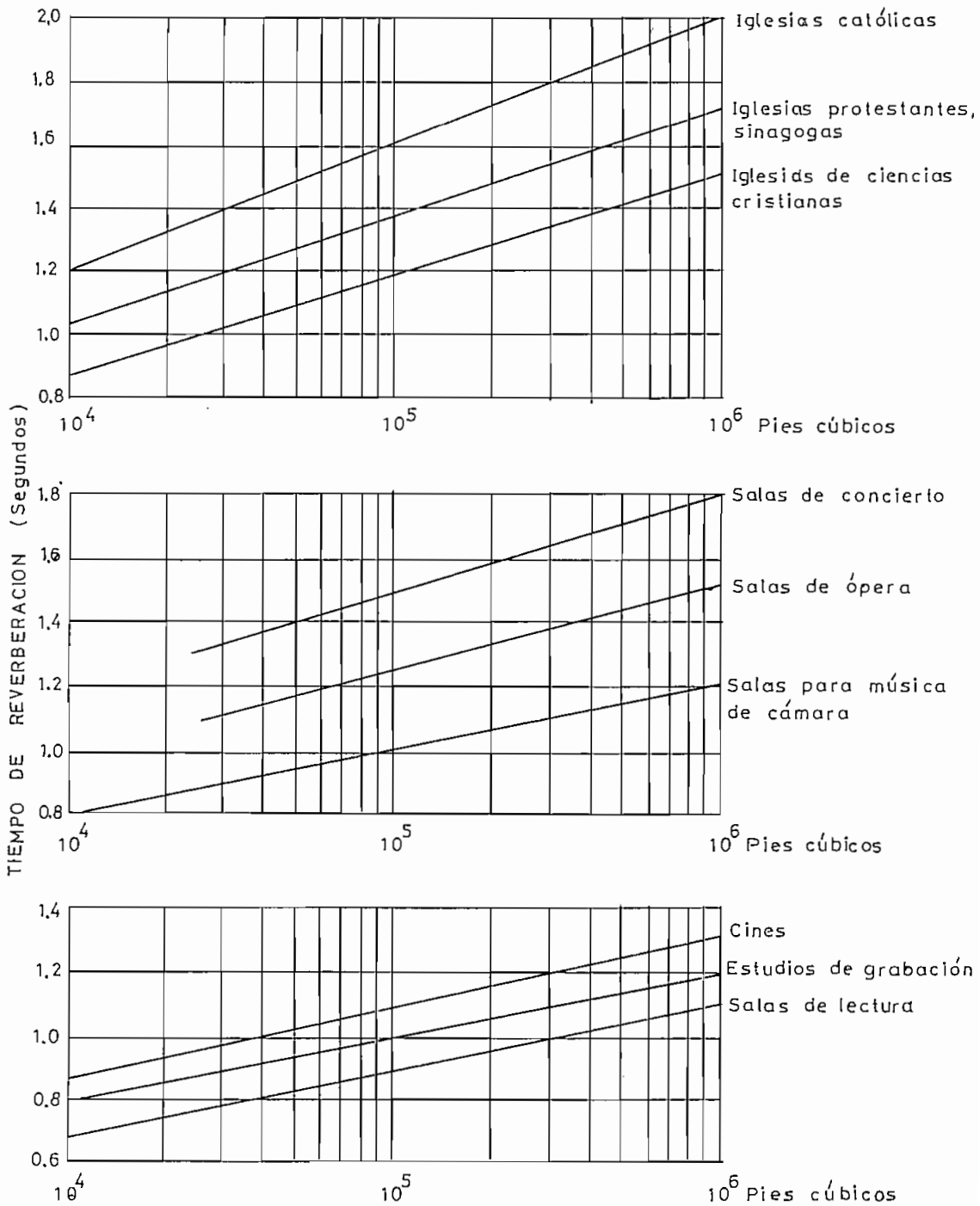


Figura 1.4.1.

Tiempo de reverberación a 500 Hz. para diferentes salas, asumiendo dos tercios ocupados, como función del volumen encerrado.



ambiente, que llega a ser un requerimiento costoso.

Esto es cierto particularmente en locales de múltiple propósito que acomodan actividades acústicas - no similares, tales como lectura, recitales de órgano, presentaciones fílmicas, eventos deportivos, etc., en tales salas el tiempo de reverberación óptimo debe variar entre 50% o más, cuyo cambio a menudo es económicamente impracticable de lograr por principios mecánicos.

Debido al compromiso de tiempo de reverberación que deba adoptarse, al menos un recurso se toma para alargar el período electro-acústicamente, como se ha hecho en el Royal Festival Hall en Londres. Este método no consiste en añadir una característica de reverberación, para un sistema reforzador sonoro operando durante la ejecución, ni por medio de reverberadores sintéticos o cámaras de reverberación, este consiste en colocar sobre el auditorio en el cielo raso, numerosos grupos de micrófonos y altoparlantes, cada grupo incluye el amplificador entre el micrófono y el altoparlante, sintonizados a una sola frecuencia.

Cada micrófono está localizado en un resonador Helmholtz para incrementar la eficiencia, y está construí-

do para recoger solamente el sonido directo del cielo raso. De esa manera, dependiendo de la ganancia del amplificador, el tiempo de reverberación de cualquier nota puede ser prolongada a cualquier valor deseado. El esquema en cambio es caro, y se necesitan cientos, sino miles de grupos de micrófonos-amplificadores-parlantes-resonadores cuidadosamente diseñados, probados y ajustados.

En la mayoría de los cuartos, el cambio del tiempo de reverberación con la frecuencia -llamados característica de reverberación - es tal que, el tiempo de 100 Hz. es de 20 a 50% mayor que a 500 Hz. Una excepción se presenta en los estudios de grabación para los cuales el tiempo de reverberación debe ser casi invariable con las frecuencias. El incremento de reverberación en bajas frecuencias tiende a hacer más natural el sonido en un ambiente, así el sonido al que nosotros hemos llegado a acostumbrarnos, y a una condición alcanzable con materiales comunes de construcción tanto como baldosas y argamasa.

Las curvas mostradas en la figura 1.4.1. pueden ser descritas por las siguientes ecuaciones:

Iglesias Católicas:	0.4 log V-0.4
Iglesias Protestantes, sinagogas.	0.351 log V-0.35
Iglesias de ciencias cristianas.	0.3 log V-0.3
Salas de Concierto.	0.3 log V
Salas de Opera.	0.251 log V
Salas de música de cámara.	0.2 log V
Cines.	0.2 log V-0.1
Estudios de Grabación	0.2 log V
Salas de lectura.	0.2 log V-0.1

Sin embargo no hay una relación teóricamente desarrollada detrás de estas curvas; fueron empíricamente derivadas. Aún más, como se anotó anteriormente, están hechas para presentar una guía general para el tiempo de reverberación medio de una distancia que para cualquier sala puede muy bien comprender períodos que varían algún porcentaje, arriba o abajo, sin hallarse -objetable.

Bajo unas mismas condiciones, en un ambiente, el tiempo de reverberación permanece invariable y tendrá únicamente un valor. Como se anotó anteriormente, todas

las ecuaciones han sido derivadas empíricamente y además estas sirven únicamente para efectuar cálculos aproximados de un posible tiempo de reverberación de un ambiente en el cual se tienen o se pueden tener ciertas características de absorción; esto quiere decir que estas fórmulas pueden usarse para calcular el tiempo de reverberación de un ambiente que va a ser diseñado acústicamente y se conocen las características físicas que va a tener, o en el caso de conocer las características de una sala ya existente, se desea conocer aproximadamente su tiempo de reverberación. En este último caso el mejor y más objetivo método de conocer el tiempo de reverberación es midiéndolo con un Medidor de Tiempo de Reverberación.

El medidor de tiempo de reverberación no está basado en ninguna fórmula desarrollada empíricamente, el criterio de su funcionamiento se basa en el concepto de tiempo de reverberación, en el que no se considera ni el volumen del ambiente ni el material con el que se recubren sus paredes.

Una cantidad a veces usada en conexión con la reverberación de un cuarto es conocida como la relación de declinación de sonido (D), y está definida como:

$$D = \frac{60}{T} \frac{\text{dB}}{\text{seg.}}$$

$$D = \frac{60 - A}{0.049 V} \left( = 1224.5 \frac{A}{V} \right) \quad \text{en cuartos vivos.}$$

$$D = 1224.5 \frac{S}{V} \left( -2.3 \log (1 - \bar{a}) \right) \quad \text{en cuartos muertos.}$$

Donde S es la superficie interior de la sala (pies cuadrados), V es el volúmen de la sala (pies cúbicos), A es la absorción (sabines), T es el tiempo de reverberación (seg.), y " $\bar{a}$ " es la absorción promedio dentro de los límites. Así, en un cuarto de 20X30X50 - pies, con una absorción total de 300 sabines (T= 4.9 seg.), el sonido decae con una relación de 12.25 dB/seg. Si la absorción en el mismo cuarto es de 3000 - sabines (T=0.363 seg.), la declinación será de 165 -- dB/seg. La relación de declinación es de importancia en la evaluación de una sala cuya reverberación no es uniforme, sobre el especificado nivel de sonido de -- 60 db. puede decirse por lo tanto, que para salas de lectura la relación de declinación de los primeros -- 10 dB/seg., para salas de música, 45 dB/seg., y para salas de coros, 30 dB/seg. ya que los criterios cua-

litativos de sonido dependen de los primeros milise - gundos después de la emisión de la señal en una sala.

El método convencional para hacer mediciones del tiempo de reverberación de un cuarto, considerado como el mejor, consiste en utilizar ya sea frecuencia modulada o una banda de tercera octava de ruido blanco, -- como señales que deben ser generadas en el ambiente. Después de que el tono ha alcanzado una condición de estado estable en el cuarto, que raramente tomá más -- de un segundo, este es terminado brúscamente y la de-- cadencia de sonido se graba directamente en una gra-- badora de papel de movimiento rápido para una evalua-- ción inmediata, o además puede ser grabada en cinta -- magnetofónica para una evaluación posterior en el la-- boratorio. Se deben hacer algunas grabaciones para -- cada frecuencia de prueba, con el micrófono colocando en diferentes posiciones en la sala para lograr un -- buen promedio de reverberación. Debe evitarse una posición cerca del micrófono a la fuente sonora; gene-- ralmente por su carencia de sonido reflejado, esta es una condición usualmente indicada para muy cortas de-- clinaciones.

El uso de disparos de pistolas, reventón de balones, golpes de tambor y otras fuentes sonoras impulsivas dejan que desear en los resultados de las pruebas, - ya sea por repetición en la posición del micrófono, o debido a que la evaluación no corresponde correctamente con que el sonido no ha alcanzado el estado estable en el cuarto, antes de haberse terminado, como lo requiere la definición de tiempo de reverberación.

Esto se cumple particularmente en mediciones hechas en salas pequeñas y ha llevado a molestas diferencias cuando se han hechos varias mediciones de tiempo de reverberación por más de un investigador. Paradójicamente, los tiempos de declinación medidos con señales impulsivas pueden ser más largos o más cortos -- que aquellos medidos cuando se usan señales que son -- repentinamente terminados de su estado estable.

El método de medición del tiempo de reverberación que utilizaremos para nuestro medidor difiere únicamente en dos aspectos con el método mencionado anteriormente; el primero es que no utilizaremos ningún método de grabación, ya sea para una evaluación inmediata o para una evaluación posterior. Con una grabación en papel, se requiere de una interpretación y evaluación del gráfico, es cierto que este tipo de análisis dará

un resultado bastante exacto, pero requiere de la presen-  
cia de una persona experta en interpretación y análisis  
del gráfico. El medidor que hemos ~~desarrollado~~ efectúa  
automáticamente el análisis y presenta el resultado inme-  
diatamente en su valor numérico. Se ha sacrificado algo  
de precisión a cambio de no requerir de una persona espe-  
cializada que efectúe el análisis y la evaluación de la -  
medición.

El segundo aspecto en que difiere nuestro método de medi-  
ción, es que no utilizaremos como señal que debe ser ge-  
nerada una banda de ruido blanco, ya que técnicamente la  
generación de este tipo de señal, complicaría grandemen-  
te el diseño del aparato, por lo que usaremos una señal  
de una sola frecuencia que presenta la ventaja de poder  
contar su frecuencia y este conteo nos sirve para utili-  
zarlo como patrón de tiempo o señal de reloj para un con-  
tador electrónico.



C A P I T U L O    I I  
D I S E Ñ O    T E O R I C O

## 2.1.- TEORIA DE OPERACION:

El medidor de tiempo de reverberación ha sido diseñado con el propósito de medir el tiempo que demora una señal mientras se produce el fenómeno de reverberación, para lo cual nos basamos en el conteo de pulsos que ocurren durante este tiempo. Los pulsos son generados de la misma señal que utilizamos como referencia para efectuar la medición, pues presenta la ventaja de ser una frecuencia constante y además esta frecuencia es de un valor fácilmente divisible para múltiplos de 10.

El tiempo ha medirse debe empezar a contarse desde que la señal ha cesado en un parlante. Para evitar transientes en la inductancia de la bobina del parlante, es necesario apagar la señal del altoparlante cuando la señal de corriente que pasa por este sea cero, es decir, el apagado del parlante y el inicio de la medición deben ser sincronizados.

Antes de iniciar el conteo definitivo se debe dejar pasar un tiempo que corresponde al de la onda directa, hasta que esta desaparezca. El tiempo que demora en viajar la onda directa depende de la distancia

que existe entre la fuente sonora y el micrófono receptor de esta señal. Si adoptamos la distancia es de 3 metros, el tiempo que se demora la onda directa será de 10 milisegundos; si la distancia es de 10 metros, el tiempo será de 30 milisegundos.

En la figura 2.1.1. representamos la variación de la magnitud de la señal que prevalece en el ambiente, y que es la misma que recibe el micrófono, la cual permanece constante mientras es radiada por el parlante.

Al tiempo  $t_a$  se suspende la señal en el parlante y la magnitud de la señal sigue siendo la misma, debido a la onda directa que va del parlante al micrófono; una vez que ha pasado la onda directa la señal empieza a atenuarse. El tiempo entre el fin de la onda directa y el momento en que se apagó el parlante está dado por la relación:

$$t = \frac{D_{m.p.}}{V_s}$$

donde  $D_{m.p.}$  es la distancia entre el micrófono y el parlante y  $V_s$  es la velocidad del sonido.

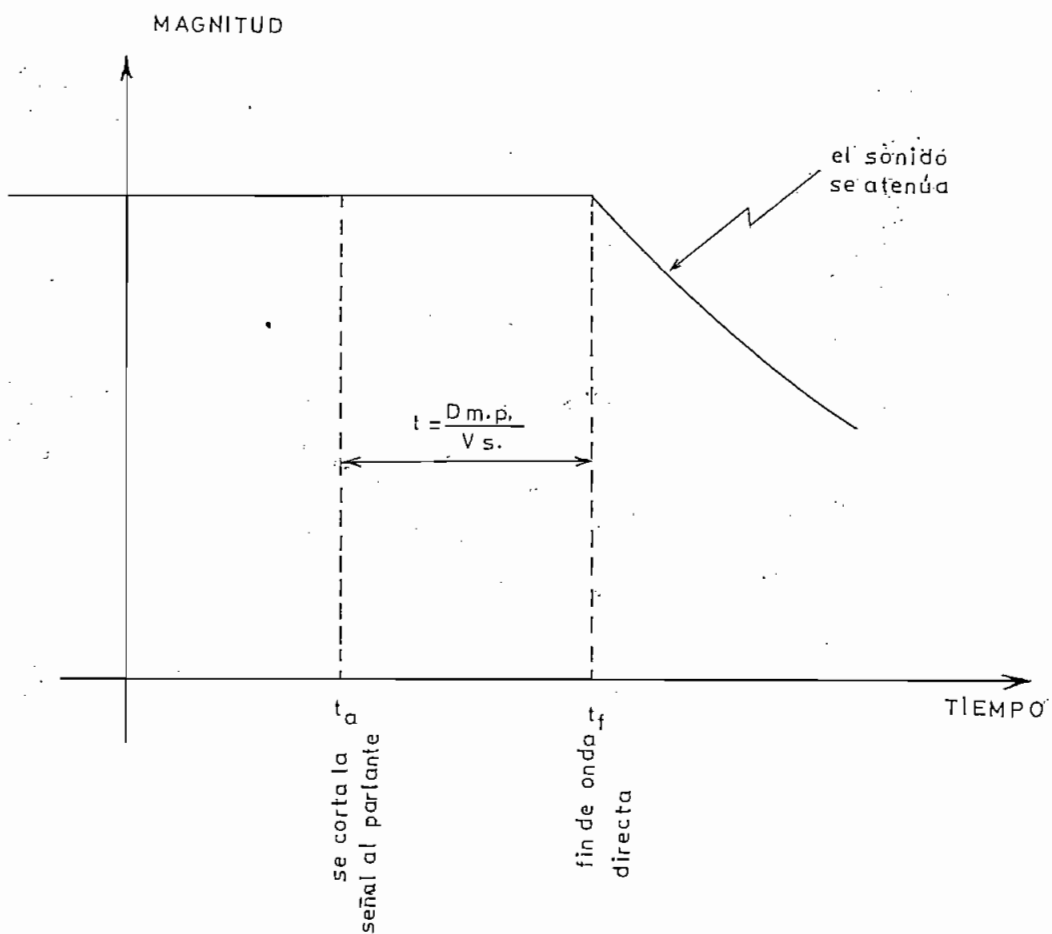


Figura 2.1.1.

Variación de la magnitud de la señal que se recibe en el micrófono del medidor de tiempo de reverberación.

Debido a que la señal que utilizamos tiene una frecuencia de 1000 Hz., los pulsos que contamos tienen una frecuencia igual, esto es que cada pulso ocurre cada milisegundo.

Si queremos dejar pasar un cierto tiempo correspondiente al de la onda directa después que se ha apagado el parlante, lo que hacemos es que el contador --cuente 10 ó 30 milisegundos, dependiendo de la distancia; después de esto podremos empezar la medición del tiempo de reverberación.

El momento que empieza la medición del tiempo de reverberación el contador debe volver a cero, también un switch debe abrirse en el circuito retenedor de --tal manera que este guarde la amplitud de la señal --que está presente ese instante. La amplitud de esta señal nos sirve de referencia para un comprador que es el que detiene el conteo una vez efectuada la comparación y el contador deberá detenerse en esa lectura.

Después de haberse efectuado todos los pasos anteriores el medidor deberá volverse a cero mediante un --sistema de reinicio, con lo que quedará habilitado --

para efectuar cualquier nueva medición.

Basándonos en el concepto de tiempo de reverberación, podemos analizar gráficamente el tipo de curva que -- se genera al comparar el nivel de señal que se atenúa con respecto al tiempo. En primer lugar determinaremos la ecuación de esta curva, para lo cual debemos hacer algunas consideraciones tales como: a) que la absorción es constante e igual en todas las paredes del lugar donde se realiza la medición; b) la absorción se debe únicamente a la absorción de las paredes y a la transmisión a través de ellas, sin considerar otras pérdidas.

$$\bar{a} = \text{absorción} + \text{transmisión}$$

la potencia sonora está dada por la relación:

$$P_r = P_i (1 - \bar{a})$$

donde  $P_i$  es la potencia sonora incidente.

c) la velocidad del sonido es constante ( $v$ )

d) tomaremos en cuenta algunas simplificaciones.

- Si radiásemos una señal hacia un lugar donde está no se refleja, la variación de intensidad de sonido con la distancia sería de capital importancia, pero -

consideramos que estamos radiando en un local cerrado por todos los lados, donde esta se refleja permanentemente hasta obtener en el ambiente una señal de estado estable debido a la gran cantidad de señales reflejadas que se presentan a más de la señal original; una vez que se ha suspendido la emisión de señal en el parlante y desaparezca la onda directa entre el parlante y el micrófono, solamente nos interesa la señal reflejada, por lo cual podemos considerar que la intensidad de sonido no se ha perdido con la distancia.

Si considerásemos que la fuente emisora de señal fuera una fuente puntual de tamaño reducido y que radiara omnidireccionalmente, la intensidad sonora formarían una esfera con centro en la fuente, esta esfera al propagarse en el ambiente iría disminuyendo su intensidad sonora por unidad de área en proporción inversa al cuadrado del radio que tenga cada momento -- por lo que se puede decir que la intensidad sonora, -- para este caso de radiación esférica, si disminuye -- con la distancia.

En casos prácticos, la fuente emisora de sonido es realmente una fuente donde no se genera una esfera sino más bien un frente de ondas que es debido a la superposición de varias pequeñas esferas generadas casi simultáneamente en el parlante, si este frente de ondas choca contra una pared relativamente grande, se reflejará en forma paralela a la pared y la intensidad sonora de este frente de ondas no se verá muy afectada por la distancia que viaje.

Si radiásemos desde el centro de una esfera perfectamente reflectora y completamente cerrada, las reflexiones producidas por la pared interna de la esfera podrían considerarse permanentes y estables, una vez que se haya suspendido la emisión de la señal, y las pérdidas de intensidad sonora que podrían presentarse serían atribuidas únicamente a la absorción que podría existir y no a la distancia recorrida por la señal.

En vista de que las mediciones se efectuarán en una sala cerrada y considerando lo analizado anteriormente, podemos decir que las ondas reflejadas dentro de la sala serán paralelas y no esféricas por lo que consideraremos que la intensidad sonora no se perde-



rá con la distancia.

-Por la misma consideración anterior de que se trata de un local cerrado y mantenemos una señal de estado estable antes de suspender su emisión, no es primordial que el local tenga una forma específica, por lo que adoptaremos, con el propósito de simplificar el análisis, la configuración más sencilla, esto es que las paredes sean paralelas.

- Al obtener una señal estable obtendremos también que las reflexiones se producen en las tres dimensiones en forma similar, por lo que consideraremos que la onda se propaga en una sola dimensión entre dos paredes.

Una vez anotado lo anterior, analizaremos una onda que se genera dentro de un local cerrado y que viaja hacia una pared donde choca y parte de su potencia sonora es absorbida, luego es reflejada para ir a chocar contra otra pared paralela donde también es absorbida parte de su potencia sonora y se refleja.

Este proceso se repite hasta que la señal desaparece completamente.

Para facilidad de análisis utilizaremos el gráfico de la figura 2.1.2. en el que se representa el viaje de la señal entre dos paredes. Representamos la trayectoria de la señal en forma oblicua aunque realmente debe ser perpendicular a la paredes, en el eje vertical representamos el tiempo.

La distancia entre las paredes es  $\underline{d}$ , la potencia sonora inicial de la señal, cuando esta es generada y no sufre ninguna atenuación es  $P_o$ . El tiempo que la señal se demora en llegar de una pared a otra será:

$$t = \frac{\underline{d}}{v}$$

Del análisis del gráfico podemos deducir las relaciones que se muestran en la tabla 2.1.1. Esto quiere decir que la potencia sonora de la onda después de  $\underline{n}$  viajes será:

$$P = P_o (1 - \bar{a})^n$$

donde  $\underline{n}$  esta dada por:

$$n = \frac{t}{t_1}$$

$\underline{t}$  es el tiempo que la señal se ha demorado en hacer  $\underline{n}$  viajes.

Además: 
$$n = \frac{t}{\underline{d}/v} = t \cdot \frac{v}{\underline{d}}$$

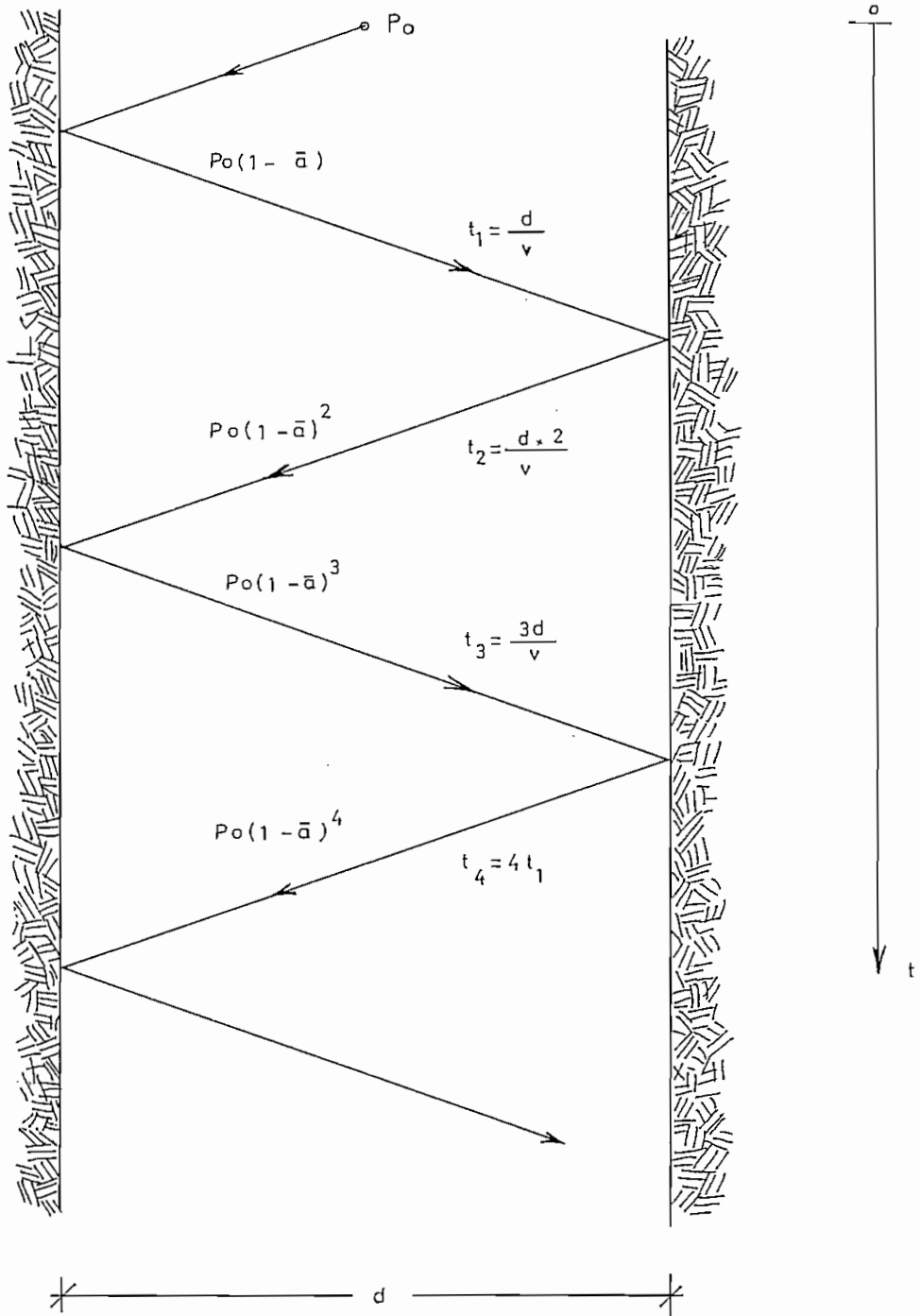


Figura 2.1.2.

TIEMPO	POTENCIA SONORA
0	Po
$t_1$	$Po (1 - \bar{a})$
$t_2 = 2 t_1$	$Po (1 - \bar{a})^2$
$t_3 = 3 t_1$	$Po (1 - \bar{a})^3$
$t_4 = 4 t_1$	$Po (1 - \bar{a})^4$
$t_5 = 5 t_1$	$Po (1 - \bar{a})^5$
$\vdots$	$\vdots$
$t_n = n t_1$	$Po (1 - \bar{a})^n$

TABLA 2.1.1.

Atenuación de la potencia sonora de una onda viajera que choca entre dos paredes paralelas.

por lo que:  $P = P_0 (1 - \bar{a})^{t \cdot \frac{v}{d}}$

hacemos que:  $\frac{v}{d} = k$

$$P = P_0 (1 - \bar{a})^{kt}$$

$$P = P_0 (1 - \bar{a})^{\frac{v}{d} \cdot t} \quad (2.a)$$

Esta última relación, es la ecuación de la curva -- que representa la señal que se atenúa con respecto al tiempo. Puede notarse que esta relación coincide con la ecuación de una curva exponencial decreciente, que a continuación se demuestra analíticamente.

Matemáticamente, una curva exponencial decreciente - está definida por la relación:

$$P = A \cdot e^{-t/k}$$

donde A es una constante y que podríamos substituir por  $P_0$  que también es una constante, por lo que podemos escribir:

$$P = P_0 \cdot e^{-t/k}$$

sabemos que:  $a^x = e^{x \cdot \ln a}$

pues:  $\ln a^x = x \cdot \ln a \quad (2.b)$

$$\ln(e^{x \cdot \ln a}) = (x \cdot \ln a) (\ln e) \quad (2.c)$$

Comparando estas dos últimas ecuaciones:

$$\ln a^x = \ln ( e^{x \cdot \ln a} )$$

por lo tanto:  $a^x = e^{x \cdot \ln a}$

Además sabemos que:  $(1 - \bar{a}) < 1$

por lo que:  $\ln(1 - \bar{a})$  será una cantidad negativa, y cumple con la siguiente ecuación:

$$\ln(1 - \bar{a}) = -\ln \frac{1}{(1 - \bar{a})}$$

Si aplicamos todos los conceptos antes analizados en la ecuación  $P = P_0 \cdot e^{-t/k}$ , y además adoptamos que:

$$k = \frac{d}{v \cdot \ln \frac{1}{(1 - \bar{a})}}$$

podemos escribir:  $P = P_0 \cdot e^{\frac{-v \cdot \ln (1/(1 - \bar{a})) \cdot t}{d}}$

$$e^{\frac{-v \cdot \ln \frac{1}{(1 - \bar{a})} \cdot t}{d}} = e^{\frac{t \cdot v \cdot \ln(1 - \bar{a})}{d}}$$

$$= (1 - \bar{a})^{\frac{v \cdot t}{d}}$$

$$P = P_0 (1 - \bar{a})^{\frac{v \cdot t}{d}} \quad (2.d)$$

Esta última relación es la ecuación de una curva ex-

ponencial decreciente y coincide exactamente con la ecuación (2.a), que habíamos obtenido del análisis del gráfico de la onda viajera.

Graficando esta última ecuación (2.d), en coordenadas cartesianas, donde el eje de las ordenadas representa la potencia sonora y el eje de las abscisas el tiempo, tendremos el gráfico de la figura 2.1.3.

En este gráfico,  $P_o$  es la potencia sonora inicial al tiempo cero,  $T_r$  es el tiempo de reverberación pues la señal se ha atenuado 60 decibelios de su nivel inicial,  $T_x$  es el tiempo que se demora la señal en atenuarse a la mitad de su nivel inicial.

Matemáticamente la representación de decibelios en función de la potencia está dada por la ecuación:

$$N \text{ dB.} = 10 \log \frac{P_o}{P_f}$$

donde  $P_o$  es la potencia inicial, y  $P_f$  es la potencia final.

De acuerdo al concepto de reverberación podemos escribir que:

$$60 \text{ dB.} = 10 \log \frac{P_o}{P_f}$$

$$6 \text{ dB.} = \log \frac{P_o}{P_f}$$

$$10^6 = \frac{P_o}{P_f}$$

$$P_f = \frac{P_o}{10^6}$$

El gráfico de la figura 2.1.3. puede ser representado en forma logarítmica, esto es la potencia expresada en decibelios; la curva tomará la forma de una línea recta en función del tiempo. Esta forma está -- representada en la figura 2.1.4. Con la ayuda de este último gráfico, hacemos la siguiente relación geométrica:

$$\frac{T_r}{T_x} = \frac{60}{6}$$

$$\frac{T_r}{T_x} = 10$$



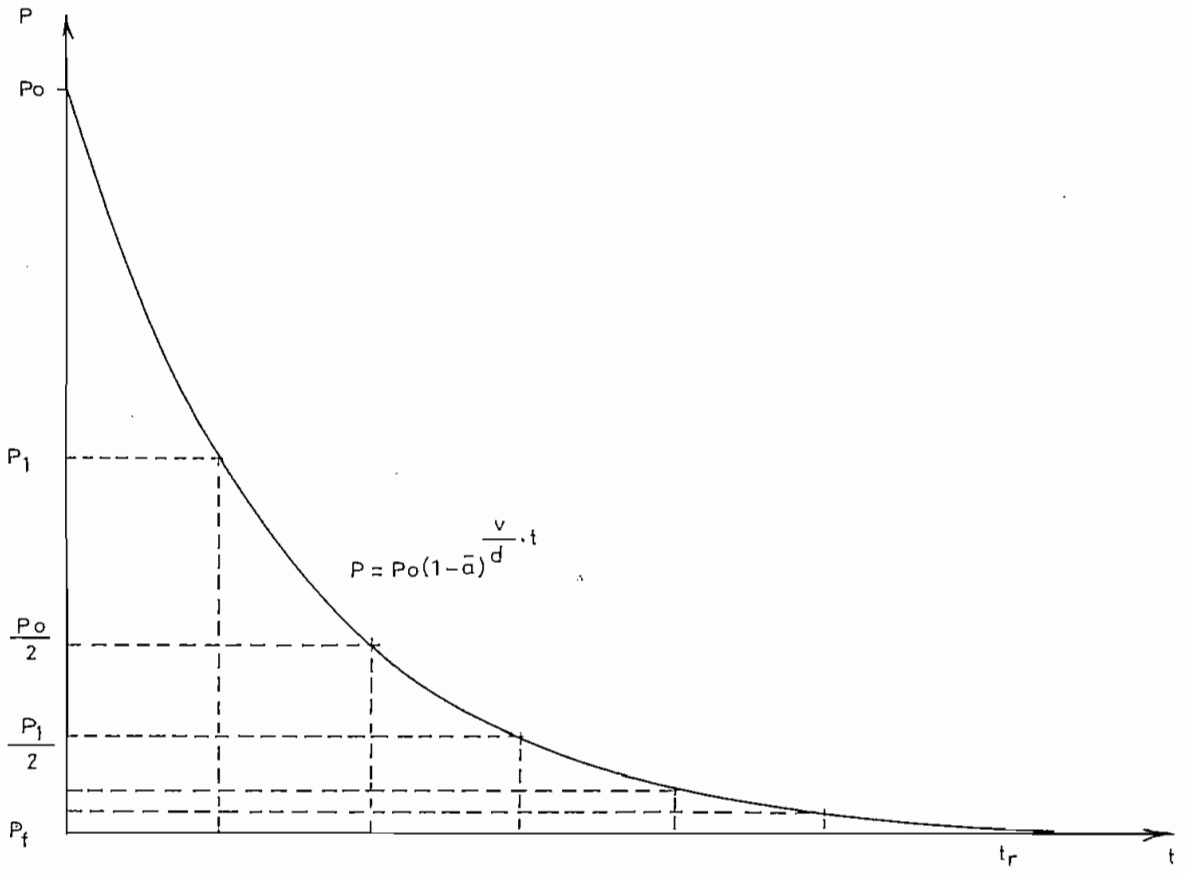


Figura 2.1.3.

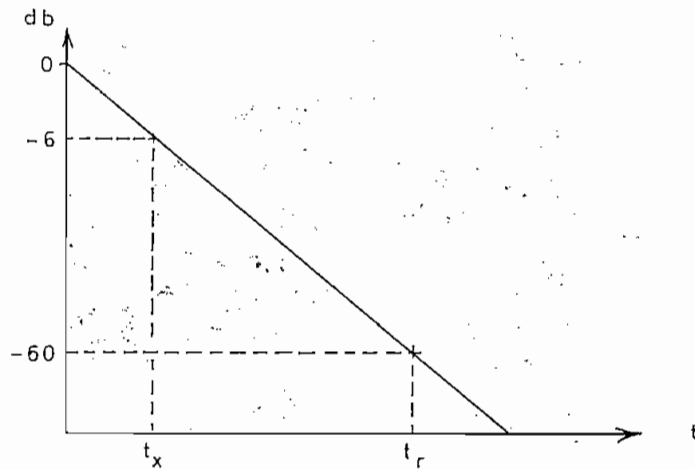


Figura 2.1.4.

$$T_r = 10 T_x$$

El medidor acústico de tiempo de reverberación es un aparato que compara niveles eléctricos y mide el tiempo que se demora esta comparación, por lo que el análisis anterior lo aplicaremos a mediciones de voltios y no referido a potencia, esto es, que la curva de P contra el tiempo será la misma para voltios contra el tiempo.

La señal inicial será una señal representada en voltios y la señal final, al tiempo  $T_r$ , será 60 decibelios más baja.

$$60 \text{ dB.} = 20 \log \frac{V_i}{V_f}$$

$$3 \text{ dB.} = \log \frac{V_i}{V_f}$$

$$10^3 = \frac{V_i}{V_f}$$

$$V_f = \frac{V_i}{10^3}$$

Esto quiere decir que para el tiempo  $T_r$ , el voltaje final deberá ser mil veces menor que el voltaje inicial. Para el diseño del medidor, partiremos del -- punto que cualquier aparato eléctrico normalmente no

puede medir un cierto voltaje y luego otro valor 60 dB menor o viceversa sin antes haber cambiado su escala de medición. Nuestro caso es el mismo, por lo que haremos es medir un cierto valor inicial y luego otro valor, que puede ser la mitad del primero; habíamos visto que la señal se atenúa exponencialmente y que existe una relación lineal en el tiempo, esto es, nos bastará medir el tiempo que se demora en atenuarse algunos decibelios y aplicar luego la relación que habíamos obtenido:  $T_r = 10 T_x$ .

Queremos conocer  $T_r$  que es el tiempo de reverberación para lo cual debemos saber el valor de  $T_x$ , que es el tiempo que la señal se demora en atenuarse 6 decibelios. El medidor se halla en capacidad de medir una señal que se atenúe 6 decibelios, y también podrá efectuar fácilmente la multiplicación por 10.

## 2.2.- DIAGRAMA DE BLOQUES:

En vista de lo analizado anteriormente, el circuito del medidor estará basado en el diagrama de bloques mostrado en la figura 2.2.1.

Podemos detallar brevemente los principios de funcionamiento de cada uno de los bloques que forman parte del circuito en general.

La muestra de señal es recogida por un micrófono de donde pasa a un amplificador de entrada, el propósito de este amplificador es de dar a la señal una ganancia en voltaje, suficiente para ser procesada.

Entre las etapas del amplificador se halla un filtro pasa-banda que se ha implementado con el fin de evitar el paso de cualquier señal de frecuencia diferente a la que utilizamos para efectuar la medición y - que podría introducir un error.

El amplificador de entrada tiene un control variable de ganancia que ajusta su salida a un nivel determinado independientemente del nivel de entrada del micrófono, este nivel es monitorado en un indicador de ni-

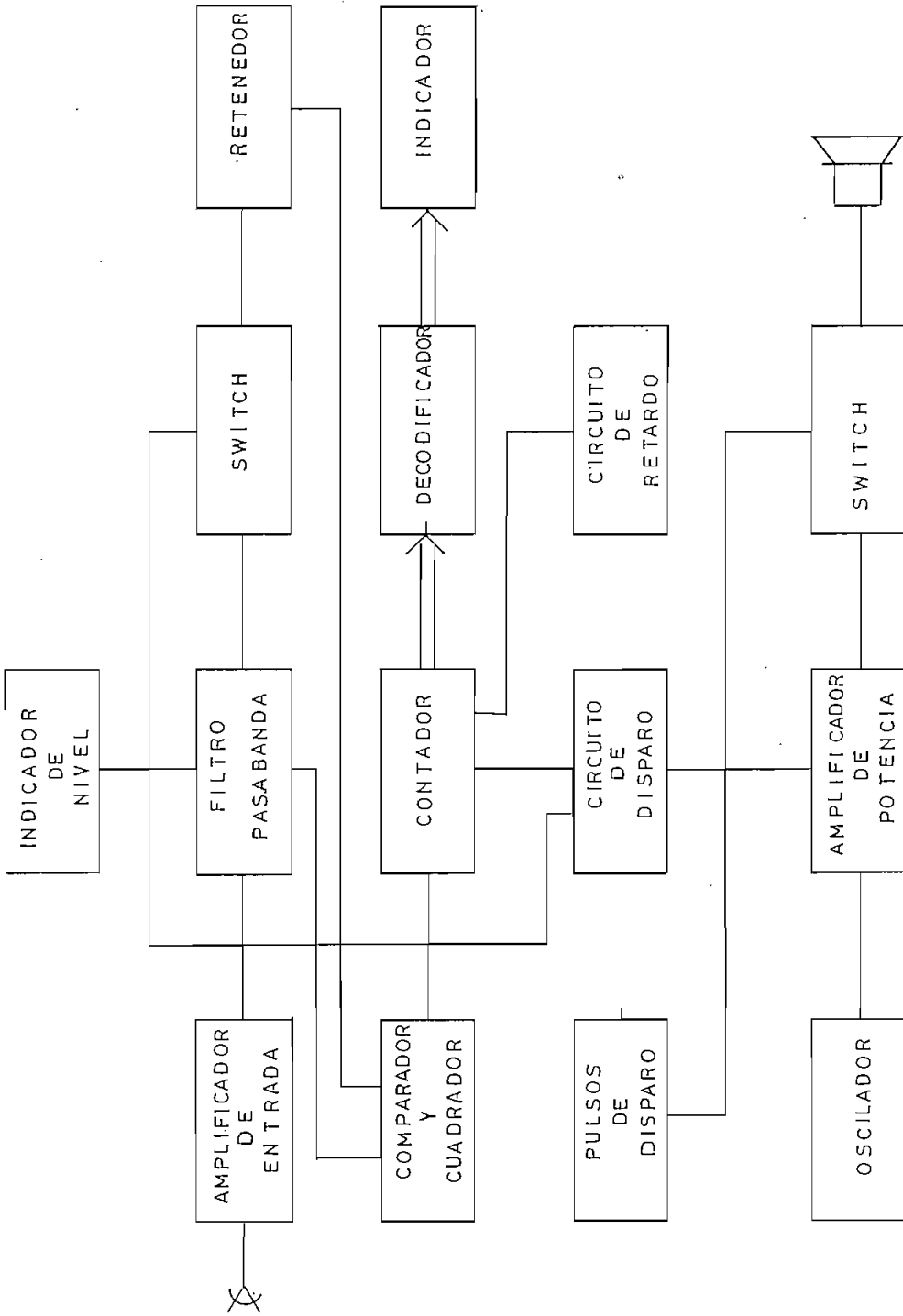


Figura 2.2.1.

DIAGRAMA DE BLOQUES

vel. Por otro lado esta misma señal que se detecta en el indicador pasa a un circuito de muestreo y retención, en el que se toma una muestra de nivel de la señal una vez que se ha apagado el parlante y se ha dejado pasar un tiempo en el que desaparece la onda directa. La señal que queda en el retenedor sirve como referencia para un circuito comparador y cuadrador; este circuito genera la señal TTL que se utiliza como señal de reloj para el contador. En este mismo circuito se comparan las señales de referencia del retenedor y la señal del amplificador de entrada que se atenúa; una vez que esta llega a un nivel igual o menor que la de referencia, se suspende la generación de pulsos de reloj, por lo tanto el contador deja de funcionar y la cuenta se detiene en esa lectura.

El contador está activado, como se dijo anteriormente, por pulsos de reloj de 1000 Hz. y consta de tres etapas que generan lecturas en el orden de centésimas de segundo. Además este circuito recibe señales de control que inician el conteo, y de retardo que se selecciona manualmente de acuerdo a la distancia existente entre el micrófono y el parlante.

Los circuitos de control están activados manual y automáticamente, en forma manual cuando activamos un botón para que se inicie el proceso de apagado del parlante, este pulso debe sincronizarse con la onda de corriente que pasa por el parlante, cuando esta sea cero se genera una señal que inicia el conteo en el circuito contador y al mismo tiempo opera un switch que suspende el paso de señal al parlante, es decir el parlante se apaga. En este momento se inicia el conteo del tiempo de retardo, cuando este llega a un valor de 10 o 30 milisegundos, se genera una señal que vuelve al contador a cero y reinicia el conteo hasta que se suspenden los pulsos de reloj, esto es hasta que la medición se ha llevado a efecto.

La señal de 1000 Hz. que sirve como referencia para la medición se genera en un oscilador de onda sinusoidal, esta pasa por un switch hasta un amplificador de potencia y de este al parlante. El switch que se ha colocado entre el oscilador y el amplificador de potencia tiene como objeto bloquear el paso de señal al parlante y está gobernado por el circuito de control descrito anteriormente.

Las lecturas del contador se muestran en un indicador digital.



### 2.3.- ESPECIFICACIONES:

Cada uno de los bloques está compuesto por circuitos que cumplen con determinadas características para el correcto funcionamiento del medidor en general.

Hemos seleccionado la frecuencia de 1 kilohertz para el oscilador de onda sinusoidal, basándonos en algunas razones de orden técnico; en primer lugar tomamos en cuenta que para efectuar mediciones acústicas, como la absorción, se utilizan diferentes frecuencias - ya que los diversos materiales presentan diferentes lecturas con el cambio de frecuencia. Las frecuencias que generalmente se usan son 250 hertz, 500 hertz, 1 kilohertz, 2.5 kilohertz y 5 kilohertz, por lo que podríamos tomar como un valor promedio de 1 kilohertz.

En el medio ambiente las frecuencias que más ocurren - están entre los 500 y 1000 Hertz, por razones puramente técnicas asumiremos que las frecuencias que más ocurren son las de 1000 Hertz. Veremos más adelante que esta frecuencia coincide con las necesidades del circuito.

En la práctica se harán mediciones del tiempo de reverberación que estarán sobre los 100 milisegundos y muy difícilmente sobrepasan algunas unidades de segundo, por lo que el indicador usará solamente 3 dígitos, uno para las unidades de segundo y los otros para los decimales; un tercer dígito de unidades de milisegundos no es necesario pues no es muy significativo.

Debido a que el contador utiliza como pulsos de reloj la misma frecuencia de 1 kilohertz, a la salida del contador tendremos lecturas de Tx en milisegundos. Sabemos que la relación entre Tx y Tr está dada por  $Tr = 10 Tx$  y queremos que el aparato nos indique Tr, efectuamos esta multiplicación recorriendo el punto decimal un dígito hacia la derecha, esto es si queremos tener en el indicador un dígito de segundos y dos decimales y lo que tenemos es tres decimales, colocamos un punto después del primer dígito y habremos efectuado la multiplicación por 10.

La señal que obtendremos a la salida del contador es del tipo binario decimal codificado (BCD), por lo que

es necesario decodificarlo para poder ser representada una lectura en el indicador numérico, para esto utilizaremos un decodificador para indicador de 7 segmentos.

Habíamos dicho que las lecturas digitales estarán dadas en el orden de centenas de milisegundos, para esto necesitaremos de tres contadores, uno para las unidades de milisegundos, uno para las decenas de milisegundos y finalmente uno para las centenas de milisegundos.

A más de los pulsos de reloj, tendremos en el contador una señal de disparo que pone en cero el conteo e inicia una nueva medición. Esta señal se genera en los circuitos de disparo y está asociada con la señal de audio, cuando su onda de corriente pasa por cero; otra señal de control para el contador es la que se genera en el circuito de retardo y que vuelve a cero al contador después de 10 o 30 milisegundos después de haberse hecho el conteo inicial, esta señal de retardo utiliza las mismas señales del contador, la señal de disparo y su propia salida.

El circuito de disparo utiliza una señal manual que se genera al pulsar un botón cuando queremos iniciar una medición, esta señal debe sincronizarse con la señal de audio, y esta a su vez nos dará la señal de disparo que inicia el conteo.

Después de iniciado el conteo queremos que el contador vuelva a cero en la cuenta de 10 o 30, para lo cual usamos un circuito de retardo que está asociado con el circuito contador y que cumple con las siguientes condiciones:

- 1.- permanece sin contar,
- 2.- inicie el conteo con la señal de disparo hasta -- que aparezca una señal de retardo,
- 3.- después de 10 o 30 milisegundos abra el switch del retenedor y vuelva el contador a cero,
- 4.- reinicie el conteo a partir de cero y continúe -- sin detenerse en 10 o 30, hasta que la señal de -- reloj desaparezca.

La señal de audio que utilizamos como referencia para las mediciones se recibe a través de un micrófono que lleva la señal a un amplificador de ganancia variable; si consideramos que la señal que recoge el micrófono --

es del orden de los milivoltios, y que necesitamos una señal de algunos voltios para poder procesarla sin dificultad, la ganancia del amplificador se dimensionará adecuadamente.

En el mismo circuito amplificador de entrada, se ha colocado un filtro pasa-banda, con el propósito de anular o disminuir considerablemente cualquier ruido o señal extraña a la frecuencia de la señal de referencia.

El nivel del amplificador de entrada será controlada en un indicador de nivel, Este deberá mostrarnos el nivel de señal correcto que necesitamos introducir a los demás circuitos. Para esto utilizaremos un indicador de aguja, y el nivel correcto será una marca determinada experimentalmente.

La señal controlada en nivel pasará a un circuito retenedor y divisor. Colocamos el circuito divisor antes del retenedor con el propósito de proteger a este circuito. Si por cualquier eventualidad dejamos sobrepasar el nivel requerido a la salida del amplificador de entrada, la señal que llega al retenedor se-

rá la mitad, pues antes ha pasado por el divisor.

En el circuito retenedor estará un switch electrónico que es controlado por una señal generada en los circuitos de control. El retenedor deberá ser capaz de guardar la señal durante el tiempo que sea necesario para efectuar la medición.

La señal que se compara con la del retenedor llega a un circuito que hemos llamado comparador y cuadrador que como su nombre lo indica, compara estas dos señales y genera un tren de pulsos de igual frecuencia, que sirve de reloj para el circuito contador y que desaparece cuando la señal a medirse es menor que la señal del retenedor.

La onda sinusoidal se genera en un oscilador del tipo puente de Wien. Su frecuencia está justificada anteriormente. A continuación del oscilador se encuentran dos switches electrónicos que son controlados por señales generadas en los circuitos de disparo; cuando se ha activado el switch manual de disparo y su señal se ha sincronizado con la señal de corriente, uno de estos switches debe abrirse e impedir el

paso de la señal del oscilador al amplificador de potencia, de tal manera que se suspende la señal de audio en el parlante, al mismo tiempo otro switch se -- cierra y aplica una señal de cero voltios al amplificador de potencia, este voltaje debe mantenerse durante el tiempo que dura una medición.

La señal que viene del oscilador y que pasa por los - switches, es amplificada en voltaje y en corriente por el circuito que hemos llamado amplificador de potencia: cuya salida estará aplicada directamente al parlante, este tendrá una potencia de 15 vatios, que hemos considerado suficiente para efectuar las mediciones, el amplificador de potencia tiene su salida regulable.

Del altorparlante tomamos una muestra de señal que utilizamos como referencia para el circuito que indica el paso de la onda de corriente por cero, este circuito es un cuadrador de onda, similar al que utilizamos en el circuito comparador y cuadrador, la señal que genera este circuito sirve de reloj para el circuito de disparo, es con esta señal la que se sincroniza el disparo manual.

En el diseño del medidor utilizamos circuito integrados, tanto lineales como digitales y algunos circuitos C-MOS para los cuales debemos tener diferentes valores de voltajes de polarización. Para los circuitos lineales como son los amplificadores operacionales, hemos escogido que su voltaje de polarización sea de  $\pm 7.5$  voltios, para los circuitos digitales necesitamos una fuente de +5 voltios, para los circuitos C-MOS usaremos también la fuente de  $\pm 7.5$  voltios; la razón para polarizar tanto los circuitos lineales como los circuitos C-MOS con iguales voltajes es que los primeros entregan una salida que variará entre más y menos cierto voltaje y esta salida deberá pasar por los circuitos C-MOS, los cuales deben estar en capacidad de manejar los voltajes que entrega el circuito lineal. No se utilizarán más altos voltajes de polarización debido a que la máxima capacidad de manejo de los circuitos C-MOS debe coincidir con la salida de los circuitos lineales sin provocar distorsión en la señal. El amplificador de potencia necesita una fuente de  $\pm 22$  voltios.



Debido a que los circuitos C-MOS estarán polarizados con voltajes de  $\pm 7.5$  voltios, y están activados por niveles lógicos que van de cero a  $+4$  voltios aproximadamente, debemos implementar un circuito de tal manera que los niveles lógicos TTL sean cambiados de  $\pm$  cero voltios a  $-7.5$  voltios, y de  $+4$  voltios a             $+7.5$  voltios. Un nivel lógico TTL de  $+4$  voltios puede ser distinguidos fácilmente por el switch, pero no así un nivel lógico TTL de cero voltios, que para ser distinguido como cero lógico debe ser menor que cero voltios. El circuito que cambia estos niveles será introducido entre los switches C-MOS y los circuitos lógicos que los activan.

C A P I T U L O    I I I

D I S E Ñ O

### 3.1.- AMPLIFICADOR DE ENTRADA:

La señal de audio que es recogida por el micrófono, será del orden de los milivoltios, y debe ser amplificada tantas veces como sea necesario para obtener a la salida un nivel que sea aceptable, de tal manera que sea un voltaje suficientemente alto para ser procesado.

El amplificador estará constituido básicamente por amplificadores operacionales de la serie 741. El circuito amplificador de entrada consta de un circuito de amplificación y otro de filtraje.

Haremos un breve análisis de amplificadores en los que utilizamos amplificadores operacionales. En primer lugar estudiaremos el circuito de la figura 3.1.1. en la que la señal a amplificar es aplicada a la entrada inversora y la entrada no inversora está puesta a tierra. Sabemos que un amplificador operacional tiene una ganancia que puede considerarse infinita. La diferencia de voltaje entre sus entradas es considerada cero; estos conceptos expresados matemáticamente son:

$$e_o = (e_+ - e_-)A$$
$$(e_+ - e_-) = \frac{e_o}{A} \underset{A \rightarrow \infty}{\rightarrow} 0$$

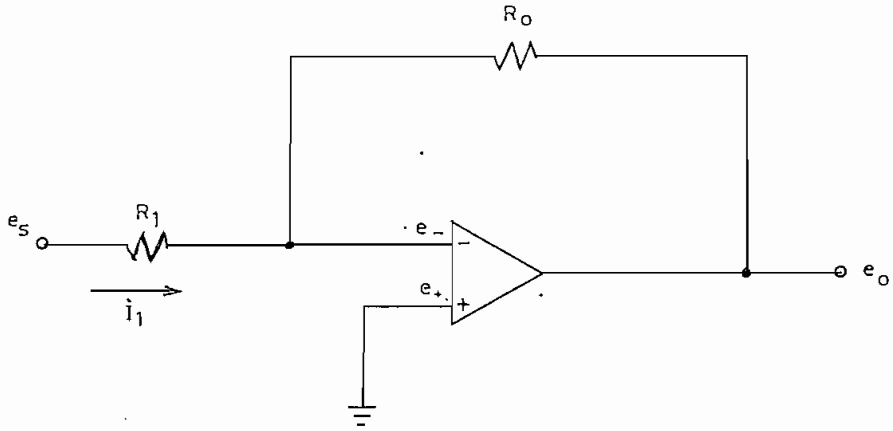


Figura 3.1.1.

Circuitos amplificadores que utilizan amplificadores operacionales

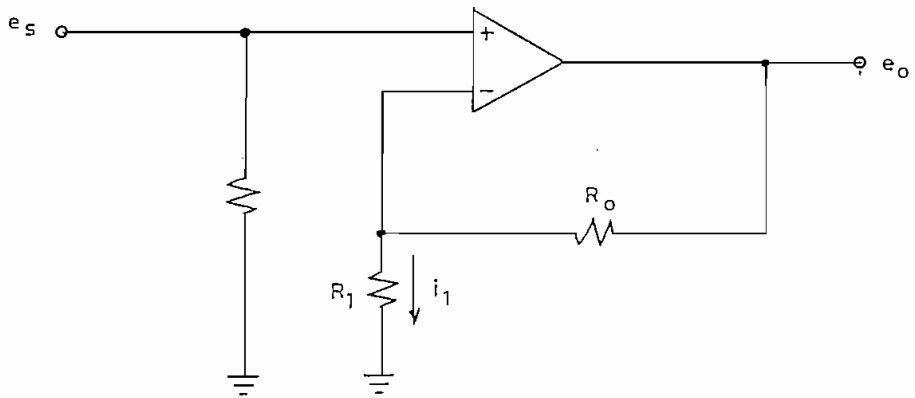


Figura 3.1.2.

En el circuito de la figura 3.1.1., la entrada no inversa está conectada a tierra, por lo que la inversora se hallará al mismo potencial, esto es, estarán a cero voltios, podemos entonces conocer el valor de la corriente que circula por la resistencia  $R_1$ :

$$i_1 = \frac{e_s - 0}{R_1} = \frac{e_s}{R_1}$$

Debido a que un amplificador operacional presenta alta impedancia de entrada, toda la corriente que circula por  $R_1$  será la misma que circula por  $R_0$ . Si relacionamos los voltajes de entrada y de salida, podemos obtener la ganancia del amplificador:

$$e_o = 0 - i_1 R_0 = -i_1 R_0$$

reemplazamos el valor de  $i_1$

$$e_o = \frac{-e_s}{R_1} R_0 = -\frac{R_0}{R_1} e_s$$

la ganancia de un circuito estará dada por:

$$K = \frac{e_o}{e_s}$$

$$K = \frac{-\frac{R_0}{R_1} e_s}{e_s} = -\frac{R_0}{R_1}$$

De esta última relación podemos concluir que la ganancia del circuito depende únicamente de los valores de las resistencias  $R_0$  y  $R_1$ . El signo menos nos indica inversión de la señal de entrada.

Otra configuración de una etapa de amplificación está mostrada en la figura 3.1.2., en este circuito podemos hacer un análisis similar al del caso anterior, y obtendremos las siguientes relaciones:

$$i_1 = \frac{e_s}{R_1}$$

$$e_o = e_s + i_1 R_0$$

$$e_o = e_s + \frac{e_s}{R_1} R_0$$

$$e_o = e_s \left( 1 + \frac{R_0}{R_1} \right)$$

$$K = \frac{e_o}{e_s} = 1 + \frac{R_0}{R_1}$$

La ganancia de esta configuración también depende únicamente de los valores de las resistencias  $R_0$  y  $R_1$ .

En nuestro diseño utilizaremos varias etapas de amplificación, como se muestra en la figura 3.1.3. Todas las etapas también forman parte del circuito de filtra

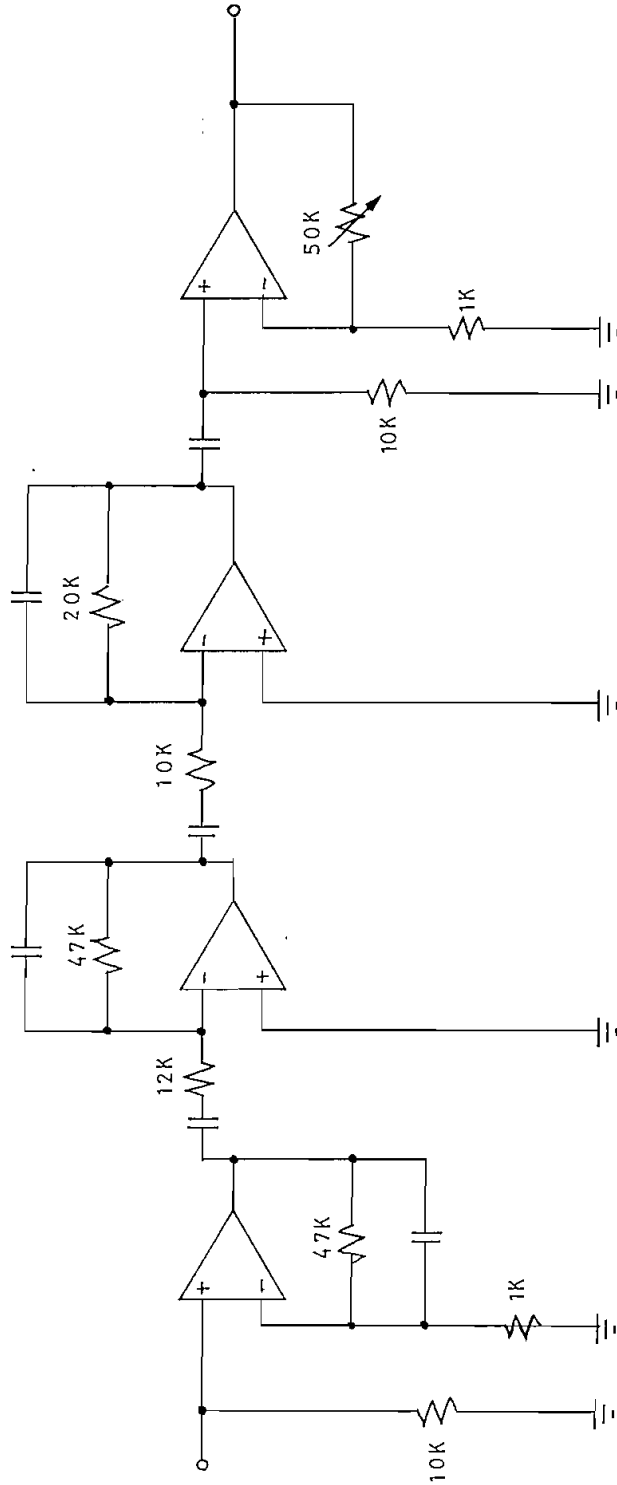


Figura 3.1.3.

Amplificador de entrada

je pasa-banda, el que será analizado posteriormente.

Analizaremos en primer lugar, solamente al amplificador como tal, sin considerar el filtraje. Para esto sabemos que la señal que viene del micrófono estará en el orden de los milivoltios y necesita ser amplificada al orden de los voltios, por lo que el amplificador deberá tener una ganancia variable; también debemos compensar la atenuación producida por las etapas de filtraje que conforman el filtro pasa-banda.

La primera etapa de amplificación tiene una ganancia de 48, y está determinada por las resistencias de -- 47 K $\Omega$  y de 1 K $\Omega$ . La segunda y la tercera etapas de amplificación están dimensionadas de tal manera que compensen la atenuación de la señal a la frecuencia central producida por los filtros; se han implementado tres etapas de filtraje pasa-altos y tres etapas pasa-bajos, lo que nos da en total seis etapas de -- filtraje, cada una de ellas produce una caída de 3 - decibelios en la frecuencia de corte, lo que hace -- que sean 18 decibelios de atenuación total. Aplicando la relación de decibelios obtendremos la relación



de pérdida de ganancia que debe ser compensada con las etapas de amplificación.

$$\text{dB.} = 20 \log N$$

Donde N es la relación de pérdida de ganancia.

$$18 \text{ dB.} = 20 \log N$$

$$\frac{18}{20} = \log N$$

$$N = \log^{-1}(0.9)$$

$$N = 7.94 \simeq 8$$

Las dos etapas de amplificación deberán tener una ganancia de 8.

La cuarta etapa de amplificación tiene una ganancia variable de 1 a 50, que está determinada por la resistencia de 1 K $\Omega$  y el potenciómetro de 50 K $\Omega$ . Esta etapa y la primera nos dan una ganancia variable entre 48 y 2400 que satisface la necesidad de amplificar la señal de entrada al circuito dentro del orden de 1000.

Si las cuatro etapas de amplificación sirvieran únicamente como amplificador, deberían estar acopladas directamente entre ellas o por medio de condensadores -

de valores grandes; si prescindimos de los condensadores, teóricamente no se presentaría ningún inconveniente, pero en la práctica deben estar presentes para eliminar el paso de niveles de "offset", característico de los amplificadores operacionales y que podrían ser amplificados por cada etapa dándonos a la salida del circuito un nivel sumamente alto. Estos condensadores también forman parte del circuito de filtraje y su dimensionamiento lo veremos más adelante al estudiar el filtro pasa-banda.

La resistencia de  $10\text{ K}\Omega$  colocada entre la entrada - no inversora y tierra, en la primera etapa de amplificación así como a la entrada de las otras, las cuales presentan un valor similar, sirven para llevar a tierra cualquier corriente de fuga de los amplificadores operacionales, si el valor de esta resistencia es muy alta, la corriente de fuga provocará una caída de tensión significativa, y si por el contrario, el valor de la resistencia es muy bajo, presentará - demasiada carga al micrófono o a la etapa anterior, por lo que hemos adoptado un valor arbitrario de  $10\text{ K}\Omega$ . En la segunda, tercera y cuarta etapas esta resistencia también tendrá efecto en el filtro.

### 3.2.- FILTRO PASA-BANDA:

El otro circuito que forma parte de lo que hemos llamado amplificador de entrada es el filtro pasa-banda, este circuito ha sido implementado tomando en cuenta que al efectuar mediciones acústicas de tiempo de reverberación en un ambiente, necesitamos que este se encuentre en absoluto silencio o por lo menos con un nivel de ruido relativamente bajo, ya que cualquier señal que se presente en el momento de la medición y tenga una frecuencia dentro del rango utilizado por la señal de referencia, con un nivel igual o mayor -- que esta, podría causar una lectura incorrecta en la medición, ya que no estaríamos midiendo la señal principal sino la extraña. El filtro sirve para atenuar cualquier señal que tenga frecuencias diferentes a la señal de referencia de 1 KHz. y que esté presente al momento la medición. Cualquier ruido está formado por un amplio rango de frecuencias, incluyendo 1 KHz., lo que hacemos con el filtro es tratar de eliminar todas las frecuencias que no sean de 1 KHz. y atenuar las próximas de tal manera que, la de 1 KHz. proveniente del ruido pasará con un nivel muy reducido y no afectará a la señal utilizada para la medición.

Para el diseño de este filtro analizaremos la función de transferencia de un filtro activo como el que se presenta en la figura 3.2.1., donde  $R_o$  es la resistencia de realimentación y  $R_1$  es la de entrada, el condensador y  $R_o$  en paralelo presentan una independencia R dada por la siguiente relación:

$$R = \frac{R_o}{1 + j \omega C R_o}$$

la ganancia del amplificador está dada por:

$$A = \frac{R}{R_1} = \frac{R_o}{R_1 (1 + j \omega C R_o)}$$

$$A = \frac{R_o}{R_1} \cdot \frac{1}{1 + j \omega C R_o}$$

adoptamos que:  $\omega_o = \frac{1}{C R_o}$

$$A = \frac{R_o}{R_1} \cdot \frac{1}{1 + j \frac{\omega}{\omega_o}}$$

donde  $\frac{1}{1 + j \frac{\omega}{\omega_o}} = k$  es la función de transferencia del

filtro, cuya magnitud es  $\bar{k}$ .

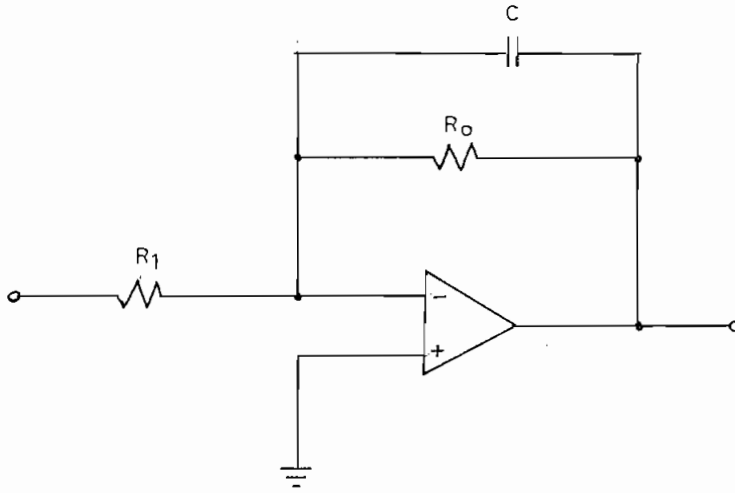


Figura 3.2.1.  
Filtro activo

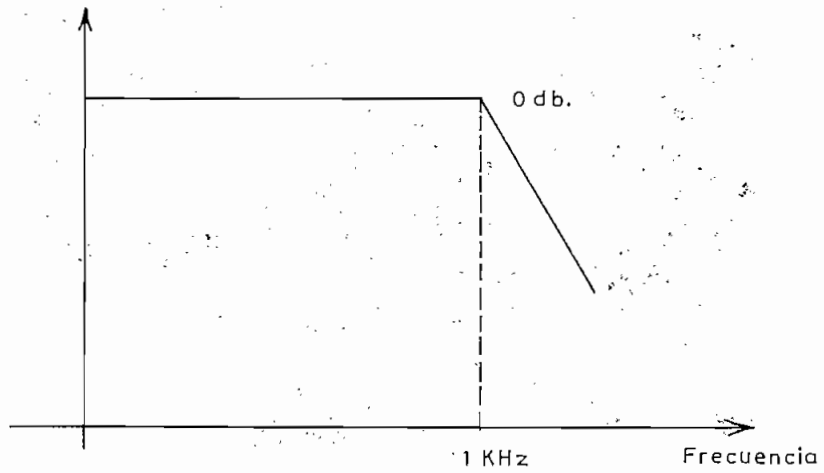


Figura 3.2.2.

Característica de un filtro pasa-bajos

$$\bar{k} = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{\omega^2}{\omega_0^2}}}$$

Consideramos en primer lugar las características de la función de transferencia para frecuencias mayores que la de corte, esto es, las condiciones para que la función cumpla con las características de la figura - 3.2.2. En este gráfico, para frecuencias menores que  $\omega_0$  :

$$\bar{k} = 1$$

y cuando  $\omega \gg \omega_0$

$$\bar{k} \approx \frac{1}{\frac{\omega}{\omega_0}} = \frac{\omega_0}{\omega}$$

de tal manera que cuando  $\omega$  aumenta,  $\bar{k}$  disminuye, así por ejemplo: si  $\omega$  aumenta 10 veces,  $\bar{k}$  disminuye - 10 veces, Por definición sabemos que:

$$dB = 20 \log \frac{\omega_0}{\omega}$$

y si  $\omega = 10 \omega_0$

$$dB = 20 \log \frac{\omega_0}{10 \omega_0} = 20 \log \frac{1}{10}$$

$$dB = - 20$$

esto quiere decir que la caída es de 20 decibelios por década.

En realidad, la atenuación en el punto de la frecuencia central no es de cero decibelios sino de -3 decibelios, ya que para  $\omega = \omega_0$

$$\bar{k} = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{\omega_0^2}{\omega^2}}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{\omega_0^2}{\omega_0^2}}}$$
$$\bar{k} = \frac{1}{\sqrt{2}} = \frac{\sqrt{2}}{2}$$

Esta última condición sucede para cada etapa de filtraje que se coloque; cada uno de los filtros consta de dos etapas de filtraje, una para altas frecuencias y otra para bajas, con lo cual la señal a la frecuencia central se atenuará -6 decibelios y la caída por década será de -20 decibelios por cada filtro. Con el propósito de atenuar suficientemente las señales próximas a la frecuencia central de 1 KHz., es conveniente aumentar la caída a -60 decibelios por década lo que conseguimos colocando 6 etapas de filtraje, 3 para altas frecuencias y 3 para bajas con esto también obtenemos una atenuación de la señal a la frecuencia

central de -18 decibelios, esta pérdida de ganancia podrá ser compensada con el amplificador, cuya ganancia la obtendremos a partir de la siguiente relación:

$$18 \text{ dB.} = 20 \log X$$

donde X es la ganancia del amplificador

$$0.9 = \log X$$

$$X = 10^{0.9} \cong 7.94 \cong 8$$

La primera etapa de amplificación forma parte del filtro pasa-banda y actúa como una etapa de filtraje pasa-altos, para su dimensionamiento usamos la relación:

$$\omega = \frac{1}{CR}$$

donde  $\omega = 2\pi f$ ,  $f = 1\text{KHz.}$

y R es la resistencia ya dimensionada para el amplificador.

$$R = 47 \text{ K}\Omega$$

$$C = \frac{1}{2\pi f R} = \frac{1}{2\pi \times 10^3 \times 47 \text{ K}\Omega}$$

$$C = 3.4 \times 10^{-9} \text{ F.}$$

$$C = 3400 \text{ pF.}$$

La segunda etapa de filtraje será un filtro pasa-bajos, formado por las resistencia de  $12 \text{ K}\Omega$  de entrada a la



segunda etapa de amplificación y el condensador de acoplamiento de la primera y segunda etapas, cuyo valor está dado por:

$$C = \frac{1}{2 \pi f R}$$

$$C = \frac{1}{2 \pi \times 10^3 \times 12 \text{ K}\Omega} = 1.32 \times 10^{-8} \text{ F.}$$

$$C = 0.015 \mu \text{ F.}$$

La siguiente etapa de filtraje es otro filtro pasa-altos formado por la resistencia de realimentación de la segunda etapa de amplificación y el condensador en paralelo a ella, cuyo valor es:

$$C = \frac{1}{2 \pi f R}$$

$$C = \frac{1}{2 \pi \times 10^3 \times 47 \text{ K}\Omega} = 3400 \text{ pF.}$$

La siguiente etapa de filtraje es un filtro pasa-bajos, formado por la resistencia de  $10\text{K}\Omega$  que forma parte de la tercera etapa de amplificación y el condensador de acoplamiento, cuyo valor es:

$$C = \frac{1}{2 \pi f R}$$

$$C = \frac{1}{2 \pi \times 10^3 \times 10 \text{ K}} = 1.59 \times 10^{-8} \text{ F.}$$

$$C \approx 0.015 \mu \text{ F.}$$

A continuación tenemos otro filtro pasa-altos que está formado por la resistencia de realimentación de la tercera etapa de amplificación y el condensador en paralelo, el cual está dimensionado por:

$$C = \frac{1}{2 \pi \times 10^3 \times 20 \text{ K}} = 8 \times 10^{-9} \text{ F.}$$

$$C \approx 0.01 \mu \text{ F.}$$

La sexta y última etapa de filtraje es un filtro pasa-bajos formado por el condensador de acoplamiento de -- las dos etapas de amplificación y por la resistencia de  $10 \text{ K}\Omega$  a la entrada de la cuarta etapa de amplificación. El valor del condensador es:

$$C = \frac{1}{2 \pi \times 10^3 \times 10 \text{ K}}$$

$$C = 0.015 \mu \text{ F.}$$

Podemos hacer un análisis numérico de la respuesta de frecuencia de cada etapa de filtraje, este análisis -

se basa en la función de transferencia del filtro, si consideramos que tenemos seis etapas de filtraje, 3 para altas frecuencias y 3 para bajas, la función de transferencia del filtro en general toma la forma:

$$K = \left( \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{f_0^2}{f^2}}} \right)^3 \left( \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{f^2}{f_0^2}}} \right)^3$$

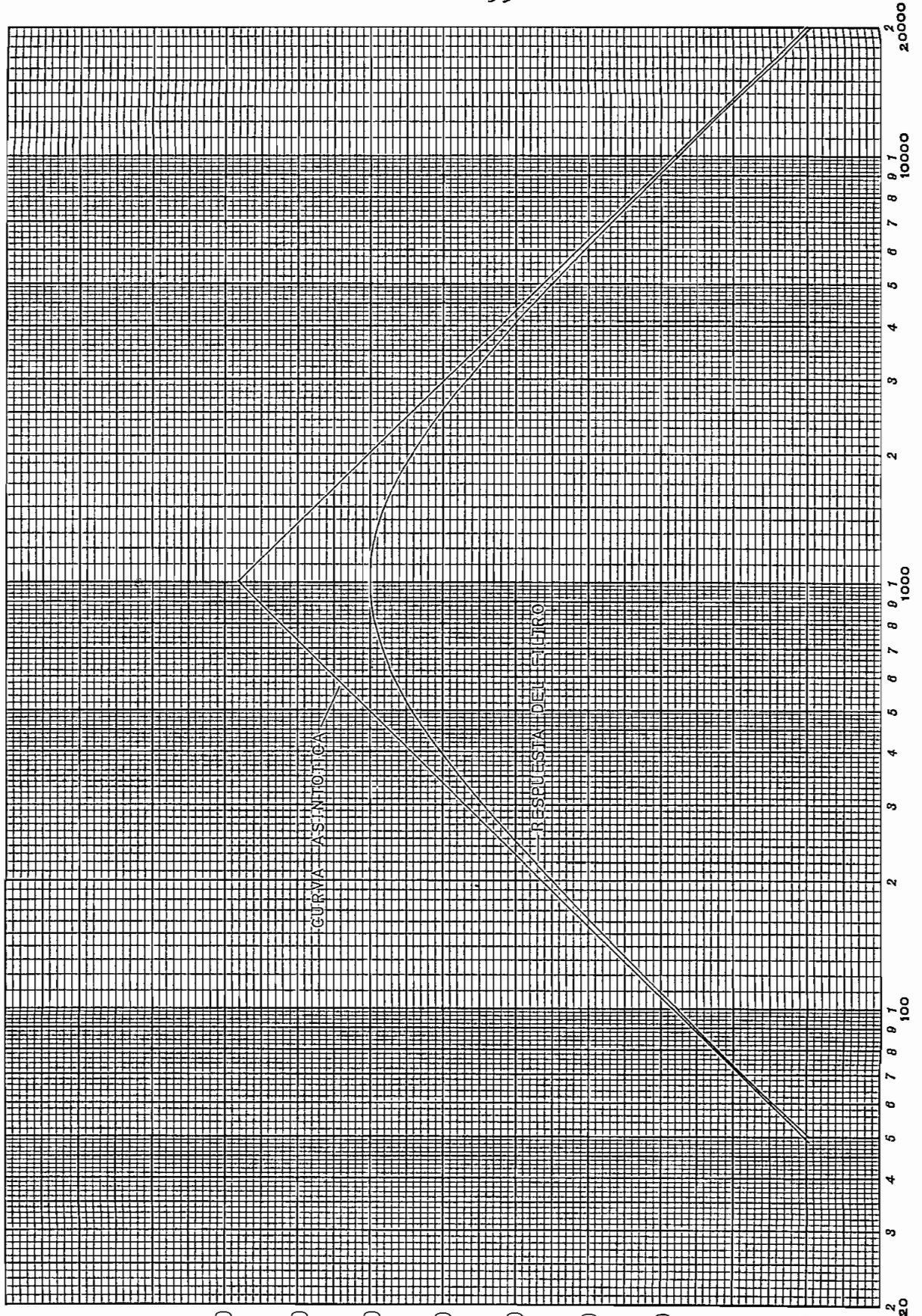
La amplificación total del filtro activo es 8 por lo que la relación de atenuación de nuestro filtro toma la siguiente forma:

$$\text{dB} = 20 \log 8 \left( \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{f_0^2}{f^2}}} \right)^3 \left( \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{f^2}{f_0^2}}} \right)^3$$

Con ayuda de esta relación podemos obtener el gráfico de la figura 3.2.3. En este gráfico se puede observar que las frecuencias próximas a la frecuencia central, están suficientemente atenuadas como para no necesitar de otro filtro activo adicional.

El circuito amplificador de entrada en conjunto con el filtro pasa-banda activo está esquematizado en la

figura 3.2.4.



FREQUENCY IN CYCLES PER SECOND

respuesta de frecuencia de un filtro activo en cascada de tres etapas

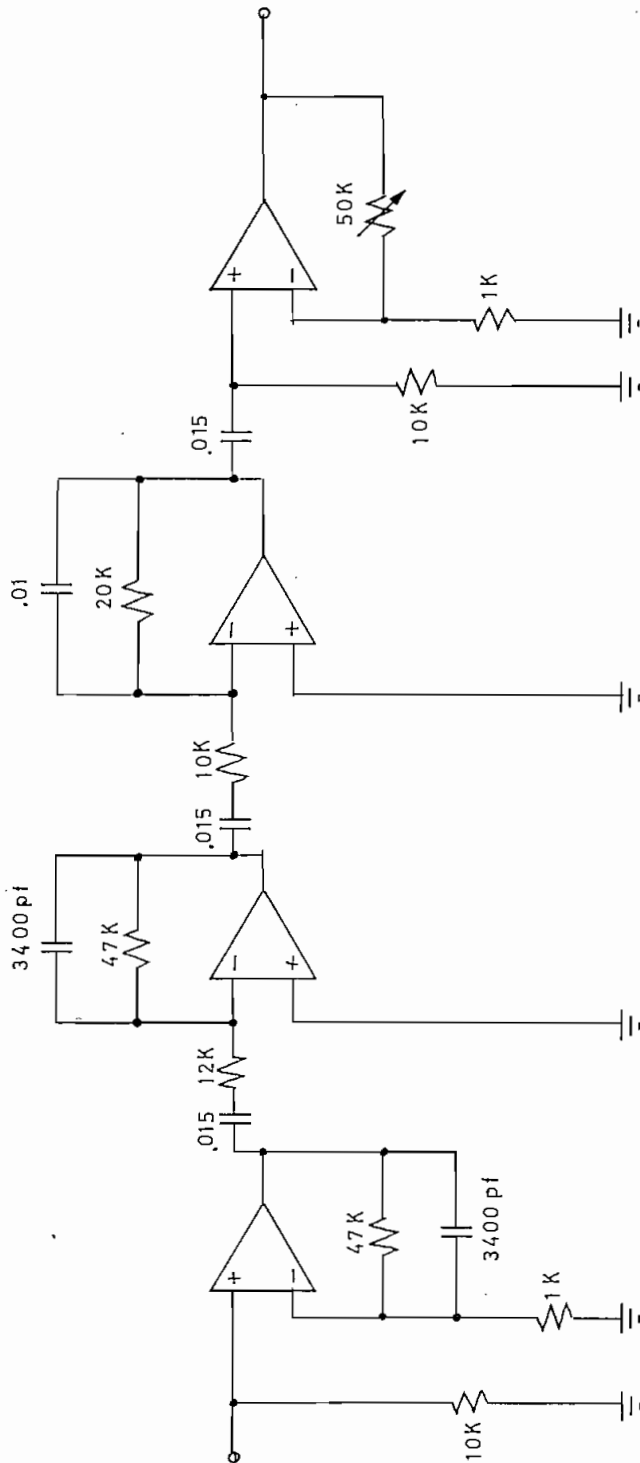


Figura 3.2.4.

Amplificador y filtro dimensionados analíticamente

### 3.3.- INDICADOR DE NIVEL:

El propósito de este circuito es controlar el nivel de salida del amplificador de entrada, con el fin de evitar que el circuito comparador entre una señal demasiado alta, lo cual podría causar distorsión de la señal, y además, cualquier voltaje que sea mayor que el de polarización de los circuitos integrados, causaría un daño permanente en ellos.

El circuito indicador de nivel consta de un puente de diodos, un circuito R-C, un miliamperímetro y un amplificador operacional de la serie 741; el diagrama del circuito indicador se presenta en la figura 3.3.1.

Para el dimensionamiento de la resistencia  $R_1$ , analizamos la señal que sale del amplificador de entrada, cuyo valor hemos adoptado como óptimo de 2 voltios, - pudiendo llegar en ciertos casos al valor del voltaje de polarización.

Debido a que la resistencia  $R_1$  está conectada a la entrada inversora del amplificador operacional y esta - se halla virtualmente a tierra, todo el voltaje apli-

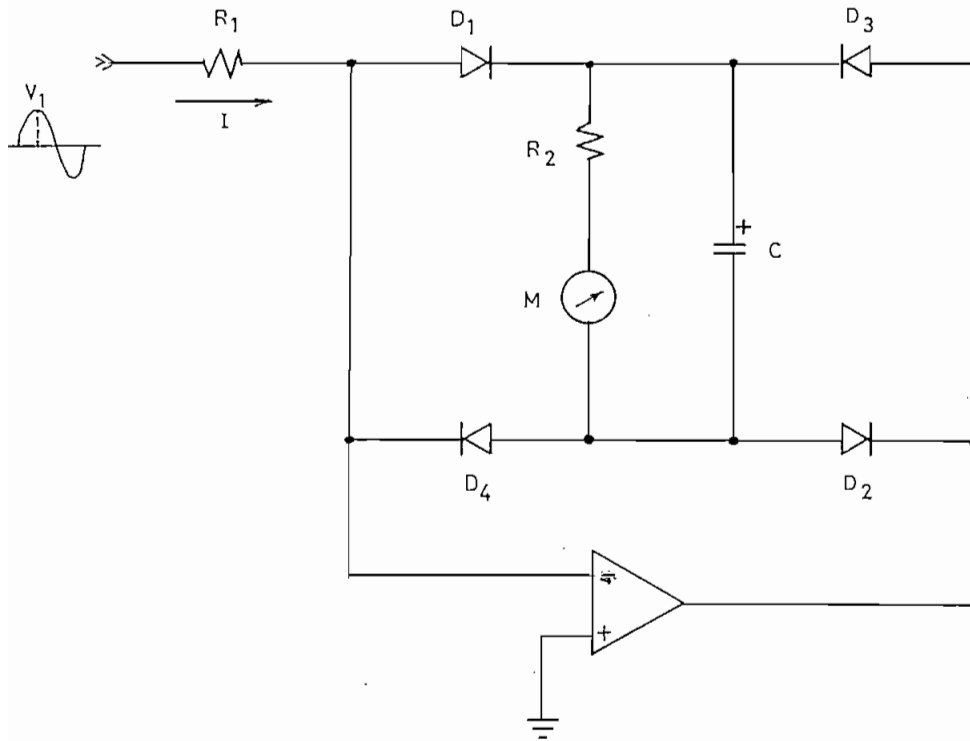


Figura 3.3.1.

Círculo indicador de nivel



cado cae en ella, y la corriente que circula será:

$$I = \frac{V_1}{R_1}$$

donde  $V_1$  es el voltaje pico de la señal alterna que viene del amplificador de entrada,  $R_1$  es la resistencia que adoptamos sea aproximadamente  $200 \Omega$

$$I = \frac{2 \text{ voltios}}{200 \Omega} = 10 \text{ mA.}$$

Esta corriente no podrá pasar por el amplificador operacional, debido a su alta impedancia de entrada, y el único camino será el puente de diodos y el medidor; cuando la corriente tiene el sentido como el que se indica en la figura, pasará por  $R_1, D_1, R_2, M$  y  $D_2$ .

El condensador tiene como propósito evitar vibraciones de la aguja del miliamperímetro. Para dimensionarlo usamos la relación de constante de tiempo para el circuito R-C que forma con  $R_2$ .

Si la frecuencia es 1 KHz.:

$$T = \frac{1}{1000}$$

adoptaremos que:  $R_2 C \gg T$

y hacemos que:  $R_2^C = \frac{1}{100}$

$$C = \frac{1}{100 R_2}$$

Los valores de las resistencias son determinados experimentalmente, dependiendo del tipo de miliamperímetro disponible.

El amplificador operacional permite que la corriente que circula por el medidor, dependa únicamente del voltaje de entrada y la resistencia  $R_1$ . Sabemos que la diferencia de potencial entre las dos entradas de un amplificador operacional es cero, si una de ellas está conectada a tierra, en la otra también se presenta este voltaje.

### 3.4.- RETENEDOR:

La función que cumple este circuito, es como su nombre lo indica, guardar una señal determinada durante un tiempo adecuado, mientras se efectúa una medición.

El diagrama del circuito representado en la figura --- 3.4.1. cumple con los requerimientos del diseño. En este mismo circuito está incluido el divisor de señal que no es más que un divisor de voltaje, compuesto por dos resistencias de igual valor con el propósito de -- obtener la mitad del voltaje de entrada a dicho divisor, el valor de estas resistencias ha sido adoptado arbitrariamente teniendo en cuenta las corrientes de fuga de los amplificadores operacionales. El voltaje o nivel de señal que tomamos del divisor es el que se deberá guardar en el retenedor para luego ser comparado.

La señal que tomamos del divisor es una onda sinusoidal de 1 KHZ. y es aplicada a la entrada no inversora de un amplificador operacional de la serie 741, la salida de este amplificador operacional pasa a un switch

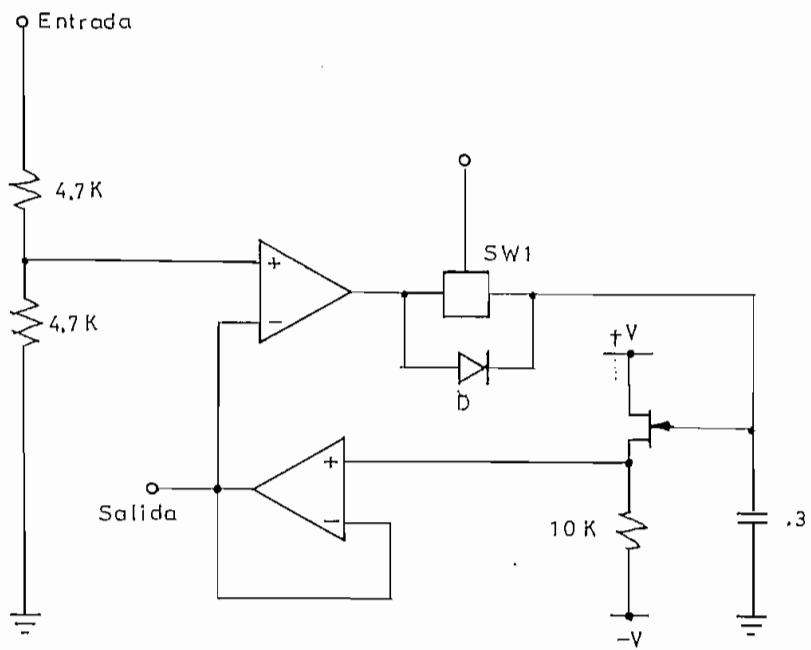


Figura 3.4.1.

Circuito retenedor

electrónico que se mantiene cerrado durante el tiempo que se emite la señal de audio por el altoparlante y se abre con una señal de control una vez que se ha suspendido la emisión por el altoparlante.

Ya que la señal es una onda sinusoidal, y el switch podría abrirse en cualquier punto de la onda sinusoidal, el retenedor guardaría exactamente ese valor, pero lo que nosotros queremos es que se guarde el último valor máximo de la onda para lo cual colocamos un diodo en paralelo con el switch. Supongamos que el switch se ha abierto en cualquier punto de la onda antes de llegar a su valor máximo positivo, por lo que el diodo seguirá conduciendo, esto es dejará pasar la señal hasta que alcance su máximo valor, cuando el condensador se haya cargado con ese valor máximo y la señal empiece a ser menor que dicho valor el diodo dejará de conducir, por lo que el circuito retenedor guardará el último valor máximo de la señal sinusoidal.

El elemento retenedor es un condensador que guarda la señal que habíamos analizado anteriormente, y para su dimensionamiento haremos algunas consideraciones:

a) Cuando el switch está cerrado, la salida del ampli

ficador operacional presenta una impedancia baja del orden de pocos ohmios a la que hay que aumentar la impedancia que presenta el switch, esta baja impedancia de salida y el condensador forman un filtro pasabajos, la frecuencia de corte de este filtro que se forma deberá ser mucho mayor que el 1 KHz. y para obtener el valor del condensador para estas condiciones aplicamos la relación de frecuencia de corte de un -- filtro:

$$f_c = \frac{1}{2 \pi RC}$$

$$\frac{1}{2 \pi RC} \gg 1 \text{ KHz.}$$

$$\frac{1}{2 \pi RC} \geq 10 \text{ KHz.}$$

Consideremos que la impedancia de salida del amplificador operacional más la impedancia del switch sea de  $300 \Omega$

$$C \leq \frac{1}{200 \times 10K.}$$

$$C \leq \frac{1}{2 \times 10^6}$$

$$C \leq 0.5 \mu F$$

Hemos colocado un FET a la entrada del segundo amplificador operacional con el propósito de aumentar su impedancia de entrada, la impedancia que presenta está en el orden de los  $10\text{ M}\Omega$  y su capacitancia interna es muy pequeña para compararla con un valor de  $0.1\ \mu\text{F}$  B) Otra consideración que debemos hacer para el dimensionamiento del condensador es cuando el switch está abierto; cuando esto sucede, la única impedancia que se presenta es la del FET, por la que podría descargarse el condensador, para este caso debemos tener en cuenta el tiempo que queremos que el condensador permanezca cargado; en nuestro estudio anterior vimos que el máximo tiempo de reverberación considerable era de 2 segundos y que el medidor iba a tomar la décima parte de este tiempo, esto es 0.2 segundos. El condensador se descarga exponencialmente debido a la impedancia del FET, aceptaremos que el condensador se descargue como máximo un 2% en el tiempo de 0.2 segundos; con todo lo anterior y utilizando la relación de descarga del condensador, podemos calcular su valor.

$$V = V_0 e^{-\frac{t}{RC}}$$

$$0.98V_0 = V_0 e^{-\frac{0.2}{RC}}$$

$$0.98 = e^{-\frac{0.2}{RC}}$$

$$\frac{1}{0.98} = e^{\frac{0.2}{RC}}$$

$$\ln \frac{1}{0.98} = \frac{0.2}{RC}$$

$$RC = \frac{0.2}{\ln \frac{1}{0.98}}$$

$$RC = 9.9$$

$$C = \frac{9.9}{100 \text{ M}\Omega}$$

$$C = 0.09 \mu\text{F}$$

$$C \geq 0.1 \mu\text{F}$$



Para las dos condiciones del switch, hemos obtenido los valores límites del condensador

$$0.1 \mu F \leq C \leq 0.5 \mu F$$

De esto, podemos adoptar como valor utilizable el de  $0.3 \mu F$ .

Desde el FET, la señal pasa a otro amplificador operacional y está aplicada a la entrada no inversora, la entrada inversora de este amplificador está conectada a su salida con lo que obtenemos una ganancia unitaria y el circuito se comporta como seguidor de voltaje, por lo que a la salida de este amplificador operacional tendremos exactamente el mismo voltaje que está presente a la entrada del circuito, este voltaje está aplicado a la entrada del primer amplificador operacional, de tal manera que cuando la señal que viene del divisor sea menor que la del retenedor a la salida del primer amplificador operacional tendremos un voltaje negativo que hace que el diodo permanezca polarizado inversamente y por lo tanto no conduzca. La salida del segundo amplificador operacional es la salida de todo el circuito retenedor y es el nivel que se comparará con la señal que se atenúa en el ambien-

te.

### 3.5.- COMPARADOR Y CUADRADOR:

El circuito comparador consta de un amplificador operacional de la serie 741, al que se aplica a su entrada no inversora la señal que proviene del amplificador de entrada, y a su entrada inversora está aplicada un nivel de voltaje que se genera en el retenedor.

Cuando se está aplicando señal al parlante, por el amplificador de entrada estará llegando una señal que a su vez está siendo llevada al retenedor y al comparador. La señal que llega al comparador directamente desde el amplificador de entrada tendrá un valor máximo dos veces mayor al que viene del retenedor; como el voltaje que viene del amplificador de entrada está aplicado a la entrada no inversora del amplificador operacional y es mayor que la señal aplicada a la entrada inversora, a la salida del comparador tendremos una señal cuadrada que variará entre los voltajes de polarización del amplificador operacional y tendrá una frecuencia similar a la de la señal de entrada. Cuando se suspende la señal en el parlante, al mismo tiempo estamos abriendo el switch del retenedor y el amplificador de entrada estará recibiendo únicamente

la señal que se atenúa, por lo que al retenedor tendremos aplicadas dos señales, a la entrada inversora un nivel de voltaje constante proveniente del retenedor, y a la entrada no inversora una señal sinusoidal que se atenúa; mientras la señal aplicada a la entrada no inversora sea mayor que la de la entrada inversora a la salida del comparador tendremos una onda -- cuadrada que varía entre los voltajes de polarización del amplificador operacional, cuando la señal sinusoidal que viene del amplificador de entrada y que se -- está atenuando llega a ser igual o menor que la señal del retenedor, a la salida del cuadrador tendremos únicamente un valor de voltaje negativo constante e igual al voltaje de polarización del amplificador operacional.

Las señales de entrada y salida del circuito se esquematizan en la figura 3.5.1.

La salida del comparador es aplicada al circuito cuadrador, que no es más que una resistencia y un diodo zener. La resistencia actúa como limitadora de corriente, y el diodo zener es el generador de los niveles --

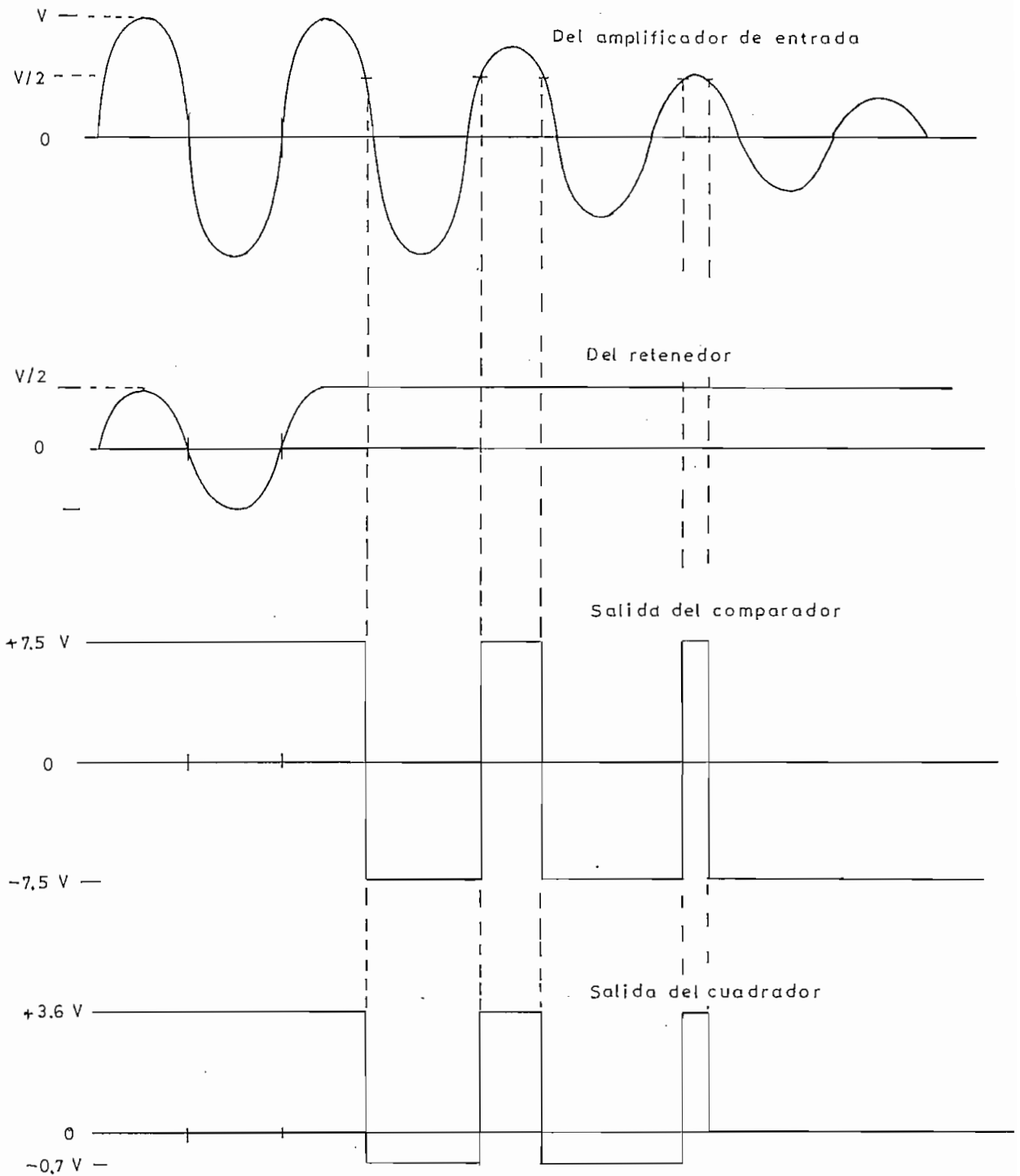


Figura 3.5.1.

Señales de entrada y salida del circuito comparador y cuadrador

lógicos TTL. El valor de la resistencia se determina tomando en cuenta la cantidad de corriente que circula por ella cuando los niveles lógicos son cero (0) y están aplicados al próximo circuito que son los contadores. De acuerdo a las características de los contadores que utilizaremos, sabemos que cada uno de ellos deja circular una corriente de 1.6 miliamperios cuando se presenta un 0 lógico en su entrada de reloj, debido a que utilizamos tres contadores, la corriente total que circule por la resistencia será de 4.8 miliamperios. Además en el punto entre el diodo zener y la resistencia deberá haber aproximadamente cero voltios debido a que a la salida del comparador habrán -6 voltios, por lo que en la resistencia deberá caer este voltaje, por lo que:

$$R = \frac{6 \text{ volt.}}{4.8 \text{ mA.}}$$

$$R = 1.25 \text{ K}\Omega$$

Adoptaremos para nuestro diseño un valor de 1  $\text{K}\Omega$

Siempre que haya una onda a la salida del comparador a la salida del cuadrador tendremos un tren de pulsos

lógicos que se repetirán a igual frecuencia que la de la señal de entrada al comparador. Cuando la señal sinusoidal que llega al comparador es igual o menor que la señal del retenedor a la entrada del cuadrador se presenta un nivel negativo constante que hace que el diodo zener se polarice directamente y presentando por lo tanto a la salida del cuadrado un nivel lógico 0 permanente, esto es que el tren de pulsos se ha detenido. Este circuito comparador cuadrador provee la señal del reloj al circuito contador, y presenta la configuración esquematizada en la figura - 3.5.2.

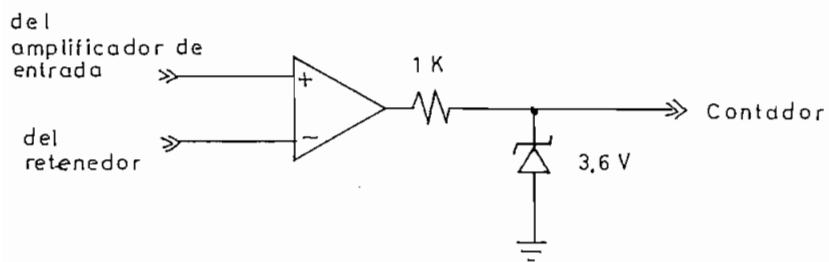


Figura 3.5.2.

Circuito comparador y cuadrador



### 3.6.- CONTADOR:

El circuito contador consta de tres contadores en década conectados en cascada. El circuito integrado -- contador que utilizaremos es el N74160 de la Signetics o su equivalente, que es un contador programable en década y sincrónico. Anteriormente habíamos analizado la operación del circuito contador y habíamos dicho que este debería empezar a contar los pulsos del reloj con una señal de disparo después de que se haya apagado el parlante. El conteo deberá iniciarse en cero, - para lo cual cada uno de los contadores deberá estar programado para el efecto, en nuestro diseño conectaremos todas las entradas programables A,B,C y D a 0 lógico, y la entrada "LOAD" estará conectada a la salida del circuito de retardo el cual controla las entradas al contador; cuando en la entrada "LOAD" se presente un 0 lógico, el contador se cargará con ceros e iniciará el conteo a partir de estos valores y continuará contando hasta que se presente otro 0 lógico en la entrada "LOAD" o cuando se aplique un nivel lógico 0 en la entrada "CLEAR", esta última entrada estará conectada al circuito de disparo que es el que mantiene inactivo al contador antes de iniciar una medición. Las entradas "En.P" y "En.T" estarán siempre juntas

en cada contador; el primer contador tendrá conectadas estas entradas a un nivel lógico 1, de tal manera que este contador esté siempre dispuesto a iniciar un conteo; estas mismas entradas, en los otros dos -- contadores estarán conectadas a las salidas "CARRY - OUTPUT" del respectivo contador anterior. La salida C.O. (CARRY OUTPUT) presenta un 1 lógico después de 9 cuentas del contador, este nivel lógico presente en las entradas "E/P." y "E.T." del siguiente contador - lo pone dispuesto a contar.

A las salidas "Q<sub>A</sub>", "Q<sub>B</sub>", "Q<sub>C</sub>", "Q<sub>D</sub>" de cada contador tendremos una señal Bimario Decimal Codificada (BCD) que lleva la lectura digital del número de cuentas - efectuadas por el circuito.

La entrada de reloj aplicada al contador tiene una - frecuencia de 1 KHz. por lo que, el primer contador - contará las unidades de milisegundo, el segundo contará las decenas de milisegundo y el tercero las centenas. La configuración del circuito contador se presenta en la figura 3.6.1.

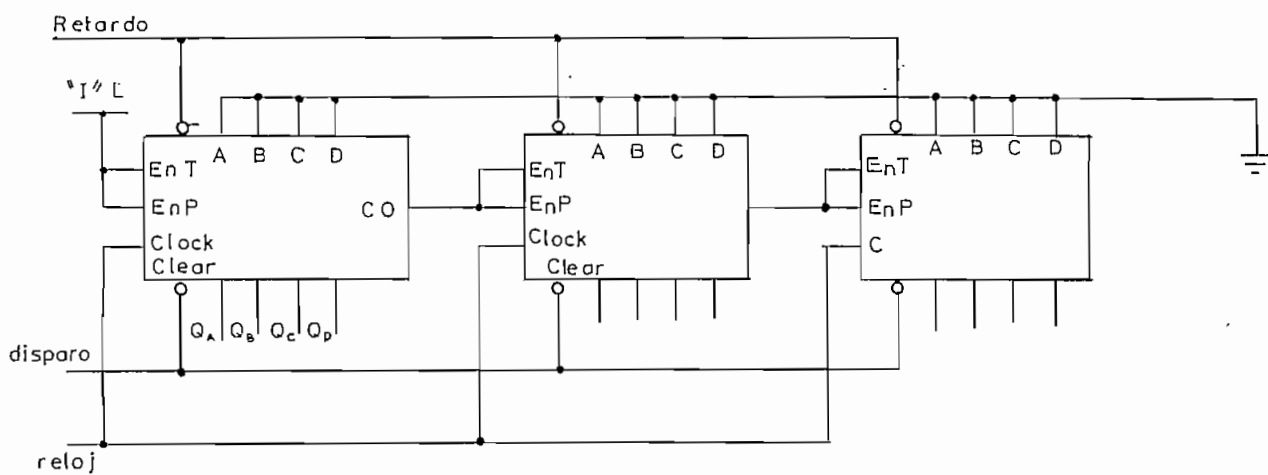


Figura 3.6.1.

Circuito contador

### 3.7.- CIRCUITO DE DISPARO:

El circuito de disparo es el que deberá activarse manualmente al iniciarse una medición, y consta básicamente de un switch mecánico y dos compuertas NAND, la salida de este circuito irá al circuito generador de pulsos de disparo que será estudiado posteriormente. La figura 3.7.1. representa esquemáticamente el circuito de disparo.

Cuando el medidor se encuentre sin efectuar mediciones, el switch mecánico se hallará en una posición tal que a la salida del circuito de disparo se presente un nivel lógico 0, una vez que se activa el switch manualmente y se lo mantiene activado, mientras se efectúa una medición a la salida de este circuito tendremos un nivel lógico 1. La presencia del multivibrador compuesto por dos compuertas NAND, tiene el propósito principal de eliminar señales de rebote causados por el switch manual que podrían cambiar el estado lógico a la entrada de los circuitos siguientes.

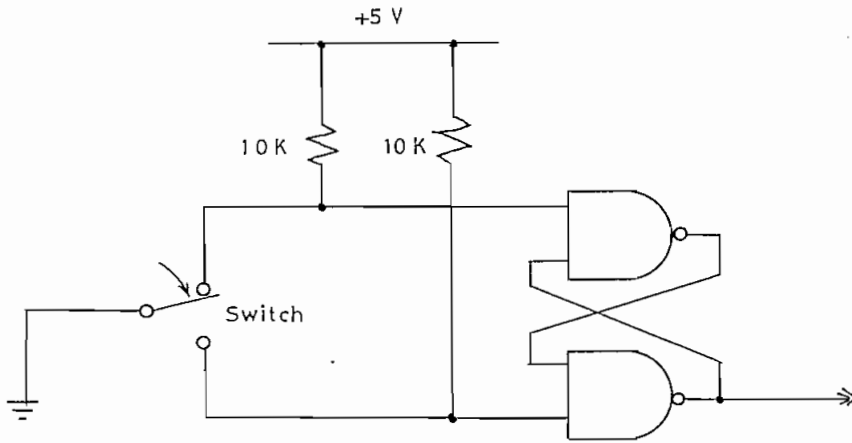


Figura 3.7.1.

Circuito de disparo

### 3.8.- CIRCUITO DE RETARDO:

Debido a que las mediciones de tiempo de reverberación se harán en salas de diferente tamaño, hemos escogido arbitrariamente dos distancias entre el micrófono y el parlante, la una es de 10 metros, que será utilizada para salas grandes y la otra de 3 metros que será utilizada en salas pequeñas. Cuando se efectúen mediciones utilizando la distancia de 10 metros se deberá escoger un retardo de 30 milisegundos que es aproximadamente el tiempo en que viaja la onda directa entre el micrófono y el parlante para luego desaparecer; se deberá seleccionar un retardo de 10 milisegundos cuando se efectúen mediciones utilizando 3 metros de distancia entre el micrófono y el parlante.

El circuito de retardo deberá hacer que el contador vuelva a cero después de un tiempo  $\tau$  de 10 o 30 milisegundos desde que se inició la medición, por medio de un pulso lógico 0 que se aplica a la entrada "LOAD" en el contador, y luego permitir que este continúe contando sin detenerse nuevamente en el tiempo  $\tau$  hasta que se suspendan los pulsos de reloj en el contador.

El circuito esquematizado en la figura 3.8.1. cumple con las condiciones descritas anteriormente, utilizamos para esto las características de un "Flip-flop" tipo D y algunas compuertas NAND. Para seleccionar un retardo de 10 milisegundos utilizamos la salida  $Q_a$  del segundo contador que corresponde a 10 milisegundos, y la aplicamos a una entrada de una compuerta NAND. la otra entrada de esta compuerta estará conectada a un nivel lógico 1, que será seleccionado manualmente por medio de un switch exterior, cuando el contador llegue a la cuenta de 10 milisegundos en las entradas de la compuerta NAND habrán dos niveles lógicos 1 por lo que a la salida tendremos un 0 lógico, este nivel será cambiado por un inversor a 1 lógico, este nivel será una de las entradas a otra compuerta NAND, la otra entrada de esta última compuerta tendrá un nivel lógico generado en el Flip-flop tipo D; la entrada  $D$  de este Flip-flop estará permanentemente conectada a tierra, esto es un nivel lógico 0 de tal manera que en su salida  $Q$  habrá un 0 lógico y cambiará a 1 lógico cuando se presente un 0 lógico en su entrada "S"; una vez que se presenten dos niveles 1 lógico en ambas entradas de la última compuerta a la salida se presentará un 0 lógico, esta señal irá a la -





entrada LOAD del contador y lo volverá a la cuenta de cero y reinicie el conteo; esta misma señal de retardo sirve de reloj para el Flip-flop que hace la salida Q cambie nuevamente a 0 lógico por lo que la salida del circuito de retardo cambiará de estado y también permite que el Flip-flop se mantenga en el último estado al que cambió, esto es un 0 lógico todo esto hace que la salida de la última compuerta se mantenga en 1 lógico hasta terminar la medición y permitiendo que el contador continúe contando sin de tenerse nuevamente en la lectura .

La salida Q del Flip-flop tipo D también nos sirve como señal de control que abre el switch electrónico del retenedor, el cual debe abrirse una vez que la señal del parlante se haya suspendido y además haya desaparecido la onda directa, es decir permanezca en un estado hasta que se hayan cumplido estas condiciones y luego cambie de estado, y es precisamente la condición de la salida Q del Flip-flop.

### 3.9.- DECODIFICADOR E INDICADOR NUMERICO:

La salida del circuito contador es una señal BCD que necesita ser decodificada para ser presentada en forma decimal en los indicadores numéricos, para este propósito utilizaremos un decodificador de 7 segmentos y además será el que guíe a los indicadores numéricos que irán a continuación.

En nuestro diseño utilizaremos los decodificadores - N7447 de la Signetics o su equivalente, que es un decodificador-guía de BCD a 7 segmentos. Los indicadores que utilizaremos son de la serie DL-707 de la Litronix o su equivalente, son indicadores LED de anodo común.

Dadas las características de los contadores y los decodificadores, estos pueden acoplarse directamente - pero no sucede lo mismo con los indicadores que deberán ser conectados a los decodificadores por medio de una resistencia por cada segmento, esta resistencia limita la corriente que deberá circular por cada segundo para determinar su luminosidad.

Cuando se activa cualquier salida del decodificador, se presenta en esta un voltaje de 0.3 voltios, este voltaje activa al diodo emisor de luz (LED), que es un segmento del indicador y permite un paso típico de corriente de 10 miliamperios y provoca una caída de tensión de 1.7 voltios en el LED. El indicador está alimentando por una fuente de 5 voltios, por lo que en la resistencia que une al decodificador y al indicador deberá haber una caída de tensión de 3 voltios. Con estos datos podemos determinar el valor de la resistencia:

$$R = \frac{3 \text{ volt.}}{10 \text{ mA.}} = 300 \Omega$$

El circuito decodificador e indicador numérico está representado en la figura 3.9.1. Uno de los indicadores deberá llevar un punto decimal.

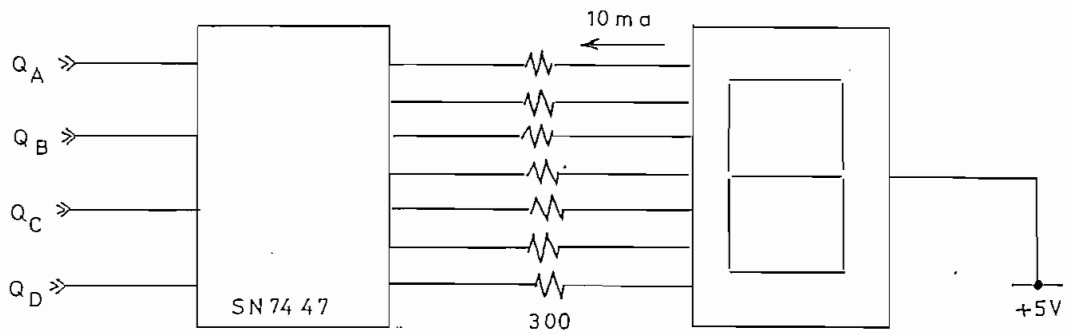


Figura 3.9.1.

Decodificador e indicador numérico

### 3.10.- OSCILADOR:

El oscilador que utilizamos para nuestro diseño es un oscilador RC tipo puente de Wein, el cual presenta una excelente estabilidad de frecuencia. El circuito está esquematizado en la figura 3.10.1 La realimentación positiva será una función de frecuencia tanto en magnitud como en fase, y la realimentación negativa será igual para cualquier frecuencia. La resistencia  $R_1$  es una lamparita incandescente en la cual la resistencia variará de acuerdo con la variación de corriente que circule por ella y que sea generada por el voltaje de salida del amplificador operacional, esta lámpara tiene como propósito estabilizar al circuito; cuando la lámpara está fría presentará una resistencia baja lo cual produce en el circuito una gran ganancia, por el contrario si la lámpara se calienta su resistencia aumenta y la ganancia del circuito disminuye.

Analizaremos la función de transferencia del circuito de realimentación positiva cuya red está esquematizada en la figura 3.10.2, donde el brazo RC serie, presentará una impedancia  $Z_1$ , y el brazo RC parale-

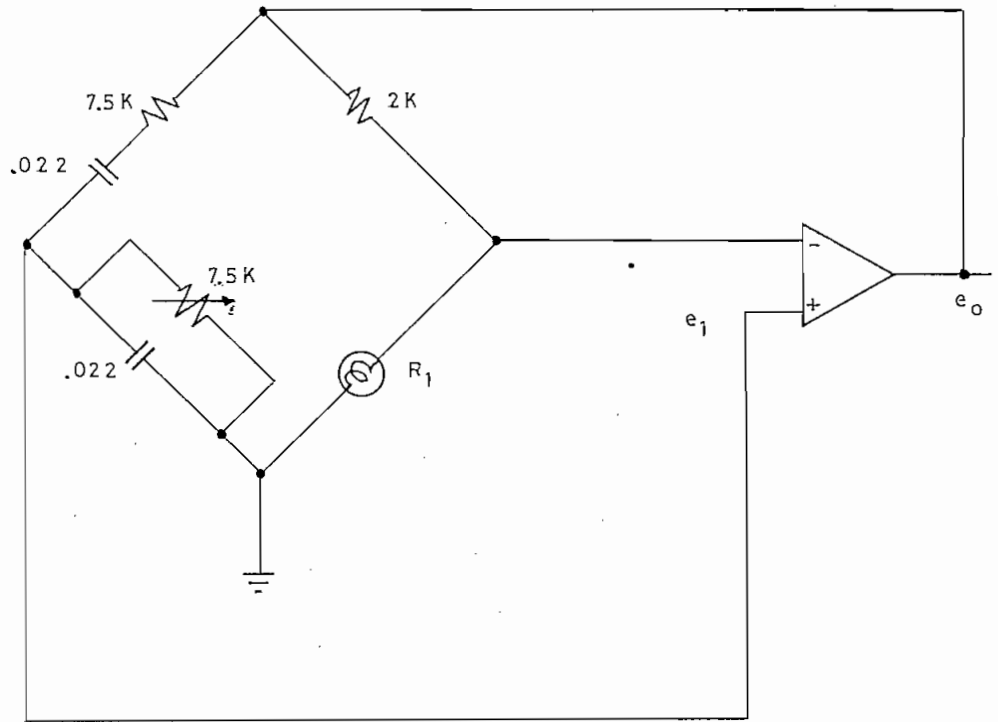


Figura 3.10.1.

Oscilador tipo puente de Wien para 1KHz

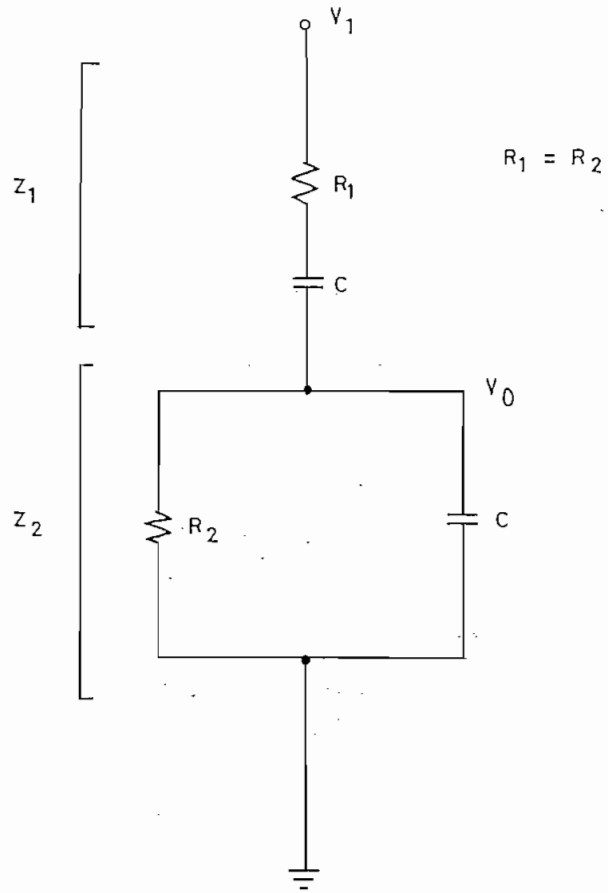


Figura 3.10.2.

Circuito de realimentación positiva para el oscilador de 1KHz

lo presentará una impedancia  $Z_2$ , de esta figura podemos deducir las siguientes expresiones:

$$V_o = V_1 \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2}$$

$$Z_1 = R + \frac{1}{j \omega C}$$

$$Z_2 = \frac{R \cdot \frac{1}{j \omega C}}{R + \frac{1}{j \omega C}} = \frac{R}{j \omega CR + 1}$$

$$V_o = V_1 \frac{\frac{R}{j \omega CR + 1}}{\frac{R}{1 + j \omega CR} + R + \frac{1}{j \omega C}}$$

$$V_o = V_1 \frac{R}{R + R + j \omega CR \times R + \frac{1 + j \omega CR}{j \omega C}}$$

$$V_o = V_1 \frac{R}{3R + j \omega CR^2 + \frac{1}{j \omega C}}$$

$$\frac{V_o}{V_1} = \frac{1}{3 + j \left( \omega CR - \frac{1}{\omega CR} \right)}$$



Esta última expresión es la función de transferencia de la red de la figura 3.10.2, en la cual para que - ambos voltajes se encuentre en fase, la parte imaginaria debe ser igual a cero, además cuando esta condición se cumple, la relación entre voltajes es máxima, por lo que:

$$\omega_0 CR - \frac{1}{\omega_0 CR} = 0$$

$$\omega_0 CR = \frac{1}{\omega_0 CR}$$

$$(\omega_0 CR)^2 = 1$$

$$\omega_0 = \frac{1}{CR}$$

cuando esto sucede:  $\left. \frac{V_o}{V_1} \right| \text{Máx. (fase)} = \frac{1}{3}$

Como los voltajes a la entrada del amplificador operacional son iguales, el voltaje de realimentación - negativa también cumplirá con la relación de voltajes. En la última ecuación  $V_o$  es el voltaje de entrada

da, y  $V_1$  es el voltaje de salida del amplificador operacional, por lo tanto considerando el voltaje de realimentación negativa, podemos escribir:

$$\frac{R_1}{R_0 + R_1} = \frac{1}{3}$$

de donde:  $\frac{R_0}{R_1} + 1 = 3$

$$\frac{R_0}{R_1} = 2$$

$$R_0 = 2R_1$$

La frecuencia del oscilador está determinada únicamente por la red de realimentación positiva. Habíamos determinado que:

$$\omega_0 = \frac{1}{CR}$$

donde  $\omega_0$  es la frecuencia donde se produce la máxima transferencia de voltaje.

$$\omega_0 = 2\pi f_0$$

$$f_0 = \frac{1}{2 \pi CR} = 1 \text{ KHz}$$

$$CR = \frac{1}{2 \pi f_0} = \frac{1}{2 \pi \times 10^3}$$

$$CR = 1.59 \times 10^{-4}$$

Adoptaremos para R un valor que no sea muy bajo, con el fin de evitar un alto valor de corriente.

$$R = 7.2 \text{ K}\Omega$$

$$CR = 1.59 \times 10^{-4}$$

$$C = \frac{1.59 \times 10^{-4}}{7.2 \times 1000} = 2.21 \times 10^{-8} \text{ F}$$

$$C \approx 0.022 \mu \text{ F}$$

Para el dimensionamiento de la resistencia variable de realimentación negativa, escogeremos un potenciómetro de  $2 \text{ K}\Omega$  que cumplirá con la condición de ser 2 veces el valor de la resistencia de la lámpara incandescente, la que será escogida experimentalmente.

### 3.11.- AMPLIFICADOR DE POTENCIA:

La señal de audio de 1 KHz. que utilizamos para efectuar mediciones de tiempo de reverberación que es generada en el oscilador debe ser amplificada en potencia para ser aplicada al parlante, hemos considerado que una potencia máxima de 15 vatios será suficiente para efectos de medición. El parlante tendrá una resistencia de 8 ohms, con lo cual podemos determinar la corriente que deberá circular por el.

$$P = I^2 R$$

$$I = \sqrt{\frac{P}{R}} = \sqrt{\frac{15}{8}} = 1.37 \text{ Amp. R.M.S.}$$

Esta corriente deberá ser entregada por la etapa final del amplificador, la cual está esquematizada en la figura 3.11.1., esta etapa es un amplificador tipo "push-pull"; para determinar el voltaje de polarización de este circuito necesitamos conocer el valor máximo de voltaje que debe estar presente en el par-

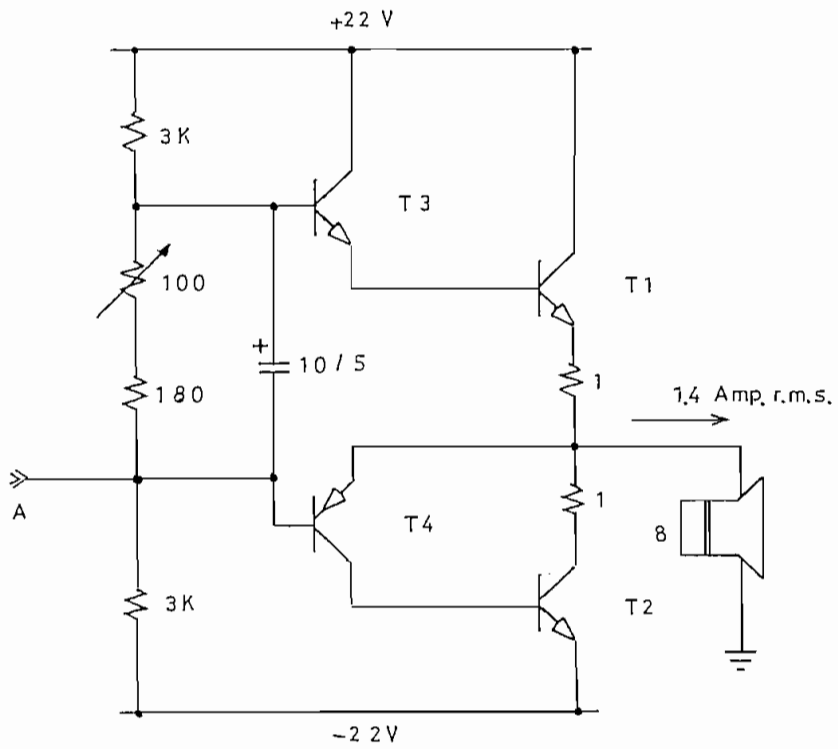


Figura 3.11.1.

Amplificador de potencia

lante cuando actúa un lado del amplificador y si la potencia es de 15 vatios

$$P = \frac{V^2}{R}$$

$$V = \sqrt{PxR} = \sqrt{15 \times 8} = 10.95 \text{ volt.}$$

$$V_{\text{RMS}} = 10.95 \text{ volt.}$$

$$V_{\text{O.P}} = 15.49 \text{ volt.}$$

Necesitamos entonces una fuente que rebase este voltaje, por lo que adoptaremos una fuente de  $\pm 22$  voltios.

Si suponemos que el  $\beta$  de los transistores de potencia  $T_1$  y  $T_2$ , en el peor de los casos sea de 30, y que los transistores  $T_3$  y  $T_4$  tenga un  $\beta$  de 50, el par  $T_1 - T_3$  tendría un  $\beta$  de 1500, por lo que por la base del transistor  $T_3$  deberá circular una corriente de 1 miliamperio cuando por el parlante circule una corriente de 1.37 Amp. Para obtener la corriente que circula por la base del transistor  $T_3$ , coloca

remos una resistencia de  $3\text{ K}\Omega$  entre la base del transistor y la fuente, con lo que por la resistencia circulará una corriente mayor que 1 miliamperio.

$$I = \frac{22 \text{ volt.}}{3 \text{ K}\Omega} = 7.3 \text{ mA.}$$

Cuando la señal alterna de entrada pase por cero voltios, el amplificador presentará la conocida distorsión de cruce que se debe a la suspensión de paso de corriente de colector por los transistores de salida debido a la ausencia de señal alterna en la entrada de esta etapa de amplificación, en este momento se presentará una pequeña diferencia de voltaje con respecto a tierra a cada lado del amplificador y que es debido a las caídas de tensión en las junturas de los transistores, lo cual hace que se presente la distorsión en la señal de salida como la que se muestra en la figura 3.11.2., para compensar esta diferencia de voltaje, añadiremos entre las bases de los transistores  $T_3$  y  $T_4$ , una resistencia que mantendrá una caída de voltaje cuando la señal alterna

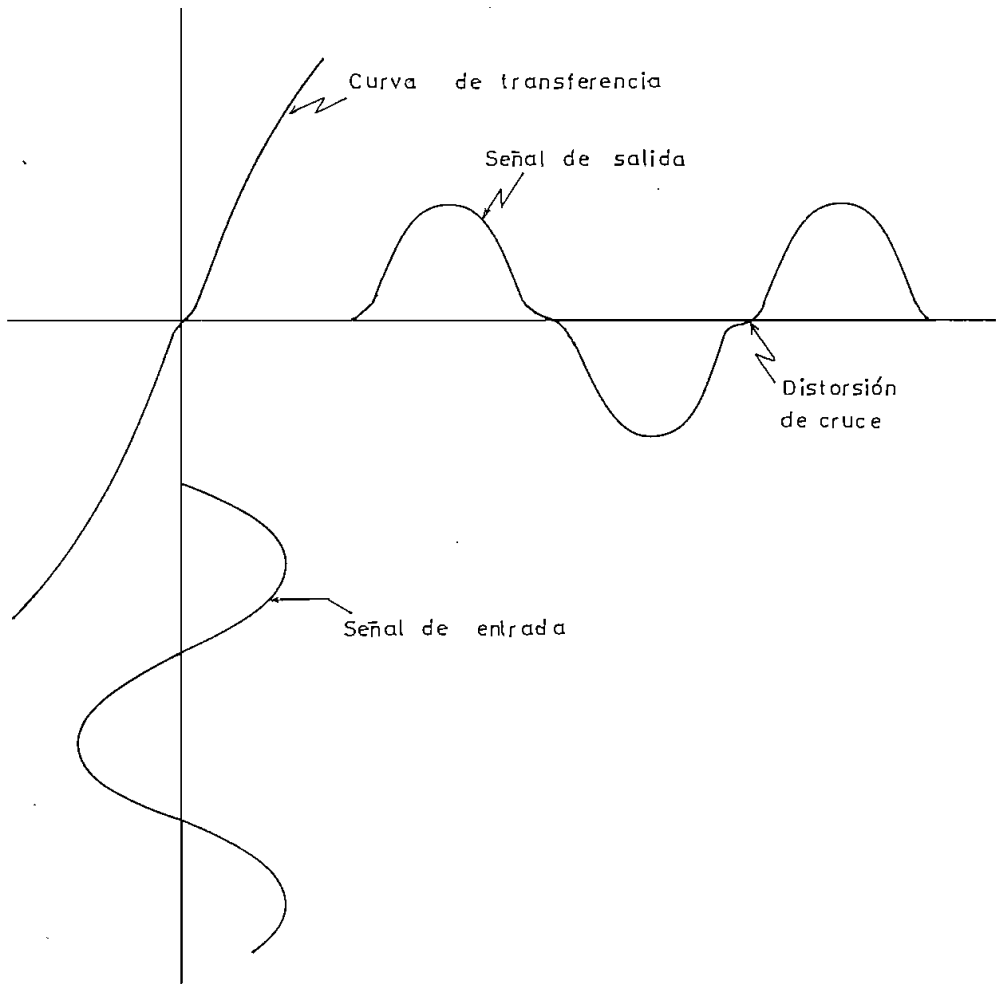


Figura 3.11.2.

Distorsión de cruce a la salida de un amplificador  
push-pull clase B



pase por cero voltios; en paralelo a esta resistencia colocaremos un condensador que servirá de cortocircuito para la señal alterna.

Para dimensionar la resistencia, consideraremos que la corriente alterna pasa por cero voltios, entonces con respecto a tierra, el un lado del amplificador - presentará una caída de voltaje de 1.2 voltios y el otro lado tendrá una caída de 1.6 voltios, por lo que asumiremos que siempre existirá una caída aproximada de 1.6 voltios, con lo que podemos relacionar el valor de los voltajes con el de las resistencias que debemos añadir

$$\frac{44 \text{ volt.}}{N6 \text{ K}\Omega} = \frac{1.6 \text{ volt.}}{R_x}$$

$$R_x = 218.18 \Omega$$

Esta resistencia debe ser un arreglo en serie de una resistencia fija y un potenciómetro de calibración, cuyo valor debe ser determinado preferiblemente por experimentación.

El condensador en paralelo a la resistencia anterior será dimensionado usando la relación de frecuencia - de corte del paralelo RC que forman.

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

$$C = \frac{1}{2\pi fR}$$

$$f = 1 \text{ KHz.}$$

$$R \simeq 220 \Omega$$

$$C \simeq \frac{1}{2\pi \times 10^3 \times 220} = 7,23 \times 10^{-7} \text{ F}$$

$$C \simeq 1 \mu\text{F}$$

Utilizaremos un valor mayor que el determinado con el propósito de aumentar la tolerancia.

Las dos resistencias de  $1 \Omega$  colocadas entre los -- transistores  $T_1$  y  $T_2$ , a la salida del amplificador, han sido escogidas empíricamente y tienen el fin de proteger a los transistores de potencia cuando en - sus bases aparezca un exceso de voltaje; en la mayo

ría de los casos estas resistencias son de un valor pequeño y de gran disipación de potencia, en nuestro caso la corriente que va a circular por ellas es de 1.37 A.R.M.S. por lo que su potencia de disipación deberá ser:

$$I^2 R = P$$

$$1.875 \times 1 = P$$

$$P \approx 2 \text{ varios R.M.S.}$$

Esta potencia corresponde a un valor R.M.S. de corriente, pero para cada resistencia sucede solamente cada medio ciclo por lo que la potencia que deberá disipar será solamente la mitad de la calculada, por seguridad la disipación de potencia que se utilice será mayor que la determinada.

Cualquier voltaje que se presente en las bases de los transistores  $T_3$  y  $T_4$  aparecerá en los emisores de los transistores  $T_1$  y  $T_2$ , puesto que el arreglo se presenta como seguidor de emisor, por lo tanto este amplificador es solamente de corriente; la señal que se aplica a la entrada de este amplificador es la proveniente del oscilador el cual tiene un vol

taje aproximado de 3 voltios cero-pico, por lo que necesita ser aplicada en voltaje para entregar un voltaje adecuado al amplificador de corriente con lo que será posible completar los 15 vatios requeridos por el parlante.

El circuito presentado en la figura 3.11.3. es el amplificador de voltaje de la señal sinusoidal que sale del oscilador. El voltaje que se requiere en el secundario del transformador está determinado por el voltaje que necesitará el parlante cuando la corriente que pase por él sea de 1.37 amperios y la potencia que entregue sea de 15 vatios, por lo que el voltaje será:

$$V = \frac{P}{I}$$

$$V = \frac{15 \text{ W.}}{1.37 \text{ A.}}$$

$$V_{\text{RMS}} = 10.95 \text{ volt.}$$

$$V_{\text{o.p.}} = 15.49 \text{ volt.}$$

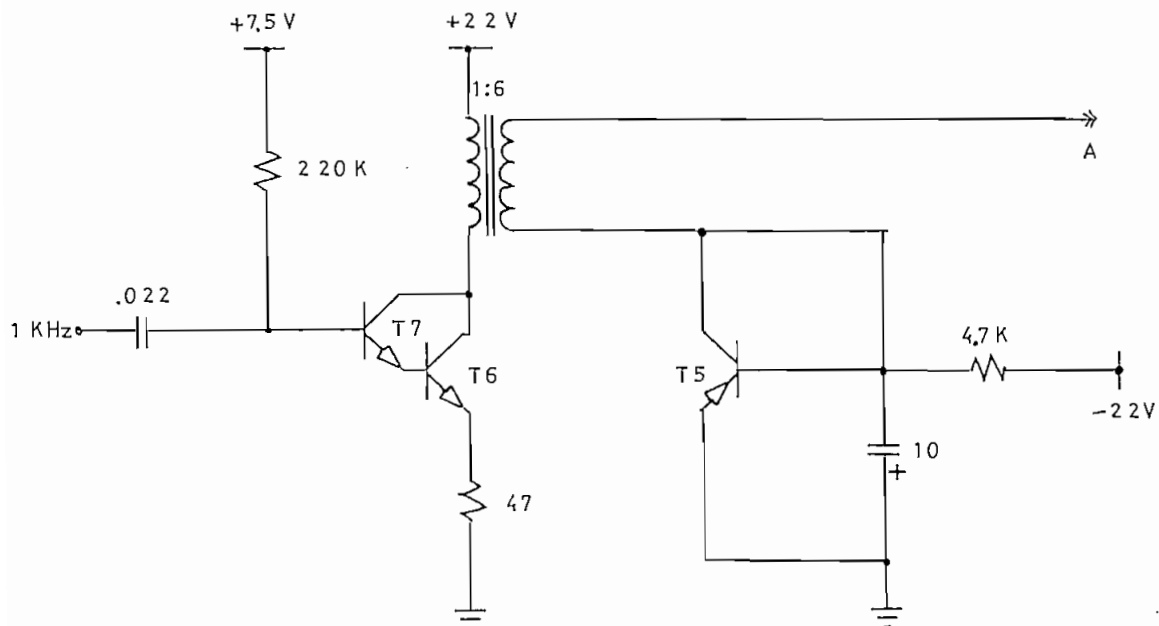


Figura 3.11.3.

Amplificador de voltaje

La corriente que debe entregar el secundario del transformador será la corriente que debe pasar por las bases de los transistores  $T_3$  y  $T_4$  que es de 1 miliamperio RMS, que corresponde a 1.41 miliamperios pico. Los voltajes que se presentan en el secundario del transformador son con respecto a tierra, por lo que este deberá estar conectado a tierra y lo hemos hecho por medio de un transistor que tiene el propósito de compensar la caída de tensión de la juntura base-emisor del transistor  $T_4$  cuando su emisor se halle en cero voltios; el condensador de 10 microfaradios conectado entre el emisor y la base del transistor  $T_5$  sirve para mantener la caída de voltaje de la juntura base emisor de este transistor; cualquier variación de temperatura en uno de estos dos últimos transistores provocará una variación de voltaje en su juntura B-E y queremos que este voltaje permanezca igual en ambos transistores, por lo que será necesario que estén juntos y pegados para que cualquier variación de temperatura en el un transistor se transfiera al otro y así ambos trabajen de igual manera.

La resistencia colocada entre la base de  $T_5$  y -22 voltios tiene como propósito dar paso a la corriente cuando el transistor no conduzca, el valor de esta resistencia se escoge de tal manera que permita el flujo de dicha corriente.

El primario del transformador, el cual sirve como un amplificador de voltaje, está conectado a la salida del oscilador a través de un arreglo de transistores en par Darlington que tiene como objetivo proveer la corriente que el oscilador no está en capacidad de entregar al transformador. El emisor de  $T_6$  está conectado a tierra a través de una resistencia de  $47\Omega$ , este valor fue determinado considerando la máxima corriente que debe circular por el transformador cuando el voltaje de entrada tiene su pico máximo. La corriente que debe circular por el primario del transformador está en relación con la corriente que circule por el secundario y esta está dada por su relación de voltajes; la relación de voltajes es de 1 a 6, por lo que la relación de corrientes es de 6 a 1. La resistencia a la base de  $T_5$  de  $220 K\Omega$  se dimensionó experimentalmente, para obtener el máximo voltaje alterno sin que se corte en su pico

negativo. El condensador de  $.022 \mu F$  es un condensador de paso para 1 KHz. y además evita el paso de cualquier nivel continuo proveniente del oscilador.

Antes de que la señal de 1 KHz. proveniente del oscilador entre el transistor  $T_7$  debe pasar por un par de switches electrónicos que tienen como fin impedir el paso de la señal al amplificador de potencia, su operación la estudiaremos en el numeral correspondiente.

El amplificador tendrá un control de volumen que es un potenciómetro colocado entre la salida del oscilador y el amplificador de potencia.

El diseño del transformador que utilizamos como amplificador de voltaje se basa en ciertos criterios empíricos, tomando en cuenta la potencia que este debe tener se determina el área del núcleo y el número de espiras de los bobinados.

$$S_{\text{mínima}} = 8.52 \sqrt{\frac{P}{f}} \quad (\text{cm}^2.)$$



$$\eta \frac{\text{vueltas}}{\text{voltio}} = \frac{2500}{\text{f.s.}}$$

$$P_{\text{secund.}} = 12.65 V_{\text{RMS}} \times 10^{-3} \text{ Amp.} = 12.65 \text{ milivatios.}$$

$$S_{\text{mínima}} = 8.52 \sqrt{\frac{12.65 \times 10^{-3}}{10^3}} \quad (\text{cm}^2.)$$

$$S_{\text{mínima}} = 0.03 \text{ cm}^2.$$

Esta superficie es demasiado pequeña para ser utilizada prácticamente y además por ser mínima, podrá utilizarse cualquier otra superficie mayor disponible.

El número de espiras del primario estará determinado por la relación:

$$N_p = \eta \times V$$
$$= \frac{2500}{\text{fxs}} \times V$$

V es el voltaje RMS del primario

$$3 V_{\text{o.p.}} = 2.12 V_{\text{RMS}}$$

$$N_p = \frac{2500}{10^3 \times S} \times 2.12$$

$$N_p = \frac{5.30}{S} \quad \left| \text{mínimo.} \right.$$

El número de espiras del secundario está dado por la siguiente relación:

$$N_s = 1.05 \times 6 \times N_p$$

donde 6 es la relación de voltajes entre los bobinados y 1.05 es el porcentaje de ventaja que añadimos, por lo que :

$$N_{\text{secundario}} = 6.3 N_{\text{primario}}$$

### 3.12.- GENERADOR DE PULSOS DE DISPARO:

Sabemos que el generador de pulsos de disparo debe darnos un nivel lógico "0" antes de iniciar una medición de tal manera que mantenga inactivo al contador, y además este circuito deberá proveernos de una señal que mantenga cerrado un switch que permite el paso de señal de audio al parlante.

Tan pronto como el switch manual del circuito de disparo sea accionado, al iniciarse una medición, el generador deberá sincronizar esta señal con la onda de corriente de la señal de audio cuando esta pasa por cero ( $I = 0$ ), y entonces generar un nivel lógico "L" que deberá permanecer hasta que se vuelva el switch manual del circuito de disparo a su posición inicial, esto es cuando se termine de efectuar una medición, con lo que el generador de pulsos de disparo entregará un nivel lógico "0" - que volverá a cero al contador.

En el circuito generador de pulsos de disparo está incluido el circuito que nos determina el paso por cero de la corriente de la señal de audio el cual

consta de un cuadrador de onda que genera un tren de pulsos y que servirán como señal de reloj para el Flip-flop que genera los pulsos de disparo.

El diagrama de la figura 3.12.1. muestra el circuito generador de pulsos de disparo. La señal del circuito de disparo manual está aplicada a la entrada D del Flip-flop y también a la entrada R, de tal manera que cuando esta entrada sea cero, antes de iniciar una medición, la salida Q será también "0", estas entradas D y Q cambian a "1" lógico cuando se activa el circuito de disparo manual con lo que la salida Q del Flip-flop también cambiará a "1" lógico al presentarse el primer pulso de reloj en la entrada C del Flip-flop, este nivel permanecerá hasta cuando se presente un "0" lógico en la entrada R.

El circuito que detecta el paso por cero de la corriente de la señal de audio, está constituido por un circuito cuadrador y un inversor. El cuadrador consta de un amplificador operacional 741 y un diodo zener. A la salida del amplificador operacional tenemos una señal alterna que va de + 7.5 voltios a - 7.5 voltios, con igual frecuencia que la señal

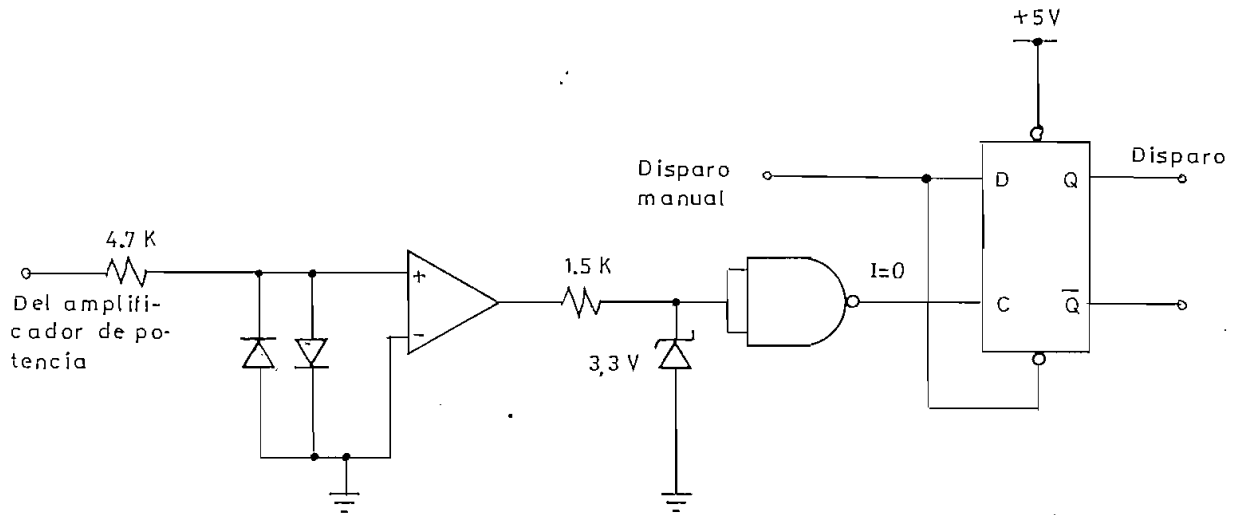


Figura 3.12.1.

Circuit@ generador de pulsos de disparo

de audio, el diodo zener es el que genera los pulsos lógicos TTL. La resistencia limita la corriente que debe entregar el amplificador operacional; cuando se presenta a la salida del circuito un "0" lógico, se presentará como una carga lógica al inversor colocado a continuación y el voltaje máximo de - 7.5 voltios deberá caer en la resistencia. El inversor es una compuerta "NAND" con sus dos entradas juntas, por lo que la corriente que entregará será de 3.2 miliamperios, por lo tanto:

$$R = \frac{7.5 \text{ voltios}}{3.2 \cdot 10^{-3} \text{ Amp.}}$$

$$R = 2.34 \text{ K } \Omega$$

Con el fin de dar un amplio margen de conducción - adoptaremos un valor para R menor que el calculado, siendo este de 1.5 K  $\Omega$  .

La muestra de señal sinusoidal se la toma de la salida del amplificador de potencia, cuyo voltaje máximo es de 18 voltios, este voltaje no puede ser aplicado directamente al amplificador operacional,

por lo que hacemos que a la entrada del amplificador exista solamente el voltaje de 0.6 voltios debido a la caída de tensión en los diodos colocados en paralelo y el voltaje restante caerá en una resistencia. El valor de la resistencia se escogerá arbitrariamente, considerando que la corriente que circule por ella no sea grande y además sea suficiente como para provocar una caída de 0.6 voltios en los diodos, cuando estos se polarizan directamente. Si adoptamos un valor de  $4.7 \text{ K}\Omega$  para esta resistencia, tendremos que la corriente que circule por ella será:

$$I = \frac{18 \text{ volt.} - 0.6 \text{ volt.}}{4.7 \text{ K}\Omega}$$

$$I = 3.7 \text{ miliamperios}$$

### 3.13.- SWITCHES:

En los circuitos analizados anteriormente habíamos visto que utilizaríamos algunos switches electrónicos uno de ellos se utiliza en el circuito retonador y dos más en el circuito amplificador de potencia. Para el efecto hemos seleccionado los switches electrónicos de la serie 4016 que son -- switches CMOS bilaterales. En el diseño, estos switches son controlados por niveles lógicos TTL y además permiten pasar señales sinusoidales que varían entre  $\pm 5$  voltios aproximadamente, por lo cual han sido polarizados con voltajes de  $\pm 7.5$  voltios, en vista de lo cual es necesario transformar los niveles lógicos TTL de 0 voltios y + 4 voltios a niveles lógicos de + 7.5 voltios y -7.5 voltios respectivamente; si prescindimos de un circuito transformador de niveles, un "0" lógico TTL de aproximadamente de cero voltios no podría ser reconocido como tal por el switch, con un "1" lógico TTL de 4 voltios no se presenta este problema.



El circuito transformador de niveles que deberá introducirse entre las señales TTL y los switches bilaterales está esquematizado en la figura 3.13.1. Cuando a la entrada E del circuito de la figura se presenta un "0" lógico de cero voltios, el transistor  $T_1$  no conduce por lo que la base  $T_2$  se presentará con un voltaje de +7.5 voltios y el transistor no conduce, presentándose a la salida S un voltaje de -7.5 voltios, habiéndose así transformado un "0" lógico TTL de cero voltios a un "0" lógico de -7.5 voltios; si a la entrada E del circuito se presenta un "1" lógico el transistor  $T_1$  conducirá haciendo que en la base de  $T_2$  se presenten cero voltios por lo que este también conducirá y en la salida S tendremos +7.5 voltios.

El dimensionamiento de las resistencias del circuito se hizo arbitrariamente con excepción de  $R_1$  y  $R_2$ , en las que se tomó en cuenta la corriente que circularía por ellas como medida de protección para los transistores. Para  $R_1$ , asumimos que la corriente de colector en  $T_2$  sea igual a la corriente que circule por la resistencia de  $2\text{ K}\Omega$ , por lo tanto:

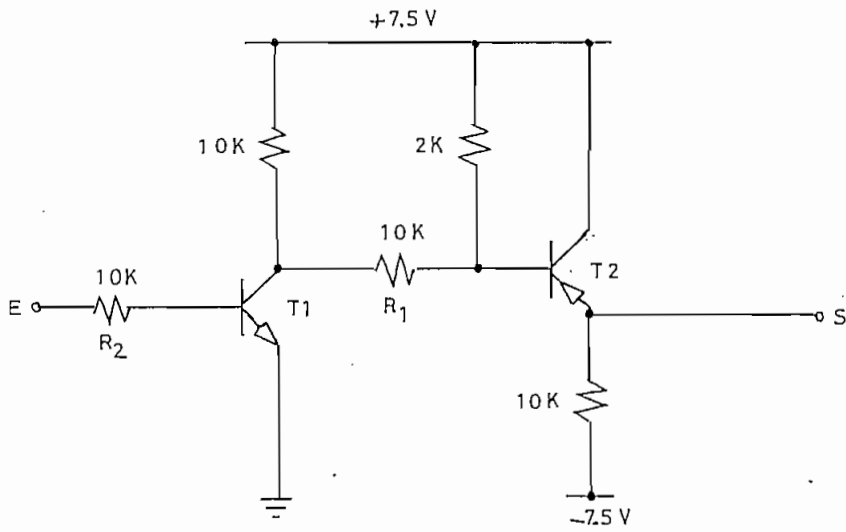


Figura 3.13.1.

Circuito transformador de niveles

$$i_{R_1} = \frac{0.6 \text{ volt.}}{2 \text{ K}\Omega} \times 2$$

donde 0.6 voltios es la caída de voltaje en la juntura B-E de  $T_2$ , cuando este se encuentra conduciendo, esto es cuando  $T_1$  también está conduciendo y en su colector habrá cero voltios, por lo que la caída de voltaje en  $R_1$  será de aproximadamente de 7 voltios, por lo tanto:

$$R_1 = \frac{7 \text{ volt.}}{\frac{1.2 \text{ volt.}}{2 \text{ K}\Omega}} = \frac{14 \text{ K}\Omega}{1.2} \approx 10 \text{ K}\Omega$$

Para el dimensionamiento de  $R_2$ , consideramos que  $T_1$  está conduciendo por lo que  $T_2$  también lo hará en tal caso el voltaje que se presenta en la base de  $T_2$  es de aproximadamente de 7 voltios, por lo que la corriente de colector de  $T_1$  está dada por:

$$I_c = \frac{7.5 \text{ volt.}}{5 \text{ K}\Omega}$$

$$I_B = \frac{I_c}{\beta} = \frac{7.5 \text{ volt.}}{5 \text{ K}\Omega \times 50}$$

Para el caso en que tenemos un "I" lógico a la entrada E del circuito, habrá un voltaje de por lo menos 2.8 voltios en E, y un voltaje de 0.6 voltios en la base de T<sub>1</sub> por lo que habrá una caída de tensión de 2.2 voltios en la resistencia R<sub>2</sub>.

$$R_2 \equiv \frac{2.2 \text{ volt.}}{I_B}$$

$$R_2 = \frac{2.2 \times 5 \text{ K} \times 50}{7.5} = 70 \text{ K} \Omega$$

Si aumentásemos el valor de esta resistencia permitiríamos que la corriente de base para T<sub>1</sub> disminuya, por lo tanto a este valor para R<sub>2</sub> lo consideraremos como máximo.

En la misma condición de aplicar un "I" lógico en la entrada E del circuito, la compuerta TTL que lo genera está en capacidad de entregar una corriente máxima de 400 micro-amperios, esto es que por R<sub>2</sub> circulará como máxima dicha corriente.

$$\frac{2.2 \text{ volt.}}{R_2} = 400 \mu \text{ amp.}$$

$$R_2 = \frac{2.2 \text{ voltios}}{400 \mu \text{ amp.}} = 5.5 \text{ K} \Omega$$

Si  $R_2$  es menor que  $5.5 \text{ K}\Omega$ , sobrecargaríamos a la compuerta TTL. El valor definitivo de  $R_2$  deberá entonces estar entre estos dos valores.

### 3.14.- FUENTES DE ALIMENTACION:

Los diferentes circuitos del diseño necesitan fuentes de alimentación de  $\pm 7.5$  voltios,  $+ 5$  voltios y  $\pm 22$  voltios. Para el diseño de cada una de las fuentes es necesario tomar en cuenta las corrientes que consumen cada uno de los circuitos del medidor, con lo que podremos conocer la potencia que deberá tener el transformador.

La fuente de  $\pm 22$  voltios no necesita ser regulada, por lo que consta básicamente de un bobinado que es parte del secundario del transformador, un puente de diodos rectificador de onda completa y un filtro capacitivo. La corriente que deberá entregar esta fuente debe ser de 2.5 amperios aproximadamente.

El rizado que se presenta en esta fuente no regulada es disminuído aumentando el valor del filtro capacitivo.

La relación de rizado está dada por:

$$r = \frac{I_{dc.}}{416 \times C \times E_{m\acute{a}x.}}$$

donde:  $I_{dc.}$  es la corriente media rectificada.

E máx. es el valor máximo de voltaje aceptable.

C es la capacidad del condensador

$$r = \frac{2.5. \text{ amp.}}{416 \times 9 \cdot 10^{-3} \text{ F} \times 23 \text{ volt.}}$$

$$r = 0.029$$

$$r = 2.9\% \text{ de rizado}$$

Las fuentes de +5 voltios y  $\pm 7.5$  voltios son reguladas. La señal alterna es rectificadada en onda completa por medio de un puente de diodos y un filtro capacitivo y luego regulada por un regulador serie.

El dimensionamiento del transformador está basado en la potencia que debe entregar, la que debe ser aproximadamente 120 watts, para el cálculo del área del núcleo del transformador, adoptaremos que la potencia requerida es de 200 watts. La relación para el cálculo del área del núcleo del transformador es:

$$S = \frac{\sqrt{P}}{0.73}$$

$$S = \frac{\sqrt{200 \text{ watts}}}{0.73} = 19.37 \text{ cm}^2.$$

$$S \approx 20 \text{ cm}^2.$$

El número de espiras del primario está determinado por la siguiente relación:

$$N_{e.p.} = \frac{V \times 10^8}{4.44 \times f \times B \times S}$$

donde: V es el voltaje aplicado al primario

f es la frecuencia

B es la densidad de flujo

S es el área del núcleo

$$N_{e.p.} = \frac{110 \times 10^8}{4.44 \times 60 \times 10^4 \times 20} = 206.45$$

$$N_{e.p.} \simeq 206.5$$

El número de espiras por voltio es:

$$\frac{N}{V} = 1.8768 \text{ espiras por voltio}$$

El voltaje del secundario lo determinaremos considerando que el voltaje continuo será el 90% del valor pico que entrega el transformador, por lo que tendremos:

$$E_{dc.} = 0.9 \hat{E}_v$$

$$\hat{E}_v = \frac{10 \text{ volt.}}{0.9} = 11.11 \text{ volt.}$$

$$E_{RMS} = \frac{E}{\sqrt{2}} = 7.86 \text{ volt.}$$



$$E_{\text{RMS}} \simeq 8 \text{ voltios}$$

Similar análisis hacemos para la fuente de  $\pm$  22 voltios. El voltaje que debe estar presente a la salida del transformador será de 25 voltios.

$$\hat{E}_{\sim} = 25 \text{ voltios}$$

0)

$$E_2 \text{ RMS} = \frac{25}{\sqrt{2}} \simeq 18 \text{ voltios}$$

El número de espiras para el bobinado de 8 voltios será:

$$N_2 (a) = 1.8768 \times 8 = 15.01 \text{ espiras}$$

y para el bobinado de 18 voltios:

$$N_2 (a b) = 1.8768 \times 18 = 33.78 \text{ espiras}$$

Basándonos en la corriente de conducción de los alambres comerciales podemos atribuir la numeración que le corresponde a cada bobinado del transformador.

En el circuito regulador, el regulador para los 5 - voltios ha sido tomado del circuito regulador de --

+7.5 voltios. El diagrama completo de las fuentes de alimentación se presenta en la figura 3.14.1.

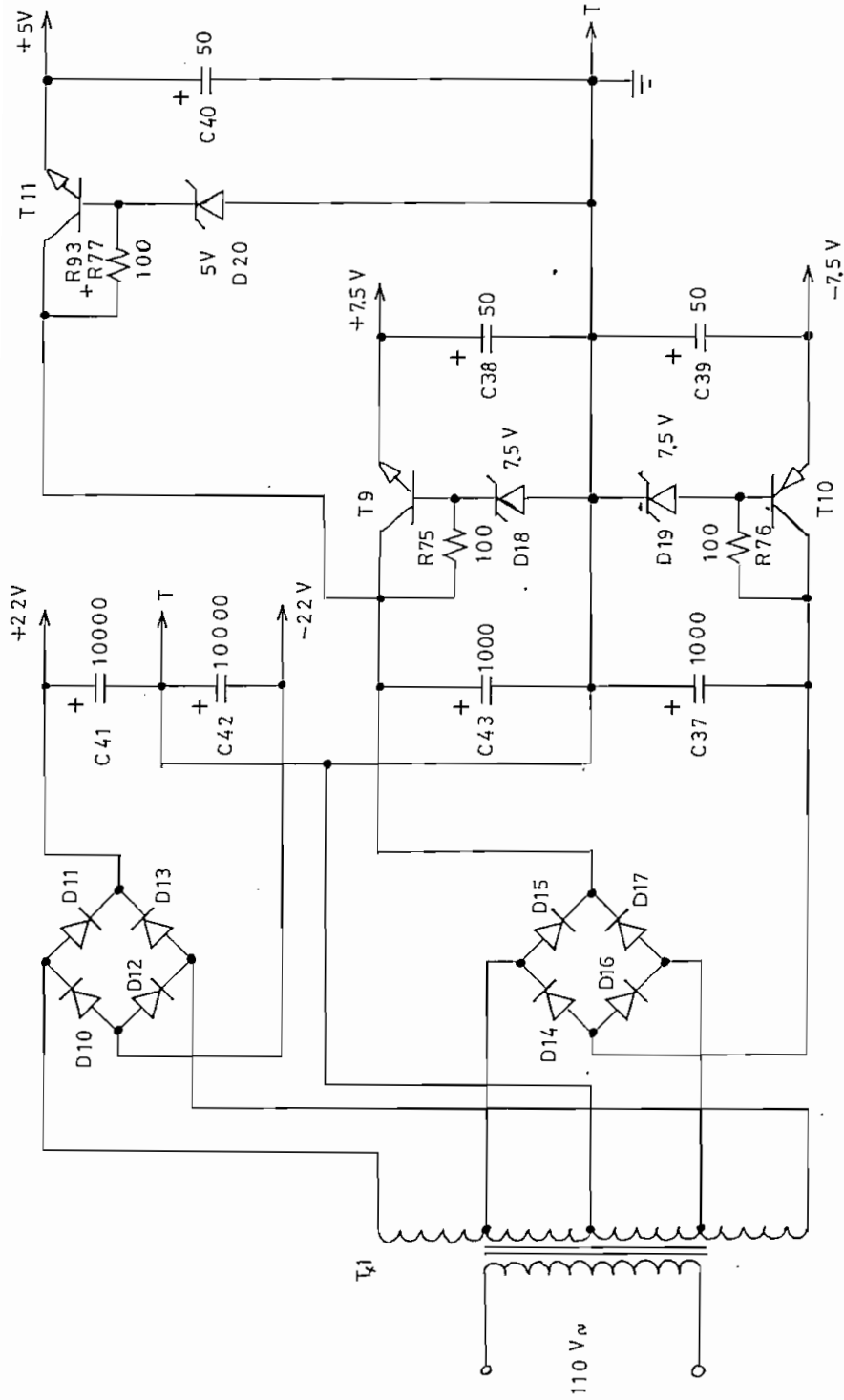


Figura 3.14.1.

Fuentes de alimentación

C A P I T U L O    I V

D I S E Ñ O        M E C A N I C O

## DISEÑO MECANICO:

En el presente capítulo se presenta la disposición física de los elementos electrónicos en cada una de las tarjetas que forman el circuito general del medidor; al final del capítulo se muestra la disposición de las tarjetas en el circuito general como también ~~una~~ vista frontal del chasis y otra vista posterior.

La mayoría de las tarjetas tienen una dimensión de 15.2 x 10.1 cm., que es el tamaño comercial disponible en el mercador nacional. Todos los elementos electrónicos como ciertos alambres están montados en la parte frontal de las tarjetas y las interconexiones impresas se hallan únicamente en la parte posterior. Dos de las tarjetas no tienen el tamaño especificado ya que utilizan un menor número de componentes y básicamente son las tarjetas que utilizan más potencia que las otras.

La disposición de los elementos en las tarjetas no obedece a ninguna precaución especial sino únicamente a una distribución geométrica homogénea y a la fa

cilidad de interconexión entre los elementos al di señar el circuito impreso. La distribución de las tarjetas y transformadores en el chasis tampoco tienen arreglo especial ya que en su mayoría sus circuitos son lógicos y de baja frecuencia los que no se espera ninguna interferencia entre ellos, ni debido a las fuentes, por la misma razón ninguna de las tarjetas tiene blindaje especial.

En las figuras 4.1.13 y 4.1.14, se muestra el dimen sionamiento mecánico del chasis y la ubicación de los controles, entradas y salidas de señales del me didor. En la parte frontal están ubicados todos los controles que son necesarios para efectuar una medi ción y que requieren de un acceso fácil e inmediato.

En la parte posterior se encuentran las en tradas tanto de alimentación de fuerza como la del micrófo no y la salida para el parlante. Todas estas salidas tienen marcadas su nombre para facilidad de iden tificación.

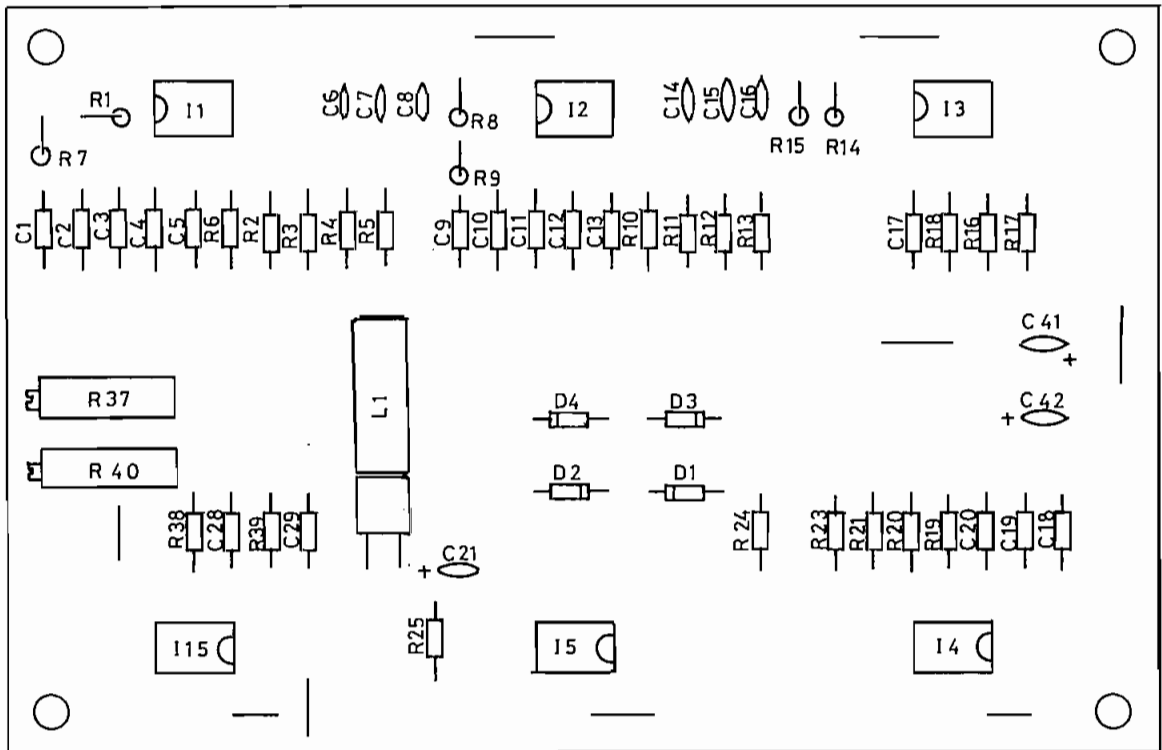


Figura 4.1.1.

Tarjeta 1 Vista frontal

Amplificador de entrada

Filtro pasa-banda

Indicador de nivel

Oscilador

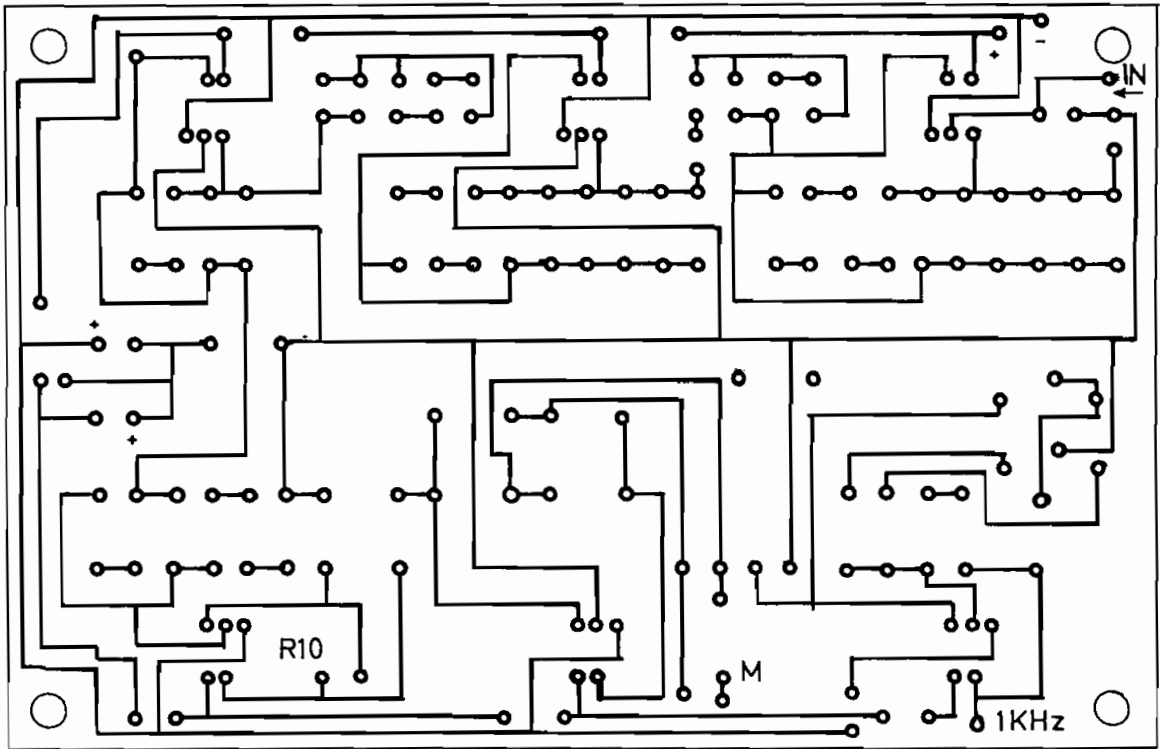


Figura 4.1.2.

Tařeta 1 Vista posterior



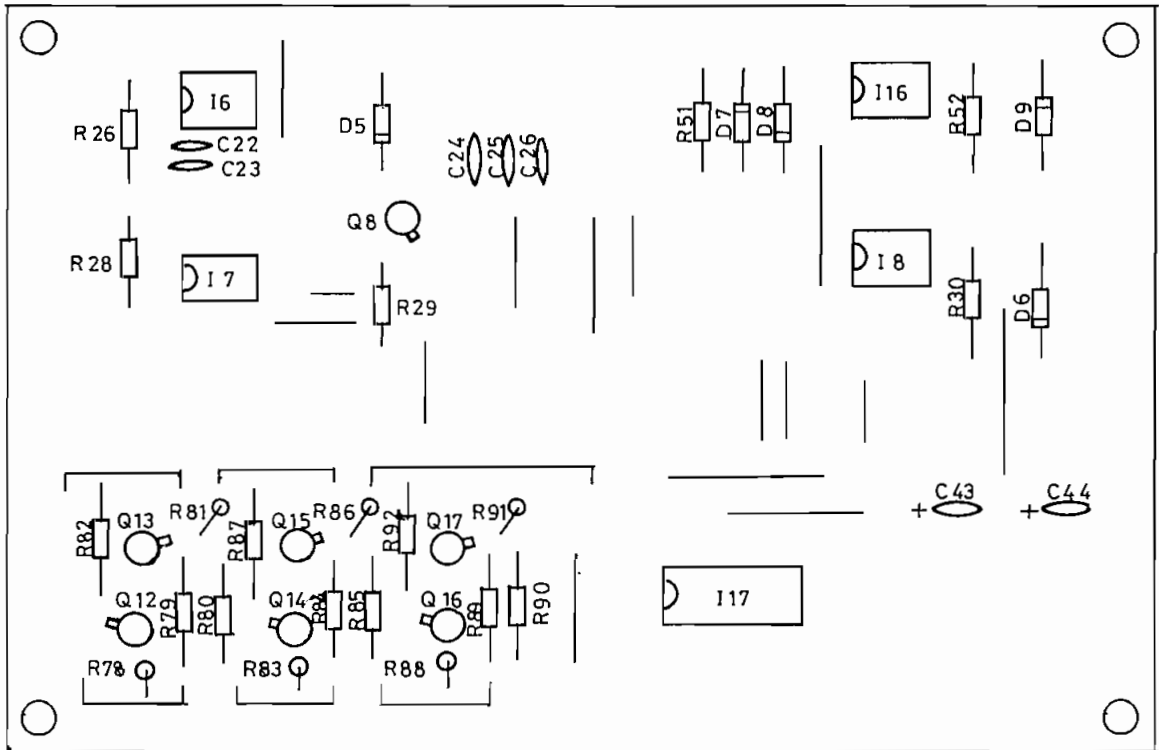


Figura 4.1.3.

Tarjeta 2 Vista frontal

Refrenador

Comparaador y cuadrador

120

Switches

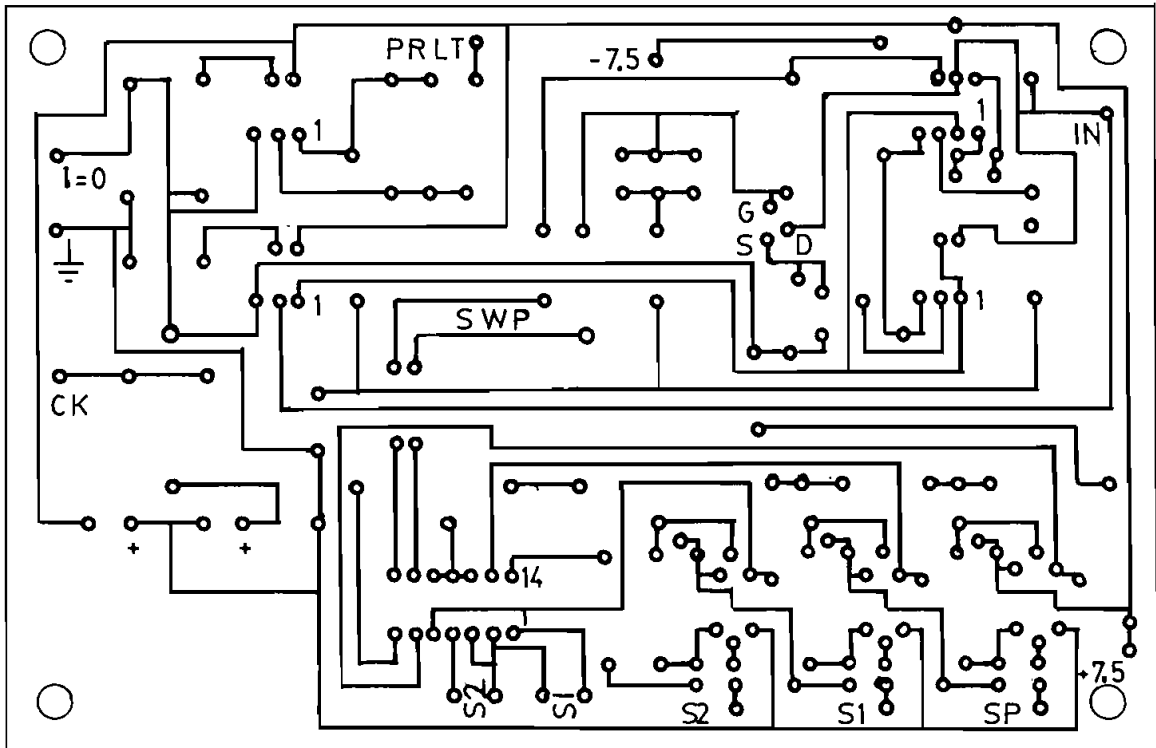


Figura 4.1.4.

Tarfeta 2 Vista posterior

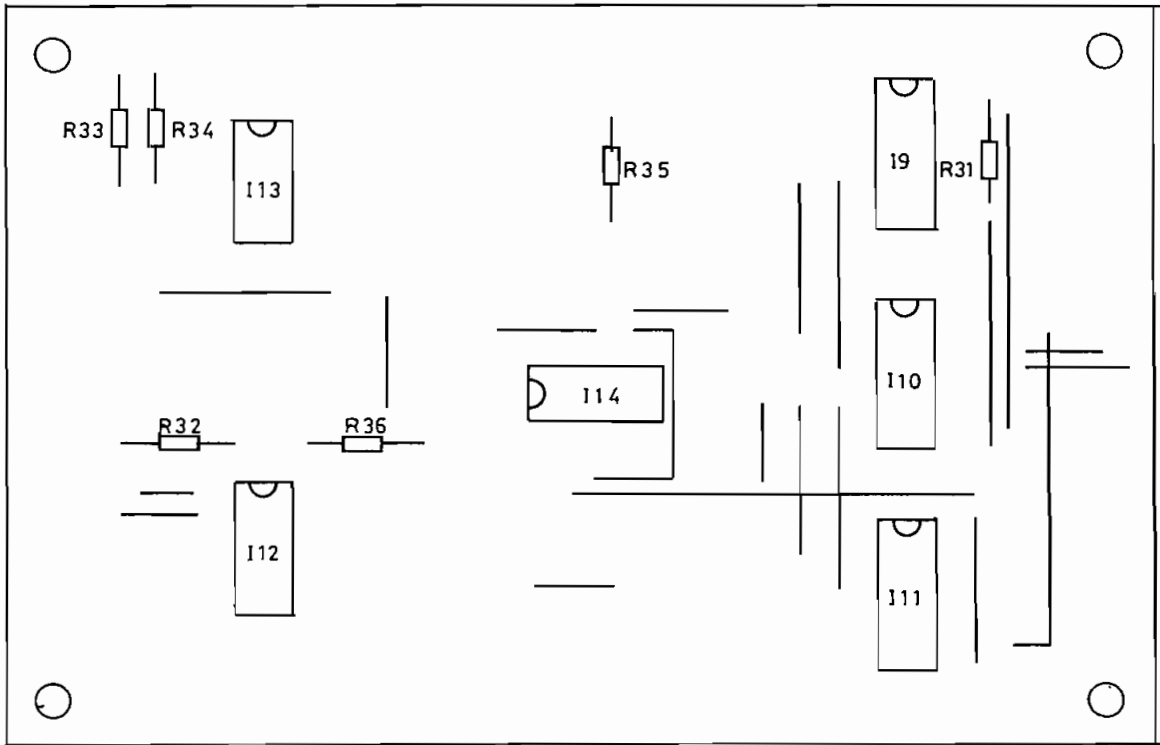


Figura 4.1.5.

Tárfeta 3 Vista frontal

Disparo  
Relajador  
Contador

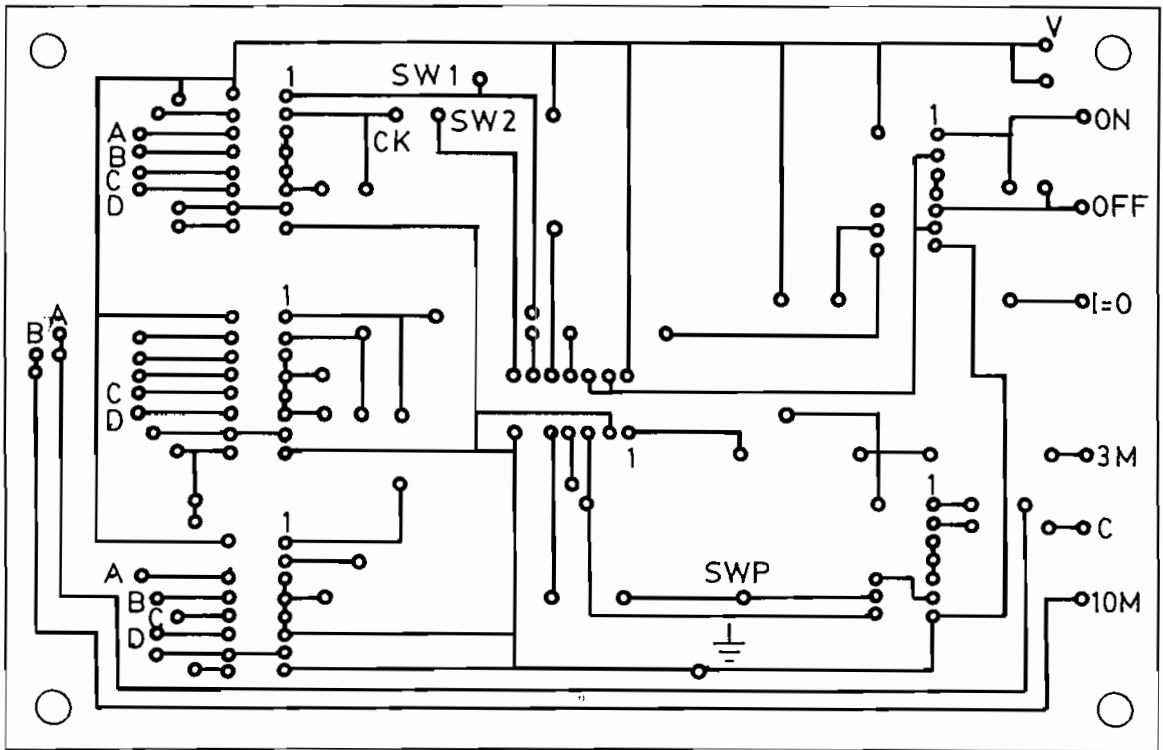


Figura 4.1.6.

Tarjeta 3 Vista posterior

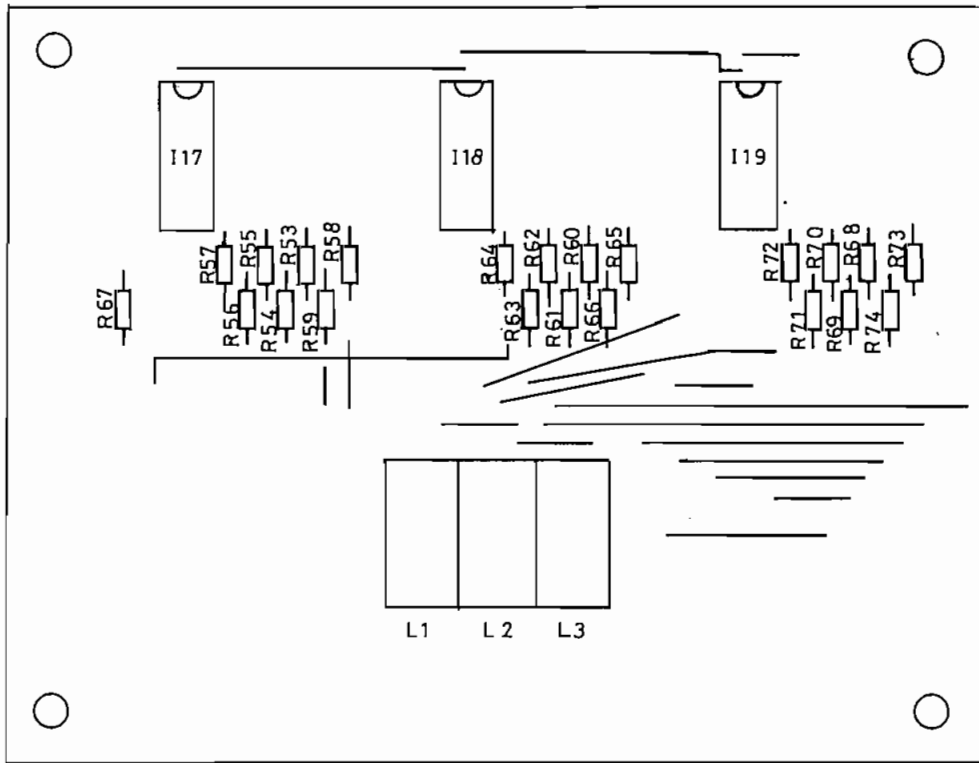


Figura 4.1.7.

Tarjeta 4 Vista frontal

Descodificador  
Indicador numérico

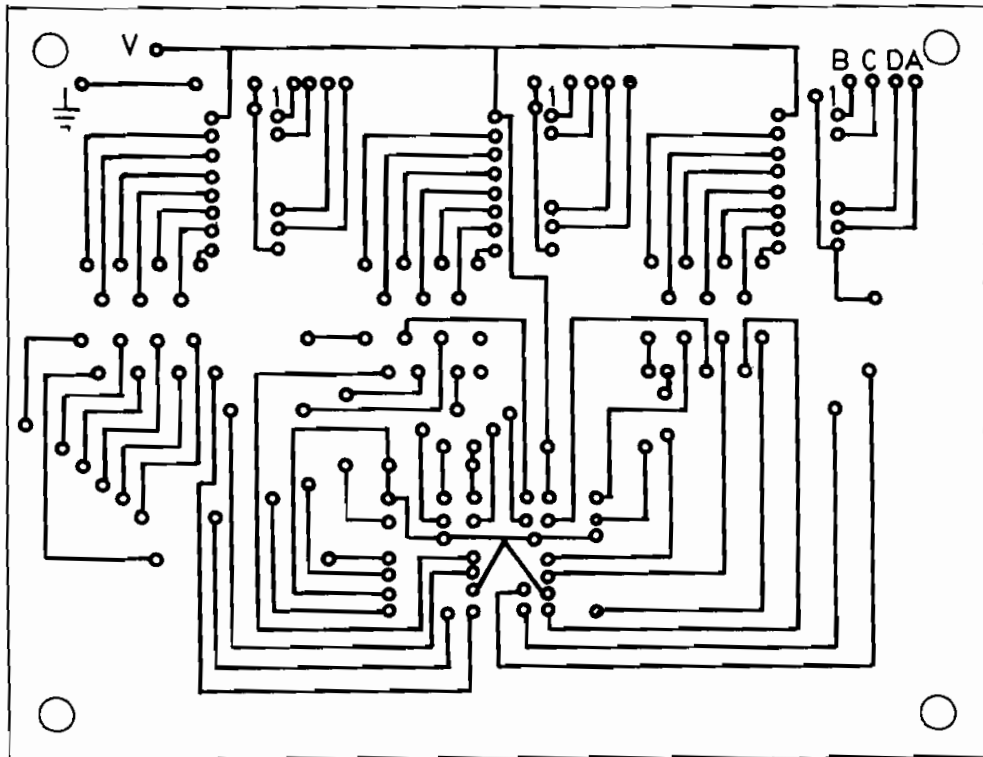


Figura 4.1.8.

Tarjeta 4 Vista posterior

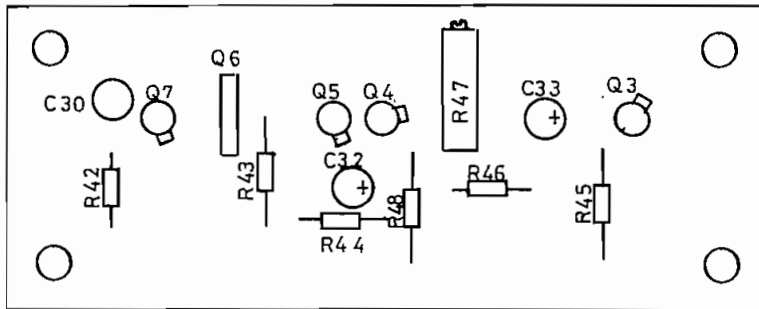


Figura 4.1.9.

Tarfeta 5 Vista frontal

Amplificador de potência

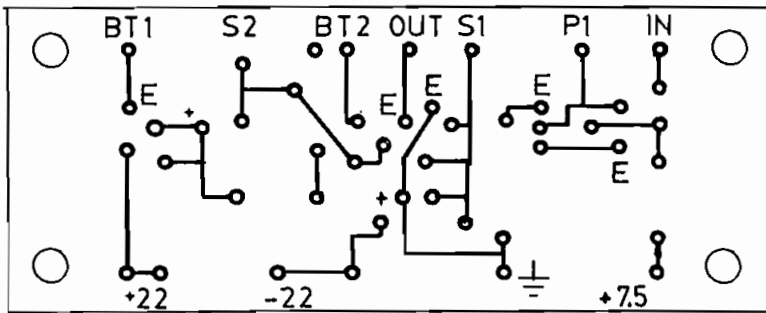


Figura 4, 1, 10.

Tarjeta 5 Vista posterior



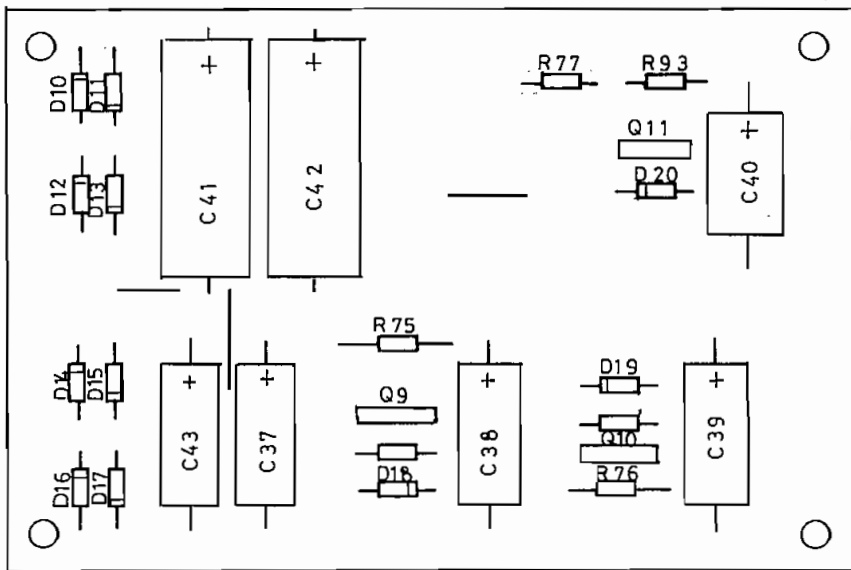


Figura 4.1.11.

Tarjeta 6 Vista frontal

Fuente de voltajes

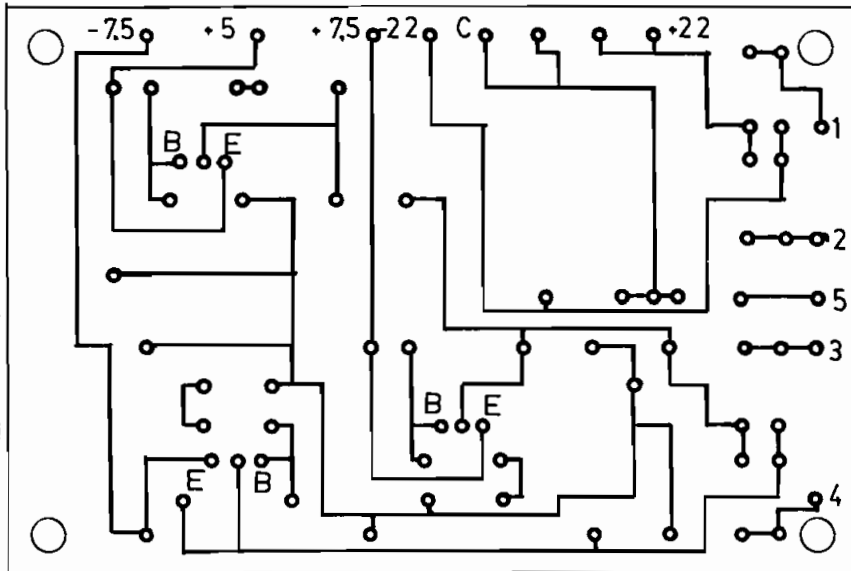


Figura 4.1.12.

Tarjeta 6 Vista posterior

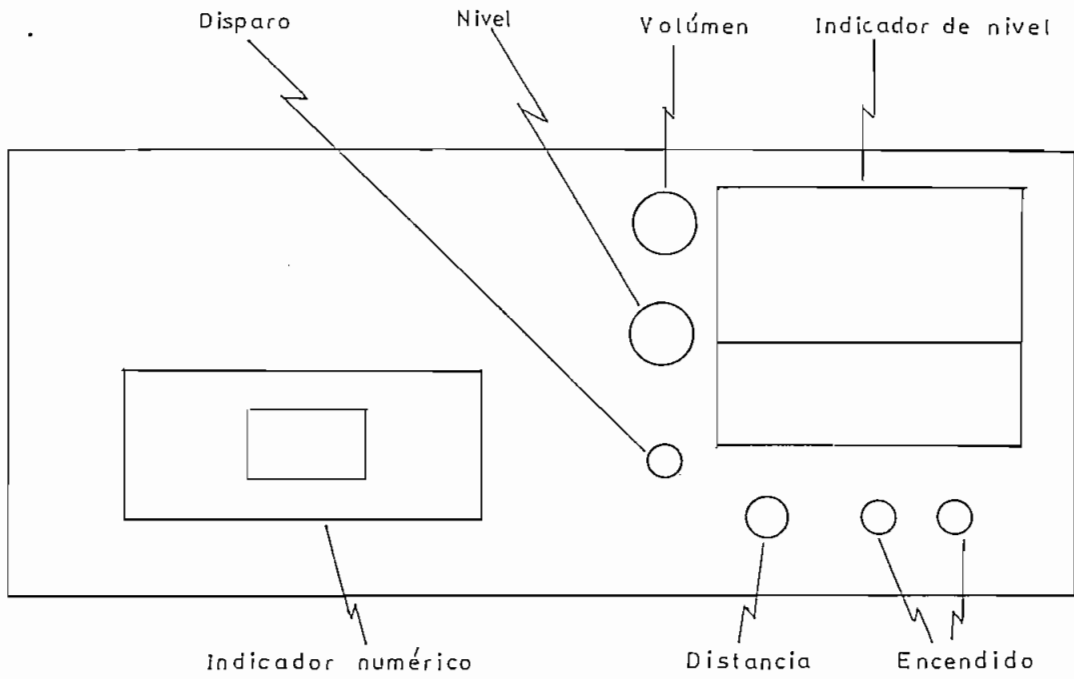
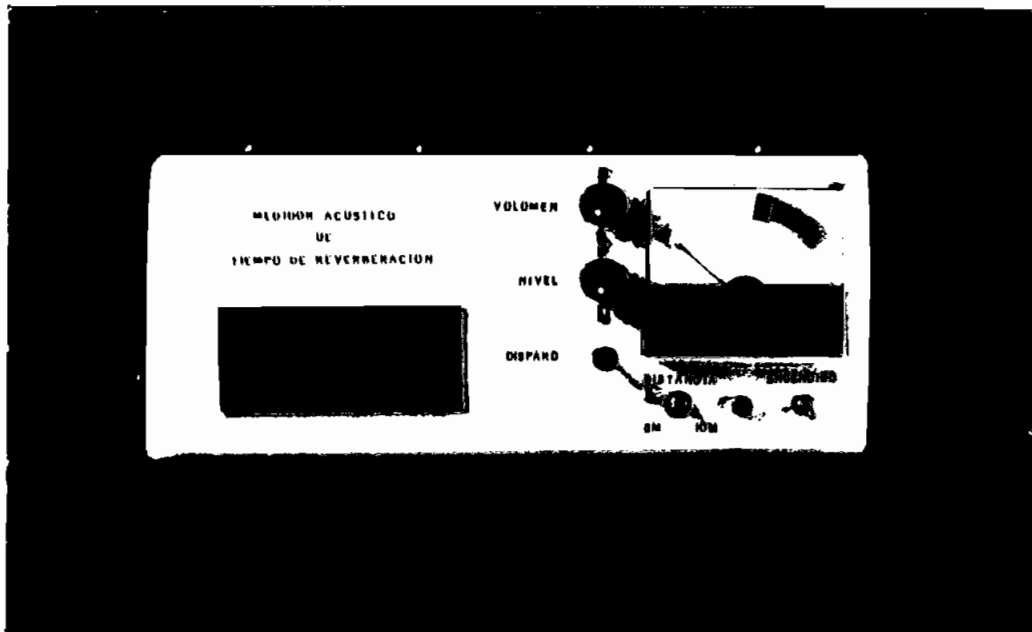


Figura 4.1.13.

Vista exterior frontal

Escala 1:2



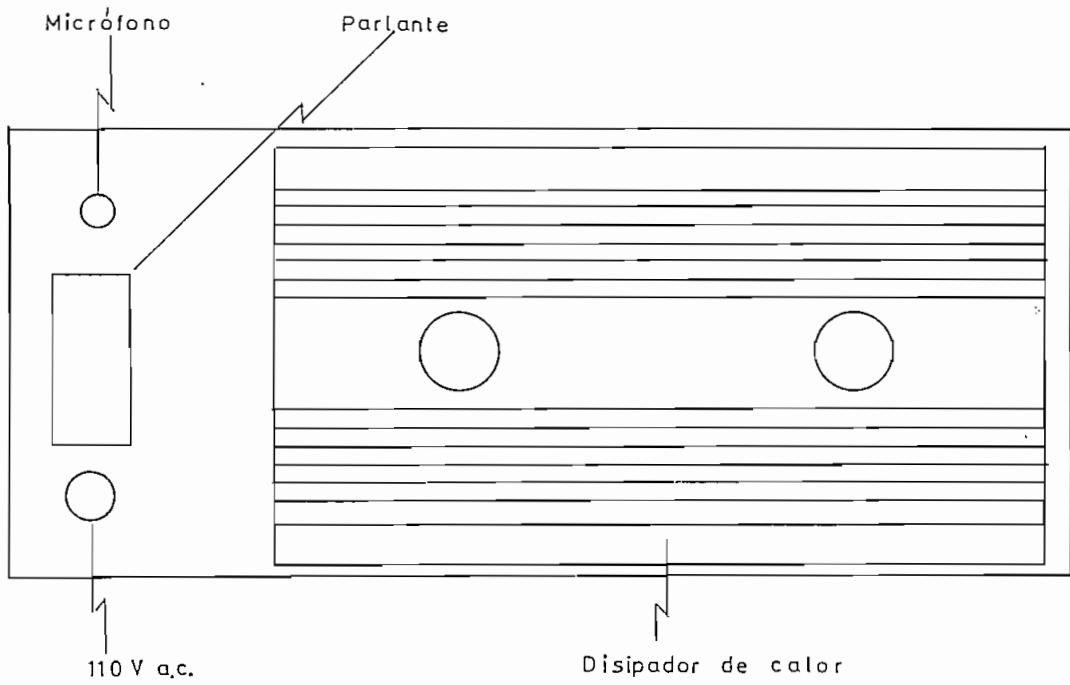
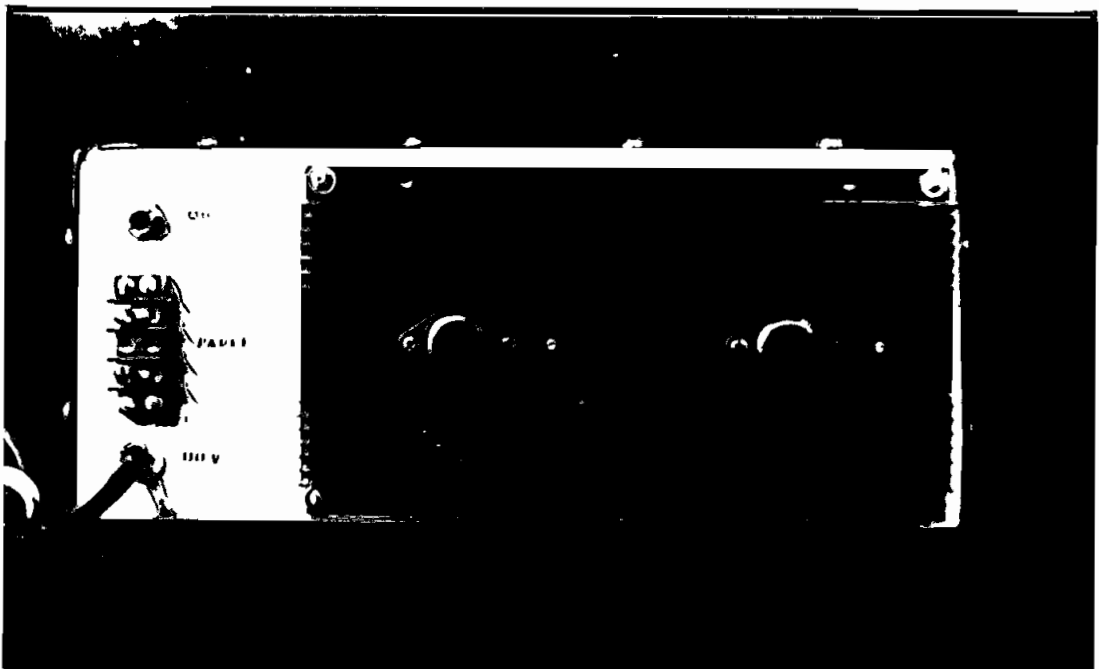


Figura 4 1 14

Vista exterior posterior

Escala 1:2



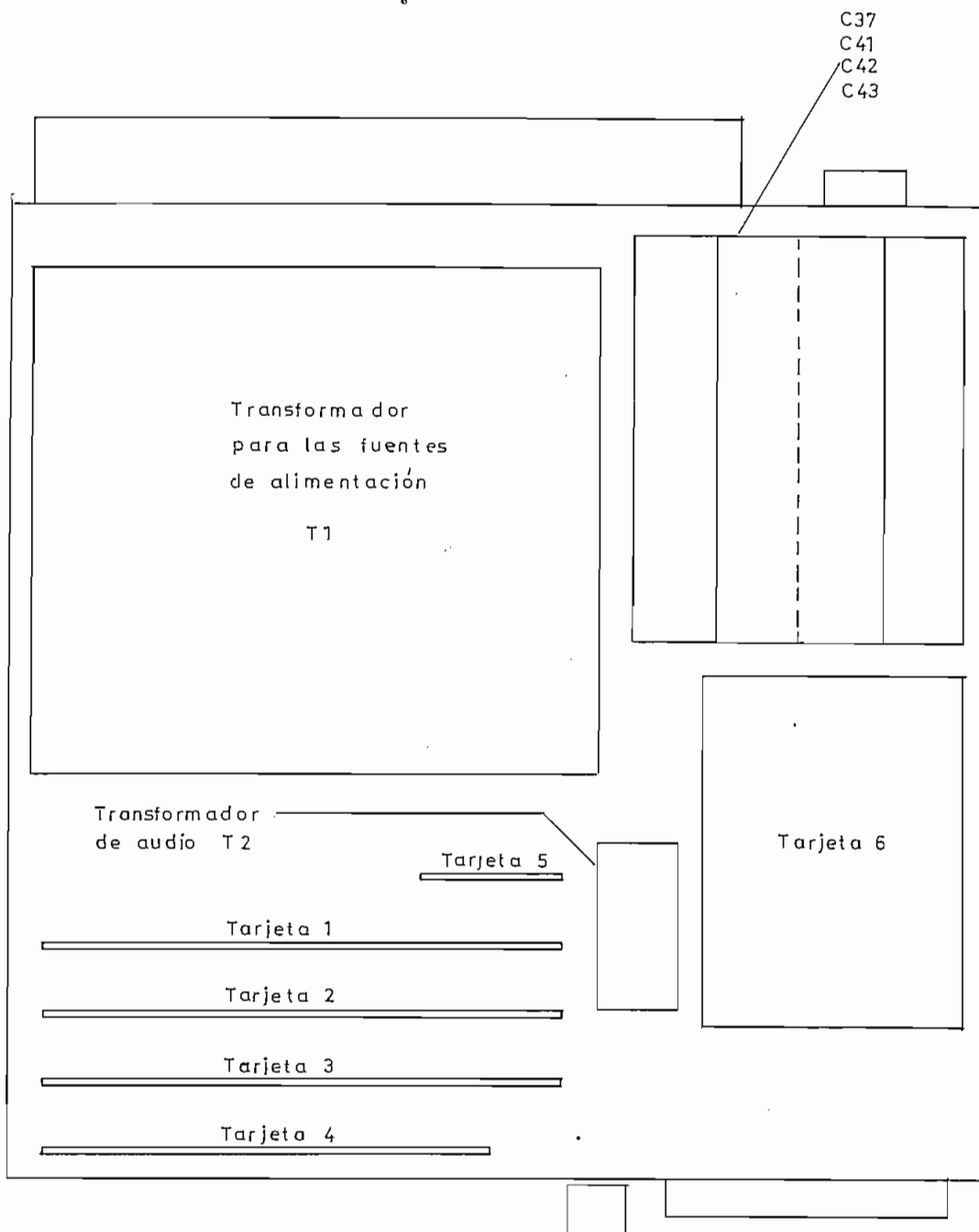
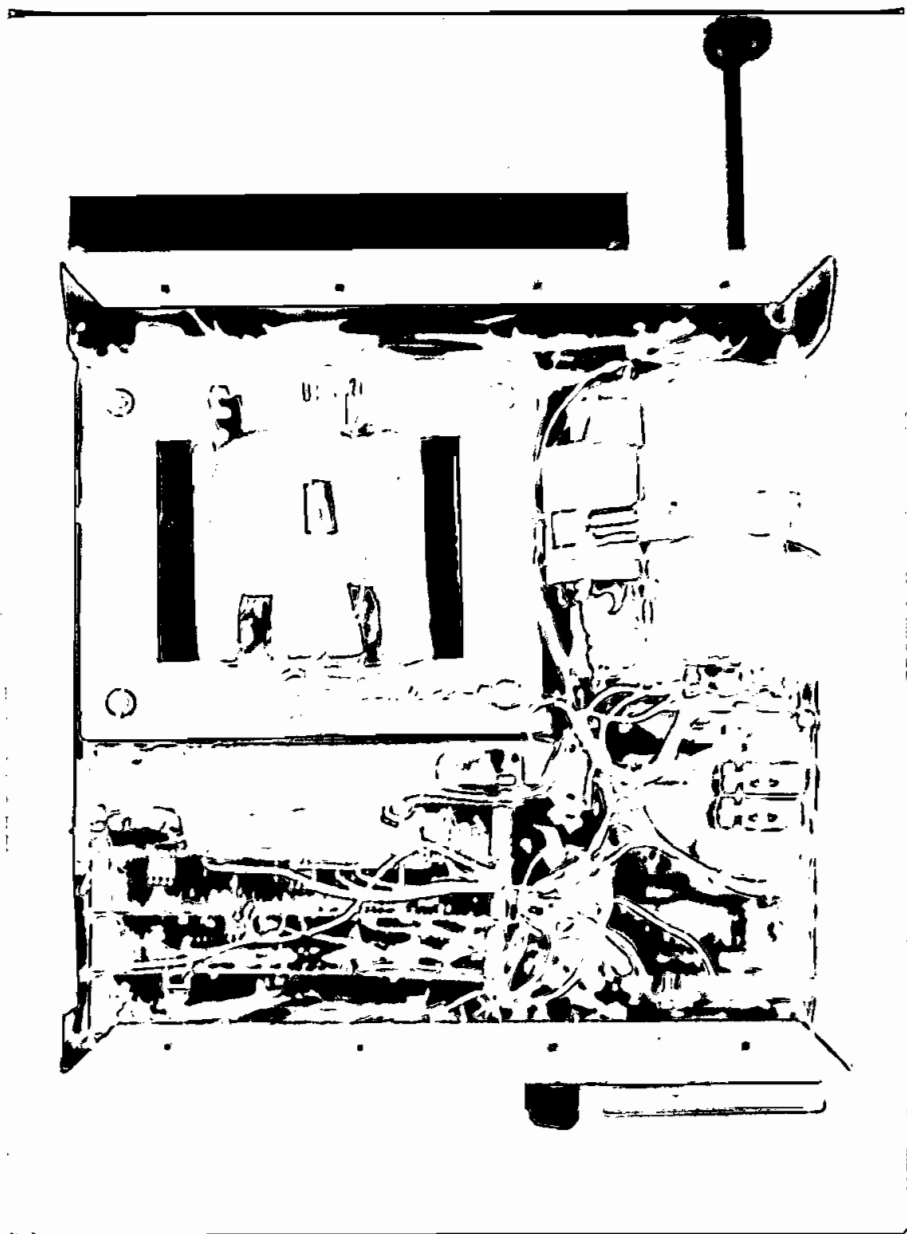


Figura 4 1 15  
Vista superior  
Disposicion de tarjetas y transformadores  
Escala 1: 2



C A P I T U L O      V

E X P E R I M E N T A C I O N

### 5.1.- MEDICIONES Y RESULTADOS:

Con el propósito de experimentación se escogieron - tres diferentes tipos de sala, en las cuales se efectuaron algunas mediciones. En primer lugar se escogió el Auditorio de la Cámara de Comercio de Quito, esta es una sala que se utiliza principalmente para conferencias y para conciertos de música de cámara. Por su forma espacial y por su diseño acústico se - consideró interesante efectuar allí estas mediciones.

Para efectuar las mediciones, se colocó al parlante en el escenario de la sala, sobre el atril u oratorio existente, el micrófono se ubicó entre las butacas del auditorio a una distancia aproximada de 10 metros del parlante y sobre el eje mayor de la sala.

El micrófono se mantuvo a una altura de aproximadamente 50 centímetros sobre el espaldar de las butacas. Las mediciones se efectuaron apuntando al micrófono en diferentes direcciones, la primera apuntaba directamente hacia el parlante, la segunda hacia un lado del escenario, la tercera hacia atrás, esto es opuesto a la primera dirección y, una cuarta posición que apuntaba hacia arriba directamente ha-



cia la estructura acústica existente.

El resultado de las mediciones para estas posiciones del micrófono y del parlante se muestran en la tabla 5.1.1.

Para cada una de las posiciones escogidas se tomaron varias lecturas, con el fin de obtener un valor promedio de ellas, ya que varían ligeramente para una misma posición.

En segundo lugar para efectuar las mediciones que se escogió fué la Catedral Metropolitana de Quito, este lugar fué escogido porque debe presentar un valor de tiempo de reverberación relativamente alto, ya que no presenta mucho recubrimiento absorbente y además es una sala bastante grande. En esta medición se ubicó el parlante sobre el altar mayor y el micrófono estuvo a una distancia aproximada de 10 metros del parlante, cerca de los reclinatorios. Cabe anotar que los materiales que cubren el piso y el cielo raso son principalmente madera y las paredes laterales son de piedra desnuda con ciertos lugares donde existen algunos cuadros y altares menores. Atrás del al

	POSICION			
	1	2	3	4
TIEMPO DE	0.30	0.32	0.77	0.20
REVERBERACION	0.30	0.32	0.70	0.20
segundos	0.30	0.32	0.74	0.20
	0.31	0.32	0.74	0.20
VALOR PROMEDIO	0.302	0.32	0.732	0.20

TABLA 5.1.1.

Medición del tiempo de reverberación efectuada en - el auditorio de la Cámara de Comercio de Quito, para diferentes posiciones del micrófono.

Posiciones: 1.- El micrófono apunta directamente al parlante.

2.- Hacia un lado del escenario.

3.- Hacia atrás

4.- Directamente hacia arriba.

tar mayor existe una gran cantidad de material absorbente, como butacas y arreglos de madera.

Teniendo en cuenta el tipo de material que recubre ciertos lugares, se escogieron 5 diferentes direcciones a las que debía apuntar el micrófono. La primera posición apuntaba hacia el lugar donde se halla el órgano o el coro, la segunda posición apuntaba directamente hacia el cielo raso, la tercera posición apuntaba hacia el parlante, la cuarta posición apuntaba hacia una pared lateral donde existe el púlpito y además la pared está cubierta por un gran cuadro, y la quinta posición apuntaba hacia una pared de piedra que no presenta mucho recubrimiento absorbente. En la tabla 5.1.2. se presenta el resultado de las mediciones efectuadas para cada una de las posiciones. En cada una de las posiciones se tomaron varias lecturas.

Una tercera medición se llevó a cabo en la oficina del Decanato de la Facultad de Ingeniería Eléctrica de la Escuela Politécnica Nacional. De igual manera que para las mediciones anteriores se escogieron diferentes posiciones para el micrófono. Se ubicó el

	POSICION				
	1	2	3	4	5
TIEMPO DE REVERBERACION segundos	3.54	1.12	0.99	1.06	1.95
	3.80	1.14	1.00	0.96	1.74
	3.45	1.42	1.02	0.90	1.57
	3.30	1.28	1.01	0.97	1.52
	2.65	1.23	1.01	0.88	1.32
VALOR PROMEDIO	3.348	1.238	1.006	0.954	1.620

TABLA 5.1.2

Mediciones de tiempo de reverberación efectuadas en la Catedral Metropolitana de Quito, para diferentes posiciones del micrófono.

- Posiciones:
- 1.- Apuntando hacia el coro
  - 2.- Hacia arriba
  - 3.- Directamente hacia el parlante
  - 4.- Hacia el púlpito
  - 5.- Hacia una pared lateral de piedra.

parlante en el un extremo de la mesa y el micrófono se ubicó al otro extremo. La primera dirección a la que apuntaba el micrófono fué hacia la pared occidental de la sala, frente a la cual se encontraba el parlante, la segunda posición era hacia el cielo raso, la tercera hacia la pared norte, la cuarta hacia la pared sur, y la quinta directamente hacia el parlante. Los resultados de las mediciones se presentan en la tabla 5.1.3.

	POSICION				
	1	2	3	4	5
TIEMPO DE REVERBERACION segundos	0.41	0.32	0.20	0.55	0.24
	0.39	0.32	0.20	0.56	0.26
	0.43	0.31	0.20	0.55	0.26
	0.41	0.31	0.20	0.55	0.26
	0.41	0.31	0.20	0.53	0.26
VALOR PROMEDIO	0.41	0.314	0.20	0.538	0.256

TABLA 5.1.3.

Mediciones de tiempo de reverberación efectuadas en la Oficina del Decanato de la Facultad de Ingeniería Eléctrica de la Escuela Politécnica Nacional para diferentes posiciones del micrófono.

- Posiciones:
- 1.- Apuntando hacia la pared occidental
  - 2.- Hacia arriba
  - 3.- Hacia la pared norte
  - 4.- Hacia la pared sur
  - 5.- Directamente hacia el parlante.

## 5.2.- CONCLUSIONES:

En cada una de las mediciones efectuadas para una posición del micrófono se obtuvieron diferentes lecturas la cual se puede atribuir a las limitaciones del aparato las cuales están influenciadas principalmente por la direccionalidad del micrófono, como también la del parlante, otro de los factores limitantes es que las salas no tienen una completa homogeneidad en sus recubrimientos.

Para efectuar nuestras mediciones utilizamos un micrófono cardioide, el cual presenta mucha direccionalidad, por lo que no estábamos midiendo la señal "promedio" de la sala, sino principalmente la onda reflejada de la pared o paredes que se hallaban jus-tamente frente al micrófono; por lo tanto sería necesario realizar las mediciones con un micrófono -- completamente omnidireccional. Mientras menos di--reccional sea el micrófono que se utilice, la condición para ese será más satisfactoria.

Un problema similar al del micrófono presenta el parlante que se utiliza en las mediciones. El parlante

que se utilizó en todas las mediciones efectuadas es un parlante sin caja, con el propósito de disminuir su direccionalidad, pero a pesar de todo mantiene mucha direccionalidad hacia el frente, esto quiere decir que las ondas serán más intensas en las paredes que se hallen directamente frente al parlante. Todo esto quiere decir que necesitamos un parlante o un arreglo de parlantes que sea completamente omnidireccional y además localizado de tal manera que el sonido sea repartido homogéneamente en toda la sala.

Al efectuar las mediciones se pudo notar que mientras se ajustaba el nivel de entrada, este cambiaba de acuerdo a la posición del micrófono, siendo en ciertas posiciones menor y en otras algo mayor, esto es explicable por las razones anteriormente expuestas como también por la condición de recubrimiento de las paredes.

Hubieron mediciones que se efectuaron en una misma posición del micrófono pero con diferente tiempo de retardo, por lo que obviamente se obtuvieron lecturas



diferentes, pero algunas de ellas fueron menores con un tiempo de retardo mayor que las efectuadas con un tiempo de retardo menor, este efecto se podría atribuir a que la curva de atenuación de la señal reflejada no está compuesta únicamente por una sola onda reflejada, sino por la suma de varias de ellas que provienen de varias paredes reflectoras, por lo que la curva no tendrá la forma exponencial pura que habíamos analizado anteriormente, sino que presentará una forma aproximada a la que se muestra en la figura 5.2.1.

Al cortar la señal en el parlante estamos suspendiendo la onda directa, pero sin embargo habrá alguna onda de fuerte intensidad que se sumará a la onda reflejada y el valor de señal que se guarde en el retenedor no será precisamente el de la curva que se había analizado anteriormente, sino el valor de uno de los picos, como se muestra en la figura, y la mitad de este valor ocurrirá después de poco tiempo, no siendo este el verdadero valor que se requiere. La solución a este problema podría ser aumentando el tiempo de retardo a un valor mucho más grande que -

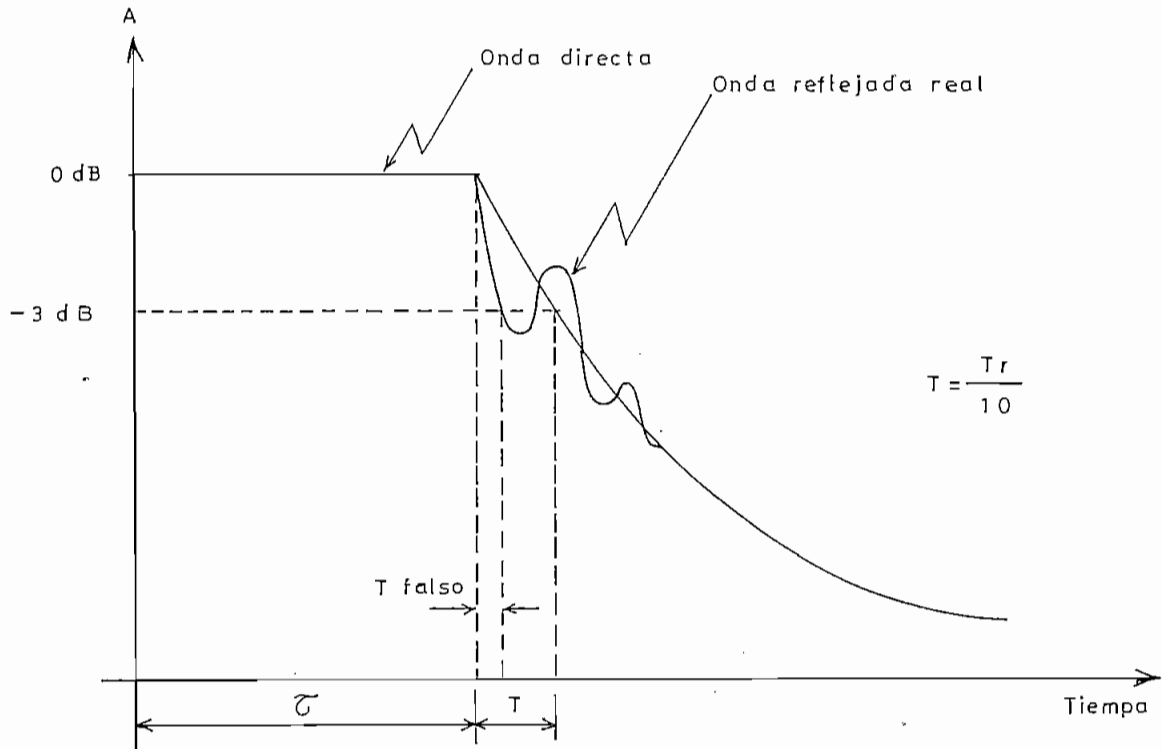


Figura 5.2.1,

Curva real de una onda reflejada que se atenúa

el calculado para la distancia entre el micrófono y el parlante, pero con esta alternativa estaríamos disminuyendo el valor del voltaje inicial que debe ser guardado en el retenedor y el aparato no está en condiciones de captar voltajes demasiado pequeños, cosa que no permitiría efectuar las mediciones.

Otra solución más práctica está en efectuar algunas mediciones con los dos tiempos de retardo hasta obtener una lectura similar para los dos, esto se obtendría moviendo el micrófono en varias direcciones, una vez que se haya obtenido la lectura deseada podría iniciarse una serie de lecturas que servirán para obtener un valor promedio de esta medición.

Para una misma sala será necesario efectuar varias mediciones y en diferentes posiciones, tanto del micrófono como del parlante.

Análisis de las mediciones efectuadas en la Cámara de Comercio.

Al efectuar las mediciones en la posición 1 de la tabla 5.1.1., se obtuvo un valor promedio de tiempo de reverberación de 0.302 segundos, este valor es uno -

de los valores bajos obtenidos en comparación a las otras posiciones y es similar al valor obtenido en la posición 2 (0.32 segundos) y puede deberse a que las dos posiciones apuntaban hacia la parte delante ra del auditorio donde se halla mucho material acústico y además el micrófono se halla cerca de estos materiales, por lo que puede atribuirse que el medi dor guardó un nivel de señal que aún pertenecía a alguna onda directa que llegó un poco atrasada debi do a que se había reflejando en una de las paredes cercanas al parlante, y también podría atribuirse a las causas explicadas anteriormente. La lectura ob tenida en la posición 3 es la más acertada para esta sala, de acuerdo a su diseño acústico, para el cual se había considerado que el mayor tiempo de re verberación que necesitaba la sala estaba precisa mente en la dirección en la que se efectuó la medi ción; de acuerdo a los datos teóricos para el diseño acústico, el tiempo de reverberación en dirección del eje mayor de la sala debía ser aproximadamente de 0.76 segundos, que es un valor muy cercano al que se obtuvo experimentalmente. La lectura en la posi ción 4 es también aceptable y coincide con los datos del diseño acústico, en que se consideró que en esta dirección el tiempo de reverberación debía tener un

valor pequeño con el propósito de disminuir el ruido que se podría generar entre el auditorio; este valor es el menor de todos, 0.20 segundos, ya que las ondas se atenúan muy rápidamente debido a la absorción que presentan tanto la estructura existente en la parte superior de la sala, como la alfombra y las butacas, y que es mayor que la absorción que presentan las paredes.

Los valores de tiempo de reverberación obtenidos para las posiciones 1 y 2 se les puede considerar inútiles para efectos de evaluación acústica de la sala; los valores útiles serían entonces los obtenidos en las posiciones 3 y 4, siendo el valor de la posición 3 el que se podría considerar como el valor del tiempo de reverberación de la sala.

Análisis de las mediciones efectuadas en la Catedral Metropolitana.

El valor del tiempo de reverberación obtenido en la posición 1, (3.348 segundos) es un valor sumamente elevado para el propósito de una iglesia, donde se -

efectúan únicamente ceremonias religiosas. Este alto valor de tiempo de reverberación puede atribuirse a que al fondo de la sala se forma una caja acústica de resonancia que hace que las señales reflejadas permanezcan más tiempo en el ambiente y consecuentemente provoquen en el medidor una mayor lectura de tiempo de reverberación.

Para la posición 2 hemos de considerar que el techo presenta mucha reflexión ya que tiene vidrios y que el piso es de madera sobre piedra, esta última también es muy reflectora acústica, por lo que la lectura de 1.238 segundos se puede aceptar como tal, pero no adecuada para la sala. La lectura para la posición 3 de 1.006 segundos es la que se obtuvo apuntando hacia el parlante y que podría considerarse inútil para los efectos de evaluación acústica por las causas anotadas anteriormente. La lectura para la posición 4 es la menor de todas, 0.954 segundos, y es justificable que sea así ya que en esa dirección existe mucho material absorbente como es el púlpito que son su forma no se le podría considerar un frente reflector sino más bien que difun

de el sonido en varias direcciones, y además la pared hacia el fondo de esa dirección tiene un gran cuadro que se puede considerar muy absorbente.

La posición 5 donde se obtuvo un valor de tiempo de reverberación de 1.62 segundos, es una de las posiciones que presenta mayor tiempo de reverberación y es obvio que así sea ya que en esta dirección se hallaba una pared de piedra. Comparando esta última lectura con la de la posición 4, deberá ser menor debido a que presenta recubrimientos con materiales absorbentes mientras que la otra no.

Las lecturas obtenidas en estas tres últimas posiciones no serán muy útiles para la evaluación acústica del tiempo de reverberación de la Catedral ya que el micrófono y el parlante se hallaban cerca de las paredes y las lecturas podrían estar afectadas por los fenómenos ya anotados. Las lecturas obtenidas en las posiciones 1 y 2 pueden ser consideradas útiles para una evaluación del tiempo de reverberación para esta sala, ya que en estas direcciones priman las condiciones acústicas que debe poseer la sala para sus propósitos como son decir Misa y sermones. Para ambas posiciones, 1 y 2, los valores de tiempo de reverbera-

ción son muy elevados y causarán mucha molestia a las personas que se hallen en la iglesia cuando se efectúe una ceremonia religiosa.

Análisis de las mediciones efectuadas en la oficina del Decanato de la Facultad de Ingeniería Eléctrica.

De las distintas posiciones utilizadas en esta sala descartaremos en primer lugar la medición efectuada en la posición 5, ya que es la que se hizo dirigida hacia el parlante y que como en los casos anteriores, estará afectada por la onda directa.

La posición 1 es la que se hizo dirigiendo el micrófono hacia la pared opuesta al parlante y que como - en los otros casos, presenta una de las mayores lecturas de tiempo de reverberación y que puede atribuirse a que el volumen ocupado por las paredes frente al parlante forma un espacio de resonancia; un efecto similar ocurre cuando el micrófono se dirige hacia la pared de madera, posición 4, donde se hubiera esperado un resultado diferente, la explicación a - este relativamente alto valor de tiempo de reverbe-



ración puede ser que las delgadas paredes de madera de la oficina adyacente formen una gran caja de resonancia y produzcan un aumento en la medición en esta posición.

En la posición 3, el valor de 0.20 segundos permaneció constante en todas las lecturas que se tomaron y que puede considerarse aceptable ya que la pared es muy homogénea en su recubrimiento, y este bajo valor podría atribuirse a que la mayoría de la señal que debía estar presente en las reflexiones en esa dirección se ha transmitido por la pared opuesta.

Puede anotarse que en esta medición, las diferentes lecturas para cada una de las posiciones presentan muy poca diferencia entre sí, esto puede explicarse por la forma sencilla que presentan las paredes hacia las que apuntaba el micrófono cuando se escogieron para efectuar las mediciones.

Después de analizar individualmente cada una de las mediciones efectuadas podemos concluir que la medición más aceptable como dato evaluativo del tiempo de reverberación de una sala es la que se toma en el

eje mayor de dicha sala y con el parlante alejado de las paredes de la dirección a la que se va a apuntar el micrófono.

Todas las mediciones que se han efectuado y valorado como aceptables, determinan que el medidor acústico de tiempo de reverberación puede ser utilizado efectivamente como tal, sin presentar inconvenientes y que sus lecturas deben ser interpretadas de acuerdo a -- las características que presente la sala donde se - efectúen las mediciones, como también teniendo en - cuenta la calidad y tipo de micrófono y parlante que se utilicen.

A propósito de las mediciones efectuadas y los valores adoptados para el diseño acústico de una sala, - podemos incluir la tabla 5.2.1., en la cual se pre- sentan valores óptimos de tiempo de reverberación - para ciertas condiciones acústicas consideradas en el diseño de una sala. No es aconsejable en nin- gún caso un valor menor de 0.15 segundos, debido a que una sala de reposo o de silencio con un valor - menor a este produciría un malestar a la persona que

se encuentre en ella. Un único caso en que podría ser aceptable un valor menor a 0.15 segundos y tendiendo a cero, sería en una cabina telefónica, donde se requiere que ningún sonido extraño interfiera con el que se quiere escuchar del audífono del teléfono.

	TIEMPO DE -REVERBERACION	VOLUMEN USUAL
Silencio o reposo	0.15 a 0.3 seg.	100 m <sup>3</sup> .
voz humana	0.5 a 0.6 seg.	200 m <sup>3</sup> .
música de cámara	0.7 a 0.9 seg.	300 m <sup>3</sup> .
Orquesta	0.9 a 1.2 seg.	300 m <sup>3</sup> .
coro u órgano	1.1 a 1.4 seg.	600 m <sup>3</sup> .


TABLA 5.2.1.

Valores óptimos de tiempo de reverberación para ciertas condiciones acústicas.

A P E N D I C E

INSTRUCCIONES DE MANEJO

INSTRUCCIONES DE MANEJO:

- En la parte posterior del medidor, en las salidas marcadas como PARLT, conecte un parlante de 8 Ohmios. La potencia máxima de salida del aparato es de 12 vatios R.M.S.
- En la entrada marcada MIC, conecte un micrófono  preferiblemente omnidireccional o en su defecto el menos direccional posible.
- Coloque los controles de VOLUMEN Y NIVEL al mínimo, girados hacia el extremo izquierdo.
- Apunte el micrófono hacia la dirección que quiera medir el tiempo de reverberación.
- Seleccione la DISTANCIA entre el micrófono y el parlante, esta distancia no deberá ser mayor que la seleccionada con el switch.
- Encienda el aparato con el interruptor de ENCENDIDO.
- Con el control de VOLUMEN, aumente la potencia de salida

al parlante, girando el botón aproximadamente una mitad de vuelta.

- Con el control de NIVEL, aumente el nivel de entrada hasta que la aguja del medidor alcance la señal negra. Si la aguja no alcanza esta señal a pesar de haber girado al máximo el botón, aumente el volúmen.

Cuando la aguja permanece en la sección amarilla, el nivel de la señal de entrada puede ser insuficiente para efectuar una medición. Si se sobrepasa la marca negra hacia el rojo, se pueden saturar los circuitos internos.

- Una vez que se ha alcanzado el nivel correcto, se puede empezar la medición, presionando el botón de DISPARO, mantenga presionando el botón hasta que la lectura en el indicador digital se haya detenido.
- Sin cambiar la posición ni la distancia del micrófono, seleccione la otra posición del switch de DISTANCIA y efectúe otra medición. Si esta nueva lectura es similar a la anterior se puede continuar una serie de mediciones con el selector de DISTANCIA en la posición que le corresponda, y luego obtener un valor promedio de todas las --

lecturas que corresponden a una misma medición. Si la segunda lectura no es similar a la tomada con la primera selección de DISTANCIA varíe ligeramente la dirección del micrófono tantas veces como sea necesario hasta obtener una lectura similar con las dos posiciones del selector de DISTANCIA, y efectuar las lecturas con el selector colocado en la posición que le corresponda.

- Las lecturas del indicador están dadas en unidades de segundos y dos decimales.



BIBLIOGRAFIA:

1. RETTINGER, MICHAEL: "Acoustic Design and Noise Control", Chemical Publishing Co., Inc., New York, 1973
2. BURK, WERNER: "Manual de Medidas Acústicas para el Control del Ruido", Editorial Blume, Barcelona, 1969.
3. MARSTON, R.M.: "IIO Proyectos con Amplificadores Operacionales Integrados", Editorial Gustavo Gili, S.A., Barcelona, 1977.
4. COWLES, LAWRENCE G.: "Transistor Circuits and Applications", Prentice-Hall, Inc., 1968.