

6



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO

FACULTAD DE INGENIERÍA

ESTA TESIS NO DEBE
SALIR DE LA BIBLIOTECA

SISTEMA DE CALIBRACIÓN PARA EL AUXILIAR AUDITIVO "AYU"

T E S I S

QUE PARA OBTENER EL TÍTULO DE:
INGENIERO EN ELECTRÓNICA
PRESENTAN

HÉCTOR GABRIEL LANDEROS LUNA
ROBERTO MOLERO MILO

DIRECTOR DE TESIS: M. en I. MIGUEL ANGEL BAÑUELOS SAUCEDO

LABORATORIO DE ELECTRÓNICA
CENTRO DE INSTRUMENTOS



MÉXICO, D.F.

2001

297332



Universidad Nacional
Autónoma de México

Dirección General de Bibliotecas de la UNAM

Biblioteca Central



UNAM – Dirección General de Bibliotecas
Tesis Digitales
Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS ©
PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

Todo el material contenido en esta tesis esta protegido por la Ley Federal del Derecho de Autor (LFDA) de los Estados Unidos Mexicanos (México).

El uso de imágenes, fragmentos de videos, y demás material que sea objeto de protección de los derechos de autor, será exclusivamente para fines educativos e informativos y deberá citar la fuente donde la obtuvo mencionando el autor o autores. Cualquier uso distinto como el lucro, reproducción, edición o modificación, será perseguido y sancionado por el respectivo titular de los Derechos de Autor.

Agradecemos a nuestros padres y hermanos por todo el apoyo brindado, este logro es suyo también.

A todos aquellos que nos echaron la mano con sus conocimientos y amistad en el Laboratorio de Electrónica del Centro de Instrumentos: nuestro asesor Miguel A. Bañuelos, Sergio Quintana, José Castillo, Ricardo Damián (perdón por el ruido), Gerardo Calva, Jorge Valeriano, Rosendo Fuentes, Arturo Nogueira, Etna Cervantes, Carlos Ojeda, Arturo Neváres, Jorge Morales, Sandro Caballero, Gerardo Rayo, Jennifer, Víctor y Silvia.

A aquellos que no están en la lista pero que saben de su importancia en esto. Gracias.

INDICE

INTRODUCCIÓN.....	1
OBJETIVOS.....	3
I. CALIBRADOR “AYU”	
I.1 PRINCIPIOS BASICOS DEL SONIDO.....	4
I.2 PARÁMETROS BÁSICOS DEL SONIDO.....	7
I.3 ANÁLISIS BÁSICO DE LA FRECUENCIA DEL SONIDO.....	12
I.4 EL OÍDO.....	13
I.5 PATOLOGÍA DEL OÍDO.....	16
I.6 METODOS DE DIAGNÓSTICO PARA HIPOACUSIA.....	18
I.7 EL AUDIOGRAMA.....	21
I.8 VISIÓN GENERAL DEL SISTEMA.....	24
II. TÉCNICAS DE GENERACIÓN DE ONDAS SENOIDALES	
II.1 USOS DE LAS SEÑALES.....	30
II.2 DISTORSIÓN TOTAL ARMÓNICA.....	31
II.3 TIPOS DE OSCILADORES.....	33
II.4 PUENTE DE WIEN.....	35
II.5 SELECTOR DE BANDA.....	43
III. ADECUACION DE LA SEÑAL PARA SU TRATAMIENTO DIGITAL	
III.1 CONVERSIÓN RMS-DC.....	47
III.2 CONVERSIÓN ANALÓGICA-DIGITAL.....	48
IV. PROCESAMIENTO DE LA SEÑAL	
IV.1 EL MICROCONTROLADOR.....	50
IV.2 DISEÑO DEL ALGORITMO.....	52
IV.2.1 GENERACIÓN DEL PULSO PARA LA OPERACIÓN DEL CAD.....	52
IV.2.2 RECEPCIÓN DE LOS DÍGITOS.....	52
IV.2.3 GENERACIÓN DEL CONTRADOMINIO.....	53
IV.2.4 PRUEBA DE BANDA DE OPERACIÓN Y COMPENSACIÓN.....	54
IV.2.5 DESEMPAQUETAMIENTO DEL DATO.....	57
IV.2.6 CODIFICACIÓN Y DESPLIEGUE.....	57

IV.3 PRUEBAS DEL PROCESAMIENTO DE LA SEÑAL.....	59
CONCLUSIONES.....	64
APÉNDICE.....	65
GLOSARIO.....	98
BIBLIOGRAFÍA.....	103

INTRODUCCIÓN

Se estima que aproximadamente un 8% de la población adulta y un 1.2% de la población menor a 18 años, sufre de alguna clase de disfunción auditiva, en algunos casos, esta pérdida de la audición es moderada, sin embargo, sí dificulta el entendimiento del habla sin la ayuda de una amplificación acústica. En el caso de una pérdida profunda, en la que la persona sea “sorda” de nacimiento, no obstante el uso de un amplificador sonoro, difícilmente se logra que el individuo interactúe con sus semejantes a través del habla, pero bien vale la pena hacer algo por aquellos a los que se les puede de alguna forma integrar a la sociedad de una manera adecuada, después de todo, sólo una pequeña proporción de quienes padecen pérdida auditiva están desprovistos totalmente de la capacidad de percepción del sonido.

Hablando de niños, quienes en muchos casos se ven afectados en varios aspectos, la situación se agrava, de hecho, la deficiencia se detecta en la mayoría de ellos por el comportamiento irregular, ya que un problema auditivo afecta principalmente la psique del infante, reflejada obviamente en la dificultad que presenta en sus relaciones interpersonales. Si un niño no tiene una referencia clara de lo que es el sonido, difícilmente logrará aprender a escuchar y por ende, a emitir a través del habla de una manera clara e inteligible sus ideas.

Aunque existen varios tipos de deficiencia auditiva, tales como la inhabilidad para escuchar por razones psicológicas, patologías a nivel cognoscitivo de la audición (habilidad para escuchar aunada a la inhabilidad de entender), sólo en los casos de las deficiencias bajo características específicas, se puede recurrir a un auxiliar auditivo como alternativa en la recuperación inteligible-comunicativa del habla. Este tipo de problemática aparece con un sentido más delicado en una sociedad como la nuestra, existen muchos niños en comunidades y en condiciones inadecuadas para su desarrollo, cuanto más si tienen una deficiencia auditiva. Quizá ofreciendo una alternativa que no requiera de una inversión que sólo una pequeña parte de los que padecen el problema pudiesen cubrir, solvente en algún sentido la dificultad y el rezago que conlleva vivir incomunicado.

En este trabajo, extensivo al desarrollo del auxiliar auditivo “AYU”, se plantea la posibilidad de atender a este tipo de necesidades, de una manera que se adecue a los métodos de detección y descripción de las pérdidas, y sobre todo que cumpla con las

especificaciones y normatividad para cada caso. El calibrador "AYU" ajustará el auxiliar a las necesidades propias de cada paciente de una manera exacta, prescindiendo de la manipulación y apreciación de aquel que lo calibra.

Si bien es cierto, dado que se trata de un problema multidisciplinario y sumamente complejo, que no se pretende abordar todos los aspectos que envuelven las pérdidas auditivas y mucho menos dar solución a todas ellas, sí se confía en que el proyecto en conjunto sea útil, que ayude a dar un paso más a la posibilidad de acercar a ese niño que se encuentra aislado por no poseer los medios para integrarse formalmente, si no de una manera normal, sí con una herramienta que medie entre su discapacidad y las metas a las que se le ha negado de manera natural.

OBJETIVOS

- Adecuar de una manera clara, sencilla y exacta el auxiliar auditivo a las necesidades del paciente, cubriendo los lineamientos requeridos con base en la prueba tonal de diagnóstico conocida como audiograma.

- Construir un dispositivo modular que interactúe con el auxiliar auditivo “AYU”, en la misma línea de desarrollo, contemplando costos, facilidad de mantenimiento y adquisición de partes. Planteando la posibilidad de expansión y adecuación del sistema dependiendo de las necesidades presentadas, a través de modificación modular del hardware o bien en la estructura del software.

- Establecer la alternativa de solución al problema que implique la adquisición de un auxiliar auditivo y su servicio de adecuación desde el punto de vista de alcance social.

I. CALIBRADOR "AYU"

I.1 PRINCIPIOS BÁSICOS DEL SONIDO

El sonido es algo muy común, forma parte de todos nosotros a diario, sin embargo, raramente apreciamos

todo lo que nos comunica. Éste nos provee de muchas experiencias agradables como la música o el canto de las aves. También nos faculta la comunicación oral y en ocasiones nos puede alertar o prevenir así como también evaluar y discriminar situaciones diversas.

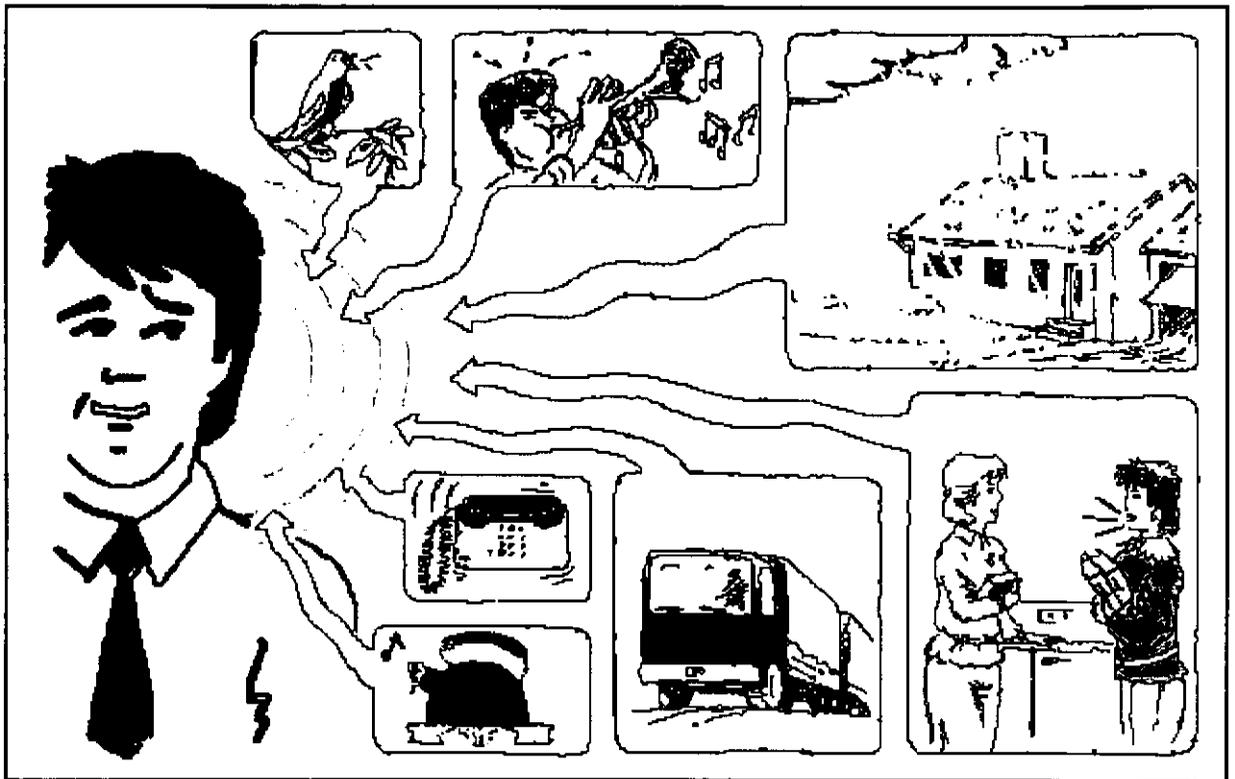


Fig.I.1 Distintas fuentes sonoras

Muchos sonidos pueden ser desagradables o indeseables, éstos son llamados ruidos; sin embargo, el nivel de molestia depende no sólo del timbre del sonido sino también de la tolerancia que se tenga hacia él. Por ejemplo, un tipo de música para algunas personas puede convertirse en ruido para otras especialmente si está a un volumen elevado. El ruido

El sonido se define como cualquier variación de presión que el oído puede detectar, ésta puede ser muy débil o puede alcanzar niveles que podrían dañar la audición.

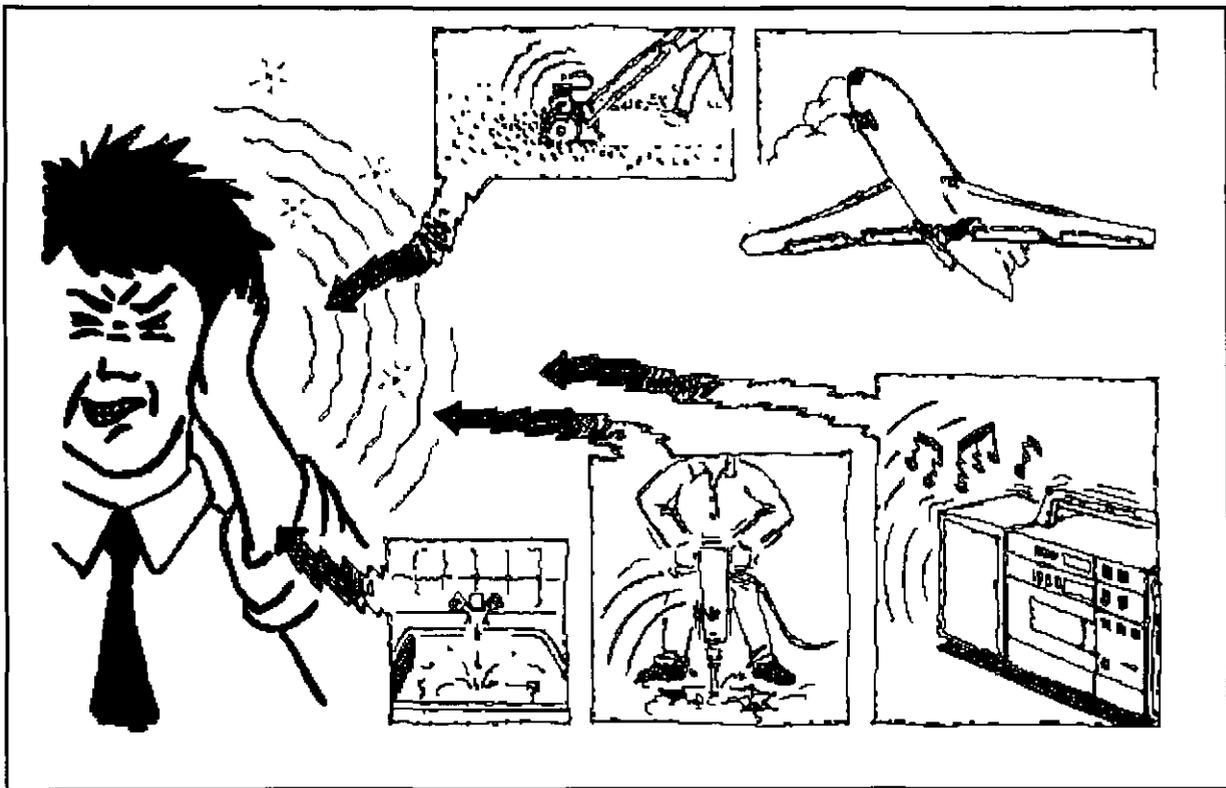


Fig.I.2 Fuentes que sobrepasan el nivel de tolerancia

El estudio del sonido es llamado Acústica y abarca todos los campos de producción, recepción y propagación de sonido ya sean recibidos o emitidos por seres humanos o por máquinas e instrumentos de medición.

Para explicar mejor las propiedades físicas del sonido y entenderlas mejor, pongamos como analogía la cantidad física llamada calor. Un calentador eléctrico produce una cierta cantidad de energía por unidad de tiempo ($[J/s]$), y ésta desarrolla cierta potencia medida en Watts ($Watt = J/s$). Esta es una medida básica de que tanto calor se genera y es independiente del entorno. La energía fluye fuera del calentador incrementando la temperatura de un cuarto por ejemplo y esta temperatura puede ser medida con un simple termómetro en $^{\circ}C$. Sin embargo, la temperatura en un punto en particular no sólo dependerá de la potencia y de la distancia del calentador sino también de la cantidad absorbida por las paredes y la cantidad de calor que aporta el entorno.

de la potencia y de la distancia del calentador sino también de la cantidad absorbida por las paredes y la cantidad de calor que aporta el entorno.

Una fuente de sonido producirá una cierta cantidad de energía sónica por unidad de tiempo ($[J/s]$), y ésta también desarrolla cierta potencia medida en Watts ($\text{Watt} = J/s$). Ésta es una medida básica de que tanta energía acústica se genera y es independiente del entorno. La energía fluye fuera de la fuente incrementando la presión sonora de un cuarto por ejemplo. Cuando la presión sonora es medida, ésta no solo dependerá de la potencia y de la distancia entre la fuente y el punto de medida, sino también de la cantidad de energía sonora absorbida por las paredes y la cantidad de energía que aporta también el entorno.

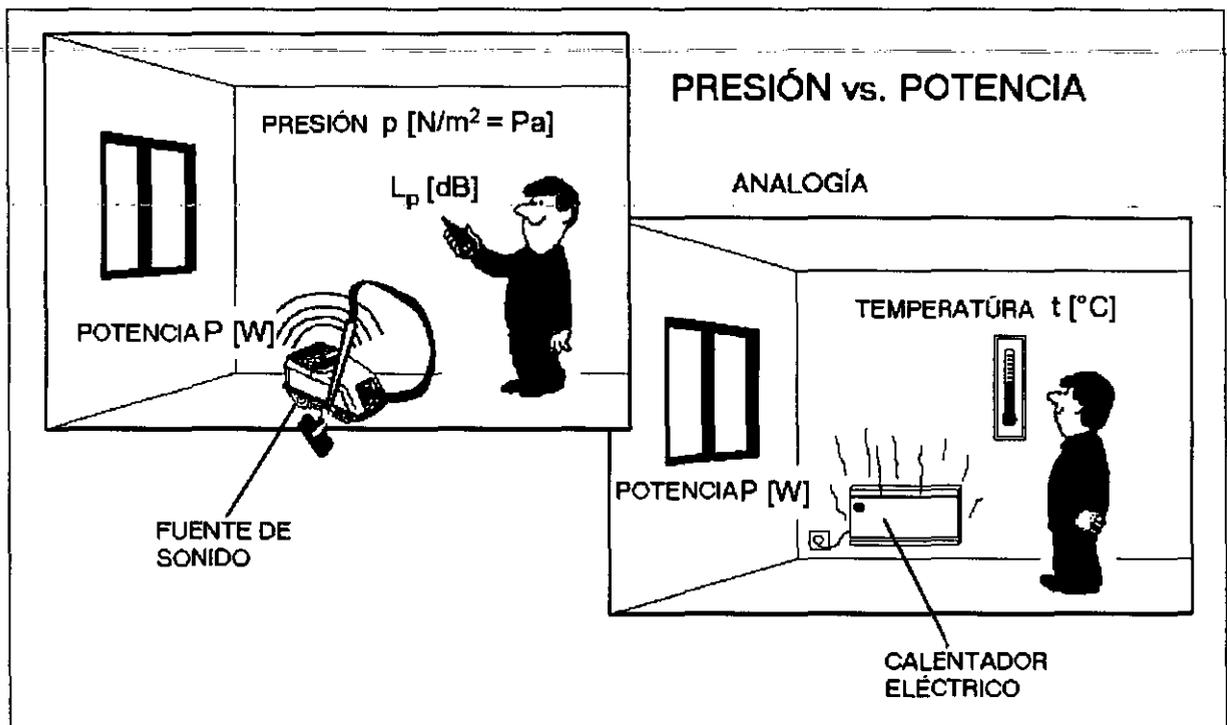


Fig.I.3 Analogía sonido-calor

I.2 PARÁMETROS BÁSICOS DEL SONIDO

Cuando el sonido es producido por una fuente de sonido con una potencia sonora P, una transferencia de energía de la fuente a las moléculas de aire adyacente toma lugar. Esta energía es transferida a las moléculas circundantes. Entonces, esta energía se extiende fuera de la fuente concéntricamente como pequeñas olas extendiéndose en un charco. La razón por la cual esta energía fluye en una dirección a través un área particular es llamada intensidad de sonido I. La energía pasando en un punto en particular en el área alrededor de la fuente nos incrementará la presión del sonido p, en ese punto.

ρ es la densidad del aire, c es la velocidad del sonido. Nótese que la intensidad del sonido es una cantidad vectorial. Véase la siguiente figura:

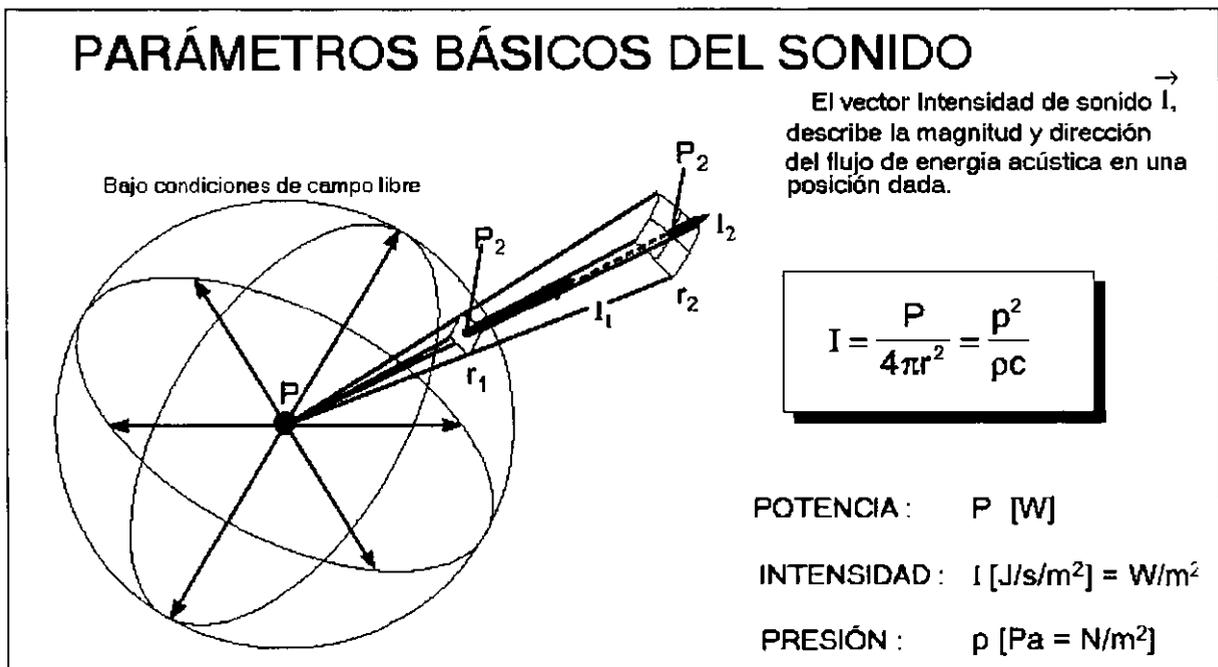


Fig.I.4 Parámetros del sonido

La intensidad del sonido y la presión sonora pueden ser medidas directamente mediante la instrumentación apropiada. La potencia sonora puede ser calculada de valores medidos de la presión sonora o de los niveles de la intensidad del sonido y conociendo el área sobre los cuales las medidas fueron hechas. El principal uso de la potencia sonora es para medir el ruido de las máquinas por ejemplo, y la intensidad sonora es principalmente

usada para localizar y medir fuentes de ruido. Cuando se requiera evaluar lo molesto y nocivo de una fuente de ruido, la presión sonora es el más importante parámetro.

Cuando un resorte es comprimido, la compresión "viaja" a lo largo del resorte. Lo mismo sucede cuando las moléculas del aire son comprimidas y extendidas. Si un diapasón vibra, este genera variaciones de presión en el aire circundante, variaciones que semejan la compresión y expansión de un resorte, en este caso en el aire. Las variaciones de presión son únicamente las que avanzan, sin embargo, el aire permanece siempre en su lugar actuando únicamente como medio transmisor de presión. Por eso las variaciones de presión se superponen a la presión del aire estático circundante (atmósfera) que tiene una presión de 1×10^5 Pascales (Pa).

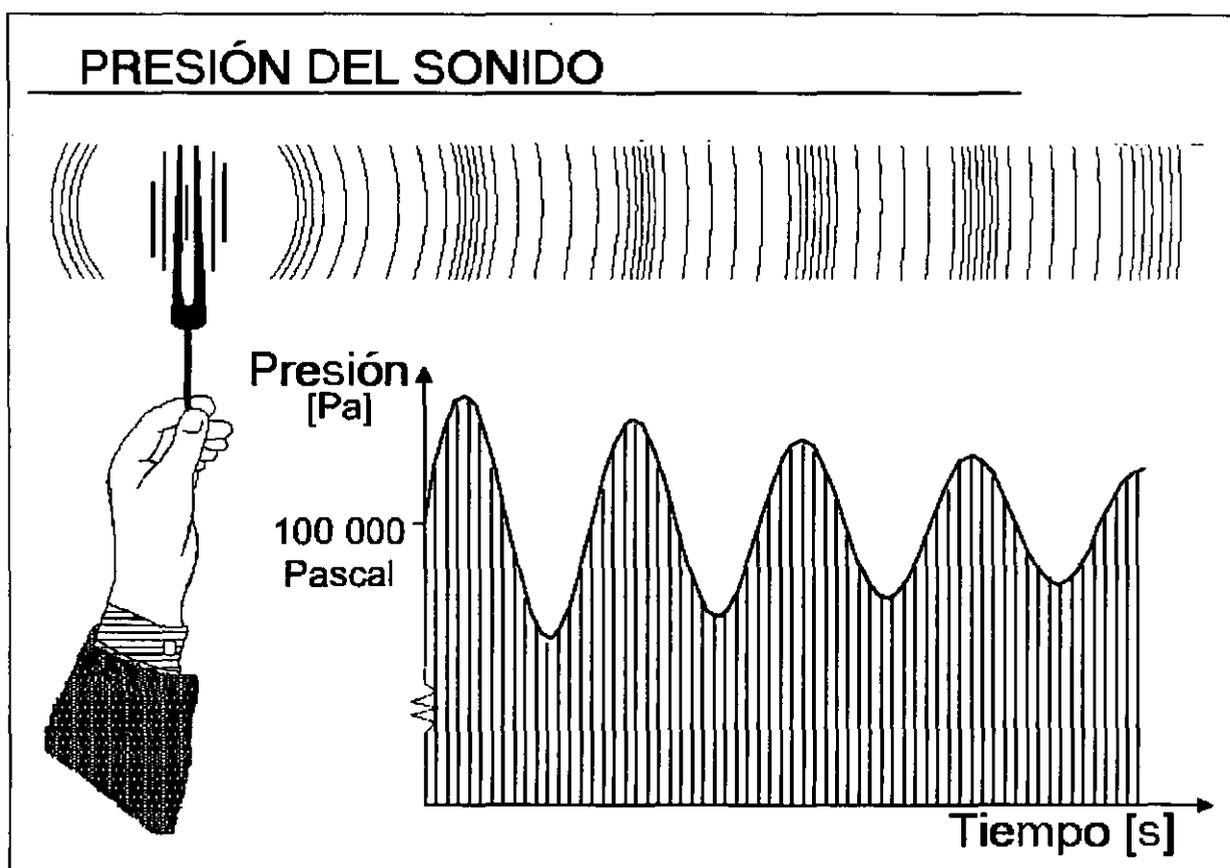


Fig.I.5 Presión del sonido

Comparado con la presión atmosférica, las variaciones de presión sonora audibles son muy pequeñas, yendo desde $20 \mu\text{[Pa]}$ (1×10^{-6} Pa) a 100 [Pa] (la presión atmosférica a nivel del

mar es alrededor de 100 k[Pa]). Como $20 \mu\text{[Pa]}$ es el sonido más débil que una persona promedio puede percibir, entonces a éste se le conoce como "umbral de audición". Una presión sonora de aproximadamente 100 [Pa] es tan fuerte que causa dolor, y este es por lo tanto llamado "umbral del dolor". La relación entre esos dos umbrales es más que un millón a uno; y en una aplicación usando escala lineal en Pascales, las medidas resultantes pueden ser enormes e inmanejables. Adicionalmente el oído no responde linealmente ante estímulos sino que lo hace logarítmicamente. Por esas razones se ha encontrado que es más práctico expresar los parámetros acústicos como un logaritmo de una relación de un valor medido con un valor de referencia – una relación logarítmica es llamada decibel o simplemente dB.

La ventaja de usar decibeles (dB) es muy clara cuando una escala de presión sonora lineal es comparada con su homóloga en decibeles (como lo muestra la figura), la escala lineal contiene números largos e inmanejables mientras que la escala logarítmica (en dB's) es mucho más amigable, esta última inicia en 0 dB (que es el umbral de audición en $20 \mu\text{[Pa]}$) y finaliza en este caso en 130 dB (que corresponde al umbral del dolor).

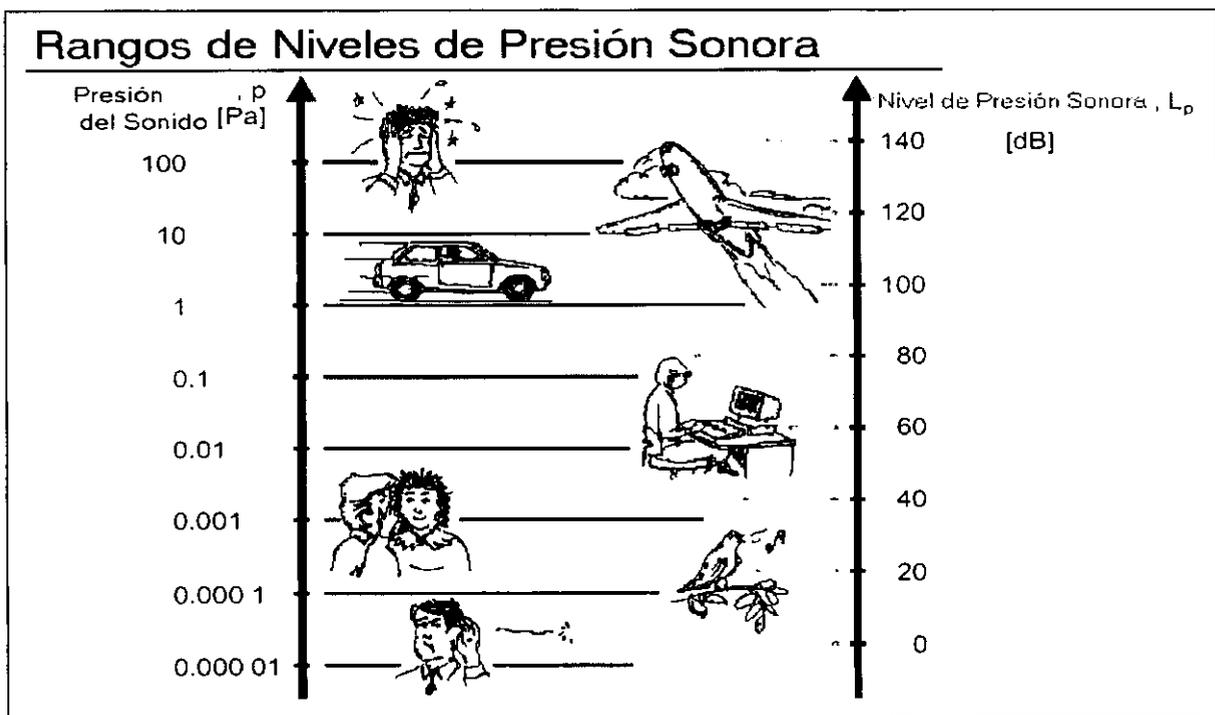


Fig.I.6 Niveles de presión Sonora

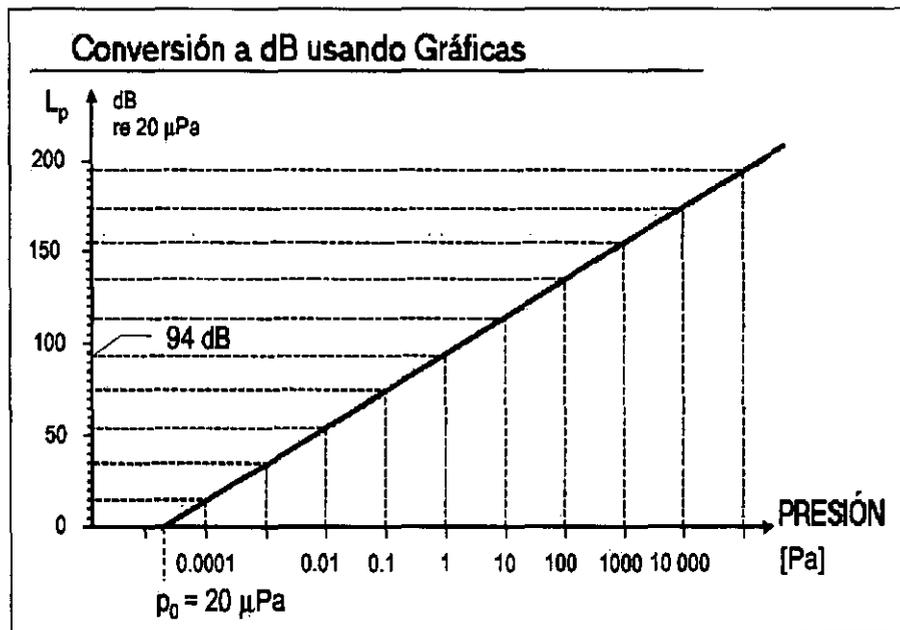
El nivel de presión sonora L_p , en decibeles es definido como $20 \log p/p_0$, donde p es el valor medido en Pa, y p_0 es el nivel de referencia estándar de $20 \mu\text{Pa}$ (umbral auditivo). Nótese que la palabra nivel es adicionada a presión sonora para indicar que la cantidad tiene un cierto nivel arriba del nivel de referencia, y el símbolo de nivel de presión sonora es L_p .

$$L_p = 20 \log \frac{p}{p_0} \text{ dB}$$

$$(p_0 = 20 \mu\text{Pa} = 20 \times 10^{-6} \text{ Pa})$$

Sólo como dato, un incremento en 3 dB en nivel de presión sonora (es decir 1.4 veces) es solo perceptible, en cambio uno de 5 representa una diferencia notoria. Un cambio de 10 dB (o 3.16 veces) es percibido como un sonido el doble de fuerte y uno de 20 dB lo es pero al cuádruplo de fuerte. Entonces no hay una relación lineal entre el nivel de volumen en dB y la percepción del hombre.

Existen varias formas de realizar la conversión de niveles de presión sonora a decibeles (dB) o viceversa, la primera es mediante el uso de la fórmula previamente descrita, la segunda es simplemente mediante el uso de una gráfica dónde su referencia es a $20 \mu\text{Pa}$ (en la ilustración se muestra como ejemplo que 1 [Pa] equivale a 94 dB).



FigI.7 Conversión a dB

La tercera forma de conversión se realiza con ayuda de una tabla (como se muestra en la figura), nótese que esta opera tanto con valores en dB positivos como negativos. Para $\rho/\rho_0 < 1$ los valores son negativos mientras que para $\rho/\rho_0 > 1$ los valores son positivos.

Conversión a dB usando Tablas					
dB a razón de presión ρ/ρ_0					
$\frac{\rho}{\rho_0}$	- db +	$\frac{\rho}{\rho_0}$	$\frac{\rho}{\rho_0}$	- db +	$\frac{\rho}{\rho_0}$
1.00	0.0	1.000	0.501	6	1.995
0.989	0.1	1.012	0.447	7	2.239
0.977	0.2	1.023	0.398	7	2.512
0.966	0.3	1.035	0.355	9	2.818
0.955	0.4	1.047	0.316	10	3.162
0.944	0.5	1.059	0.251	12	3.981
0.933	0.6	1.072	0.200	14	5.012
0.923	0.7	1.084	1.158	16	6.310
0.912	0.8	1.096	0.126	18	7.943
0.902	0.9	1.109	0.100	20	10.000
0.891	1.0	1.122	0.0316	30	31.62
0.841	1.5	1.189	0.0100	40	100
0.794	2.0	1.259	0.0032	50	316.2
0.708	3.0	1.413	10^{-3}	60	10^3
0.631	4.0	1.585	10^{-4}	80	10^4
0.562	5.0	1.778	10^{-5}	100	10^5

FigI.8 Método de conversión por tablas

I.3 ANÁLISIS BÁSICO DE LA FRECUENCIA DEL SONIDO

En el intervalo de percepción del sonido para los seres humanos en el mejor de los casos va de 200 a 20000 Hz.

Con la edad, la percepción humana de las más altas frecuencias desciende gradualmente. Cuando nos exponemos a excesivos niveles de ruido, la audición puede ser dañada causando la reducción de sensibilidad para niveles bajos de sonido. El daño también se puede restringir a intervalos de distintas frecuencias.

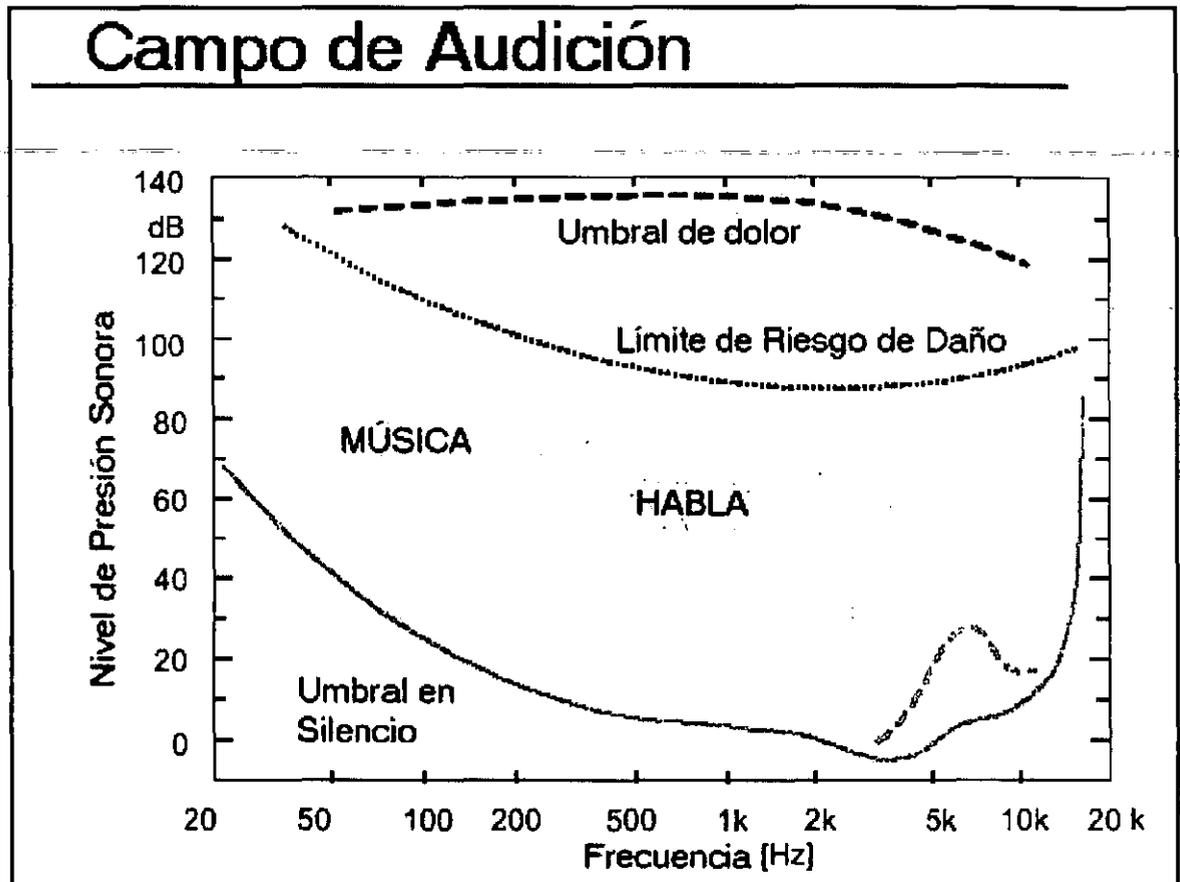


Fig.I.9 Campo auditivo respecto a la frecuencia de la fuente

1.4 EL OÍDO

oído (al. Gehör, fr. ouïe, ingl. hearing, it. udito). m. Sentido que permite percibir los sonidos. || ANAT . Órgano destinado a la percepción y discriminación de las ondas sonoras o sonidos; se compone de tres partes: - externo, medio e interno. El - externo está formado por el pabellón auricular y por el conducto auditivo externo. El - medio o caja del tímpano es una cavidad en forma de lente bicóncava que contiene los huesecillos del oído (martillo, yunque, lenticular y estribo). El - interno, o laberinto, consta de los conductos semicirculares, destinados a la regulación del equilibrio, y el caracol que contiene el órgano de Corti, a cuyo nivel las ondas sonoras se ponen en contacto con las terminaciones del nervio acústico. || fig. Aptitud para percibir y reproducir los sonidos musicales. || dar -. Dar crédito a lo que se dice. || entrar, o entrarle, a uno una cosa por un - y salir, o salirle, por el otro. fig. No hacer caso de lo que le dicen. || regalar a uno el -. fig. y fam. Lisonjearle.

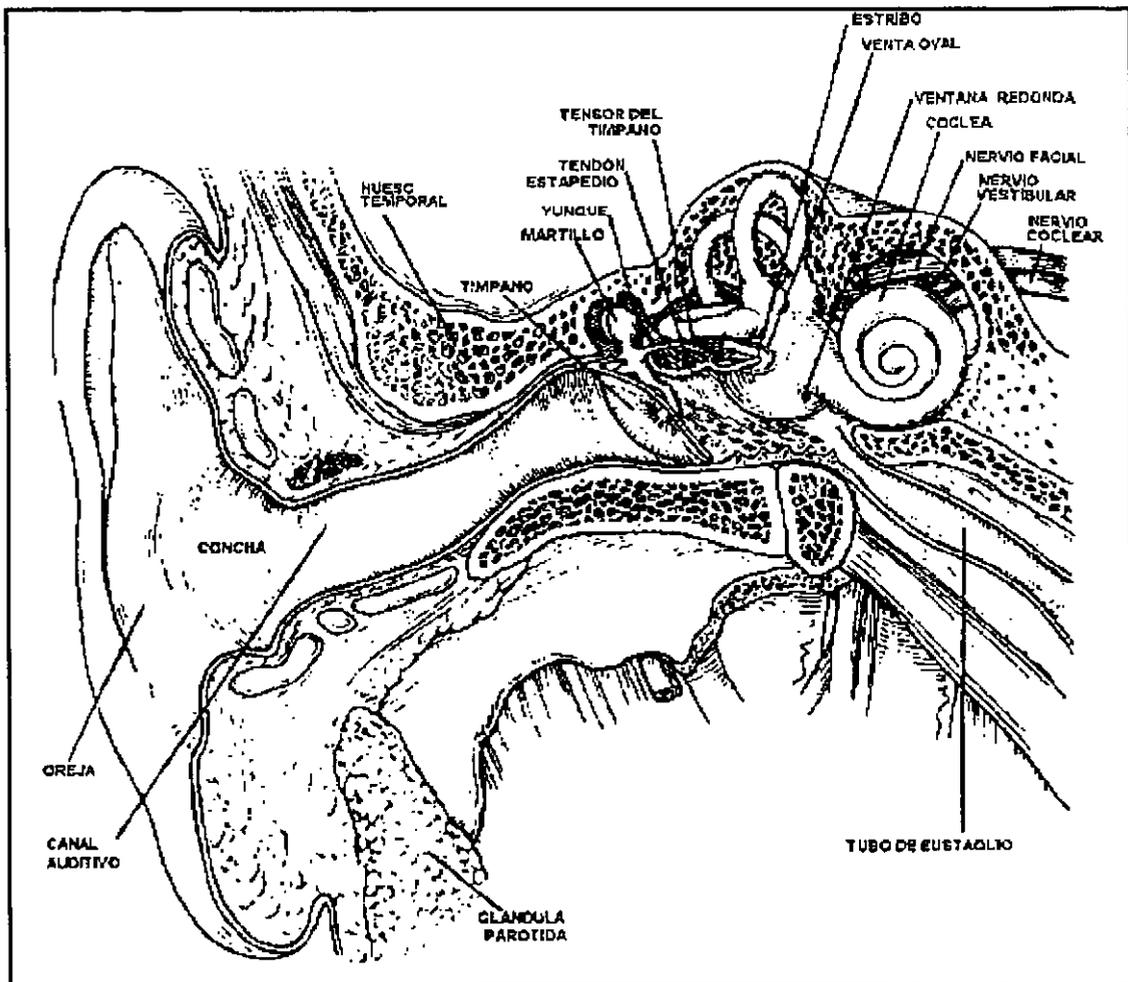
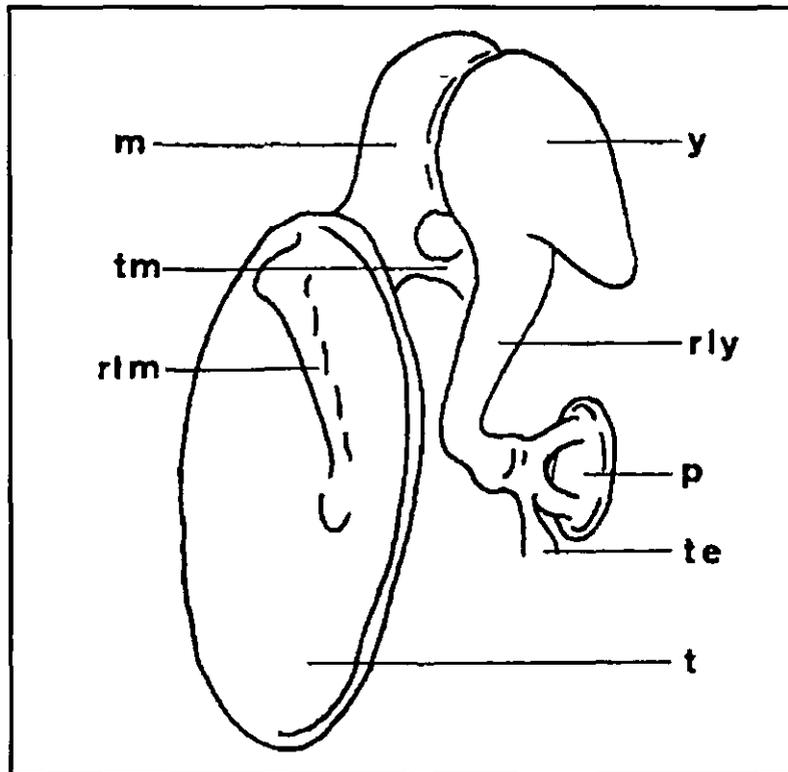


Fig.10 Anatomía del oído

Generalmente, la concepción que se tiene acerca del oído describe brevemente y a grandes rasgos qué es y qué hace, sin embargo la función que éste realiza es más compleja que lo definido anteriormente. El oído realiza múltiples funciones, cada una de ellas tiene su razón de ser y se lleva a cabo en sitios y con características específicas; en el oído externo, por ejemplo, se desarrollan dos tareas: la primera va ligada, en términos de la ganancia o pérdida, a la presión sonora en el tímpano dadas las formas de las cavidades en la oreja, concha y canal auditivo, la segunda función que realiza el oído externo, es la de identificar la ubicación de la fuente o fuentes sonoras, dado que existe un retardo y atenuación en la percepción del sonido en un oído con respecto al otro. En el oído medio se realiza un acoplamiento de la energía proveniente del canal auditivo con la cóclea, igualando la impedancia del canal auditivo con la de la cóclea (más alta que la primera).



Figl.11 Sistema tímpano-oscicular encargado de la transmisión mecánica del sonido en el oído medio. t:tímpano; rlm:rama larga del martillo; m:martillo; tm:tendón del martillo; y:yunque; rly:rama larga del yunque; p:platina del estribo; te:tendón del estribo

El medio de propagación de la onda sonora hasta el canal auditivo es el aire, pero dentro de la cóclea es un líquido, pues éste es más denso, de no ser así, parte de la onda incidente se reflejaría. Otra función realizada en el oído medio es la relacionada con los músculos de la cadena osicular, el tensor del tímpano y el músculo estapedio, la contracción de estos es provocada por sonidos generalmente con amplitudes grandes, es decir, es un mecanismo natural de protección; sin embargo, debido al retardo de este sistema, sonidos impulsivos sí pueden llegar a causar daño. El oído interno está formado por el caracol, el cual está dividido en cavidades llamadas escalas, en dichas cavidades están alojados fluidos como la perilinfa, líquido semejante al fluido extracelular, y la endolinfa, similar al líquido intracelular.

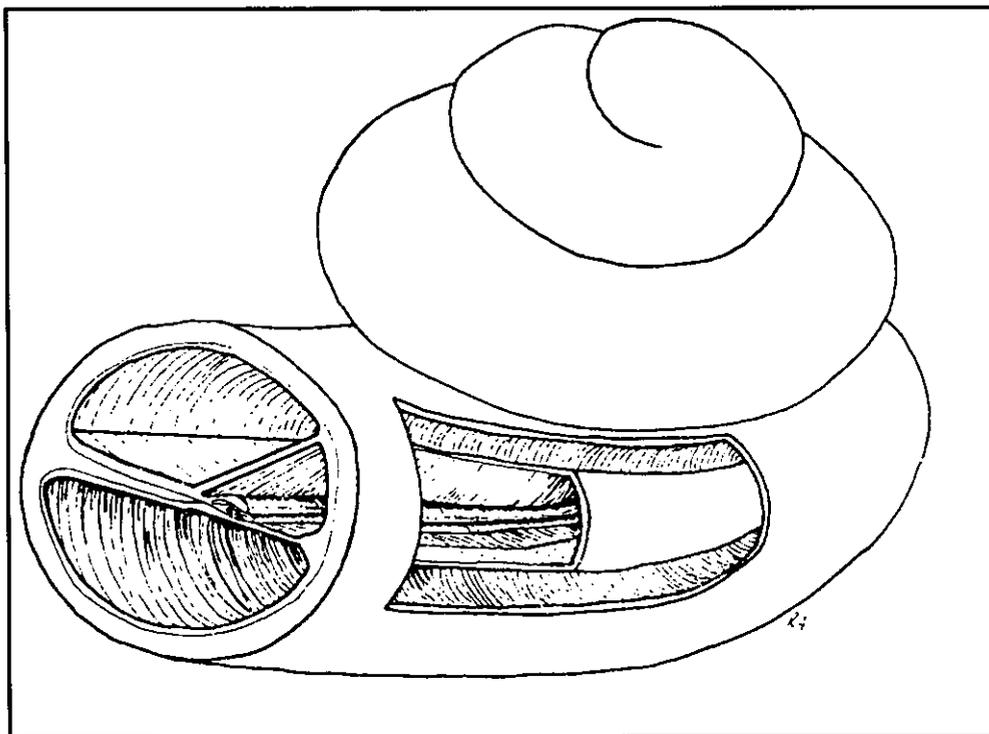


Fig.I.12 Visión tridimensional del caracol

El órgano de Corti es una estructura que transduce las vibraciones provocadas por el sonido en impulsos nerviosos, los cuales son interpretados a nivel cerebral. En realidad, el oído es un sistema tan elaborado que el malfuncionamiento en él, puede estar en función de innumerables factores que van desde la edad hasta consecuencia de enfermedades y tendencias genéticas.

I.5 PATOLOGÍA DEL OÍDO

Un criterio encaminado a posibilidades terapéuticas, manifiesta que las sorderas se dividen en hipoacusias de conducción, en las que se encuentra afectado el sistema mecánico de transmisión del sonido y se manifiesta como un descenso en la audición por vía aérea con integridad en la percepción por vía ósea, y en hipoacusias de percepción en las que la lesión se haya en el interior del caracol o en las vías nerviosas encargadas de transportar el impulso hasta el cerebro; se manifiestan por un descenso en paralelo de la vía aérea y ósea, si bien el sistema tímpanoosicular se encuentra intacto, pero el oído no responde por la imposibilidad de percibir las ondas transmitidas por la porción sensorial defectuosa.

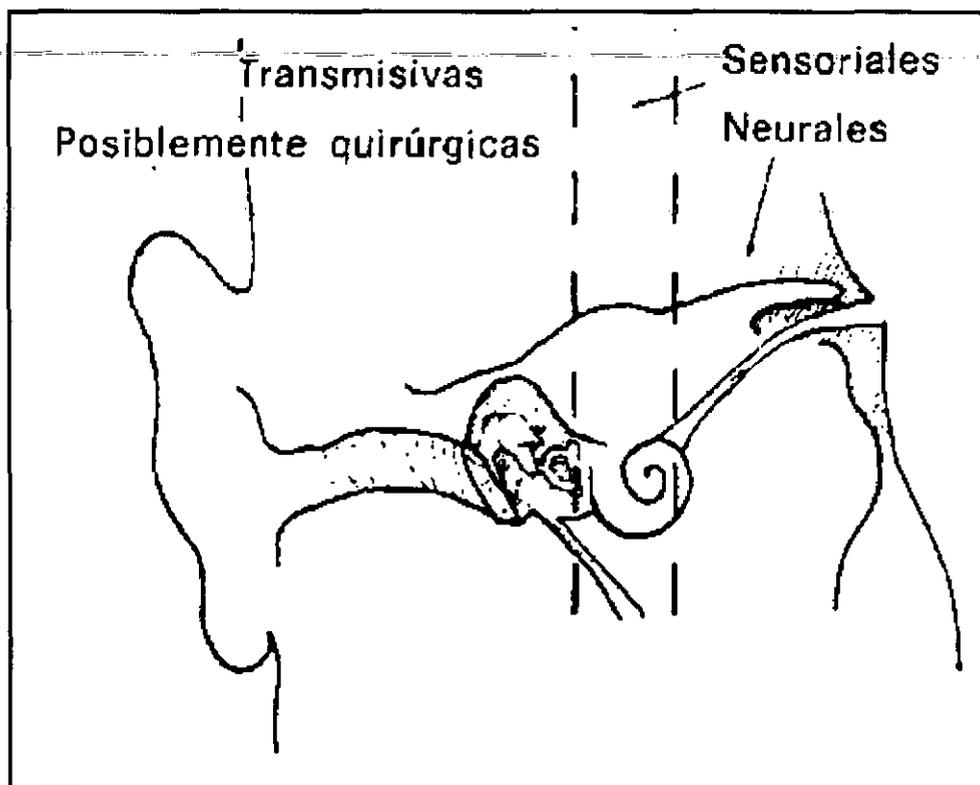


Fig.I.13 Clasificación topográfica de las sorderas

El deterioro conductivo, como hemos enunciado, se refiere a la pérdida de la capacidad conductiva del sonido a través del oído medio. Este tipo de padecimientos son muy comunes en niños como resultado de la otitis media en la que el oído se llena de líquido. Afortunadamente, dicha enfermedad se presenta durante periodos de corta duración. Lo anterior permite, cuando ocurre esporádicamente, que no se tengan secuelas

considerables. Sin embargo, en casos donde se presenta repetidas veces, trae como resultado para el individuo consecuencias tales como el empobrecimiento en el desarrollo del habla y la audición. Otra forma muy común de deterioro conductivo se presenta a causa de la otosclerosis, la cual se manifiesta como un crecimiento óseo en el oído medio seguido de insensibilidad al sonido. Esto ocurre con mayor frecuencia entre adultos.

Un deterioro sensorineural se refiere al factor congénito o daño que se manifiesta en deformación en la cóclea y/o el nervio auditivo. Es relativamente difícil identificar si el deterioro es sensitivo (coclear) o neural (retrococlear), de ahí que se refiera a ambos como deterioro sensorineural.

Dos causas comunes de deterioro coclear son el síndrome de Moniere (que además afecta los canales semicirculares) y la exposición al ruido excesivo. El deterioro retrococlear puede deberse a daño en el nervio auditivo o a terminales nerviosas causado por tumores, hemorragias o esclerosis múltiple. Otras causas de deterioro sensorineural son envejecimiento, factores congénitos, agentes tóxicos y enfermedades.

El factor más común en la pérdida auditiva es el envejecimiento, cuyas características naturales afectan a todo el oído, incluyendo endurecimiento en las uniones y membranas del oído medio, alteraciones en los fluidos cocleares, degeneración de las células nerviosas (especialmente aquellas que responden a los tonos altos), y la pérdida de neuronas en el nervio auditivo y el córtex. Estos efectos son conocidos en conjunto como presbiacusia, y son caracterizados por pérdida tonal en los agudos acentuándose con la edad, y por ende, en la inteligibilidad del habla.

Una importante diferencia entre deterioro conductivo y sensorineural, es que el último envuelve en sí mismo no sólo una disminución en la amplitud de la señal acústica que se percibe, sino que se tienen cambios no lineales, drásticos en la respuesta del órgano, principalmente en el rango de altas frecuencias. Aunado a esto, el nivel de molestia en la recepción del sonido no se desplaza, es decir, se presenta el fenómeno de reclutamiento, el cual no es sino la disminución del rango dinámico de la audición.

I.6 METODOS DE DIAGNÓSTICO PARA HIPOACUSIA

Es frecuente la madre que acude a la consulta diciendo "creo que mi hijo no oye bien". Ante esto, el médico ha de pensar que el diagnóstico está hecho. La madre ha realizado inconscientemente la exploración de mayor valor para el diagnóstico de las sorderas, que consiste simplemente en analizar si el niño oye las palabras a distintas intensidades y observar sus repercusiones sobre el desarrollo del lenguaje.

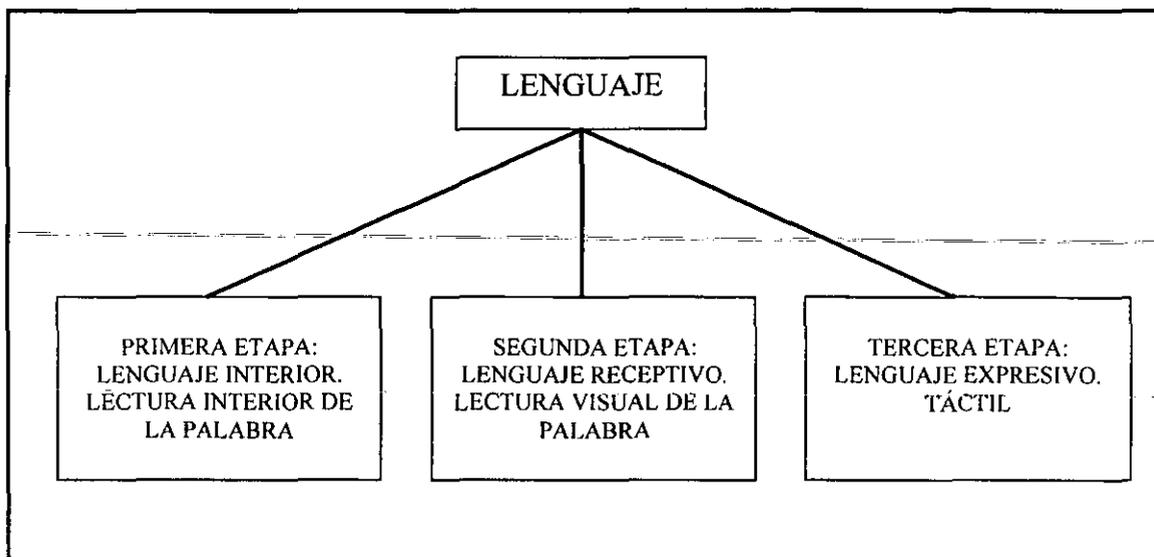


Fig.I.14 Evolución del lenguaje en el niño sano

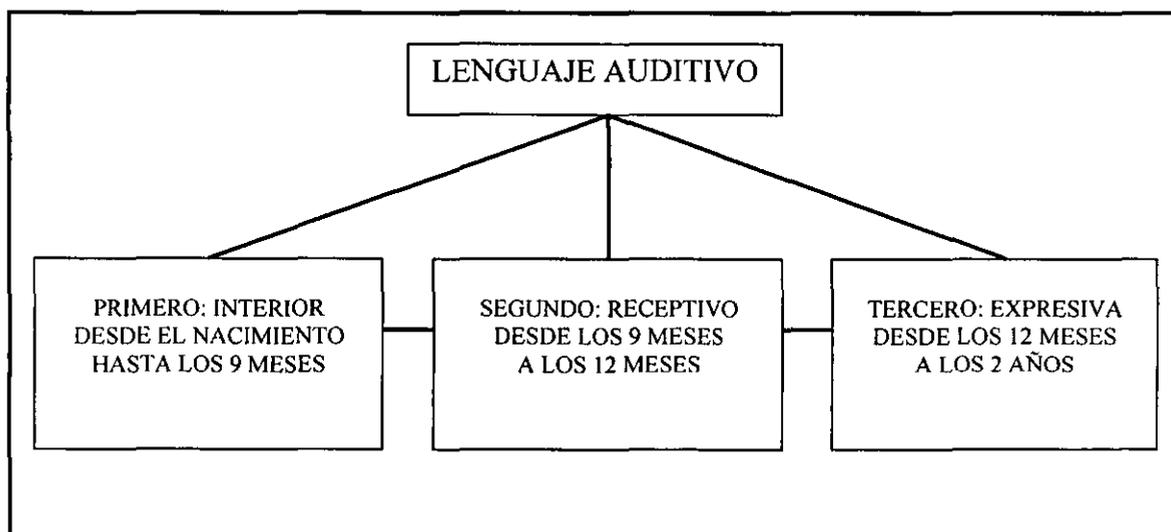


Fig.I.15 Evolución del lenguaje auditivo

Existen muchos métodos para determinar el grado y las características de la hipoacusia presentada, entre ellos:

- Audiometría verbal o logaudiometría. Consiste en un amplificador que transmite las palabras a intensidades crecientes de 10 a 10 decibelios.
- Electrocoqueografía. (No recomendado por ser invasivo). Su realización práctica consiste en colocar un electrodo situado lo más próximo posible a la cóclea y al octavo par. El estímulo de la electrocoqueografía es un clic, que da lugar a la aparición de una corriente eléctrica que capta el electrodo de registro.
- Potenciales evocados auditivos. Miden los cambios del electroencefalograma cuando se recibe un estímulo procedente de un órgano sensorial concreto, en este caso, la audición.
- Audiometría por respuesta cardiaca. Se basa en los cambios del latido cardiaco generados por el sonido. Su aceleración y desaceleración parecen estar relacionados más con el grado de madurez del niño que con el tipo de estímulo empleado.
- Audiometría de respuesta vascular periférica. Se basa en la vasoconstricción producida en los capilares sanguíneos, a través del sistema autónomo cuando se proporciona un sonido blanco a 90 dB de intensidad. Como registro se suele utilizar un pletismógrafo que se sitúa en un dedo.
- Audiometría de respuesta de succión no nutritiva. Utiliza un aparato que mide la inhibición de la succión cuando el niño recibe un sonido de 60 a 70 dB. Esta técnica es más de laboratorio que de gabinete de exploración, no es muy utilizada.
- Audiometría electrodérmica y de respuesta galvánica de la piel. Se basa en el descenso de resistencia eléctrica de la piel y en la reducción de los potenciales eléctricos entre dos puntos próximos de la piel, cuando se percibe una señal acústica con la suficiente intensidad.
- Impedanciómetro. Está diseñado para recuperar la energía reflejada por el oído, y compararla con la que la propia máquina le había proporcionado como estímulo. También puede variar las presiones del meato auditivo externo, lo que se denomina timpanometría, cuya gráfica es el timpanograma.

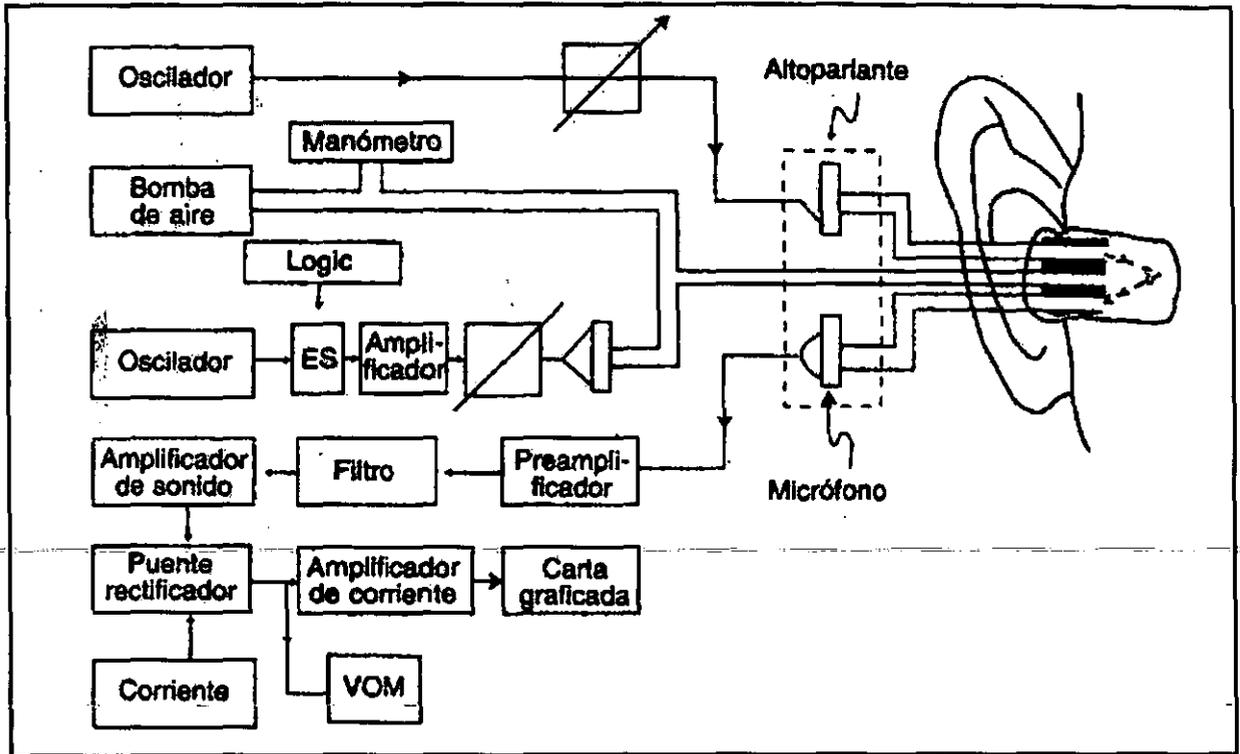


Fig.I.16 Esquema de impedanciómetro

Como puede imaginarse, el origen de una pérdida auditiva es difícil de identificar, actualmente el método primario de determinar las características y la severidad de una pérdida auditiva sigue siendo el audiograma, prueba en la que se basa el método de calibración "AYU", pero, ¿en qué consiste esta prueba?

I.7 EL AUDIOGRAMA

Los factores acústicos que afectan la señal de estímulo de un auxiliar auditivo, inciden tanto en su nivel como en su contenido espectral, es decir, tanto en la cantidad de energía como en la distribución de ésta en función de la frecuencia. En el audiograma se describe de una manera sencilla la cantidad de energía requerida para cada tono de prueba que el individuo necesita para escuchar. La prueba se realiza en un ambiente silente bajo características específicas, en donde se somete al individuo a estímulos acústicos a través de tonos incluidos en su mayoría en el rango del habla (400Hz-4KHz), con el fin de diagnosticar en qué áreas la pérdida se presenta. La prueba no explora todo el rango audible, ya que para fines de comunicación verbal, basta con la exploración de algunos puntos de interés.

El aparato capaz de lograr la prueba consta de un generador de tonos de 125, 250, 500, 1000, 2000, 4000, 6000 y 8000 ciclos/segundo, que corresponden en octavas a la generalidad de las percibidas por el oído humano, y de un potenciómetro graduado de 5 en 5 dB desde más 10 hasta menos 110dB. Estos sonidos son administrados independientemente a cada oído por medio de unos auriculares.

El paciente indica, levantando la mano o pulsando un botón incorporado al audiómetro, el momento en que comienza a oír cada frecuencia que el explorador ha ido aumentando de intensidad desde 0. Al recorrer las distintas frecuencias en cada uno de los oídos se consigue una gráfica que representa el estado del campo auditivo, representando las intensidades en ordenadas y las frecuencias en abscisas.

Los sonidos administrados a través de los auriculares exploran el total del sistema auditivo del paciente, ya que hacen intervenir tanto al tímpano como a los huesecillos (oído externo y medio) y al oído interno, donde se encuentra el órgano sensorial que los codifica en impulsos nerviosos que son transportados por las vías nerviosas hasta la corteza (sistema neural). El resultado se denomina exploración por vía aérea.

A éste estudio se ha añadido una variante al objeto de explorar estas dos últimas partes (sistema sensorial y neural) independientes del estado del conducto auditivo externo, tímpano y cadena osicular. Al audiómetro se añade una derivación dotada de un vibrador que se aplica detrás de la oreja en íntimo contacto con la piel de la mastoides. A través de él se suministran las frecuencias antes indicadas. Con este método, el sonido en forma de vibración propagada desde el hueso, alcanza el órgano sensorial del oído interno sin

necesidad de activar al sistema timpanosicular. El resultado obtenido expresa el estado funcional del aparato sensorial y se denomina vía ósea.

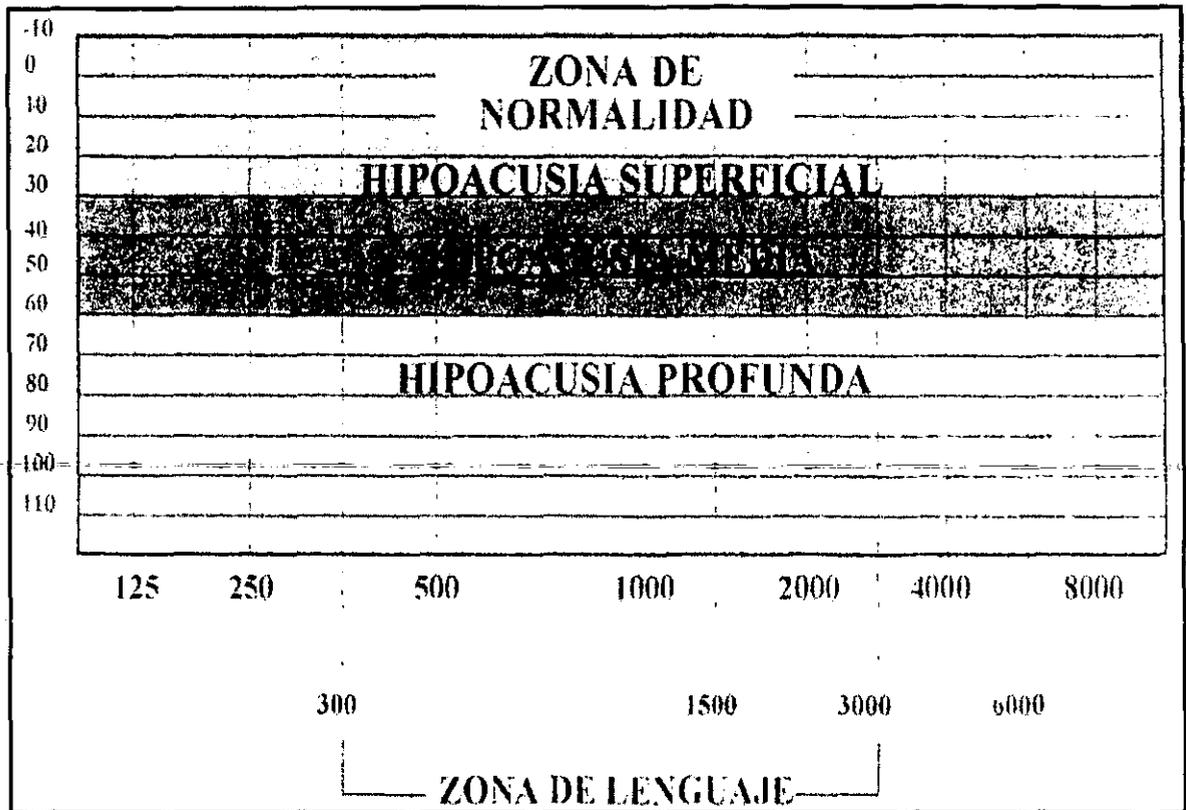


Fig.I.17 Carta audiométrica

La comparación de ambas gráficas tiene una enorme importancia para la localización de la sordera, importancia que se acrecienta por el diferente tratamiento que precisa cada una de ellas.

Si hay un descenso de la audición por vía aérea pero los sonidos son inmediatamente percibidos por vía ósea indica que existe un trastorno a nivel de la oreja (malformaciones, heridas), del conducto auditivo externo (malformaciones, tapones de cerumen, supuraciones, cuerpos extraños que el niño ha introducido...), del tímpano (rupturas y perforaciones frecuentemente) o de la caja del tímpano (supuraciones, rupturas, moco, cicatrices en los huesecillos, malformaciones, tumores o fijación de la platina a la ventana oval), que no alteran para nada el aparato sensorial.

La trascendencia del diagnóstico reside en que estos casos son curables en principio, con tratamientos médicos y/o quirúrgicos, lo que ha de determinar el otorrinolaringólogo.

Sin embargo, cuando ambas gráficas se encuentran descendidas, expresión de una dificultad en la percepción del sonido por el órgano de Corti o de su transmisión hacia el cerebro, se dice que existe una hipoacusia perceptiva o sensorineural, según la actual terminología, que hasta ahora, no tiene posibilidad de recuperación con tratamientos médicos aunque sí precisa métodos rehabilitadores al objeto de conseguir desarrollar el lenguaje.

La combinación de ambas formas se denomina hipoacusia mixta. Aparece más frecuentemente en adultos que en niños, las combinaciones en cuanto a las gráficas son infinitas, casi una por persona, ya que cada enfermo es un caso diferente.

Para las frecuencias en que se engloba la voz humana -500,1000 y 2000 c/s-, Paul y hardy (1953) proponen la siguiente clasificación en vía aérea:

SORDERA LIGERA	20 A 40 DECIBELES
SORDERA MODERADA	40 A 60 DECIBELES
PERCEPCIÓN SÓLO DE RUIDOS	60 A 85 DECIBELES
SORDERA PROFUNDA	MÁS DE 85 DECIBELES

I.8 VISIÓN GENERAL DEL SISTEMA

El calibrador "AYU" tiene como fin específico adecuar el auxiliar auditivo a las necesidades del paciente con base en la prueba de exploración conocida como audiograma, la cual, dada la descripción cuantitativa de la profundidad de la sordera, brinda datos precisos acerca de la forma de onda requerida para compensar la pérdida.

Para tal efecto se requiere de un sistema autónomo, que con base en un audiograma, logre recuperar la forma del nivel de audición "normal", mediante la amplificación de las bandas que se incluyen dentro del espectro del habla.

El auxiliar auditivo "AYU" consta de varias etapas de amplificación, un control automático de ganancia, un micrófono y una bocina.

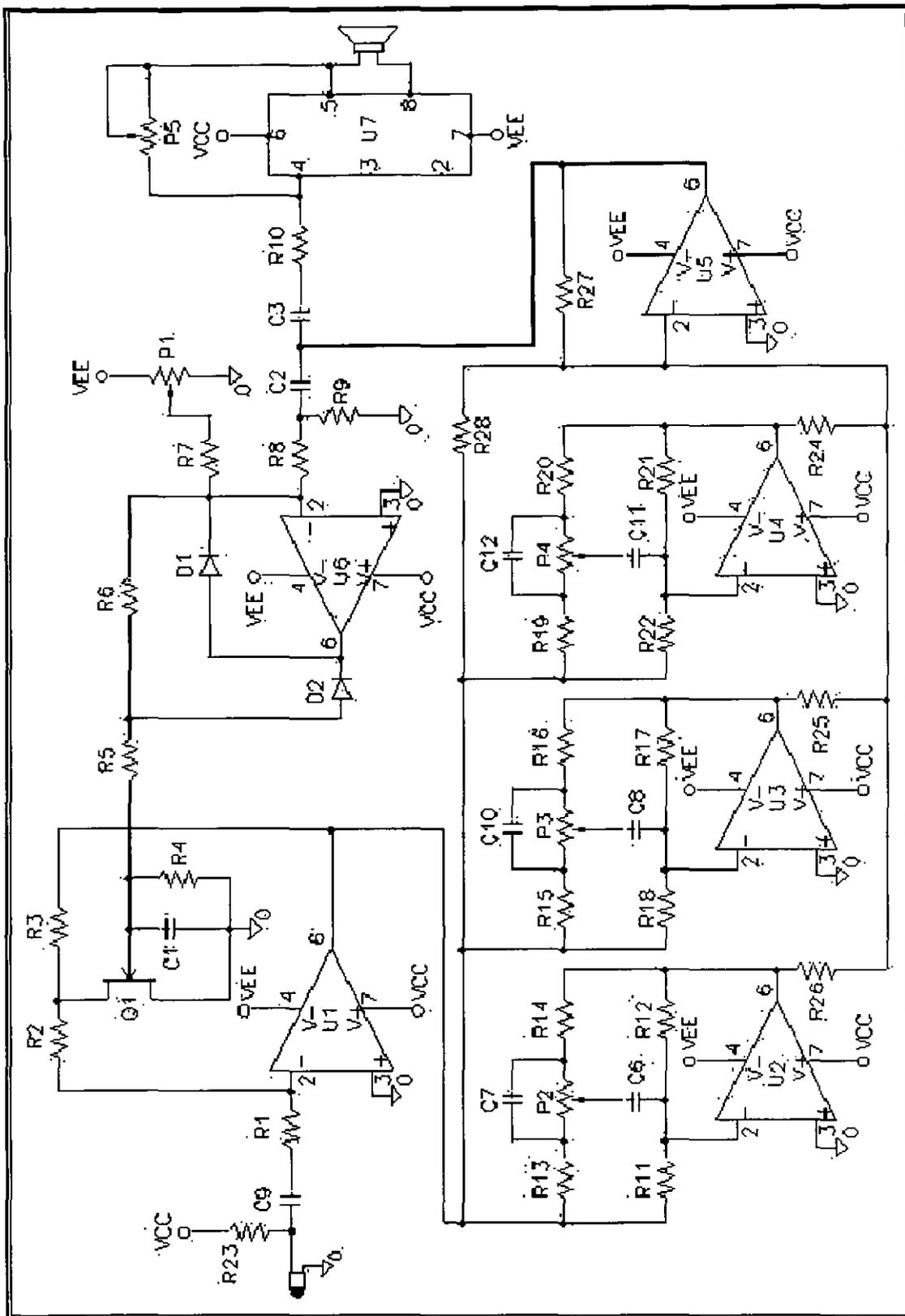


Fig.I.18 Diagrama eléctrico del auxiliar auditivo

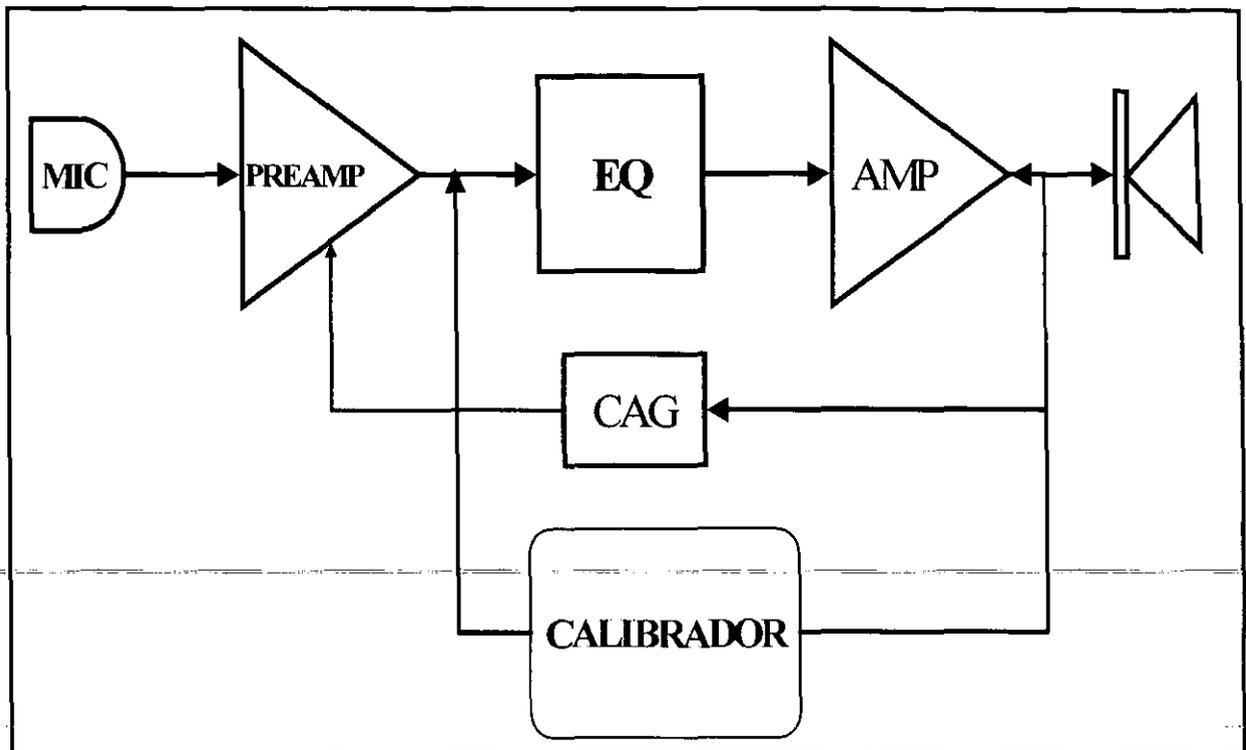


Fig.I.19 Diagrama de bloques de interacción de los sistemas

El calibrador "AYU" actuará sobre la etapa de ecualización, ya que es en esta etapa donde la distribución de la energía es modificada, es decir, se amplifica con mayor énfasis en aquellas zonas donde la pérdida es más profunda. En dicha etapa residen filtros paso banda del tipo ecualizador gráfico, la función específica de este tipo de filtros consiste no sólo permitir el paso de frecuencias bajas o altas, sino que además permiten el paso de frecuencias intermedias. Generalmente son utilizados en arreglos de banda estrecha en los cuales la respuesta es ajustada mediante potenciómetros deslizables como en un ecualizador gráfico del que se toma el nombre.

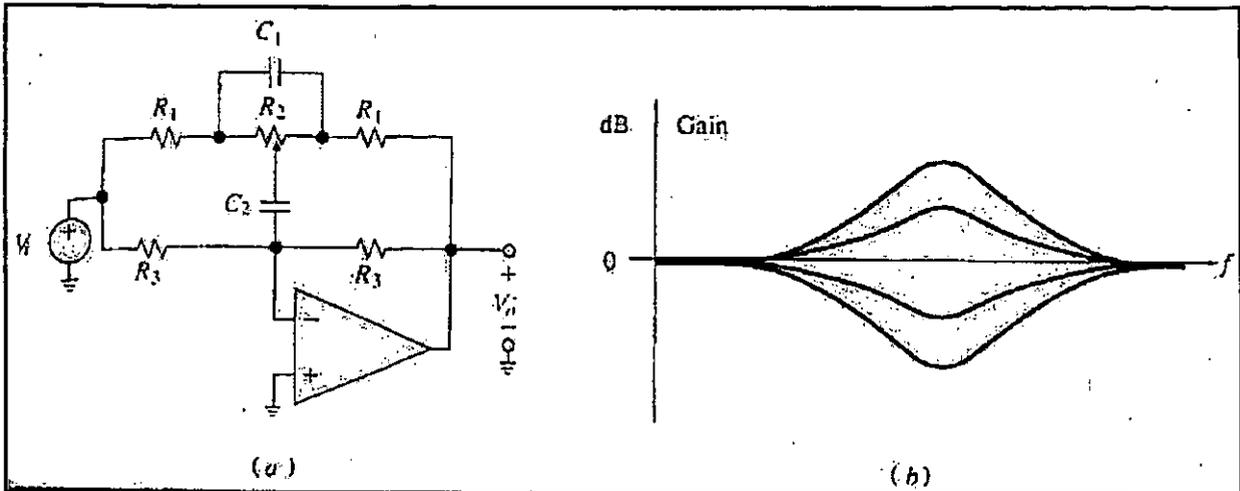


Fig.I.20 a) configuración eléctrica del filtro; b) respuesta en frecuencia del mismo

En la figura anterior se muestra un filtro de este tipo, el circuito está diseñado para una banda de frecuencia específica, así C_1 actúa como un circuito abierto mientras que C_2 actúa como uno cerrado, permitiendo que la banda de paso se desplace a la izquierda o derecha. Fuera de la banda el circuito actúa como un amplificador inversor de ganancia unitaria, C_2 actúa como un circuito abierto a bajas frecuencias y C_1 como corto circuito a altas frecuencias, el resultado es una respuesta plana pero con un pico en la banda especificada.

Para las siguientes condiciones de diseño

$$R_3 \gg R_1$$

$$R_3 = 10R_2$$

$$C_1 = 10C_2$$

La frecuencia central del filtro es

$$f_0 = \frac{\sqrt{(2 + R_2/R_1)}}{20\pi R_2 C_2}$$

y la ganancia se encuentra entre los siguientes valores

$$\frac{3R_1}{3R_1 + R_2} \leq A_0 \leq \frac{3R_1 + R_2}{3R_1}$$

Un ecualizador de varias bandas de operación se implementa sumando las salidas de cada una de las secciones con un amplificador sumador ordinario.

El auxiliar auditivo posee tres secciones de este tipo, aunque se espera que tenga cuatro, situadas en los valores explorados en el audiograma para el habla, es decir, 500, 1000, 2000 y 4000 Hz. Esto se logra de manera muy sencilla, ya que las secciones del ecualizador son idénticas, salvo en los valores de los capacitores donde se modifica el valor de la frecuencia central del filtro.

El calibrador cuenta con una sección en la que es posible generar dichos tonos de prueba, los cuales serán suministrados al auxiliar auditivo en el módulo ecualizador con amplitud específica, la cual es máxima en operación normal, es decir, máxima amplitud que soporta el sistema sin llegar a la saturación.

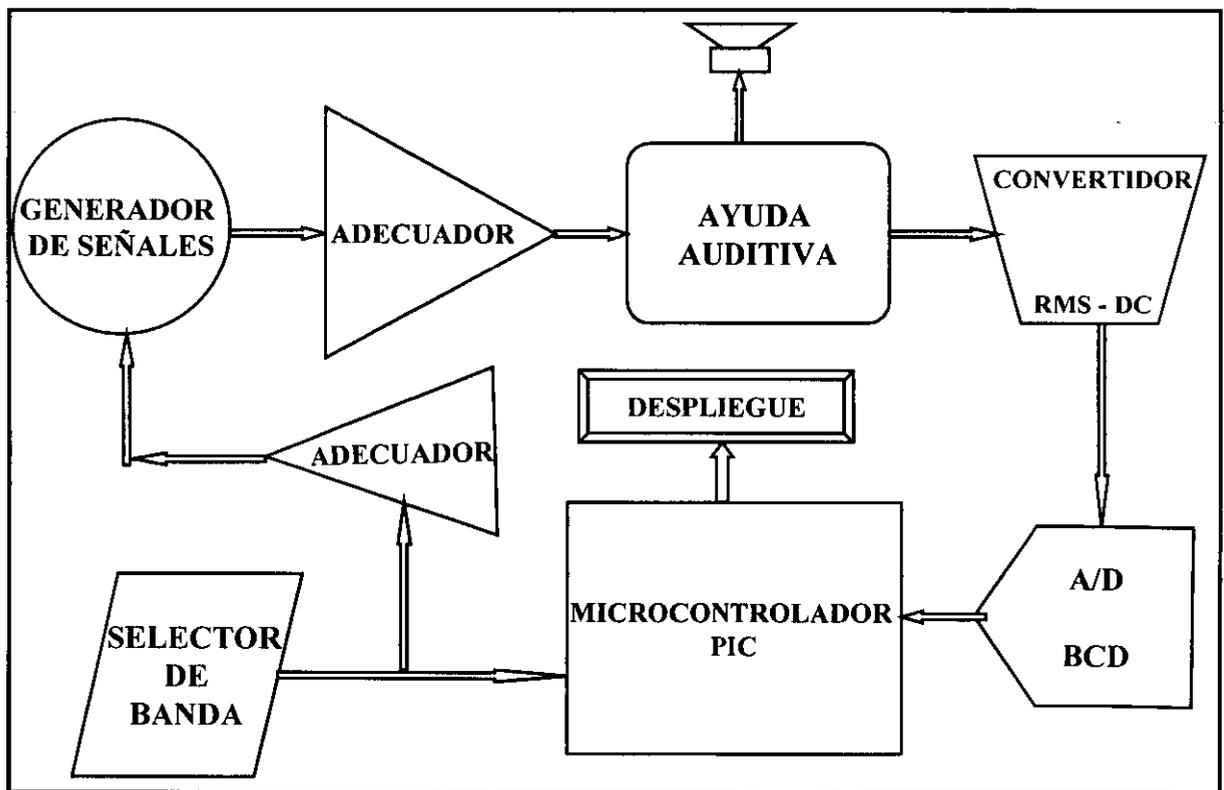


Fig.I.21 Diagrama de bloques del calibrador

Recordemos que la sección a calibrar (ecualizador), es sólo una parte del amplificador en conjunto que conforma el auxiliar auditivo. Con la ayuda del control automático de ganancia y el control de volumen, al que tiene acceso el usuario, se logrará

que una vez ajustada la curva de audición "normal", las posibilidades de adecuación del sistema al usuario crezcan, combatiendo problemas como el de reclutamiento. Además por medio del volumen la funcionalidad del sistema se ajustará en lo posible al entorno en el que el dispositivo sea usado.

Una vez suministrada la señal de prueba a través del ecualizador, la señal de salida del auxiliar será censada y monitoreada por un microcontrolador, para ello primero se adecua la señal para el tratamiento digital sugerido. Esto se logra con la utilización en primera instancia de un dispositivo que convierte la señal senoidal en un valor de corriente directa proporcional al valor RMS, con el objetivo de mantener la proporción con el valor de la señal a través del tiempo, dado que el parámetro de interés es la ganancia del filtro de la sección seleccionada del ecualizador, debe tomarse en cuenta que existe en el sistema un desfaseamiento, por ello se convierte la señal a su valor RMS evitando con ello que el registro del valor censado sea dependiente del tiempo ya que es un valor constante.

El valor RMS proveniente de la salida del auxiliar es ahora convertido en su equivalente digital a través de un convertidor analógico-digital de $4 \frac{1}{2}$ dígitos, los cuales son enviados en bloques codificados en BCD, es decir, 4 bits por dígito. Aunque este convertidor tiene la capacidad de medir en nuestro caso diezmilésimos de volt (0.0001V), se considera esta característica sólo para aplicaciones futuras en las que el sistema se expanda ya sea con una interfaz a PC o algún periférico externo con fines matemáticos encaminados a un análisis más profundo del comportamiento de la señal en cuestión. En la sección correspondiente a la función específica del microcontrolador se abunda respecto al criterio de decisión empleado y su justificación práctica.

El microcontrolador por su parte, recibe las muestras y las procesa, es decir, decodifica, empaqueta los dígitos, adecua a los valores estándar de audiometría ya que tiene la capacidad de saber qué frecuencia es la del tono de prueba en cada caso a través de líneas de selección que activan un oscilador a la vez, decodifica y despliega directamente en displays de siete segmentos.

II. TÉCNICAS DE GENERACIÓN DE ONDAS SENOIDALES

II.1 USOS DE LAS SEÑALES

Hay muchas situaciones en las cuales se requiere de la generación de alguna clase de señal dentro del diseño de un dispositivo. La generación de pulsos de reloj para un sistema de control, señales portadoras para la transmisión de información, señales de prueba para medición, señales de audio para música electrónica y síntesis del habla son algunos de los ejemplos más comunes.

La función de un generador de señales, es producir una señal dependiente del tiempo de características preestablecidas tales como frecuencia, amplitud, forma, fase, ciclo de trabajo, etc. Para trabajar, los generadores de funciones emplean la característica de realimentación y de dispositivos cuyas propiedades de operación son dependientes del tiempo, usualmente capacitores. Existen dos categorías de generadores de señales: los osciladores sintonizados (tuned oscillators) y los osciladores de relajación.

Los osciladores sintonizados emplean conceptos de la teoría de sistemas para crear un par de polos complejos; conjugados exactamente sobre el eje imaginario del plano complejo para generar una oscilación sostenida y estable.

Los osciladores de relajación emplean dispositivos biestables como switches, Schmitt triggers, compuertas lógicas y flip-flops para repetidamente cargar y descargar un capacitor.

La onda senoidal es fundamental dentro de todas las formas de onda, ya que cualquier forma de onda puede ser expresada por medio de una serie de Fourier. A pesar de su simplicidad, su generación puede representar una tarea desafiante, especialmente cuando la pureza es factor prioritario. Aquí es donde manipular y diseñar un generador senoidal se convierte en un reto.

II.2 DISTORSIÓN TOTAL ARMÓNICA

Existe una manera de cuantificar la “pureza” de una señal senoidal, esto se logra mediante la medición de la Distorsión Armónica Total o THD por sus siglas en ingles. Para comprender mejor este concepto, conviene primero definir lo que es una señal senoidal “pura”.

Comencemos con una función senoidal $f = A \cos(\omega_0 t)$, donde A es la amplitud pico y ω_0 es la frecuencia angular, si a esta función le aplicamos la transformada de Fourier tenemos lo siguiente:

$$F \{ A \cos(\omega t) \} = A\pi [\delta(\omega + \omega_0) + \delta(\omega - \omega_0)] = F(\omega)$$

Donde se observa la presencia de dos impulsos situados en la frecuencia ω_0 y $-\omega_0$.

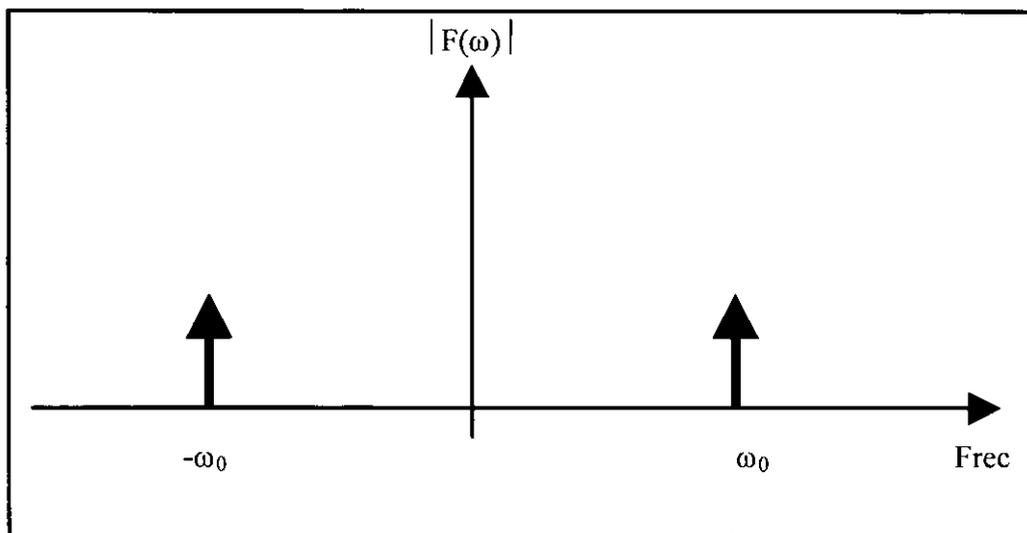


Fig.II.1 Espectro de un tono puro

Este espectro únicamente contiene componentes en las frecuencias ω_0 y $-\omega_0$, lo cual significa que no hay presencia de otra señal dado que se carece de otros componentes espectrales ajenos a ω_0 y $-\omega_0$, es decir, la función f es pura. Entonces tenemos una manera de medir la pureza de una señal senoidal cuantificando lo que no pertenezca a ella.

La calidad o “pureza” de una señal senoidal es expresada por medio de la Distorsión Armónica Total o THD, definida como:

$$THD = 100\sqrt{(n_2^2 + n_3^2 + n_4^2 + \dots + n_k^2)} / f_0 \quad [\%]$$

Donde n_k ($k = 2,3,\dots$) representan las k ésimas amplitudes armónicas de la frecuencia fundamental y f_0 es la amplitud de la frecuencia fundamental. Entonces si se tiene un THD = 0 % quiere decir que se tiene una señal pura.

Para efectos del diseño del calibrador "AYU":

El objetivo primordial es la generación de un tono lo más puro posible (Distorsión Total Armónica THD idealmente cero y total ausencia de distorsión por intermodulación) con el objeto de adjudicar toda distorsión a la ayuda auditiva.

II.3 TIPOS DE OSCILADORES

Durante la búsqueda de un oscilador que brindara una baja distorsión, se tuvo que recopilar la información pertinente acerca de los osciladores más comunes. De esta manera se logra tener un criterio de selección que conduce a la mejor opción. La siguiente tabla muestra las características de interés:

TIPO	Rango típico de frecuencia	% THD típico	Estabilidad en amplitud [%]	Comentario
Corrimiento de fase	10 Hz - 1 MHz	1 - 3	3.00	Distorsión
Puente de Wien	1 Hz - 1 MHz	0.01	1.00	Óptimo
Resistencia negativa LC	1 kHz - 10 MHz	1 - 3	3.00	Distorsión
Sintonizado	60 Hz - 3 kHz	0.25	0.01	Ancho de banda
Cristal	30 kHz - 200 MHz	0.1	1.00	Ancho de banda
Aprox. Piezolineal	1 Hz - 500 kHz	1 - 2	1.00	Distorsión
Conformador logarítmico	1 Hz - 500 kHz	0.3	0.25	Distorsión
Conformador logarítmico/DAC	1 Hz - 500 kHz	0.3	0.25	Distorsión
DAC/ROM	1 Hz - 20 MHz	0.1	0.01	Distorsión
CI específico XR-2206,8038	0.01 Hz - 1 MHz	0.5	48000 ppm/°C	Distorsión

Como se puede observar, existen tres parámetros a considerar: rango, THD y estabilidad. Por supuesto, el criterio de selección fue encaminado hacia aquellos osciladores con baja distorsión y que su rango de funcionamiento esté acorde con el contenido espectral que es capaz de percibir el oído humano (idealmente 200- 20000 Hz).

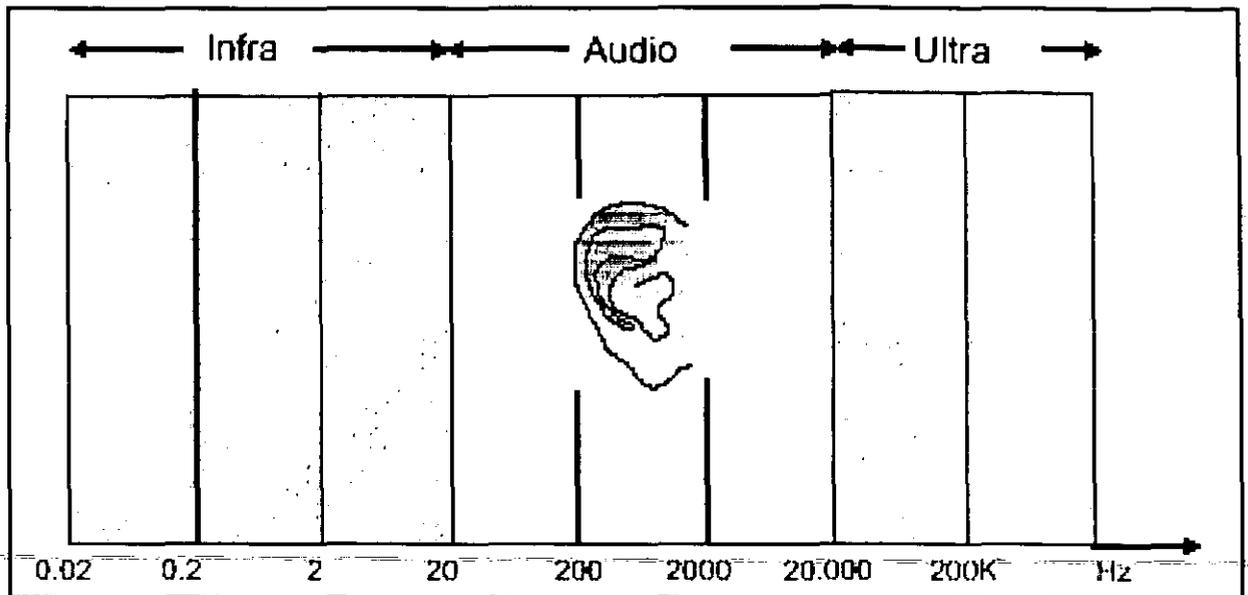


Fig.II.2 Capacidad auditiva humana

Mediante la implementación de algunos osciladores expuestos en la tabla anterior y algunos otros, además de sus posibles mejoras (filtros de 1er y 4to orden con diferentes configuraciones y topologías con el objeto de incrementar la calidad de su desempeño), se concluyó que el puente de Wien fue el que tuvo mejor respuesta, ya que cumple con los requerimientos especificados además de gozar de otras cualidades como las que se describen a continuación:

- Topología simple.
- Frecuencias de operación: 0.4, 1, 3 y 4 kHz fácilmente sintonizables.
- Posibilidad de reducir aún más la distorsión.
- Tan económico como se desee.

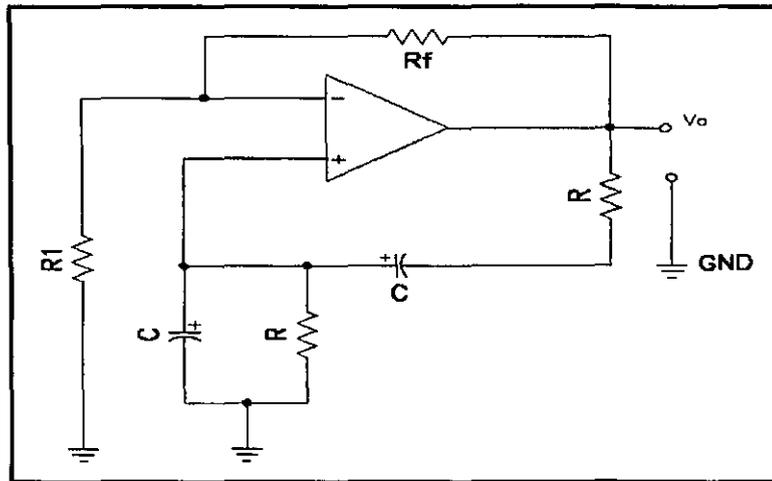
II.4 PUENTE DE WIEN

El puente de Wien es un oscilador de tipo sintonizado que consiste en un amplificador operacional realimentado tanto positiva como negativamente. La realimentación negativa se constituye por una red resistiva R_f y R_1 mientras que la realimentación positiva reside en una red reactiva constituida por par paralelo-serie; los componentes no deben ser necesariamente iguales, aunque con esta consideración se simplifica el diseño. La frecuencia y la ganancia total que experimenta una señal a lo largo del lazo en la frecuencia f_0 se expresan respectivamente como:

$$f_0 = \frac{1}{(2\pi RC)} \quad T(j f_0) = \frac{1 + R_f/R_1}{3}$$

Para el caso en el que se requiere una oscilación sostenida se busca que la ganancia $T(j f_0) = 1$, es decir, que el criterio de Barkhausen sea satisfecho. Para lograr lo anterior se requiere que $R_f/R_1 = 2$. Desde el punto de vista electrónico, se logra una estabilidad neutra cuando tanto las redes de realimentación positiva y negativa forman un puente balanceado que para este caso es el puente de Wien.

En la práctica esto es difícil, puesto que se requiere que la relación R_f/R_1 sea siempre dos, situación complicada ya que la imprecisión de los componentes conduce a que el balance del puente se pierda. Además para asegurar las condiciones de arranque, se necesita que inicialmente la relación R_f/R_1 sea ligeramente mayor a dos (resultando un $T(j f_0) > 1$) provocando una oscilación de amplitud creciente suficiente para iniciar. Para impedir una magnitud que crezca exponencialmente saturando al amplificador operacional, se requiere de un mecanismo que tras lograr arrancar el oscilador estabilice su amplitud y el nivel que hace que $R_f/R_1 = 2$ exactamente. Este mecanismo dependiente del nivel de salida se puede considerar un control automático de ganancia (CAG) que estabiliza la amplitud de la señal de salida en el oscilador.



FigII.3 Configuración básica

La sección del circuito que constituye el CAG, es decir, R_f y R_1 , fue implementada mediante un potenciómetro y una pequeña lámpara incandescente respectivamente. Se aprovechó el coeficiente térmico positivo en la resistencia de esta última para regular la ganancia, ya que debido a esta propiedad, en el momento del arranque, el filamento de la lámpara o foco está frío y su resistencia eléctrica es menor que en su estado estable resultando por un muy breve instante una $R_f/R_1 > 2$ (así como una $T(j f_0) > 1$) lo que implica una condición inicial óptima. Cabe mencionar que se tuvo que experimentar con varios tipos de lámparas buscando la mejor relación $R_f/R_1 = 2$ y que hubo un ajuste el potenciómetro mencionado anteriormente con el objeto de minimizar la distorsión, resultando la mejor opción un foco de 12 V @1 W.

La precisión y estabilidad de la frecuencia de operación está en gran medida determinada por la calidad de los componentes, por ello se recomienda el uso de capacitores de policarbonato y resistores de película metálica. Componentes preferentemente de precisión. En lo que respecta al amplificador operacional (AO) utilizado, se recomienda aquellos con entrada FET (FET-input) para minimizar errores de corriente de bias y el error debido al crossover, puesto que en ello radica casi la totalidad de la distorsión THD. Vale la pena mencionar que los AO con altos valores de slew rate y entrada FET con bajos niveles de voltaje de entrada de offset tuvieron excelentes respuestas. Dentro de los AO utilizados están el LF411 y el LT1363, aunque se recomienda ampliamente el uso del LT1007 o LT1037 que son aptos para estas aplicaciones.

El siguiente diagrama muestra la configuración final implementada:

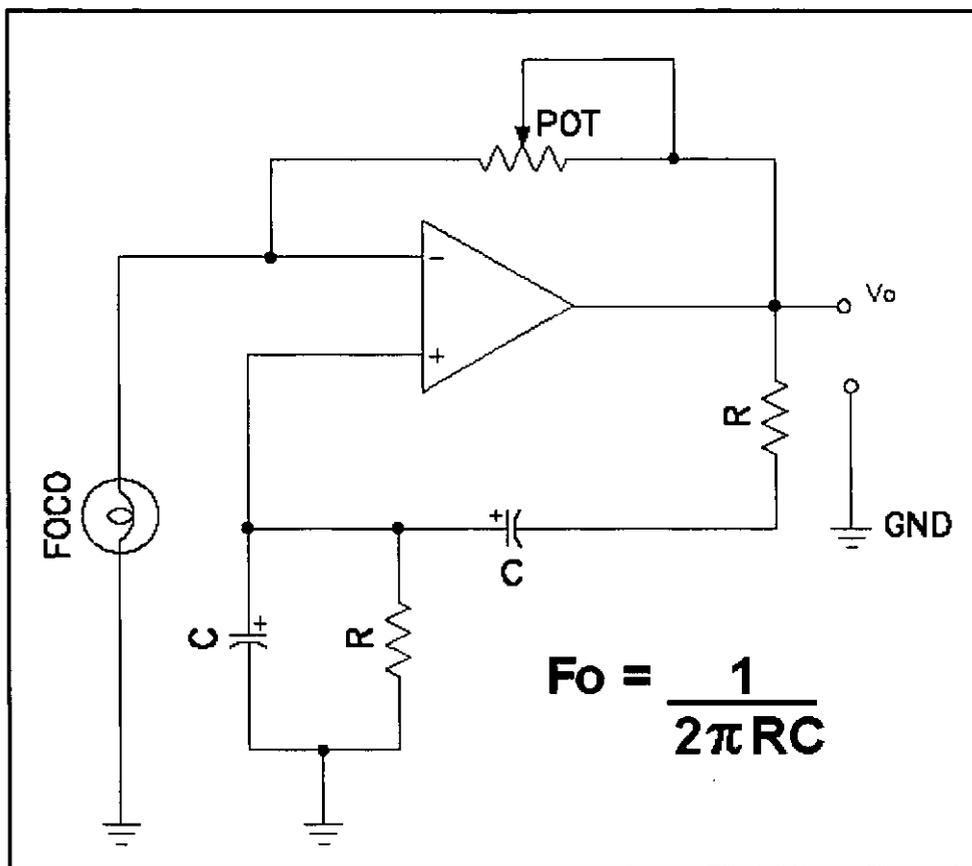


Fig.II.4 Configuración empleada

Aunque el oscilador implementado brinda baja distorsión (poco menos del 1 %), dado que se busca tener una señal lo más pura posible, se requiere de una reducción mayor en este parámetro, se necesitó calibrar estos osciladores.

El proceso de calibración consiste básicamente en ajustar la relación $R_2/R_1 = 2$ en su estado estable, es decir, una vez obtenida la oscilación (3 segundos aproximadamente después de energizar al circuito) se observa la forma de onda auxiliándose de un osciloscopio, posteriormente se observa el espectro, en el que mediante el ajuste del potenciómetro se busca que la amplitud de los armónicos se minimice. Esta tarea resulta complicada y algo engorrosa ya que se debe hacer movimientos suaves y precisos a fin de que la amplitud de los armónicos se reduzca; labor difícil puesto que algunas veces, por ejemplo, se logra reducir al máximo el primer armónico pero el cuarto crece, por ello se

busca la combinación que resulte en las amplitudes mínimas para cada uno de los armónicos presentes y que sobre todo se refleje en una THD mínima.

Ahora bien, la medición de la THD se realiza mediante un software de análisis de ondas llamado Wavestar. Dicho programa, mediante un puerto de GPIB en la computadora, se comunica con el osciloscopio para adquirir los datos y comenzar el análisis de Fourier para obtener el valor correspondiente al ajuste del trimpot. Este procedimiento es lento debido a que por cada fracción de ajuste del trimpot que se desee analizar, la adquisición de datos y el análisis de THD toman algunos instantes para su procesamiento. Vale la pena mencionar que hasta este momento no se contaba con un medidor exclusivo de THD, un tiempo después se tuvo acceso a un medidor de THD (THD Multimeter 2016) para comprobar los resultados obtenidos.

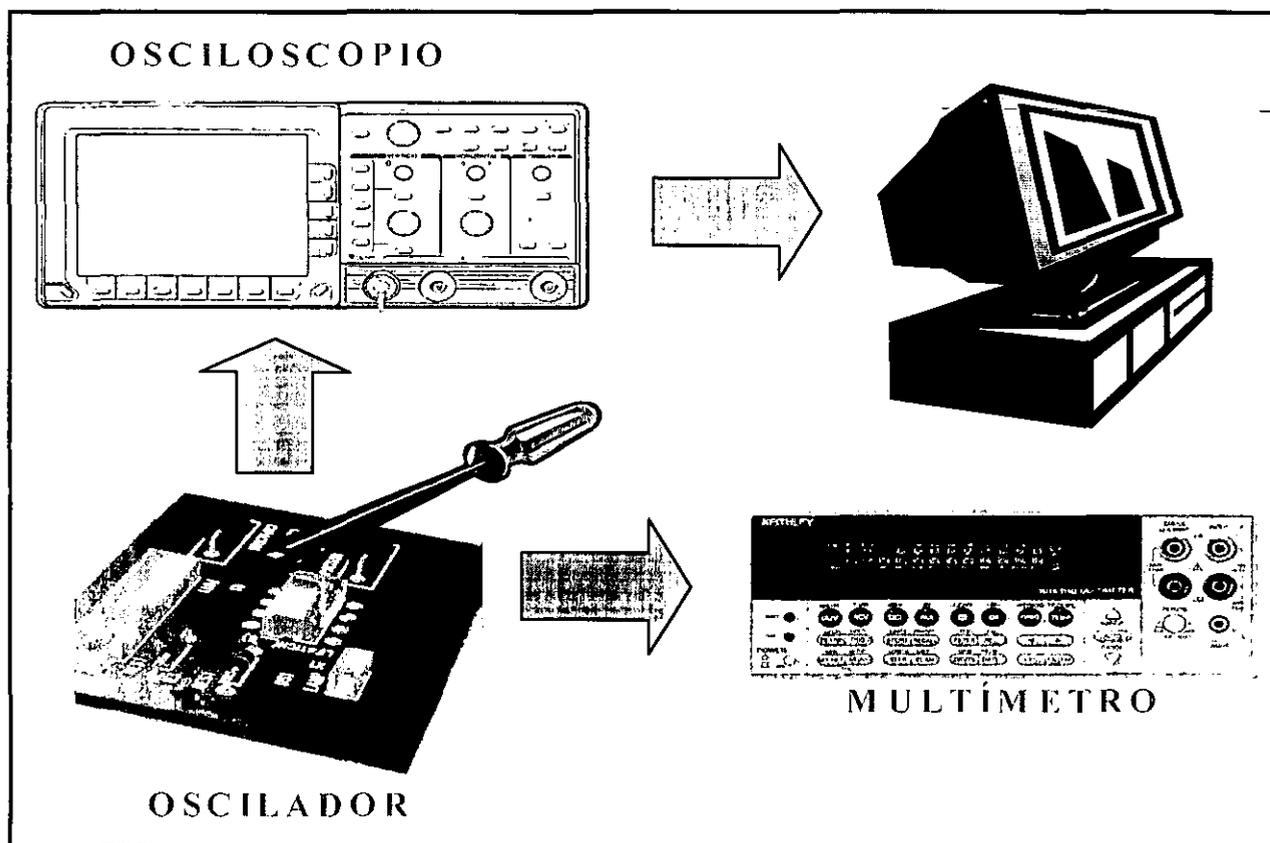


Fig.II.5 Instrumentación empleada preliminarmente

Otro punto importante es que para garantizar la obtención de una señal con una calidad considerable, ésta debe estar aislada de otras posibles fuentes de contaminación

como señales parásitas, señales de RF, ruido de línea, etc. Por ello cada uno de los osciladores debe estar blindado para reducir parte de los efectos provocados por estas fuentes. Dicho blindaje se realizó cubriendo por completo cada uno de los osciladores con paredes de aluminio a manera de caja de Faraday, además fueron provistas de un mejor aterrizaje eléctrico.

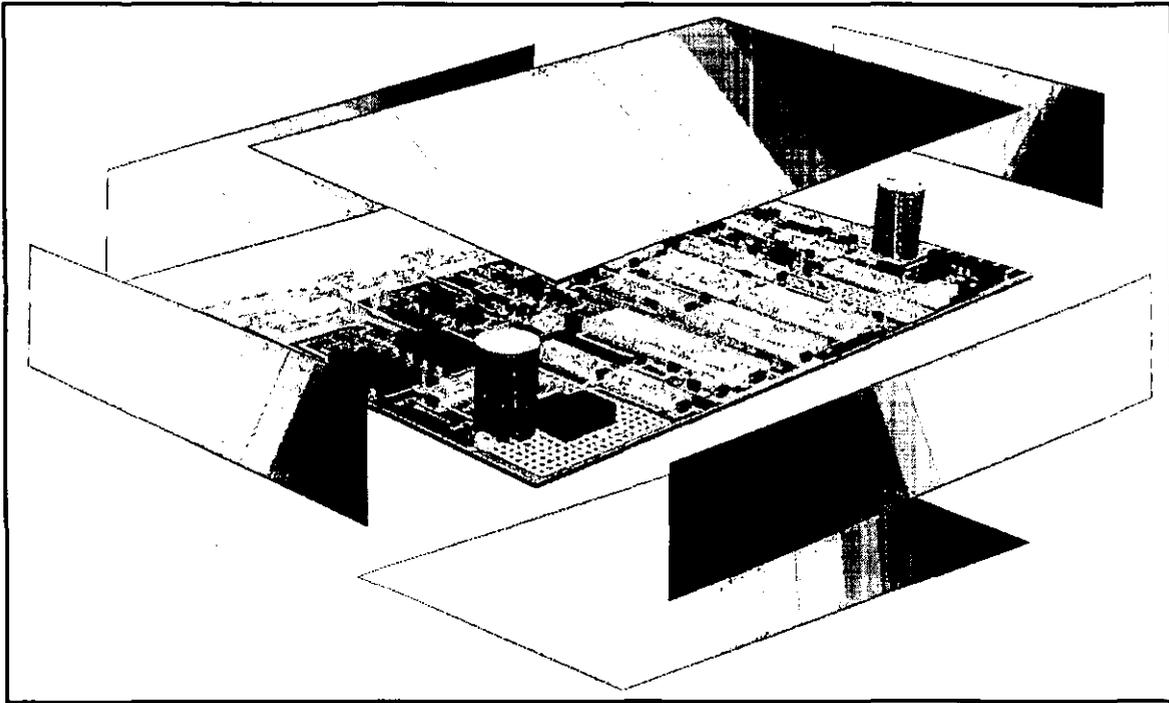


Fig.II.6 Blindaje

Con este procedimiento obtuvimos los siguientes resultados aproximados para cada uno de los osciladores:

- THD + ruido máxima $< 0.2 \%$ considerando que la calibración fue realizada inicialmente observando las componentes espectrales en el osciloscopio y cuantizadas mediante el software Wavestar®.
- THD $< 0.05 \%$ medido a través de un multímetro que mide especialmente THD hasta la 64va. armónica.
- Desplazamiento en frecuencia entre 0.5 y 1 % aprox.
- Estabilidad de amplitud @ 1%

Debe hacerse notar que el proceso de calibración para encontrar la mínima distorsión fue minucioso y elaborado, ya que inicialmente todas las formas de onda obtenidas carecen

de distorsión aparentemente; sólo se detecta la THD mediante el analizador de espectro incorporado al osciloscopio.

La siguiente figura muestra lo que se observa directamente a través del osciloscopio, nótese que no se observa distorsión alguna.

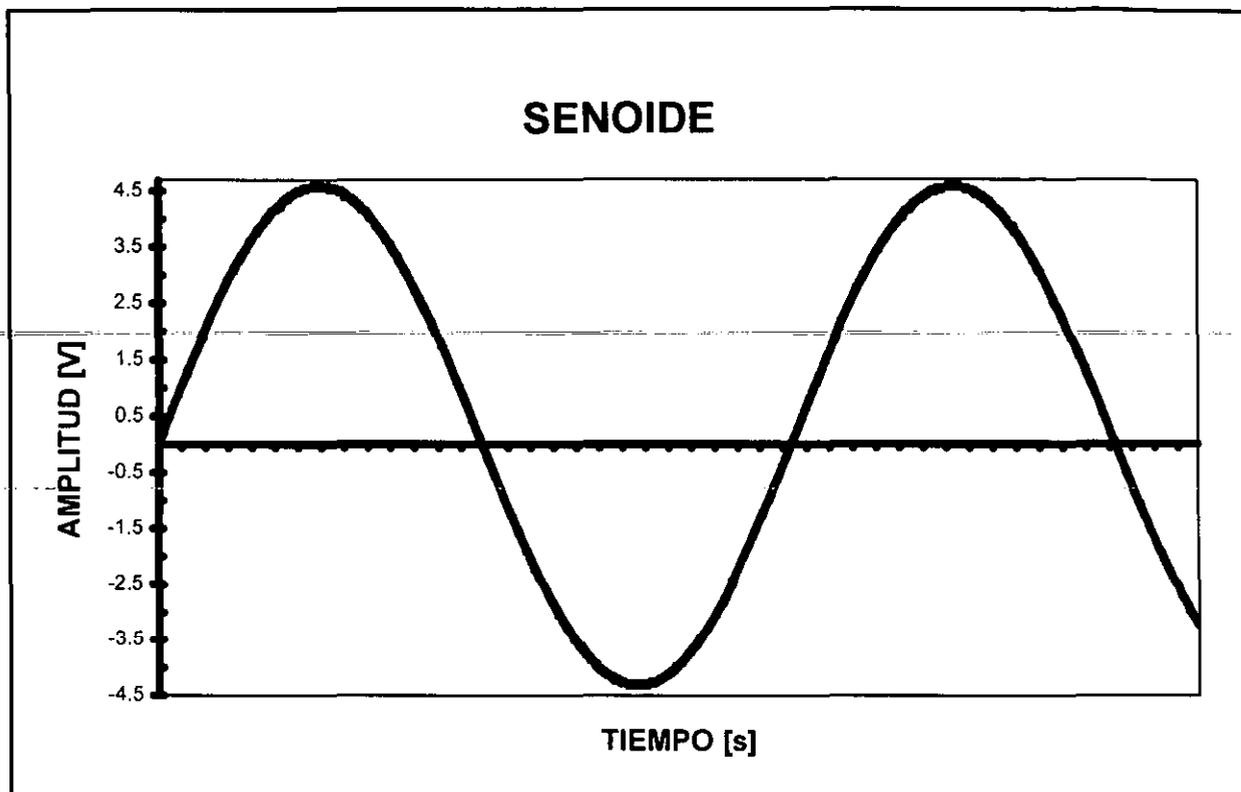


Fig.II.7 Oscilograma sin distorsión aparente

Sin embargo su espectro con una THD del 1% revela que no es totalmente pura, ya que se hallan componentes espectrales en sus armónicos como puede observarse en la siguiente gráfica:

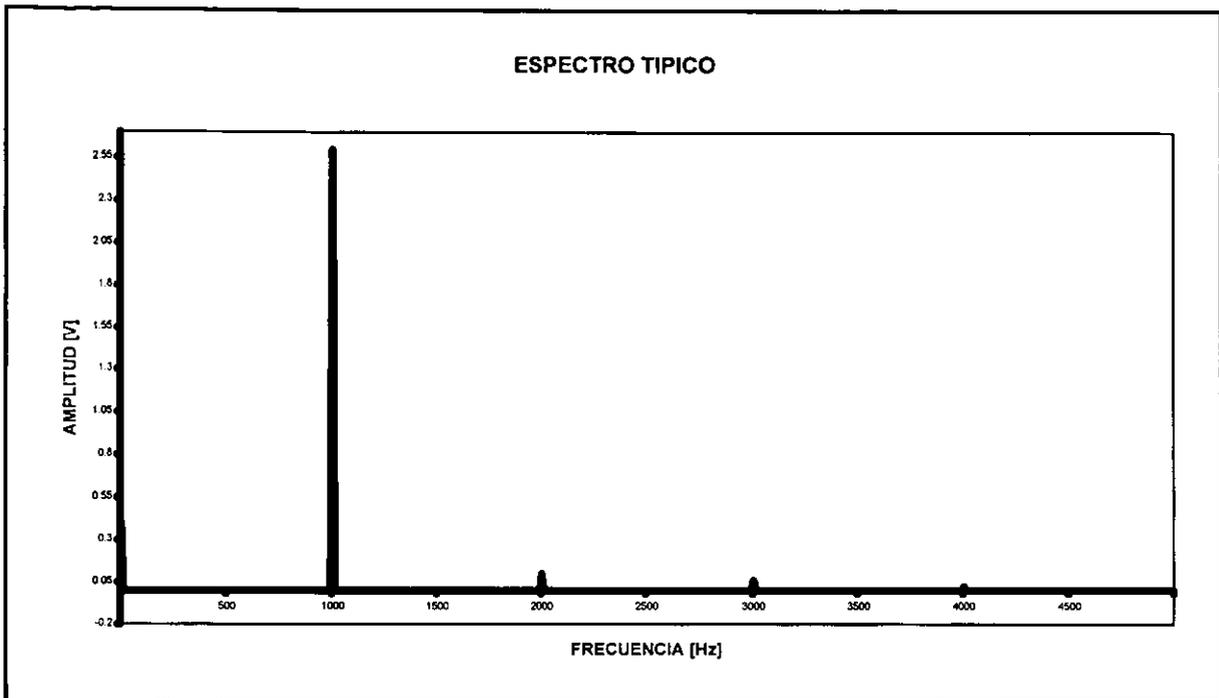


Fig.II.8 Espectro de la señal

Como medio de comparación mostramos una señal distorsionada con su respectivo espectro:

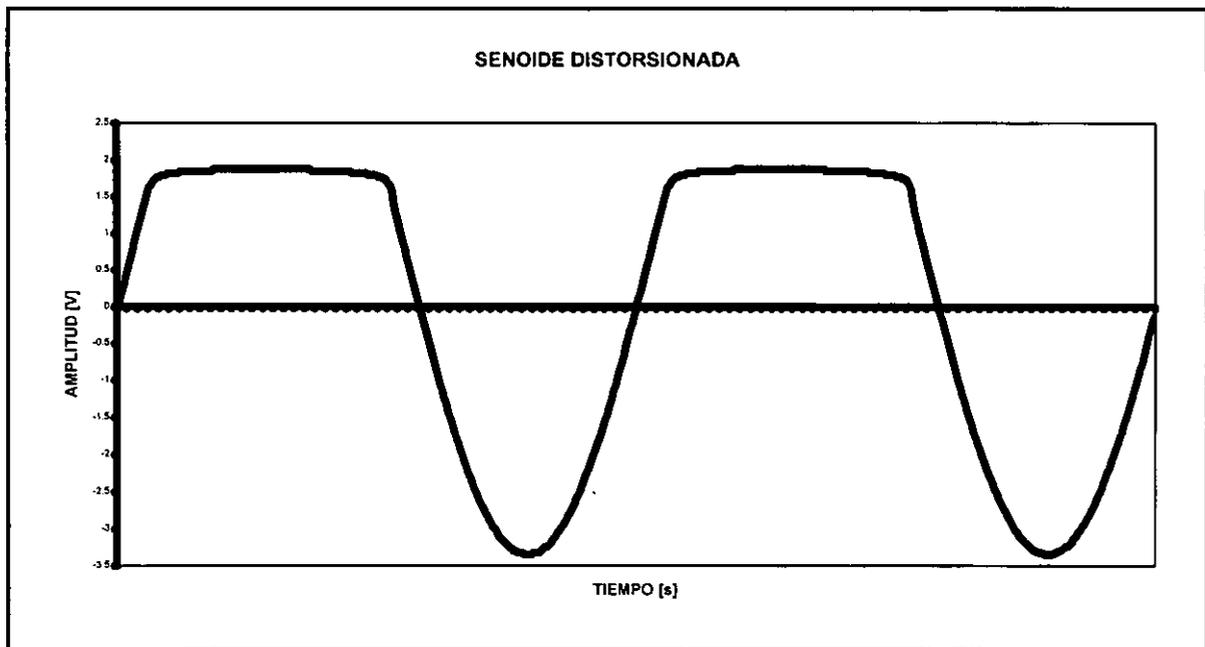


Fig.II.9 Señal con distorsión

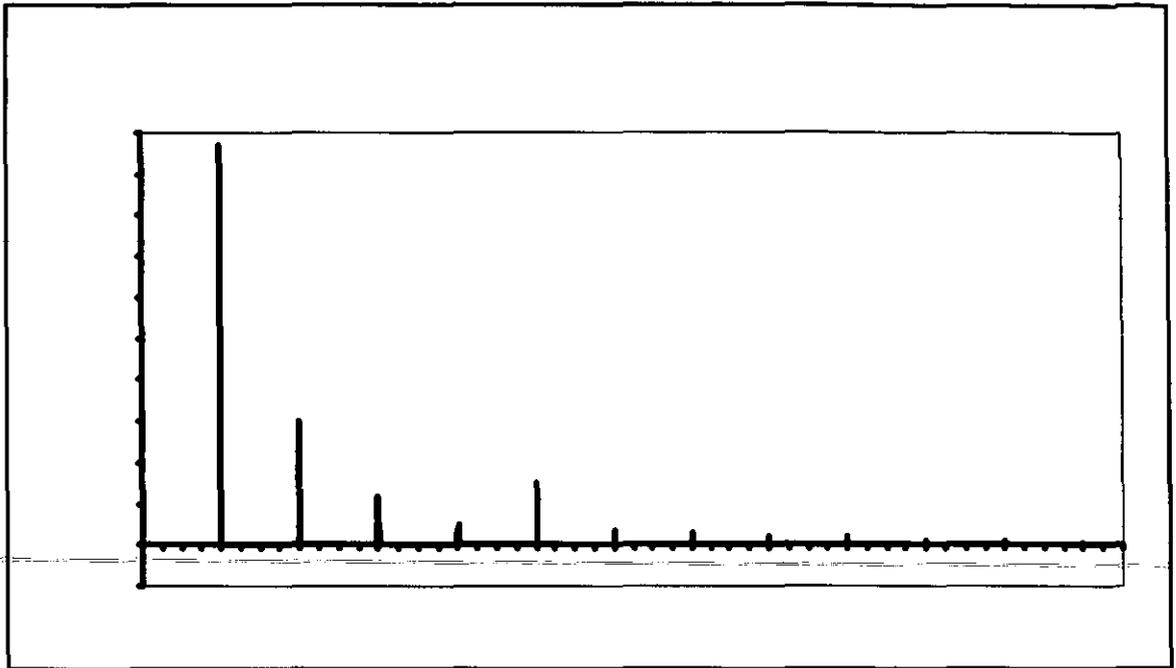


Fig.II.10 Espectro de la señal con distorsión

II.5 SELECTOR DE BANDA

El auxiliar auditivo está provisto de un sistema de ecualización que amplificará con mayor énfasis la zona en la que el paciente esté más afectado dentro del rango del habla (400 Hz - 4 kHz). El sistema distingue y genera el tono de prueba a su vez, por lo tanto el calibrador debe contar con un selector de frecuencia de operación mediante el cual se pueda escoger la frecuencia que excitará al auxiliar auditivo.

El selector de banda funciona básicamente de la siguiente manera: al presionar secuencialmente el push botton se selecciona la frecuencia a la que se desea calibrar, esto quiere decir que al presionarlo por primera vez un led indicador se encenderá en 400 Hz haciendo saber al usuario que el oscilador de dicha frecuencia es el único habilitado. Además, simultáneamente se le estará enviando una palabra binaria de dos bits al PIC, que corresponderá en forma codificada a dicha frecuencia, si se vuelve a presionar el interruptor, la frecuencia que correspondería sería la de 1 kHz, luego respectivamente 3kHz, 4 kHz y nuevamente iniciaría con 400 Hz.

A su vez, previendo posibles efectos de distorsión por intermodulación, el selector de banda cuenta con un mecanismo de selección que inhabilita los osciladores que no estén activos en ese momento.

El selector de banda consiste de cinco estructuras básicas, la primera reside en un circuito monoestable constituido por un chip NE555 que permite seleccionar secuencialmente la frecuencia de operación mediante el accionamiento de un solo botón, brinda a su salida un pulso de duración constante libre de transitorios indeseables (rebotes) causados por el push botton. La segunda consiste en un circuito secuencial divisor de frecuencia que consiste en dos flip-flops tipo D conectados en cascada que proveen una tabla de asignación de estados lógicos de tal forma que se logra codificar en binario el numero de veces que se presiona el push botton que corresponderá a la frecuencia seleccionada; la salida de dicha etapa que consiste en dos terminales se conectan en paralelo al PIC y a un decodificador para su proceso y despliegue respectivamente. La siguiente tabla trata de explicar lo referente al divisor de frecuencia:

Orden de presión secuencial del push botton	Salida Q1 del 1er. Flip-flop	Salida Q2 del 2do. Flip- flop	FRECUENCIA [Hz]
1ra. presión	0	0	400
2da.presión	0	1	1000
3ra. presión	1	0	3000
4ta. presión	1	1	4000
5ta. presión	0	0	400

La tercera consiste en el despliegue de la frecuencia seleccionada, esto se realiza introduciendo la palabra binaria proveniente del divisor de frecuencia a la entrada de un decodificador 2:4, en las salidas de éste último se colocaron leds para indicar cual es la frecuencia seleccionada. La figura siguiente muestra el procedimiento:

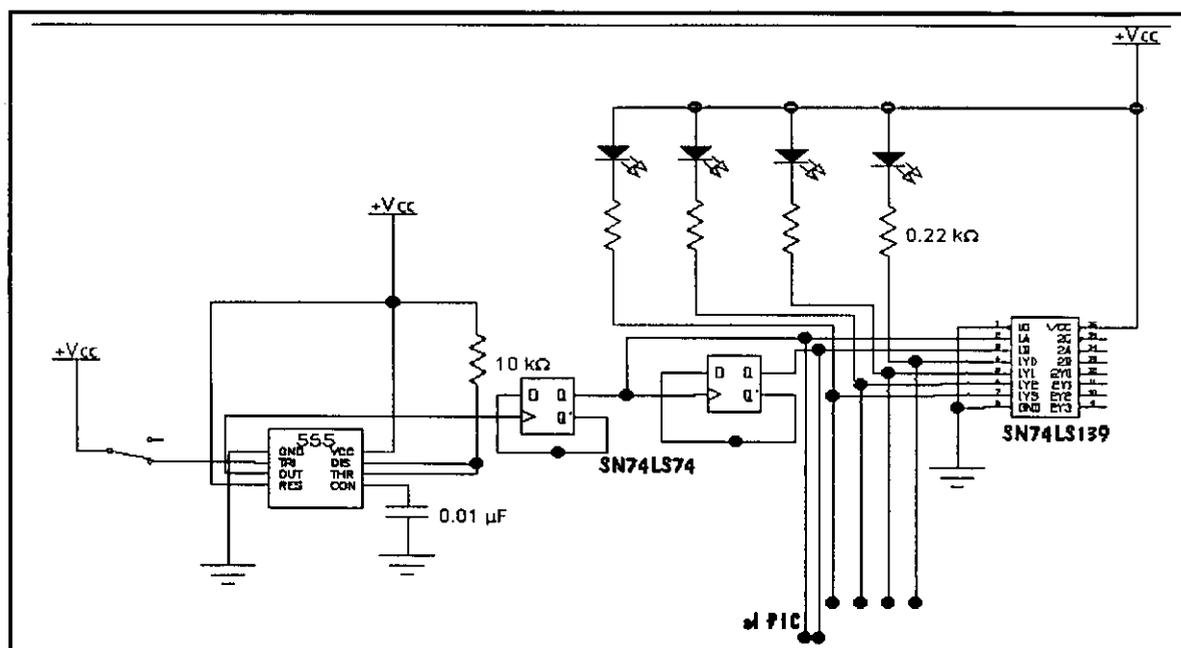


Fig.II.10 Diagrama del selector de frecuencia

La cuarta etapa consiste en el mecanismo de activación del oscilador seleccionado, dicho mecanismo consiste en un transistor de paso. Como su nombre lo indica, permite o no el suministro de energía al oscilador en cuestión, dependiendo si la señal de control proveniente de la salida del decodificador satura o corta al transistor. En este esquema sólo es necesario interrumpir la alimentación del circuito de una sola fuente, condición que inhabilita por completo al oscilador. La figura muestra uno de los circuitos.

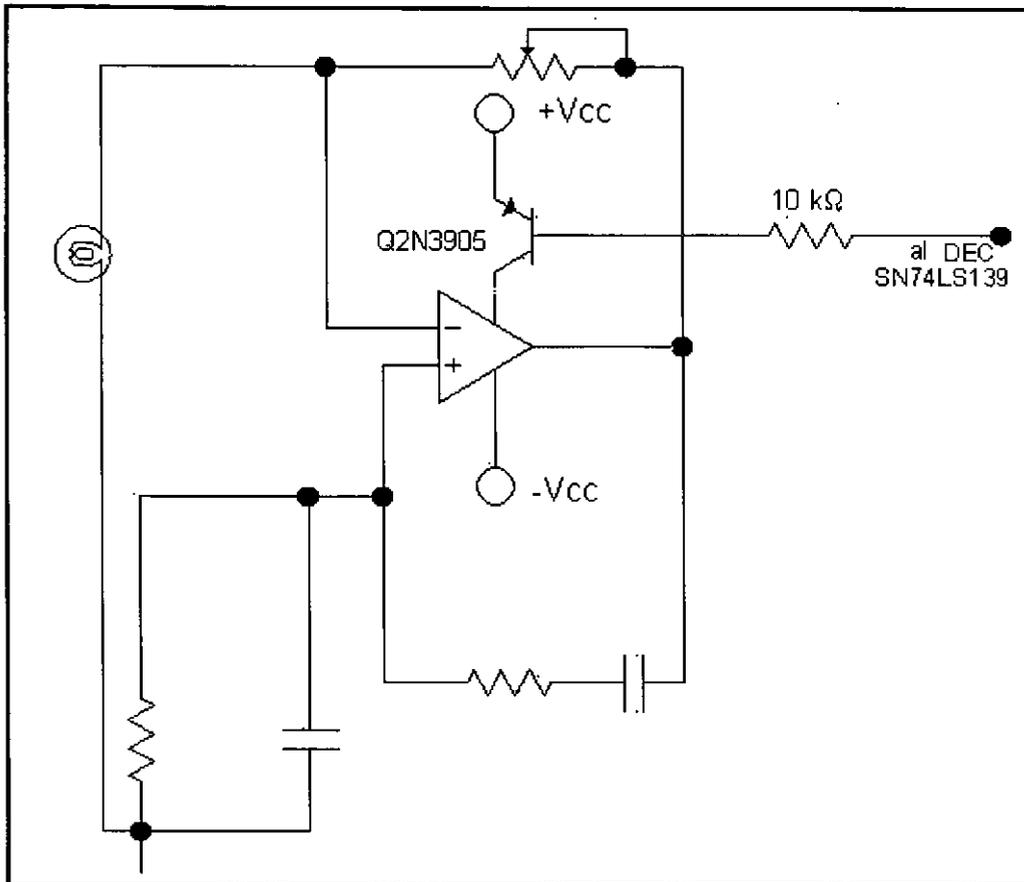


Fig.III1 Mecanismo de activación para el oscilador seleccionado

La quinta etapa consiste en la adecuación de la señal, ya que los osciladores utilizados corresponden a un sistema no lineal. En este caso en particular debido a la topología de los mismos, la amplitud de la señal de salida no se puede modular, además la señal que se inyectará al auxiliar auditivo (ajustado a máxima ganancia) debe tener una magnitud tal que no sature a la etapa equalizadora. Por lo tanto, dicha etapa consiste en atenuar por separado cada una de las señales generadas logrando en ellas igual magnitud, y finalmente transferirlas a un circuito sumador. En este caso no hay estrictamente una suma ya que sólo estará habilitado un oscilador a la vez, pero sirve para no tener nodos en común a la salida de los generadores que pudiesen afectar el desempeño de los mismos. Dado que para esta etapa, las señales provenientes de los osciladores contienen un mínimo de distorsión, también esta última tendrá el blindaje correspondiente.

La siguiente figura muestra la adecuación de un solo oscilador, se indica con líneas punteadas el lugar de los otros osciladores y no se muestra la línea que habilita al oscilador.

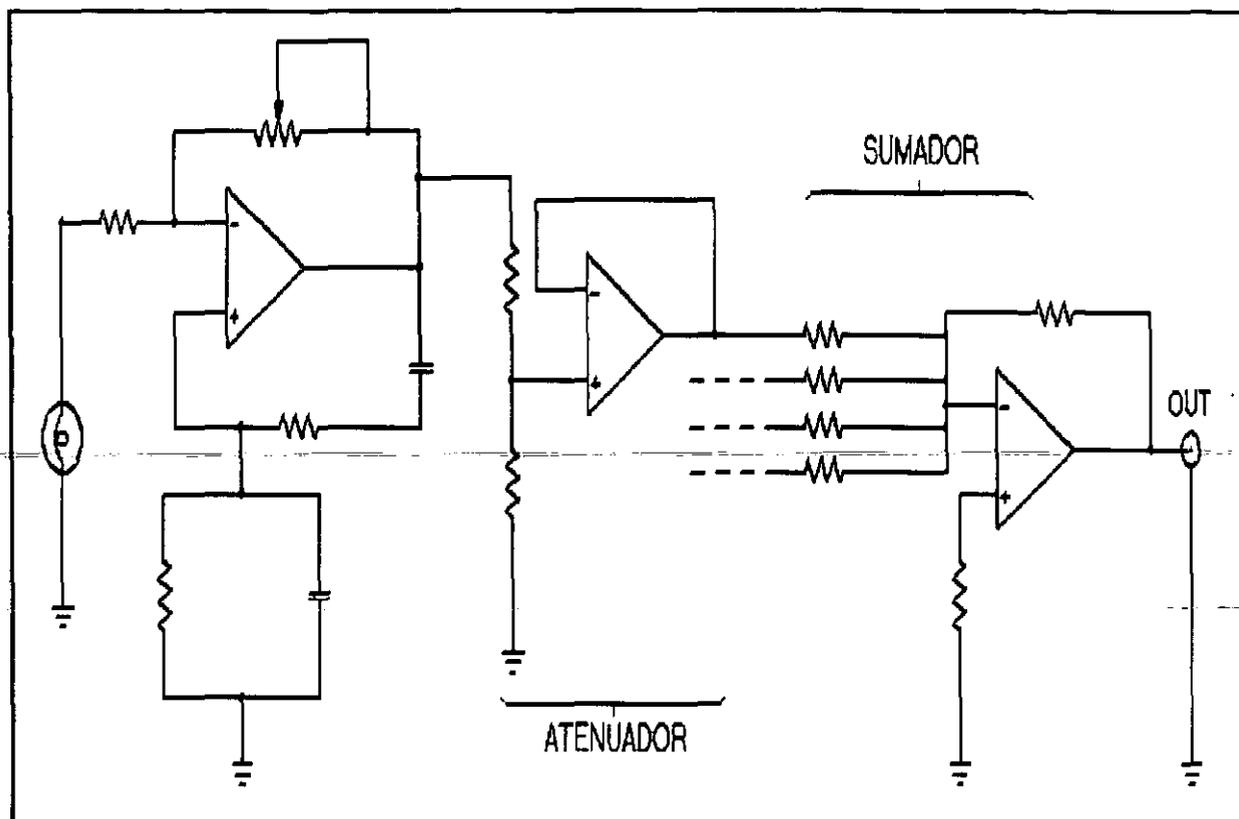


Fig.II.12 Circuito sumador

III. ADECUACION DE LA SEÑAL PARA SU TRATAMIENTO DIGITAL

III.1 CONVERSIÓN RMS-DC

Con respecto a la adecuación de la señal para el tratamiento digital, primero se discutió la forma de obtener una señal que no variase en el tiempo, esto con la intención de evitar errores en el muestreo de la señal, ya que dada la naturaleza de las señales de prueba, será inevitable que el sistema presente desfaseamiento; se optó por utilizar un circuito integrado de propósito específico (AD736), el cual tiene la capacidad de convertir una señal senoidal, como la que se usa en el sistema, en un nivel de corriente directa igual al valor rms de la misma, con ello se logró tener una señal constante de fácil manipulación. Como puede imaginarse, el tratar con un valor constante de la señal tiene muchas ventajas, además, dicho valor conserva una relación constante con la amplitud de la señal, la cual tiene en el valor rms, un representante fiel de su valor a través del tiempo.

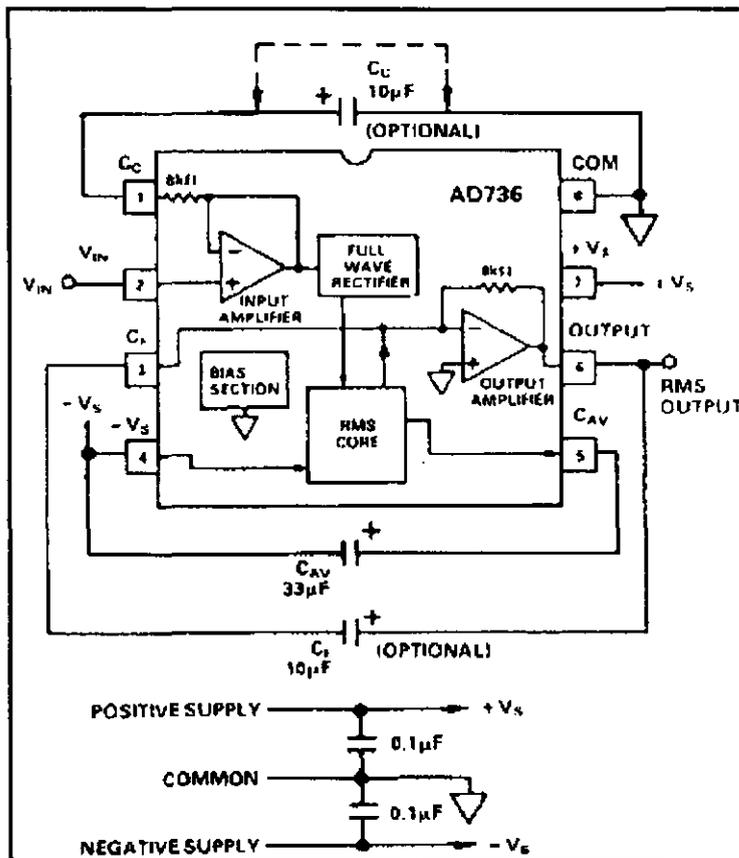


Fig.III.1 Configuración empleada del convertidor RMS-DC

III.2 CONVERSIÓN ANALÓGICA-DIGITAL

Una vez obtenido un valor DC equivalente al valor RMS de la señal en cuestión, se procede a la conversión de éste en un valor digital tal que pueda ser manipulado en un microcontrolador. Para tal efecto, se empleó un dispositivo capaz de convertir una señal de hasta 2V en escala completa, lo cual es ideal para nuestro propósito dado que el auxiliar funciona con 3V_{pp} de máxima escala, lo cual indica un valor de 1.0606V_{rms} aprox. Dadas éstas características, no fue necesario emplear una etapa que modificase la amplitud de la señal de interés lo cual permite que el sistema resultante sea más sencillo. El convertidor en cuestión es un convertidor de precisión, el cual posee una salida del tipo multiplexada, ya que por cada muestra éste entrega 4 ½ dígitos codificados en BCD (4bits por palabra). De entre las múltiples virtudes del dispositivo se explotaron principalmente las siguientes:

- Señal de strobe emitida en cada transmisión de las palabras.
- Terminal Run/HOLD, la cual afecta directamente el proceder del convertidor.
- Reloj externo.

Las razones son las siguientes, la señal de strobe permite tener la certeza del momento en el que se está enviando cada palabra, lo cual es de suma importancia para efectos de comunicación entre éste dispositivo y el microcontrolador que procesará cada dato. La importancia de esta señal radica principalmente en el hecho de que cada muestra en realidad es una secuencia de cinco palabras de cuatro bits cada una (BCD), desde ésta perspectiva, el microcontrolador necesita saber cual de las palabras está siendo enviada para su correcto procesamiento, de otra manera, la comunicación entre los dispositivos podría resultar defectuosa provocando un mal funcionamiento del sistema.

IV. PROCESAMIENTO DE LA SEÑAL

IV.1 EL MICROCONTROLADOR

Para la confección del programa que se encargue de manipular las muestras obtenidas del auxiliar, se eligió un microcontrolador PIC de la gama media, el modelo corresponde al PIC16C74A, el cual es uno de los más versátiles de dicha gama.

La razón principal por la que se eligió éste dispositivo, es que brinda la posibilidad de una expansión futura del sistema por la riqueza y potencial del dispositivo. A continuación se presentan algunas características generales de este tipo de dispositivos.

Los PIC siguen una arquitectura Harvard en la cual la UCP (Unidad Central de Procesos) se conecta, de forma independiente y con buses distintos, con la memoria de instrucciones y con la de datos. Dicha arquitectura permite a la UCP acceder simultáneamente a las dos memorias.

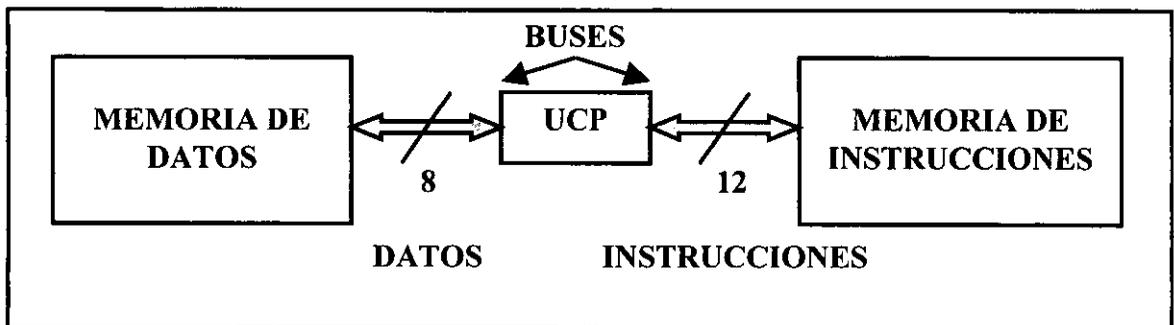


Fig.IV.1 Arquitectura Harvard

La segmentación permite al procesador realizar al mismo tiempo la ejecución de una instrucción y la búsqueda del código de la siguiente. De esta forma se permite ejecutar una instrucción en un ciclo, salvo las de salto que emplean dos ciclos.

Los PIC son RISC (Computador de Juego de Instrucciones Reducido); para la gama media se tienen 35 instrucciones con 14 bits de longitud cada una; esta característica proporciona una gran ventaja en la optimización de la memoria de instrucciones y facilita enormemente la construcción de ensambladores y compiladores. Dado que las instrucciones son ortogonales, cualquiera de ellas puede manejar los elementos de la arquitectura como fuente o como destino. En este tipo de microcontroladores, todos los objetos (puertas de

E/S, temporizadores, posiciones de memoria, etc) están implementados físicamente como registros, es decir, la organización corresponde a un “banco de registros”.

Además, para los microcontroladores PIC de la gama media es posible, a diferencia de los de la gama baja, admitir interrupciones, lo cual hace que la comunicación entre periféricos de distintos dispositivos tenga una adecuada sincronización. Por otro lado, cuentan con comparadores de magnitudes analógicas, convertidores A/D, puertos serie y diversos temporizadores.

IV.2 DISEÑO DEL ALGORITMO

Una vez obtenida la muestra proveniente del CAD debe interpretarse y manipularse de tal forma que, el ajuste del auxiliar auditivo se lleve a cabo de la manera adecuada, recordemos que para esta etapa del sistema el auxiliar auditivo arrojará una señal que estará en función de la frecuencia de la señal suministrada, así como de la amplitud dada en conjunto por cada etapa del sistema. Dicha amplitud será manipulada en la etapa de ecualización, con el fin de compensar aquellas zonas en las que la pérdida se presente con la ganancia indicada para cada tono de prueba (audiograma).

El microcontrolador llevará a cabo varias tareas, como veremos, el programa está estructurado modularmente en funciones específicas, las cuales podemos englobar de la siguiente manera:

IV.2.1 GENERACIÓN DEL PULSO PARA LA OPERACIÓN DEL CAD

El convertidor utilizado posee una terminal Run/Hold que permite controlar la continuidad en la operación del dispositivo. Parte de la forma en que se establece la comunicación entre éste y el PIC, es a través de la generación de un pulso que tendrá lugar en una terminal de alguno de los puertos con los que cuenta el microcontrolador, el que solicitará una conversión en su momento, una vez concluida la manipulación de la muestra actual, el PIC estará listo para recibir la siguiente muestra.

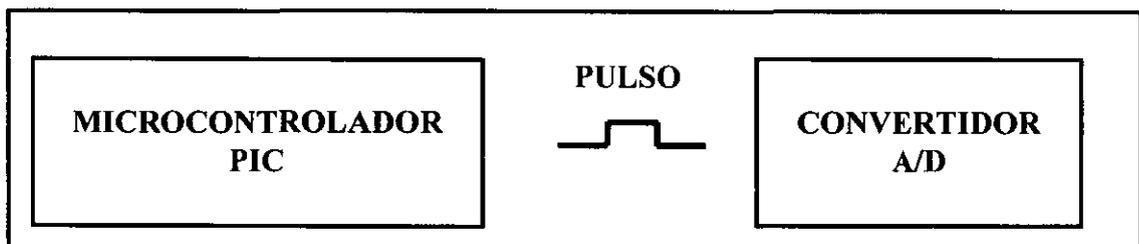


Fig.IV.2 Generación del pulso que provoca la operación del CAD

IV.2.2 RECEPCIÓN DE LOS DÍGITOS

Una vez solicitada la conversión, el microcontrolador recibirá los dígitos codificados en BCD secuencialmente. La comunicación se establece con la recepción del pulso proveniente del convertidor, a través del strobe que acompaña a cada palabra enviada, lo cual genera una interrupción. El programa está provisto con un contador que tendrá

conciencia del dígito que está siendo enviado, es decir, una vez recibido el quinto dígito se entenderá que el siguiente dígito será el primero de la siguiente muestra. Una vez atendida la interrupción y sabiendo qué dígito es el que está siendo recibido, se procede al procesamiento de cada palabra; para el primer dígito (centenas), se multiplica algebraicamente por cien a través de corrimientos y sumas, y se almacena, para el segundo dígito se implementa una multiplicación por diez y se almacena el resultado, para cuando el tercer dígito llega, se tienen las centenas y decenas que se sumarán con este tercer dígito conformando un solo registro mediante una suma algebraica.

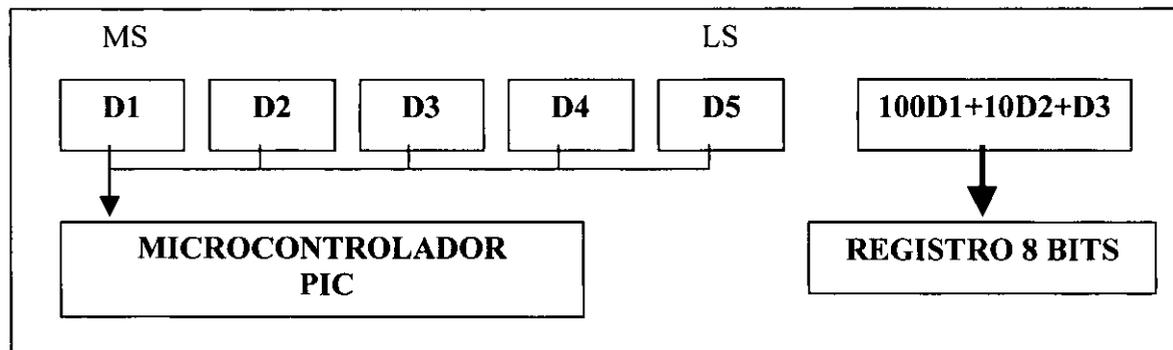


Fig.IV.3 Esquema de la recepción y operación de los dígitos

IV.2.3 GENERACIÓN DEL CONTRADOMINIO

La salida del auxiliar auditivo está limitada a 3Vpp, ya que la alimentación utilizada es de $\pm 1.5V$ proporcionados por dos pilas. El valor RMS máximo para dichas condiciones es aproximadamente $1.0606V_{rms}$, entonces, para nuestro diseño tenemos que en un solo registro de 8 bits hay 256 combinaciones posibles, es decir, podemos incluir 3 dígitos para un máximo de 107 cuentas ($1.0606V_{rms}$) perfectamente, cuantizando para el rango requerido centésimos de volt, suficientes hasta el momento puesto que las pruebas audiométricas contemplan saltos de 5dB, por supuesto que estamos hablando de un rango lineal y uno logarítmico, el cual será dado por las características intrínsecas del acoplamiento acústico del micrófono a utilizar.

Una vez obtenida la muestra y almacenada en un registro, se envía como un “índice de programa”, es decir, se hace un llamado a tabla donde se ubicarán los equivalentes en dBps (decibelios de presión sonora). Esta parte del algoritmo es medular, ya que permite modificar mediante software los correspondientes valores en dBps para cada valor

eléctrico, adecuando cualquier arreglo acústico que presente el audífono. Este último quedará sentado a través de sus “propios valores” en el programa, una vez que haya sido caracterizado con el equipo adecuado.

Valor Eléctrico	Correspondencia Sonora
(V)	(dBps)
0.00	0
0.01	1
0.02	5
0.03	10
⋮	⋮
1.07	100

IV.2.4 PRUEBA DE BANDA DE OPERACIÓN Y COMPENSACIÓN

Cada valor explorado en la prueba del audiograma está compensado con valores estandarizados, es decir, hablar de 50dB @ 500Hz no es lo mismo que hablar de 50dB @ 1000Hz, la razón es la siguiente.

La sensación auditiva depende de muchos factores y es imposible relacionarla con el 0 de intensidad física, por ello se ha tenido que partir de un 0 relativo, establecido de antemano, para poder medir la audición de una manera homogénea. Con objeto de estandarizar el punto de partida de la medida auditiva, los americanos Davis, Fowler, etc., escogieron 100 sujetos jóvenes de ambos sexos, perfectamente sanos, con buena audición y después de tomarles la audiometría hallaron el promedio del umbral mínimo de percepción de todos ellos. Naturalmente, unos comenzaron a oír el tono dado a distinta intensidad que otros, pero el promedio que sacaron entre todos fue de 7 dB en el tono 1000. Esto no corresponde al nivel físico. En las demás frecuencias investigaron igualmente las intensidades mínimas percibidas y sacaron el promedio, obteniendo un trazado que no coincidía con el nivel de energía física aplicada; este nivel era una línea curva que correspondía a diferentes intensidades percibidas según el tono.

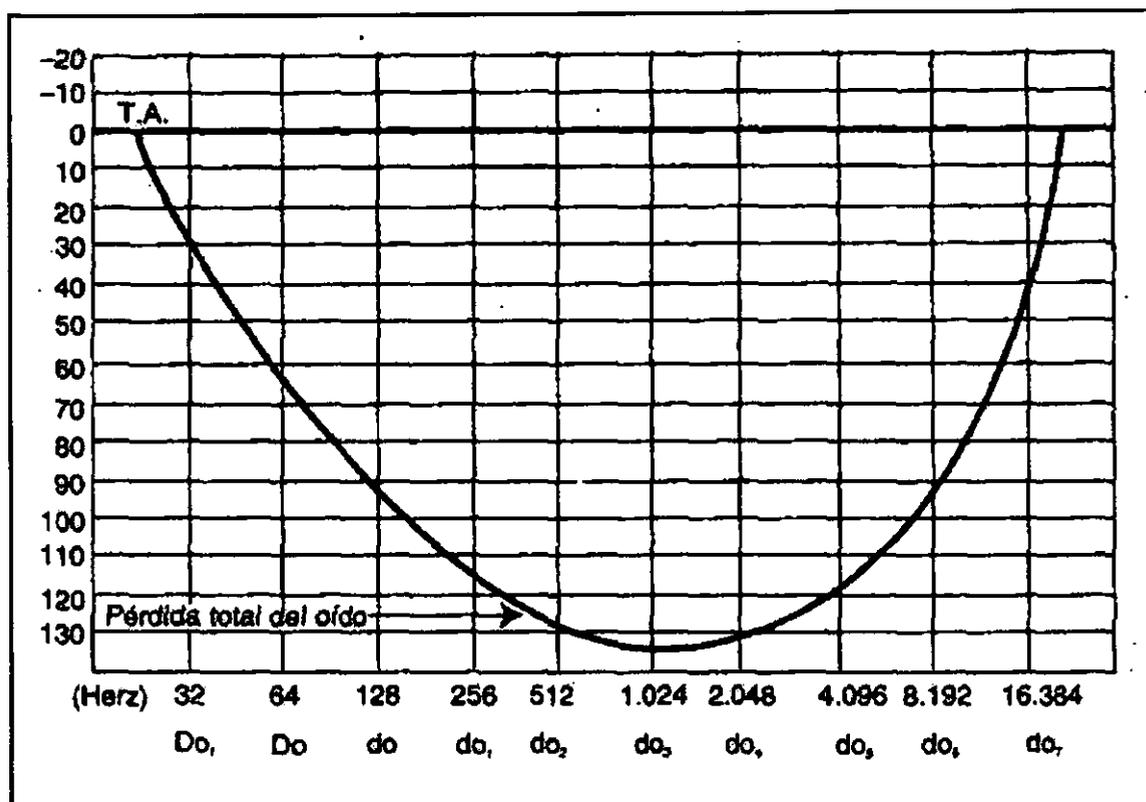


Fig.IV.4 Audiograma americano

Con el objeto de homogeneizar los resultados y facilitar la lectura hicieron un audiograma tipo, El cero está en una línea horizontal, correspondiente al promedio hallado, situada en la parte superior y a partir de ésta las pérdidas en decibelios vienen representadas en líneas paralelas hacia abajo. El audiograma norteamericano es el utilizado actualmente en todo el mundo ; es sencillo, preciso y la anotación y lectura se efectúan fácilmente.

Si bien el audiograma norteamericano está extendido por todas partes, queda por resolver el problema de la exactitud del nivel mínimo auditivo, pues si bien hasta ahora se ha utilizado el promedio descrito, investigaciones posteriores de autores europeos han hecho variar los conceptos. Actualmente se trata de estandarizar el umbral mínimo de audición. Existen dos referencias actuales de este nivel: la de los norteamericanos establecida por la American Standard Association en 1951, conocida como "ASA1951", y la de los europeos preconizada por la International Standard Organization de Ginebra en 1964, denominada "ISO1964".

El nivel ISO parece ser más exacto que el ASA pues los mismos norteamericanos están cambiando el cero audiométrico para que éste sea único. Existe una diferencia de unos diez decibeles entre ambos, tal como puede verse en la figura. Esta desigualdad puede dar origen a ciertos problemas, como ocurriría en casos de seguros de accidentes o de trabajo en los cuales el beneficiario de la póliza quedase fuera de la prima por ese pequeño límite audiométrico al utilizar un nivel en vez del otro. Hacemos notar que para llegar al cero del ISO1964 fueron necesarios estudios e investigaciones en cinco países, promediándose los estudios audiométricos sobre quince grupos de personas jóvenes de diferente sexo.

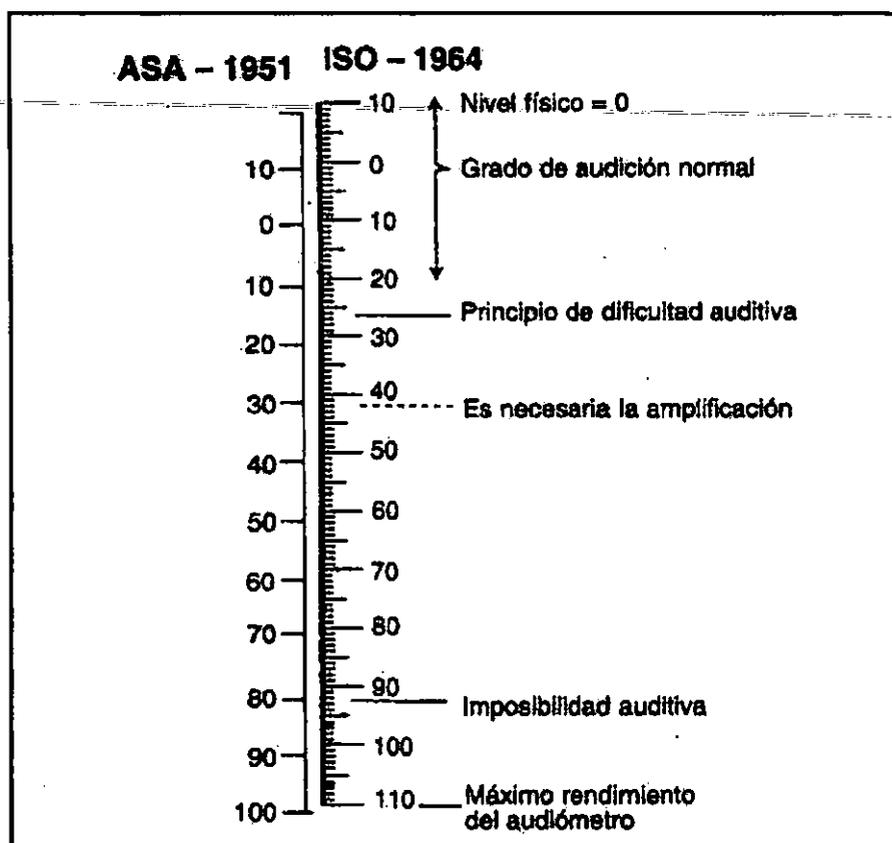


Fig.IV.5 Relación entre ASA1951 e ISO 1964

Es de esperarse que en breve se totalice la universalización de este nivel para que todos los audiómetros contemplen la adaptación de cero ISO1964, que ha empezado a establecerse en casi todos los nuevos aparatos.

Dada la naturaleza descrita de los valores utilizados en la audiometría tradicional y el problema que existe para determinar el nivel utilizado, se requirió tomar en cuenta todas

estas consideraciones, así para el algoritmo; se vió la necesidad de compensar la magnitud obtenida mediante una suma algebraica en software lo cual adecua el dispositivo a los niveles requeridos, sean ISO o ASA. Para ello se implementó un selector de banda que permite saber al microcontrolador qué frecuencia de operación es la que se trabaja, logrando en primera instancia, mediante las mismas líneas de selección, que sólo esté activo el generador del tono correspondiente, y en segundo lugar que la calibración sea más sensitiva con respecto al tono seleccionado.

IV.2.5 DESEMPAQUETAMIENTO DEL DATO

El dato ya con su valor en dBps se encuentra en esta sección del algoritmo en un registro con el valor compensado; para desplegarlo se aíslan los dígitos uno a uno (centenas, decenas y unidades) algebraicamente mediante restas y contadores para su tratamiento individual.

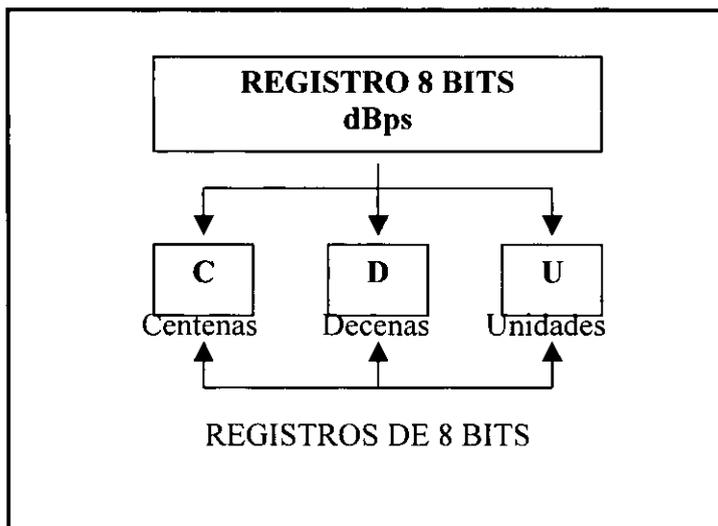


Fig.IV.6 Desempaquetamiento del dato

IV.2.6 CODIFICACIÓN Y DESPLIEGUE

Los dígitos ahora independientes, se codifican mediante una tabla que contiene el valor correspondiente para cada dígito codificado en 7 segmentos para su despliegue, y son enviados por un puerto a los displays correspondientes, los cuales se han provisto de una terminal de control manipulada por software, es decir, se multiplexa la salida por el mismo puerto y se activa un solo dígito a la vez mediante tres líneas de selección.

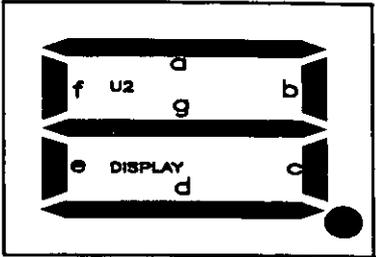
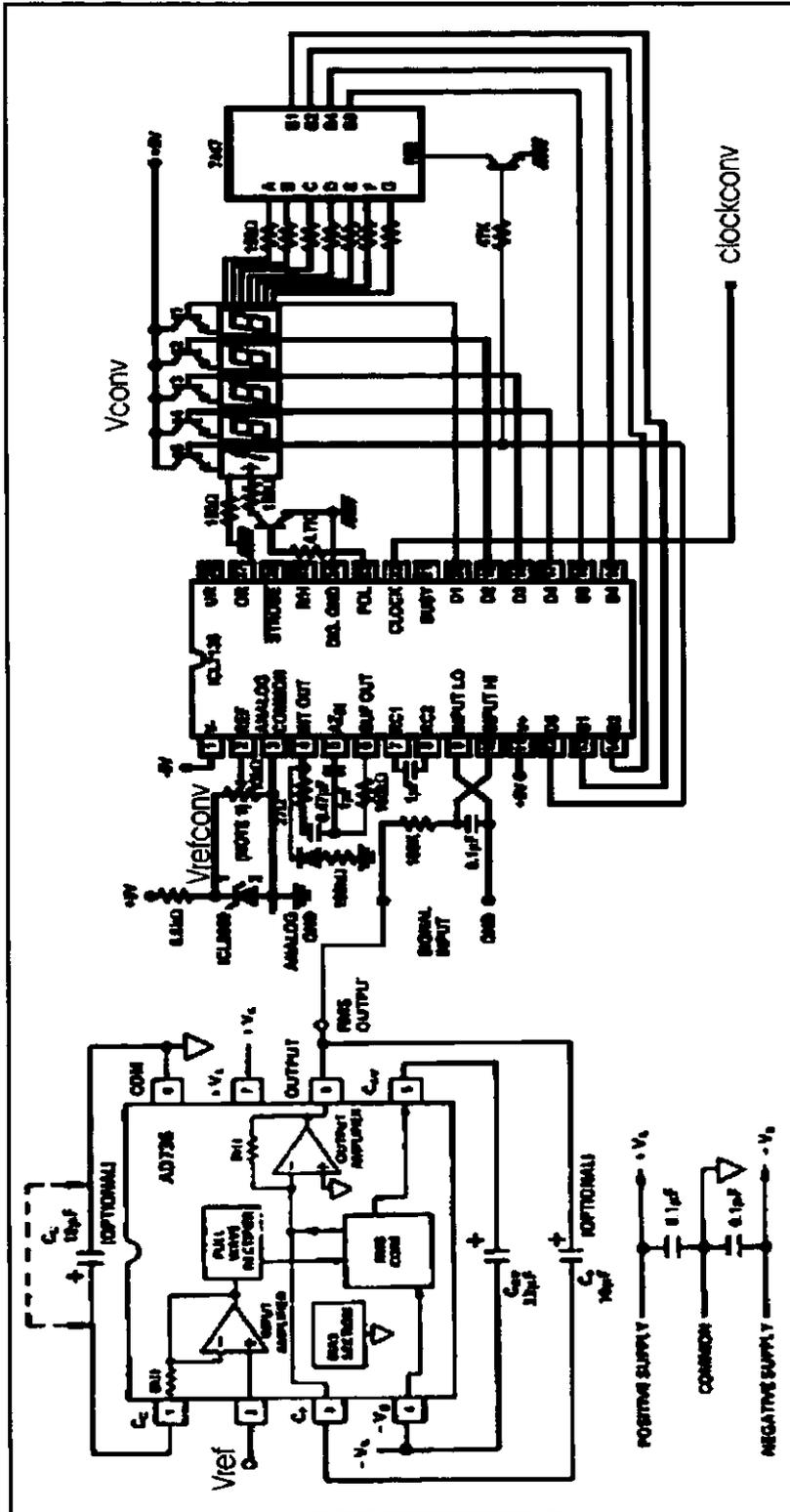
DIGITO	CODIGO 7 SEGS	
0	1000000	
1	1111001	
2	0100100	
3	0110000	
sucesivamente		
9	0010000	

Fig.IV.7 Código empleado para el despliegue en siete segmentos

IV.3 PRUEBAS DEL PROCESAMIENTO DE LA SEÑAL

Para esta prueba se ensambló el convertidor RMS y el convertidor analógico-digital con la configuración sugerida.



Se registraron dos pruebas para distintos voltajes de referencia en el convertidor analógico digital tal como se muestra en los encabezados de las tablas:

Vrefconv=0.979V, V+=5.13V, V=-5.15V, fosconv=466KHz				
Vref (V)	<u>Vconv@500Hz</u>	<u>Vconv@1KHz</u>	<u>Vconv@2KHz</u>	<u>Vconv@4KHz</u>
0.1	0.101	0.101	0.101	0.1
0.2	0.203	0.203	0.202	0.202
0.3	0.306	0.305	0.305	0.304
0.4	0.407	0.406	0.406	0.405
0.5	0.509	0.508	0.507	0.506
0.6	0.608	0.607	0.606	0.606
0.7	0.71	0.709	0.707	0.706
0.8	0.81	0.81	0.809	0.806
0.9	0.91	0.909	0.908	0.906
1	1.01	1.009	1.006	1.004
1.1	1.109	1.107	1.105	1.103
1.2	1.209	1.206	1.204	1.203
1.3	1.309	1.307	1.304	1.302
1.4	1.408	1.407	1.404	1.401
1.5	1.508	1.505	1.503	1.5
1.6	1.606	1.603	1.601	1.599
1.7	1.704	1.7	1.7	1.696
1.8	1.804	1.8	1.797	1.795
1.9	1.9	1.897	1.896	1.893

Vrefconv=0.982V, V+=5.13V, V-=-5.15V, foscconv=466KHz				
Vref (V)	Vconv@500Hz	Vconv@1KHz	Vconv@2KHz	Vconv@4KHz
0.1	0.1	0.1	0.1	0.1
0.2	0.202	0.202	0.201	0.2
0.3	0.305	0.304	0.303	0.303
0.4	0.405	0.405	0.404	0.403
0.5	0.506	0.506	0.504	0.504
0.6	0.605	0.605	0.604	0.602
0.7	0.707	0.706	0.705	0.703
0.8	0.808	0.807	0.805	0.803
0.9	0.906	0.906	0.904	0.903
1	1.006	1.005	1.002	1.001
1.1	1.105	1.103	1.1	1.099
1.2	1.203	1.202	1.2	1.197
1.3	1.302	1.302	1.3	1.297
1.4	1.402	1.401	1.4	1.396
1.5	1.5	1.5	1.498	1.495
1.6	1.599	1.598	1.595	1.593
1.7	1.697	1.696	1.693	1.689
1.8	1.795	1.794	1.791	1.788
1.9	1.891	1.89	1.889	1.886

Como puede observarse, la precisión de esta parte del sistema es muy buena, matemáticamente se puede demostrar que el error máximo en conjunto es menor al 1%.

Una vez analizada esta parte del sistema en donde interactúan el convertidor RMS-DC y el convertidor analógico digital con los resultados mostrados anteriormente, se conecta dicha sección con el microcontrolador el cual como ya se expuso, sensa y convierte a valores audiométricos estandarizados según el tono y su amplitud. Cabe señalar que se usó la configuración anterior conectada al microcontrolador con displays independientes para ver la capacidad y la exactitud en el desempeño del microcontrolador, es decir, se

espera observar en el display del convertidor el valor eléctrico de la señal en cuestión mientras que en el display del microcontrolador se observará un valor controlado por software. Se muestran a continuación fotografías del ensamble de ambas partes, en una tarjeta se tiene la configuración de la que se obtuvieron las tablas anteriores, en una segunda independiente, se tiene el microcontrolador, se reitera que esto se hizo con fines comparativos, es decir, observar los tiempos de reacción del microcontrolador con respecto a la otra parte del sistema y su adecuación a los valores mostrados en la primera sección del procesamiento de la señal.

FOTOGRAFÍAS.

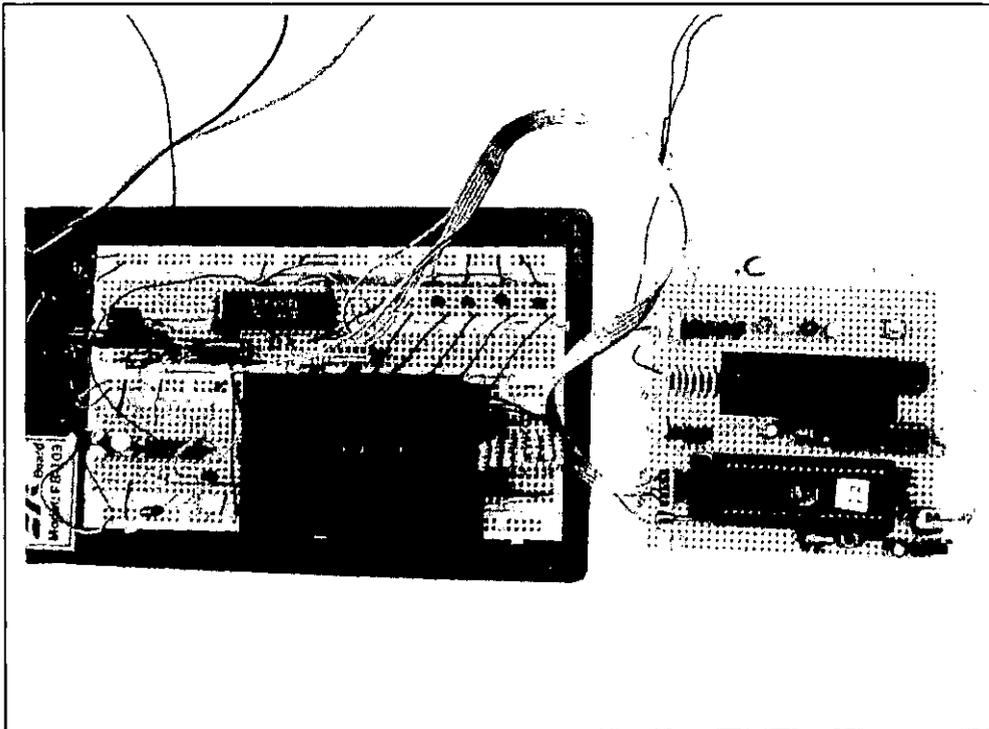
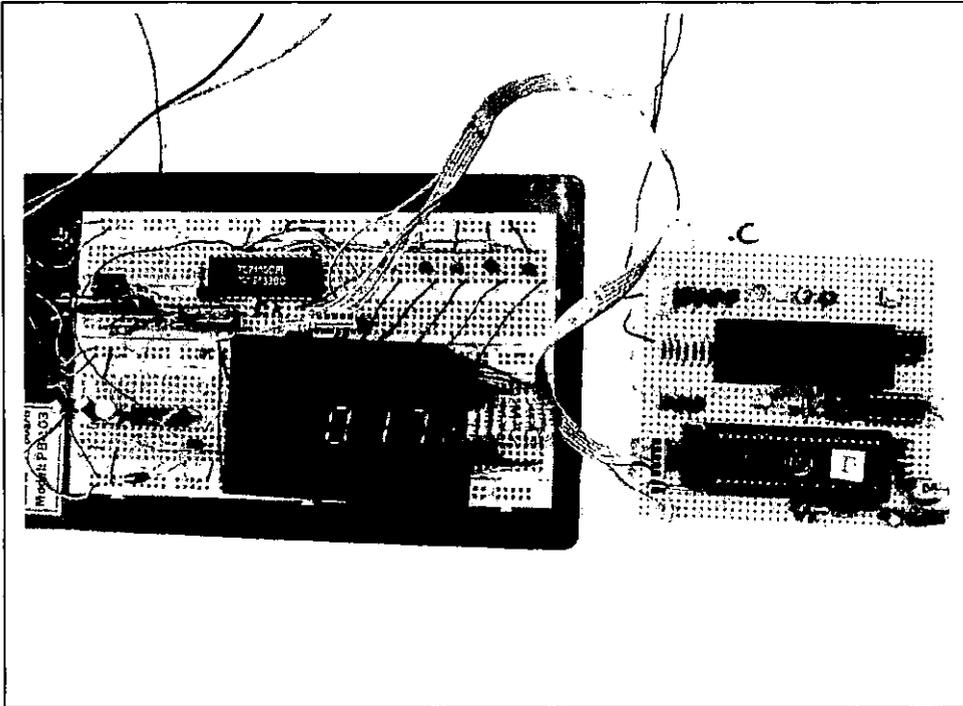


Fig.IV.8 Configuración para dos valores de compensación

CONCLUSIONES

Es evidente que para solucionar un problema tan complicado como es la hipoacusia, al menos en su generalidad, se necesita de un proyecto que involucre un gran número de colaboradores. Una tarea multidisciplinaria como ésta no es sencilla, sin embargo, electrónicamente hablando, aquí se expuso una parte de esa enorme tarea, que se espera sea útil en breve.

En este trabajo se demostró que con pocos recursos puede ofrecerse una alternativa que si bien no soluciona la totalidad de problemas de audición, puede beneficiar a un número considerable de casos de la mejor forma, acoplando las características de un auxiliar auditivo a las normas audiométricas, a través de un método que se adecua a las necesidades que presente el sistema en cuanto a la distribución de la energía en el intervalo de frecuencia del habla que el sujeto requiera.

Los resultados obtenidos satisfacen los requerimientos planteados, con base en la prueba de exploración audiométrica (audiograma) se ajusta el auxiliar a las necesidades del paciente. La principal ventaja que se ofrece es que el sistema se ajusta a cada micrófono que se desee emplear, tan sólo caracterizándolo con la instrumentación adecuada y fijando los valores correspondientes en el software, esto es, dada la conversión exacta del nivel eléctrico a dBps de cada micrófono en específico, se procede a implantar ésta en el software además de la compensación requerida por el llamado cero audiológico que como ya se expuso, no corresponde al cero físico y varía de tono en tono. Por ello es que para la caracterización del micrófono se requiere de equipo especializado como los oídos artificiales que emulan al humano en el aspecto de la recepción del sonido.

Se logró que la operación del calibrador sea muy sencilla, se toma el valor proveniente del audiograma donde haya mayor pérdida y se ajusta al máximo en su tono correspondiente, los demás niveles se ajustan con respecto a éste con el fin de aprovechar al máximo las características de amplificación del dispositivo. La señalización de las operaciones es muy didáctica, se tienen leds que indican que banda se está probando y displays de siete segmentos que indican el valor que se obtiene a la salida del auxiliar con entrada controlada.

APÉNDICE A

LISTADO DEL PROGRAMA

```
.....
.....
.....
```

PROGRAMA QUE CALIBRA LA AYUDA AUDITIVA

```
.....
.....
```

JERARQUIA DEL PROGRAMA

```
list P=PIC16C74A, F=INHX8M, C=160, N=80, ST=OFF, MM=OFF, R=DEC
include "C:\archiv~1\mplab\P16C74A.INC"
__CONFIG (_CP_OFF & _PWRTE_ON & _HS_OSC & _WDT_OFF & _BODEN_OFF)
errorlevel -302
```

```
;; P=PIC16C74 selecciona el microcontrolador empleado.
;; F=INHX8M indica al ensamblador cual de los tres posibles formatos HEX creará
;; C=160, N=80 indica 160 columnas por 80 renglones en el archivo de salida LST
;; ST=OFF; MM=OFF indica al ensamblador llevar la tabla de simbolos y el mapa de
;; memoria fuera del archivo de listado.
;; R=DEC indica que la base numerica por default es la decimal
;; include "C:\archiv~1\mplab\P16C74A.INC" indica la ubicacion donde se halla el
;; archivo INC que sirve para ubicar pines, nombres y registros del PIC en uso.
;; __CONFIG (" ") es una directiva para especificar la palabra de configuración
;; _CP_OFF Indica la característica de protección de código deshabilitada
;; _PWRTE_ON habilita el power-up timer
;; _HS_OSC indica el tipo de oscilador (cristal)
;; _WDT_OFF deshabilita el watchdog timer
;; _BODEN_OFF deshabilita el brown-out reset
```

```
***** IGUALACIONES *****
*****
*****
```

***** REGISTROS INTERNOS Y BITS

```
TMR0 EQU 01H
STATUS EQU 03H
PORTA EQU 05H
PORTB EQU 06H
PORTC EQU 07H
OP EQU 81H
TRISA EQU 85H
TRISB EQU 86H
TRISC EQU 87H
ADCON1 EQU 9FH
CP EQU 0
W EQU 0
F EQU 1
Z EQU 2
CARRY EQU 0
RP0 EQU 5
TOIF EQU 2
TOIE EQU 5
GIE EQU 7
INTCON EQU 0BH
```

:***** REGISTROS VARIABLES EN RAM

```

BANK0 EQU 20H ;INICIA EN LA LOCALIDAD 20H
      ORG BANK0
      CBLOCK
      WORD1
      WORD2
      WORD3
      CUATRO
      TREINTA
      CENTENA
      DOS
      DECENA
      MUESTRA
      SALTO
      DBPS
      FREC
      RESULT
      RES1
      CIEN
      MSD
      CONTA
      RETEN
      CONTB
      W_TEMP
      STATUS_TEMP
      CINC
      RET ;FINALIZA EN LA LOCALIDAD XXH
      ENDC
  
```

:***** VECTORES DE ATENCION *****

```

      org h'00' ;SEÑALO EL AREA DONDE SE UBICARA EL PROGRAMA CUANDO OCURRA UN RESET
      goto MAIN
      org h'04' ;SEÑALO EL AREA DONDE SE UBICARA EL PROGRAMA CUANDO OCURRA UNA
INTERRUPCION
      goto INTSERVICE
  
```

```

:*****
:*****
:*****
:***** MAINLINE *****
:*****
:*****
:*****
  
```

```

MAIN CALL INICIA
      CALL PULSO
      CALL ESPERA
  
```

:***** INICIA *****

```

INICIA BSF STATUS,R0 ;Selecciono la pag1
      MOVLW 10111000B ;Habilito en la transición H-L el flanco de TMR0
  
```

```

MOVWF OP           ;Habilito RA4/T0CK1 como fuente de TMR0
CLRF TRISB         ;Configuro PORTB como salida (7 SEGMENTOS,R/H)
MOVLW 11111111B   ;Configuro PORTC como entrada (BCD, FREC)
MOVWF TRISC
MOVLW 16           ;Configuro PORTA como salida BITS(0-3,5 Y 6)
MOVWF TRISA       ;y BIT 4 como entrada (cuenta eventos externos TMR0)
MOVLW 7           ;Configuro entradas digitales en el PORTA
MOVWF ADCON1
BCF STATUS,RP0    ;Selecciono la pag0
CLRF PORTB        ;Limpio PORTB
CLRF PORTC        ;Limpio PORTC
BSF INTCON,T0IE   ;Habilito a TMR0 como fuente de interrupcion
MOVLW 11111111b
MOVWF TMR0        ;Inicializo tmr0 listo para desbordarse
MOVLW 5           ;Cargo CINC con un 5
MOVWF CINC
BSF INTCON,GIE    ;Habilito las interrupciones
RETURN

```

..... PULSO

```

PULSO BSF PORTB,7 ;Genero pulso para el convertidor
RETURN

```

..... ESPERA

:Poleo el valor de la muestra mientras llegan las
:correspondientes interrupciones

```

ESPERA MOVF CIEN,W ;Envio CIEN al PORTB que corresponde a las centenas
CLRF PORTA
MOVWF PORTB
MOVLW 4           ;Habilito en PORTA el correspondiente display
MOVWF PORTA
CALL RETARDO     ;Retengo el dato
MOVF MSD,W       ;Envio MSD al PORTB que corresponde a las decenas
CLRF PORTA
MOVWF PORTB
MOVLW 2           ;Habilito en PORTA el correspondiente display
MOVWF PORTA
CALL RETARDO     ;Retengo el dato
MOVF RESULT,W    ;Envio RESULT al PORTB que corresponde a las unidades
CLRF PORTA
MOVWF PORTB
MOVLW 1           ;Habilito en PORTA el correspondiente display
MOVWF PORTA
CALL RETARDO     ;Retengo el dato
GOTO ESPERA

```

..... RETARDO

```

RETARDO MOVLW 25 ;Cargo en RET un 25
MOVWF RET ;Decremento RET hasta el cero y salgo
RETARD DECFSZ RET,F

```

GOTO RETARD
 RETURN

```

:*****
:***** RUTINA DE SERVICIO DE INTERRUPCION *****
:*****
    
```

:Esta rutina abarca todas las interrupciones; esta primero resguarda
 :los registros "W" y "STATUS" contra posibles alteraciones en su contenido.
 :Se asume que el direccionamiento directo en el código de MAINLINE para acceder
 :a las localidades del banco 1 no será usado. Esta poleara cada una de las
 :posibles fuentes de interrupción para determinar su servicio necesario

INTSERVICE

```

MOVWF W_TEMP ;Resguardo los registros "W" y "STATUS" en RAM
SWAPF STATUS,0 ;Muevo STATUS a W sin afectar el bit Z y lo copia
BCF STATUS,RP0 ;en STATUS_TEMP sin considerar el banco
MOVWF STATUS_TEMP ;actual en uso (se cambia al banco0)
    
```

:***** poleando la rutina de interrupción

```

POLL BTFSC INTCON,T0IF ;Conector de la interrupción
GOTO INTERUP
    
```

:***** restaurando los registros "W" y "STATUS" de la interrupción

```

SWAPF STATUS_TEMP,0 ;Restauró STATUS sin afectar el bit Z y lo copia
MOVWF STATUS ;en STATUS
SWAPF W_TEMP,1 ;Restauró a W sin afectar el bit Z
SWAPF W_TEMP,0
RETFIE
    
```

:***** Rutina INTERUP

:* Dicha rutina se ejecuta si y solo si existe un desbordamiento en el reg. TMR0
 :* lo que indica la entrada de un pulso (de 5 pulsos) proveniente del STROBE del
 :* A/DC

```

INTERUP DECFSZ CINC,F ;El valor inicial de CINC es 5, en la rutina de
GOTO CUATR ;interrupción verifico que valor existe en CINC
NOP ;y salto a la subrutina correspondiente
GOTO DIG1
CUATR DECFSZ CINC,F
GOTO TRE
NOP
GOTO DIG2
TRE DECFSZ CINC,F
GOTO DO
NOP
GOTO DIG3
DO DECFSZ CINC,F
GOTO DIG5
NOP
GOTO DIG4
    
```

:***** SUBROUTINAS QUE ATIENDEN LA INTERRUPCION

DIG5 :*****MULTIPLICACION POR CIEN

```

MOVWF PORTC,W      ;Cargo el registro WORD1 con el valor
ANDLW 00001111B    ;que proviene del Convertidor A/D
MOVWF WORD1        ;solo considero los 4 bits menos significativos
BCF STATUS,CARRY   ;Limpio el bit de CARRY ya que habra una rotación a la izq.
RLF WORD1,F        ;Recorro un bit a la izq. mult X 2 guardo en word1
BCF STATUS,CARRY   ;Limpio el bit ce del reg. STATUS
RLF WORD1,W        ;Recorro un bit a la izq.mult X 4 guardo en w
MOVWF CUATRO       ;Vacio el contenido de W en un registro llamado CUATRO
MOVWF WORD1        ;Actualizo WORD1
BCF STATUS,CARRY   ;Limpio el bit ce del reg. STATUS
RLF WORD1,F        ;Recorro un bit a la izq. mult X 8 guardo en WORD1
BCF STATUS,CARRY   ;Limpio el bit cero de CARRY del reg. STATUS
RLF WORD1,F        ;Recorro un bit a la izq. mult X 16 guardo en WORD1
BCF STATUS,CARRY   ;Limpio el bit,cero de CARRY del reg. STATUS
RLF WORD1,W        ;Recorro un bit a la izq. mult X 32 guardo en W
MOVWF TREINTA      ;El contenido de W (32 veces el numero original)lo vacio en TREINTA
MOVWF WORD1        ;Cargo a WORD1 con el valor que tiene TREINTA
BCF STATUS,CARRY   ;Limpio el bit CARRY del reg. STATUS
RLF WORD1,W        ;Recorro un bit a la izq. mult X 64 guardo en W
ADDWF TREINTA,W    ;Sumo el contenido de W (64 veces el No. original)
ADDWF CUATRO,W     ;con TREINTA(32 veces) y con CUATRO(4 veces)
MOVWF CENTENA      ;W contiene 100 veces el numero original, guardo en CENTENA.
MOVLW 4            ;Actualizo CINC para la siguiente interrupción
MOVWF CINC         ;que corresponderá al siguiente dígito
MOVLW 255         ;Actualizo TMR0 para que haya desbordamiento e interrupción
MOVWF TMR0
BCF INTCON,T0IF   ;Limpio la bandera de interrupción
GOTO POLL

```

DIG4 :*****MULTIPLICACION POR DIEZ

```

MOVWF PORTC,W      ;Cargo el registro WORD2 con el valor
ANDLW 00001111B    ;solo considero los 4 bits menos significativos
MOVWF WORD2        ;que proviene del Convertidor A/D
BCF STATUS,CARRY   ;Limpio CARRY ya que habra una rotación a la izq.
RLF WORD2,W        ;Recorro un bit a la izq. de WORD2 con objeto de multiplicar
MOVWF DOS          ;por 2, guardo en DOS
MOVWF WORD2        ;actualizo WORD2 con DOS
BCF STATUS,CARRY   ;Limpio el bit CARRY del reg. STATUS
RLF WORD2,F        ;Recorro un bit a la izq. mult X 4 guardo en WORD2
BCF STATUS,CARRY   ;Limpio el bit cero de CARRY del reg. STATUS
RLF WORD2,W        ;Recorro un bit a la izq. de WORD2 mult X 8 guardo en W
ADDWF DOS,W        ;Sumo el contenido de W (8 veces el No. original) con DOS
MOVWF DECENA       ;w tiene 10 veces el numero original, este se aloja en DECENA.
MOVLW 3            ;Actualizo CINC para la siguiente interrupción
MOVWF CINC
MOVLW 255         ;Actualizo TMR0 para que haya desbordamiento e interrupción
MOVWF TMR0
BCF INTCON,T0IF   ;Limpio la bandera de interrupción
GOTO POLL

```

```

DIG3    ;***EMPAQUETAMIENTO
MOVWF  PORTC,W           ;Cargo el registro WORD3 con el valor
ANDLW  00001111B        ;solo considero los 4 bits menos significativos
MOVWF  WORD3             ;que proviene del Convertidor A/D
ADDWF  DECENA,W          ;Sumo el contenido de WORD3 con DECENA guardo en w
ADDWF  CENTENA,W        ;Sumo el contenido de W con CENTENA
MOVWF  MUESTRA           ;El contenido de W se carga en MUESTRA.
MOVLW  LOW TAB           ;Cargo los 8 BMeS de TAB
ADDWF  MUESTRA,F         ;Hago la suma
MOVLW  HIGH TAB          ;Cargo los 5 BMaS de TAB
BTFS   STATUS,CARRY     ;Verifico el desbordamiento
ADDLW  1                 ;Hubo desbordamiento entonces incremento
MOVWF  PCLATH            ;Cargo la parte alta d la dirección
MOVF   MUESTRA,W         ;Cargo el salto
CALL   TAB               ;Llamo a subrutina
MOVWF  DBPS              ;Cargo en DBPS el correspondiente en dBps del valor eléctrico
    
```

;***ROUTINA DE COMPENSACION CON CUATRO BITS DE SELECCION

```

MOVWF  PORTC,W           ;Leo de PORTC la frecuencia en la que se esta operando
ANDLW  00110000B        ;Solo considero los bits 4 y 5
MOVWF  FREC              ;Guardo el resultado en FREC para no perder el dato en la operacion
XORLW  00000000B        ;Pruebo si se trata de la primer banda
BTFS   STATUS,Z          ;
GOTO   MEDKA             ;Es la primer banda salto a MEDKA
MOVF   FREC,W            ;No es la primer banda, FREC a W para volver a probar
XORLW  00010000B        ;Pruebo si se trata de la segunda banda
BTFS   STATUS,Z          ;
GOTO   UNKA              ;Es la segunda banda salto a UNKA
MOVF   FREC,W            ;No es la segunda banda, FREC a W para volver a probar
XORLW  00100000B        ;Pruebo si se trata de la tercer banda
BTFS   STATUS,Z          ;
GOTO   DOSKA             ;Es la tercer banda salto a DOSKA
GOTO   CUAKA             ;Es la cuarta banda salto a CUAKA
    
```

;***COMPENSACION

```

MEDKA  MOVF  DBPS,W       ;Inicio compensación para 500HZ
        ADDLW 10          ;Sumo 20 dBps para 500Hz
        MOVWF RESULT      ;Alojo el resultado en RESULT
        GOTO  CONVERS     ;Voy a CONVERS donde desempaquetaré y convertiré a 7 segs
UNKA   MOVF  DBPS,W       ;Inicio compensación para 1KHz
        ADDLW 20          ;Sumo 25 dBps para 1KHz
        MOVWF RESULT      ;Alojo el resultado en RESULT
        GOTO  CONVERS     ;Voy a CONVERS donde desempaquetaré y convertiré a 7 segs
DOSKA  MOVF  DBPS,W       ;Inicio compensación para 2KHz
        ADDLW 30          ;Sumo 30dBps para 2KHz
        MOVWF RESULT      ;Alojo el resultado en RESULT
        GOTO  CONVERS     ;Voy a CONVERS donde desempaquetaré y convertiré a 7 segs
    
```

```
CUAKA  MOVF  DBPS,W      ;Inicio compensación para 4KHz
        ADDLW 40          ;Sumo 10dBps para 4KHz
        MOVWF RESULT     ;Alojo el resultado en RESULT
        GOTO  CONVERS     ;Voy a CONVERS donde desempaquetaré y convertiré a 7 segs
```

***DESEMPAQUETAMIENTO DEL DATO

```
CONVERS MOVLW 100        ;Cargo 100 en W
        SUBWF RESULT,W   ;Resto al contenido de RESULT 100
        MOVWF RES1       ;Alojo el resultado en RES1
        BTFSC STATUS,CARRY ;Brinco si el resultado es negativo
        GOTO ES1         ;El resultado es positivo el primer dígito es uno
        GOTO ES0         ;El resultado es negativo el primer dígito es cero
ES1     MOVLW 1           ;Cargo el registro CIEN con un 1
        MOVWF CIEN
        MOVF RES1,W      ;Actualizo RESULT (solo los dos dígitos restantes)
        MOVWF RESULT
        GOTO DOSDIG     ;Voy a DOSDIG
```

```
ES0     MOVLW 0           ;Cargo CIEN con un 0
        MOVWF CIEN
        GOTO DOSDIG     ;Voy a DOSDIG
```

***SUBROUTINA DOSDIG

```
DOSDIG  CLRF  MSD        ;Limpio el reg MSD que me representara las decenas
POS     MOVLW 10         ;Cargo 10 en W para hacer restas iterativas
        SUBWF RESULT,W   ;Realizo la operacion
        BTFSS STATUS,CARRY ;Checo el CARRY para saber en que momento el resultado de la
        GOTO SIETE       ;operacion es negativo y obtener el dígito de las decenas
        MOVWF RESULT     ;El dígito menos significativo se aloja en RESULT
        INCF MSD, F      ;Incrementa MSD para la siguiente iteración
        GOTO POS         ;El número aun es positivo regreso a POS
SIETE   MOVF  CIEN,W     ;Cargo en W el valor del dígito mas significativo
        CALL  TABLA      ;Llamo a TABLA donde se convierte a siete segs
        MOVWF CIEN
        MOVF  MSD,W      ;Cargo en W el dígito que me representa las decenas
        CALL  TABLA      ;Llamo a TABLA
        MOVWF MSD
        MOVF  RESULT,W   ;Cargo en W el valor del dígito menos significativo
        CALL  TABLA      ;Llamo a TABLA
        MOVWF RESULT
        MOVLW 2          ;Actualizo CINC para la siguiente interrupción
        MOVWF CINC
        MOVLW 255        ;Actualizo TMR0 para que haya desbordamiento e interrupción
        MOVWF TMR0
        BCF  INTCON,T0IF ;Limpio la bandra de interupción
        GOTO POLL
DIG2    MOVLW 1          ;Se trata del 4o dígito no opero y espero la siguiente
        MOVWF CINC       ;interrupción
        MOVLW 255
        MOVWF TMR0
        BCF  INTCON,T0IF
        GOTO POLL
DIG1    MOVLW 5          ;Se trata del 5o dígito no opero y espero la siguiente
        MOVWF CINC       ;interrupción
```

```

MOVLW 255
MOVWF TMR0
BCF INTCON,T0IF
GOTO POLL
    
```

***TABLA CON EL CODIGO EN 7 SEGMENTOS

TABLA	CLRF	PCLATH	
	ADDWF	PCL	;Pondero al CP con el digito correspondiente para que
	RETLW	11000000B	;me devuelva el codigo correspondiente en 7segs
	RETLW	11111001B	
	RETLW	10100100B	
	RETLW	10110000B	
	RETLW	10011001B	
	RETLW	10010010B	
	RETLW	1000010B	
	RETLW	11111000B	
	RETLW	10000000B	
	RETLW	10010000B	
TAB	MOVWF	PCL	;Pondero al CP con el correspondiente numero de localidades
	RETLW	1	;en donde se halla el correspondiente en dBps para cada
	RETLW	2	;nivel eléctrico
	RETLW	3	
	RETLW	4	
	RETLW	5	
	RETLW	6	
	RETLW	7	
	RETLW	8	
	RETLW	9	
	RETLW	10	
	RETLW	11	
	RETLW	12	
	RETLW	13	
	RETLW	14	
	RETLW	15	
	RETLW	16	
	RETLW	17	
	RETLW	18	
	RETLW	19	
	RETLW	20	
	RETLW	21	
	RETLW	22	
	RETLW	23	
	RETLW	24	
	RETLW	25	
	RETLW	26	
	RETLW	27	
	RETLW	28	
	RETLW	29	
	RETLW	30	
	RETLW	31	
	RETLW	32	
	RETLW	33	

RETLW 34
RETLW 35
RETLW 36
RETLW 37
RETLW 38
RETLW 39
RETLW 40
RETLW 41
RETLW 42
RETLW 43
RETLW 44
RETLW 45

: NOTA: LA OPERACIÓN SE REPITE HASTA EL ÍNDICE INDICADO NO SE MUESTRAN TODOS LOS VALORES

RETLW 179
RETLW 180
RETLW 181
RETLW 182
RETLW 183
RETLW 184
RETLW 185
RETLW 186
RETLW 187
RETLW 188
RETLW 189
RETLW 190
RETLW 191
RETLW 192
RETLW 193
RETLW 194
RETLW 195
RETLW 196
RETLW 197
RETLW 198
RETLW 199
RETLW 200
RETLW 201
RETLW 202
RETLW 203
RETLW 204
RETLW 205
RETLW 206
RETLW 207
RETLW 208
RETLW 209
RETLW 210
RETLW 211
RETLW 213
RETLW 214
RETLW 215
RETLW 216

END

APENDICE B

ESPECIFICACIONES DE LOS CIRCUITOS INTEGRADOS EMPLEADOS



Low Cost, Low Power, True RMS-to-DC Converter

AD736

FEATURES COMPUTES

True RMS Value
Average Rectified Value
Absolute Value

PROVIDES

200 mV Full-Scale Input Range
(Larger Inputs with Input Attenuator)
High Input Impedance of $10^{12} \Omega$
Low Input Bias Current: 25 pA max
High Accuracy: $\pm 0.3 \text{ mV} \pm 0.3\%$ of Reading
RMS Conversion with Signal Crest Factors Up to 5
Wide Power Supply Range: +2.8 V, -3.2 V to $\pm 16.5 \text{ V}$
Low Power: 200 μA max Supply Current
Buffered Voltage Output
No External Trims Needed for Specified Accuracy
AD737—An Unbuffered Voltage Output Version with
Chip Power Down Is Also Available

PRODUCT DESCRIPTION

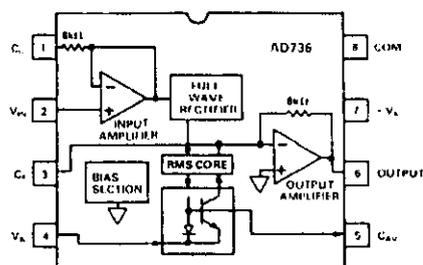
The AD736 is a low power, precision, monolithic true rms-to-dc converter. It is laser trimmed to provide a maximum error of $\pm 0.3 \text{ mV} \pm 0.3\%$ of reading with sine-wave inputs. Furthermore, it maintains high accuracy while measuring a wide range of input waveforms, including variable duty cycle pulses and triac (phase) controlled sine waves. The low cost and small physical size of this converter make it suitable for upgrading the performance of non-rms "precision rectifiers" in many applications. Compared to these circuits, the AD736 offers higher accuracy at equal or lower cost.

The AD736 can compute the rms value of both ac and dc input voltages. It can also be operated ac coupled by adding one external capacitor. In this mode, the AD736 can resolve input signal levels of 100 μV rms or less, despite variations in temperature or supply voltage. High accuracy is also maintained for input waveforms with crest factors of 1 to 3. In addition, crest factors as high as 5 can be measured (while introducing only 2.5% additional error) at the 200 mV full-scale input level.

The AD736 has its own output buffer amplifier, thereby providing a great deal of design flexibility. Requiring only 200 μA of power supply current, the AD736 is optimized for use in portable multimeters and other battery powered applications.

The AD736 allows the choice of two signal input terminals: a high impedance ($10^{12} \Omega$) FET input which will directly interface with high Z input attenuators and a low impedance (8 k Ω) input

FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM



which allows the measurement of 300 mV input levels, while operating from the minimum power supply voltage of -2.8 V, -3.2 V. The two inputs may be used either singly or differentially.

The AD736 achieves a 1% of reading error bandwidth exceeding 10 kHz for input amplitudes from 20 mV rms to 200 mV rms while consuming only 1 mW.

The AD736 is available in four performance grades. The AD736J and AD736K grades are rated over the commercial temperature range of 0°C to +70°C. The AD736A and AD736B grades are rated over the industrial temperature range of -40°C to +85°C.

The AD736 is available in three low-cost, 8-pin packages: plastic mini-DIP, plastic SO and hermetic cerclip.

PRODUCT HIGHLIGHTS

1. The AD736 is capable of computing the average rectified value, absolute value or true rms value of various input signals.
2. Only one external component, an averaging capacitor, is required for the AD736 to perform true rms measurement.
3. The low power consumption of 1 mW makes the AD736 suitable for many battery powered applications.
4. A high input impedance of $10^{12} \Omega$ eliminates the need for an external buffer when interfacing with input attenuators.
5. A low impedance input is available for those applications requiring up to 300 mV rms input signal operating from low power supply voltages.

REV. C

Information furnished by Analog Devices is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Analog Devices for its use, nor for any infringements of patents or other rights of third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Analog Devices.

One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A.
Tel: 617/329-4700 Fax: 617/326-8703

4¹/₂ Digit, BCD Output, A/D Converter

The Intersil ICL7135 precision A/D converter, with its multiplexed BCD output and digit drivers, combines dual-slope conversion reliability with ± 1 in 20,000 count accuracy and is ideally suited for the visual display DVM/DPM market. The 2,0000V full scale capability, auto-zero, and auto-polarity are combined with true ratiometric operation, almost ideal differential linearity and true differential input. All necessary active devices are contained on a single CMOS IC, with the exception of display drivers, reference, and a clock.

The ICL7135 brings together an unprecedented combination of high accuracy, versatility, and true economy. It features auto-zero to less than 10 μ V, zero drift of less than 1 μ V/ $^{\circ}$ C, input bias current of 10pA (Max), and rollover error of less than one count. The versatility of multiplexed BCD outputs is increased by the addition of several pins which allow it to operate in more sophisticated systems. These include STROBE, OVERRANGE, UNDERRANGE, RUN/HOLD and BUSY lines, making it possible to interface the circuit to a microprocessor or UART.

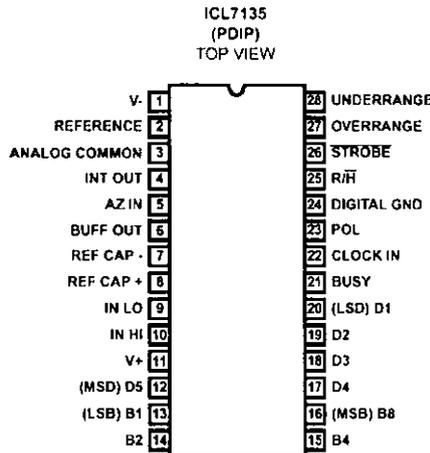
Features

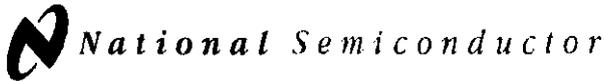
- Accuracy Guaranteed to ± 1 Count Over Entire ± 20000 Counts (2,0000V Full Scale)
- Guaranteed Zero Reading for 0V Input
- 1pA Typical Input Leakage Current
- True Differential Input
- True Polarity at Zero Count for Precise Null Detection
- Single Reference Voltage Required
- Overage and Underrange Signals Available for Auto-Range Capability
- All Outputs TTL Compatible
- Blinking Outputs Gives Visual Indication of Overage
- Six Auxiliary Inputs/Outputs are Available for Interfacing to UARTs, Microprocessors, or Other Circuitry
- Multiplexed BCD Outputs

Ordering Information

PART NUMBER	TEMP. RANGE ($^{\circ}$ C)	PACKAGE	PKG. NO.
ICL7135CPI	0 to 70	28 Ld PDIP	E28.6

Pinout





February 2000

LM555 Timer

LM555 Timer

General Description

The LM555 is a highly stable device for generating accurate time delays or oscillation. Additional terminals are provided for triggering or resetting if desired. In the time delay mode of operation, the time is precisely controlled by one external resistor and capacitor. For astable operation as an oscillator, the free running frequency and duty cycle are accurately controlled with two external resistors and one capacitor. The circuit may be triggered and reset on falling waveforms, and the output circuit can source or sink up to 200mA or drive TTL circuits.

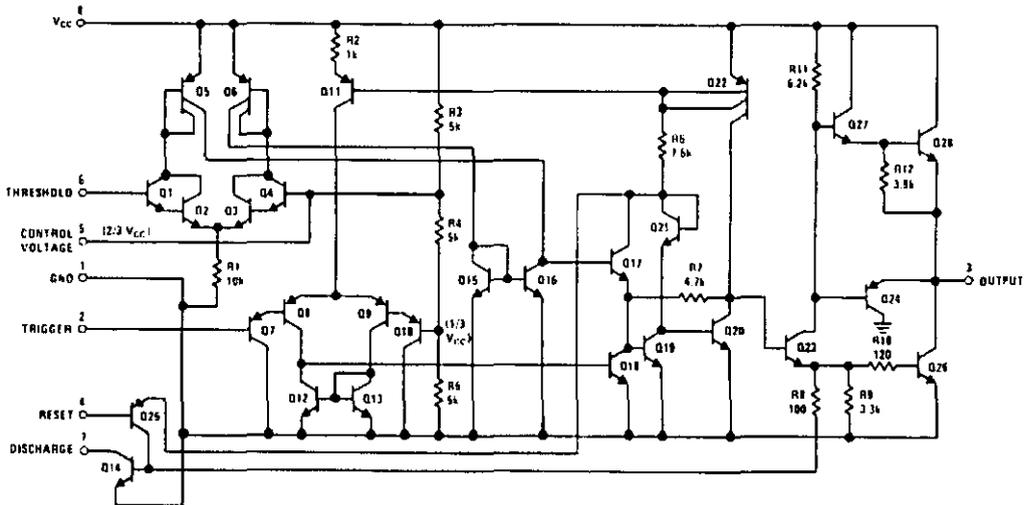
Features

- Direct replacement for SE555/NE555
- Timing from microseconds through hours
- Operates in both astable and monostable modes
- Adjustable duty cycle
- Output can source or sink 200 mA
- Output and supply TTL compatible
- Temperature stability better than 0.005% per °C
- Normally on and normally off output
- Available in 8-pin MSOP package

Applications

- Precision timing
- Pulse generation
- Sequential timing
- Time delay generation
- Pulse width modulation
- Pulse position modulation
- Linear ramp generator

Schematic Diagram



31:007654-1



LT1363

70MHz, 1000V/ μ s Op Amp

FEATURES

- 70MHz Gain Bandwidth
- 1000V/ μ s Slew Rate
- 7.5mA Maximum Supply Current
- 9nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ Input Noise Voltage
- Unity-Gain Stable
- C-Load™ Op Amp Drives All Capacitive Loads
- 1.5mV Maximum Input Offset Voltage
- 2 μ A Maximum Input Bias Current
- 350nA Maximum Input Offset Current
- 50mA Minimum Output Current
- $\pm 7.5\text{V}$ Minimum Output Swing into 150 Ω
- 4.5V/mV Minimum DC Gain, $R_L=1\text{k}$
- 50ns Settling Time to 0.1%, 10V Step
- 0.06% Differential Gain, $A_V=2$, $R_L=150\Omega$
- 0.04° Differential Phase, $A_V=2$, $R_L=150\Omega$
- Specified at $\pm 2.5\text{V}$, $\pm 5\text{V}$, and $\pm 15\text{V}$

APPLICATIONS

- Wideband Amplifiers
- Buffers
- Active Filters
- Video and RF Amplification
- Cable Drivers
- Data Acquisition Systems

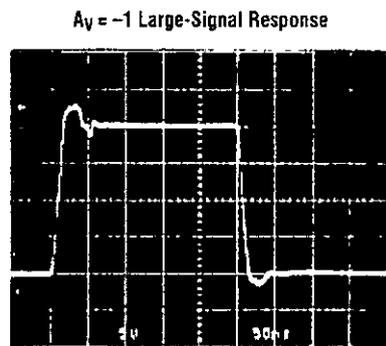
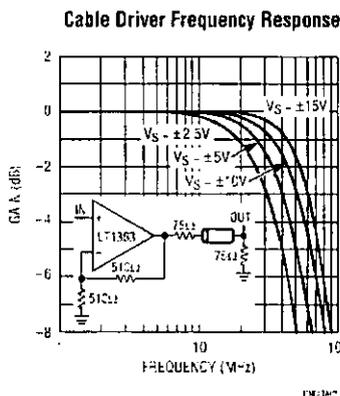
DESCRIPTION

The LT1363 is a high speed, very high slew rate operational amplifier with excellent DC performance. The LT1363 features reduced supply current, lower input offset voltage, lower input bias current and higher DC gain than devices with comparable bandwidth. The circuit topology is a voltage feedback amplifier with the slewing characteristics of a current feedback amplifier. The amplifier is a single gain stage with outstanding settling characteristics which makes the circuit an ideal choice for data acquisition systems. The output drives a 150 Ω load to $\pm 7.5\text{V}$ with $\pm 15\text{V}$ supplies and to $\pm 3.4\text{V}$ on $\pm 5\text{V}$ supplies. The amplifier is also capable of driving any capacitive load which makes it useful in buffer or cable driver applications.

The LT1363 is a member of a family of fast, high performance amplifiers using this unique topology and employing Linear Technology Corporation's advanced bipolar complementary processing. For dual and quad amplifier versions of the LT1363 see the LT1364/1365 data sheet. For 50MHz amplifiers with 4mA of supply current per amplifier see the LT1360 and LT1361/1362 data sheets. For lower supply current amplifiers with bandwidths of 12MHz and 25MHz see the LT1354 through LT1359 data sheets. Singles, duals, and quads of each amplifier are available.

LTIC and LT are registered trademarks of Linear Technology Corporation. C-Load is a trademark of Linear Technology Corporation.

TYPICAL APPLICATION





MICROCHIP

PIC16C74

40-Pin EPROM-Based 8-Bit CMOS Microcontroller

FEATURES

High-Performance RISC-like CPU

- Only 35 single word instructions to learn
- All single cycle instructions (200ns) except for program branches which are two-cycle
- Operating speed: DC - 20 MHz clock input
DC - 200 ns instruction cycle
- 4096 x 14 on-chip EPROM program memory
- 192 x 8 general purpose registers (SRAM)
- Interrupt capability
- 45 special function hardware registers
- Eight levels deep hardware stack
- Direct, indirect and relative addressing modes

Peripheral Features

- 33 I/O pins with individual direction control
- High current sink/source for direct LED drive
- Two pins that can be configured as capture input, PWM output, or compare output
 - Capture is 16-bit, max resolution 200ns
 - Compare is 16-bit, max resolution 200ns
 - PWM resolution is 1- to 10-bit.
- 8-bit resolution gives 80 KHz maximum frequency and 10-bit resolution gives 20 KHz maximum frequency
- TMR1: 16-bit timer/counter (time-base for capture/compare) TMR1 can be incremented during sleep via external crystal/clock (for real-time clock)
- TMR2: 8-bit timer/counter with 8-bit period register (time-base for PWM), prescaler and postscaler
- TMRO: 8-bit timer/counter with 8-bit programmable prescaler
- 8-bit A/D converter with eight input channels
 - 16 µsec conversion time/channel
- Serial Communications Interface (SCI)
 - Full-duplex Asynchronous Communication or Half-Duplex Synchronous Communication
- Synchronous serial port (SSP) with two modes of operation:
 - 3-wire SPI
 - I²C™/ACCESS.bus compatible
- Parallel Slave Port (PSP): 8-bit wide, with external RD, WR and CS controls (microprocessor bus interface)

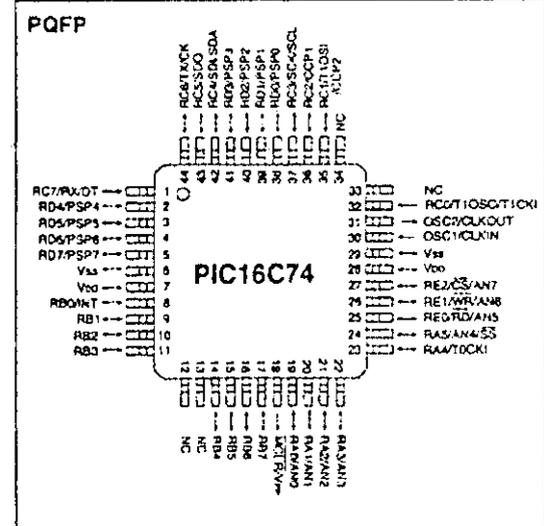
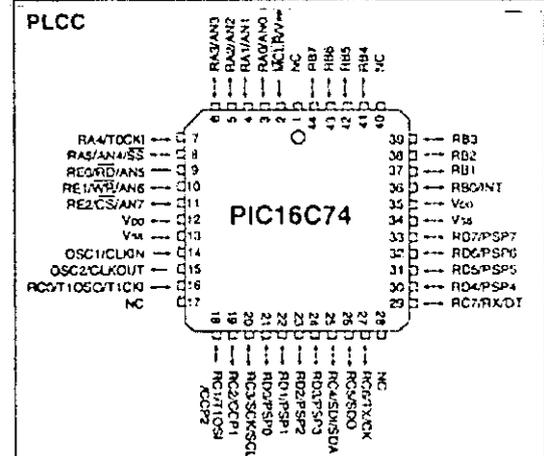
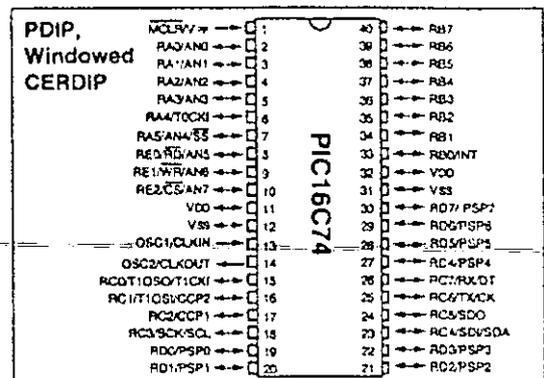
Special Microcontroller Features

- Power-on Reset (POR)
- Power-up Timer (PWRT) and Oscillator Start-up Timer (OST)
- Watchdog Timer (WDT) with its own on-chip RC oscillator for reliable operation
- Security EPROM fuse for code-protection
- Power saving SLEEP mode
- EPROM fuses selectable oscillator options: (RC oscillator, Standard crystal/resonator, High speed crystal/resonator, Low frequency crystal)
- Serial in-system programming (via two pins)

CMOS Technology

- Low-power, high-speed CMOS EPROM technology
- Fully static design
- Wide-operating voltage range (2.5V to 6.0V)
- Commercial, Industrial, and Automotive Temp. Range
- Low power consumption
 - < 2mA @ 5V, 4 MHz
 - 15µA typical @ 3V, 32 KHz
 - < 1µA typical standby current

PACKAGE TYPES



SN5474, SN54LS74A, SN54S74 SN7474, SN74LS74A, SN74S74 DUAL D-TYPE POSITIVE-EDGE-TRIGGERED FLIP-FLOPS WITH PRESET AND CLEAR

SDLS119—DECEMBER 1983—REVISED MARCH 1988

- Package Options Include Plastic "Small Outline" Packages, Ceramic Chip Carriers and Flat Packages, and Plastic and Ceramic DIPs
- Dependable Texas Instruments Quality and Reliability

description

These devices contain two independent D-type positive-edge-triggered flip-flops. A low level at the preset or clear inputs sets or resets the outputs regardless of the levels of the other inputs. When preset and clear are inactive (high), data at the D input meeting the setup time requirements are transferred to the outputs on the positive-going edge of the clock pulse. Clock triggering occurs at a voltage level and is not directly related to the rise time of the clock pulse. Following the hold time interval, data at the D input may be changed without affecting the levels at the outputs.

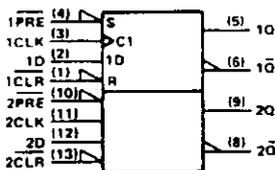
The SN54' family is characterized for operation over the full military temperature range of -55°C to 125°C. The SN74' family is characterized for operation from 0°C to 70°C.

FUNCTION TABLE

INPUTS				OUTPUTS	
PRE	CLR	CLK	D	Q	\bar{Q}
L	H	X	X	H	L
H	L	X	X	L	H
L	L	X	X	H [†]	H [†]
H	H	1	H	H	L
H	H	1	L	L	H
H	H	L	X	Q_0	\bar{Q}_0

[†] The output levels in this configuration are not guaranteed to meet the minimum levels in V_{OH} if the lows at preset and clear are near V_{IL} maximum. Furthermore, this configuration is nonstable; that is, it will not persist when either preset or clear returns to its inactive (high) level.

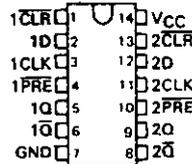
logic symbol[†]



[†]This symbol is in accordance with ANSI/IEEE Std 91-1984 and IEC Publication 617-12. Pin numbers shown are for D, J, N, and W packages

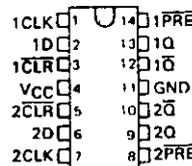
- SN5474 . . . J PACKAGE
- SN54LS74A, SN54S74 . . . J OR W PACKAGE
- SN7474 . . . N PACKAGE
- SN74LS74A, SN74S74 . . . D OR N PACKAGE

(TOP VIEW)



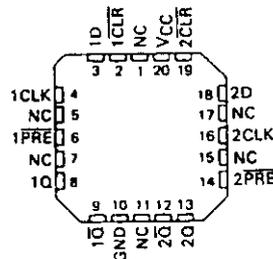
- SN5474 . . . W PACKAGE

(TOP VIEW)



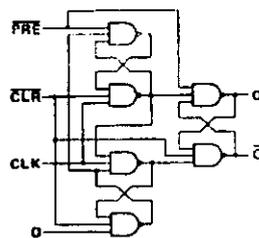
- SN54LS74A, SN54S74 . . . FK PACKAGE

(TOP VIEW)



NC - No internal connection

logic diagram (positive logic)



PRODUCTION DATA information is current as of publication date. Products conform to specifications per the terms of Texas Instruments standard warranty. Production processing does not necessarily include testing of all parameters.



POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

Copyright © 1988, Texas Instruments Incorporated

SN54LS139A, SN54S139, SN74LS139A, SN74S139A
DUAL 2-LINE TO 4-LINE DECODERS/DEMULTIPLEXERS

SDLS013

DECEMBER 1972—REVISED MARCH 1988

- Designed Specifically for High-Speed: Memory Decoders Data Transmission Systems
- Two Fully Independent 2- to 4-Line Decoders/Demultiplexers
- Schottky Clamped for High Performance

description

These Schottky-clamped TTL MSI circuits are designed to be used in high-performance memory-decoding or data-routing applications requiring very short propagation delay times. In high-performance memory systems, these decoders can be used to minimize the effects of system decoding. When employed with high-speed memories utilizing a fast-enable circuit, the delay times of these decoders and the enable time of the memory are usually less than the typical access time of the memory. This means that the effective system delay introduced by the Schottky-clamped system decoder is negligible.

The circuit comprises two individual two-line to four-line decoders—in a single package. The active-low enable input can be used as a data line in demultiplexing applications.

All of these decoders/demultiplexers feature fully buffered inputs, each of which represents only one normalized load to its driving circuit. All inputs are clamped with high-performance Schottky diodes to suppress line-ringing and to simplify system design. The SN54LS139A and SN54S139 are characterized for operation range of -55°C to 125°C. The SN74LS139A and SN74S139A are characterized for operation from 0°C to 70°C.

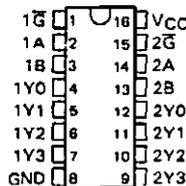
FUNCTION TABLE

INPUTS		OUTPUTS			
ENABLE	SELECT	Y0	Y1	Y2	Y3
G	B A				
H	X X	H	H	H	H
L	L L	L	H	H	H
L	L H	H	L	H	H
L	H L	H	H	L	H
L	H H	H	H	H	L

H = high level, L = low level, X = irrelevant

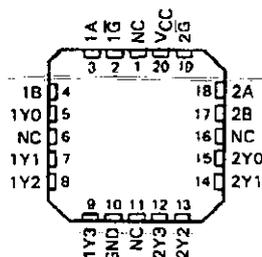
SN54LS139A, SN54S139 ... J OR W PACKAGE
 SN74LS139A, SN74S139A ... D OR N PACKAGE

(TOP VIEW)



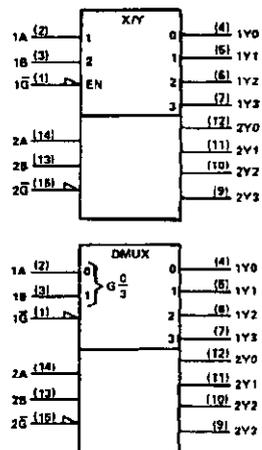
SN54LS139A, SN54S139 ... FK PACKAGE

(TOP VIEW)



NC—No internal connection

logic symbols (alternatives)[†]



[†] These symbols are in accordance with ANSI/IEEE Std. 91-1984 and IEC Publication 617-12. Pin numbers shown are for D, J, N, and W packages.

PRODUCTION DATA documents contain information current as of publication date. Products conform to specifications per the terms of Texas Instruments standard warranty. Production processing does not necessarily include testing of all parameters.

TEXAS INSTRUMENTS
 POST OFFICE BOX 655012 • DALLAS, TEXAS 75265

Copyright © 1972, Texas Instruments Incorporated

SDLS049

**SN5414, SN54LS14,
SN7414, SN74LS14**
HEX SCHMITT-TRIGGER INVERTERS
DECEMBER 1983—REVISED MARCH 1988

- Operation from Very Slow Edges
- Improved Line-Receiving Characteristics
- High Noise Immunity

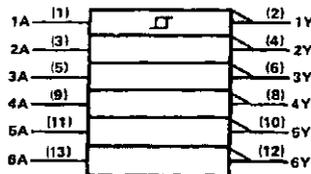
description

Each circuit functions as an inverter, but because of the Schmitt action, it has different input threshold levels for positive (V_T+) and for negative going (V_T-) signals.

These circuits are temperature-compensated and can be triggered from the slowest of input ramps and still give clean, jitter-free output signals.

The SN5414 and SN54LS14 are characterized for operation over the full military temperature range of -55°C to 125°C . The SN7414 and the SN74LS14 are characterized for operation from 0°C to 70°C .

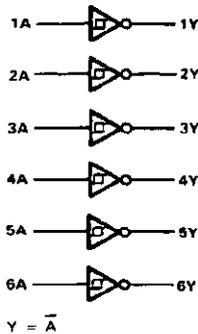
logic symbol†



† This symbol is in accordance with ANSI/IEEE Std 91-1984 and IEC Publication 917-12.

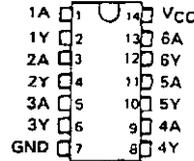
Pin numbers shown are for D, J, N, and W packages.

logic diagram (positive logic)



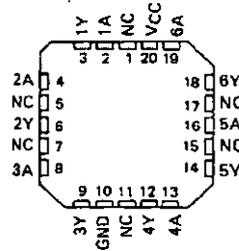
SN5414, SN54LS14 . . . J OR W PACKAGE
SN7414 . . . N PACKAGE
SN74LS14 . . . D OR N PACKAGE

(TOP VIEW)



SN54LS14 . . . FK PACKAGE

(TOP VIEW)



NC—No internal connection

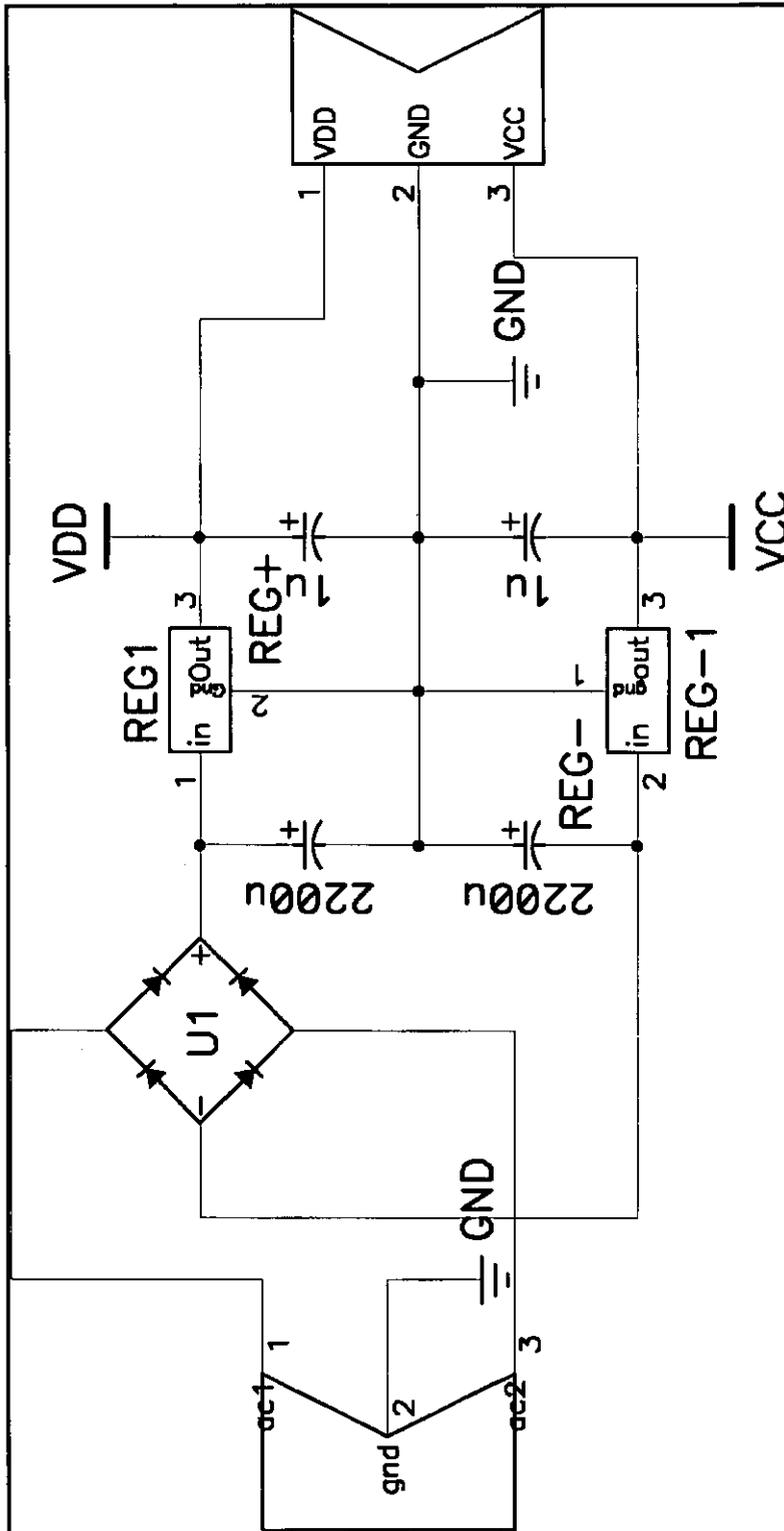
PRODUCTION DATA documents contain information current as of publication date. Products conform to specifications per the terms of Texas Instruments standard warranty. Production processing does not necessarily include testing of all parameters.

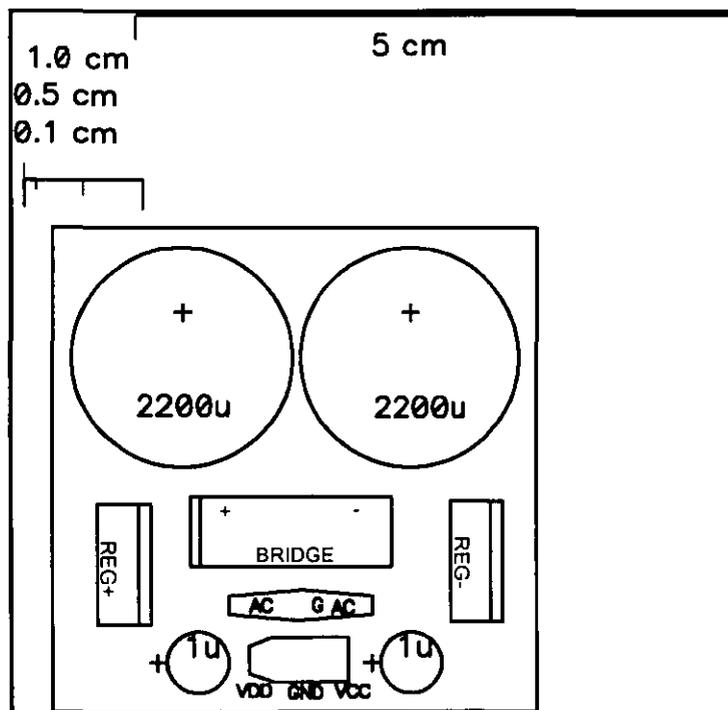
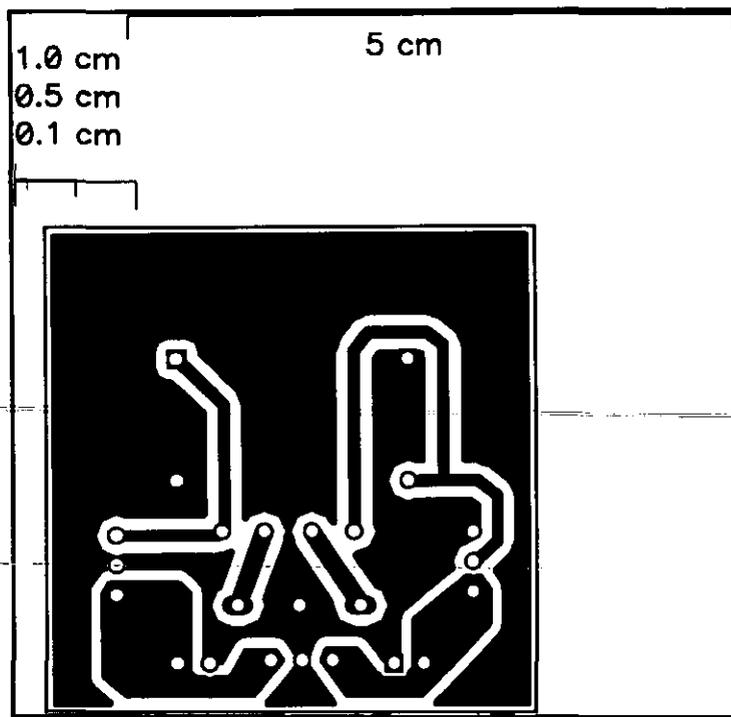


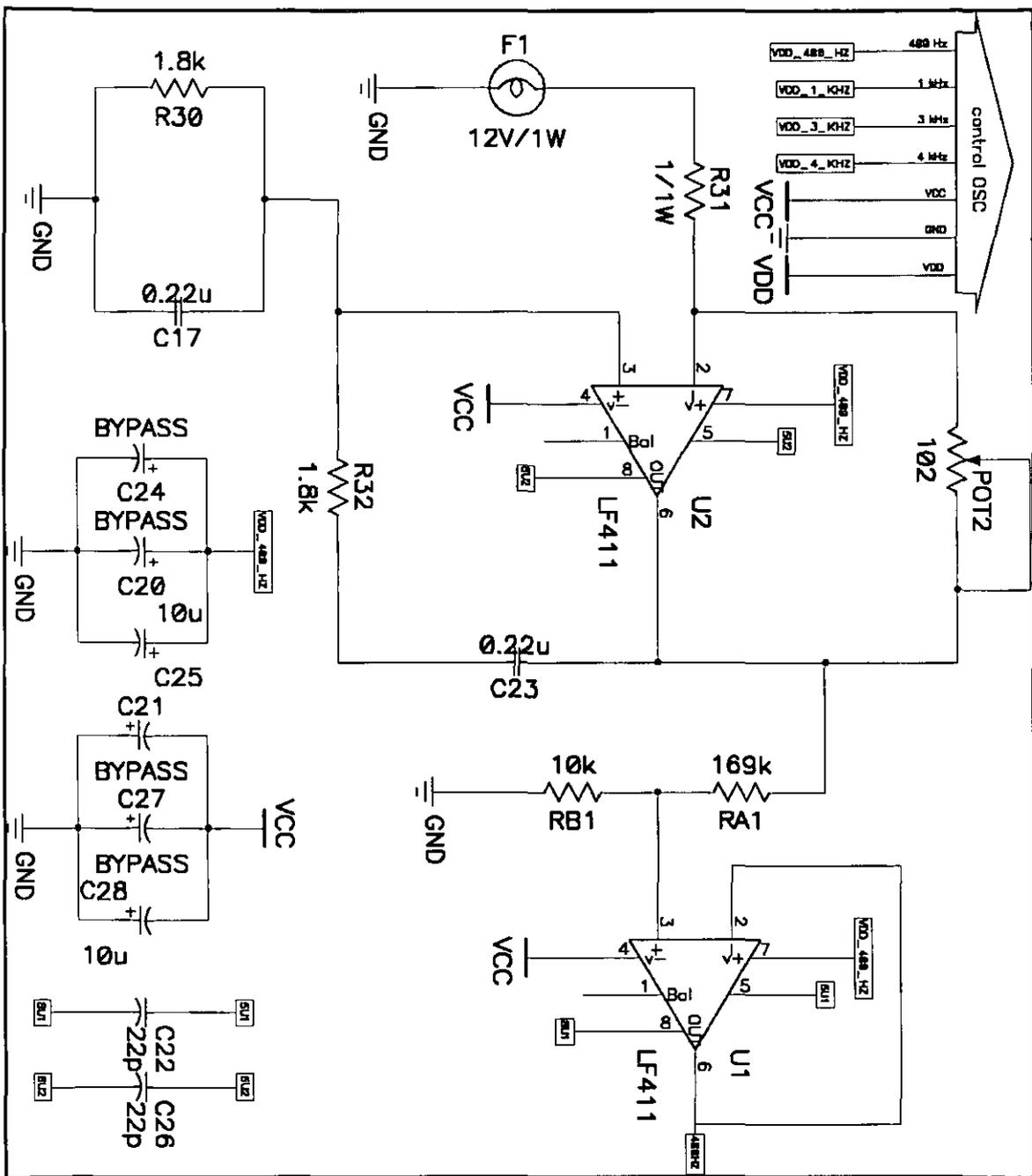
POST OFFICE BOX 655012 • DALLAS, TEXAS 75265

ALIMENTACIÓN

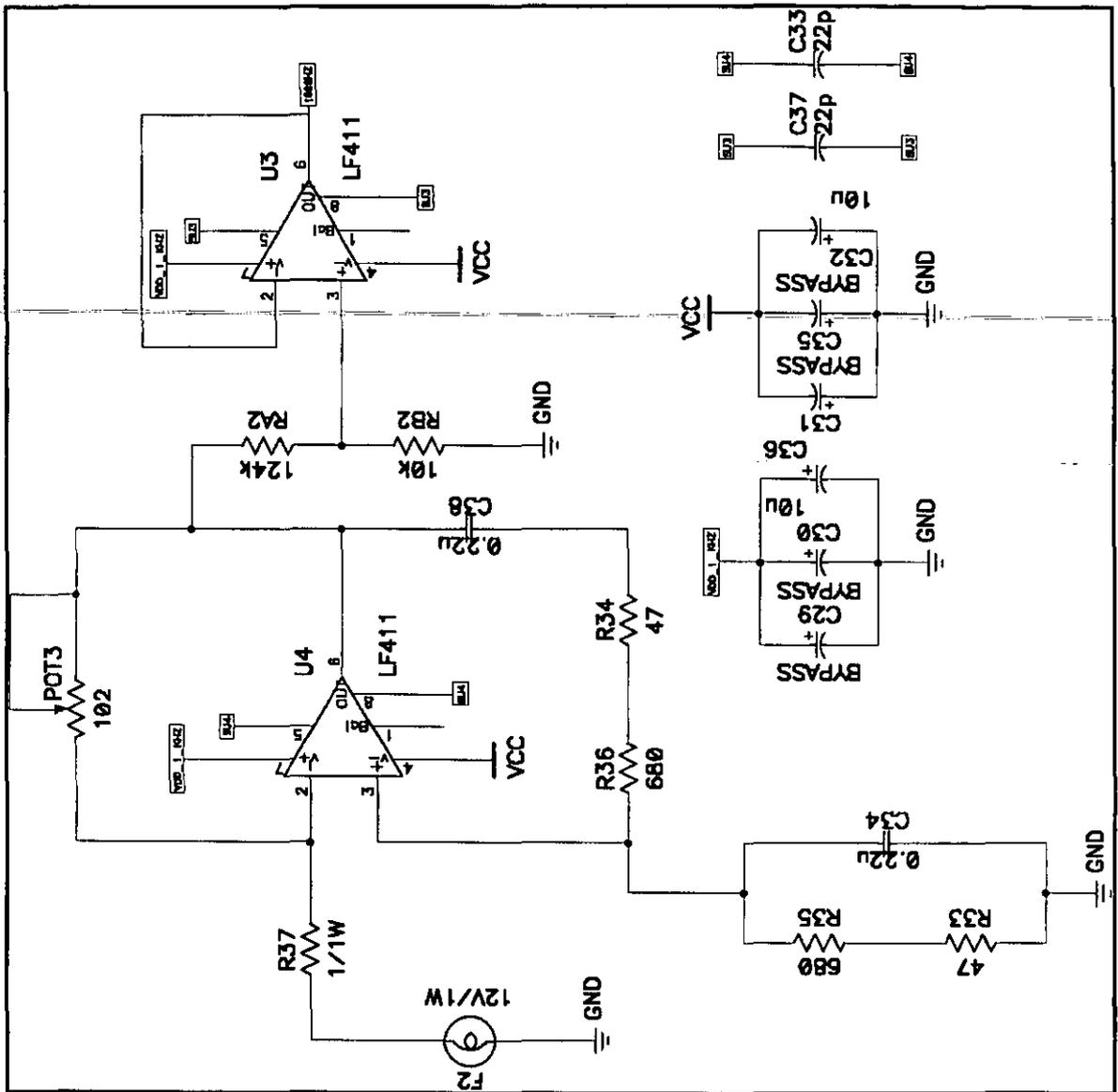
La alimentación del sistema está dada por una fuente regulada fija de $\pm 5V$, a continuación se muestra el diagrama eléctrico.

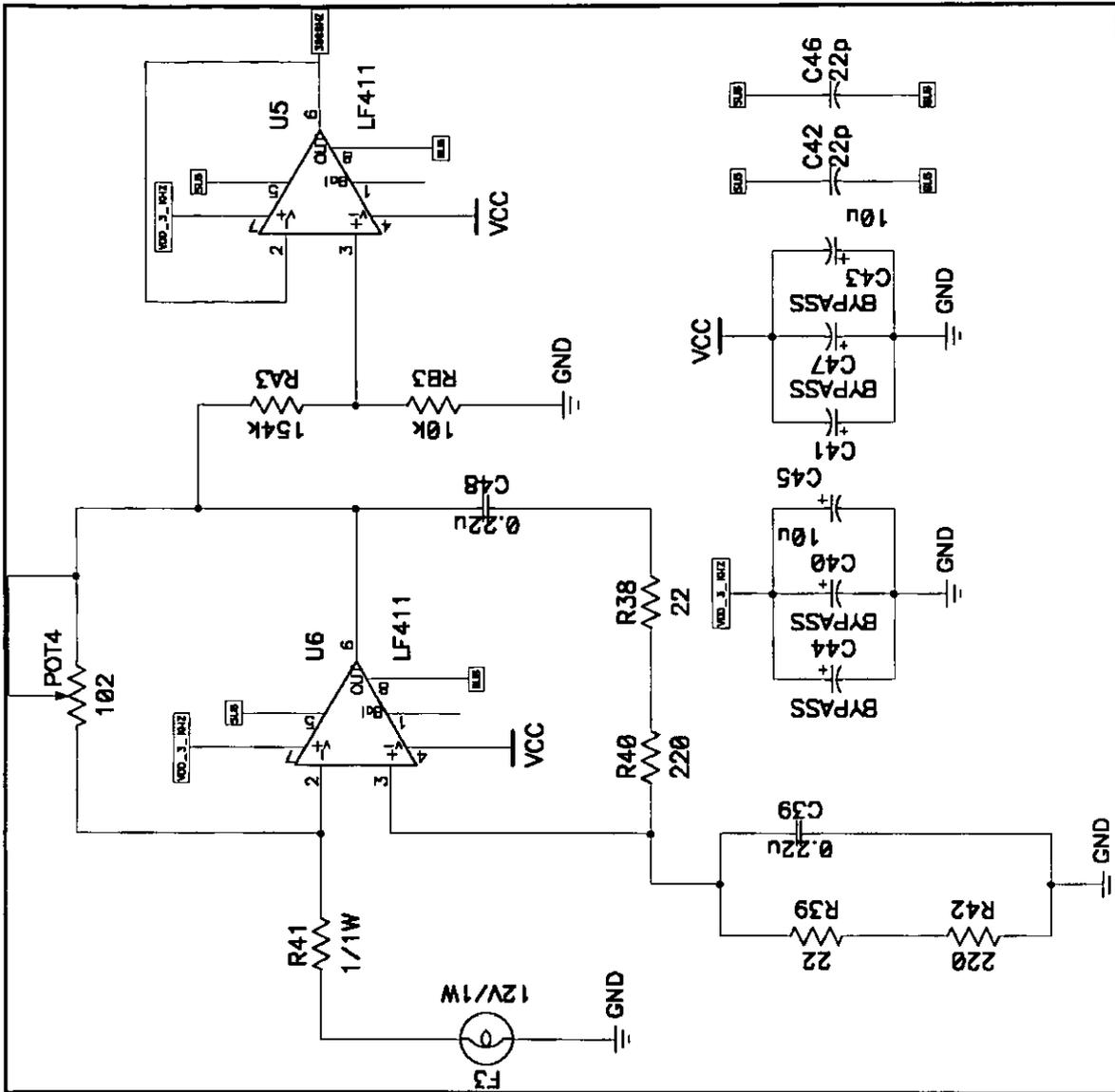


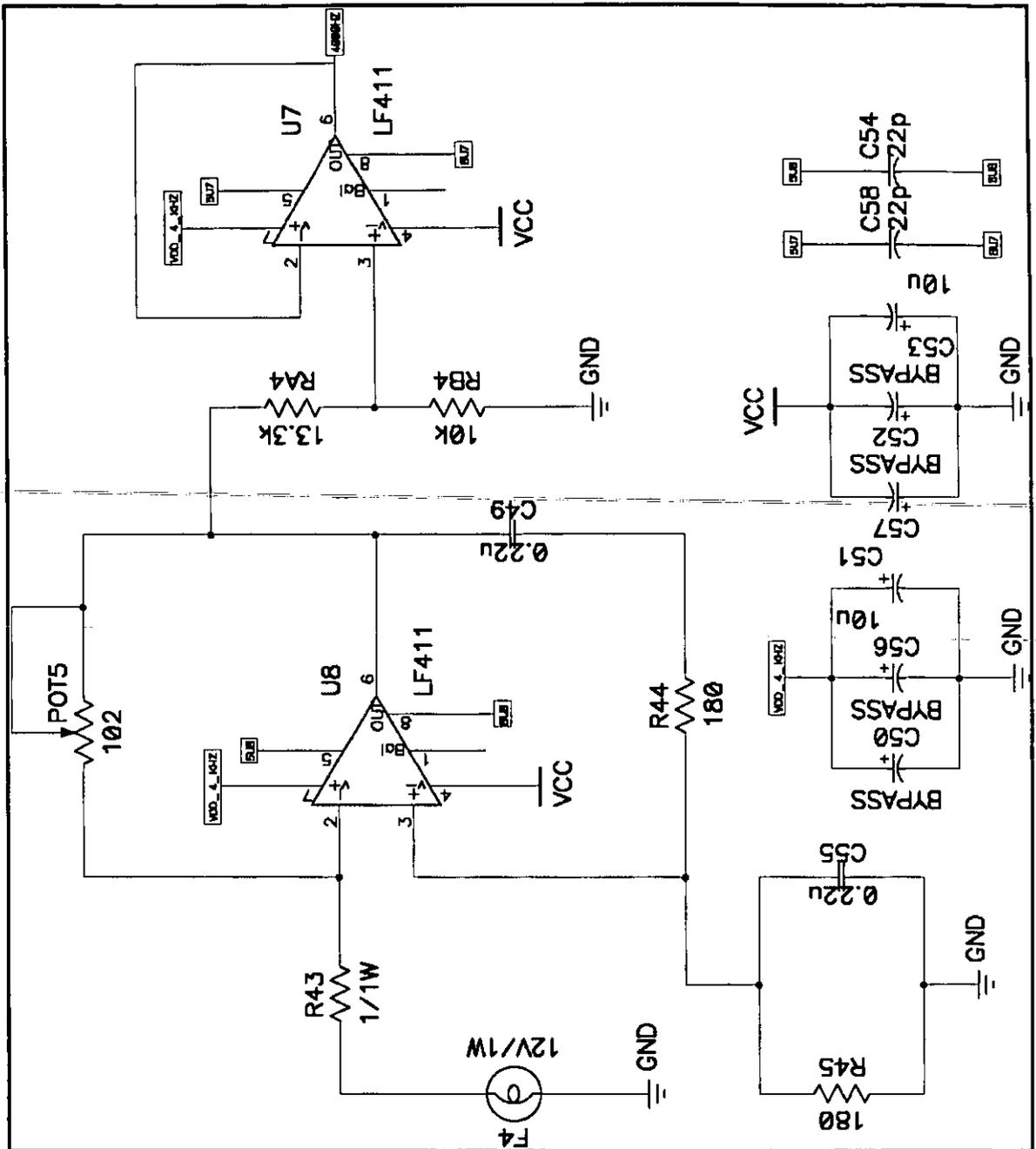


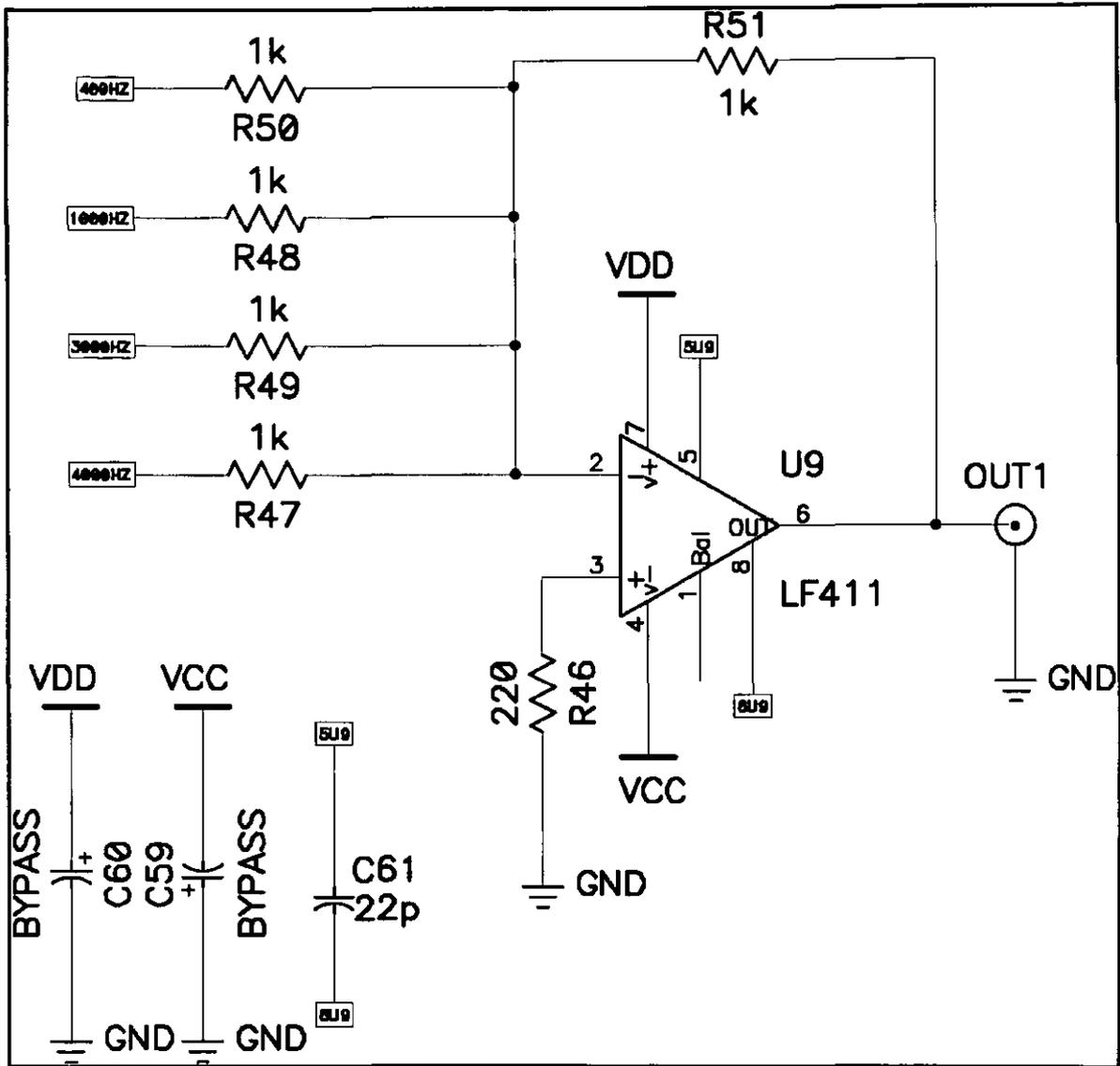


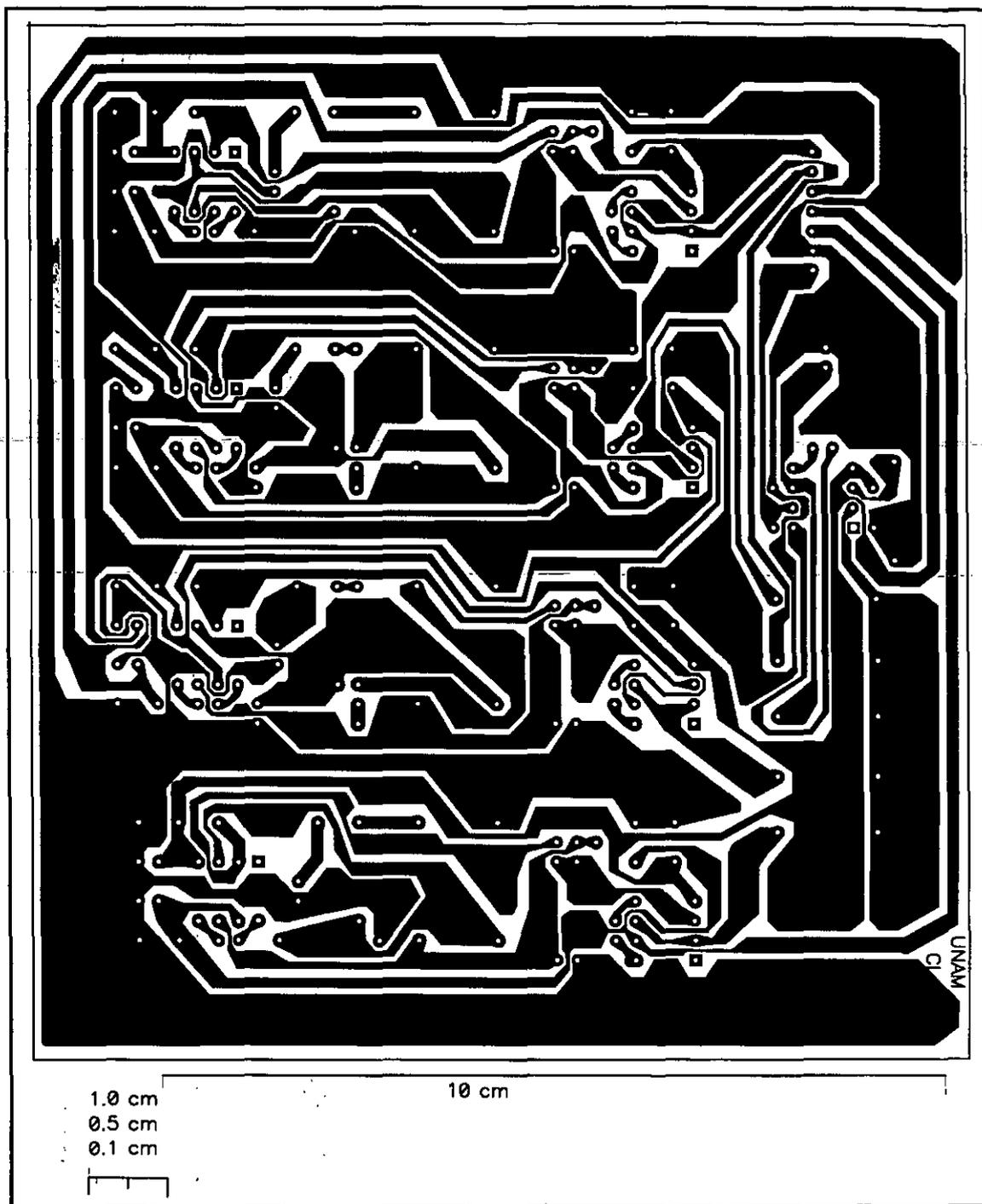
OSCILADORES

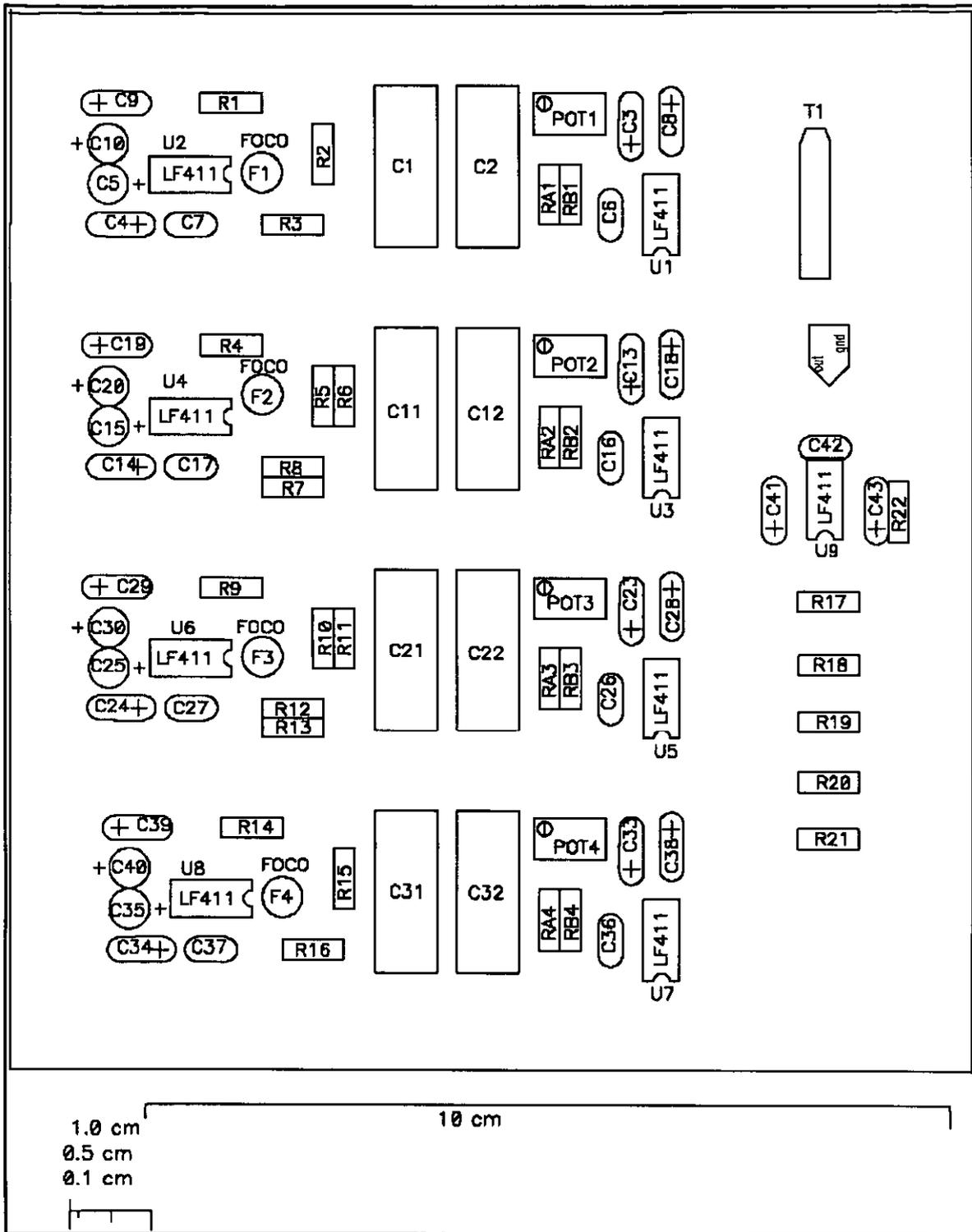


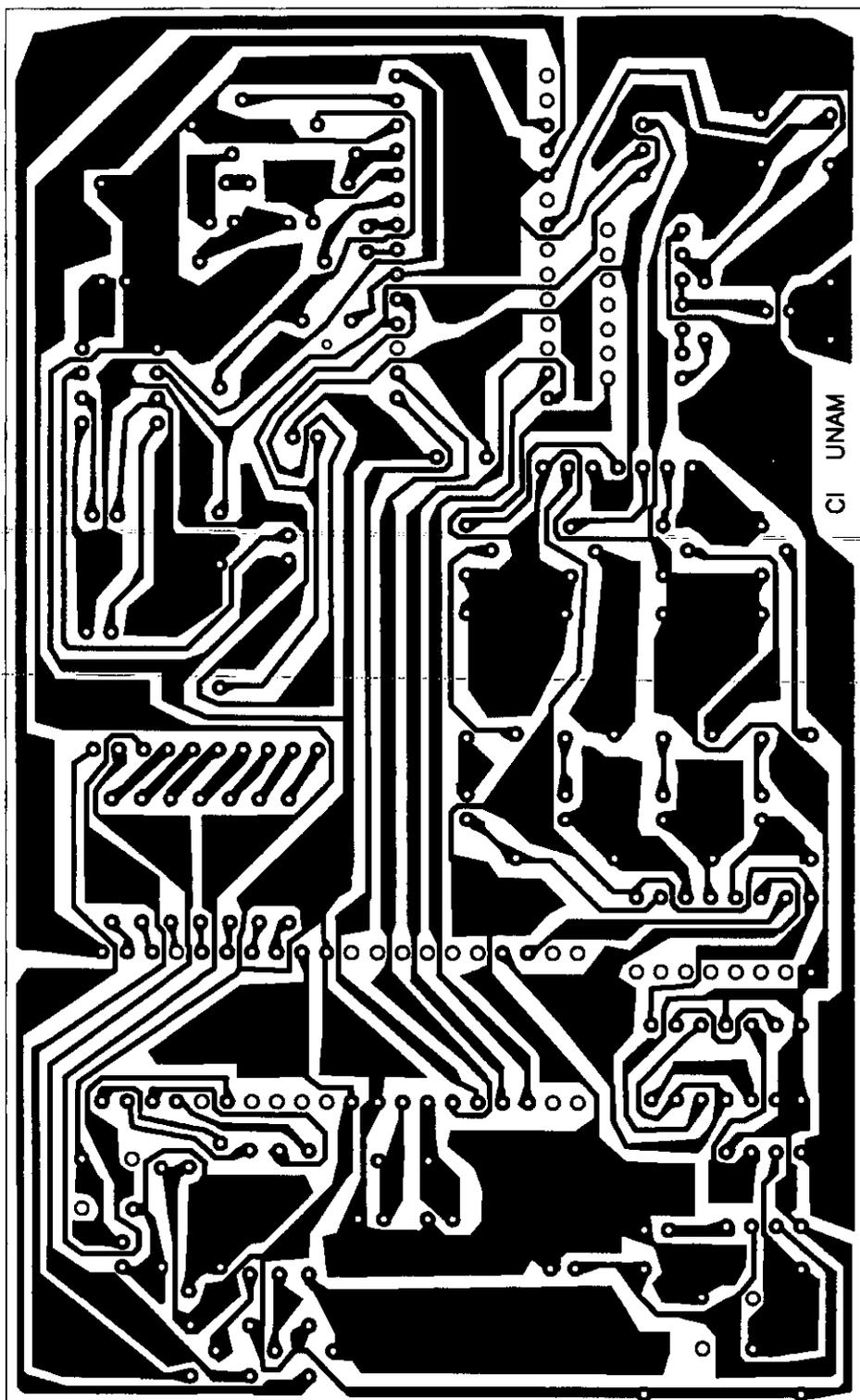








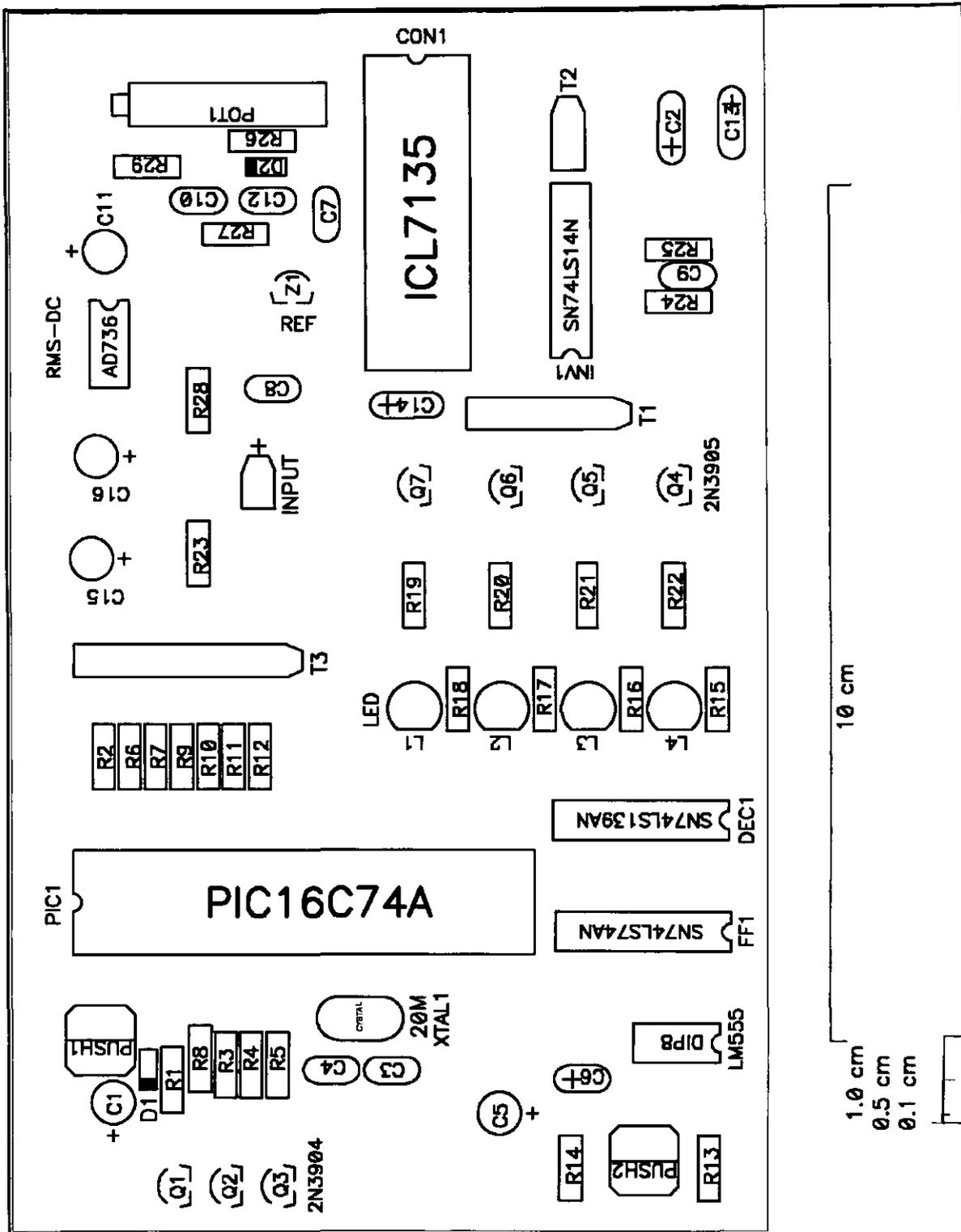




CI UNAM

10 cm

1.0 cm
0.5 cm
0.1 cm



GLOSARIO

Acústico: Relativo a la audición.

Antro: Celda principal de la mastoides.

Atico: Parte del oído medio donde se sitúan las cabezas del yunque y martillo.

Audición: Capacidad de percibir a través del oído los cambios físicos que ocurren en el ambiente al propagarse el sonido.

Audífono: Prótesis auditiva. Aparato encaminado a aumentar el nivel del sonido para que sea percibido por el oído sordo. Puede ser retroauricular (aislada o colocada en la patilla de una gafa) y convencional (situada a distancia, unida por un cordón).

Audiometría: Medida de la audición realizada mediante audiómetros eléctricos.

Audiómetro: El más común es el que se utiliza para realizar la audiometría tonal. Consta de un generador de tonos a 125, 250, 500, 1.000, 2.000, 4.000, 6.000 y 8.000 ciclos por segundo (o Hertzios), lo que abarca el campo auditivo humano. Posee también un potenciómetro graduado de 5 en 5 decibelios, desde -10 hasta +110. El audiómetro debe constar de un sistema automático de paso de frecuencias e intensidades (Audiómetro automático de Bekesy). El audiómetro verbal explora la comprensión de grupos de palabras sin sentido, administradas a intensidades crecientes.

Auricular: Relativo al oído. Parte de un aparato que se aplica al oído.

Autocontrol: Sistema por el que el organismo regula su propia actividad condicionándolo a sus necesidades o a las del ambiente.

Caracol: Cavidad ósea con dos vueltas y media de espira en que se localiza el órgano transformador de la onda sonora en impulso nervioso, lo que se realiza en el Órgano de Corti.

Cofosis: Pérdida total de la audición. En ocasiones, aparecen en la audiometría algunas respuestas para determinadas frecuencias a intensidades muy elevadas (restos auditivos), pero estos casos se incluyen también dentro las cofosis.

Comunicación: Facultad por la que dos seres vivos se ponen en contacto. En el hombre los principales sentidos comunicativos son el oído y la vista.

Congénito: En sentido general, que aparece en el momento de nacer.

Conducta: Modo de comportarse.

Conducto auditivo externo: comunicación entre el fondo del pabellón auricular hasta el tímpano. Presenta pelillos y glándulas productoras de cerumen de función protectora.

Conducto auditivo interno: Comunicación entre el oído interno y la fosa media del cráneo; contienen los nervios coclear, vestibular y facial.

Diplacusia: Diferencia en la calidad de la audición de cada oído.

Distorsión: Cambiar una sílaba por otra dentro de la palabra.

Endolinfa: Líquido contenido en la rampa coclear del caracol. Tienen características de líquido endocelular con una gran concentración de potasio y baja de sodio.

Estribo: El menor de los huesecillos del oído tiene forma de estribo de silla de montar. Su parte inferior o platina se introduce en la ventana oval, a la que cierra, realizando movimientos de pistón que desplazan a los líquidos del oído interno, transmitiendo el sonido.

Fragilidad coclear: En sentido figurado, facilidad para presentar lesiones en la coclea.

Franceschetti, síndrome de: Malformación congénita caracterizada por trastornos del desarrollo de los primeros arcos braquiales, lo que se manifiesta en forma de hipo o aplasia de la oreja, conducto, huesecillos, mandíbula, etc.

Hipoacusia: Disminución de la audición, que , en sentido estricto, no llega a ser total, lo que se denomina clínicamente con el término cofosis.

Impedanciometría: Método de exploración de las resistencias existentes en el oído medio por medio del estudio de la energía reflejada y absorbida comparada con los valores que presentan los oídos sanos.

Inteligencia: De forma abreviada, es la facultad de conocer y entender. Su concepto profundo es tema de controversias de filósofos y psicólogos.

Laberinto: Conjunto de cavidades (caracol, vestíbulo, canales semicirculares) donde se localizan los órganos sensitivos de la audición y del equilibrio.

Labiolectura: Método empleado por las personas sordas para entender el lenguaje de sus semejantes, mediante la lectura de los movimientos de los labios de la persona que está hablando.

Lenguaje: Conjunto de palabras que sirven para expresar las ideas y los sentimientos.

Logaudiometría: Audiometría verbal que se realiza administrando a través de auriculares o de altavoces, series de palabras balanceadas en cuanto a sílabas y acento, sin significado entre ellas, a intensidades crecientes.

Martillo: Primer huesecillo del oído que recibe las vibraciones del tímpano dentro del que introduce su rama larga. Se articula con el yunque.

Mastoides: Región posterior del oído medio formada por un conjunto de cavidades aéreas (celdillas) dispuestas alrededor de una principal (antro). Aunque su función no está totalmente conocida, se piensa que de estas estructuras depende la aireación y la resonancia. Es asiento de frecuentes lesiones supurativas crónicas.

Memoria: Capacidad de recordar experiencias previas y de asociarlas entre sí o con las nuevas que se están produciendo. Es una función del cerebro.

Miringoplastia: Reconstrucción quirúrgica de la membrana del tímpano.

Mixta, hipoacusia: Sordera en la que existe un componente transmisivo y perceptivo, al tiempo.

Oído: Órgano encargado de la audición que capta las ondas vibratorias del sonido que se propagan por el aire, las concentra, transmite y convierte en impulsos nerviosos que van al cerebro. Anatómicamente, se divide en tres partes: oído externo (pabellón auricular y conducto auditivo externo), oído medio (caja del tímpano, elementos incluidos en ella y cavidades mastoideas) que está encargado de la transformación de la onda sonora y de detectar los cambios de posición de la cabeza, respectivamente.

Omisión: Defecto de la palabra consistente en la falta de algunas sílabas que no son sustituidas por otras.

Órgano de Corti: Transformador específico de la onda sonora en impulso nervioso. Consta de varias hileras de células ciliadas dispuestas a cada lado del túnel de Corti, a cuyos lados se disponen las células de sostén. Las células ciliadas presentan en el extremo libre unos pelillos que, al propagarse la onda, se deforman por el contacto con la membrana tectoria. Esto hace que se originen cambios electroquímicos en el interior de la célula, lo que da lugar al nacimiento de un impulso nervioso que se propaga por el nervio que está en el extremo opuesto. El órgano de Corti asienta sobre la membrana basilar y está rodeado de la endolinfa de la rampa coclear.

Otólogo: Médico cirujano especializado en los problemas del oído.

Otosclerosis: Enfermedad muy frecuente en las razas latinas que se manifiesta por sordera producida por la fijación de la platina del estribo a los márgenes de la ventana oval. Otras formas pueden dar lesiones del oído interno.

Otoscoopia: Acto exploratorio consistente en mirar el tímpano o el oído medio, si falta aquél.

Paracentesis: Punción de la membrana del tímpano.

Peñasco: Región ósea situada en la base del cráneo donde se aloja el oído interno.

Perceptiva, hipoacusia: Lesión del sistema de transmisión nerviosa de la sensación sonora hacia el cerebro.

Postlocutiva: Sordera aparecida después de la aparición del lenguaje.

Potenciales evocados: Recolección a nivel del cuero cabelludo de los cambios inducidos por el sonido en las ondas del electroencefalograma (ERA). Si se recogen los cambios eléctricos a nivel del bulbo, se denomina BERA.

Prótesis auditiva: Audifono. Aparato encargado de amplificar el sonido.

Psicología: Ciencia que estudia las manifestaciones de la mente expresadas por los medios del organismo. La persona que la estudia se denomina psicólogo. Su alteración patológica es tratada por la Psiquiatría.

Puericultor: Método especializado en los cuidados y enfermedades de los niños.

Rampa: Cada una de las partes en que se divide la luz del caracol. Existen tres rampas: vestibular, coclear y timpánica.

Reclutamiento: Fenómeno que ocurre en determinados tipos de sordera en que mejora la capacidad de percibir el sonido al alcanzar intensidades muy elevadas en comparación con las más bajas, produciendo dolor y mala comprensión de la palabra.

Rehabilitación: consiste en los medios necesarios para poner en funcionamiento algo (un órgano, una parte del cuerpo) que no realiza su función por defecto o por enfermedad.

Restos auditivos: Respuestas para algunas frecuencias, generalmente las más graves, para intensidades muy elevadas, que se obtiene en la audiometría.

Sensibilidad: Fisiológicamente se denomina así a la capacidad para percibir sensaciones. Se divide en superficial por la que se detectan los cambios ocurridos en la piel y mucosas, y profunda, que informa de los que aparecen en las articulaciones, músculos y huesos, detectando, por ejemplo, los cambios de posición relativos de los miembros.

Sentidos: Aptitud humana para percibir, por medio de ciertos órganos corporales, las impresiones externas. Tradicionalmente se los clasifica en: vista, oído, gusto, olfato y tacto. Con el término <sexto sentido> se define una capacidad para la intuición, no localizada.

Sordera: Disminución o falta del sentido del oído.

Transmisiva, hipoacusia: Lesión del sistema mecánico (oreja, conducto, tímpano, cadena de huesecillos) de transmisión del sonido hasta el oído interno. En la actualidad son curables, en principio, por las distintas técnicas de la audiocirugía.

Trompa (de Eustaquio): Conducto osteocartilaginoso que comunica el oído medio con la rinofaringe, encargado de equilibrar las presiones entre la cavidad timpánica y el exterior, y del drenaje de secreciones.

~~Yunque: Es el más voluminoso de los componentes de la cadena osicular. Recibe las vibraciones del martillo, con el que se articula, y las transmite, a través de su rama larga, al estribo.~~

BIBLIOGRAFÍA

De Sebastián, G., Audiología Práctica, Editorial Médica Panamericana, 1999.

Ramírez, C.R.A., Conocer al Niño Sordo, Editorial CEPE, 1990

Franco, S., Design with Operational Amplifiers and Analog Integrated Circuits, McGraw-Hill International Editions, 1988

Morrison, R., Grounding and Shielding. Techniques in instrumentation, Ed. John Wiley & Sons, 1977

Peatman, J., Design With PIC Microcontrollers, Ed. Prentice Hall, 1999

Journal of Rehabilitation Research and Development. Vol.23 No. 1 1986

Vonlanthen, A., Hearing Instrument Technology for the Hearing Healthcare Professional, Ed. Singular, 2000

Sandlin, R., Textbook of Hearing Aid Amplification. Technical and Clinical Considerations, Ed. Singular, 2000

Pollack, M., Amplification for the Hearing Impaired, Ed. Grune & Stratton, 1980

Martín, E., Microcontroladores PIC. la solución en un chip, Ed Paraninfo, 1998