

01129 1
20



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO

FACULTAD DE INGENIERÍA

SISTEMA ELECTRÓNICO DE AUDIOMETRÍA

T E S I S

QUE PARA OBTENER EL TÍTULO DE:
INGENIERO ELÉCTRICO Y ELECTRÓNICO
P R E S E N T A

JORGE ISRAEL CRUZ MORALES

DIRECTOR DE TESIS: M. en I. JOSÉ CASTILLO HERNÁNDEZ

LABORATORIO DE ELECTRÓNICA
CENTRO DE CIENCIAS APLICADAS Y DESARROLLO TECNOLÓGICO

MÉXICO, D.F.

MAYO 2003



TESIS CON
FALLA DE ORIGEN



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.

Agradecimientos:

A Dios por permitirme alcanzar una de mis metas.

A mis padres por el apoyo, amor y comprensión a lo largo de mi vida.

A mis hermanas, hermanos, sobrinos y cuñados por su cariño y comprensión

A Guadalupe Serutin Garcia por su amor y estímulo para conseguir una de mis metas

A José Castillo Hernández por su amistad y apoyo.

A los integrantes del laboratorio de electrónica por su amistad y consejos en la realización de este trabajo: Arturo Névares, Esteban López, Genaro Torres, Gerardo Calva, Jorge Valeriano, Miguel Ángel Bañuelos, Nayeli Griselda Torres, Ricardo Damidón, Roberto Molero, Rogelio, Rosa Marta, Rosendo Fuentes, Salvador Rodríguez, Sandro Caballero y Sergio Quintana.

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

INDICE

CAPITULO I

1. INTRODUCCIÓN1

CAPITULO II

2. CONCEPTOS BÁSICOS.....6

 2.1 El sonido.....6

 2.2 Características del oído.....8

 2.3 Parámetros y las sensaciones provocadas por el sonido.....9

 2.4 Sonoridad y nivel de sonoridad.....11

 2.5 Métodos de determinación de sonoridad.....12

 2.6 Concepto de banda crítica.....14

 2.7 Enmascaramiento.....16

 2.8 Tipos de decibeles utilizados en audiología.....19

 2.9 Cero audiométrico.....22

 2.10 El audiograma.....25

 2.11 Características de los audiómetros.....28

 2.12 Distorsión armónica.....29

 2.13 Características del diseño del sistema de audiometría.....30

CAPITULO III

3. TRANSDUCCIÓN Y ACONDICIONAMIENTO

3.1 Descripción del sistema de audiometría.....30

3.2 El oscilador.....32

 3.2.1 Características del oscilador.....32

 3.2.2 Implementación del oscilador.....32

 3.2.3 Funcionamiento del oscilador.....33

 3.2.4 Implementación electrónica.....34

 3.2.5 Filtro paso banda.....34

 3.2.6 Generación de la onda cuadrada.....42

TESIS CON FALLA DE ORIGEN

3.2.7	Divisor de frecuencia programable.....	43
3.2.8	Control de amplitud.....	45
3.2.9	Control de referencias y calibración.....	45
3.3	Atenuador.....	47
3.3.1	Características del atenuador.....	47
3.3.2	Implementación del atenuador.....	48
3.4	Amplificador.....	50
3.4.1	Características del amplificador.....	50
3.4.2	Implementación del amplificador.....	50
3.5	Auriculares.....	52
3.5.1	Características de los auriculares.....	52
3.5.2	Selección de los auriculares.....	52
CAPITULO IV		
4.	ARQUITECTURA DEL SISTEMA	59
4.1	Arquitectura del sistema de audiometría.....	59
4.1.1	Control de frecuencia.....	60
4.1.2	Control de referencias.....	61
4.1.3	Control de amplitud.....	61
4.1.4	Control de selección de oído.....	63
4.1.5	Interfaz gráfica.....	64
CAPITULO V		
5.	COMENTARIOS Y CONCLUSIONES.....	67
APÉNDICE A	Programa en ensamblador.....	73
APÉNDICE B	Hojas de especificaciones.....	87
APÉNDICE C	Diagramas.....	101
REFERENCIAS.....		105

Capítulo I

1. INTRODUCCIÓN

La audición es la vía habitual para adquirir el lenguaje, es uno de los más importantes atributos humanos. El lenguaje permite a los seres humanos la comunicación a distancia y a través del tiempo. El lenguaje es la principal vía por la que los niños aprenden lo que no es inmediatamente evidente y desempeña un papel fundamental en el pensamiento y el conocimiento. Como el habla es el medio de comunicación fundamental en todas las familias (excepto aquellas en que los padres son sordos), la sordera es un impedimento grave cuyos efectos trascienden ampliamente en la imposibilidad de hablar.

Todos los estudios al respecto demuestran que las personas afectadas por una hipoacusia provocan limitaciones en el desarrollo de la comunicación oral, se dificulta el aprendizaje y el desarrollo de la expresión, limitando el desarrollo cognitivo y desigualdad social.

La deficiencia auditiva es un problema que se presenta con mucha frecuencia en gran parte de la población de nuestro país. Con cerca de 100 millones de habitantes existen entre 8 a 10 millones de personas que padecen algún problema de la audición y de éstos, aproximadamente 100,000 no oyen absolutamente nada por problemas congénitos y otros 100,000 están en iguales condiciones, pero por problemas adquiridos [1].

La consecuencia más importante dentro del sector infantil es crecer sin un lenguaje por problemas auditivos congénitos, por ello es importante tener un diagnóstico temprano para que el paciente pueda tener una adecuada rehabilitación.

Las hipoacusias se corresponden con estados patológicos donde se altera la resistencia natural del oído al paso del estímulo sonoro tales como las enfermedades que afectan al oído externo (tapones de cerumen, cuerpos extraños, neoformaciones de hueso, etc.) como al oído medio (otitis medias con derrame propias de la primera infancia, barotraumas, otoesclerosis, etc.). La mayoría de estos casos tienen tratamiento médico y/o quirúrgico, de forma que al solucionar la causa que las desencadenó, los umbrales aéreos y óseos vuelven a coincidir como en una persona considerada normal o normoacúsico. Las hipoacusias se pueden definir de acuerdo a los síntomas que presenta el paciente.

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

La hipoacusia de conducción o transmisión se origina en algún mal funcionamiento del oído externo o del oído medio, es decir, constituyen trastornos de la conducción del sonido. Se caracteriza por tener el umbral normal por vía ósea a diferencia del umbral anormal por vía aérea. En las hipoacusias de conducción existe una deficiencia de la transformación de energía en forma de ondas sonoras a vibración mecánica en el oído interno, que impide que el sonido llegue a estimular correctamente las células sensoriales del órgano de Corti, debido a lesiones localizadas en el oído externo o medio. Éstas pueden deberse a una razón tan simple como una obstrucción del conducto auditivo por un tapón de cerumen, un desgarramiento del tímpano, el anegamiento del oído medio con mucosidad (en la llamada otitis media), o al esclerosamiento de la cadena de huesecillos, las malformaciones graves del oído externo y del oído medio, tales como la ausencia de conducto auditivo externo y membrana timpánica, y la fusión de los huesecillos.

En general las hipoacusias conductivas son de buen pronóstico, ya que son tratables farmacológica o quirúrgicamente, y por lo tanto suelen ser temporales, aunque pueden tornarse crónicas si se omite el tratamiento.

Si la cóclea es normal, provoca una pérdida auditiva de 60 dB como máximo, suficientemente grave para comprometer la adquisición del lenguaje, pero susceptible de amplificación.

En las hipoacusias de percepción o neurosensoriales hay una inadecuada transformación de las vibraciones mecánicas del oído medio en actividad nerviosa, motivada por lesiones en las células ciliadas o en las vías auditivas. Las hipoacusias neurosensoriales se caracterizan por presentar un descenso de igual magnitud en el umbral auditivo por vía ósea y por vía aérea.

Las hipoacusias perceptivas pueden afectar a las células ciliadas (hipoacusia coclear) o al nervio auditivo (hipoacusia retrococlear). En cualquiera de los dos casos son en general irreversibles. Pueden originarse por malformaciones congénitas o por sobreestimulación, como en el caso de la exposición a ruidos muy intensos, éstos son representativos de las lesiones que afectan al oído interno (cóclea y nervio auditivo).

El trauma acústico agudo y crónico, la ototoxicidad, las hipoacusias propias de la edad avanzada (presbiacusia), y la patología tumoral del nervio auditivo (neurinomas). Generalmente se caracterizan por ser hipoacusias irreversibles.

Existe también la sordera cortical y los trastornos de percepción del lenguaje que trascienden.

Cualquier sordera superior a 60 dB indica una pérdida neurosensorial pura o mixta.

Por último hay hipoacusias mixtas en las que participan ambos mecanismos.

Dependiendo del momento en que se produce la pérdida auditiva, las hipoacusias se clasifican en prelinguales, en las que la lesión se produjo con anterioridad a la adquisición del lenguaje (0-2 años), perilinguales, cuando sucedió durante la etapa de adquisición del lenguaje (2-5 años) y postlinguales, cuando la pérdida auditiva es posterior a la adquisición del mismo. Naturalmente las consecuencias serán tanto más graves cuanto más precoz sea la pérdida.

La presbiacusia es una enfermedad que con el paso de los años produce una serie de cambios degenerativos en los tejidos del sistema auditivo; desde determinadas células del oído interno, como las células ciliadas, hasta el área auditiva de la corteza cerebral. Dependiendo de la severidad y de los niveles en los que se produzcan estas alteraciones degenerativas variarán los síntomas en los pacientes. Y por lo tanto las presbiacusias se clasifican en:

1. Presbiacusia sensorial que se refiere a la pérdida de las células ciliadas y las células de soporte del oído interno. Estos cambios se correlacionan con la disminución en los umbrales auditivos de las frecuencias altas, es decir, el sujeto tiene dificultades para oír los sonidos agudos.
2. Presbiacusia neural se refiere a la atrofia de las células nerviosas del oído interno y de las vías nerviosas auditivas en el sistema nervioso central, lo que produce principalmente una disminución en la discriminación del lenguaje. El sujeto oye pero no entiende.
3. Presbiacusia metabólica es el resultado de la atrofia de una parte del oído interno que se llama "estría vascular". La atrofia de la estría vascular provoca una pérdida de la audición para todas las frecuencias.
4. Presbiacusia mecánica es el resultado del engrosamiento y endurecimiento secundario de una parte de la cóclea que es la membrana basilar. Principalmente produce una hipoacusia lentamente progresiva que afecta más a los sonidos agudos.

El diagnóstico general que puede realizar un médico a un paciente sobre los problemas auditivos, lo debe respaldar con estudios clínicos. Existen muchas pruebas de audición, algunas burdas y otras más refinadas, unas destinadas a la localización y otras al diagnóstico médico.

Una de las pruebas sobre la audición es la medición de la sensibilidad, que en otras palabras determina cuál es la menor intensidad a la cual puede ser percibido un sonido.

La siguiente es el reconocimiento del tono. Después la discriminación auditiva que define cuál es la menor diferencia en tono o en intensidad que una persona puede percibir. Otra si puede reconocer palabras difíciles, o si puede el individuo oír el lenguaje en un medio ruidoso y finalmente el nivel de tolerancia que identifica a qué nivel de intensidad se hace doloroso el sonido.

El estudio audiométrico permite tener una medida de la audición (audiometría). La audiometría es la exploración más frecuente e imprescindible cuando se consulta por un problema relacionado con la audición o con enfermedades que puedan afectarla. La audiometría es un conjunto de pruebas para medir la audición, la más frecuente cuya denominación médica es la audiometría tonal liminar, porque en ella se emplean tonos puros y se busca el umbral de audición o mínima intensidad de sonido capaz de ser percibida por el oído. Este nivel de intensidad se le conoce como umbral auditivo tonal.

En la audiometría convencional se suelen utilizar tonos puros. Un tono puro se compone de una única frecuencia de estimulación. Las frecuencias utilizadas corresponden a las octavas comprendidas entre 125 y 8000Hz, es decir, 125, 250, 500, 1000, 2000, 4000 y 8000Hz. Las frecuencias comprendidas entre los 500 y 2000Hz, son las más importantes para la audición de las palabras ya que en dicho rango se sitúan la mayoría de los fonemas que componen la voz humana. También pueden utilizarse otros estímulos como ruido blanco, ruido de banda estrecha, o ruido rosa, que están formados por la unión de varias frecuencias. En la audiometría, la intensidad de los estímulos se expresa en decibeles.

La audiometría se realiza mediante la utilización de un aparato electrónico denominado audiómetro. El audiómetro es un instrumento electrónico que consta de un generador de tonos puros con niveles de intensidad controlados. Un tono puro es una onda senoidal sin distorsión

(idealmente), es decir, en el espectro de frecuencia se compone de una sola frecuencia. Se suelen utilizar las frecuencias correspondientes a las octavas de 1000Hz. Los estímulos son transmitidos al individuo a través de unos auriculares aplicados estrechamente al oído, o un vibrador aplicado al hueso situado inmediatamente detrás del mismo (mastoides).

Basándose en la problemática que se ha definido hasta el momento, se observa que los problemas auditivos en nuestro país constituyen un problema de salud pública. Es por tal razón que en este trabajo de tesis se pretende diseñar e implementar un sistema de audiometría para auxiliar al médico en la evaluación de pacientes adultos y pediátricos.

Así a través del área de ingeniería biomédica se puedan satisfacer parte de las necesidades en el sector salud del país.

En el mercado existen diferentes marcas y tipos de audiómetros. Los audiómetros comerciales pueden ser para monitoreo o diagnóstico, esto define directamente el precio del equipo, lo cual resulta ser costoso para satisfacer la demanda dentro del país, ya que algunas zonas rurales poseen un fuerte rezago en equipo biomédico y por tal razón los estudios clínicos se tienen que realizar en zonas específicas del país. Esto claramente implica costo y tiempo para la gente de escasos recursos.

Otra de las razones fundamentales es el mantenimiento del equipo, ya que se necesita la verificación anual de las frecuencias y los niveles de intensidad de referencia por algún posible desajuste, y de ser así, la calibración como lo especifican los audiómetros comerciales, agregándole costo al equipo audiométrico.

De esta manera se justifica la necesidad de desarrollar equipo biomédico en el presente trabajo.

El trabajo que a continuación se reporta consta de los siguientes puntos:

Primero: Conceptos generales que se deben tener sobre acústica, para tener la noción de fenómenos acústicos y unidades utilizadas para la cuantificación en audilogía.

Segundo: El diseño e implementación del sistema como una parte analógica y otra digital.

Tercero: La arquitectura del sistema la cual se basa en el control de la parte analógica y digital.

Cuarto: Comentarios y conclusiones del sistema diseñado e implementado.

Capítulo II

2. CONCEPTOS BÁSICOS.

2.1 El sonido

Sonido se define como cualquier variación de presión que se propaga en un medio material y puede ser detectado por el oído humano y algunos instrumentos.

Si se imagina estar en un punto de total silencio y se mide la presión en este punto y se gráfica su perturbación en el tiempo se tendrá la representación mostrada en la figura 2.1.



Figura 2.1 Presión atmosférica en función del tiempo

Como se puede apreciar en la figura 2.1 la presión se mantiene constante, o al menos varía muy lentamente; de existir variaciones, éstas son tan lentas que el oído humano no puede percibir las. Esta presión que se considera constante es la presión atmosférica (p_{atm}).

Si a continuación se emitiera un sonido específico en la zona vecina al punto donde se está midiendo y se repitiera lo anterior, la gráfica de evolución en el tiempo de la presión mostraría un comportamiento similar al de la figura 2.2 ¹

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

¹ Se ha dibujado el eje vertical cortado en un tramo, porque el orden de magnitud de las variaciones de presión es mucho menor que la presión atmosférica.

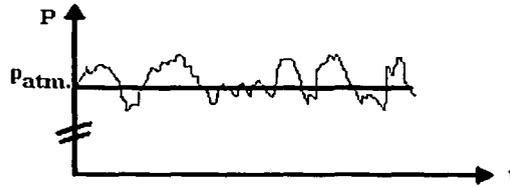


Figura 2.2 Presión atmosférica en función del tiempo con sonido compuesto

Como se puede observar se producen variaciones en la presión por encima y por debajo de la presión atmosférica; a las primeras se les llaman compresiones del aire y a las segundas rarefacciones [2].

Si la rapidez en las variaciones y la amplitud de éstas están dentro de determinados límites, el oído humano puede percibir las y se estará en presencia de sonido. En la figura 2.3 se muestra el caso particular de un tono puro, en el cual las oscilaciones de la presión respecto de las de equilibrio, siguen la forma de una senoide.

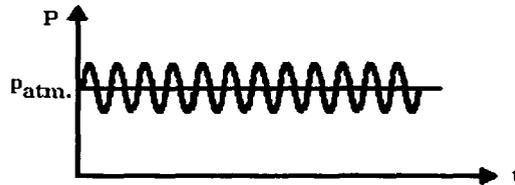


Figura 2.3 Presión atmosférica con tono puro

Para definir algunos parámetros importantes de una onda sinusoidal en la figura 2.4 se muestran la variación y se puede determinar lo siguiente:

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

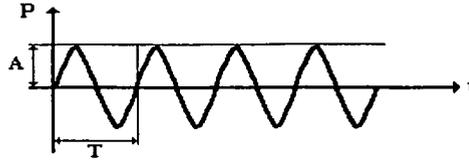


Figura 2.4 Parámetros de un tono puro

La amplitud A corresponde a la máxima variación de presión respecto de la presión atmosférica, es lo que se conoce como amplitud de la onda. La presión aumenta desde este valor de reposo hasta este valor máximo, a partir del cual comienza a descender, pasa nuevamente por el valor de reposo y desciende hasta un mínimo de presión (rarefacción máxima), para luego volver a crecer, llegando al valor de reposo y reiniciando el ciclo.

Al tiempo transcurrido durante el ciclo completo se le denomina período T y se mide en segundos.

Resulta más cómodo utilizar otra magnitud que tiene relación directa con el período que es la frecuencia f . La frecuencia se define como la cantidad de ciclos completos que se producen en la unidad de tiempo (un segundo). La relación entre frecuencia f y el período T se define en la ecuación 2.1.

$$f = \frac{1}{T} \quad (2.1)$$

2.2 Características del oído.

El oído humano puede percibir un rango de frecuencias comprendido aproximadamente entre los 20Hz y los 20,000Hz. Las frecuencias inferiores a 20Hz (infrasonido) o superiores a 20kHz (ultrasonido) no son detectadas por el sistema auditivo humano.

La forma más simple de estudiar el sonido es a partir de tonos puros, aunque éstos suelen ser poco frecuentes en la naturaleza. Ya que los sonidos reales pueden ser descompuestos en tonos puros o componentes que los conforman.

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

Dicho de otra manera, cualquier sonido complejo se puede considerar como la superposición de tonos puros. Este análisis del sonido en función de la frecuencia es el llamado análisis espectral² y la distribución obtenida se le llama espectro.

En el oído, la membrana basilar funciona como un filtro mecánico que descompone parcialmente los sonidos complejos en componentes puros, excitando con mayor intensidad a un grupo particular de células nerviosas, según la frecuencia que se emite. El sistema nervioso gestiona la decodificación final. En efecto, se puede concluir que la membrana basilar se comporta como un analizador de espectros.

2.3 Parámetros y las sensaciones provocadas por el sonido.

La altura de un sonido es lo que permite ordenarlo en graves o agudos, como sucede en la escala musical. A mayor frecuencia se percibe el sonido más alto (agudo) como el sonido de un violín y menor frecuencia más bajo (grave) como el sonido de un contrabajo.

La altura es función principalmente de la frecuencia aunque también intervienen la presión sonora y la composición espectral sino es un tono puro.

El timbre de un sonido permite diferenciar, por ejemplo, una misma nota de la escala musical tocada por un violín y un piano. Los sonidos emitidos por estos instrumentos no son tonos puros, sino la composición de una frecuencia fundamental con una cierta cantidad de armónicas, como se muestra en la figura 2.5.

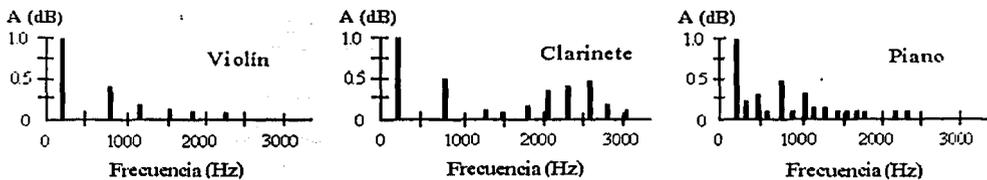


Figura 2.5 Timbre de los instrumentos musicales.

² Una señal se puede expresar como una suma de senoides de diferentes frecuencias, por lo tanto, cada una de estas señales tiene un espectro de frecuencia representado por amplitudes y fases de varias componentes de frecuencia y se especifica completamente por su espectro, por lo tanto una señal se puede describir como una función del tiempo (dominio en el tiempo) o mediante su espectro de frecuencia (dominio en la frecuencia).

En este caso, al tocar ambos instrumentos la misma nota, la frecuencia fundamental es la misma pero las armónicas están repartidas en proporciones distintas dando sensaciones diferentes que permiten distinguirlas.

La presión sonora es lo que permite distinguir entre un sonido más o menos intenso. Esta magnitud está directamente relacionada con la amplitud de la onda, es decir, a mayor amplitud corresponde una sensación subjetiva de mayor intensidad o mejor dicho, de mayor sonoridad. Se debe aclarar que la frecuencia también influye en la sonoridad, pero la amplitud es el parámetro fundamental [3].

Para expresar la presión sonora se utilizan las mismas unidades que se usa en la medición de la presión atmosférica. La unidad utilizada para expresar presiones es el pascal ($1\text{Pa} = 1\text{N/m}^2$).

La magnitud de las variaciones es muy pequeña en comparación con la presión atmosférica, razón por la cual se debe utilizar algún submúltiplo, o una unidad más conveniente. A la frecuencia de 1000Hz, el umbral de audición es de $20 \times 10^{-6}\text{Pa}^3$; es decir, que el oído es capaz de detectar una presión de veinte millonésimas de Pascal. En el otro extremo, a la misma frecuencia el umbral de dolor se encuentra en 20 Pascales, es decir, un millón de veces el umbral de audición. Es notoria la gran amplitud del rango de presiones sonoras comprendido entre los umbrales de audición y de molestia. En la práctica se torna imposible la representación de presiones altas y bajas dentro de una misma escala. Debido a esto se utiliza una escala de tipo logarítmico y se utiliza por comodidad el decibel (dB).

En la tabla 2.1 se resume lo explicado anteriormente.

Sensación	Parámetro
Sonoridad	Amplitud
Altura	Frecuencia
Timbre	Composición espectral

Tabla 2.1 Sensaciones provocadas por el sonido.

**TESIS CON
FALLA DE ORIGEN**

³ Por comodidad se utiliza el micropascal: $1\mu\text{Pa} = 10^{-6}\text{Pa}$

2.4 Sonoridad y nivel de sonoridad

La percepción de sonoridad humana depende de la intensidad del sonido en el tímpano (así como su frecuencia, ancho de banda y duración). La intensidad del sonido fuera del oído no necesariamente refleja la intensidad del sonido en la membrana timpánica. La cabeza, el torso, así como los efectos del canal auditivo, afectan la intensidad del sonido en la membrana timpánica. Estos efectos son referidos a las características de transformación del tímpano. Debido a estas características de transformación, el nivel de presión sonora SPL⁴ en la membrana timpánica difiere en la medida en el campo sonoro, y estas diferencias varían con la frecuencia. El SPL que corresponde al umbral auditivo en el tímpano es llamado mínimo campo audible o MAF⁵.

La percepción humana de audibilidad con tonos puros a diferentes frecuencias ha sido investigada por un gran número de experimentos en las décadas pasadas y existen varios juegos de curvas isofónicas que tienen este propósito.

Un juego de curvas isofónicas se tienen internacionalmente estandarizadas como se muestra en la figura 2.6, en ésta se aprecia como el nivel de presión sonora de un tono puro debe variar para producir la misma sensación a varias frecuencias.

La sonoridad percibida por el humano es medida en sones y como se formuló sobre un cambio del doble en la sonoridad es igual a un cambio en la intensidad sonora de 10 dB (phon). Esta relación se tiene internacionalmente estandarizada [4] en la forma que se da en la en la figura 2.6. Como se puede observar en la gráfica un tono de 100Hz y Nivel de sonoridad (Lp) de 40 dB provocará la misma sensación de sonoridad que un tono de 1000 Hz y 10 dB. Entonces se dice que tiene un nivel de sonoridad de 10 fon.

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

⁴ SPL acrónimo de Sound Pressure Level.

⁵ MAF acrónimo de minimum audible field.

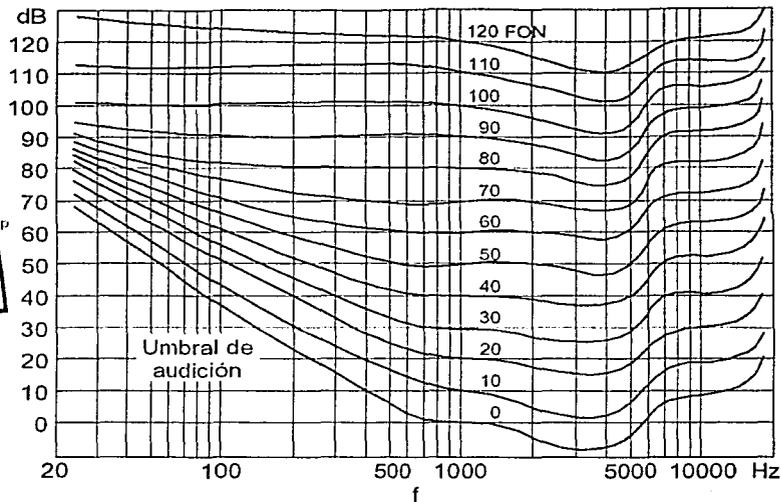


Figura 2.6 Contornos de Fletcher y Munson.

2.5 Métodos de determinación de sonoridad.

Históricamente el primer método para determinar la sonoridad fue ideado por Barkhausen [5] y consistía en la comparación subjetiva de los niveles de sonoridad de un sonido con un tono de 1kHz con un nivel de presión sonora conocido. La escala del nivel de sonoridad obtenido por este método fue graduada en fon. Esta unidad fue aceptada generalmente más tarde como una medida para el nivel de sonoridad y la escala fon corresponde a 1000Hz, y sólo a 1000Hz para la escala en decibeles comúnmente usada para mediciones del nivel de presión sonora. La idea original no funcionó demasiado bien, ya que la sensación de sonoridad en el caso de tonos múltiples o de ruidos de espectro amplio no puede ser determinada mediante los contornos isofónicos, que fueron obtenidos para tonos puros.

En varios estándares internacionales, es recomendable introducir un juego de curvas isofónicas compensadas en frecuencia en equipos de medición de ruido [5]. Esta compensación de frecuencia, cuando se utiliza según las recomendaciones, se atribuye que se aproxima la respuesta del oído a la del sonido y el resultado de tal respuesta se asume que indica el nivel de sonoridad. Sin embargo, esto se interpretó como una simple compensación de frecuencia del sonido. Como

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

se prescribió en estas normas, no es posible dar una medición correcta del nivel de sonoridad en muchos de los casos.

Para distinguir entre las mediciones físicas de los niveles de presión sonora en decibeles (dB) (sin compensación de frecuencia), la medición subjetiva del nivel de sonoridad en fons, y las mediciones hechas con la introducción de uno de los filtros de frecuencia compensada con características A, B, C (o D) se ha estado de acuerdo internacionalmente que el resultado del último tipo de medida debe ser el nivel sonoro final y manifestado en decibeles con una indicación de cuál de las curvas de compensación se utilizó.

El filtro A tiene una respuesta en frecuencia aproximadamente opuesta al contorno de 40 fon, el B, opuesta al de 70 fon, y el C, opuesta al de 100 fon como se muestra en la figura 2.7 De esa manera, cada uno de estos filtros atenúa las frecuencias en el oído que es menos sensible. Cuando se utiliza el filtro con compensación A (A-weighted) los decibeles se expresan como dBA, y análogamente en los otros casos.

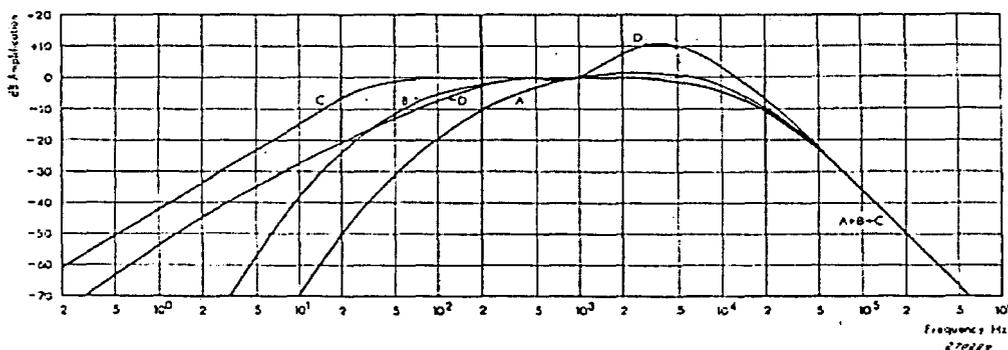


Figura 2.7 Curvas compensadas para medidores de presión sonora.

El resultado fue que los efectos sobre la audición humana exhibían una importante correlación con los niveles sonoros con compensación A (es decir, procesados con el filtro A), lo cual llevó a adoptar universalmente el nivel sonoro A para todas las cuestiones relativas a la medición de ruido.

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

En la búsqueda de nuevos métodos para la determinación del nivel de sonoridad “sensación subjetiva” para dar una medición de presión sonora objetiva se tiene dos procedimientos recomendados internacionalmente[5].

Uno de estos, que es debido al científico alemán E. Zwicker, está basado en el concepto de banda crítica e integra la excitación a lo largo de la membrana basilar debido al efecto de enmascaramiento. La integración se hace gráficamente por formas preimpresas y en lugar de bandas críticas exactas, el uso se hace de la corrección 1/3 de bandas de octava como normalmente se dispone en los analizadores de frecuencia comerciales.

El segundo método es debido a el científico norteamericano S. S. Stevens, él hizo uso de bandas de 1/1 de octava para comparar los resultados de las mediciones con el criterio subjetivo y tomar alguno de los hechos conocidos sobre audibilidad, como el enmascaramiento, dentro del cálculo de Stevens para llegar a una forma muy simple. Un método de fácil uso para el cálculo de sonoridad.

2.6 Concepto de banda crítica.

Si un número de tonos puros son combinados dentro de un sonido complejo, no sólo la sonoridad y la altura determinan la percepción humana del sonido, sino un tercer factor, el timbre entra en el contexto, el timbre depende del contenido armónico del sonido y el comportamiento transitorio (y así también hasta cierto punto en la relación de la fase entre los varios componentes del sonido). Las investigaciones muestran la existencia de ciertas banda críticas de frecuencia y también que existe una relación definida entre estas bandas y la vibración máxima en la membrana basilar.

La discriminación de las bajas frecuencias en el oído, es decir, tonos con unos cuantos Hertz de separación pueden ser distinguidos; sin embargo, en las altas frecuencias para poder discriminar los tonos se necesita que estén separados por cientos de Hertz.

En cualquier caso, el oído responde al estímulo más fuerte que se presente en sus diferentes regiones de frecuencia; a este comportamiento se le da el nombre de bandas críticas.

Los estudios muestran que las bandas críticas son mucho más estrechas en las bajas frecuencias que en las altas; el 75% de las bandas críticas están por debajo de los 5 KHz, lo que implica que el oído recibe más información en las bajas frecuencias que en las altas frecuencias. Una banda crítica corresponde a la distancia de 1.3 mm a lo largo de la membrana basilar y es definido como

1 Bark⁶. Dentro de una banda crítica la intensidad del sonido es principalmente dependiente del valor medio eficaz (rms) de la presión sonora, aún cuando la sonoridad al agregar diversas bandas al mismo tiempo forme un esquema diferente.

Basados en estos resultados el rango principal de frecuencias se tiene dividido en 24 bandas críticas ver la tabla 2.2

Banda Crítica (Bark)	1	2	3	4	5	6	7	8
Frecuencia central (Hz)	50	150	250	350	450	570	700	840
Ancho de la Banda(Hz)	100	100	100	100	110	120	140	150
Banda Crítica (Bark)	9	10	11	12	13	14	15	16
Frecuencia central (Hz)	1000	1170	1370	1600	1850	2150	2500	2900
Ancho de la Banda(Hz)	160	190	210	240	280	320	380	450
Banda Crítica (Bark)	17	18	19	20	21	22	23	24
Frecuencia central (Hz)	3400	4000	4800	5800	7000	8500	10500	13500
Ancho de la Banda(Hz)	550	700	900	1100	1300	1800	2500	3500

Tabla 2.2 Bandas críticas.

Usando el bark, un sonido en el dominio de la frecuencia puede ser convertido a sonido en el dominio psicoacústico. De esta manera, un tono puro (representado por una componente en el dominio de la frecuencia) puede ser representado como una curva de enmascaramiento psicoacústico como lo muestra la figura 2.8.

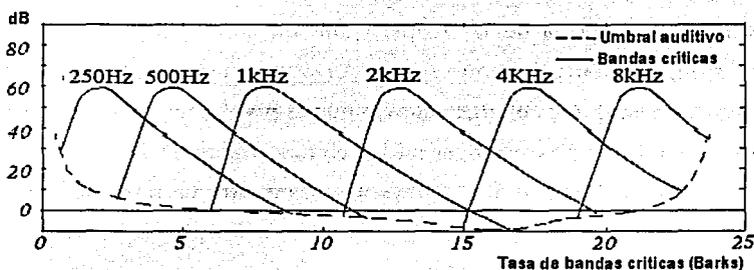


Figura 2.8 Enmascaramiento en las bandas críticas.

⁶ En honor al físico alemán Georg Heinrich Barkhausen.

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

2.7 Enmascaramiento.

Si el oído es expuesto simultáneamente a dos sonidos diferentes, cuando el primer sonido es muy intenso (enmascarante), el segundo es apagado, es decir, es enmascarado y no puede ser escuchado. A este fenómeno se le llama enmascaramiento. Se tiene considerado dos tipos de enmascaramiento, el primero en el dominio de la frecuencia y el otro en el dominio del tiempo.

El efecto de enmascaramiento en frecuencia es explicado como un corrimiento en el umbral auditivo causado por un sonido intenso y depende de la diferencia de frecuencia de ambos sonidos. El corrimiento en el umbral auditivo es grande alrededor de la frecuencia del tono de enmascaramiento y es diferente para tonos puros y para bandas de ruido. En la figura 2.9 se muestra el enmascaramiento en frecuencia de un tono de 1kHz.

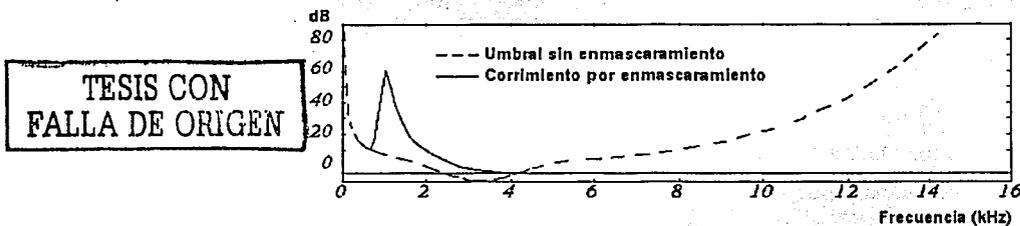


Figura 2.9 Enmascaramiento en frecuencia.

El enmascaramiento funciona de tal manera que un sonido de determinada frecuencia puede enmascarar o disminuir el nivel de otro sonido en las frecuencias adyacentes, siempre y cuando el nivel del sonido enmascarante sea más intenso que el nivel del sonido adyacente.

Es decir, un tono de 1kHz posee mayor poder enmascarante, si se intenta enmascarar a otro que tenga una frecuencia de 2kHz, que si se intenta enmascarar un tono de 500Hz. Por lo tanto, si se está buscando el efecto de enmascaramiento, es más fácil lograrlo con un sonido enmascarante de frecuencia más baja que el enmascarado.

El enmascaramiento en el dominio del tiempo o mejor conocido como enmascaramiento temporal. Se presenta cuando un tono tenue está muy cercano en el dominio del tiempo a un tono intenso. Es decir, si se está escuchando un tono tenue y aparece un tono de mayor intensidad, el

tono tenue será enmascarado por el tono intenso, antes de que el tono intenso aparezca (pre-enmascaramiento). Posteriormente, cuando el tono intenso es anulado, el oído necesita un pequeño intervalo de tiempo (entre 50 y 300 ms) para que se pueda seguir escuchando el tono tenue (post-enmascaramiento). Esto se debe a que el cerebro procesa los sonidos intensos más rápido que los sonidos tenues. En la figura 2.10 se muestra tal efecto con el pre-enmascaramiento y el post-enmascaramiento.

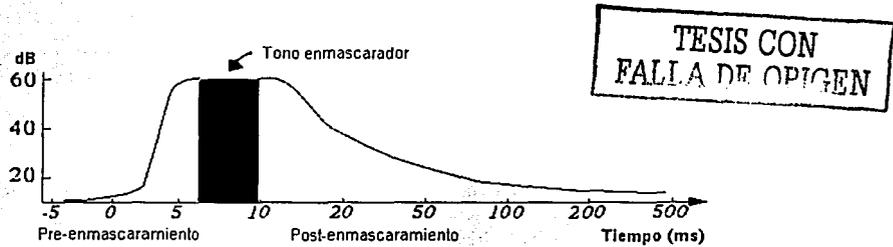


Figura 2.10 Enmascaramiento temporal.

Para poder observar la diferencia entre ambos tipos de enmascaramiento se superponen ambas gráficas en tres ejes como lo muestra la figura 2.11.

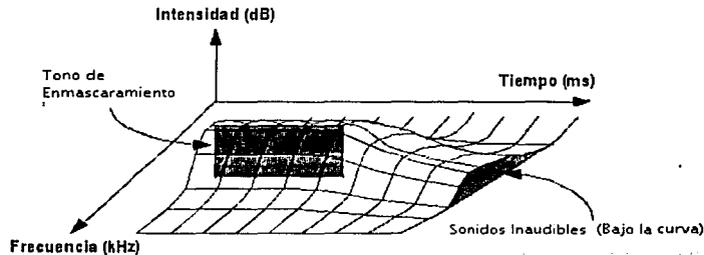


Figura 2.11 Enmascaramiento en el dominio del tiempo y frecuencia.

El efecto de enmascaramiento juega un papel muy importante en el cálculo de la sonoridad del sonido sobre las mediciones del nivel de presión sonora.

Se debe enmascarar en las siguientes situaciones: En vía aérea si para cualquier frecuencia, la diferencia entre los umbrales de vía aérea de ambos oídos es igual o superior a 40 dB, o la diferencia entre el umbral por vía ósea del oído mejor y el umbral por vía aérea del oído peor es igual o superior a 40 dB, se enmascarará el oído mejor para obtener el umbral real del oído peor. Por vía ósea será necesario enmascarar para obtener la vía ósea real, cuando los umbrales de la vía ósea difieren de la vía aérea del mismo oído en más de 10 dB.

2.8 Tipos de decibeles utilizados en audiología.

Los audiólogos necesitan conocer la diferencia entre los dB SPL, dBA y dB HL⁷ y cómo cada uno de ellos se utiliza en la medición.

Es necesario tener conocimiento de las limitaciones de la escala dBA cuando se examinan los umbrales medidos y también conocer las diferencias entre el dB HL y el dBA cuando se comparan datos.

Dada una presión sonora p se expresa como nivel de presión sonora SPL, mediante la ecuación 2.2.

$$\text{SPL} = 20 \log \frac{p}{p_0} \quad (2.2)$$

Donde p_0 es una presión de referencia. Se adopta como referencia el valor de $20 \mu\text{Pa}$.

Reemplazando en la ecuación 2.2 el umbral de audición y el umbral de molestia, se obtiene los niveles correspondientes en decibeles como se muestra en la figura 2.12.

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

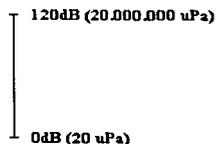


Figura 2.12 Rango dinámico del normoyente

⁷ HL acrónimo de Hearing Level

De esta forma se ha comprimido la gama de presiones audibles de un millón de veces a 120dB.

En términos de percepción de sonoridad en el ser humano, el problema con la escala en dB SPL es que la sonoridad de un sonido no necesariamente se relaciona con el dB SPL. Por consiguiente, la escala dBA fue desarrollada para probar y calcular la audibilidad subjetiva del sonido; que es probar y considerar por el hecho que la intensidad de un sonido percibido no necesariamente está relacionado directamente con su potencia en dB SPL. El nivel de presión sonora que existe en la membrana timpánica es diferente del medido en un campo sonoro y esta diferencia varía con la frecuencia. Las características de transformación del campo sonoro afecta la audibilidad en el tímpano al percibir un sonido y procura considerar esto la escala dBA compensada.

Formalmente, el nivel sonoro A (o nivel de presión sonora compensado A (A-weighted)) se define como:

$$L_{pA} = 20 \log \frac{p_A}{p_0} [\text{dBA}]$$

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

Donde p_0 es la presión de referencia de 20×10^{-6} [Pa] y p_A es la presión sonora con compensación A, es decir, la presión sonora ponderada con el filtro A. El nivel sonoro se mide en forma directa por medio del sonómetro o medidor de nivel sonoro.

Los umbrales obtenidos usando la escala dBA presentan varias limitaciones que un audiólogo necesita tener en cuenta. La escala dBA se desarrolló con un sujeto sentado dentro de un campo sonoro, que involucra una incidencia frontal de la onda sonora en una cámara anecoica (sin reflexiones). Si las reflexiones están presentes en el campo sonoro o la dirección de la fuente sonora se altera de algún modo, entonces estas alteraciones en la presencia de sonido resulta en cambios de la intensidad sonora en el tímpano. En principio se modifican las características de transformación que la escala dBA tenía consideradas al respecto.

Otra nota admonitoria es que el punto cero en la escala dBA es un punto arbitrario que no se relaciona con el umbral auditivo. La escala dBA está basada sobre un tono de 1kHz de 40 dB SPL (ISO 131, 1979). Esto no significa que halla 40 dB SPL, es decir, el sonido es de 40dB sobre

el mínimo campo audible. 0 dBA refleja la intensidad percibida de un tono de 1kHz a 0 dB SPL, considerando que el MAF es a menudo 5 dB sobre éste.

Para los audiólogos éste es un hecho relevante para saber el porque cuando se están midiendo umbrales con la escala dBA, los umbrales serán absolutamente superiores en todas las frecuencias excepto a 3 y 4kHz comparados con umbrales medidos usando una escala en dB HL. Como resultado la escala dBA no es aplicable en situaciones que varían significativamente, como desde una onda de sonido que llega de una fuente directamente frontal. Por consiguiente, la escala dBA no es conveniente para muchas situaciones audiológicas. La escala dBA se utiliza sin embargo en un campo de prueba sonoro, pero desde que las cámaras de prueba usadas no son verdaderamente anecoicas, los audiólogos deben reconocer el error inherente que puede ocurrir en las medidas que usan esta escala.

Los decibeles en nivel auditivo (HL) reflejan la intensidad de un sonido a diferentes frecuencias con respecto al nivel del umbral del oyente. Para dar valores exactos en dB HL, la variación en sensibilidad en la membrana timpánica y las características de transformación presentes deben considerarse. Las características de transformación varían dependiendo sobre cómo el sonido se presenta y así deben encontrarse diferentes factores de corrección para cada método de presentación. Sabiendo las características de transformación (diferencia en SPL para el sonido en el transductor a la membrana timpánica en cada frecuencia de prueba), nosotros podríamos agregarlos al MAF para encontrar el nivel de salida que debe corresponder al umbral. Este valor es diferente para todos porque ninguna de las personas tiene exactamente el mismo canal auditivo en términos de forma, tamaño e impedancia característica y habría que hallar una medida exacta de factores de corrección específicos para cada paciente.

Como se mencionó anteriormente, la escala de nivel auditivo (dB HL) es desarrollada para encontrar el umbral de un gran número de sujetos otológicamente normales. Cuando un audiómetro se calibra para medir el nivel auditivo, la lectura marcada en el audiómetro para el umbral promedio a cada frecuencia leerá 0 dB HL, esto es el cero audiométrico. Este método de calibración biológico pone los niveles de salida a 0 dB HL que corresponde al umbral según los valores HL normalizados.

La escala de dB HL toma como referencia (0 dB SPL) de la curva isofónica correspondiente a 0 fon, expresando los niveles auditivos a partir de su umbral para cada frecuencia figura 2.13a y 2.13b

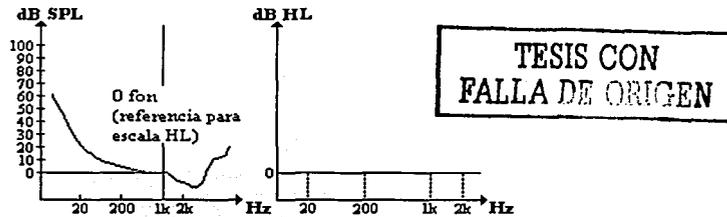


Figura 2.13a y 2.13b

Como consecuencia de lo anterior habrá un factor de conversión para efectuar el pasaje entre dB HL y dB SPL o viceversa, cuyo valor será variable con la frecuencia según se desprende de la figura 2.13a.

Los audiómetros están calibrados en este tipo de dB, es decir, a los que se refieren los niveles medidos a los umbrales normales obtenidos estadísticamente para cada frecuencia.

2.9 Cero audiométrico.

Una de las incógnitas que se tienen es como se define el umbral auditivo normal y cómo se obtiene, el umbral normal o de referencia, es decir, el que aparentemente debería poseer un individuo otológicamente normal a cada frecuencia. En otras palabras buscar los niveles de intensidad sonora para cada octava de 1kHz marcados con puntos en la gráfica 2.14.

Podría intentar determinarse dicho umbral en términos del nivel de presión sonora media que se requiere para que un individuo normal comience a escuchar cada frecuencia. La dificultad para ello reside en que dicho valor depende mucho de las condiciones en que se escucha y de las condiciones en que se mide dicho nivel de presión sonora.

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

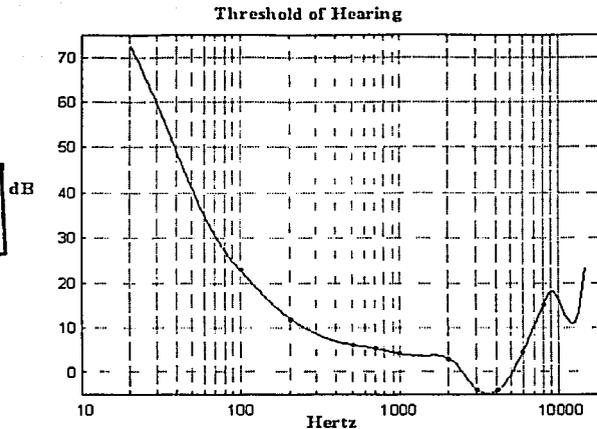


Figura 2.14 Niveles de umbral auditivo.

Lo ideal sería determinar el nivel de presión sonora sobre el propio tímpano, pero esto no es factible ya que debería insertarse una sonda que seguramente modificaría las condiciones de audición. Por ello se ha recurrido a definir un cero audiométrico no en forma absoluta sino relativa para el transductor que se utilice.

El umbral de audición para un tono puro es el mínimo nivel de intensidad al cual es escuchado en un 50% del número de veces que se presenta. Así, una persona otológicamente normal tendrá, en término medio, un nivel de umbral de audición de 0 dB HL en todas las frecuencias, ya que su mínimo nivel de audición es 0 dB o, equivalentemente, el mínimo nivel de presión sonora que percibe coincide con el cero audiométrico.

Existen diferentes tipos de transductores en el mercado y cada uno de ellos tiene un valor diferente para los umbrales de audición. En la tabla 2.3 se muestran las referencias equivalentes de presión sonora para diferentes transductores utilizando un acoplador del tipo N.B.S 9A⁸ [6].

⁸ Acrónimo de National Bureau of standards a-A coupler.

Frequency Hz	Reference equivalent threshold sound pressure level relative to 20x10 ⁻⁶ Pa (dB SPL)										
	125	48.5	47.5	51	45.5	54.5	44	44	46.5	46.5	51
1250	28	28.5	30.5	24.5	32	25	25	26	26	28.5	25.5
500	12	14.5	13.5	11	14	11.5	11	11	11	10	11.5
1000	6.5	8	6.5	6.5	8	6.5	5	5	7	6	7
1500	-	7.5	7	6.5	8	5.5	-	5	7	6.5	6.5
2000	6	8	7.5	8.5	9.5	7.5	8.5	7.5	9	6.5	9
3000	8	6	8	7.5	10	8	-	6.5	10	9	10
4000	3.5	5.5	10.5	9	11	9	13	13	13.5	9	9.5
6000	14.5	8	13.5	8	17.5	17	-	11	8.5	18.5	15.5
8000	12	14.5	20.5	9.5	12.5	13	9	13	11	14	13
	AUDIO 15	Beyer DT48 whit flat cushion	S.T.C. 4028-A	W.E. 705-A	T.D.6	Permoflux PDR 8 MX41/AR cushion	Permoflux PDR 1 Maico "Doughnut" cushion	Permoflux PDR 1 ADC Case	Permoflux PDR 1 ADC MX41/AR cushion	Permoflux PDR 10 ADC MX41/AR cushion	Telephonics TDH 39 MX41/AR cushion

Tabla 2.3 Referencias equivalentes recomendadas para el nivel de presión sonora.

La norma ANSI recomienda los valores del cero audiométrico para cada una de las frecuencias, por vía aérea y vía ósea para cada tipo de transductor.

Para vía aérea el modelo específico de auriculares es el TDH39, 49 o 50 de tipo supra-aural de la empresa Telephonics, además, se especifica el tipo de almohadilla en tamaño y contorno que debe utilizarse, la diadema utilizada con la aplicación de una fuerza máxima de 4.5 ± 0.5 N

Para vía ósea es el vibrador óseo modelo B-71 de la empresa radioear con una área nominal de 175 ± 25 mm² ajustados con una diadema, teniendo una aplicación de fuerza de 5.4 ± 0.5 N.

En ambos casos la calibración se puede efectuar en un acoplador acústico normalizado⁹ o en un oído artificial¹⁰.

En la Tabla 2.4 se muestran los valores del cero audiométrico (denominado nivel de presión sonora de referencia umbral) para el TDH39, 49, 50 y B-71 medido con acoplador acústico.

⁹ Un acoplador acústico es una cavidad de forma y volumen especificados que permita acoplar un dispositivo.

¹⁰ Un oído artificial es un tipo particular de acoplador acústico que emula la forma y características del oído externo y medio.

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

Freq	Supra Aural Earphone ^a		Bone vibrator ^b
	TDH39	TDH49/50	B-71
125	45.0	47.5	
250	25.5	26.5	67.0
500	11.5	13.5	58.0
750	8.0	8.5	48.5
1000	7.0	7.5	42.5
1500	6.5	7.5	36.5
2000	9.0	11.0	31.0
3000	10.0	9.5	30.0
4000	9.5	10.5	35.5
6000	15.5	13.5	40.0
8000	13.0	13.0	
Speech	19.5	20.2	55.0

* in dB re: 20 μ PA using NBS 9A coupler specified in ANSI S3.7-1995
^b in dB re: 1 μ N mastoid placement of Radioear B-71 using mechanical coupler specified in ANSI S3.13-1987(rev. 1993)

Tabla 2.4 Referencias de niveles de umbral contenidas en la norma ANSI S3.6-1996 para algunos transductores audiométricos

2.10 El audiograma.

La audiometría se representa en una gráfica llamada audiograma, la cual viene definida por un eje de ordenadas que representa la intensidad sonora en dB, dividido en intervalos de 10dB y en el eje de las abscisas, la frecuencia de los diferentes tonos utilizados para estimular.

En cualquier audiometría se van a realizar dos tipos de mediciones. Por un lado vamos a estudiar el umbral auditivo por vía aérea, esto es, utilizando el auricular aplicado al pabellón auditivo, y por otro a través de la vía ósea, mediante la aplicación de un vibrador al hueso de la mastoides. La audiometría por vía ósea permite determinar si una hipoacusia es conductiva o perceptiva. En el caso de la hipoacusia conductiva se tiene una audiometría aérea anormal, pero ósea normal, ya que al ir la transmisión ósea directamente al oído interno, el buen funcionamiento de éste asegura que los sonidos se perciban, mientras que en la hipoacusia perceptiva ambas son anormales.

El propósito de una audiometría tonal liminar es determinar y representar gráficamente el nivel umbral de audición de una persona. La gráfica normalizada que se utiliza para ello es la que se muestra en la figura 2.15. En ella se representa la pérdida auditiva, que es la denominación habitual en audiología para el nivel umbral de audición. En el diagrama audiométrico se incluye

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

la recta de audición normal y la curva de pérdida total de la audición. En la figura 2.16 se muestra los símbolos correspondientes a cada una de las pruebas por vía aérea, ósea, oído izquierdo, derecho, con o sin enmascaramiento. Así, por ejemplo, en el oído izquierdo, a 2000Hz se observa una pérdida auditiva de 50dB, lo cual significa que (teniendo en cuenta que el cero audiométrico a esa frecuencia es de 9dB utilizando el auricular tipo TDH39) el nivel de presión sonora requerido por ese oído para percibir los 2000Hz equivale a $50\text{dB} + 9\text{dB} = 59\text{dB SPL}$ generados por el auricular en el acoplador acústico normalizado.

Para interpretar correctamente una audiometría se debe tener claro los conceptos de nivel de audición y nivel umbral de audición. Se define el nivel de audición para un modelo dado de auricular y para una frecuencia determinada, como la diferencia entre el nivel de presión sonora real y el cero audiométrico para esa frecuencia. Por ejemplo, si el TDH49 está emitiendo un tono de 1000 Hz y 50 dB, el nivel de audición será de $50\text{dB} - 7.5\text{dB} = 42.5\text{dB SPL}$. Debe comprenderse que el nivel de audición no se refiere al umbral auditivo; es sólo una manera de expresar el nivel de presión sonora con respecto al umbral medio de la población otológicamente normal.

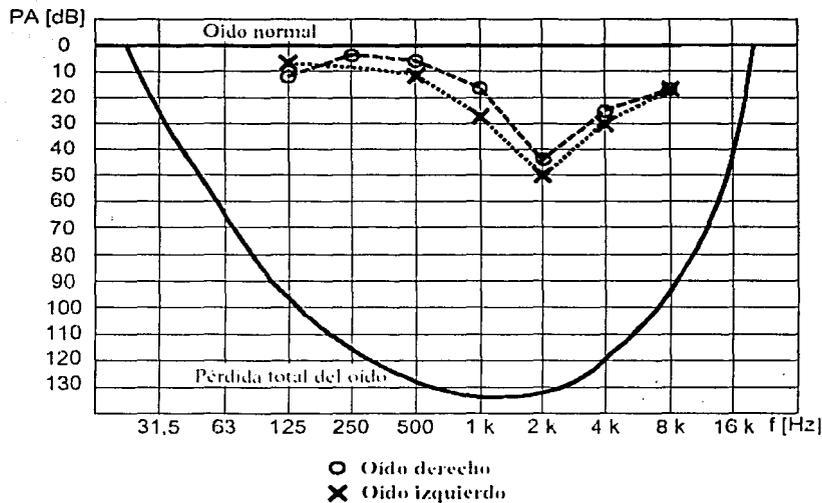


Figura 2.15 Audiograma vía aérea

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN



Figura 2.16 Símbolos de un audiograma

Otra característica que presenta el audiograma son las clases de impedimentos de capacidad auditiva, la tabla 2.5 muestra las categorías de deficiencias auditivas para su tratamiento médico [7].

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

Nivel del Umbral auditivo dB	Nivel promedio de Umbral auditivo para 500, 1000 y 2000Hz en el mejor oído				Habilidad para comprender el lenguaje
	Clase	Grado de Impedimento	Más de	No más de	
	A	No es significativo		25dB	No experimenta dificultad para comprender el lenguaje suave
25	B	Impedimento mínimo	25dB	40dB	Dificultad únicamente con el lenguaje suave
40	C	Impedimento leve	40dB	55dB	Dificultad frecuente con el lenguaje normal
55	D	Impedimento marcado	55dB	70dB	Dificultad frecuente con el lenguaje fuerte
70	E	Impedimento serio	70dB	90dB	Puede comprender solamente el lenguaje gritado o amplificado
90	F	Impedimento extremo	90dB		Generalmente no puede comprender ni el lenguaje amplificado

Tabla 2.5 Clases de impedimento auditivo.

2.11 Características de los audiómetros.

Teniendo hasta este momento los conceptos necesarios del sonido, el sistema auditivo y lo que es una audiometría, así como sus requerimientos, se analizan las características mínimas que recomienda la norma ANSI para cada tipo de audiómetro de acuerdo a su campo de aplicación.

Los tipos de audiómetros que clasifica la ANSI S3.6 – 1996 son de tonos puros, palabras, de alta frecuencia o de campo libre. Recomienda tipos de transductores, máximos niveles auditivos y frecuencia de prueba, conmutación de señal de prueba, tonos de referencia, entradas de palabras, tipos de enmascaramiento. Estas características se muestran resumidas en la tabla 2.6.

**TESIS CON
FALLA DE ORIGEN**

TIPO	1	2	3	4	5	
Características	Diagnostico Avanzado	Diagnostico I	II	Monitoreo	Escrutinio	Objetivos de la prueba
De tono puro: Aire						
Gama de frecuencias	125 a 8000Hz	125 a 8000Hz	250 a 8000Hz	500 a 6000Hz	500 a 4000Hz	Determinación de los niveles de umbral auditivo
Gama de Intensidad	-10 a 110 dB	-10 a 110 dB	-10 a 110 dB	0 a 70dB	0 a 45dB	
De tono puro: Hueso						
	X	X	X	O		
Gama de frecuencias	250 a 4000Hz	250 a 4000Hz	250 a 4000Hz			Diferenciar lo conductivo de lo neurosensorial
Gama de Intensidad	-10 a 70 dB	-10 a 70 dB	-10 a 70 dB			
Enmascaramiento						
	X	X	X			
Ruido de banda estrecha	X	X	X			Diferenciar entre Ambos oídos
Ruido blanco	X	X				
Ruido en el espectro Del habla						
Prueba del Habla						
	0 a 90 dB	0 a 90 dB	0 a 90 dB			
Conducción aérea	X	X	O			Establecer el nivel de comunicación por el lenguaje
Campo sonoro	X	X	O			
X = Requerido O = Opcional						

Tabla 2.6 Especificaciones mínimas requeridas por la norma ANSI S3.6-1996 para los tipos de audiómetros.

2.12 Distorsión armónica.

Dentro de las características que se deben tener en cuenta es la distorsión armónica, se requiere que el nivel del máximo de las armónicas del tono de prueba en el paciente no exceda los valores máximos permisibles como se muestran en la tabla 2.7.

La medida de distorsión armónica es diferente para el tipo de conducción ósea y aire. Para tal prueba se requiere que el transductor sea montado en un acoplador acústico, una oreja artificial, o un simulador de oído artificial.

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

Frecuencia (Hz)	Conducción aérea				Conducción ósea		
	125	250	500 a 4000	6000 a 16000	250	500 a 750	1000 a 5000
dB HL (Hearing Level) ^a	75.0	90.0	110.0	90.0	20.0	50.0	60.0
Segunda armónica	2.0	2.0	2.0	2.0	5.0	5.0	5.0
Tercera armónica	2.0	2.0	2.0	2.0	2.0	2.0	2.0
Cuarta armónica y superiores	0.3	0.3	0.3		2.0	2.0	2.0
Todas las subarmónicas		0.3	0.3	0.3			
Armónicos total	2.5	2.5	2.5	2.5	5.5	5.5	5.5

NOTA:
^a: O máximo nivel auditivo en el audiómetro

Se expresan en porcentaje

Tabla 2.7 Distorsión máxima permisible

2.13 Características del diseño del sistema de audiometría.

Teniendo hasta este momento los conceptos necesarios para la comprensión de la acústica del sistema auditivo, características de la audiometría y tipos de audiómetros. Se pretende diseñar e implementar un audiómetro tipo 4 (para monitoreo) con la posibilidad de expandir a un tipo 3 o tipo 2 (ver tabla 2.6). El sistema se debe aproximar a las características que poseen los equipos comerciales.

Resumiendo las características que dicho sistema debe tener son:

Gama de frecuencias programable correspondientes a las octavas de 1kHz, es decir, 125, 250, 500, 750, 1k, 2k, 3k, 4k, 6k y 8k Hertz con una variación de $\pm 3\%$. Una distorsión armónica total de 2.5% en vía aérea y 5% en vía ósea. Una gama de intensidad con rango dinámico de 110dB HL con incrementos de 5dB con un error de ± 1 dB.

**TESIS CON
FALLA DE ORIGEN**

Capítulo III

TRANSDUCCIÓN Y ACONDICIONAMIENTO.

3.1 Descripción del sistema de audiometría.

En la actualidad los sistemas electrónicos sustentan la mayor parte de su diseño en sistemas digitales. Esto debido a la aparición de microprocesadores como los DSP's (digital signal processor). Estos microprocesadores tienen la cualidad de procesar señales analógicas en tiempo real. Es decir, no se requiere adquirir y almacenar la información para después teniendo un número suficiente de datos sean tomados y tratados digitalmente.

El procesamiento digital de señales posee la ventaja de implementar filtros de un orden muy alto con una estabilidad significativa y características aproximadas a las de un filtro ideal, además de utilizar poco espacio en la implementación de los circuitos impresos.

De ahí que la mayoría de audiómetros comerciales mantenga su plataforma de funcionamiento basándose en el procesamiento digital de señales. Aun cuando la mayor parte del diseño sea digital, no lo excluye de una etapa analógica, debido a que el sistema auditivo humano percibe y procesa señales analógicas.

Un audiómetro consta esencialmente de tres etapas: la primera etapa es la encargada de generar los tonos puros con una frecuencia definida en octavas de 1kHz, es decir, ondas senoidales sin distorsión (idealmente). La segunda es el control de la amplitud de la señal senoidal con una escala logarítmica, con un rango dinámico de 110dB HL graduada en pasos de 5dB y la tercera etapa es la conversión de la señal eléctrica a presión sonora previamente controlada en frecuencia y amplitud, esto mediante un amplificador de señal y un transductor de energía eléctrica a sonora (auricular).

Basándose en lo anterior el sistema de audiometría propuesto hace uso de las técnicas digitales y analógicas.

Para analizar el sistema diseñado e implementado se describe un diagrama a bloques sobre las etapas del audiómetro como se muestra en la figura 3.1

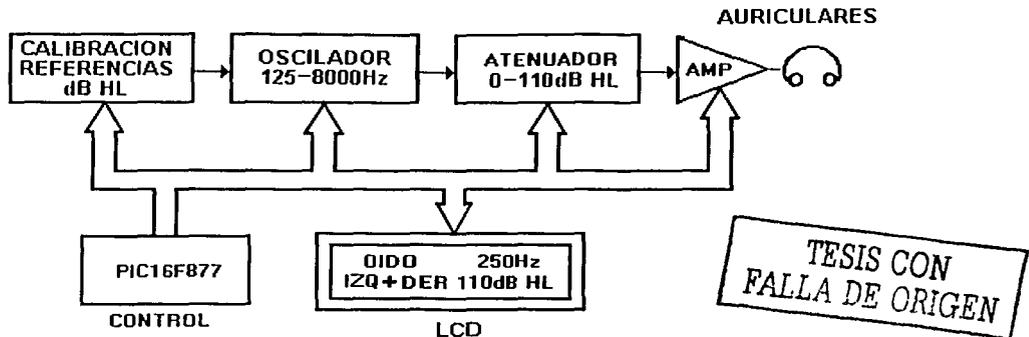


Figura 3.1 Bloques del sistema de audiometría.

El sistema consta de un oscilador con control de frecuencia digital y amplitud mediante un nivel de corriente directa, las frecuencias están definidas por octavas de 1kHz, es decir, 125, 250, 500, 1k, 2k, 4k y 8k [Hz].

En la etapa de calibración de referencias en dB HL, se gradúa el umbral de audición (nivel SPL equivalente a 0dB HL en cada frecuencia especificado), es decir, el ajuste de la amplitud de la onda senoidal en cada frecuencia para el tipo de auricular utilizado. Se lleva a cabo mediante una referencia de voltaje de 5VCD conmutada a través de un multiplexor con 3 bits de control, de esta manera se tienen 8 niveles de corriente directa con ajuste mediante un potenciómetro multivoltas.

El atenuador proporciona un rango dinámico de atenuación de 0 a 120dB eléctricos en pasos de 5dB, el control del atenuador es del tipo SPI (serial peripheral interface).

La etapa de potencia y conversión de energía eléctrica a energía acústica, se efectúa con dos amplificadores de audio manipulados por el microcontrolador para seleccionar el auricular en operación (izquierdo o derecho).

La visualización de frecuencia, atenuación y oído de prueba se realiza mediante una pantalla de cristal líquido (LCD) manipulada desde el microcontrolador.

Finalmente, la arquitectura de sistema encargada del control del oscilador, referencias, atenuador, amplificadores de potencia y despliegue gráfico en la LCD, la lleva a cabo un microcontrolador.

3.2 El oscilador.

3.2.1 Características del oscilador.

La función del oscilador dentro del audiómetro es generar los tonos puros con las frecuencias de prueba determinadas en octavas de 1000Hz, la cual comprende la gama siguiente 125Hz, 250Hz, 500Hz, 750Hz, 1000Hz, 1500Hz, 2000Hz, 3000Hz, 4000Hz, 6000Hz y 8000hz dependiendo del tipo de audiómetro, ya sea de monitoreo o diagnóstico.

El audiómetro para monitoreo comprende las siguientes frecuencias 500, 1000, 2000 y 4000Hz, el audiómetro para diagnóstico avanzado de 125 a 8000 Hz.

Las especificaciones de la norma ANSI S3.6 – 1996 para audiómetros destaca que la exactitud de frecuencia para cada señal de prueba generada para audiómetros de frecuencias múltiples son $\pm 1\%$ para audiómetros tipo 1, $\pm 2\%$ para tipo 2 y $\pm 3\%$ para los tipo 3, 4 y 5. (ver tabla 2.6)

3.2.2 Implementación del oscilador.

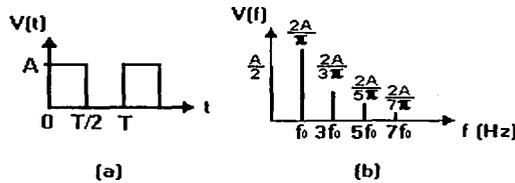
La topología propuesta tiene como objetivo mantener constante la amplitud en un margen de 1dB y una frecuencia estable ante la variación de temperatura, esta configuración tiene la ventaja de controlar la amplitud con un nivel de corriente directa y así de una forma sencilla controlar los umbrales auditivos que recomienda la norma ANSI. Estos umbrales como se puede ver en la tabla 2.3 no tienen el mismo nivel SPL en cada frecuencia, es decir, la tensión RMS aplicada en las terminales de los auriculares no es la misma para una frecuencia de 250Hz que para un tono de 8000Hz. Es por ello que en cada frecuencia se tiene que calibrar la amplitud de la onda senoidal requerida.

3.2.3 Funcionamiento del oscilador

Cualquier señal periódica se puede expresar como una suma de senos y cosenos como lo propone Fourier [8], por ejemplo se tiene una señal periódica con periodo T y ciclo de trabajo de 50% como la que se muestra en la figura 3.2a; esta señal cuadrada se puede expresar como una serie de Fourier como se muestra en la ecuación 3.1.

$$v(t) = \frac{A}{2} + \frac{2A}{\pi} \sin(2\pi f_0 t) + \frac{2A}{3\pi} \sin(2\pi 3f_0 t) + \frac{2A}{5\pi} \sin(2\pi 5f_0 t) + \frac{2A}{7\pi} \sin(2\pi 7f_0 t) + \dots \quad (3.1)$$

Donde el término $A/2$ es la componente de corriente directa; el término siguiente corresponde a la frecuencia fundamental f_0 y los n -ésimos términos consecutivos son las componentes armónicas de f_0 . En la figura 3.2b se muestra el espectro de la señal cuadrada en el dominio de la frecuencia.



TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

Figura 3.2 Señal cuadrada en el dominio del tiempo y frecuencia.

Una señal senoidal como la que se muestra en la figura 3.3a, tiene su espectro correspondiente en la figura 3.3b. Como se puede observar en los espectros de ambas señales, la frecuencia fundamental f_0 tiene la misma amplitud; si la señal cuadrada es procesada por un filtro pasa banda con frecuencia central f_0 , se puede obtener una señal senoidal pura con amplitud $2A/\pi$ como la que se muestra en la figura 3.3a.

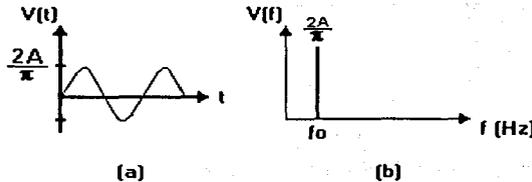


Figura 3.3 Señal senoidal en el dominio del tiempo y frecuencia.

Lo explicado anteriormente es el principio básico de funcionamiento del oscilador del sistema.

3.2.4 Implementación electrónica.

Para la implementación electrónica de dicho oscilador se describe de manera resumida en el diagrama a bloques que se muestra en la figura 3.4.

Como se puede apreciar en la gráfica, consta de un filtro paso banda, un generador de onda TTL, un divisor de frecuencia programable, un divisor de frecuencia entre cien, una referencia de tensión (V_{ref}), un multiplexor y un inversor de colector abierto.

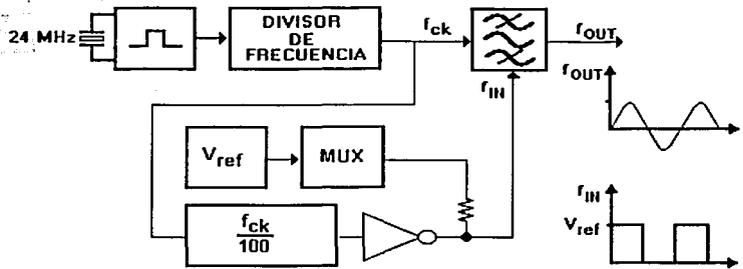


Figura 3.4 Oscilador senoidal.

3.2.5 Filtro paso banda.

El filtro paso banda tiene una labor fundamental en el funcionamiento del generador de tonos puros; además, tiene un papel imprescindible en la distorsión armónica total del oscilador, ya que determina el número de componentes de la señal cuadrada que discriminarán; es por ello que se requiere que la frecuencia central del filtro tenga la mayor precisión posible.

Debido a esto se utiliza un filtro del tipo de capacitores conmutados. Una de las ventajas de este tipo de filtro es de tener una exactitud típica en el orden del 0.2 % o más. Además, la estabilidad de la frecuencia central depende en su mayor parte de la exactitud del reloj externo que se utilice. La desviación de la frecuencia central o frecuencia de corte por variación de temperatura es menor al 0.1% [10].

Para la implementación del filtro se utiliza el circuito MF10 de *National* que posee baja sensibilidad por la variación de los componentes externos. El circuito puede ser configurado

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

como paso bajas, paso altas, paso banda, rechaza banda o paso todo; este filtro tiene seis modos de operación. La configuración utilizada se muestra en la figura 3.5.

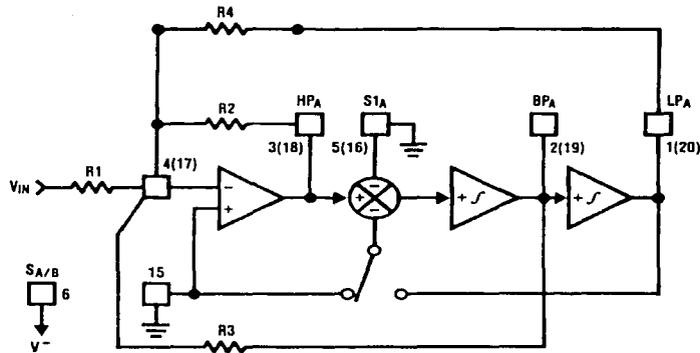


Figura 3.5 Configuración del circuito en variables de estado

Como se puede distinguir en la figura 3.5 se requieren muy pocos componentes externos para su aplicación. La frecuencia central del filtro paso banda está determinada directamente por la ecuación 3.2.

$$f_0 = \frac{f_{\text{CLK}}}{100} \sqrt{\frac{R_2}{R_4}} \quad (3.2)$$

Donde f_{CLK} es la frecuencia del reloj del filtro y f_0 es la frecuencia central del mismo; de la misma manera se puede determinar la frecuencia de corte en el caso de un filtro paso bajas.

Para determinar el factor de calidad se muestra en la ecuación 3.3.

$$Q = \sqrt{\frac{R_2 R_3}{R_4 R_2}} \quad (3.3)$$

La ganancia en paso bajas está determinada por la ecuación 3.4.

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

$$H_{OLP} = -\frac{R_4}{R_1} \quad (3.4)$$

Y la ganancia en paso banda se muestra en la ecuación 3.5.

$$H_{OBP} = -\frac{R_3}{R_1} \quad (3.5)$$

La ganancia pico para un factor de calidad alto es la que se muestra en la ecuación 3.6.

$$H_{OLP(\text{pico})} \cong Q \times H_{OLP} \quad (3.6)$$

Una de las consideraciones que se debe tener en cuenta para este tipo de filtro es que tiene una tensión de desajuste alto a la entrada que se encontraría en un típico integrador activo en tiempo constante. En la figura 3.6 se muestran las fuentes de desajuste en el circuito equivalente del MF10.

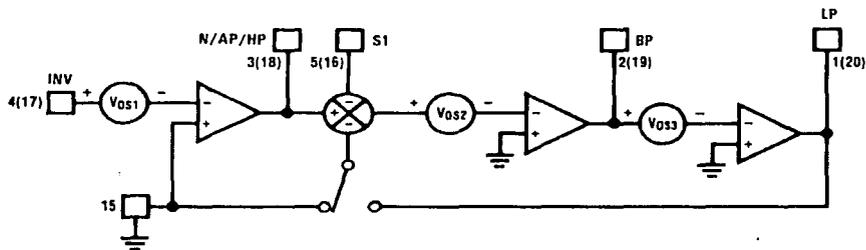


Figura 3.6 Fuentes de desajuste del MF10.

Estas tensiones de desajuste son las que se muestran en las ecuaciones 3.7 y 3.8 para un filtro paso banda y paso bajas respectivamente.

$$H_{os(BP)} = V_{os2} \quad (3.7)$$

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

$$H_{OS(LP)} = V_{OS1} \left[1 + \frac{R_4}{R_P} \right] - V_{OS2} \left(\frac{R_4}{R_2} \right) - V_{OS3} \left(\frac{R_4}{R_3} \right) \quad (3.8)$$

donde: $R_P = R_1 // R_2 // R_3$.

En el diseño del filtro propuesto se considera la tensión de desajuste inherente en el propio circuito, de ahí que se proponga diseñar un filtro paso bajas de 4º orden, conectando dos de 2º orden en cascada. Para anular la componente de corriente directa donde estará montada la señal, se propone utilizar un filtro paso altas pasivo de primer orden.

Los parámetros de diseño que se buscan utilizando el MF10 son las siguientes, un filtro paso bajas con frecuencia de corte variable, un factor de calidad de 10 y una ganancia unitaria.

La frecuencia de corte del filtro depende directamente de la frecuencia de reloj como se muestra en la ecuación 3.3, De la ecuación 3.2 se considera que el término cuadrático R_2 / R_4 es unitario entonces $R_2 = R_4$; y de la ecuación 3.3 se tiene lo siguiente:

$$Q = 10 = 1 \times \frac{R_3}{R_2}$$

y de la ecuación 3.4 se tiene que:

$$H_{OLP} = 0.1 = - \frac{R_4}{R_1}$$

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

Para el diseño se proponen los siguientes valores: $R_2 = R_4 = 1k\Omega$ entonces se tienen los siguientes valores $R_3 = 10k\Omega$ $R_1 = 10k\Omega$.

El circuito con los valores calculados se muestra en la figura 3.7.

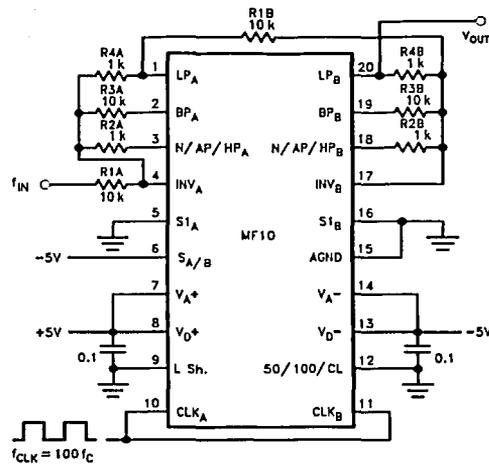


Figura 3.7 Filtro paso bajas de 4^o orden.

En la figura 3.8 se muestra la señal TTL f_{CLK} correspondiente a 100kHz. Esta señal proviene de divisor de frecuencia indicado en la figura 3.4.

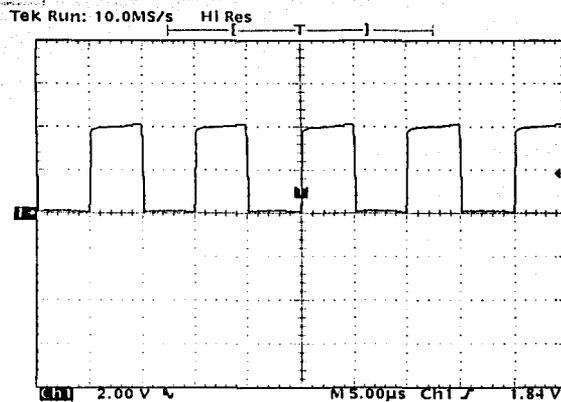


Figura 3.8 Señal f_{CLK} del filtro paso bajas.

La señal f_{IN} mostrada en la figura 3.9 proviene del control de amplitud mostrado en la figura 3.4 por el inversor de colector abierto. f_{IN} es la señal de la que se discriminarán las componentes

armónicas de la frecuencia fundamental para obtener la señal senoidal como se muestra en la figura 3.10.

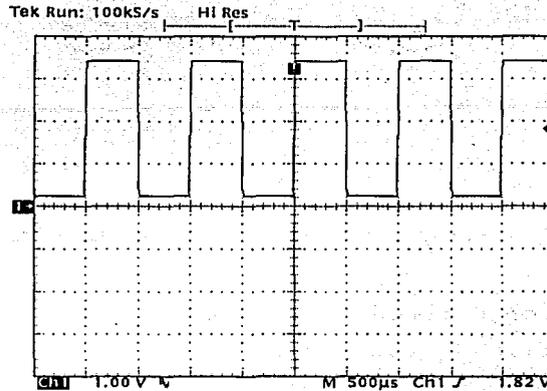


Figura 3.9 Señal f_{IN} de entrada del filtro paso bajas.

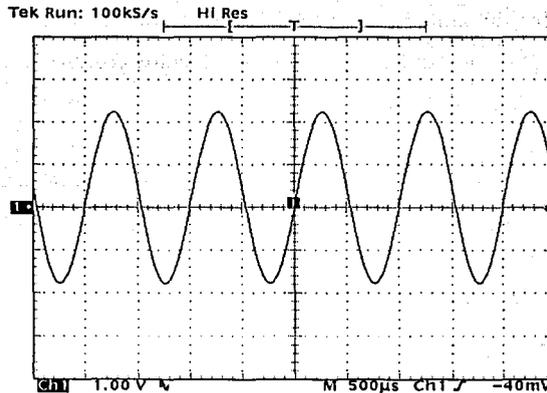


Figura 3.10 Señal V_{OUT} del filtro paso bajas.

Como se puede observar la señal senoidal V_{OUT} tiene una componente de corriente directa de 120mV. La cual será anulada por un filtro paso altas.

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

Para la implementación del filtro pasivo paso altas de 1^{er} orden como el que se muestra en la figura 3.11; se propone que la frecuencia de corte sea de 15Hz.

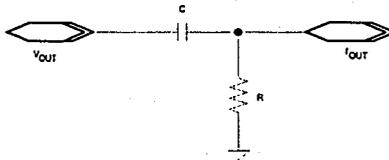


Figura 3.11 Filtro paso altas de 1er orden.

La frecuencia de corte del filtro esta determinada por la ecuación 3.9.

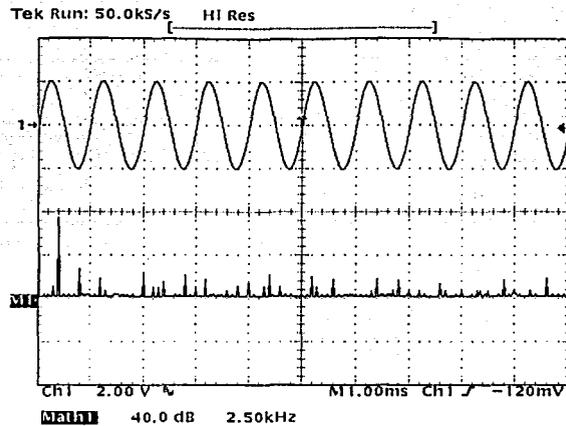
$$F_c = \frac{1}{2\pi RC} \quad (3.9)$$

Se propone que el valor de capacitor C sea de 0.1 μ F; entonces con los valores seleccionados el valor de la resistencia R es de 106k Ω , pero como el valor comercial es de 100k Ω , se utiliza este valor para la implementación del filtro.

En las figura 3.12 se muestran la señal senoidal sin la componente de corriente directa y el espectro de la señal de 1kHz generada por el oscilador respectivamente. La distorsión de la señal calculada¹⁰ con 50 armónicas es de 1.34% y en la gama audible, es decir, 20^a armónica que es de 20kHz tiene una distorsión armónica de 0.98%. Los datos obtenidos por el programa WaveStar se muestran en la tabla 3.1.

¹⁰ La distorsión armónica es calculada por el programa ElectronicNotebook WaveStar Version 1.2.2 con un osciloscopio Tektronix TDS420A

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN



TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

Figura 3.12 Señal generada por el oscilador.

	Freq	Voltage RMS	Voltage % F		Freq	Voltage RMS	Voltage % F
Fundamental	999 Hz	1.43 V	100.00%	Harmonic 24	24 kHz	3.21 mV	0.22%
Harmonic 2	2 kHz	5.91 mV	0.41%	Harmonic 25	25 kHz	3.71 mV	0.26%
Harmonic 3	3 kHz	2.75 mV	0.19%	Harmonic 26	26 kHz	3.38 mV	0.24%
Harmonic 4	3.99 kHz	5.15 mV	0.36%	Harmonic 27	27 kHz	720 uV	0.05%
Harmonic 5	4.99 kHz	1.65 mV	0.12%	Harmonic 28	28 kHz	1.06 mV	0.07%
Harmonic 6	5.99 kHz	3.46 mV	0.24%	Harmonic 29	29 kHz	5.72 mV	0.40%
Harmonic 7	6.99 kHz	3.03 mV	0.21%	Harmonic 30	30 kHz	1.54 mV	0.11%
Harmonic 8	7.99 kHz	2.82 mV	0.20%	Harmonic 31	31 kHz	1.11 mV	0.08%
Harmonic 9	8.99 kHz	3.31 mV	0.23%	Harmonic 32	32 kHz	2.47 mV	0.17%
Harmonic 10	9.99 kHz	2.21 mV	0.15%	Harmonic 33	33 kHz	548 uV	0.04%
Harmonic 11	11 kHz	1.11 mV	0.08%	Harmonic 34	34 kHz	2.42 mV	0.17%
Harmonic 12	12 kHz	2.63 mV	0.18%	Harmonic 35	35 kHz	2.97 mV	0.21%
Harmonic 13	13 kHz	4.22 mV	0.30%	Harmonic 36	36 kHz	1.98 mV	0.14%
Harmonic 14	14 kHz	2.8 mV	0.20%	Harmonic 37	37 kHz	2.01 mV	0.14%
Harmonic 15	15 kHz	785 uV	0.06%	Harmonic 38	37.9 kHz	75.8 uV	0.01%
Harmonic 16	16 kHz	1.33 mV	0.09%	Harmonic 39	38.9 kHz	2.17 mV	0.15%
Harmonic 17	17 kHz	3.07 mV	0.22%	Harmonic 40	39.9 kHz	3.27 mV	0.23%
Harmonic 18	18 kHz	2.89 mV	0.20%	Harmonic 45	44.9 kHz	1.19 mV	0.08%
Harmonic 19	19 kHz	4.84 mV	0.34%	Harmonic 46	45.9 kHz	1.61 mV	0.11%
Harmonic 20	20 kHz	612 uV	0.04%	Harmonic 47	46.9 kHz	686 uV	0.05%
Harmonic 21	21 kHz	1.13 mV	0.08%	Harmonic 48	47.9 kHz	2.19 mV	0.15%
Harmonic 22	22 kHz	4.05 mV	0.28%	Harmonic 49	48.9 kHz	1.69 mV	0.12%
Harmonic 23	23 kHz	2.91 mV	0.20%	Harmonic 50	49.9 kHz	742 uV	0.05%

Tabla 3.1 Componentes del espectro de la señal senoidal de 1kHz.

3.2.6 Generación de la onda cuadrada.

Para generar la señal cuadrada se tiene que la forma más sencilla es a partir de la generación de una señal TTL utilizando un cristal de 24Mhz, con topología en resonancia en paralelo que permite producir una frecuencia estable ante la variación de temperatura y rechazo a la fuente. El circuito se describe en la figura 3.13.

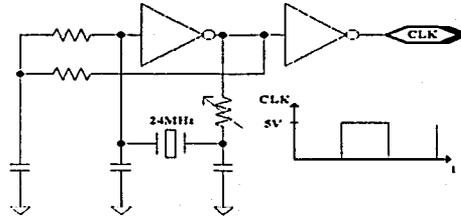


Figura 3.13 Oscilador de la señal de reloj.

El tipo de inversor utilizado es de alta velocidad (HC), ya que en la familia LS la máxima frecuencia de operación es 20MHz. El valor del cristal fue seleccionado debido a que el cociente entre la señal de reloj del filtro paso bajas y los 24MHz son un número entero, esto se mostrará más adelante en el divisor de frecuencia. La señal de reloj del oscilador se muestra en la figura 3.14

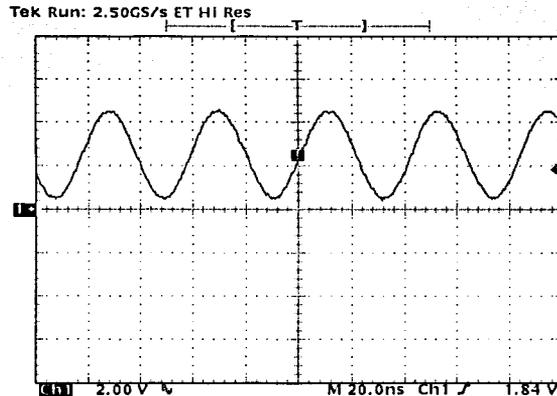


Figura 3.13 Señal de reloj TTL del oscilador.

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

3.2.7 Divisor de frecuencia programable.

Uno de los requerimientos del sistema es obtener las frecuencias correspondientes a las octavas de 1000Hz para ello se utiliza un divisor de frecuencia programable de 8 bits, esto permite tener las frecuencias deseadas con tan solo dividir la frecuencia de reloj de 24Mhz. La base de la topología propuesta es el circuito integrado 74HC161 como se muestra en la figura 3.14.

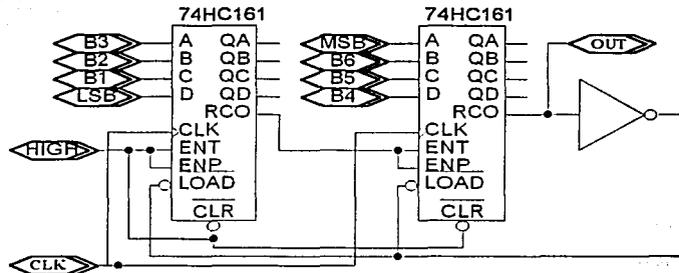


Figura 3.14 Divisor de frecuencia programable.

El divisor de frecuencia toma como principio dos contadores síncronos de cuatro bits con preajuste asíncrono conectados en cascada, de tal manera que se tiene que determinar el módulo de dicho contador. Por ejemplo si tenemos un contador de ocho bits, la cuenta total de este circuito es de 2^8 , es decir, 256; esto permite que el cociente de las octavas de 1000Hz corresponde a un número entero de dicho contador. Para determinar el módulo del divisor de frecuencia se divide la frecuencia de reloj entre las octavas correspondientes de la frecuencia de corte del filtro; en la tabla 3.2 se muestran los cocientes del contador.

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

Fosc	Fo	Fck	N	(256-N)b
24MHz	125Hz	12.5kHz	192.0	01000000
24MHz	250HZ	25kHz	96.0	10100000
24MHz	500HZ	50kHz	48.0	11010000
24MHz	750Hz	75kHz	32.0	11100000
24MHz	1000HZ	100kHz	24.0	11101000
24MHz	1500HZ	150kHz	16.0	11110000
24MHz	2000HZ	200kHz	12.0	11110100
24MHz	3000Hz	300kHz	8.0	11111000
24MHz	4000Hz	400kHz	6.0	11111010
24MHz	8000Hz	800kHz	3.0	11111101

Tabla 3.2 Tabla de frecuencias de reloj y de entrada del filtro.

Después de obtener los cocientes correspondientes para cada frecuencia; la palabra de 8 bits que será introducida para la programación del contador se obtiene de la siguiente forma: si por ejemplo para obtener la frecuencia de corte de 750Hz, la frecuencia de reloj es de 75kHz, se divide 24Mhz entre 75kHz el cociente es 32. Por lo tanto si tenemos un módulo total de 256, la diferencia entre 256 y 32 es de 224 en numeración binaria corresponde a 11100000b, el bit más significativo MSB es "0" y el menos significativo LSB es "1"; éstos son los valores que serán introducidos al contador. Esta técnica consiste en preestablecer el contador a través de la terminal de carga en 224, de la forma que cuenta de 224 hasta 256 en cada ciclo completo. Las palabras correspondientes de cada frecuencia se muestran en la tabla 3.2.

Para obtener la frecuencia f_{IN} del filtro mostrada en la figura 3.9 y que ésta sea discriminada, basta dividir la frecuencia de reloj entre 100. Para ello se utiliza el contador de década 74HC390 de bajo consumo.

La exactitud de la frecuencia queda determina por el cristal, ésta tiene una desviación máxima de 80ppm como lo especifica el fabricante, por lo tanto se logra la exactitud de frecuencia en un 0.008%, lo cual cumple con las características de diseño.

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

3.2.8 Control de amplitud.

Una vez obtenidas las señales TTL con su respectivo control de frecuencia. La técnica para variar la amplitud de la señal cuadrada es utilizando un inversor de colector abierto como se muestra en la figura 3.15; la tensión en la resistencia de pull-up es la que determina la amplitud de la señal cuadrada. Recordando que la amplitud de la señal cuadrada determina el voltaje pico de la señal senoidal como se puede ver en el análisis de Fourier descrito en el funcionamiento del oscilador.

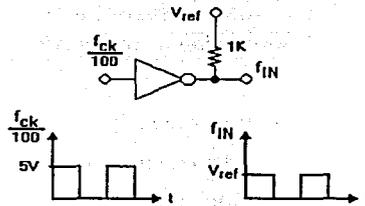


Figura 3.15 Control de amplitud.

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

La tensión de referencia V_{ref} es la que proviene de la etapa de calibración que se describe en el control de referencias.

3.2.9 Control de referencias y calibración.

El ajuste de la amplitud tiene como propósito tener una amplitud específica en cada frecuencia. Como se definió en el punto 2.9, en cada frecuencia el nivel SPL es diferente para cada auricular; recordando que la presión sonora en el auricular es dependiente de la tensión RMS aplicada. Por ello se necesita aplicar diferentes tensiones a cada frecuencia para tener el nivel de presión sonora deseado en el auricular. De ahí que se tenga que tener diferentes tensiones de referencia, para el control de amplitud de la señal senoidal.

El control de referencias y calibración propuesto se muestra en la figura 3.16.

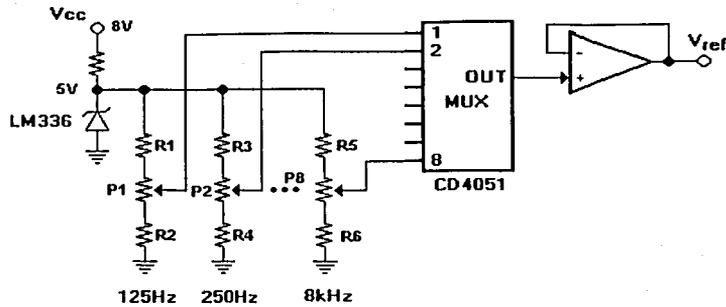


Figura 3.16 Conmutación de las tensiones de referencia.

La tensión de referencia se obtiene con un LM336, y el ajuste de cada tensión se realiza mediante un potenciómetro multivuelta¹². Una consideración importante que se tiene en el potenciómetro es la variación de la resistencia por vibración mecánica que define el fabricante [11]. Para disminuir tal vibración se colocan a cada extremo del potenciómetro resistencias de tal manera que la resistencia del potenciómetro sea mucho menor que la de las resistencias fijas. El objetivo de disminuir el efecto de vibración mecánica es que no se tenga problemas en la amplitud de la señal senoidal después de la calibración debido al movimiento brusco o caída accidental del instrumento.

La variación por temperatura de las tensiones de referencia queda determinada por la deriva térmica del LM336 y del operacional, del potenciómetro y las resistencias. Suponiendo que sólo se considera el efecto en los componentes pasivos, la deriva térmica de ambos componentes es de 100ppm/°C [11] [12], si incrementa o disminuye la temperatura, la resistencia varía linealmente el divisor de tensión formado por la resistencia y el potenciómetro, por consiguiente, se tendrá el mismo potencial en la entrada al multiplexor.

En la conmutación de las referencias se utiliza un multiplexor analógico. La topología que se plantea tiene como finalidad que el amplificador operacional con la topología de seguidor no afecte la resistencia de encendido del multiplexor, por tener el amplificador operacional una alta

¹² El coeficiente térmico máximo de los potenciómetros es de $\pm 100\text{ppm}/^\circ\text{C}$ [9]

impedancia en la terminal no inversora, de ésta manera se garantiza tener el mismo potencial antes y después del multiplexor analógico.

El objetivo de utilizar una referencia de voltaje es tener la menor variación de amplitud de la señal cuadrada y, por consiguiente, la amplitud de la señal senoidal.

En efecto, la variación de amplitud de la señal senoidal queda determinada por la variación de tensión de la referencia debido a la temperatura.

Para probar la variación de tensión del oscilador en función del tiempo, temperatura y rechazo a la fuente, la tensión V_{ref} fue ajustada para que la salida del oscilador (f_{OUT}) fuese de un 1.0V RMS.

En la figura 3.17 se muestran los voltajes en la terminal f_{OUT} , con una frecuencia de 1kHz. La muestra de datos adquiridos¹³ fue de 2247 cada minuto.

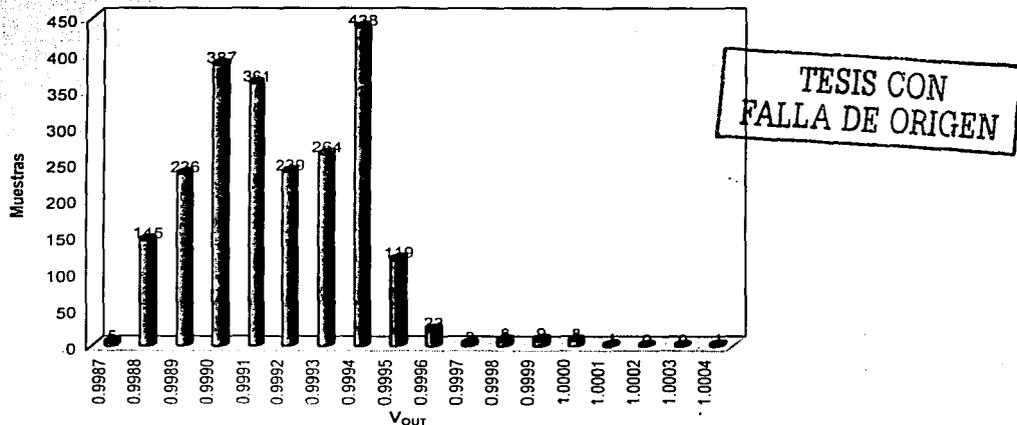


Figura 3.17 Voltajes obtenidos en el oscilador.

De los datos obtenidos se tiene que la media es de 0.9992V y la desviación estándar de 0.000224175V. De lo cual se concluye: que la variación máxima en la amplitud del oscilador es menor a 0.1dB como se tenía previsto en el diseño.

¹³ Los datos fueron adquiridos con software del multímetro FLUKE 45 con interfaz serial a la PC.

3.3 Atenuador.

3.3.1 Características del atenuador.

El atenuador es la parte del audiómetro donde se controla la amplitud de los tonos con una escala logarítmica. Recordando que el control de amplitud en la etapa de calibración solo define la amplitud de las referencias en los umbrales auditivos, es decir, se tiene cierta amplitud de la onda senoidal en la etapa de calibración representando 110dB HL y la función que realiza el atenuador es disminuir esta amplitud en pasos de 5dB HL.

Las características propuestas por la norma ANSI de tener una distorsión armónica total inferior al 2.5% medida en el auricular así como la variación de la amplitud de ± 1 dB, hasta la etapa anterior se consigue tener una distorsión armónica total más ruido inferior al 1%. La posible distorsión que se pueda incorporar en la etapa de atenuación se debe tener en cuenta ya que se trabaja con niveles de tensión muy bajos en el orden de microvolts. Teniendo en consideración que la medición de dicha distorsión es en la mínima atenuación. La norma no menciona que distorsión se tiene en el umbral auditivo de prueba es por ello que se tiene cuidado en que esta sea la menor posible en esta etapa.

3.2.2 Implementación del atenuador.

El circuito propuesto para esta etapa se basa en el circuito integrado PGA2310, este circuito tiene un rango dinámico de 120dB con pasos de 0.5dB y 1dB.

Como se mencionó, una de las características importantes que se toman en cuenta es la distorsión armónica. En la figura 3.18 se puede apreciar que la distorsión es inferior al 0.001%, bajo las condiciones de operación que describe el fabricante [13]: Ganancia 0dB, V_{IN} 2V_{rms} y R_{load} 600 Ω .

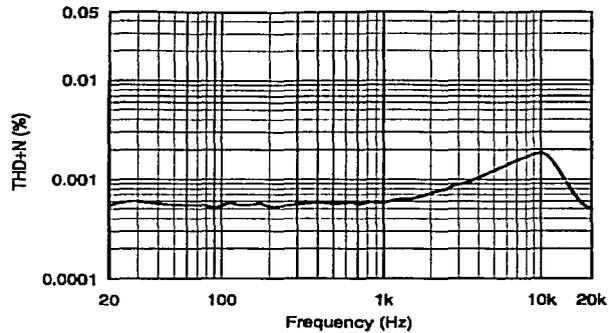
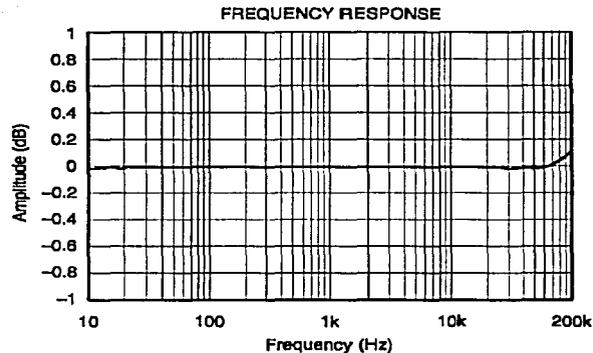


Figura 3.18 Distorsión armónica en función de la frecuencia.

Otra de las características importantes de este circuito es la respuesta en frecuencia, en la figura 3.19 se muestra la respuesta del circuito bajo las condiciones de: Ganancia 0dB, V_{IN} 2Vrms y R_{load} 100k Ω .



TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

Figura 3.19 Respuesta en frecuencia del atenuador.

El control del atenuador es de tipo serial; más adelante en la arquitectura del sistema se mostrará el control que se realiza desde el microcontrolador.

Dentro de las consideraciones importantes del fabricante, es el diseño del circuito impreso para evitar interferencia y ruido dentro del atenuador es tener los planos de tierra digital y analógica separados, como se indica en la figura 3.20.

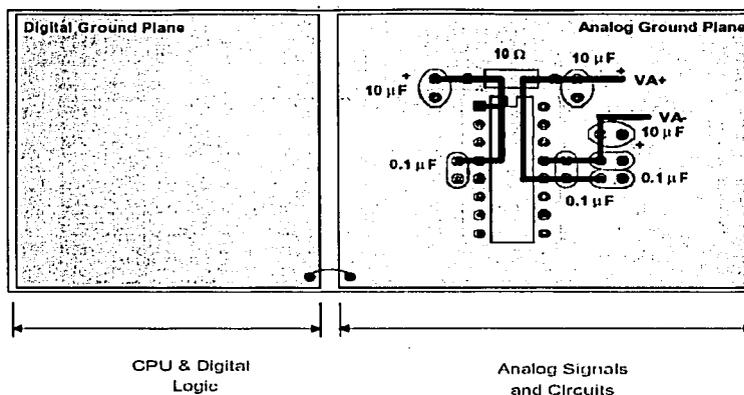


Figura 3.20 Prototipo para circuito impreso del atenuador.

3.4 Amplificador.

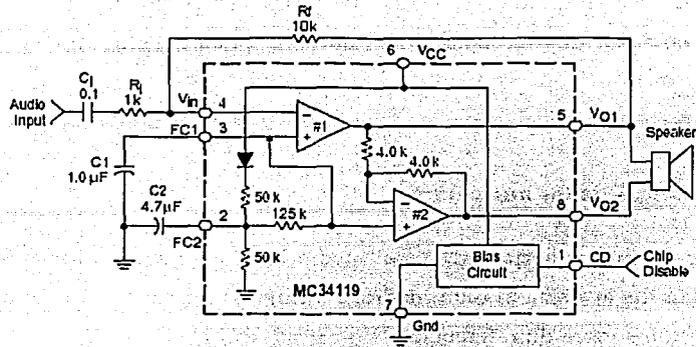
3.4.1 Características del amplificador.

Esta etapa y la siguiente tiene como objetivo convertir la energía eléctrica en energía acústica. La potencia requerida depende de las características de la carga, los auriculares propuestos en el presente diseño soportan una potencia máxima de 300mW RMS bajo una impedancia de 10Ω , es decir, una corriente de 173mA RMS máxima.

3.4.2 Implementación del amplificador.

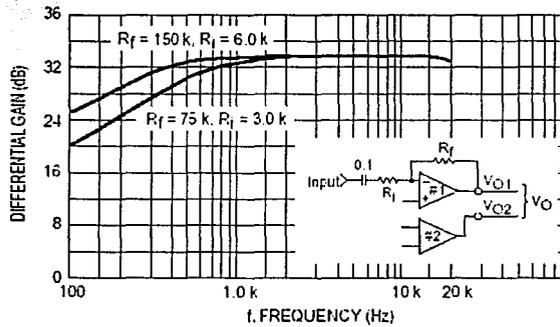
El circuito utilizado es el MC34119 con la condición recomendada de operación de 142mA RMS como corriente de carga.

El circuito se describe en la figura 3.21; esta topología tiene la ventaja de estar conectada la carga en puente, evitando el uso de un capacitor de desacoplamiento para eliminar la componente de corriente directa.



3.21 Implementación del amplificador.

La respuesta en frecuencia del amplificador con ganancia diferencial de la hoja de especificaciones del fabricante se muestra en la figura 3.22.



TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

3.22 Respuesta en frecuencia del amplificador.

La ganancia diferencial del amplificador se calcula con la ecuación 3.10

$$A_{\text{diferencial}} = 2 \frac{R_f}{R_i} \quad (3.10)$$

Para el control del canal a utilizar se realiza mediante la terminal CD (chip disable) habilitándolo con un "1" lógico desde el microcontrolador que se explicará en la arquitectura del sistema.

3.5 Auriculares.

3.5.1 Características de los auriculares.

La función que tienen los auriculares es el medio en el cual son emitidas las ondas sonoras para que éstas puedan llegar hasta el oído medio. La importancia de selección del auricular radica en cuál será la presión sonora de referencia.

Los auriculares poseen características muy importantes que se tienen que tener en cuenta. Una de ellas es la sensibilidad, es decir, que nivel de presión sonora emite cuando se aplica 1mW RMS de potencia. Este valor se da en dB SPL a una frecuencia estandarizada¹⁴ de 1kHz. Por ejemplo si un auricular indica que tiene una sensibilidad de 98dB; esto quiere decir que cuando se aplica una potencia de 1mW RMS con una frecuencia de 1kHz, el transductor emite 98dB SPL.

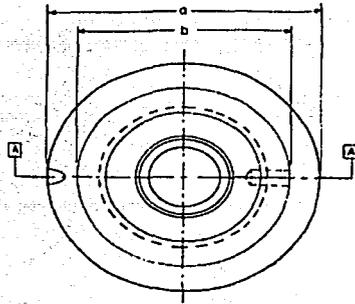
3.5.2 Selección de los auriculares.

El valor SPL referido dentro del estándar está medido basándose en el acoplador N.B.S. 9A que se muestra en la figura 3.23.

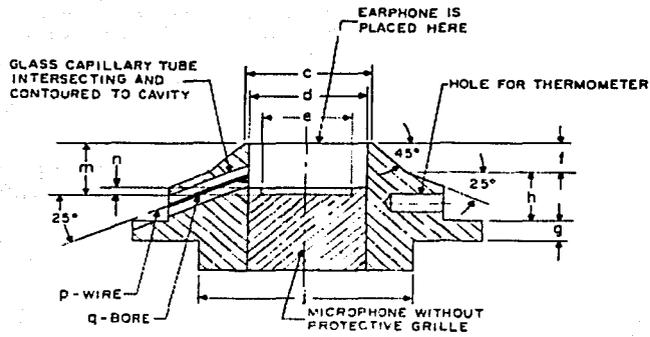
La razón de utilizar este acoplador es de que la presión sonora en la membrana timpánica depende de la impedancia acústica de la cavidad formada por el auricular, la almohadilla, la oreja y el canal auditivo.

La diferencia de presión en la membrana timpánica en miles de personas entre los 100 y 10kHz abarca un rango entre 10 a 20 dB, ésto es debido al balance de sonoridad [9].

¹⁴ La medición se realiza en un oído artificial que simula el oído humano.



TESIS CON
FALLA DE ORIGEN



A-A

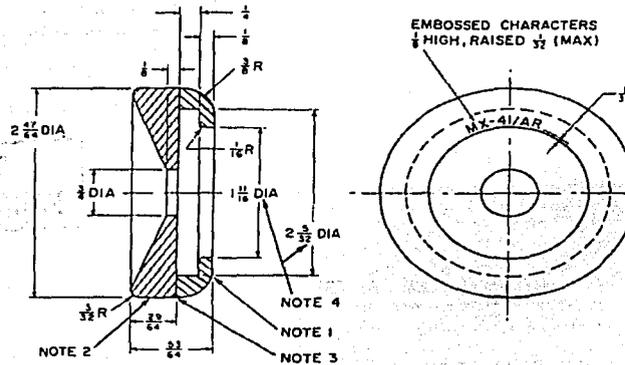
VOLUME 5.633 ± 0.03 cm³
0.3436 ± 0.002 in³

Dimensions

	Inches	Centimeters		Inches	Centimeters
a	2.874	7.30	h	0.490	1.246
b	2.252	5.72	j	1.790	4.446
c	1.00	2.54	m	0.528	1.3410
	+ 0	+ 0		± 0.001	± 0.0025
d	- 0.1	- 0.025	n	0.077	0.195
	± 0.0006	± 0.0015			
e	0.728	1.85	Diameters		
f	0.295	0.75	p	0.018	0.041
g	0.187	0.475	q	0.024	0.061

3.23 Acoplador N.B.S 9-A.

La almohadilla utilizada entre el acoplador N.B.S -9 y el auricular es del tipo MX-41 mostrada en la figura 3.24.



NOTES:

- (1) Base material: Buna-R rubber.
- (2) Cap material: sponge neoprene.
- (3) Base (Note 1) and cap (Note 2) shall be securely bonded together by use of a suitable cement or other approved means.
- (4) Diameter readings (Shore A): 20 ± 3 for the front cap; 40 ± 5 for the back base.
- (5) Finished cushion shall withstand, without appreciable deterioration, an oxygen bomb test at a pressure of 300 psi and a temperature of 70°C . for 48 hours.
- (6) Dimension of the base may be modified to adapt to a chosen earphone.
- (7) All dimensions are in inches.
- (8) Tolerance: $\pm .01$ in. max.

3.23 Almohadilla MX-41.

Debido a que los umbrales auditivos están basados en el acoplador N.B.S.-9 y la almohadilla MX41, se recomienda que los auriculares seleccionados sean del tipo TDH-49P ya que para este tipo de transductor se tienen las referencias para el umbral auditivo recomendadas por la norma ANSI.

Como se puede apreciar en la tabla 3.3 se muestran los valores en dB HL y su equivalencia en dB SPL para la calibración del instrumento.

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

Frecuencia (Hz)	dB SPL	dB HL
125	47.5	0
250	26.5	0
500	13.5	0
750	8.5	0
1000	7.5	0
1500	7.5	0
2000	11	0
3000	9.5	0
4000	10.5	0
6000	13.5	0
8000	13	0

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

Tabla 3.3 Niveles de umbral de referencia recomendados por la ANSI S3.6-1996 para auriculares tipo TDH 49/50.

Una de las características de este transductor es que la respuesta en frecuencia es plana en un ancho de banda de 8000Hz, el fabricante proporciona pares de auriculares con respuesta en frecuencia casi igual. La respuesta en frecuencia de los dispositivos utilizados se muestra en la figura 3.24 y 3.25.

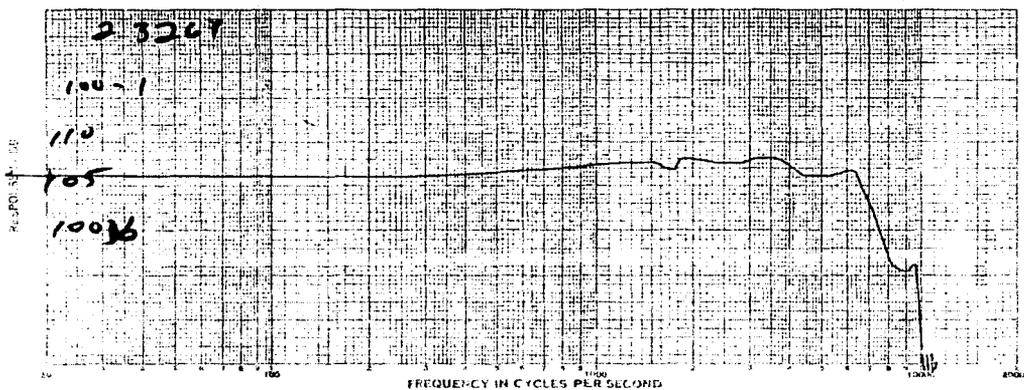


Figura 3.24 Respuesta en frecuencia del auricular canal izquierdo.

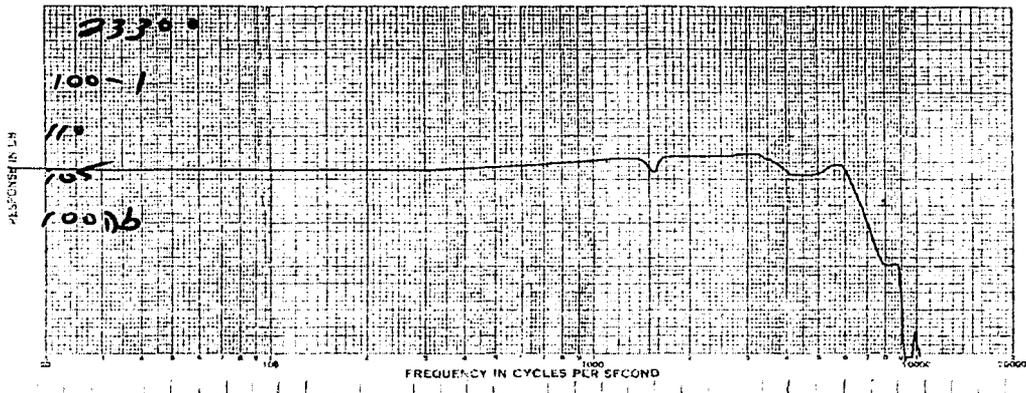


Figura 3.25 Respuesta en frecuencia del auricular canal derecho.

Como se puede distinguir en las gráficas la diferencia en respuesta de ambos auriculares es inferior a 1dB SPL, de ahí que se justifique el uso de un solo oscilador para ambos canales de prueba.

La figura 3.26 muestra la fotografía de los auriculares tipo TDH-49P con la almohadilla MX-41.

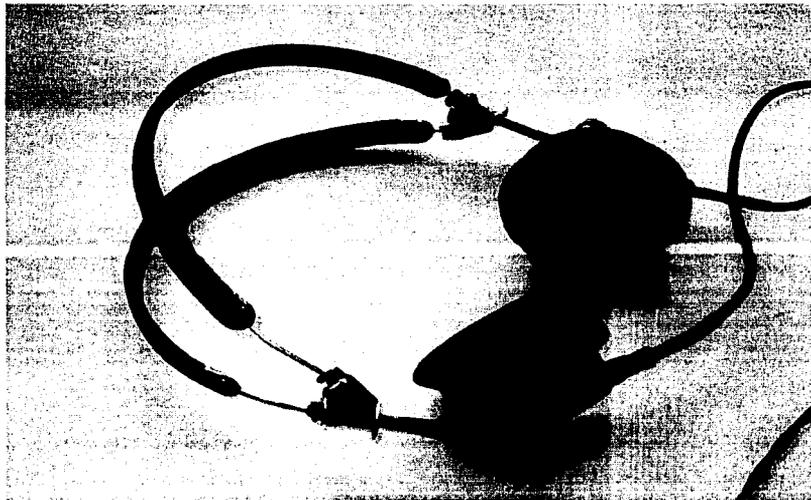
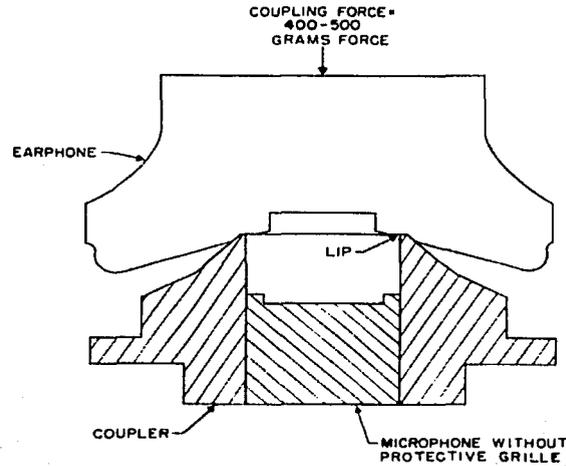


Figura 3.26 Auriculares TDH-49P.

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

La figura 3.27 muestra el acoplamiento entre el acoplador N.B.S. 9 y la almohadilla con el auricular TDH-49P.



TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

Figura 3.27 Acoplamiento de auricular y acoplador.

Hasta esta parte se tiene el diseño e implementación de la parte analógica como se muestra en la figura 3.28; por lo tanto en el siguiente capítulo se presentará el diseño e implementación de la arquitectura del sistema.

El diagrama completo de la parte analógica se muestra en el apéndice C.

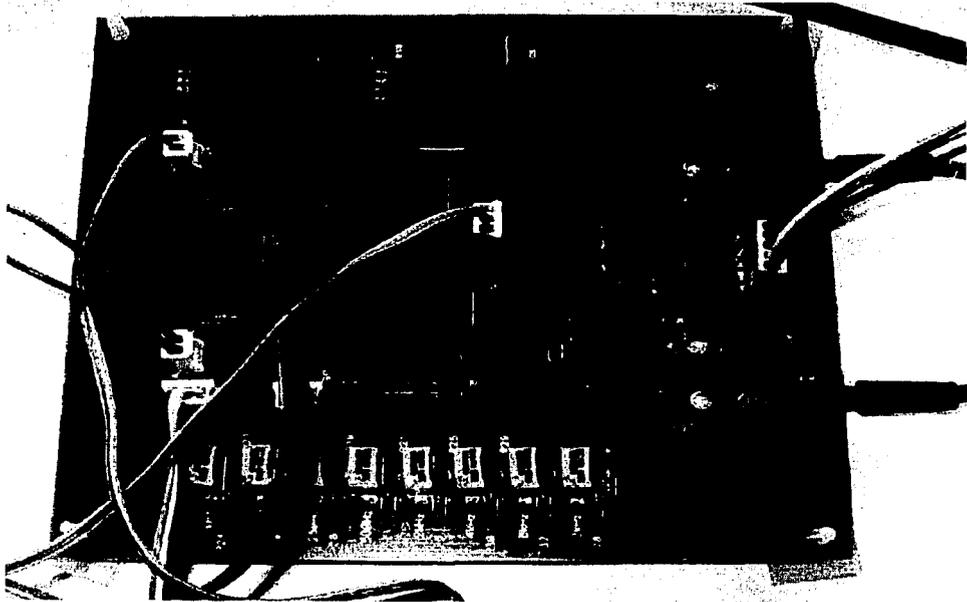


Figura 3.28 Fotografía del diseño analógico del sistema.

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

Capítulo IV

4. ARQUITECTURA DEL SISTEMA.

4.1 Arquitectura del sistema de audiometría.

Como se mencionó en el capítulo III se necesita tener el control de cada una de las etapas del sistema como son: la frecuencia del oscilador, control de referencias, selección de oído y amplitud en el atenuador, por ello es necesario crear una arquitectura que permita controlar de manera fácil para el usuario cada una de las etapas. Dicho sistema debe proporcionar un despliegue gráfico el cual nos indique cuales son las condiciones en la que se encuentra el sistema. Además, tener controles de entrada como son: selección de frecuencia, atenuación y oído de prueba, mediante interruptores.

Para la implementación de esta etapa del sistema se utiliza un microcontrolador del tipo PIC16F877. La selección de tal microcontrolador es por su versatilidad, costo y número de puertos disponibles para la posible ampliación del sistema a un audiómetro tipo 1,2 0 3.

Este microcontrolador posee 5 puertos de comunicación (33 terminales configuradas como entrada o salida). El puerto C se puede configurar como puerto de comunicación serial sincrónico.

La frecuencia de reloj puede ser hasta 20MHz, el ciclo de instrucción está definido por $1/4f_{osc}$. El ciclo de instrucción para este diseño es de $1\mu s$ por tener una frecuencia de reloj de 4MHz; las instrucciones son de un ciclo de instrucción y muy pocas son de 2 ciclos, es decir, aproximadamente ejecuta 1×10^6 instrucciones por segundo, suficiente para cubrir las necesidades de la arquitectura.

El microcontrolador es tipo RISC¹⁵ (conjunto de 35 instrucciones) basado en la arquitectura Harvard. Memoria programa de 8k tipo flash

La arquitectura del sistema propuesta se muestra en la figura 4:1

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

¹⁵ Acrónimo de Reduced Instruction Set Computer

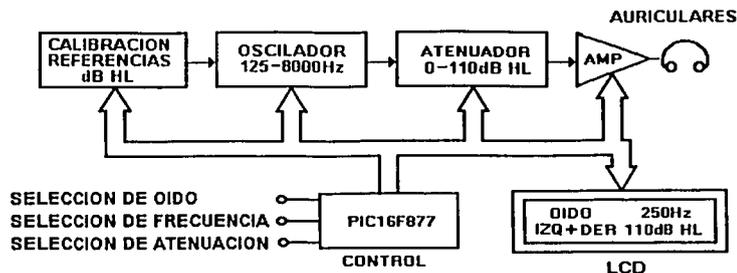


Figura 4.1 Arquitectura del sistema de audiometría.

La base fundamental del control de todos los periféricos es la adquisición de datos ya predeterminados en tablas colocadas dentro del programa, esta función se realiza con subrutinas que llaman al dato y posteriormente se escribe en el puerto utilizado o en la LCD.

Así cada una de las tablas nos proporciona los datos enviados al oscilador, atenuador y módulo de referencias.

4.1.1 Control de frecuencia.

El control de frecuencia se ejecuta mediante un solo interruptor, el cual va incrementando la frecuencia de inicio de 250Hz y reinicia. Los datos del byte enviado por el microcontrolador se adquiere de una tabla de datos, establecida en el programa del microcontrolador, teniendo la ventaja que se pueden modificar las frecuencias por software si se desea ampliar la gama de frecuencias. En la tabla 4.1 se muestran los datos en la tabla (TFREDIV) del programa enviados desde el puerto B al divisor de frecuencia programable.

Estos datos fueron calculados en el capítulo III y mostrados en la tabla 3.2.

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

Dato PUERTO B	FRECUENCIA
0x04	125Hz
0x0A	250Hz
0x0D	500Hz
0x8E	1kHz
0x4F	2kHz
0x8F	3kHz
0xAF	4kHz
0xDF	8kHz

Tabla 4.1 Tabla de datos para selección de frecuencia.

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

4.1.2 Control de referencias.

Como se mencionó en el capítulo anterior la finalidad de tener esta etapa es calibrar en el sistema la amplitud de los umbrales de referencia para cada frecuencia, esto se realiza mediante 3 bits que controlan el multiplexor analógico; de acuerdo a la frecuencia seleccionada estos bits están en sincronía con la frecuencia, es decir, si cambia la frecuencia cambia la referencia. Estos datos son enviados al multiplexor con interruptores analógicos de 8 canales tipo CD4051, en la tabla 4.2 se muestra la tabla de verdad del multiplexor y los datos enviados al puerto. Para este propósito se utiliza 3 terminales del puerto A (A0-A2). La tabla 4.2 está referida en el programa como TFREMUX.

C	B	A	CD4051	Frecuencia
0	0	0	0	125Hz
0	0	1	1	250Hz
0	1	0	2	500Hz
0	1	1	3	1kHz
0	0	0	4	2kHz
0	0	1	5	3kHz
0	1	0	6	4kHz
0	1	1	7	8kHz

Tabla 4.2 Tabla de datos para selección de referencias.

4.1.3 Control de amplitud.

El propósito del atenuador es tener un nivel de presión sonora controlado, a fin de que se pueda saber cuál es la amplitud de la señal senoidal en el auricular y por defecto saber el nivel de audición.

El control del atenuador como se pudo apreciar en la implementación del mismo es de tipo serial, es decir, estos datos son enviados desde el microcontrolador como un byte en sincronía de un reloj. los datos a enviar son adquiridos desde una tabla de datos en el programa iniciando en -10

dB HL, los cuales se van cambiando cada vez que se presiona el interruptor de incrementar la amplitud, los datos tienen un valor máximo de 110dB HL, cuando se cambia la frecuencia u oído de prueba éste vuelve a -10dB HL para seguridad del usuario para evitar un tono indeseado.

Dentro de las especificaciones del circuito PGA2310 [10]. La palabra del dato serial se calcula con la ecuación 4.1

$$\text{Ganancia(dB)} = 31.5 - [0.5 (255 - N)] \quad (4.1)$$

Donde: N es el dato en número decimal, los datos para las atenuaciones requeridas en el diseño que son enviados desde el microcontrolador como una palabra de 8 bits se muestran en la tabla 4.3.

Ganancia dB	N _{DEC}	N _{HEX}	dB HL
-95.5	1	0x01	-10
-90.5	11	0x0b	-5
-85.5	21	0x15	0
-80.5	31	0x1f	5
-75.5	41	0x29	10
-70.5	51	0x33	15
-65.5	61	0x3d	20
-60.5	71	0x47	25
-55.5	81	0x51	30
-50.5	91	0x5b	35
-45.5	101	0x65	40
-40.5	111	0x6f	45
-35.5	121	0x79	50
-30.5	131	0x83	55
-25.5	141	0x8d	60
-20.5	151	0x97	65
-15.5	161	0xa1	70
-10.5	171	0xa6	75
-5.5	181	0xb5	80
-0.5	191	0xbf	85
4.5	201	0xc9	90
9.5	211	0xd3	95
14.5	221	0xdd	100
19.5	231	0xe7	105
24.5	241	0xf1	110

Tabla 4.3 Datos enviados serialmente.

La columna que se marca como ganancia dB corresponde a la equivalencia en el circuito PGA2310.

La tabla 4.3 está referida en el programa como TAMPS1 y TAMPS2.

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

En la figura 4.2 se muestra un dato enviado desde el microcontrolador en forma serial.

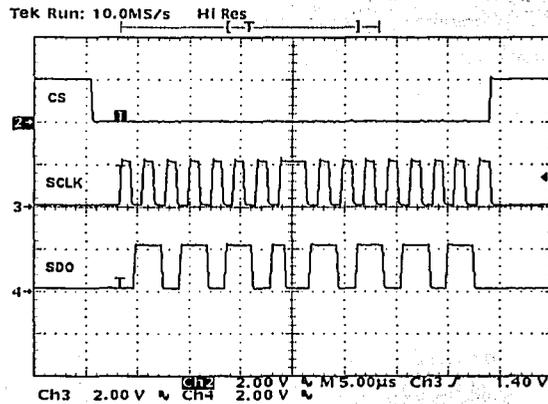


Figura 4.2 Dato enviado serialmente

La señal marcada como CS es la que habilita el circuito atenuador para que se comience a enviar el dato cuando esta en "0" lógico. La señal SCLK es reloj serial, que sirve para enviar un bit de dato en un flanco de subida y la señal SDO muestra un dato transmitido, este dato para fines de prueba es 01010101 y se envía dos veces, la primera vez es para la atenuación del canal derecho y la segunda es para el canal izquierdo.

4.1.4 Control de selección de oído.

El control de cuál oído se desea evaluar se realiza mediante la habilitación de los amplificadores de potencia del sistema con la terminal CD como se mencionó en el capítulo III, el microcontrolador envía un dato al puerto C de dos bits de una tabla de datos referida en el programa como TOIDOS, la tabla 4.3 muestra los datos y que oído habilita.

OIDO	DATO
IZQUIERDO + DERECHO	0xC0
DERECHO	0x50
IZQUIERDO	0x58

Tabla 4.3 Selección de oído.

4.1.4 Interfaz gráfica.

Como se mencionó, la parte de interfaz con el usuario debe ser visible para saber que es lo que se está midiendo y cuál es su respectivo valor, para ello se emplea una pantalla de cristal líquido LCD con iluminación, una interfaz de 4 bits y 3 líneas de control, display de dos líneas x 16 caracteres.

Esta pantalla es manipulada desde el microcontrolador, al igual que el control de los periféricos los datos enviados a ella son a través de tablas colocadas en el programa y que muestran un mensaje en paquetes de ocho caracteres para su fácil manejo desde la rutina que lo envía. La tabla 4.4 indica los mensajes enviados a la LCD. Esta tabla de datos está indicada en el programa como TABLA1 y TABLA2.

MENSAJE EN LA LCD	MENSAJE EN LA LCD
" 125Hz "	" 25dB HL "
" 250Hz "	" 30dB HL "
" 500Hz "	" 35dB HL "
" 1kHz "	" 40dB HL "
" 2kHz "	" 45dB HL "
" 3kHz "	" 50dB HL "
" 4kHz "	" 55dB HL "
" 8kHz "	" 60dB HL "
" OIDO "	" 65dB HL "
"IZQ+DER "	" 70dB HL "
" DER "	" 75dB HL "
" IZQ "	" 80dB HL "
"-10dB HL"	" 85dB HL "
" -5dB HL "	" 90dB HL "
" 0dB HL "	" 95dB HL "
" 5dB HL "	" 100dB HL "
" 10dB HL "	" 105dB HL "
" 15dB HL "	" 110dB HL "
" 20dB HL "	

Tabla 4.4 Mensajes enviados a la LCD

La figura 4.3 muestra el despliegue gráfico en la LCD.

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

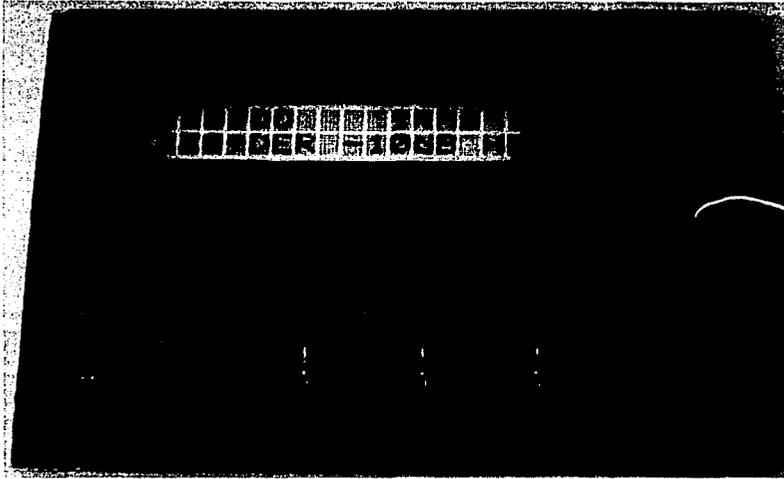


Figura 4.3 Pantalla de cristal Líquido.

La figura 4.4 muestra el microcontrolador y la parte de generación de la señal cuadrada para el oscilador.

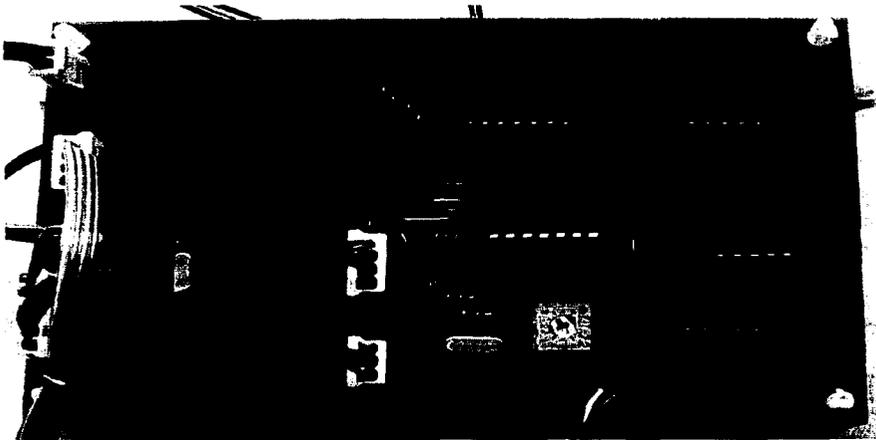


Figura 4.4 Microcontrolador y generador de señal cuadrada.

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN.

La figura 4.5 muestra el sistema completo de audiometría.

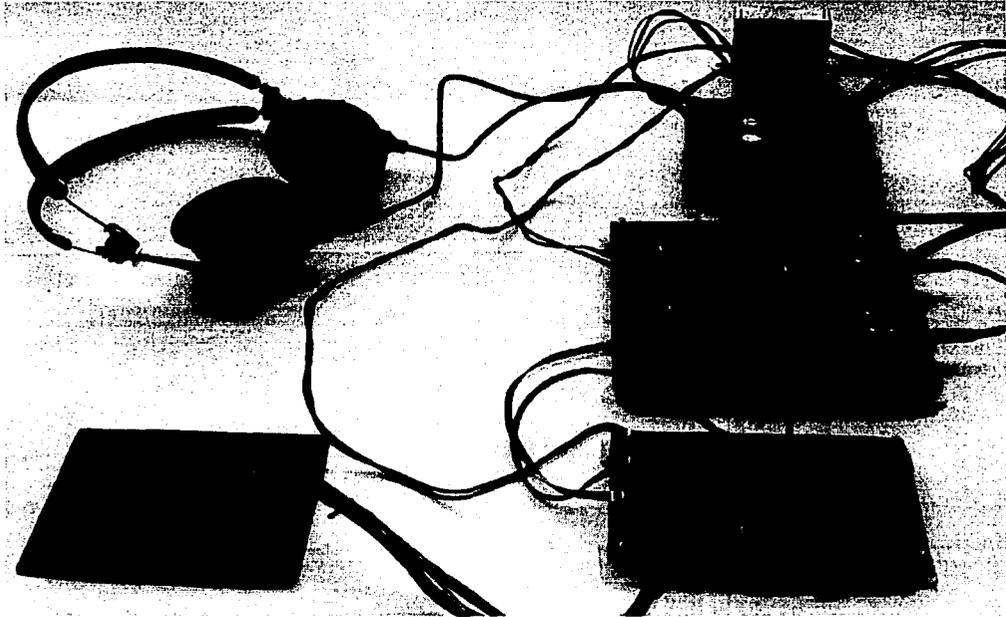


Figura 4.5 Sistema de audiometría.

En el apéndice A se muestra el programa del microcontrolador y en el apéndice C el diagrama completo de la arquitectura del sistema y el diseño digital y analógico.

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

Capítulo V

3. COMENTARIOS Y CONCLUSIONES.

De acuerdo con las características del sistema de audiometría indicadas en el capítulo II que se tenían previsto alcanzar, se mostrará a continuación un análisis de dichas características.

Como se especificó en el punto 2.13 la exactitud de la frecuencia del sistema debe estar por debajo del 3% para un audiómetro tipo 4.

En el punto 3.2.6 se mencionó que la exactitud de la frecuencia estaba determinada por el cristal, donde el fabricante menciona una tolerancia de $\pm 30\text{ppm}$ @ 25°C , es decir, si la frecuencia exacta requerida es de 250Hz , la frecuencia del oscilador puede estar entre 249.9925Hz y 250.0075Hz a 25°C . Por otra parte si se considera los efectos de la temperatura sobre la frecuencia, el fabricante garantiza una estabilidad de la frecuencia de $\pm 50\text{ppm}$ de 0 a 70°C .

Si se registra una máxima variación de 30ppm en exactitud de frecuencia y 50ppm en estabilidad de frecuencia, se tiene entonces una desviación máxima de 80ppm , esto quiere decir que la frecuencia exacta del oscilador es de $250\text{Hz} \pm 0.02\text{Hz}$, por tanto, se tiene una variación en la exactitud de la frecuencia de 0.008% , logrando así estar por debajo de la máxima variación del 3% requerida en el punto 3.2.1.

La variación de amplitud máxima ($\pm 5\text{dB}$) de la señal senoidal que se menciona en las características del sistema es debida a factores que puedan intervenir sobre la señal tales como variaciones en la fuente de alimentación y cambios de temperatura que afectan a toda la electrónica.

Si bien se puede regular la tensión de alimentación a nuestras necesidades, la temperatura es un parámetro sobre el cual no tenemos control, por ello se realizó la prueba por variación de temperatura.

Para verificar la máxima variación de la amplitud en la señal, se ajusto la amplitud de la señal senoidal de 1kHz a 1.000V a 18°C , utilizando un termómetro Hewlett Packard modelo 34740A para medir la temperatura. Posteriormente en un caja cerrada donde se encontraban los circuitos

electrónicos se incremento la temperatura hasta 42°C con ayuda de un calefactor, observándose un incremento en la amplitud 0.03V, lo que equivale a 0.26dB.

Por lo tanto se considera que se obtiene una variación de la amplitud menor a 1dB como se tenía previsto.

Para discutir los resultados de distorsión armónica total permisible en el sistema, se incluye por comodidad la tabla 2.7.

Frecuencia (Hz)	Conducción aérea				Conducción ósea		
	125	250	500 a 4000	6000 a 16000	250	500 a 750	1000 a 5000
dB HL (Hearing Level) ^a	75.0	90.0	110.0	90.0	20.0	50.0	60.0
Segunda armónica	2.0	2.0	2.0	2.0	5.0	5.0	5.0
Tercera armónica	2.0	2.0	2.0	2.0	2.0	2.0	2.0
Cuarta armónica y superiores	0.3	0.3	0.3		2.0	2.0	2.0
Todas las subarmónicas		0.3	0.3	0.3			
Armónicos total	2.5	2.5	2.5	2.5	5.5	5.5	5.5

NOTA:

^a: 0 máximo nivel auditivo en el audiómetro

Se expresan en porcentaje

Como se aprecia en la tabla anterior se tienen las frecuencias de análisis de 125, 250, 500 a 4000 y 6000 a 16000Hz con el porcentaje de la amplitud de las componentes armónicas de la frecuencia fundamental. Por ello en el cálculo de la distorsión se mostrarán cada una de las señales senoidales y sus respectivos espectros de frecuencia como lo indican las figuras 5.1 a la 5.8.

Estas señales fueron adquiridas en la salida del amplificador de potencia, es decir, entre las terminales del auricular.

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

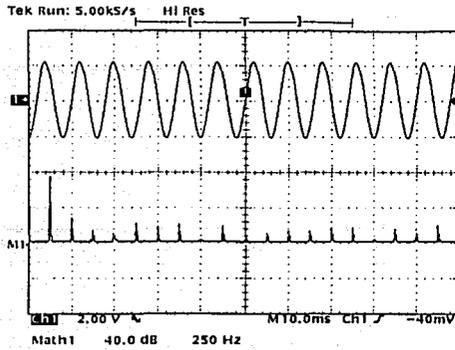


Figura 5.1 Señal de 125Hz.

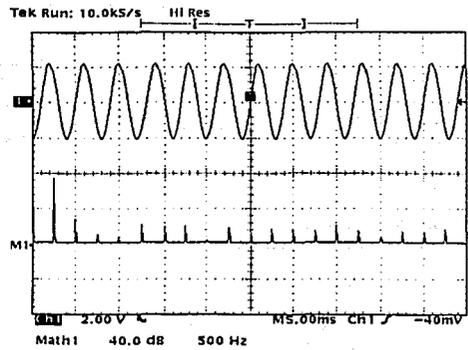


Figura 5.2 Señal de 250Hz.

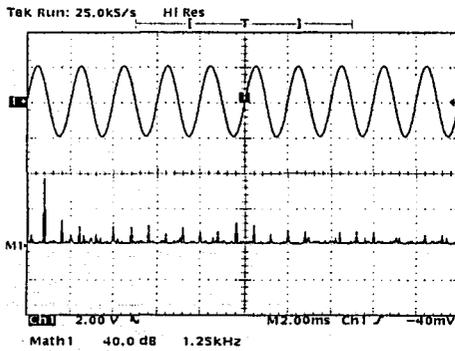


Figura 5.3 Señal de 500Hz.

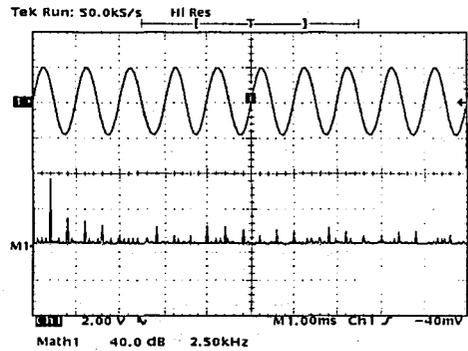


Figura 5.4 Señal de 1kHz.

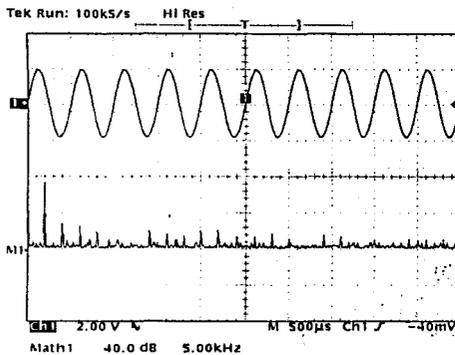


Figura 5.5 Señal de 2kHz.

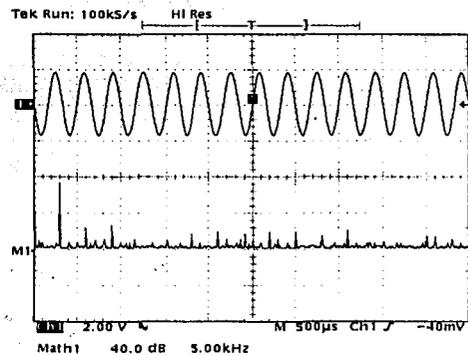


Figura 5.6 Señal de 3kHz.

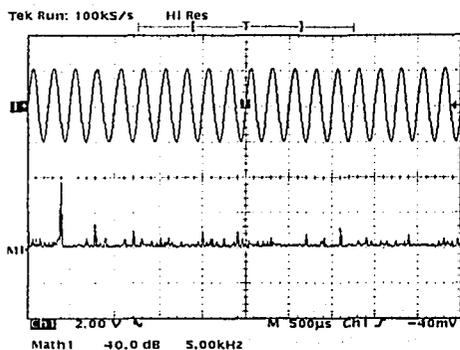


Figura 5.7 Señal de 4kHz.

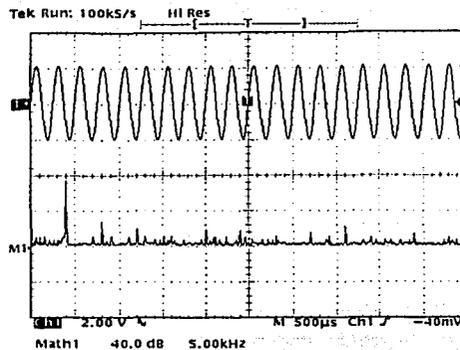


Figura 5.8 Señal de 8kHz.

El cálculo de distorsión armónica total de la señal proveniente del oscilador, como se indica en el punto 3.2.5, se efectuó con la ayuda de software mediante la adquisición de datos de un osciloscopio digital tektronix, por tal razón sólo se mostrará el cálculo de la distorsión armónica en la tabla 5.1.

	f	% F	f	% F	f	% F	f	V% F
Fundamental	125Hz	100.	249Hz	100	499Hz	100	998Hz	100
2a armónica	249Hz	0.42	499Hz	0.55	998Hz	0.63	2kHz	0.51
3a armónica	374Hz	0.41	748Hz	0.23	1.5kHz	0.14	2.99kHz	0.27
4a armónica	498Hz	0.47	998Hz	0.12	2kHz	0.22	3.99kHz	0.15
5a armónica	623Hz	0.06	1.25kHz	0.23	2.49kHz	0.08	4.99kHz	0.11
THD %		1.36		1.47		1.66		1.53

	f	% F	f	% F	f	% F	f	% F
Fundamental	2kHz	100	2.99kHz	100	4kHz	100	7.97kHz	100
2a armónica	3.99kHz	0.58	5.99kHz	0.50	8kHz	0.39	15.9kHz	0.73
3a armónica	5.99kHz	0.20	8.98kHz	0.44	12kHz	0.27	23.9kHz	0.20
4a armónica	7.98kHz	0.30	12kHz	0.17	16kHz	0.17	31.9kHz	0.10
5a armónica	9.98kHz	0.01	15kHz	0.32	20kHz	0.23	39.8kHz	0.07
THD %		1.50		1.35		1.56		1.49

Tabla 5.1 Cálculo de la distorsión armónica total.

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

De tabla anterior se concluye que los valores que se indican son inferiores a los máximos permisibles mostrados en la tabla 2.7. lo cual cumple con la especificación indicada en el punto 2.13.

Como se puede apreciar el sistema diseñado cumple con las características que se tenían previsto en el diseño.

El tipo de control de amplitud de la onda senoidal propuesto posee una excelente estabilidad en la variación de amplitud, así como la exactitud de frecuencia y baja distorsión armónica total, lo que hace que el sistema sea apto para su ampliación a un audiómetro tipo 1,2 o 3 como se tenía previsto en los objetivos de este trabajo de tesis.

Se pretende ampliar el diseño a un tipo 3 (que contenga modo de conducción ósea), para ello se tiene que incrementar del número de voltajes de referencia, esto se logra mediante el aumento de canales en el multiplexor, por ejemplo si éste tiene 16 canales, se podrían tener 16 frecuencias de prueba por vía aérea o los 8 primeros se utilizarían para conducción aérea y las sobrantes para las frecuencias de prueba por vía ósea.

Por otra parte se necesita tener dos amplificadores de potencia más, verificando los requerimientos de potencia del vibrador para ver si se puede utilizar el mismo amplificador o en su defecto cambiarlo por alguno que cumpla con las especificaciones requeridas.

Otra de las ventajas que posee este sistema es el excelente consumo de potencia que es de 1.389W, por lo que se está trabajando para que el audiómetro utilice baterías y tenga un sistema de respaldo para que sea un equipo portátil.

La calibración del sistema se pretende realizar posteriormente en el laboratorio de acústica del CCADET, ya que ahí se cuenta con una cámara anecoica y el equipo de medición es un oído artificial modelo 4152 de B&K.

The first part of the paper is devoted to a general discussion of the problem. It is shown that the problem of finding a solution to the system of equations (1) is equivalent to the problem of finding a solution to the system of equations (2). The system of equations (2) is then solved by the method of characteristics. The solution is then expressed in terms of the initial data. The final part of the paper is devoted to a discussion of the properties of the solution.

The second part of the paper is devoted to a detailed analysis of the properties of the solution. It is shown that the solution is unique and depends continuously on the initial data. The solution is also shown to be bounded and to satisfy certain asymptotic properties. The final part of the paper is devoted to a discussion of the numerical solution of the system of equations (1).

The third part of the paper is devoted to a detailed analysis of the properties of the solution. It is shown that the solution is unique and depends continuously on the initial data. The solution is also shown to be bounded and to satisfy certain asymptotic properties. The final part of the paper is devoted to a discussion of the numerical solution of the system of equations (1).

The fourth part of the paper is devoted to a detailed analysis of the properties of the solution. It is shown that the solution is unique and depends continuously on the initial data. The solution is also shown to be bounded and to satisfy certain asymptotic properties. The final part of the paper is devoted to a discussion of the numerical solution of the system of equations (1).

The fifth part of the paper is devoted to a detailed analysis of the properties of the solution. It is shown that the solution is unique and depends continuously on the initial data. The solution is also shown to be bounded and to satisfy certain asymptotic properties. The final part of the paper is devoted to a discussion of the numerical solution of the system of equations (1).

The sixth part of the paper is devoted to a detailed analysis of the properties of the solution. It is shown that the solution is unique and depends continuously on the initial data. The solution is also shown to be bounded and to satisfy certain asymptotic properties. The final part of the paper is devoted to a discussion of the numerical solution of the system of equations (1).

The seventh part of the paper is devoted to a detailed analysis of the properties of the solution. It is shown that the solution is unique and depends continuously on the initial data. The solution is also shown to be bounded and to satisfy certain asymptotic properties. The final part of the paper is devoted to a discussion of the numerical solution of the system of equations (1).

The eighth part of the paper is devoted to a detailed analysis of the properties of the solution. It is shown that the solution is unique and depends continuously on the initial data. The solution is also shown to be bounded and to satisfy certain asymptotic properties. The final part of the paper is devoted to a discussion of the numerical solution of the system of equations (1).

The ninth part of the paper is devoted to a detailed analysis of the properties of the solution. It is shown that the solution is unique and depends continuously on the initial data. The solution is also shown to be bounded and to satisfy certain asymptotic properties. The final part of the paper is devoted to a discussion of the numerical solution of the system of equations (1).

The tenth part of the paper is devoted to a detailed analysis of the properties of the solution. It is shown that the solution is unique and depends continuously on the initial data. The solution is also shown to be bounded and to satisfy certain asymptotic properties. The final part of the paper is devoted to a discussion of the numerical solution of the system of equations (1).

APÉNDICE A

PROGRAMA PARA EL CONTROL DEL SISTEMA DE AUDIOMETRIA
 AUTOR: JORGE ISRAEL CRUZ M

PROCESSADOR: PIC16F877

RA0: SALIDA, ASIGNADO AL PIN Nº 2 (A) DEL MUX
 RA1: SALIDA, ASIGNADO AL PIN Nº 3 (B) DEL MUX
 RA2: SALIDA, ASIGNADO AL PIN Nº 4 (C) DEL MUX
 RA3: ENTRADA, ASIGNADO AL PIN Nº 5 SELECCION OIDO
 RA4: ENTRADA, ASIGNADO AL PIN Nº 6 SELECCION FRECUENCIA
 RA5: ENTRADA, ASIGNADO AL PIN Nº 7 SELECCION AMPLITUD

RB0: SALIDA, ASIGNADO AL PIN Nº 33 (B7)(MSB) DEL DIVISOR
 RB1: SALIDA, ASIGNADO AL PIN Nº 34 (B6) DEL DIVISOR
 RB2: SALIDA, ASIGNADO AL PIN Nº 35 (B5) DEL DIVISOR
 RB3: SALIDA, ASIGNADO AL PIN Nº 36 (B4) DEL DIVISOR
 RB4: SALIDA, ASIGNADO AL PIN Nº 37 (B3) DEL DIVISOR
 RB1: SALIDA, ASIGNADO AL PIN Nº 38 (B2) DEL DIVISOR
 RB2: SALIDA, ASIGNADO AL PIN Nº 39 (B1) DEL DIVISOR
 RB0: SALIDA, ASIGNADO AL PIN Nº 33 (B0)(LSB) DEL DIVISOR

RC5: SALIDA, ASIGNADO AL PIN Nº 24 (SDO) DEL SPI
 RC6: SALIDA, ASIGNADO AL PIN Nº 25 (CANAL DER) DEL AMPLIFICADOR
 RC7: SALIDA, ASIGNADO AL PIN Nº 26 (CANAL IZQ) DEL AMPLIFICADOR

RE0: SALIDA, ASIGNADO AL PIN Nº 8 (CS) DEL SPI
 RE1: SALIDA, ASIGNADO AL PIN Nº 9 (SCK) DEL SPI

RD1: SALIDA, ASIGNADO AL PIN Nº 20 (RS) DE LA LCD
 RD2: SALIDA, ASIGNADO AL PIN Nº 21 (RW) DE LA LCD
 RD3: SALIDA, ASIGNADO AL PIN Nº 22 (E) DE LA LCD
 RD4: BIDIRECCIONAL, ASIGNADO AL PIN Nº 27 (D0) DE LA LCD
 RD5: BIDIRECCIONAL, ASIGNADO AL PIN Nº 28 (D1) DE LA LCD
 RD6: BIDIRECCIONAL, ASIGNADO AL PIN Nº 29 (D3) DE LA LCD
 RD7: BIDIRECCIONAL, ASIGNADO AL PIN Nº 30 (D4) DE LA LCD

TESIS CON
 FALLA DE ORIGEN

INCLUDE "PI6F877.INC"

_CONFIG (_CP_OFF & _PWRTE_ON & _HS_OSC & _WDT_OFF & _BODEN_OFF & _LVP_OFF)

DESLIGA EL MESSAGE DE AVISO Nº 302:

"Register in operand not in bank 0. Ensure that bank bits are correct"

ERRORLEVEL -302

IGUALDADES

PUERTO A

MUXA	EQU	0X00	: A MULTIPLEXOR
MUXB	EQU	0X01	: B MULTIPLEXOR
MUXC	EQU	0X02	: C MULTIPLEXOR
SELO	EQU	0X03	: SELECCION DE OIDO
SELF	EQU	0X04	: SELECCION DE FRECUENCIA
SELA	EQU	0X05	: SELECCION DE AMPLITUD

PUERTO C

SDO EQU 0X05 ; SALIDA SERIAL SDO

=====

PUERTO D

=====

RS EQU 0X01 ; SELECCION DE REGISTRO DATO = 1 INSTRUCCIÓN = 2
 RW EQU 0X02 ; LEER/SCRIBIR LECTURA = 1 ESCRIBIR = 0
 E EQU 0X03 ; HABILITACION
 BUSYFLAG EQU 0X07 ; BIDIRECCIONAL OCUPADO = 1 LIBRE = 0

=====

PUERTO E

=====

CS EQU 0X00 ; HABILITA EL CHIP SELECT
 SCLK EQU 0X01 ; RELOJ SERIAL SCLK

=====

STATUS

=====

PC EQU 0x02 ; Contador de programa
 OIDO EQU 0X40 ; CONSTATE PARA DESPLIEGUE DE OIDO

 ***** VARIABLES *****

CBLOCK 0X20

FREDIV ; VARIABLES UTILIZADAS EN LA SELECCION DE
 FREMUX ; FRECUENCIA
 FRELCD
 RFRELCD

AMPS1 ; VARIABLES UTILIZADAS EN LA SELECCION DE
 ALCD1 ; AMPLITUD
 RALCD1
 RAMPS1

AMPS2 ; VARIABLES UTILIZADAS EN LA SELECCION DE
 ALCD2 ; AMPLITUD
 RALCD2
 RAMPS2

OIDOS ; VARIABLES UTILIZADAS EN LA SELECCION DE
 ROIDOS ; OIDO
 OIOLCD
 ROIOLCD

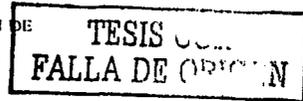
TEMP ; TEMP Y AUX1 SON VARIABLES AUXILIARES UTILIZADAS
 AUX1 ; EN LA RUTINA 'EI' (ENVIA LINEA DE 8 CARACTERES)
 DATO

DELAY ; CON1, CON2 Y DELAY SON VARIABLES UTILIZADAS
 CON1 ; PARA LA RUTINA 'DELAY'
 CON2

ENDC

 ***** DEFINICIONES *****

#define TBLADD1 0x200 ; DIRECCION DE ORIGEN DE LA TABLA1
 #define TBLADD2 0x300 ; DIRECCION DE ORIGEN DE LA TABLA2
 #define AFREDIV 0x370 ; DIRECCION DE ORIGEN DE LA TABLA DE FRECUENCIA
 #define AFREMUX 0x380 ; DIRECCION DE ORIGEN DE LA TABLA DEL MULTIPLEXOR



```
#define AFRELCD 0x390 ; DIRECCION DE ORIGEN DE LA TABLA LA LCD
```

```
.....
..... INICIO .....
.....
```

```
ORG 0X00 ; VETOR DE RESET
GOTO INICIO
ORG 0X04
```

```
.....
..... PRINCIPAL .....
.....
```

```
INICIO
```

```
CALL INIPORT ; INICIALIZA LOS PUERTOS
CALL INILCD ; INICIALIZA LA LCD

MOVLW 0X80 ; COLOCA EL MENSAJE " OIDO " EN EL
CALL EE ; 1º CARACTER DE 1ª LÍNEA DE LA LCD
MOVLW OIDO ; RUTINA 'ELI', QUE ENVIA UNA LÍNEA DE 8
CALL ELI ; CARACTERES A LA LCD

CLRF FREDIV
CLRF FRELCD
CLRF FREMUX

movlw HIGH(AFREDIV) ; AJUSTA EL PCLATH PARA SELECCIONAR
movwf PCLATH ; LA PAGINA DE LA TABLA

CALL TFREDIV ; ESCRIBE UN BYTE EN EL PORTB
MOVWF PORTB ; PARA EL CONTADOR

movlw HIGH(AFREMUX) ; AJUSTA EL PCLATH PARA SELECCIONAR
movwf PCLATH ; LA PAGINA DE LA TABLA

CALL TFREMUX ; ESCRIBE EN EL PORTA
MOVWF PORTA ; PARA SELECCIONAR EL CANAL DEL MUX

movlw HIGH(AFRELCD) ; AJUSTA EL PCLATH PARA SELECCIONAR
movwf PCLATH ; LA PAGINA DE LA TABLA

CALL TFRELCD ; SELECCIONA EL OFFSET PARA LA TABLA
MOVWF RFRELCD ; DE PALABRAS PARA LA LCD

movlw HIGH(INICIO) ; Setup PCLATH
movwf PCLATH ;

MOVLW 0X88 ; DIRECCIONA LA DDRAM DE LA LCD AL
CALL EE ; 8º CARACTER DE 1ª LÍNEA
MOV RFRELCD,W ; RUTINA 'ELI', QUE ENVIA UNA LÍNEA DE 8
CALL ELI ; CARACTERES A LA LCD

CLRF AMPSI
CLRF ALCDI

CALL TALCDI
MOVWF RALCDI

CALL TAMPSI
MOVWF RAMPSI

MOVLW 0XC8 ; DIRECCIONA LA DDRAM DE LA LCD AL
CALL EE ; 8º CARACTER DE 2ª LÍNEA
```

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

```

MOVF  RALCDI,W    ; RUTINA 'ELI', QUE ENVIA UNA LÍNEA DE 8
CALL  ELI          ; CARACTERES A LA LCD

BCF   PORTE,CS    ; HABILITA EL CHIP SELECT

MOVF  RAMPSI,W    ;
CALL  OUTPUT      ;
MOVF  RAMPSI,W    ;
CALL  OUTPUT      ;
NOP

BSF   PORTE,CS    ; DESHABILITA EL CHIP SELECT

CLRF  OIDOS       ;
CLRF  OIOLCD      ;

CALL  TOIDOS      ;
MOVWF ROIDOS      ;

CALL  TOIOLCD     ;
MOVWF ROIOLCD     ;

CALL  CMUXE       ;

MOVLW 0XC0        ; DIRECCIONA LA DDRAM DE LA LCD AL
CALL  EE          ; 1º CARACTER DE 2ª LÍNEA
MOVF  ROIOLCD,W   ; RUTINA 'ELI', QUE ENVIA UNA LÍNEA DE 8
CALL  ELI         ; CARACTERES A LA LCD

LOOPA BTFSS PORTA,SELF ; REVISAS SI ESTA PRESIONADO EL BOTON
      GOTO POLEO1      ; DE SELECCIONAR FRECUENCIA
      CALL  REBOTE     ; CON ANTIREBOTE
      BTFSS PORTA,SELF ;
      GOTO  LOOPA

      GOTO  LOOPB      ; SI "SELF" ESTÁ PRESIONADO SALTA A LOOPB

POLEO1 BTFSS PORTA,SELA ; REVISAS SI ESTA PRESIONADO EL BOTON
      GOTO POLEO2      ; DE SELECCIONAR AMPLITUD
      CALL  REBOTE     ; CON ANTIREBOTE
      BTFSS PORTA,SELA ;
      GOTO  LOOPA

      GOTO  LOOPC      ; SI "SELA" ESTÁ PRESIONADO SALTA A LOOPC

POLEO2 BTFSS PORTA,SELO ; REVISAS SI ESTA PRESIONADO EL BOTON
      GOTO LOOPA       ; DE SELECCIONAR OIDO
      CALL  REBOTE     ; CON ANTIREBOTE
      BTFSS PORTA,SELO ;
      GOTO  LOOPA

      GOTO  LOOPF      ; SI "SELO" ESTÁ PRESIONADO SALTA A LOOPF

```

```

===== LOOPB =====

```

```

LOOPB CLRF  AMPSI
      CLRF  ALCDI

      CALL  TALCDI
      MOVWF RALCDI

      CALL  TAMPSI
      MOVWF RAMPSI

MOVLW 0XC8        ; DIRECCIONA LA DDRAM DE LA LCD AL
CALL  EE          ; 8º CARACTER DE 2ª LÍNEA

```

**TESIS CON
FALLA DE ORIGEN**

```

MOVF  RALCDI,W      ; RUTINA 'ELI', QUE ENVIA UNA LÍNEA DE 8
CALL  ELI           ; CARACTERES A LA LCD

BCF   PORTE,CS      ; HABILITA EL CHIP SELECT

MOVF  RAMP1,W
CALL  OUTPUT
MOVF  RAMP1,W
CALL  OUTPUT
NOP

BSF   PORTE,CS      ; DESHABILITA EL CHIP SELECT
CALL  CMUXE

INCF  FREDIV,F      ; INCREMENTA LOS CONTADORES
INCF  FRELCD,F
INCF  FREMUX,F
MOVF  FREDIV,W      ; VERIFICA SI LLEGO A LA NUMERO 8
XORLW 0X08
BTFSC STATUS,Z
GOTO  CLEARF       ; REINICIA LA FRECUENCIA
GOTO  INCREMF      ; INCREMENTA LA FRECUENCIA

CLEARF CLR FREDIV
      CLR FRELCD
      CLR FREMUX

INCREMF movlw HIGH(AFREDIV) ; AJUSTA EL PCLATH PARA SELECCIONAR
      movwf PCLATH         ; LA PAGINA DE LA TABLA

      CALL TFREDIV         ; ESCRIBE UN BYTE EN EL PORTB
      MOVWF PORTB         ; PARA EL CONTADOR

      movlw HIGH(AFREMUX) ; AJUSTA EL PCLATH PARA SELECCIONAR
      movwf PCLATH         ; LA PAGINA DE LA TABLA

      CALL TFREMUX         ; ESCRIBE EN EL PORTA
      MOVWF PORTA         ; PARA SELECCIONA EL CANAL DEL MUX

      movlw HIGH(AFRELCD) ; AJUSTA EL PCLATH PARA SELECCIONAR
      movwf PCLATH         ; LA PAGINA DE LA TABLA

      CALL TFRELCD         ; SELECCIONA EL OFFSET PARA LA TABLA
      MOVWF RFRELCD        ; DE PALABRAS PARA LA LCD

      movlw HIGH(INICIO)  ; REINICIA PCLATH
      movwf PCLATH

      MOVLW 0X88           ; DIRECCIONA LA DDRAM DE LA LCD AL
      CALL EE             ; 8º CARACTER DE 1ª LÍNEA
      MOVF RFRELCD,W      ; RUTINA 'ELI', QUE ENVIA UNA LÍNEA DE 8
      CALL ELI           ; CARACTERES A LA LCD

      GOTO LOOPA

===== LOOPC =====

LOOPC  INCF  AMPSI,F
      INCF  ALCDI,F
      MOVF  AMPSI,W      ; VERIFICA SI LLEGO A LA NUMERO 14
      XORLW 0X0F
      BTFSC STATUS,Z
      GOTO  INCREA2     ; INCREMENTA AL AMPLITUD 2
      GOTO  INCREA1     ; INCREMENTA AL AMPLITUD 1

INCREA1 CALL  TALCDI
      MOVWF RALCDI

```

**TESIS CON
FALLA DE ORIGEN**

```

CALL    TAMP1
MOVWF  RAMP1

MOV LW  0XC8      ; DIRECCIONA LA DDRAM DE LA LCD AL
CALL    EE        ; 8º CARACTER DE 2ª LÍNEA
MOVF   RALCD1,W  ; RUTINA 'EL1', QUE ENVIA UNA LÍNEA DE 8
CALL    EL1      ; CARACTERES A LA LCD

BCF    PORTE,CS  ; HABILITA EL CHIP SELECT

MOVF   RAMP1,W
CALL   OUTPUT
MOVF   RAMP1,W
CALL   OUTPUT
NOP

BSF    PORTE,CS  ; DESHABILITA EL CHIP SELECT

CALL   CMUXE

GOTO  LOOPA

INCREA2 CLR F    AMPS2
        CLR F    ALCD2

INCA2  CALL    TALCD2
        MOVWF  RALCD2

        CALL    TAMP2
        MOVWF  RAMP2

MOV LW  0XC8      ; DIRECCIONA LA DDRAM DE LA LCD AL
CALL    EE        ; 8º CARACTER DE 2ª LÍNEA
MOVF   RALCD2,W  ; RUTINA 'EL1', QUE ENVIA UNA LÍNEA DE 8
CALL    EL2      ; CARACTERES A LA LCD

BCF    PORTE,CS  ; HABILITA EL CHIP SELECT

MOVF   RAMP2,W
CALL   OUTPUT
MOVF   RAMP2,W
CALL   OUTPUT
NOP

BSF    PORTE,CS  ; DESHABILITA EL CHIP SELECT

CALL   SMUXE      ; SET MUXE

LOOPA1 BTFSS  PORTA,SELF  ; REvisa si está presionado el botón
        GOTO  POLEO1A    ; de seleccionar frecuencia
        CALL  REBOTE     ; con antirebote
        BTFSS  PORTA,SELF
        GOTO  LOOPA1

        GOTO  LOOPB      ; si "SELF" está presionado salta a LOOPB

POLEO1A BTFSS  PORTA,SELA  ; REvisa si está presionado el botón
        GOTO  POLEO2A    ; de seleccionar amplitud
        CALL  REBOTE     ; con antirebote
        BTFSS  PORTA,SELA
        GOTO  LOOPA1

        GOTO  LOOPC2     ; si "SELA" está presionado salta a LOOPC

POLEO2A BTFSS  PORTA,SELO  ; REvisa si está presionado el botón
        GOTO  LOOPA1    ; de seleccionar oído
        CALL  REBOTE     ; con antirebote
        BTFSS  PORTA,SELO
        GOTO  LOOPA1

```

TESIS CON
 FALLA DE ORIGEN

```

GOTO LOOPF ; SI "SELO" ESTÁ PRESIONADO SALTA A LOOPF

LOOPC2 INCF AMPS2,F ; SI "SELA" ESTÁ PRESIONADO SALTA A LOOPD
INCF ALCD2,F

MOVF AMPS2,W ; VERIFICA SI LLEGO A LA NUMERO 11
XORLW 0X0B ; " 115dB HT "
BTFSZ STATUS,Z
GOTO INCA1 ; REINICIA A " -10db HT "
GOTO INCA2 ; INCREMENTA dB HT

INCA1 CLRF AMPS1
CLRF ALCD1

GOTO INCREA1

```

```

----- LOOPF -----
LOOPF CLRF AMPS1
CLRF ALCD1

CALL TALCD1
MOVWF RALCD1

CALL TAMPS1
MOVWF RAMPS1

MOVLW 0XC8 ; DIRECCIONA LA DDRAM DE LA LCD AL
CALL EE ; 8º CARACTER DE 2ª LÍNEA
MOVF RALCD1,W ; RUTINA 'ELI', QUE ENVIA UNA LÍNEA DE 8
CALL ELI ; CARACTERES A LA LCD

BCF PORTE,CS ; HABILITA EL CHIP SELECT

MOVF RAMPS1,W
CALL OUTPUT
MOVF RAMPS1,W
CALL OUTPUT
NOP

BSF PORTE,CS ; DESHABILITA EL CHIP SELECT

INCF OIDOS,F
INCF OIDOLCD,F

MOVF OIDOS,W ; VERIFICA SI LLEGO A LA NUMERO 3
XORLW 0X03
BTFSZ STATUS,Z
GOTO CLEARO ; LIMPIA OIDO
GOTO INCREMO ; INCREMENTA OIDO

CLEARO CLRF OIDOS
CLRF OIDOLCD

INCREMOCALL TOIDOS
MOVWF ROIDOS

CALL CMUXE

CALL TOIDOLCD
MOVWF ROIDOLCD

MOVLW 0XC0 ; DIRECCIONA LA DDRAM DE LA LCD AL
CALL EE ; 1º CARACTER DE 2ª LÍNEA
MOVF ROIDOLCD,W ; RUTINA 'ELI', QUE ENVIA UNA LÍNEA DE 8
CALL ELI ; CARACTERES A LA LCD

```

**TESIS CON
FALLA DE ORIGEN**

COPIA TRUQUEADA NO SALE
 DE LA BIBLIOTECA

GOTO LOOPA

.....

.....

..... CONFIGURACION

.....

===== CONFIGURACION DE PUERTOS =====

INIPOINT

```

CLRF  PORTA
CLRF  PORTB
CLRF  PORTC
CLRF  PORTD
CLRF  PORTE

BSF  STATUS,RP0      ; BANCO 1
MOVLW 0X38
MOVWF TRISA          ; CONFIGURA EL PORTA COMO I/O

MOVLW 0X00
MOVWF TRISC          ; CONFIGURA EL PORTC COMO I/O
MOVWF TRISB          ; CONFIGURA EL PORTB TODO COMO SALIDA
MOVWF TRISD          ; CONFIGURA EL PORTD TODO COMO SALIDA
MOVWF TRISE          ; CONFIGURA EL PORTE TODO COMO SALIDA

MOVLW 0X06           ; CONFIGURA EL PORTA Y PORTE SOLAMENTE
MOVWF ADCON1         ; COMO I/O DIGITAL

BCF  STATUS,RP0      ; BANCO 0
RETURN

```

===== INICIO DE CONFIGURACIÓN DE LA LCD =====

INI.LCD

```

MOVLW 0X28           ; SET DE FUNCIONES
CALL  EC             ; 8 BITS, 2 LÍNEAS Y 5X8 PUNTOS
MOVLW 0X28           ; 16 X 2 CARACTERES
CALL  EC
MOVLW 0X06           ; CURSOR MOV INC, DISPLAY NO SHIFTED
CALL  EC
MOVLW 0X0C           ; DISPLAY ON, CURSOR OFF, BLINKING OFF
CALL  EC
MOVLW 0X01           ; DISPLAY CLEAR
CALL  EC             ; FIN DE LA CONFIGURACIÓN DE LA LCD
RETURN

```

.....

..... SUBUTINAS *

.....

===== RUTINAS PARA LA LCD =====

ED ; ESCRIBE DATO QUE ESTÁ EN 'W' LA DDRAM DE LA LCD

```

BSF  PORTD,RS
BCF  PORTD,RW

```

ENVLBYTE ; RUTINA PARA EL ENVÍO DE UN BYTE QUALQUIERA

```

BSF  PORTD,E
MOVWF DATO
MOVLW 0X0F
ANDWF PORTD,F
MOVLW 0XF0

```

<p style="text-align: center;">TESIS CON FALLA DE ORIGEN</p>
--

```

ANDWF DATO,W
IORWF PORTD,F
BCF PORTD,E
BSF PORTD,E
SWAPF DATO,F
MOVLW 0X0F
ANDWF PORTD,F
MOVLW 0XF0
ANDWF DATO,W
IORWF PORTD,F
BCF PORTD,E
CALL CHECABUSYFLAG
RETURN

EC ; ENVIA UN COMANDO QUE ESTÁ EN 'W' PARA LA LCD
BCF PORTD,RS
BCF PORTD,RW
CALL ENVIABYTE
RETURN

EE ; ESCRIBE O LEE LO QUE ESTÁ EN 'W' NO EN LA LCD
BCF PORTD,RS
BCF PORTD,RW
CALL ENVIABYTE
RETURN

CHECABUSYFLAG ; RUTINA QUE SOLO RETORNA CUANDO BUSYFLAG = 0
BSF STATUS,RP0 ; BANCO 1
MOVLW 0XF1
MOVWF TRISD ; CONFIGURA A TRISD
BCF STATUS,RP0 ; BANCO 0
BCF PORTD,RS
BSF PORTD,RW
BSF PORTD,E

CHI BTFSS PORTD.BUSYFLAG; CHECA LA BUSY FLAG

RETURNO ; LOOP PARA NUEVO CHEQUEO DE LA BUSY FLAG
; RUTINA PARA RETORNAR AL CHECA BUSYFLAG
BCF PORTD,E
BSF PORTD,E
BCF PORTD,E
GOTO CHI

BCF PORTD,E
BSF PORTD,E
BCF PORTD,E
BSF STATUS,RP0 ; BANCO 1
MOVLW 0X01
MOVWF TRISD ; CONFIGURA A TRISD
BCF STATUS,RP0 ; BANCO 0
RETURN

```

===== DELAYS =====

```

===== DELAY DE 50mS =====

```

```

DELAY50MSxN
MOVWF DELAY

LOOPR CALL D50MSEC ; RETARDO 50mSeg.
DECFSZ DELAY,F ; DECREMENTA DELAY
GOTO LOOPR
RETURN

D50MSECNOP
MOVLW 0x41 ; CARGA CONTADOR 1
MOVWF CON2
MOVLW 0xED ; CARGA CONTADOR 2

```

**TESIS CON
FALLA DE ORIGEN**

```

MOVWF CON1
REPITE DECFSZ CON1,f ; DECREMENTA CONTADOR1
      GOTO REPITE
      DECFSZ CON2,f ; DECREMENTA CONTADOR2
      GOTO REPITE
      RETURN

```

```

=====
:==== ANTIREBOTE 100mS =====
:====

```

```

REBOTE MOVLW 0x02 ; DELAY
      CALL DELAY50MSxN ; 2 * 50mS = 100mS
      RETURN

```

```

=====
:==== BCF MUXE =====
:====

```

```

CMUXE MOVF ROIDOS,W
      ADDLW 0X00
      MOVWF PORTC
      RETURN

```

```

=====
:==== BSF MUXE =====
:====

```

```

SMUXE MOVF ROIDOS,W
      ADDLW 0X01
      MOVWF PORTC
      RETURN

```

```

=====
:==== OUTPUT =====
:====

```

```

OUTPUT BSF STATUS,RP0 ; BANCO 1

      MOVLW 0x00
      MOVWF TRISC ; TODO EL PUERTO C SALIDA

      MOVLW 0x40
      MOVWF SSPSTAT ; MODO 1,1 SPI

      BCF STATUS,RP0 ; BANCO 0

      MOVLW 0x20 ; MODO 1,1 SPI MODO MAESTRO
      MOVWF SSPCON ; 1/4 TOSC SPI IS ON

MOVWF SSPBUF

CHECK BSF STATUS,RP0 ; BANCO 1
      BTFSZ SSPSTAT,BF
      GOTO CHECK

      BCF STATUS,RP0 ; BANCO 0
      MOVLW 0x00 ;
      MOVWF SSPCON ; SPI IS OFF

      RETURN

```

```

=====
:==== RUTINA PARA TABLAS DE DATOS =====
:====

```

```

=====
:==== RUTINA QUE SACA UNA LINEA DE 8 DE LA TABLA DE DATOS =====
:====

```

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

```

EL1  MOVWF TEMP      ; GUARDA DATO EN W.
      CLRf  AUX1
      DECF  AUX1,F
RESTORE
      INCF  AUX1,F
      BTFSF AUX1,3   ; VERIFICA SI EL LLEGO AL CARACTER NO.8 Y
      RETURN        ; RETORNA

      MOVF  TEMP,W
      CALL TABLA1   ; LLAMA TABLA1 Y VUELVE CON EL DATO
      CALL ED       ; ENVIA DATO A LA LCD

      INCF  TEMP,F

      GOTO RESTORE ;

```

```

=====
RUTINA QUE SACA UNA LINEA DE 8 DE LA TABLA2 DE DATOS
=====

```

```

EL2  MOVWF TEMP      ; GUARDA DATO EN W.
      CLRf  AUX1
      DECF  AUX1,F
RESTORE2
      INCF  AUX1,F
      BTFSF AUX1,3   ; VERIFICA SI EL LLEGO AL CARACTER NO.8 Y
      RETURN        ; RETORNA

      MOVF  TEMP,W
      CALL TABLA2   ; LLAMA TABLA1 Y VUELVE CON EL DATO
      CALL ED       ; ENVIA DATO A LA LCD

      INCF  TEMP,F

      GOTO  RESTORE2

```

```

*****
***** TABLAS DE DATOS *****
*****

```

```

=====
TABLAS PARA LA SELECCION DE AMPLIUD
=====

```

```

TALCD1 MOVF  ALCD1,W   ; TABLA PARA VER LA PALABRA EN LA LCD
      addwf PC,f      ; Suma offset al CP
      retlw 0x80      ; -10dB HL
      retlw 0x88      ; -5dB HL
      retlw 0x90      ; 0dB HL
      retlw 0x98      ; 5dB HL
      retlw 0xA0      ; 10dB HL
      retlw 0xA8      ; 15dB HL
      retlw 0xB0      ; 20dB HL
      retlw 0xB8      ; 25dB HL
      retlw 0xC0      ; 30dB HL
      retlw 0xC8      ; 35dB HL
      retlw 0xD0      ; 40dB HL
      retlw 0xD8      ; 45dB HL
      retlw 0xE0      ; 50dB HL
      retlw 0xE8      ; 55dB HL
      retlw 0xF0      ; 60dB HL

```

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

```

=====
TAMPS1 MOVF  AMPS1,W   ; TABLA PARA ENVIAR EL DATO VIA SERIE

```

addwf	PC,f	: Suma offset al CP
retlw	0x01	: -10dB HL - 0dB
retlw	0x0b	: -5dB HL - 5dB
retlw	0x15	: 0dB HL - 10dB
retlw	0x1f	: 5dB HL - 15dB
retlw	0x29	: 10dB HL - 20dB
retlw	0x33	: 15dB HL - 25dB
retlw	0x3d	: 20dB HL - 30dB
retlw	0x47	: 25dB HL - 35dB
retlw	0x51	: 30dB HL - 40dB
retlw	0x5b	: 35dB HL - 45dB
retlw	0x65	: 40dB HL - 50dB
retlw	0x6f	: 45dB HL - 55dB
retlw	0x79	: 50dB HL - 60dB
retlw	0x83	: 55dB HL - 65dB
retlw	0x8d	: 60dB HL - 70dB

TALCD2	MOVWF	ALCD2,W	: TABLA PARA VER LA PALABRA EN LA LCD
	addwf	PC,f	: Suma offset al CP
	retlw	0x00	: 65dB HL
	retlw	0x08	: 70dB HL
	retlw	0x10	: 75dB HL
	retlw	0x18	: 80dB HL
	retlw	0x20	: 85dB HL
	retlw	0x28	: 90dB HL
	retlw	0x30	: 95dB HL
	retlw	0x38	: 100dB HL
	retlw	0x40	: 105dB HL
	retlw	0x48	: 110dB HL
	retlw	0x50	: 115dB HL
	retlw	0x58	: 120dB HL

TAMPS2	MOVWF	AMPS2,W	: TABLA PARA ENVIAR EL DATO VIA SERIE
	addwf	PC,f	: Suma offset al CP
	retlw	0x97	: 65dB HL - 0dB
	retlw	0xa1	: 70dB HL - 5dB
	retlw	0xa6	: 75dB HL - 10dB
	retlw	0xb5	: 80dB HL - 15dB
	retlw	0xbf	: 85dB HL - 20dB
	retlw	0xc9	: 90dB HL - 25dB
	retlw	0xd3	: 95dB HL - 30dB
	retlw	0xdd	: 100dB HL - 35dB
	retlw	0xe7	: 105dB HL - 40dB
	retlw	0xf1	: 110dB HL - 45dB
	retlw	0xfb	: 115dB HL - 50dB
	retlw	0x00	: 120dB HL - 55dB NO DISPONIBLE

=== TABLAS PARA LA SELECCION DE OIDO ===

TOIDOS	MOVWF	OIDOS,W	: TABLA PARA ENVIAR DATO AL PORTC
	addwf	PC,f	: Suma offset al CP
	retlw	0xc0	: IZQ+DER
	retlw	0x40	: DER
	retlw	0x80	: IZQ

TOIDOLCD	MOVWF	OIDOLCD,W	: TABLA PARA VER LA PALABRA EN LA LCD
	addwf	PC,f	: Suma offset al CP
	retlw	0x48	: IZQ+DER
	retlw	0x50	: DER
	retlw	0x58	: IZQ

=== TABLAS PARA LA SELECCION DE FRECUENCIA ===

TESIS CON
FALLA DE ORIGINAL

ORG AFREDIV

```

TFREDIV MOVF FREDIV,W ; TABLA PARA MANDAR UN BYTE AL PORTB
addwf PC,f ;Suma offset al CP
retlw 0x04 ;125Hz
retlw 0x0A ;250Hz
retlw 0x0D ;500Hz
retlw 0x8E ;1kHz
retlw 0x4F ;2kHz
retlw 0x8F ;3kHz
retlw 0xAF ;4kHz
retlw 0xDF ;8kHz

```

ORG AFREMUX

```

TFREMUX MOVF FREMUX,W ; TABLA PARA MANDAR A,B,C AL PORTA
addwf PC,f ;Suma offset al CP
retlw 0x00 ;125Hz
retlw 0x01 ;250Hz
retlw 0x02 ;500Hz
retlw 0x03 ;1kHz
retlw 0x04 ;2kHz
retlw 0x05 ;3kHz
retlw 0x06 ;4kHz
retlw 0x07 ;8kHz

```

ORG AFRELCD

```

TFRELCD MOVF FRELCD,W ; TABLA PARA VER LA PALABRA EN LA LCD
addwf PC,f ; Suma offset al CP
retlw 0x00 ;125Hz
retlw 0x08 ;250Hz
retlw 0x10 ;500Hz
retlw 0x18 ;1kHz
retlw 0x20 ;2kHz
retlw 0x28 ;3kHz
retlw 0x30 ;4kHz
retlw 0x38 ;8kHz

```

==== TABLAS PARA LA MENSAJES EN LA LCD ====

ORG TBLADDI

```

TABLA1
addwf PCL,f

DT " 125Hz "
DT " 250Hz "
DT " 500Hz "
DT " 1kHz "
DT " 2kHz "
DT " 3kHz "
DT " 4kHz "
DT " 8kHz "
DT " OIDO "
DT "IZQ+DER "
DT " DER "
DT " IZQ "
DT " "
DT " "
DT " "
DT " "
DT "-10dB HL"
DT "-5dB HL"
DT " 0dB HL"
DT " 5dB HL"

```

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

DT	" 10dB HL"
DT	" 15dB HL"
DT	" 20dB HL"
DT	" 25dB HL"
DT	" 30dB HL"
DT	" 35dB HL"
DT	" 40dB HL"
DT	" 45dB HL"
DT	" 50dB HL"
DT	" 55dB HL"
DT	" 60dB HL"

ORG TBLADD2

TABLA2

addwf	PCL,r
DT	" 65dB HL"
DT	" 70dB HL"
DT	" 75dB HL"
DT	" 80dB HL"
DT	" 85dB HL"
DT	" 90dB HL"
DT	" 95dB HL"
DT	"100dB HL"
DT	"105dB HL"
DT	"110dB HL"
DT	"115dB HL"

.....

END

;FIN DEL PROGRAMA

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

APÉNDICE B

**TESIS CON
FALLA DE ORIGEN**

MF10 Universal Monolithic Dual Switched Capacitor Filter

General Description

The MF10 consists of 2 independent and extremely easy to use, general purpose CMOS active filter building blocks. Each block, together with an external clock and 3 to 4 resistors, can produce various 2nd order functions. Each building block has 3 output pins. One of the outputs can be configured to perform either an allpass, highpass or a notch function; the remaining 2 output pins perform lowpass and bandpass functions. The center frequency of the lowpass and bandpass 2nd order functions can be either directly dependent on the clock frequency, or they can depend on both clock frequency and external resistor ratios. The center frequency of the notch and allpass functions is directly dependent on the clock frequency, while the highpass center frequency depends on both resistor ratio and clock. Up to 4th order functions can be performed by cascading the two 2nd order building blocks of the MF10; higher than 4th order functions can be obtained by cascading MF10 packages.

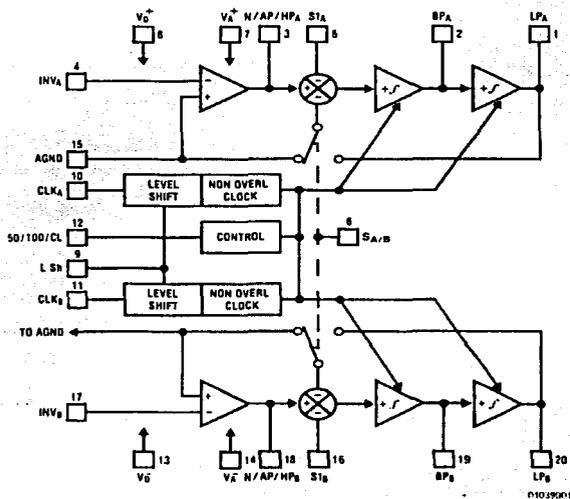
Any of the classical filter configurations (such as Butterworth, Bessel, Cauer and Chebyshev) can be formed.

For pin-compatible device with improved performance refer to LMF100 datasheet.

Features

- Easy to use
- Clock to center frequency ratio accuracy $\pm 0.6\%$
- Filter cutoff frequency stability directly dependent on external clock quality
- Low sensitivity to external component variation
- Separate highpass (or notch or allpass), bandpass, lowpass outputs
- $f_0 \times Q$ range up to 200 kHz
- Operation up to 30 kHz
- 20-pin 0.3" wide Dual-In-Line package
- 20-pin Surface Mount (SO) wide-body package

System Block Diagram



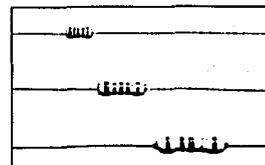
Package in 20 pin molded wide body surface mount and 20 pin molded DIP.

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

RN Series—General Purpose Metal Film Resistors

Features

- Precision metal film
- Superior electrical, TCR performance
- Pana-Sert available (selected sizes, contact factory)
- RNM (mini) an ideal choice where size constraints apply
- Flame-retardant coatings are standard



Electrical Specifications

Type	Power Rating (Watts) @ 70°C	Max Working Voltage*	Max Pulse Voltage	Resistance Temperature Coefficient	Ohmic Range and Tolerance				
					0.1%	0.25%	0.5%	1%	5%
RN 1/8	0.125W	200	400	±100 ppm/°C ± 50 ppm/°C ± 25 ppm/°C	100Ω - 100K 100Ω - 100K 100Ω - 100K	100Ω - 100K 100Ω - 100K 100Ω - 100K	10Ω - 1M 10Ω - 1M 30 1Ω - 499K	10Ω - 2.37M 10Ω - 1M 49 9Ω - 499K	1Ω - 2.2M - -
RN 1/4	0.25W	250	500	±100 ppm/°C ± 50 ppm/°C ± 25 ppm/°C	30 1Ω - 1M 30 1Ω - 1M 30 1Ω - 1M	30 1Ω - 1M 30 1Ω - 1M 30 1Ω - 1M	10Ω - 1M 10Ω - 1M 30 1Ω - 1M	1Ω - 10M 1Ω - 5.11M 30 1Ω - 1M	1Ω - 10M - -
RN 1/2	0.5W	350	700	±100 ppm/°C ± 50 ppm/°C ± 25 ppm/°C	100Ω - 100K 100Ω - 100K 100Ω - 100K	100Ω - 100K 100Ω - 100K 100Ω - 100K	10Ω - 1M 10Ω - 1M 49 9Ω - 499K	1Ω - 10M 1Ω - 4.99M 40 9Ω - 499K	1Ω - 10M - -
RNM 1/4	0.25W	250	500	±100 ppm/°C ± 50 ppm/°C ± 25 ppm/°C	100Ω - 100K 100Ω - 100K 100Ω - 100K	100Ω - 100K 100Ω - 100K 100Ω - 100K	10Ω - 1M 10Ω - 1M 30 1Ω - 499K	10Ω - 2.15M 10Ω - 1M 30 1Ω - 499K	- - -
RNM 1/2	0.5W	350	700	±100 ppm/°C ± 50 ppm/°C ± 25 ppm/°C	30 1Ω - 1M 30 1Ω - 1M 100Ω - 294K	30 1Ω - 1M 30 1Ω - 1M 100Ω - 294K	10Ω - 1M 10Ω - 1M 49 9Ω - 1M	10Ω - 10M 10Ω - 2.15M 49 9Ω - 1M	- - -

* Lesser of .PR or maximum working voltage.

How to Order

RN		1/4	T1	4.75 K	1%	R			
SEI Type		Code	TCR	Nominal Resistance	Tolerance	Packaging			
Type	Description	Code	TCR	Tolerance	Values	Code	Description	Series	Pkg Qty
RN	EIA	1/8	T1=100ppm	0.1%	E96	R	Tape	RN 1/8, RN 1/4	5000
RNM	Mini	1/4	T2=50ppm	0.25%	E96	R	Tape	RNM 1/4, RNM 1/2	5000
		1/2	T9=25ppm	0.5%	E96	R	Tape	RN 1/2	2500
				1%	E96	T	Ammo	All	5000
				5%	E24	A	Bulk	All	1000

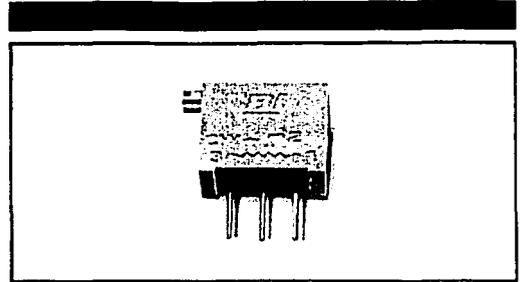
MODEL 68

3/8" Square

Multiturn

Cermet Trimming

Potentiometer



ELECTRICAL

Standard Resistance Range, Ohms	10 to 2Meg
Standard Resistance Tolerance	±10% (<100 Ohms = ±20%)
Input Voltage, Maximum	200 Vdc or rms not to exceed power rating
Slider Current, Maximum	100mA or within rated power, whichever is less
Power Rating, Watts	0.5 at 85°C derating to 0 at 125°C
End Resistance, Maximum	2 Ohms
Actual Electrical Travel, Turns, Nominal	20
Dielectric Strength	900 Vrms
Insulation Resistance, Minimum	1,000 Megohms
Resolution	Essentially infinite
Contact Resistance Variation, Maximum	1% or 1 Ohm, whichever is greater

ENVIRONMENTAL

Seal	85°C Fluorinert® (No Leaks)
Temperature Coefficient, Maximum	±100ppm/°C
Temperature Range	-55°C to +125°C
Thermal Shock	5 cycles, -55°C to +125°C (1% ΔRT, 1% ΔVR)
Moisture Resistance	Ten 24 hour cycles (1% ΔRT, IR 1,000 Megohms min.)
Shock, 6ms Sawtooth	100G's (1% ΔRT, 1% ΔVR)
Vibration	20G's, 10 to 2,000 Hz (1% ΔRT, 1% ΔVR)
High Temperature Exposure	250 hours at 125°C (2% ΔRT, 2% ΔVR)
Rotational Life	200 cycles (3% ΔRT)
Load Life at 0.5 Watts	1,000 hours at 70°C (2% ΔRT)
Resistance to Solder Heat	260°C for 10 sec. (1% ΔRT)

MECHANICAL

Mechanical Stops	Clutch Action, both ends
Torque, Starting Maximum	5 oz.-in. (0.035 N-m)
Weight, Nominal	.04 oz. (1.13 grams)

Fluorinert is a registered trademark of 3M Company.
Specifications subject to change without notice.

BI technologies

1-45

Model 68

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

FAIRCHILD
SEMICONDUCTOR™

September 1983
Revised February 1999

MM74HC04 Hex Inverter

General Description

The MM74HC04 inverters utilize advanced silicon-gate CMOS technology to achieve operating speeds similar to LS-TTL gates with the low power consumption of standard CMOS integrated circuits.

The MM74HC04 is a triple buffered inverter. It has high noise immunity and the ability to drive 10 LS-TTL loads. The 74HC logic family is functionally as well as pin-out compatible with the standard 74LS logic family. All inputs

are protected from damage due to static discharge by internal diode clamps to V_{CC} and ground.

Features

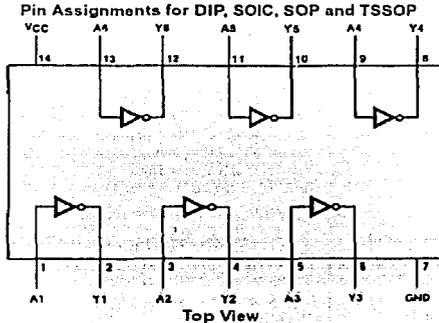
- Typical propagation delay: 8 ns
- Fan out of 10 LS-TTL loads
- Quiescent power consumption: 10 μ W maximum at room temperature
- Low input current: 1 μ A maximum

Ordering Code:

Order Number	Package Number	Package Description
MM74HC04M	M14A	14-Lead Small Outline Integrated Circuit (SOIC), JEDEC MS-120, 0.150" Narrow
MM74HC04SJ	M14D	14-Lead Small Outline Package (SOP), EIAJ TYPE II, 5.5mm Wide
MM74HC04MTC	MTC-14	14-Lead Thin Shrink Small Outline Package (TSSOP), JEDEC MO-153, 4.4mm Wide
MM74HC04N	N14A	14-Lead Plastic Dual-In-Line Package (PDIP), JEDEC MS-001, 0.300" Wide

Devices also available in Tape and Reel. Specify by appending the suffix letter "X" to the ordering code.

Connection Diagram



Logic Diagram



MM74HC04 Hex Inverter

MC74HC161A, MC74HC163A

Presetable Counters High-Performance Silicon-Gate CMOS

The MC74HC161A and HC163A are identical in pinout to the LS161 and LS163. The device inputs are compatible with standard CMOS outputs; with pull-up resistors, they are compatible with LSTTL outputs.

The HC161A and HC163A are programmable 4-bit binary counters with asynchronous and synchronous reset, respectively.

- Output Drive Capability: 10 LSTTL Loads
- Outputs Directly Interface to CMOS, NMOS, and TTL
- Operating Voltage Range: 2.0 to 6.0 V
- Low Input Current: 1.0 μ A
- High Noise Immunity Characteristic of CMOS Devices
- In Compliance with the Requirements Defined by JEDEC Standard No. 7A
- Chip Complexity: 192 FETs or 48 Equivalent Gates

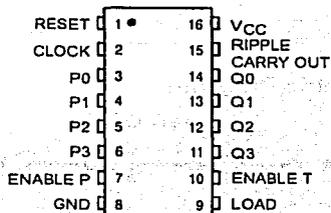


Figure 1. Pin Assignment

FUNCTION TABLE

Clock	Inputs				Output Q
	Reset*	Load	Enable P	Enable T	
↘	L	X	X	X	Reset
↘	H	L	X	X	Load Preset Data
↘	H	H	H	H	Count
↘	H	H	L	X	No Count
↘	H	H	X	L	No Count

*HC163A only. HC161A is an Asynchronous Reset Device
H = high level, L = low level, X = don't care



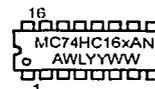
ON Semiconductor

<http://onsemi.com>

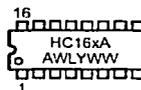
MARKING DIAGRAMS



PDIP-16
N SUFFIX
CASE 648



SO-16
D SUFFIX
CASE 751B



TSSOP-16
DT SUFFIX
CASE 948F



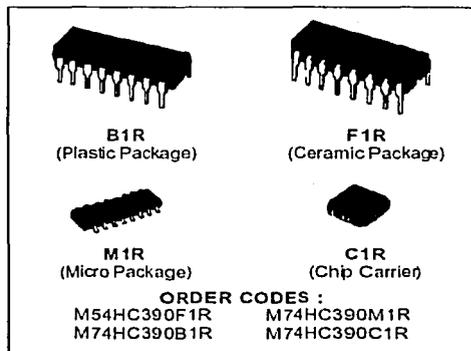
x = 1 or 3
A = Assembly Location
L, WL = Wafer Lot
Y, YY = Year
W, WW = Work Week

ORDERING INFORMATION

Device	Package	Shipping
MC74HC161AN	PDIP-16	2000/Box
MC74HC161AD	SOIC-16	48/Rail
MC74HC161ADR2	SOIC-16	2500/Reel
MC74HC161ADT	TSSOP-16	96/Rail
MC74HC161ADTR2	TSSOP-16	2500/Reel
MC74HC163AN	PDIP-16	2000/Box
MC74HC163AD	SOIC-16	48/Rail
MC74HC163ADR2	SOIC-16	2500/Reel
MC74HC163ADT	TSSOP-16	96/Rail
MC74HC163ADTR2	TSSOP-16	2500/Reel

DUAL DECADE COUNTER

- **HIGH SPEED**
 $f_{MAX} = 84 \text{ MHz (TYP.) AT } V_{CC} = 5 \text{ V}$
- **LOW POWER DISSIPATION**
 $I_{CC} = 4 \mu\text{A (MAX.) AT } T_A = 25 \text{ }^\circ\text{C}$
- **HIGH NOISE IMMUNITY**
 $V_{NIH} = V_{NIL} = 28 \% V_{CC} \text{ (MIN.)}$
- **OUTPUT DRIVE CAPABILITY**
 10 LSTTL LOADS
- **SYMMETRICAL OUTPUT IMPEDANCE**
 $|I_{OH}| = I_{OL} = 4 \text{ mA (MIN.)}$
- **BALANCED PROPAGATION DELAYS**
 $t_{PLH} = t_{PHL}$
- **WIDE OPERATING VOLTAGE RANGE**
 $V_{CC} \text{ (OPR)} = 2 \text{ V TO } 6 \text{ V}$
- **PIN AND FUNCTION COMPATIBLE WITH**
 54/74LS390

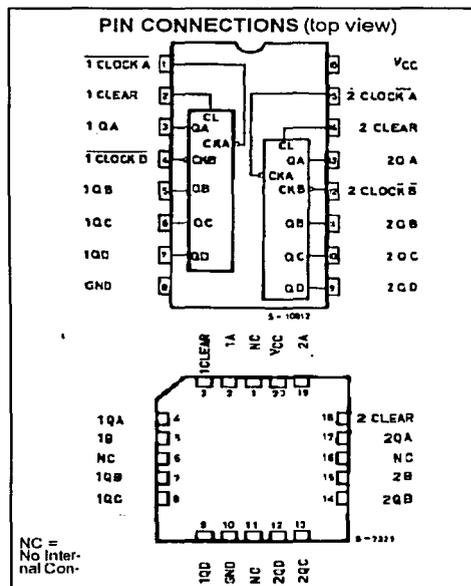

DESCRIPTION

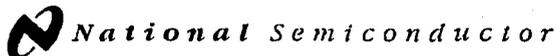
The M54/74HC390 is a high speed CMOS DUAL DECADE COUNTER fabricated in silicon gate CMOS technology. It has the same high speed performance of LSTTL combined with true CMOS low power consumption.

This dual decade counter contains two independent ripple carry counters. Each counter is composed of a divide-by-two and divide-by-five counter. The divide-by-two and divide-by-five counters can be cascaded to form dual decade, dual biquinary, or various combinations up to a single divide-by-100 counter.

Each 4-bit counter is incremented on the high to low transition (negative edge) of the clock input, and each has an independent clear input. When clear is set low all four bits of each counter are set to low. This enables count truncation and allows the implementation of divide-by-N counter configurations.

All inputs are equipped with protection circuits against static discharge and transient excess voltage.





June 1989

DM74LS90/DM74LS93 Decade and Binary Counters

General Description

Each of these monolithic counters contains four master-slave flip-flops and additional gating to provide a divide-by-two counter and a three-stage binary counter for which the count cycle length is divide-by-five for the 'LS90 and divide-by-eight for the 'LS93.

All of these counters have a gated zero reset and the LS90 also has gated set-to-nine inputs for use in BCD nine's complement applications.

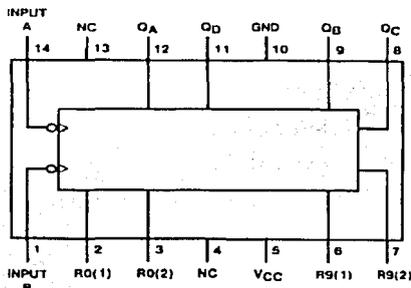
To use their maximum count length (decade or four bit binary), the B input is connected to the Q_A output. The input

count pulses are applied to input A and the outputs are as described in the appropriate truth table. A symmetrical divide-by-ten count can be obtained from the 'LS90 counters by connecting the Q_D output to the A input and applying the input count to the B input which gives a divide-by-ten square wave at output Q_A .

Features

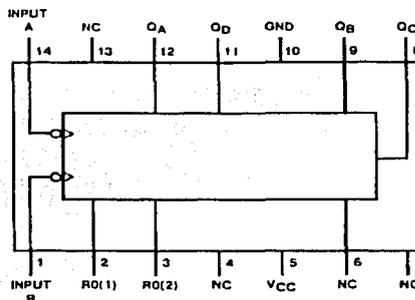
- Typical power dissipation 45 mW
- Count frequency 42 MHz

Connection Diagrams (Dual-In-Line Packages)



TL/F/6381-1

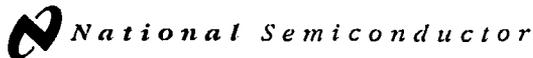
Order Number DM74LS90M or DM74LS90N
See NS Package Number M14A or N14A



TL/F/6381-2

Order Number DM74LS93M or DM74LS93N
See NS Package Number M14A or N14A

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN



June 1999

LM136-5.0/LM236-5.0/LM336-5.0 5.0V Reference Diode

General Description

The LM136-5.0/LM236-5.0/LM336-5.0 integrated circuits are precision 5.0V shunt regulator diodes. These monolithic IC voltage references operate as a low temperature coefficient 5.0V zener with 0.6 Ω dynamic impedance. A third terminal on the LM136-5.0 allows the reference voltage and temperature coefficient to be trimmed easily.

The LM136-5.0 series is useful as a precision 5.0V low voltage reference for digital voltmeters, power supplies or op amp circuitry. The 5.0V makes it convenient to obtain a stable reference from low voltage supplies. Further, since the LM136-5.0 operates as a shunt regulator, it can be used as either a positive or negative voltage reference.

The LM136-5.0 is rated for operation over -55°C to +125°C while the LM236-5.0 is rated over a -25°C to +85°C temperature range. The LM336-5.0 is rated for operation over a

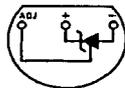
0°C to +70°C temperature range. See the connection diagrams for available packages. For applications requiring 2.5V see LM136-2.5.

Features

- Adjustable 4V to 6V
- Low temperature coefficient
- Wide operating current of 600 μ A to 10 mA
- 0.6 Ω dynamic impedance
- \pm 1% initial tolerance available
- Guaranteed temperature stability
- Easily trimmed for minimum temperature drift
- Fast turn-on
- Three lead transistor package

Connection Diagrams

TO-92
Plastic Package

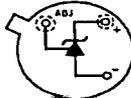


D3005716-4

Bottom View

Order Number LM236AZ-5.0, LM336Z-5.0 or LM336BZ-5.0
See NS Package Number Z03A

TO-46
Metal Can Package



D5005716-5

Bottom View

Order Number LM136H-5.0,
LM136H-5.0/883, LM236H-5.0,
LM136AH-5.0, LM136AH-5.0/883,
or LM236AH-5.0
See NS Package Number H03H

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

LM136-5.0/LM236-5.0/LM336-5.0 5.0V Reference Diode

LF411

Low Offset, Low Drift JFET Input Operational Amplifier

General Description

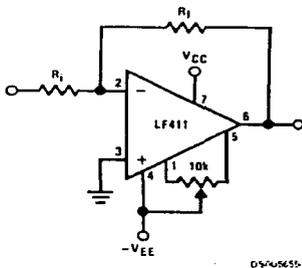
These devices are low cost, high speed, JFET input operational amplifiers with very low input offset voltage and guaranteed input offset voltage drift. They require low supply current yet maintain a large gain bandwidth product and fast slew rate. In addition, well matched high voltage JFET input devices provide very low input bias and offset currents. The LF411 is pin compatible with the standard LM741 allowing designers to immediately upgrade the overall performance of existing designs.

These amplifiers may be used in applications such as high speed integrators, fast D/A converters, sample and hold circuits and many other circuits requiring low input offset voltage and drift, low input bias current, high input impedance, high slew rate and wide bandwidth.

Features

- Internally trimmed offset voltage: 0.5 mV(max)
- Input offset voltage drift: 10 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ (max)
- Low input bias current: 50 pA
- Low input noise current: 0.01 pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$
- Wide gain bandwidth: 3 MHz(min)
- High slew rate: 10V/ μs (min)
- Low supply current: 1.8 mA
- High input impedance: $10^{12}\Omega$
- Low total harmonic distortion: $\leq 0.02\%$
- Low 1/f noise corner: 50 Hz
- Fast settling time to 0.01%: 2 μs

Typical Connection



Ordering Information

LF411XYZ

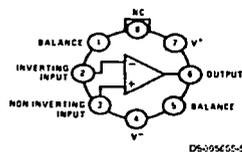
- X indicates electrical grade
- Y indicates temperature range
- “M” for military
- “C” for commercial
- Z indicates package type
- “H” or “N”

**TESIS CON
FALLA DE ORIGEN**

BI-FET II™ is a trademark of National Semiconductor Corporation

Connection Diagrams

Metal Can Package

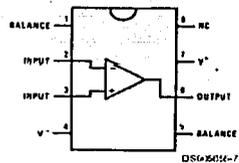


Note: Pin 4 connected to case.

Top View

Order Number LF411ACH
or LF411MH/883 (Note 11)
See NS Package Number H08A

Dual-In-Line Package



Top View

Order Number LF411ACN, LF411CN
See NS Package Number N08E

MOTOROLA

SEMICONDUCTOR TECHNICAL DATA

Analog Multiplexers/Demultiplexers

The MC14051B, MC14052B, and MC14053B analog multiplexers are digitally-controlled analog switches. The MC14051B effectively implements an SP8T solid state switch, the MC14052B a DP4T, and the MC14053B a Triple SPDT. All three devices feature low ON impedance and very low OFF leakage current. Control of analog signals up to the complete supply voltage range can be achieved.

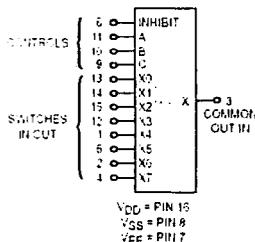
- Triple Diode Protection on Control Inputs
- Switch Function is Break Before Make
- Supply Voltage Range = 3.0 Vdc to 18 Vdc
- Analog Voltage Range ($V_{DD} - V_{EE}$) = 3.0 to 18 V
Note: V_{EE} must be $\leq V_{SS}$
- Linearized Transfer Characteristics
- Low-noise - 12 nV/ $\sqrt{\text{Cycle}}$, $f \geq 1.0$ kHz Typical
- Pin-for-Pin Replacement for CD4051, CD4052, and CD4053
- For 4PDT Switch, See MC14551B
- For Lower R_{ON} , Use the HC4051, HC4052, or HC4053 High-Speed CMOS Devices

MAXIMUM RATINGS*

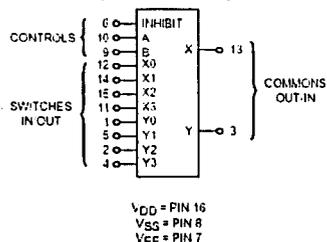
Symbol	Parameter	Value	Unit
V_{DD}	DC Supply Voltage (Referenced to V_{EE} , $V_{SS} \pm V_{EE}$)	- 0.5 to + 18.0	V
V_{in}, V_{out}	Input or Output Voltage (DC or Transient) (Referenced to V_{SS} for Control Inputs and V_{EE} for Switch I/O)	- 0.5 to $V_{DD} + 0.5$	V
I_{in}	Input Current (DC or Transient), per Control Pin	± 10	mA
I_{SW}	Switch Through Current	± 25	mA
P_D	Power Dissipation, per Package†	500	mW
T_{stg}	Storage Temperature	- 65 to + 150	°C
T_L	Lead Temperature (8-Second Soldering)	260	°C

* Maximum Ratings are those values beyond which damage to the device may occur.
† Temperature Derating: "P" and "D/DW" Packages: - 7.0 mW/°C From 65°C To 125°C
Ceramic "L" Packages: - 12 mW/°C From 100°C To 125°C

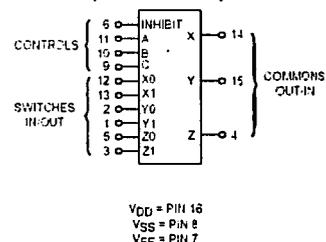
MC14051B
8-Channel Analog Multiplexer/Demultiplexer



MC14052B
Dual 4-Channel Analog Multiplexer/Demultiplexer



MC14053B
Triple 2-Channel Analog Multiplexer/Demultiplexer



Note: Control Inputs referenced to V_{EE} . Analog Inputs and Outputs reference to V_{CC} . V_{CC} must be $\leq V_{EE}$

REV 3
1/94

© Motorola, Inc. 1995

MC14051B
MC14052B
MC14053B



L SUFFIX
CERAMIC
CASE 620



P SUFFIX
PLASTIC
CASE 648



D SUFFIX
SOIC
CASE 751B

ORDERING INFORMATION

MC14XXXBCP Plastic
MC14XXXBCL Ceramic
MC14XXXBD SOIC

$T_A = -55$ to 125 °C for all packages.

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN



MOTOROLA



Stereo Audio Volume Control

FEATURES

- **DIGITALLY-CONTROLLED ANALOG VOLUME CONTROL**
Two Independent Audio Channels
Serial Control Interface
Zero Crossing Detection
Mute Function
- **WIDE GAIN AND ATTENUATION RANGE**
+31.5dB to -95.5dB with 0.5dB Steps
- **LOW NOISE AND DISTORTION**
120dB Dynamic Range
0.0004% THD+N at 1kHz
- **LOW INTERCHANNEL CROSSTALK**
-126dBFS
- **NOISE-FREE LEVEL TRANSITIONS**
- **POWER SUPPLIES: ±15V Analog, +5V Digital**
- **AVAILABLE IN DIP-16 AND SOL-16 PACKAGES**
- **PIN AND SOFTWARE COMPATIBLE WITH THE CRYSTAL CS3310**

APPLICATIONS

- **AUDIO AMPLIFIERS**
- **MIXING CONSOLES**
- **MULTI-TRACK RECORDERS**
- **BROADCAST STUDIO EQUIPMENT**
- **MUSICAL INSTRUMENTS**
- **EFFECTS PROCESSORS**
- **A/V RECEIVERS**
- **CAR AUDIO SYSTEMS**

DESCRIPTION

The PGA2310 is a high-performance, stereo audio volume control designed for professional and high-end consumer audio systems. The ability to operate from ±15V analog power supplies enables the PGA2310 to process input signals with large voltage swings, thereby preserving the dynamic range available in the overall signal path. Using high performance operational amplifier stages internal to the PGA2310 yields low noise and distortion, while providing the capability to drive 600Ω loads directly without buffering. The three-wire serial control interface allows for connection to a wide variety of host controllers, in addition to support for daisy-chaining of multiple PGA2310 devices.

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN



Please be aware that an important notice concerning availability, standard warranty, and use in critical applications of Texas Instruments semiconductor products and disclaimers thereto appears at the end of this data sheet.

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.



Low Power Audio Amplifier

The MC34119 is a low power audio amplifier integrated circuit intended (primarily) for telephone applications, such as in speakerphones. It provides differential speaker outputs to maximize output swing at low supply voltages (2.0 V minimum). Coupling capacitors to the speaker are not required. Open loop gain is 80 dB, and the closed loop gain is set with two external resistors. A Chip Disable pin permits powering down and/or muting the input signal. The MC34119 is available in standard 8-pin DIP, SOIC package, and TSSOP package.

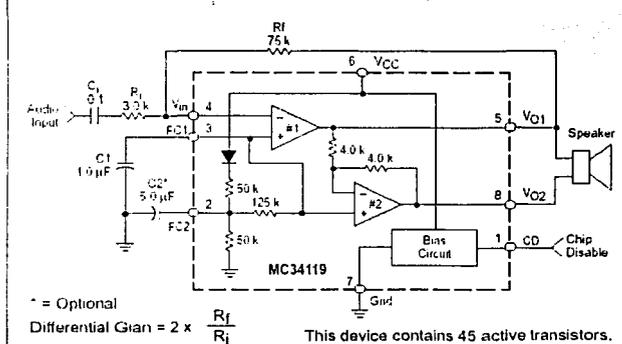
- Wide Operating Supply Voltage Range (2.0 V to 16 V), Allows Telephone Line Powered Applications
- Low Quiescent Supply Current (2.7 mA Typ) for Battery Powered Applications
- Chip Disable Input to Power Down the IC
- Low Power-Down Quiescent Current (65 μ A Typ)
- Provides a Wide Range of Speaker Loads (8.0 Ω and Up)
- Output Power Exceeds 250 mW with 32 Ω Speaker
- Low Total Harmonic Distortion (0.5% Typ)
- Gain Adjustable from <0 dB to >46 dB for Voice Band
- Requires Few External Components

MAXIMUM RATINGS

Rating	Value	Unit
Supply Voltage	-1.0 to +18	Vdc
Maximum Output Current at VO1, VO2	± 250	mA
Maximum Voltage @ Vin, FC1, FC2, CD Applied Output Voltage to VO1, VO2 when disabled	-1.0, VCC + 1.0 -1.0, VCC + 1.0	Vdc
Junction Temperature	-55, +140	$^{\circ}$ C

NOTE: ESD data available upon request.

Block Diagram and Simplified Application



Order this document by MC34119/D

MC34119

LOW POWER AUDIO AMPLIFIER

SEMICONDUCTOR TECHNICAL DATA



P SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 626

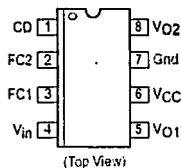


D SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 751
(SO-8)



DTB SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 948J
(TSSOP)

PIN CONNECTIONS



ORDERING INFORMATION

Device	Operating Temperature Range	Package
MC34119P	$T_A = -20$ to $+70$ C	Plastic DIP
MC34119D		SO-8
MC34119DTB		TSSOP

Motorola, Inc. 1995

Rev 1

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN



PIC16F87X

28/40-Pin 8-Bit CMOS FLASH Microcontrollers

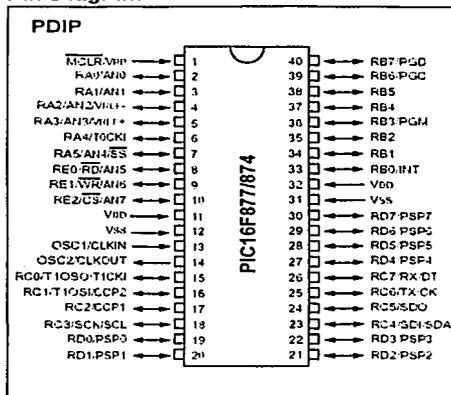
Devices Included in this Data Sheet:

- PIC16F873
- PIC16F876
- PIC16F874
- PIC16F877

Microcontroller Core Features:

- High performance RISC CPU
- Only 35 single word instructions to learn
- All single cycle Instructions except for program branches which are two cycle
- Operating speed: DC - 20 MHz clock input
DC - 200 ns instruction cycle
- Up to 8K x 14 words of FLASH Program Memory.
Up to 368 x 8 bytes of Data Memory (RAM)
Up to 256 x 8 bytes of EEPROM Data Memory
- Pinout compatible to the PIC16C73B/74B/76/77
- Interrupt capability (up to 14 sources)
- Eight level deep hardware stack
- Direct, indirect and relative addressing modes
- 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
- Programmable code protection
- Power saving SLEEP mode
- Selectable oscillator options
- Low power, high speed CMOS FLASH/EEPROM
technology
- Fully static design
- In-Circuit Serial Programming™ (ICSP) via two
pins
- Single 5V In-Circuit Serial Programming capability
- In-Circuit Debugging via two pins
- Processor read/write access to program memory
- Wide operating voltage range: 2.0V to 5.5V
- High Sink/Source Current: 25 mA
- Commercial, Industrial and Extended temperature
ranges
- Low-power consumption:
 - < 0.6 mA typical @ 3V, 4 MHz
 - 20 µA typical @ 3V, 32 kHz
 - < 1 µA typical standby current

Pin Diagram



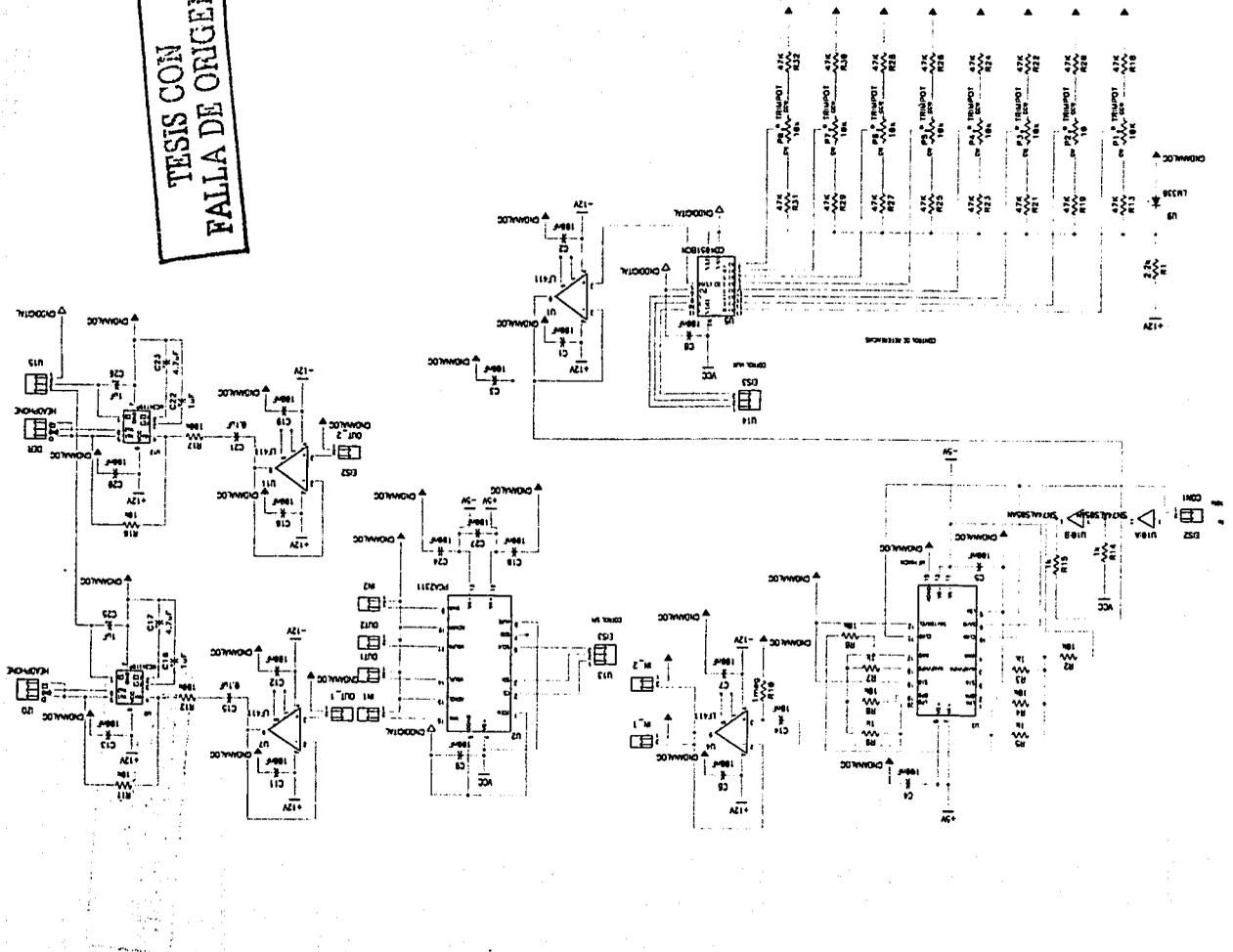
Peripheral Features:

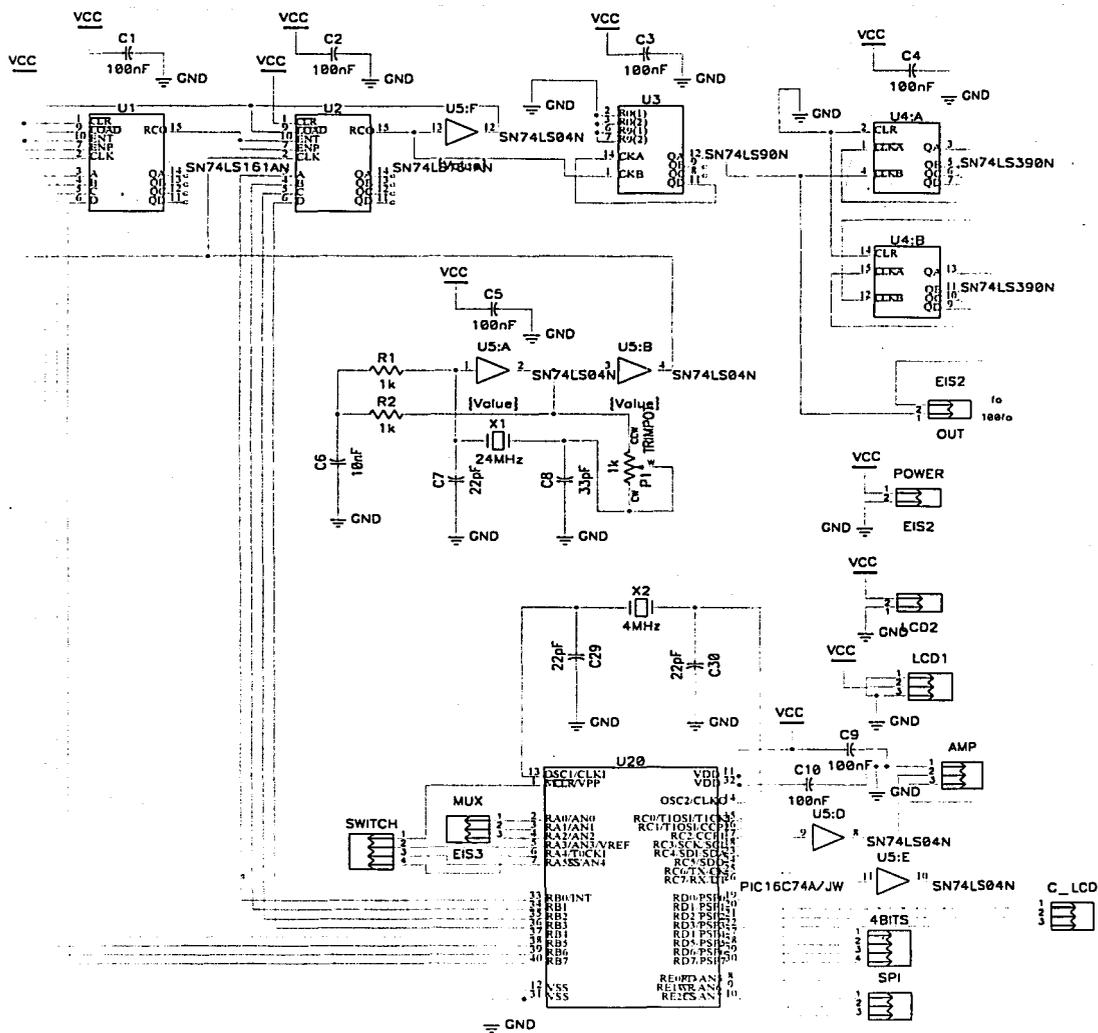
- Timer0: 8-bit timer/counter with 8-bit prescaler
- Timer1: 16-bit timer/counter with prescaler,
can be incremented during SLEEP via external
crystal/clock
- Timer2: 8-bit timer/counter with 8-bit period
register, prescaler and postscaler
- Two Capture, Compare, PWM modules
 - Capture is 16-bit, max. resolution is 12.5 ns
 - Compare is 16-bit, max. resolution is 200 ns
 - PWM max. resolution is 10-bit
- 10-bit multi-channel Analog-to-Digital converter
- Synchronous Serial Port (SSP) with SPI™ (Master
mode) and I²C™ (Master/Slave)
- Universal Synchronous Asynchronous Receiver
Transmitter (USART/SCI) with 9-bit address
detection
- Parallel Slave Port (PSP) 8-bits wide, with
external RD, WR and CS controls (40/44-pin only)
- Brown-out detection circuitry for
Brown-out Reset (BOR)

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

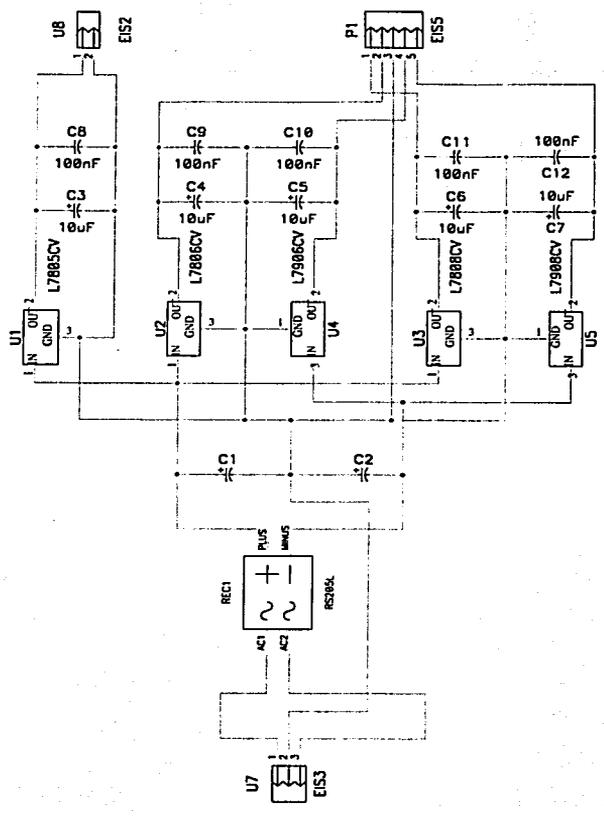
**TESIS CON
FALLA DE ORIGEN**





TESIS CON FALLA DE ORIGEN

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN



UNIVERSIDAD
DE LA GUAYANA

REFERENCIAS

- [1] Revista Instituto Nacional de Enfermedades Respiratorias México
Volumen 15 – número 3
Julio- septiembre 2002 Págs. 133-134
- [2] "Audioprotesis. Enfoque médico, fonoaudiológico y electroacústico".
Autores: Dr. Yanquel Pasik y colaboradores.
Editorial: El Ateneo. ISBN 950-02-0311-1
- [3] Física "principios con aplicaciones"
Douglas C. Giancoli.
Tercera edición.
Ed. Prentice Hall
- [4] Acoustics
Leo L. Beranek
McGraw Hill 1954
- [5] Application of B&K equipment to acoustic noise measurements.
Jens trampe Broch
Second edition January 1971 Brüel & Kjær
- [6] Acoustics – Standard reference zero for the calibration of pure tone audiometers,
ISO 389-1975
- [7] Audición y Sordera
Davis, Hallowell M.D.
1ª edición.
Ed. La Prensa Médica Mexicana 1985
- [8] Electronic communication techniques.
Paul H. Young
Second edition
Ed. Merrill Publishing Company.
- [9] Acoustical measurements. Revised edition.
Leo L. Beranek, D.Sc,
1949 Edition: Acoustic Laboratory, Massachusetts Institute of Technology
1988 Edition: 975 Memorial drive, Cambridge, MA 02138.
- [10] Design with Operational Amplifiers and Analog Integrated Circuits
Sergio Franco
Ed. McGraw-Hill, 1988.
- [11] BI Technologies, Cermet trimming potentiometer Model 68, Data Sheet.

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

- [12] SEI Electronics, Precision resistors RN series, Data Sheet.
- [13] Burr-Brown for Texas Instruments, PGA2310 Data Sheet, 2001.
- [14] Motorola, MC14051, Data Sheet, 1995.
- [15] National Semiconductor, MF10, Data Sheet, 2001.
- [16] National Semiconductor, LM336-5.0, Data Sheet, 1999.
- [17] National Semiconductor, DM74LS90, Data Sheet, 1989.
- [18] SGS Thomson Microelectronics, M74HC390, Data Sheet, 1993.
- [19] Motorola, MC34119, Data Sheet, 1996.
- [20] Microchip Technology, PIC16f87X, Data Sheet, 2001.

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN